



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”**

Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista

Anderson Henrique Cúnico

Projeto de lentes de Rotman operando na faixa de ondas milimétricas

São João da Boa Vista

2024

Anderson Henrique Cúnico

Projeto de lentes de Rotman operando na faixa de ondas milimétricas

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Conselho de Curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como requisito parcial para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2024

C972p Cúnico, Anderson Henrique
Projeto de lentes de Rotman operando na faixa de ondas milimétricas / Anderson Henrique Cúnico. -- São João da Boa Vista, 2024
32 p. : il., tabs. + 1 CD-ROM

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista
Orientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Dispositivos de ondas milimétricas. 2. Lentes de microondas. 3. Linhas de transmissão em fita. 4. Antenas de microondas. I. Título.



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”**

Anderson Henrique Cúnico

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel - Orientador
FESJ/Unesp

Prof. Dr. Guilherme Simon da Rosa
FESJ/Unesp

Elígia Simionato
FESJ/Unesp

São João da Boa Vista, 6 de dezembro de 2024.

Agradecimentos

A senhora Clarice Bianchetti Cúnico, minha finada mãe, é a primeira pessoa que devo agradecer pois ela foi peça fundamental na minha formação, dando todo carinho e apoio e preparando minhas marmitas e meus lanches todos os dias 5 horas da manhã para eu poder enfrentar as extensivas horas que passava fora de casa. Também não posso deixar de falar da minha namorada, que mesmo de longe conseguia fazer meus dias mais felizes. Aos anjos Ailton Oliveira, Edna e Rogérito da Romatur, que me ajudaram financeiramente e emocionalmente no início da graduação, meu mais sincero obrigado. Aos meus amigos e colegas de graduação, Lucas Gasparini, Henrique Cherulli, Jean Zanella Correia, Vinicius Bittar, Yago Tonini, Vitor Henrique, Bruno Gomes e Lucas Gabriel Cardoso, por fazerem os dias extensos do curso serem mais divertidos e pelas extensas horas de estudos e aprendizados compartilhados. Eu não poderia esquecer de agradecer ao Prof. Dr. Juliano Antônio de Oliveira pelo incentivo à pesquisa de Iniciação Científica e pelo grande conhecimento acadêmico transmitido através das aulas e durante sua orientação quando eu era seu aluno de iniciação científica. Aos técnicos de laboratório Mirian Paula dos Santos e Genilson Julião do Carmo, meus mais sinceros agradecimentos pela paciência e pela habilidade de transmitir os conhecimentos experimentais de uma forma tão brilhante. Ao nosso querido bibliotecário João Pedro Alves Cardoso, que sempre estava de bom humor e nos atendia de forma excepcional. Por fim, eu agradeço meu professor e orientador de iniciação científica e de TCC, Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel, por todos os ensinamentos durante as aulas, pela capacidade de inspirar os outros com todo seu conhecimento e expertise, e pelo apoio e dedicação.

Resumo

Com o preenchimento do espectro de frequências convencionais e com a demanda crescente por elevadas taxas de transmissão, as faixas de frequência das ondas milimétricas (30 GHz a 300 GHz) podem ser utilizadas como alternativa para atender às demandas atuais. Porém, sistemas operando em altas frequências tendem a sofrer tanto com a alta atenuação no espaço livre quanto com o baixo poder de penetração. Para solucionar este problema, são necessários sistemas que possuam alto ganho e tenham a capacidade de alterar dinamicamente a direção do feixe de radiação. Com isso, as lentes de Rotman em *microstrip* se apresentam como uma alternativa robusta, de baixo custo e banda larga para integrar sistemas de alto ganho, principalmente pela sua capacidade de alterar dinamicamente o direcionamento de feixe de irradiação de um arranjo de antenas. Para construí-la, é necessário fazer uso das equações que definem os arcos que formam seu núcleo e estabelecer estruturas de casamento de impedância entre o núcleo da lente e suas portas de entrada e saída. Com o auxílio do Matlab, foi feita a implementação das equações desenvolvidas e foi gerada uma lente com quatro portas em cada arco, com capacidade de deslocamento de feixe de $\pm 29^\circ$. Por fim, a geometria da lente foi importada para o Ansys Electronics Desktop e extensivas simulações foram feitas utilizando o módulo HFSS para análise em altas frequências, até que fossem obtidas as direções de feixe, os parâmetros de reflexão e de transmissão, e o diagrama de fases.

Palavras-chave: banda larga; lentes de Rotman; ondas milimétricas.

Abstract

As the conventional frequency spectrum reaches capacity and the demand for high transmission rates continues to grow, millimeter wave frequency bands (30 to 300 GHz) offer a viable alternative for meeting current demands. However, systems operating at high frequencies tend to exhibit both high attenuation in free space and low penetration power. To address this challenge, it is necessary to develop systems that possess both high gain and the capacity to alter the direction of the radiation beam in a dynamic manner. Rotman's microstrip lenses represent a robust, cost-effective, broadband solution for integrating high-gain systems, primarily due to their capacity to dynamically redirect the radiation beam of an antenna array. In order to construct the lens, it is essential to utilize the equations that define the arcs that comprise its core, in addition to establishing impedance-matching structures between the lens core and its input and output ports. The equations were implemented in Matlab, resulting in the generation of a lens with four ports in each arc, exhibiting a beam displacement capacity of $\pm 29^\circ$. Subsequently, the lens geometry was imported into Ansys Electronics Desktop, facilitating the execution of comprehensive simulations until the beam directions, reflection and transmission parameters, and the phase diagram were obtained.

Keywords: broadband; millimeter waves; Rotman lenses.

Lista de ilustrações

Figura 1.	Lente de placas paralelas	11
Figura 2.	Parâmetros da lente	12
Figura 3.	Forma simplificada da lente de Rotman	16
Figura 4.	Parâmetros da lente de Rotman em <i>microstrip</i>	19
Figura 5.	Lente gerada através do algoritmo desenvolvido	25
Figura 6.	Lente incorporada com linhas e <i>pads</i>	26
Figura 7.	Lente com linhas de transmissão e arranjo de antenas	26
Figura 8.	Parâmetros de reflexão da lente	27
Figura 9.	Parâmetros de transmissão	28
Figura 10.	Fases geradas pelas portas de entrada 1 e 2	29
Figura 11.	Parâmetros de reflexão da lente com o conjunto de antenas	30
Figura 12.	Diagrama de radiação normalizado	30

Sumário

1	INTRODUÇÃO	9
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	11
2.1	Lente de Rotman de placas paralelas	11
2.1.1	Arco interno	12
2.1.2	Arco focal	16
2.2	Lente de Rotman em <i>microstrip</i>	19
2.2.1	Arco <i>dummy</i> e estruturas de casamento	22
3	IMPLEMENTAÇÃO DA LENTE DE ROTMAN EM <i>MICROSTRIP</i>	23
3.1	Lente com linhas e <i>pads</i>	25
3.2	Lente com o conjunto de antenas	26
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	27
4.1	Lente com linhas e <i>pads</i>	27
4.2	Lente com o conjunto de antenas	29
5	CONCLUSÕES	32
	REFERÊNCIAS	33

1 Introdução

Mundialmente, os centros de pesquisa têm sua atenção voltada ao mercado de telecomunicações com aplicações comerciais em ondas milimétricas (mmW). O mercado atual apresenta uma crescente demanda de novos serviços e aplicações utilizando grandes volumes de dados que tendem a saturar as faixas de frequências e larguras de banda disponíveis. Por isso, novas faixas estão sendo exploradas na região do espectro de frequências mais altas, o que permite o aumento da largura de banda utilizada pelos novos sistemas (Mordor Intelligence, 2024). As bandas V (50 GHz a 75 GHz) e W (75 GHz a 110 GHz) permitirão diversas novas aplicações, como redes pessoais sem fio (Wireless Personal Area Network - WPANs) de curto alcance e alta velocidade, transmissão de vídeo em tempo real em altas taxas de Gb/s (57 GHz a 66 GHz na Europa), radares automotivos (76 GHz a 81 GHz) e imagens por RF (94 GHz, 140 GHz e acima), ou telemedicina, que também requer sistemas de baixo custo, que possam transferir de maneira confiável grandes volumes de dados com voz e vídeo de alta qualidade e informação de controle de equipamentos em procedimentos médicos remotos (KUMARI et al., 2018), (SONNENBERG et al., 2023).

Um dos problemas de se operar nestas faixas de frequência é a alta atenuação do espaço livre, bem como a sensibilidade ao bloqueio, requerendo antenas (ou conjunto de antenas) com alto ganho e capazes de modificar dinamicamente a direção do feixe de irradiação. Para mitigar esses desafios, as lentes de Rotman foram desenvolvidas para atuarem como uma rede de direcionamento de feixe de radiação (ROTMAN; TURNER, 1963). Elas são compostas basicamente por portas de entrada, portas de saída e linhas de atraso de fase (LI et al., 2017). Enquanto o arco das portas de saída e o comprimento das linhas de atraso de fase são determinados pelas equações em (ROTMAN; TURNER, 1963), o arco das portas de entrada pode ser escolhido livremente. Alguns autores optam por um contorno circular (DONG; ZAGHLOUL, 2010), e outros preferem o formato elíptico (TEKBAS, 2012). Por conta da simplicidade do arco focal circular e por ter sido implementado em diversos trabalhos já feitos sobre lentes de Rotman, este trabalho aborda o arco focal com formato circular.

