UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Arranjo de Antenas Reconfigurável para 5G utilizando Metamateriais

Andreia Aparecida de Castro Alves

Itajubá, 14 de fevereiro de 2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Andreia Aparecida de Castro Alves

Arranjo de Antenas Reconfigurável para 5G utilizando Metamateriais

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutora em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientador: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti Coorientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior

14 de fevereiro de 2020 Itajubá

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Arranjo de Antenas Reconfigurável para 5G utilizando Metamateriais

Andreia Aparecida de Castro Alves

Tese aprovada por banca examinadora em 14 de Fevereiro de 2020.

Banca Examinadora: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti (Orientador) Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior (Coorientador) Prof. Dr. José Antonio Justino Ribeiro Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger Prof. Dr. Ildefonso Bianchi

> Itajubá 2020

Andreia Aparecida de Castro Alves

Arranjo de Antenas Reconfigurável para 5G utilizando Metamateriais/ Andreia Aparecida de Castro Alves. – Itajubá, 6 de abril de 2020-87 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti

Tese (Doutorado)

Universidade Federal de Itajubá

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 6 de abril de 2020.

1. 5G. 2. Arranjo de antenas. I. Danilo H. Spadoti. II. UNIFEI. III. Faculdade de Engenharia Elétrica. IV. Arranjo de antenas reconfigurável baseado em metamateriais para 5G

CDU 07:181:009.3

Arranjo de Antenas Reconfigurável para 5G utilizando Metamateriais

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutora em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Itajubá, 14 de fevereiro de 2020:

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti Orientador

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior Coorientador

Prof. Dr. José Antonio Justino Ribeiro

Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger

Prof. Dr. Ildefonso Bianchi

Itajubá 14 de fevereiro de 2020

Agradecimentos

Desejo registrar o reconhecimento a todas pessoas que me apoiaram no desenvolvimento deste trabalho. Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais, que sempre primaram pela minha educação. Obrigada Sr. Otaides e Sra. Rosana por me darem a vida, o amor incondicional e toda a assistência ao longo da minha vida. Eu não conseguiria nada sem vocês. A minha melhor amiga Jéssica, sou grata por ser sempre a minha luz e inspiração. Ao meu irmão Ariel, agradeço por me ensinar as coisas mais simples e as mais complexas da vida. Ao meu sobrinho e afilhado Miguel, sou grata por sempre me encher de amor e felicidade.

Ao meu orientador, professor Dr. Danilo H. Spadoti, agradeço pela orientação desse trabalho, amizade, paciência, auxílio e empenho ao longo dessa pesquisa, nunca medindo esforços para me auxiliar no que fosse preciso.

Ao meu coorientador Arismar, agradeço e reconheço a importância de todo o seu incentivo, conselhos, discussões, ensinamentos e exemplo de dedicação à ciência.

Ao meu primeiro orientador Leonardo Roger, que se tornou uma das pessoas que mais admiro, agradeço pela amizade, conselhos, ensinamentos sobre telecomunicações, música, viagens e vida. Você é um exemplo que desejo seguir.

Ao meu namorado Eduardo, sou grata pelo apoio e amor.

A minha querida professora e amiga Angie Janjic, que sempre me ofereceu suporte, amor e orações. A minha mãe de coração Jidelva Lira e seus filhos Arthur e Igor, que me acolheram enquanto eu estive na Itália. Agradeço cada gesto que fizeram por mim.

A todos meus colegas do laboratório WOCA, agradeço por me transmitirem amizade e experiência. Em especial ao Evandro e Amanda, que conquistaram meu coração e minha confiança. Ao meu amigo Guto, agradeço por me inspirar a ser uma pessoa melhor. Ao Luis Gustavo, não só pelo compartilhamento de conhecimento, mas pela amizade e apoio nos principais momentos do meu doutorado. Ao Igor, pelo suporte técnico e pela amizade.

A professora Antonella e ao pesquisador Sérgio Pinna da Scuola Sant'Anna, agradeço pelo apoio e aprendizado durante o período do meu doutorado sanduíche na Itália.