As lentes possuem como pontos positivos ter bom desempenho para altas frequências, facilidade em aumentar o número de portas de saída sem aumento significativo na complexidade da formulação de design e operam bem em sistemas de baixa potência (DONG; ZAGHLOUL, 2010). Além disso, com a evolução da tecnologia de fabricação de circuitos em substratos dielétricos, o projeto da lente de Rotman em *microstrip* é uma alternativa robusta, confiável, de baixo custo, simples de fabricar, compacta, banda larga e com capacidades multi-feixe (SIMON, 2004). Os pontos negativos são o tamanho físico, que, mesmo para a faixa de ondas milimétricas, ainda se mantém maior do que o de

dispositivos que têm a mesma função, como a matriz de Butler. Além disso, existe uma dificuldade extra para prever o desempenho das lentes. Como seu design é estritamente feito através de algoritmo, a otimização acaba por ser custosa computacionalmente, em que se fazem necessárias simulações eletromagnéticas realizadas via software Ansys Electronics Desktop para diferentes valores dos parâmetros de design das lentes de Rotman, gerando um grande volume de dados e ocupando um grande espaço em disco.

Por fim, a maior parte das aplicações das lentes de Rotman são acompanhadas por conjuntos de antenas *patch*. A escolha pelo uso deste tipo de antena justifica-se, pois elas empregam a mesma técnica de construção das lentes de Rotman, resultando em uma integração direta e facilitada entre os dispositivos.

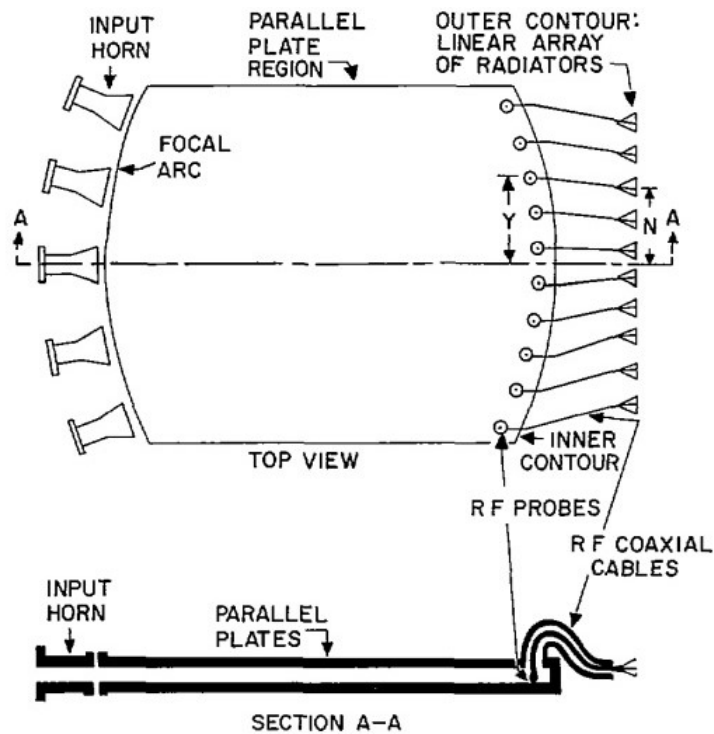
Este trabalho tem como objetivos explorar a fundamentação teórica sobre lentes de Rotman, a implementação das equações dos contornos e estruturas de casamento através de um *script* em Matlab. As simulações serão conduzidas através do *software* Ansys Electronics Desktop, utilizando o módulo HFSS para análise em altas frequências, que é baseado no método dos elementos finitos (finite element method - FEM) para análise numérica dos problemas eletromagnéticos. A obtenção dos resultados para uma lente operar na banda de 57 a 66 GHz, faixa esta designada para aplicações da tecnologia WiGig.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Lente de Rotman de placas paralelas

A lente foi desenvolvida por Rotman e Turner (1963) e o seu design original consiste em duas placas condutoras paralelas que são alimentadas através de cornetas conectadas ao longo do arco focal, e a conexão entre os arcos interno e externo é feita através de linhas de transmissão, como mostra a figura 1. Além disso, é assumido que a região entre as placas paralelas é preenchida por ar e o arco focal tem seu formato estritamente circular, e o ângulo de varredura produzido é dependente de qual porta de entrada está ativa.

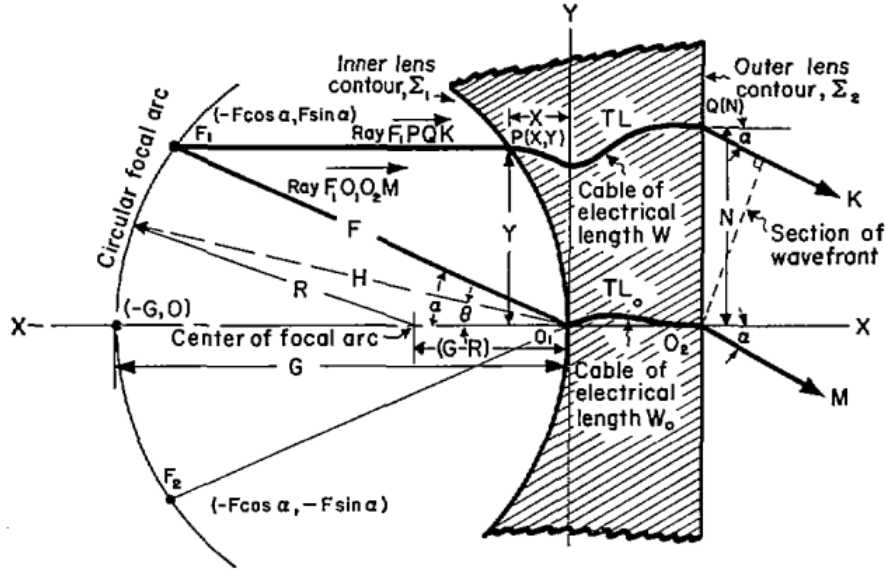
Figura 1. Lente de placas paralelas



Fonte: (ROTMAN; TURNER, 1963).

A partir da figura 2, é possível observar os parâmetros da lente. Ela apresenta três pontos focais em seu arco focal que produzem erro de fase teórico nulo, em que dois desses pontos são F_1 e F_2 , simétricos em relação ao eixo central, enquanto o ponto focal $(-G, 0)$ remanescente está localizado sobre o eixo central da lente. A partir disso, o arco focal e os contornos Σ_1 e Σ_2 são curvas que representam o arco das portas de alimentação da lente, o contorno das portas de saída e a seção onde os elementos irradiantes (antenas) são posicionados, respectivamente. O arco focal tem formato circular e é centrado em $(G - R)$ e tem raio R . O contorno interno Σ_1 é definido pelo conjunto de pontos $P(X, Y)$, obtidos

Figura 2. Parâmetros da lente



Fonte: (ROTMAN; TURNER, 1963).

através das equações de design. De maneira similar, o contorno externo Σ_2 é determinado por N , onde as antenas serão devidamente alocadas. Como é possível observar na figura 2, O_1 e O_2 são pontos de origem dos contornos Σ_1 e Σ_2 . São utilizadas linhas de transmissão para conectar os pontos do arco interno com os do arco externo. A linha que conecta a origem dos contornos Σ_1 e Σ_2 está representada pelo segmento TL_0 de comprimento elétrico W_0 . Para o ponto $P(X, Y)$, tem-se que sua ligação ao ponto $Q(N)$ é feita por linhas de transmissão TL com comprimento elétrico W . Definidos os parâmetros X , Y , N e W , é possível obter as coordenadas do contorno Σ_1 . Com isso, F e G são definidas como distâncias focais relativas a O_1 , em que F é a distância entre O_1 e um dos pontos focais simétricos F_1 e F_2 , e G é a distância focal entre a origem O_1 e o ponto $(-G, 0)$. Partindo de F_1 , existem dois possíveis caminhos que uma onda eletromagnética pode seguir. O primeiro caminho considera o raio que passa pela origem, representado por $\overrightarrow{F_1 O_1 O_2 M}$. O segundo considera o raio que parte de F_1 e passa pelos pontos $P(X, Y)$ e $Q(N)$, representado como $\overrightarrow{F_1 P N K}$. Portanto, F_2 , F_1 e G são pontos focais com ângulos de radiação, $-\alpha$, α e 0° , respectivamente (ROTMAN; TURNER, 1963).

2.1.1 Arco interno

Definidos os parâmetros da lente, agora é necessário definir equações de igualdade de caminhos para definir os pontos $P(X, Y)$ do arco interno. Isto é feito considerando um raio que parte de um dos pontos focais e passa pela origem O_1 e outro que parte do mesmo ponto focal e que cruza o ponto $P(X, Y)$. Usando F_1 como ponto de partida, já são conhecidos os dois caminhos que o raio pode seguir: aquele que passa pela origem

$(\overrightarrow{F_1O_1O_2M})$ e o que incide no ponto $P(X, Y)$ $(\overrightarrow{F_1PNK})$. Pela igualdade de caminhos, e lembrando que o ângulo associado a F_1 é α , tem-se

$$(\overrightarrow{F_1P}) + W + N \sin \alpha = F + W_0. \quad (2.1)$$

De maneira análoga, para os raios partindo de F_2 , que têm ângulo $-\alpha$, chega-se em

$$(\overrightarrow{F_2P}) + W + N \sin(-\alpha) = F + W_0. \quad (2.2)$$

Como a função $\sin x$ é ímpar, então $\sin(-x) = -\sin x$. Com isso, a equação (2.2) pode ser reescrita como

$$(\overrightarrow{F_2P}) + W - N \sin \alpha = F + W_0. \quad (2.3)$$

Considerando agora os raios que partem do ponto focal G , com ângulo de radiação nulo, tem-se

$$(\overrightarrow{GP}) + W = G + W_0. \quad (2.4)$$

É possível notar que $(\overrightarrow{F_1P})$, $(\overrightarrow{F_2P})$ e $(\overrightarrow{GP})$ são as representações das ligações entre os pontos focais e pontos do contorno Σ_1 . Sabendo disso, a expressão que define a distância entre o ponto focal F_1 e um ponto $P(X, Y)$ do contorno Σ_1 é dada como

$$(\overrightarrow{F_1P})^2 = (X - (-F \cos \alpha))^2 + (Y - F \sin \alpha)^2. \quad (2.5)$$

Com isso, a equação (2.5) pode ser reescrita como

$$(\overrightarrow{F_1P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha - 2FY \sin \alpha. \quad (2.6)$$

De maneira análoga ao que foi feito para o caminho $\overrightarrow{F_1P}$, foram calculadas as distâncias entre os pontos focais remanescentes ao contorno interno Σ_1 , e as expressões obtidas foram

$$(\overrightarrow{F_2P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \sin \alpha + 2FY \sin \alpha \quad (2.7)$$

e

$$(\overrightarrow{GP})^2 = (G + X)^2 + Y^2. \quad (2.8)$$

Prosseguindo com o desenvolvimento, é feita uma normalização em relação à distância focal F para os parâmetros N , X , Y , $W - W_0$ e G , dados da seguinte forma

$$\eta = \frac{N}{F}, \quad x = \frac{X}{F}, \quad y = \frac{Y}{F}, \quad w = \frac{W - W_0}{F}, \quad g = \frac{G}{F}, \quad a_0 = \cos \alpha \text{ e } b_0 = \sin \alpha.$$

Com estas considerações, as equações (2.6), (2.7) e (2.8) normalizadas em relação a F são dadas como

$$\frac{\overrightarrow{F_1P}^2}{F^2} = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0, \quad (2.9)$$

$$\frac{\overrightarrow{F_2 P^2}}{F^2} = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 + 2yb_0 \quad (2.10)$$

e

$$\frac{\overrightarrow{G P^2}}{F^2} = (g + x)^2 + y^2. \quad (2.11)$$

Feito isso, é possível isolar $(\overrightarrow{F_1 P})$ na equação (2.1) e normalizar em relação a F , resultando em

$$\begin{aligned} \frac{(\overrightarrow{F_1 P})}{F} &= \frac{F}{F} + \frac{(W_0 - W)}{F} + \frac{N}{F} \sin \alpha = \\ &= 1 - w + \eta b_0. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Com isso, elevando a equação (2.12) ao quadrado, tem-se

$$\begin{aligned} \frac{(\overrightarrow{F_1 P})^2}{F^2} &= (1 - w + \eta b_0)^2 = \\ &= 1 + w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2b_0 \eta + 2b_0 w \eta - 2w. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Substituindo $\frac{(\overrightarrow{F_1 P})^2}{F^2}$ na equação (2.13) pelo resultado obtido na equação (2.9), a expressão que considera os pontos focais acima do eixo central da lente é dada como

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0 = 1 + w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2b_0 \eta + 2b_0 w \eta - 2w. \quad (2.14)$$

E, para obter a expressão que considera os pontos focais abaixo do eixo central, é necessário trocar y por $-y$ e η por $-\eta$ na equação (2.14), que resulta em

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 + 2yb_0 = 1 + w^2 + b_0^2 \eta^2 + 2b_0 \eta - 2b_0 w \eta - 2w. \quad (2.15)$$

Agora, fazendo a diferença entre as equações (2.14) e (2.15), chega-se a uma relação para determinar a coordenada y do contorno interno, dada como

$$y = \eta(1 - w). \quad (2.16)$$

Para encontrar a abscissa, é necessário somar as equações (2.14) e (2.15), resultando em

$$x^2 + y^2 + 2xa_0 = w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2w. \quad (2.17)$$

Normalizando a equação (2.4), tem-se

$$\frac{\overrightarrow{G P}}{F} = \frac{G}{F} + \frac{(W_0 - W)}{F} = g - w. \quad (2.18)$$

Elevando ao quadrado ambos os membros da equação (2.18) e igualando à equação (2.11), tem-se

$$(g + x)^2 + y^2 = (g - w)^2,$$

$$\begin{aligned}
g^2 + 2xg + x^2 + y^2 &= g^2 - 2wg + w^2, \\
x^2 + y^2 + 2xg &= w^2 - 2gw.
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Fazendo a diferença entre (2.17) e (2.19), e isolando a abscissa x , resulta em

$$x = \frac{w(g-1) + 0.5b_0^2\eta^2}{a_0 - g}. \tag{2.20}$$

Por fim, para gerar o contorno Σ_1 , é necessário encontrar os valores de w . Para isso, é necessário fazer a soma entre (2.17) e (2.19), resultando em

$$x^2 + y^2 + x(a_0 + g) = w^2 + \frac{b_0^2\eta^2}{2} - w(g+1). \tag{2.21}$$

Utilizando os resultados obtidos nas equações (2.16) e (2.20), a equação (2.21) pode ser reescrita como

$$\left[\frac{w(g-1) + 0.5b_0^2\eta^2}{a_0 - g} \right]^2 + \eta^2(1-w)^2 + \left[\frac{w(g-1) + 0.5b_0^2\eta^2}{a_0 - g} \right] (a_0 + g) = w^2 + \frac{b_0^2\eta^2}{2} - w(g+1). \tag{2.22}$$

Com isso, e realizando algumas simplificações, a equação (2.22) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
w^2 \left[1 - \eta^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right)^2 \right] + w \left[2g \left(\frac{a_0-1}{g-a_0} \right) - \frac{(g-1)\eta^2}{(g-a_0)^2} b_0^2\eta^2 + 2\eta^2 \right] + \\
+ \frac{gb_0^2\eta^2}{g-a_0} - \frac{b_0^4\eta^4}{4(g-a_0)^2} - \eta^2 = 0.
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Como a equação (2.23) é de segundo grau, então ela pode ser dada como

$$aw^2 + bw + c = 0, \tag{2.24}$$

onde

$$a = 1 - \eta^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right)^2,$$

$$b = 2g \left(\frac{a_0-1}{g-a_0} \right) - \frac{g-1}{(g-a_0)^2} b_0^2\eta^2 + 2\eta^2$$

e

$$c = \left(\frac{gb_0^2\eta^2}{g-a_0} \right) - \frac{b_0^4\eta^4}{4(g-a_0)^2} - \eta^2.$$

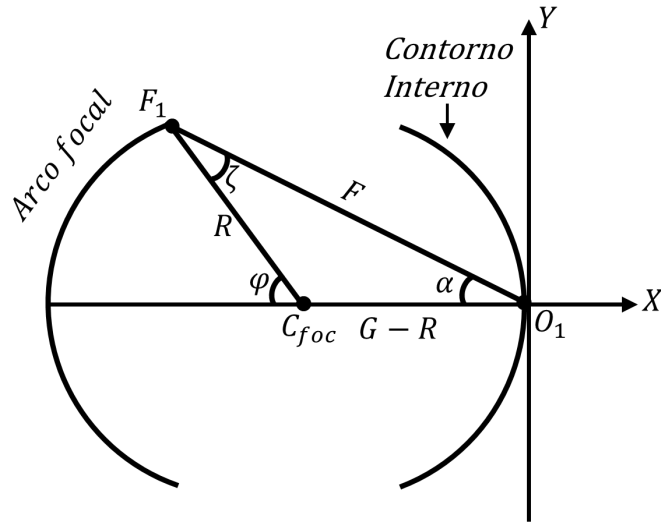
Com as equações (2.16), (2.20) e (2.24), tem-se tudo que é necessário para resolver o design do contorno interno da lente de Rotman.