Agradeço finalmente, aos orgãos que apoiaram financeiramente essa pesquisa: CA-PES, CNPq, Fapemig, Finep, Inatel e ao Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR).

"Podrán morir las personas, pero jamás sus ideas." (Ernesto Che Guevara)

Resumo

Os dispositivos portáteis de quinta geração (5G) suportarão diversos serviços usando diferentes faixas de frequência, incluindo a segunda faixa de frequência (FR2), de 24,25 GHz a 52,60 GHz. O FR2 fornecerá altas taxas de dados, $\approx 2,15$ Gbit/s para downlink e ≈ 2.37 Mbit/s para uplink, no entanto, a característica dispersiva dos canais, a complexidade na fabricação dos dispositivos e a alta perda na propagação no espaço livre, são alguns dos fatores limitantes dessa faixa de frequência. O desempenho da rede dependerá do uso de antenas de alto desempenho, dispositivos reconfiguráveis, custos reduzidos, entre outros aspectos. Esta tese apresenta um arranjo de antenas operando em ondas milimétricas, leve, de baixo custo (protótipo inicial no valor de ≈ 250 reais) e com reconfiguração de feixe em azimute e elevação. A principal inovação é a rede de alimentação eletricamente reconfigurável baseada em metamateriais com baixa perda de inserção, operação linear e número reduzido de estágios. Essa rede modifica a direção do feixe por meio da reconfiguração de fase sem interferir no desempenho do arranjo de antenas. Adicionalmente, uma técnica de elementos parasitas foi aplicada para melhorar a largura de faixa e o ganho do arranjo. O projeto baseia-se em cálculos analíticos e simulações numéricas conduzidas pelo software ANSYS HFSS. O desempenho do arranjo em termos de acoplamento mútuo foi investigado para avaliar a aplicabilidade da abordagem em sistemas de múltiplas antenas. A abordagem tem um tamanho total de 6×6 cm, compacto o suficiente para operar dentro de um aparelho de telefonia móvel. Todos os pré-requisitos estabelecidos de projeto foram alcançados, resultando em um arranjo de antenas com um ganho de 12,5 dBi, largura de faixa de 2,8 GHz, reconfigurabilidade do feixe de $\approx 20^{\circ}$, tamanho total de 6x6 cm, lobos secundários abaixo de -10 dB e acoplamento mútuo de -50 dB.

Palavras-chaves: 5G. Arranjo de Antenas. Antenas reconfiguráveis. Metamateriais. Ondas milimétricas. Reconfigurável.

Abstract

The handheld devices for the fifth-generation (5G) of mobile communications will support diverse services using different frequency bands, including the Second Frequency Range (FR2), from 24.25 GHz to 52.60 GHz. This millimeter-wave (mm-waves) bandwidth provides high data rates, i.e. ≈ 2.15 Gbit/s for downlink and ≈ 2.37 Mbit/s up-link, however, the characteristics of the channels, devices manufacturing, and the high free space losses are some of the limiting factors of this frequency range. The network effectiveness will then depend directly on the use of high-performance antennas, reconfigurable devices, reduced costs, among other aspects. Taking advantage of the needs of 5G systems, this thesis presents a low-cost (initial prototype worth ≈ 250 reals), lightweight antenna array with reconfigurable two-dimensional beam steering (azimuth and elevation) to operate in millimeter waves. The main innovation is the antenna feed network based on metamaterials with low insertion loss, linearity operation, and reduced stage number. This network performs the beam steering through phase reconfiguration without interfering with the antenna array performance. Additionally, a parasitic patches technique was applied in order to improve gain and bandwidth. The project methodology is based on analytical calculations and numerical simulations were carried out using the software Ansys HFSS. The array performance has been analyzed in terms of the mutual coupling to evaluate its possible application in a multi-antennas system. The approach has a total size of 6×6 cm, compact enough to operate inside a mobile phone. All pre-set design requirements were achieved, resulting in an antenna array gain of 12.5 dBi, 2.8 GHz bandwidth, reconfigurability of 20°, sidelobe level below 10 dB and mutual coupling lower than -50 dB.

Key-words: 5G. Antenna Array. Metamaterials. Millimeter Waves. Reconfigurable antennas.

Lista de ilustrações

| Figura 1 – | Principais aplicações dos sistemas 5G. | 2 |
|-------------|--|----|
| Figura 2 – | Imagem modificada de (21). Disposição das camadas do elemento único | |
| | do arranjo de antenas. | 4 |
| Figura 3 – | Imagem extraída de (18). Arranjo linear de dipolos impressos para 5G. | 5 |
| Figura 4 – | Imagem modificada de (20). Fotografia do arranjo fabricado | 5 |
| Figura 5 – | Imagem modificada de (19). Ilustração dos subarranjos dentro de um | |
| | aparelho móvel | 6 |
| Figura 6 – | Técnica de acoplamento direto na antena impressa por meio de uma | |
| | microlinha de fita | .0 |
| Figura 7 – | Técnica de alimentação por meio de acoplamento eletromagnético 1 | .0 |
| Figura 8 – | Técnica de acoplamento direto na antena impressa por meio de um | |
| | cabo coaxial | .1 |
| Figura 9 – | Técnica de alimentação por acoplamento indireto por meio de fenda. 1 | .2 |
| Figura 10 – | Arranjo linear com dois dipolos infinitesimais | .5 |
| Figura 11 – | Observação do arranjo linear de dois elementos no campo distante 1 | .6 |
| Figura 12 – | Geometria do campo distante para um arranjo de N elementos posici- | |
| | onados ao longo do eixo z | .7 |
| Figura 13 – | Arranjo linear com N elementos posicionados ao longo do eixo x 1 | .7 |
| Figura 14 – | Arranjo de antenas planar | .8 |
| Figura 15 – | Técnicas de reconfiguração | 20 |
| Figura 16 – | Diagramas de irradiação. (a) Diagrama de irradiação sem modifica- ções. (b) Diagrama de radiação modificado/formatado. (c) Diagrama | |
| | de irradiação direcionado | 24 |
| Figura 17 – | Arranjo de antena faseado. (a) Arranjo linear. (b) Variação de fase na | |
| | alimentação do arranjo linear. | 24 |
| Figura 18 – | (a) Antena impressa excitada por acoplamento indireto através de fenda. | |
| | (b) Detalhes da geometria | 27 |
| Figura 19 – | (a) Sistema separado em duas regiões: I- plaqueta separada do acopla- | |
| | mento e II- meio de acoplamento entre a linha e a plaqueta. (b) Modelo | |
| | de linha de transmissão | 28 |
| Figura 20 – | Circuito equivalente da antena impressa alimentada por acoplamento | |
| | de abertura ou fenda 2 | 28 |
| Figura 21 – | (a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) . (b) Coeficiente de reflexão S_{11} repre- | |
| | sentado na carta de Smith | 31 |
| Figura 22 – | Impedância de entrada da antena | 31 |