2.1.2 Arco focal

Para definir o arco focal, é escolhido o formato circular, com raio R e centrado em $(G - R)$. Além disso, os pontos focais podem ser gerados também em relação à origem O_1 , através das distâncias focais intermediária (H) e máxima (F), com, respectivamente, seus ângulos de abertura sendo θ e α . A partir da figura 2, quando $\theta = \pm\alpha$, então $H = F$, onde F é a distância focal fora do eixo central, gerando assim os pontos focais F_1 e F_2 . Por fim, quando $\theta = 0$, tem-se $H = G$, onde G é a distância entre a origem do arco focal e O_1 , definindo assim o ponto focal F_0 .

Antes de definir as equações do arco focal, primeiro é necessário encontrar as expressões do raio R e da distância H entre os pontos focais e a origem O_1 . Para isto, a figura 3 foi gerada para ilustrar um esquema simplificado da lente de Rotman.

Figura 3. Forma simplificada da lente de Rotman



Fonte: Elaborado pelo autor.

Usando a figura 3, o raio R pode ser encontrado através da lei dos cossenos aplicada ao triângulo $\triangle O_1 C_{foc} F_1$, no qual é obtido

$$R^2 = F^2 + (G - R)^2 - 2F(G - R) \cos \alpha. \quad (2.25)$$

Agrupando os termos com R no lado esquerdo da equação (2.25), tem-se

$$R^2 - (G - R)^2 + 2F(G - R) \cos \alpha = F^2. \quad (2.26)$$

Após algumas manipulações na equação (2.26), chega-se

$$2R(G - F \cos \alpha) = F^2 + G^2 - 2FG \cos \alpha. \quad (2.27)$$

Isolando R na equação (2.27), a expressão que define o raio do arco focal é dada como

$$R = \frac{F^2 + G^2 - 2FG \cos \alpha}{2(G - F \cos \alpha)}. \quad (2.28)$$

E, normalizando a equação (2.28) em relação a F , a expressão normalizada do raio do arco focal é

$$r = \frac{1 + g^2 - 2g \cos \alpha}{2(g - \cos \alpha)}. \quad (2.29)$$

Por fim, para encontrar a distância H , é necessário considerar o caso em que $\alpha = \theta$ e $F = H$. Tomando o triângulo $\triangle O_1 C_{foc} F_1$ e aplicando a lei dos cossenos, tem-se

$$R^2 = H^2 + (G - R)^2 - 2H(G - R) \cos \theta. \quad (2.30)$$

Rearranjando a equação 2.30, a expressão para encontrar H é dada como

$$H^2 - 2(G - R)H \cos \theta + (G - R)^2 - R^2 = 0. \quad (2.31)$$

Normalizando a equação (2.31) em relação a F , chega-se a uma equação de segundo grau em termos de h , dada como

$$a_f h^2 + b_f h + c_f = 0, \quad (2.32)$$

onde

$$a_f = 1,$$

$$b_f = -2(g - r) \cos \theta$$

e

$$c_f = (g - r)^2 - r^2.$$

Com isso, h é dado como

$$h = \frac{-b_f + \sqrt{b_f^2 - 4a_f c_f}}{2a_f}. \quad (2.33)$$

Com o auxílio da figura 3, é fundamental determinar o ângulo φ do arco de circunferência definido como arco focal em função do ângulo de varredura α . Isto se faz necessário porque os pontos gerados pela circunferência com raio R e ângulo φ têm que ser iguais aos obtidos utilizando H e α .

Aplicando a lei dos senos no triângulo $\triangle O_1 C_{foc} F_1$, chega-se em

$$\frac{G - R}{\sin \zeta} = \frac{R}{\sin \alpha}. \quad (2.34)$$

Agora, escrevendo ζ em termos de θ e α , e lembrando que o ângulo externo é igual à soma dos ângulos internos não adjacentes a ele, tem-se

$$\varphi = \zeta + \alpha \quad (2.35)$$

Rearranjando a equação (2.35), a expressão que descreve ζ é dada como

$$\zeta = \varphi - \alpha. \quad (2.36)$$

Substituindo a equação (2.36) na equação (2.34), tem-se

$$\frac{G - R}{\sin(\varphi - \alpha)} = \frac{R}{\sin \alpha}. \quad (2.37)$$

Normalizando a equação (2.37) por F e rearranjando-a, chega-se em

$$r \sin(\varphi - \alpha) = (g - r) \sin \alpha. \quad (2.38)$$

Com isso, é possível fazer mais algumas manipulações matemáticas para isolar φ , como mostra a equação (2.39).

$$\begin{aligned} \sin(\varphi - \alpha) &= \frac{(g - r) \sin \alpha}{r}; \\ (\varphi - \alpha) &= \arcsin \left[\frac{(g - r) \sin \alpha}{r} \right]; \\ \varphi &= \arcsin \left[\frac{(g - r) \sin \alpha}{r} \right] + \alpha. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Definido φ , é preciso encontrar os pontos do arco focal. Tomando a equação geradora, na forma retangular, de um círculo de raio R e centrado na origem, tem-se

$$X^2 + Y^2 = R^2. \quad (2.40)$$

Agora, transformando a equação (2.40) para a forma polar, é obtido

$$\text{círculo} = \begin{cases} X = R \cos \varphi, \\ Y = R \sin \varphi. \end{cases} \quad (2.41)$$

Voltando à formulação para o arco focal, é necessário relembrar que ele está localizado à esquerda da origem O_1 , ou seja, os valores de X devem ser negativos. Além disso, é necessário deslocar X por um fator $(G - R)$, o que resulta em

$$\text{arco focal} = \begin{cases} X_b = -R \cos \varphi - (G - R), \\ Y_b = R \sin \varphi, \end{cases} \quad (2.42)$$

onde X_b e Y_b são os pontos do arco focal, também conhecido como *beam arc*.

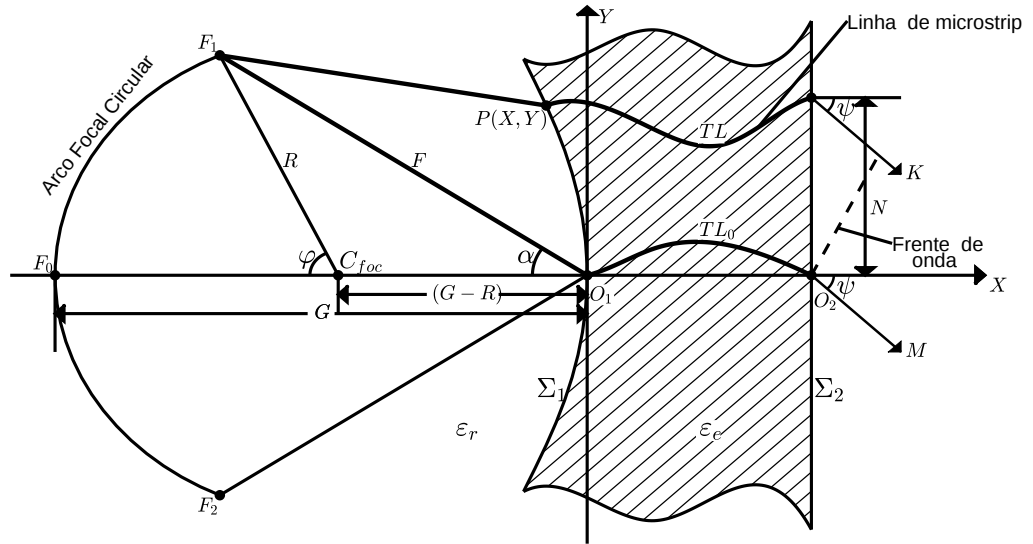
Por fim, normalizando a equação (2.43) em relação a F , tem-se

$$\text{arco focal} = \begin{cases} x_b = -r \cos \varphi - (g - r), \\ y_b = r \sin \varphi. \end{cases} \quad (2.43)$$

2.2 Lente de Rotman em *microstrip*

O avanço da tecnologia de impressão de dispositivos em *microstrip* contribuiu para projetos de alto desempenho, mais discretos, leves e de dimensões menores que seus predecessores, em que redes de formação de feixes como as lentes de Rotman foram muito beneficiadas. Com isso, apresenta-se na figura 4 os parâmetros da lente de Rotman em *microstrip*.

Figura 4. Parâmetros da lente de Rotman em *microstrip*



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como é possível observar, algumas coisas permanecem inalteradas, enquanto outras sofreram algumas mudanças. Agora o ângulo do feixe é representado por ψ e o dielétrico entre as placas condutoras deixou de ser o ar, o que implica que o comprimento de onda nesta região é dado como

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}, \quad (2.44)$$

na qual ε_{ef} é a constante dielétrica eficaz do meio de propagação, calculada como

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2}, \quad (2.45)$$

onde ε_r é a constante dielétrica do substrato, h é a altura do substrato e w é a largura da linha condutora (POZAR, 2012).