| Figura 23 – | Ganho da antena. (a) Ganho em função da frequência. (b) Diagrama de irradiação tridimensional. | 32 |
|----------------|--|-----|
| Figura 24 – | Diagramas de irradiação da antena em 26 GHz. (a) Corte no plano zx | |
| | $\phi = 0^{\circ}$. (b) Corte no plano $zy \ \phi = 90^{\circ}$ | 32 |
| Figura 25 – | Antena com três camadas alimentada por acoplamento de fenda com | |
| | plaquetas parasitas. (a) Ilustração das camadas que compõe a antena. | |
| | (b) Detalhes da geometria. (c) Vista lateral da antena. | 33 |
| Figura 26 – | Influência da sobreposição das plaquetas. (a) Ganho máximo real para | |
| | diferentes valores de dp . (b) Coeficiente de reflexão para diferentes va- | |
| | lores de dp | 34 |
| Figura 27 – | (a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) em decibéis. (b) Coeficiente de reflexão | |
| | S_{11} representado na carta de Smith | 35 |
| Figura 28 – | Magnitude do campo E e da corrente de superfície na superfície da | |
| | antena em 26 GHz | 36 |
| Figura 29 – | Ganho da antena. (a) Ganho vs frequência. (b) Diagrama de irradiação | |
| | polar tridimensional em 26 GHz. \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots | 36 |
| Figura 30 – | Diagramas de irradiação da antena em 26 GHz. (a) Corte no plano $z \bar{x}$ | |
| | $\phi = 0^{\circ}$. (b) Corte no plano $zy \phi = 90^{\circ}$ | 37 |
| Figura 31 – | Ganho e eficiência para a antena com três e quatro camadas | 37 |
| Figura 32 – | Efeito da precisão de alinhamento das camadas no coeficiente de refle- | |
| | xão da antena. | 38 |
| Figura 33 – | Diagramas de irradiação para 1, 4, 9 e 16 elementos | 39 |
| Figura 34 – | Arranjo de antenas 3x3 | 40 |
| Figura 35 – | Análise da distância entre os elementos do arranjo 3×3 | 40 |
| Figura 36 – | Diagramas de irradiação os elementos defasados progressivamente | 41 |
| Figura 37 – | Coeficiente de reflexão simulado em cada elemento do arranjo | 42 |
| Figura 38 – | Diagrama de irradiação. (a) Diagrama tridimensional. (b) Diagrama | |
| | polar 2D para $\phi = 0^{\circ}$ (elevação). | 42 |
| Figura 39 – | Divisor de potência 1×3 . (a) Geometria do divisor (b) Fase do sinal em | |
| _ | cada porta. (c) Magnitude do sinal em cada porta | 43 |
| Figura 40 – | Divisor de potência 1×9 . (a) Geometria do divisor (b) Fase do sinal em | |
| | cada porta. (c) Magnitude do sinal em cada porta | 44 |
| Figura 41 – | Diagrama das propriedades efetivas de permissividade elétrica (ε) e | 1.0 |
| T . (a) | permeabilidade magnética (μ) | 46 |
| Figura 42 – | Representação circuital da CRLH. (a) Linha de transmissão uniforme | |
| | KH. (b) Linha de transmissão uniforme LH. (c) Linha de transmissão | 4.0 |
| D: | | 48 |
| rıgura 43 – | Representação granca das equações de dispersão para RH-TL e LH-TL | 40 |
| | sem perdas | 49 |