Assim como nas lentes de Rotman de placas paralelas, as lentes em *microstrip* devem respeitar as equações de igualdade de caminho. Sabendo disso e inserindo o ângulo de feixe ψ nas equações fundamentais (2.1), (2.3) e (2.4), divide-se as equações fundamentais pela equação (2.44) e multiplica-se por λ_0 , resultando em

$$\sqrt{\varepsilon_{ef}}(\overrightarrow{F_1\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W + \sqrt{\varepsilon_{ef}}N \sin \psi = \sqrt{\varepsilon_{ef}}F + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0,$$

$$\sqrt{\varepsilon_{ef}}(\overrightarrow{F_2\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W - \sqrt{\varepsilon_{ef}}N \sin \psi = \sqrt{\varepsilon_{ef}}F + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0$$

e

$$\sqrt{\varepsilon_{ef}}(\overrightarrow{G\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W = \sqrt{\varepsilon_{ef}}G + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0.$$

É importante ressaltar que os caminhos percorridos pelas ondas eletromagnéticas passam por regiões com constantes dielétricas distintas na região compreendida pela lente. Pela figura 4, a região do núcleo da lente tem constante dielétrica efetiva $\varepsilon_{ef} = \varepsilon_r$. Já a região das linhas de *microstrip* tem constante dielétrica eficaz ε_{ef} . Por fim, a região do arco externo considera que arranjos de antenas ou dispositivos serão conectados a lente, e por isso $\varepsilon_{ef} = 1$. Com isso, as equações acima podem ser reescritas como

$$\sqrt{\varepsilon_r}(\overrightarrow{F_1\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W + N \sin \psi = \sqrt{\varepsilon_r}F + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0, \quad (2.46)$$

$$\sqrt{\varepsilon_r}(\overrightarrow{F_2\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W - N \sin \psi = \sqrt{\varepsilon_r}F + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0 \quad (2.47)$$

e

$$\sqrt{\varepsilon_r}(\overrightarrow{G\dot{P}}) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W = \sqrt{\varepsilon_r}G + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0. \quad (2.48)$$

Normalizando as equações (2.46), (2.47) e (2.48) em relação a $\sqrt{\varepsilon_r}F$ e as rearranjando, tem-se que

$$\frac{(\overrightarrow{F_1\dot{P}})}{F} = 1 - \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_r}} \frac{W - W_0}{F} - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{N}{F} \sin \psi, \quad (2.49)$$

$$\frac{(\overrightarrow{F_2\dot{P}})}{F} = 1 - \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_r}} \frac{W - W_0}{F} + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{N}{F} \sin \psi \quad (2.50)$$

e

$$\frac{(\overrightarrow{G\dot{P}})}{F} = \frac{G}{F} - \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_r}} \frac{W - W_0}{F}. \quad (2.51)$$

A partir das equações (2.49), (2.50) e (2.51), percebe-se que tanto w quanto η são dados de forma diferente para lentes em *microstrip*. Assim, tem-se

$$a_1 = \cos \psi, b_1 = \sin \psi, w = \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_r}} \frac{W - W_0}{F}, \eta = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{N}{F} \text{ e } \gamma = \frac{\sin \psi}{\sin \alpha},$$

onde γ é uma relação entre o ângulo dos feixes e o ângulo de abertura do arco focal.

Com isso, as equações (2.49)-(2.51) podem ser reescritas como

$$\frac{(\overrightarrow{F_1 P})}{F} = 1 - w - b_1 \eta, \quad (2.52)$$

$$\frac{(\overrightarrow{F_2 P})}{F} = 1 - w + b_1 \eta \quad (2.53)$$

e

$$\frac{(\overrightarrow{GP})}{F} = g - w. \quad (2.54)$$

Como as equações (2.9)-(2.11) permanecem inalteradas para o projeto em *microstrip* pelo fato de se tratarem das distâncias ao quadrado entre os pontos focais e o ponto $P(X, Y)$, os mesmos procedimentos realizados na lente de placas paralelas serão adotadas para a lente em *microstrip*. Então, elevando a equação (2.52) ao quadrado e igualando o resultado a equação (2.9), tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\overrightarrow{F_1 P}^2}{F^2} &= (1 - w - b_1 \eta)^2 \\ 1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0 &= 1 - 2w - 2b_1 \eta + 2b_1 w \eta + w^2 + b_1^2 \eta^2. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Como os pontos focais F_1 e F_2 permanecem simétricos, então, substituindo y por $-y$ e η por $-\eta$ na equação (2.55), chega-se em

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 + 2yb_0 = 1 - 2w + 2b_1 \eta - 2b_1 w \eta + w^2 + b_1^2 \eta^2. \quad (2.56)$$

Subtraindo as equações (2.56) e (2.55), é encontrada a expressão para a coordenada y do arco interno da lente em *microstrip*, como mostra a equação (2.57).

$$y = \eta(1 - w)\gamma. \quad (2.57)$$

Somando as equações (2.56) e (2.55), é obtido

$$x^2 + y^2 + 2a_0 x = w^2 + b_1^2 \eta^2 - 2w. \quad (2.58)$$

Para o ponto focal no eixo da lente, como as equações (2.11) e (2.54) são iguais, então a equação (2.19) permanece inalterada para as lentes em *microstrip*. Com isso, subtraindo as equações (2.19) e (2.58), chega-se que a abscissa normalizada do ponto $P(X, Y)$ é dada como

$$x = \frac{(g - 1)w + 0,5b_1^2 \eta^2}{a_0 - g}. \quad (2.59)$$

Somando as equações (2.19) e (2.58), e fazendo as mesmas substituições feitas na equação (2.21) e utilizando a mesma manipulação algébrica feita nas equações (2.22)-(2.23), os parâmetros da equação (2.24) são dados agora como

$$a = 1 - \gamma^2 \eta^2 - \left(\frac{g - 1}{g - a_0} \right)^2,$$

$$b = 2g \left(\frac{a_0 - 1}{g - a_0} \right) + \left[\frac{2}{b_0^2} + \frac{g - 1}{(g - a_0)^2} \right] b_1^2 \eta^2$$

e

$$c = \left(\frac{gb_1^2 \eta^2}{g - a_0} \right) - \frac{b_1^4 \eta^4}{4(g - a_0)^2} - \gamma^2 \eta^2.$$

2.2.1 Arco *dummy* e estruturas de casamento

Após estabelecidos os dois principais arcos que compõem a lente de Rotman, é necessário "fechar" a geometria da lente e estabelecer estruturas de casamento que vão conectar às linhas de *microstrip* com impedância de 50Ω e o núcleo da lente.

Primeiramente, o contorno denominado arco *dummy* será responsável por "fechar" o núcleo da lente. Seu formato pode ser diversificado, desde uma simples reta que passa pelos pontos mais externos dos arcos focal e interno, ou um polinômio de grau maior. Porém, ao implementar este arco, toda e qualquer onda que estiver se propagando pela lente e se chocar com este contorno sofrerá reflexão e, conseqüentemente, isso poderá reduzir o desempenho da lente. Para lidar com este problema, é necessário que as portas deste arco sejam terminadas com cargas com impedância de 50Ω , servindo como sumidouro das ondas que incidem sobre este arco.

Para realizar o casamento de impedâncias entre o núcleo da lente e suas respectivas portas, são utilizadas estruturas denominadas de *tapers* lineares. Eles foram amplamente empregados em trabalhos sobre lentes de Rotman e apresentam bons resultados de casamento quando integrados às lentes. Sua geometria consiste em duas terminações, em que a mais larga se conecta aos arcos que compõem a lente e a mais estreita se conecta às linhas de *microstrip* de 50Ω de impedância. A maior largura de abertura do *taper* deve estar entre $0,5$ e $1,0 \lambda$ (MUSA; SMITH, 1989).

3 Implementação da lente de Rotman em *microstrip*

Com toda a formulação demonstrada até o presente momento, faz-se necessário implementar as equações do arco focal, arco *dummy*, contorno interno e contorno externo utilizando o Matlab e gerar o design da lente, além de estabelecer as características físicas da lente e caracterizar seu funcionamento utilizando o módulo HFSS do *software* Ansys Electronics Desktop. Na tabela 1, foram definidos os parâmetros iniciais para gerar a lente. Nela, é possível encontrar o ângulo máximo de varredura ψ e o valor de g , escolhidos de acordo com Rotman e Turner (1989), além de ser possível visualizar os comprimentos tanto do eixo central quanto das estruturas de casamento, que foram os valores que apresentaram os melhores resultados na relação comprimento/desempenho após extensivas simulações. Ademais, a quantidade de portas *dummy* é escolhida de maneira a melhor cobrir os arcos *dummy*.

Tabela 1. Parâmetros iniciais para gerar a lente de Rotman

frequência de operação	$f = 60 \text{ GHz}$
constante dielétrica do substrato	$\epsilon_r = 6,7$
comprimento de onda no vácuo	$\lambda_0 = c/f$
comprimento de onda efetivo	$\lambda_{ef} = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$
espessura do substrato	$h_{subs} = 50 \text{ } \mu m$
espessura do cobre	$t = 3 \text{ } \mu m$
largura das linhas de transmissão de 50Ω	$W_{lin} = 67 \text{ } \mu m$
comprimento das estruturas de casamento	$L_{tap} = 1,3 \lambda_{ef}$
ângulo máximo de varredura	$\psi = 30^\circ$
número de portas de entrada	$Nb = 4$
número de de portas de saída	$Na = 4$
número de portas <i>dummy</i>	$Nd = 4$
comprimento do eixo central	$G = 1,5\lambda_{ef}$
valor ótimo da relação $\frac{G}{F}$	$g = 1,137$
separação entre os arranjos de antenas	$d = 0,5\lambda_0$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com os parâmetros definidos, é necessário estabelecer quais serão as direções de feixe desejadas ao escolher $\psi = 30^\circ$ e $Nb = 4$. Para esta configuração, são esperadas 4 direções de feixe distintas, as quais podem ser obtidas utilizando a equação (3.1).

$$passo = \frac{2\psi}{Nb - 1}. \quad (3.1)$$

Substituindo os valores de ψ e Nb na equação 3.1, tem-se

$$passo = \frac{2 \cdot 30}{4 - 1} = 20^\circ. \quad (3.2)$$

Com isso, as direções de feixe desejadas são -30° , -10° , 10° e 30° . Para que estas direções sejam obtidas, a diferença de fase ϕ , em graus, necessária é dependente da direção do feixe, ψ , do espaçamento d entre os elementos e do comprimento de onda no vácuo (λ_0), como mostra a equação (3.3) (SKOLNIK, 1980).

$$\phi = \frac{360^\circ}{\lambda_0} d \sin \psi. \quad (3.3)$$

Simplificando a equação (3.3) para o caso adotado, em que $d = 0.5\lambda_0$, tem-se que a diferença de fase simplificada é

$$\phi = 180^\circ \sin \psi. \quad (3.4)$$

Com isso, é possível utilizar a equação (3.4) para calcular as diferenças de fases esperadas utilizando as direções de feixe desejadas. Feitos os cálculos, os valores das diferenças de fases em função das direções de feixe podem ser encontrados na tabela 2.

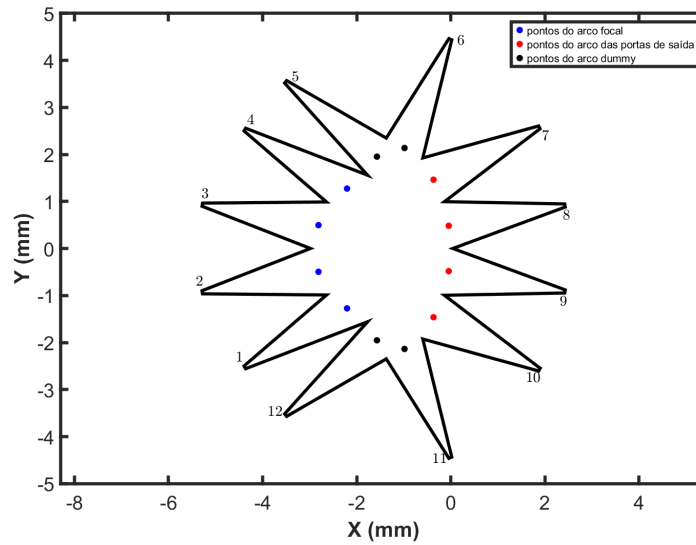
Tabela 2. Direções de feixe e diferenças de fases calculadas

Direção de feixe (ψ)	Diferença de fase (ϕ)
-30°	-90°
-10°	$-31, 26^\circ$
10°	$31, 26^\circ$
30°	90°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com isto definido, e utilizando os dados da tabela 1, é possível gerar a lente de Rotman exposta na figura 5. Os pontos do arco focal estão destacados em azul, os pontos do arco de saída estão em vermelho e os pontos dos arcos *dummy* estão em preto. As portas de entrada estão numeradas de 1 a 4, a numeração das portas de saída está entre 7 e 10 e, por fim, as portas *dummy* estão numeradas por 5,6, 11 e 12. Ademais, é visível a presença das estruturas de casamento conectadas aos arcos.

Figura 5. Lente gerada através do algoritmo desenvolvido



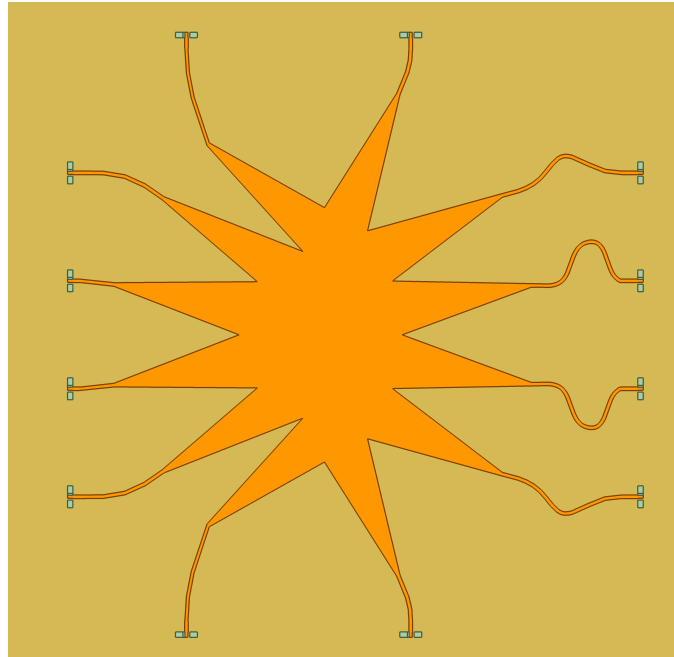
Fonte: Elaborado pelo autor.

Com a lente previamente definida, ela foi importada ao Ansys Electronics Desktop e suas características físicas foram atribuídas. Para o plano terra e a lente, foi escolhido como material condutor o cobre, enquanto o substrato utilizado para esta aplicação é a alumina, com $\tan \delta = 0,015$ e $\varepsilon_r = 6,7$.

3.1 Lente com linhas e *pads*

Para concluir o design da lente, foram estabelecidas linhas de transmissão e *pads* de conexão. Os comprimentos das linhas ligadas às portas do arco focal e do arco *dummy* podem ser ajustados livremente, enquanto os comprimentos das linhas conectadas às portas do arco interno precisam necessariamente ter o mesmo comprimento para que a diferença de fase entre as portas seja constante. Isto é necessário para que as direções do feixe de radiação desejadas sejam obtidas com o mínimo de erro de fase possível. O resultado desta implementação pode ser visto através da figura 6.

Figura 6. Lente incorporada com linhas e *pads*

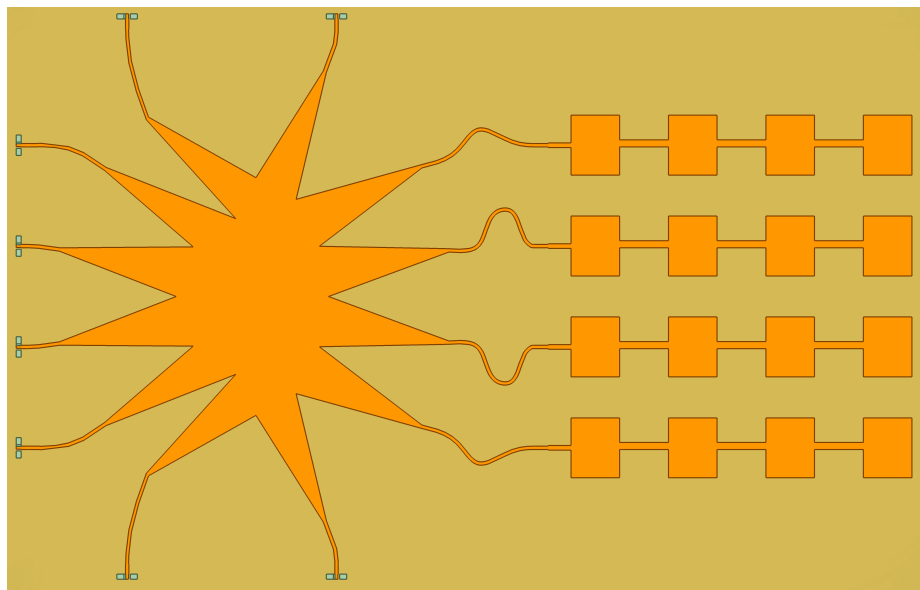


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 Lente com o conjunto de antenas

Para verificar o desempenho e a capacidade de direcionamento de feixe da lente, foi incorporado um arranjo de 4x4 antenas *patch*. As antenas foram projetadas para operar na frequência central de 60 GHz, e sua integração com a lente e os demais elementos que a compõem pode ser vista na figura 7.