| Figura 44 – | - Representação gráfica das equações de dispersão para CRLH-TL. (a) | |
|-------------|---|----|
| | Desbalanceada. (b) Balanceada | 50 |
| Figura 45 – | - (a) Modelo eletromagnético da célula CRLH. (b) Modelo π equivalente. | |
| | (c) Modelo CRLH fragmentado em trechos de microlinhas de fita $\ .\ .$ | 51 |
| Figura 46 – | Parte real e imaginária da permissividade elétrica da célula CRLH | 53 |
| Figura 47 – | - Varicap MGV-12508 (modificado do <i>datasheet</i>). (a) Variação da capa- | |
| | citância pela tensão. (b) Dimensões | 54 |
| Figura 48 – | - Resultados simulados da célula CRLH. (a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) . | |
| | (b) Perda de inserção ou coeficiente de transmissão (S_{21}) . (c) Fase do | |
| | coeficiente de transmissão (S_{21}) | 55 |
| Figura 49 – | - Foto do protótipo da célula CRLH | 56 |
| Figura 50 – | - Célula CRLH. (a) Coeficiente de reflexão (medido e simulado). (b) | |
| | Per da de inserção (medido e simulado). (c) Fase do parâmetro $S_{21}.$ | 56 |
| Figura 51 – | - Geometria do arranjo integrado à rede de alimentação baseada em me- | |
| | tamateriais. | 58 |
| Figura 52 – | - Eficiência de irradiação do arranjo de antenas | 59 |
| Figura 53 – | - Diagrama de irradiação ($\phi 0^{\circ}$). | 60 |
| Figura 54 – | - Diagrama de irradiação simulado (ϕ 90°). | 61 |
| Figura 55 – | - Configuração de alimentação DC do varicap e fase resultante na ali- | |
| | mentação do Elemento. (a) Configuração I. (b) Configuração VIII | 61 |
| Figura 56 – | - Diagramas de irradiação tridimensional simulado para as configurações | |
| | I, IV, V e VIII | 62 |
| Figura 57 – | Coeficiente de reflexão simulado para as configurações de I a IV | 63 |
| Figura 58 – | - Coeficiente de reflexão simulado para as configurações de V a VIII | 63 |
| Figura 59 – | (a) Protótipo do arranjo. (b) <i>Stack-up.</i> | 64 |
| Figura 60 – | (a) Geometria do arranjo sem linhas DC (modelo 1). (b) Geometria do | |
| | arranjo com linhas DC externas (modelo 2). (c) Geometria do arranjo | |
| | com todas as linhas DC (modelo 3). (d) Diagrama 3D polar do modelo | |
| | 1. (e) Diagrama 3D polar do modelo 2. (f) Diagrama 3D polar do | |
| | modelo 3. (g) Orientação da geometria. | 65 |
| Figura 61 – | - Resultados simulados. (a) Coeficiente de reflexão. (b) Parâmetro S_{11} | |
| | na carta de Smith. | 66 |
| Figura 62 – | - Fotografia do protótipo do arranjo de antenas reconfigurável baseado | |
| | em metamateriais. | 66 |
| Figura 63 – | - Coeficiente de reflexão medido e simulado para o arranjo de antenas | 67 |
| Figura 64 – | - Ilustração da distância utilizada para verificar os parâmetros de aco- | |
| | plamento. | 68 |
| Figura 65 – | - (a) Acoplamento mútuo de dois arranjos. (b) Coeficiente de reflexão | |
| | ativo total. | 69 |

| Figura 66 – Metodologia proposta para futuros trabalhos | 72 |
|---|----|
| Figura 67 – Modelo de um dispositivo de duas portas. | 74 |

Lista de tabelas

| Tabela 1 – | Análise geral das características das técnicas de reconfiguração | 22 |
|------------|---|----|
| Tabela 2 – | Dimensões da antena. | 35 |
| Tabela 3 – | Análise teórica dos arranjos. | 39 |
| Tabela 4 – | Resumo das configurações da célula CRLH em 26 GHz | 55 |
| Tabela 5 – | Comparação entre defasadores baseado em metamateriais para ondas | |
| | milimétricas. | 57 |
| Tabela 6 – | Detalhe das configurações dos varicaps | 62 |
| Tabela 7 – | Dimensões finais do arranjo em relação ao comprimento de onda no | |
| | espaço livre | 66 |
| Tabela 8 – | Comparação entre o arranjo proposto e o estado da arte $\ \ldots\ \ldots\ \ldots$ | 70 |

Lista de abreviaturas e siglas

| 1G | Primeira geração de telefonia móvel |
|---------------|--|
| $2\mathrm{G}$ | Segunda geração de telefonia móvel |
| $3\mathrm{G}$ | Terceira geração de telefonia móvel |
| $4\mathrm{G}$ | Quarta geração de telefonia móvel |
| $5\mathrm{G}$ | Quinta geração de telefonia móvel |
| AF | Array Factor - Fator de Arranjo |
| AMC | Artificial Magnetic Conductors - Condutores Magnéticos Artificiais |
| AR | Augmented Reality - Realidade Aumentada |
| CRLH | $Composite\ Right/Left\ Handed$ - Compostos que englobam características LH e RH |
| EBG | Electromagnetic Bandgap - Banda Eletromagnética Proibida |
| ECC | <i>Envelope Correlation Coefficient</i> - Coeficiente de Correlação de Envelope |
| eMBB | Enhanced Mobile Broadband - Banda Larga Móvel Ampliada |
| FBW | Fractional Bandwidth - Largura de Faixa Fracionada |
| FSS | Frequency Selective Surface - Superfície Seletiva em Frequência |
| G | Geração móvel |
| HFSS | <i>High Frequency Structure Simulator</i> - Simulador de Estruturas em Alta Frequência |
| HISs | High Impedance Surfaces - Superfícies de Alta Impedância |
| IMT | International Mobile Telecommunications - Telecomunicações Móveis Internacionais |
| ITU | International Telecommunication Union - União Internacional de Te- lecomunicações |
| MIMO | <i>Multiple-Input and Multiple-Output</i> - Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas |

| mMTC | $massive\ Machine\ Type\ Communications$ - Comunicação Massiva do tipo Máquina |
|--------|---|
| NR | New Radio - Novo rádio |
| LH | $Left\ Handed$ - Meio cuja tríade vetorial é dada pela regra da mão esquerda |
| LOS | Line of Sight - Linha de Visada |
| MEMS | ${\it Micro\ Electro-Mechanical\ Systems}$ -Micro sistemas Eletromecânicos |
| PRS | Partially Reflective Surface - Superfícies Refletivas Parciais |
| RF | Radio frequency - Rádio frequência |
| RH | $Right\ Handed$ - Meio cuja tríade vetorial é dada pela regra da mão direita |
| RLC | Resistor/Indutor/Capacitor |
| SNR | Signal to Noise Ratio - Relação Sinal-Ruído |
| URLLC | Ultra-Reliable Low-Latency Communication |
| VR | Virtual Reality - Realidade Virtual |
| VSWR | Voltage Standing Wave Ratio - Relação de Ondas Estacionárias |
| Wi-Fi | Wireless Fidelity - Fidelidade sem fio |
| Wi-Max | <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> - Rede de Interoperabilidade Mundial |
| WLAN | Wireless Local Area Network |

Lista de símbolos

| f_0 | frequência de ressonância |
|---------------------|---|
| W | Largura de uma antena retangular |
| ε_r | Permissividade elétrica |
| h | Espessura do substrato |
| С | Velocidade da luz no vácuo |
| ε_{eff} | Permissividade elétrica efetiva |
| E_t | Campo elétrico resultante |
| I_0 | Magnitude da corrente inicial |
| π | Constante numérica |
| θ | Theta |
| d | Distância entre dois elementos |
| η | Impedância intrínseca do meio |
| l | Comprimento elétrico |
| k | Constante de propagação |
| β | Diferença de fase de excitação entre elementos |
| Ν | Número de elementos do arranjo de antenas |
| a_n | Coeficiente de excitação de amplitude |
| γ | Ângulo entre o eixo dos elementos |
| ϕ | Phi |
| β_x | Diferença de fase progressiva entre os elementos dispostos no eixo \boldsymbol{x} |
| β_y | Diferença de fase progressiva entre os elementos dispostos no eixo \boldsymbol{y} |
| Φ | Diferença de fase entre os elementos adjacentes |
| t | Espessura do primeiro substrato |

| d | Espessura do segundo substrato |
|----------------|---|
| λ | Comprimento de onda no meio |
| W_{linha} | Largura da microlinha de fita |
| L_f | Comprimento da microlinha de fita |
| L_{fenda} | Comprimento da fenda |
| W_{fenda} | Largura da fenda |
| Z_0 | Impedância característica da linha de transmissão |
| $Y_{plaqueta}$ | Admitância da plaqueta |
| Y_{fenda} | Admitância da plaqueta |
| ΔL | Extensão no comprimento elétrico de ${\cal L}$ |
| ΔL_f | Extensão no comprimento elétrico de ${\cal L}_f$ |
| G | Condutância |
| W_e | Largura efetiva da plaqueta |
| ω | Frequência angular |
| j | Constante imaginária |
| N_1 | Relação de transformação |
| Z_{in} | Impedância de entrada |
| μ_r | Permeabilidade magnética |
| dp | Distância entre as plaquetas parasitas |
| n | Índice de refração |
| α | Alfa |
| β | Beta |
| γ | Constante de propagação |
| Ζ | Impedância característica |
| $Z(\omega)$ | Impedância |
| $Y(\omega)$ | Admitância |