Figura 7. Lente com linhas de transmissão e arranjo de antenas



Fonte: Elaborado pelo autor.

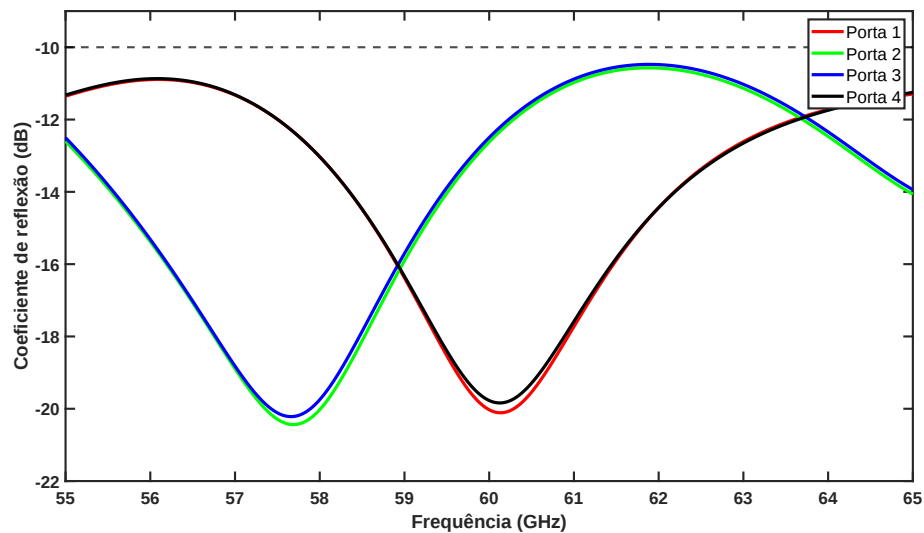
4 Resultados e Discussão

Com as lentes devidamente dimensionadas e com todas as características físicas dos materiais atribuídas, foram feitas extensivas simulações na faixa de frequência de 55 GHz até 65 GHz com o intuito de otimizar e obter os melhores resultados da lente, com e sem as antenas.

4.1 Lente com linhas e *pads*

Para a lente representada pela figura 6, é interessante avaliar seu desempenho observando os gráficos dos parâmetros de reflexão e transmissão, e a evolução das fases que chegam às portas de saída em função da frequência. A figura 8 apresenta os parâmetros da lente mostrada na figura 6. É possível observar a simetria das portas 1 e 4, e 2 e 3, além de que todas as portas apresentam seus valores dos parâmetros de reflexão abaixo de -10 dB em toda a faixa de frequência analisada.

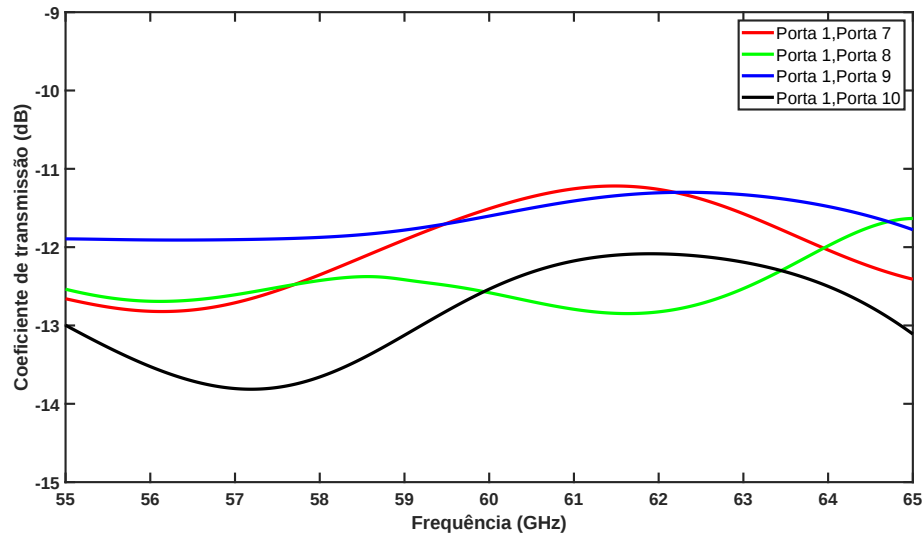
Figura 8. Parâmetros de reflexão da lente



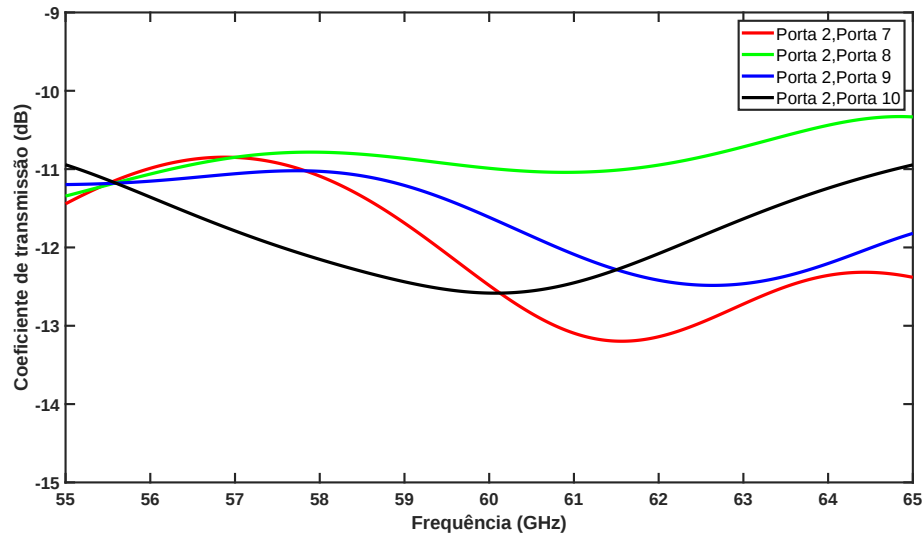
Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura 9 exibe os parâmetros de transmissão das portas 1 e 2 em relação a todas as saídas. Como é possível observar, as perdas são altas, principalmente por conta do substrato utilizado, que apresenta uma elevada tangente de perdas. Por fim, os parâmetros de transmissão das portas 3 e 4 não são necessários por conta da simetria com as portas 1 e 2.

Figura 9. Parâmetros de transmissão



(a) Parâmetros de transmissão entre a porta 1 e cada porta de saída

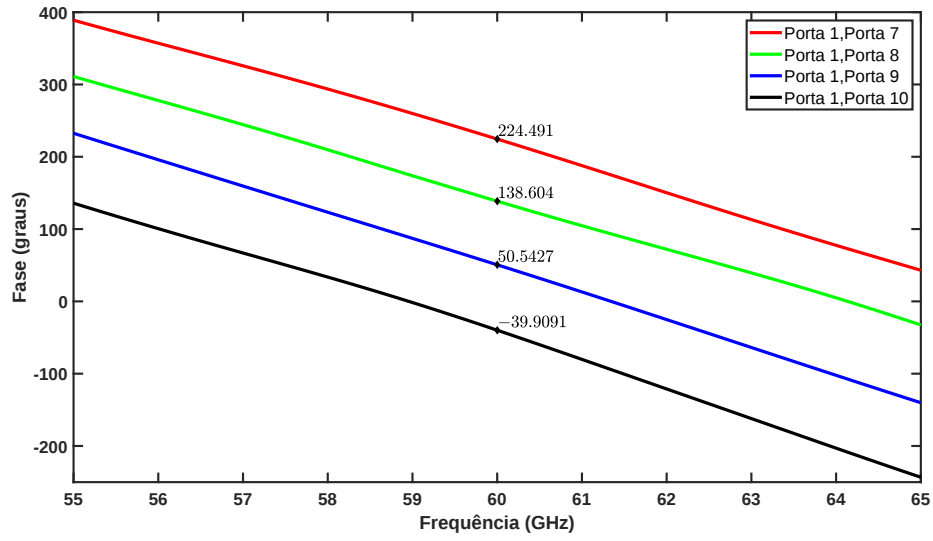


(b) Parâmetros de transmissão entre a porta 2 e cada porta de saída

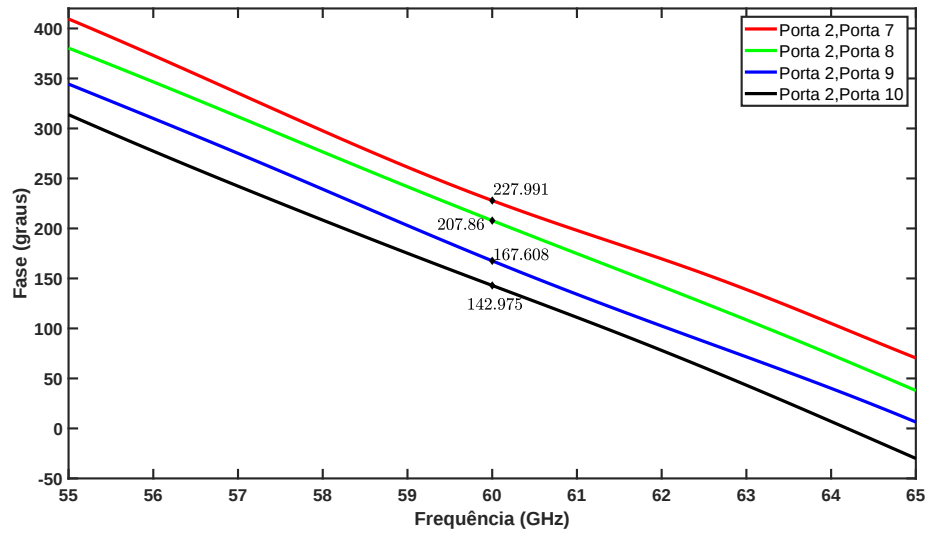
Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura 10 exibe as fases geradas pelas portas 1 e 2. Nas figuras 10a e 10a, é possível observar que as fases têm um comportamento quase linear e as fases em 60 GHz estão destacadas em ambas as figuras. De acordo com a tabela 2, quando as portas 1 e 2 estão ativas, a diferença de fase entre as portas de saída deve ser próxima de -90° e $-31,26^\circ$, respectivamente, para garantir que as direção dos feixes sejam de -30° e -10° . Tanto na figura 10a quanto na figura 10b, é possível observar que, na média, os valores das diferenças de fase são próximos aos expostos na tabela 2.

Figura 10. Fases geradas pelas portas de entrada 1 e 2



(a) Fases quando a porta 1 está ativa



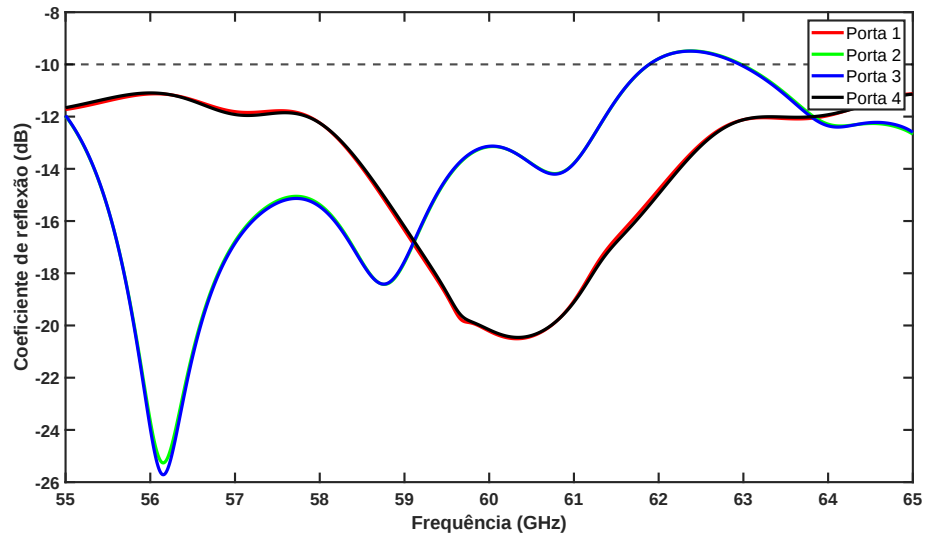
(b) Fases quando a porta 2 está ativa

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2 Lente com o conjunto de antenas

Integrando a lente com o conjunto de antenas, é possível observar uma alteração nos parâmetros de reflexão, como mostra a figura 11.

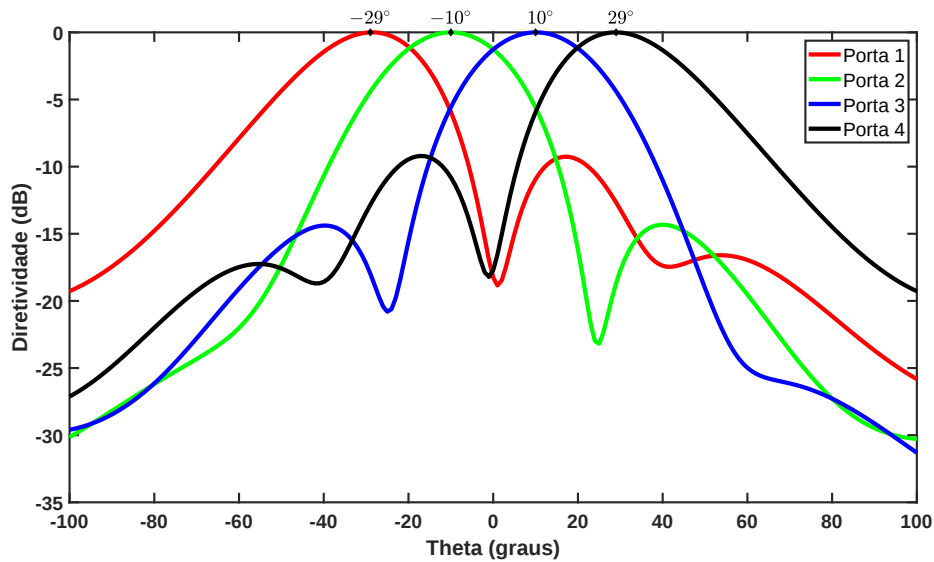
Figura 11. Parâmetros de reflexão da lente com o conjunto de antenas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, para verificar se as fases mostradas na figura 10 de fato geram as direções de feixes desejadas, é necessário observar os gráficos das diretividades normalizadas na figura 12.

Figura 12. Diagrama de radiação normalizado



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para finalizar, os valores dos ângulos de radiação dos feixes apresentados na figura 12 estão presentes na tabela 3. Nela são expostos os valores calculados e os obtidos, sendo possível uma breve comparação entre os valores.

Tabela 3. Direções de feixe calculadas e obtidas

Porta de entrada	Direção calculada	Direção obtida
Porta 1	-30°	-29°
Porta 2	-10°	-10°
Porta 3	10°	10°
Porta 4	30°	29°

Fonte: Elaborado pelo autor.

5 Conclusões

Após toda a formulação e implementação da lente, é possível concluir que ela opera próxima ao esperado, em que seu comportamento de banda larga pode ser observado através da figura 11. Já as fases mostradas na figura 10 garantiram que os valores de direção de feixe obtidos sofressem apenas um pequeno desvio em ângulos de abertura mais elevados. Além disso, o substrato utilizado fez com que a lente sofresse uma alta perda entre as portas de entrada e saída, como mostrado pelos parâmetros de transmissão.

Referências

- DONG, J.; ZAGHLOUL, A. Extremely high-frequency beam steerable lens-fed antenna for vehicular sensor applications. *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, v. 4, p. 1549 – 1558, 11 2010. Citado na página 9.
- KUMARI, P.; CHOI, J.; GONZÁLEZ-PRELCIC, N.; HEATH, R. W. Ieee 802.11ad-based radar: An approach to joint vehicular communication-radar system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 67, n. 4, p. 3012–3027, 2018. Citado na página 9.
- LI, J.; ZHU, W.; ZHOU, H.; CHENHU, G.; YAO, Y.; LIU, J.; LIANG, X.; GENG, J.; JIN, R. Minimizing gain roll-off in rotman lens antenna using phase gradient transmission lines. In: *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2097–2098. Citado na página 9.
- Mordor Intelligence. *Mercado de tecnologia de ondas milimétricas – Relatório de Pesquisa da Indústria*. 2024. Disponível em: <<https://www.mordorintelligence.com/pt/industry-reports/millimeter-wave-technology-market>>. Acesso em: 20 jun. 2024. Citado na página 9.
- MUSA, L.; SMITH, M. S. Microstrip port design and sidewall absorption for printed rotman lenses. *Microwaves Antennas Propagation Iee Proceedings H*, v. 136, n. 1, p. 53–58, 1989. Citado na página 22.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4th. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. ISBN 978-0-470-63155-3. Citado na página 20.
- ROTMAN, W.; TURNER, R. Wide-angle microwave lens for line source applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 11, n. 6, p. 623–632, 1963. Citado 3 vezes nas páginas 9, 11 e 12.
- SIMON, P. Analysis and synthesis of rotman lenses. In: *22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference &*. [s.n.], 2004. p. 9–12. Disponível em: <<https://arc.aiaa.org/doi/abs/10.2514/6.2004-3196>>. Citado na página 9.
- SKOLNIK, M. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill, 1980. (Electrical Engineering Series). ISBN 9780070579095. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=YvsiAAAAMAAJ>>. Citado na página 24.
- SONNENBERG, T.; ROMANO, A.; VERPLOEGH, S.; PINTO, M.; POPOVIĆ, Z. v- and w-band millimeter-wave gan mmics. *IEEE Journal of Microwaves*, v. 3, n. 1, p. 453–465, 2023. Citado na página 9.
- TEKBAS, D. D. *Design of a wideband beam scanning Rotman lens array*. Dissertação (Mestrado) — Middle East Technical University, 2012. Citado na página 9.