| α | Atenuação |
|-------------|--|
| β | Constante de fase |
| C_R | Capacitância da RH |
| L_R | Indutância da RH |
| C_L | Capacitância da LH |
| L_h | Indutância LH |
| V_f | Velocidade de fase |
| d | Comprimento da célula |
| W | Largura da célula |
| L | Largura da célula |
| S | Largura das linhas do capacitor |
| l | Comprimento das linhas do capacitor |
| r | Raio da via para o terra |
| h | Espessura do substrato |
| N | Número de fitas |
| Z_{CRLH} | Impedância característica da célula balanceada |
| n_{eff} | Índice de refração efetivo da célula |
| z | Impedância efetiva da célula |
| μ_{eff} | Permeabilidade magnética efetiva |
| β | Constante de fase |
| μ_0 | Permeabilidade no vácuo |
| Г | Coeficiente de reflexão |

Lista de publicações

- Andreia A. C. Alves, Luis G. da Silva, Evandro C. Vilas Boas, Danilo H. Spadoti and Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Continuously Tunable Horn Filtennas," International Journal of Antennas and Propagation, 2019.
- Tiago H. Brandão, Filippo Scotti, Hugo R. D. Filgueiras, Andreia A. C. Alves, Daniel Onori, Suzanne Melo, Antonella Bogoni, Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Coherent dual-band radar system based on a unique antenna and a photonicsbased transceiver," IET Radar, Sonar & amp; Navigation, 2019, 13, (4), p. 505-511, 2018.
- 3. Tiago H. Brandão, Hugo R. D. Filgueiras, Andreia A. C. Alves, Filippo Scotti, Melo, Suzanne Melo, Antonella Bogoni, Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Dualband System composed by a Photonics-based Radar and a Focal-Point/Cassegrain Parabolic Antenna," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 17(4), p. 567-578, 2018.
- Andreia A. C. Alves, Danilo H. Spadoti, Leonardo L. Bravo-Roger, "Optically Controlled Multiresonator for Passive Chipless Tag," IEEE Microwave and Wireless Components Letters 28, p. 467-469, 2018.
- Filippo Scotti, Daniel Onori, Claudio Porzi, Fabio Falconi, Vito Sorianello, Andreia A. C. Alves, Muhammad Imran, Sergio Pinna, Arismar Cerqueira Sodré Junior, Marco Romagnoli, Antonella Bogoni, "Dual use architecture for innovative lidar and free space optical communications," Applied optics, v. 56, p. 8811, 2017.
- L. G Silva, Andreia A. C. Alves, Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Optically Controlled Reconfigurable Filtenna," International Journal of Antennas and Propagation, v. 2016, p. 1-9, 2016.
- Andreia A. C. Alves, L. G Silva, Evandro. C. V. Boas, Danilo H. Spadoti and Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Mechanically Tunable Horn Filtenna for mmwaves," European Conference on Antennas and Propagation, 2019, Krakow., 2019.
- Andreia A. C. Alves, Danilo H. Spadoti and Arismar Cerqueira S. Jr "CRLHbased Reconfigurable Antenna Array for Handheld Devices," SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2019.
- Amanda Noronha Ramos, Andreia A. C. Alves, Danilo H. Spadoti e Arismar Cerqueira Sodré Junior, "Radar com Antena Fabricada em Impressora 3D," XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT), 2019.

- Fernando Zanella, Arismar Cerqueira Sodré Junior, Andreia A. C. Alves, Danilo H. Spadoti, "Caracterização e Modelagem Quântica de Chaves Fotocondutivas de Silício Extrínseco," 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018), Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- Tiago H. Brandão, Hugo R. D. Filgueiras, Andreia A. C. Alves, Suzane Mello, Filippo Scotti, Antonella Bogoni and Arismar Cerqueira S. Jr., "Photonics Processing Radar System based on Dual-Band Cassegrain Parabolic Antenna (in Portuguese)," 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018), Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- 12. Andreia A. C. Alves, Danilo Henrique Spadoti, Sergio Pinna, Antonella Bogoni, Filippo Scotti, Arismar Cerqueira S. Jr., "Implementation of an Optically-Controlled Antenna in a dual-band Communications System," International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC2017, Águas de Lindoia, Brasil, 2017.
- Andreia A. C. Alves, Reinaldo L. Abreu, Danilo Henrique Spadoti, Arismar Cerqueira S. Junior, Juliano F. Mologni, "Análise de Interferência Eletromagnética nos Sistemas RFID em Praças de Pedágio," 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2016), 2016.
- 14. Andreia A. C. Alves, Luis G. Silva, Igor F. da Costa, Danilo Henrique Spadoti, J. MologniIII, and Arismar Cerqueira S. Jr. "Optically-controlled Reconfigurable Antennas and RF Devices for mm-wave Applications," 2016 ESSS CONFERENCE & ANSYS USERS MEETING, 2016.
- 15. Lisandro M. De La Torre Rodruiguez, Leonardo L. Bravo-Roger, Jose Pissolato Fiho, Yuso Iano, H.E. Hernandez Figueroa, Miguel A.Sanchez-Soriano, Andreia A. C. Alves, "Predicting the effect of variations in ambient temperature and operating power on the response of a microwave filter," In: 2016 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), 2016.

Lista de premiações

- Co-autora do trabalho premiado como melhor artigo na área de Antenas e Rádio frequência, "Sistema de Radar com Processamento Fotônico Baseado em Antena Casseigrain com Banda dupla," 18 SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, 13 CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - Vale da Eletrônica, Santa Rita do Sapucaí 2018.
- 2. Vencedora do edital "Apoio a Estudantes na IMOC2019", Sociedade Brasileira de Micro-ondas e Optoeletrônica, Aveiro, 2019.

Sumário

| 1 | ΙΝΤRΟDUÇÃO | 1 |
|-------|--|----|
| 1.1 | Visão geral do campo de pesquisa | 1 |
| 1.2 | Desafios do sistema 5G | 2 |
| 1.3 | Soluções para os desafios do sistema 5G | 3 |
| 1.4 | Arranjos de antenas impressas em ondas milimétricas | 4 |
| 1.5 | Objetivos | 6 |
| 1.6 | Contribuições | 7 |
| 1.7 | Especificações de projeto | 7 |
| 1.8 | Estrutura do trabalho | 8 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 9 |
| 2.1 | Antenas impressas | 9 |
| 2.1.1 | Microlinha de fita | 9 |
| 2.1.2 | Acoplamento de proximidade | 10 |
| 2.1.3 | Conector coaxial | 11 |
| 2.1.4 | Acoplamento por fenda ou por abertura | 11 |
| 2.2 | Métodos para aumentar o ganho de uma antena impressa | 13 |
| 2.3 | Arranjo de antenas planares | 15 |
| 2.4 | Antenas reconfiguráveis | 19 |
| 2.5 | Técnicas de formatação e direcionamento de feixe | 23 |
| 3 | PROJETO DO ARRANJO DE ANTENAS PROPOSTO | 27 |
| 3.1 | Antena impressa alimentada por acoplamento por abertura | 27 |
| 3.2 | Antena impressa com diretores parasitas alimentada por acopla- | |
| | mento por abertura | 33 |
| 3.2.1 | Comportamento da antena | 35 |
| 3.2.2 | Efeito da precisão de alinhamento | 38 |
| 3.3 | Projeto de um arranjo de antenas impressas com diretores parasitas | |
| | alimentados por acoplamento de abertura | 38 |
| 3.4 | Divisor de potência | 42 |
| 4 | REDE DE ALIMENTAÇÃO BASEADA EM METAMATERIAIS | 45 |
| 4.1 | Introdução aos Metamateriais | 45 |
| 4.2 | Projeto do defasador baseado em metamateriais | 47 |
| 4.2.1 | Modelo circuital da célula CRLH | 47 |
| 4.2.2 | Modelo numérico da célula CRLH | 51 |

| 5 | RESULTADOS DO ARRANJO DE ANTENAS RECONFIGURÁVEL |
|-----|---|
| | BASEADO EM METAMATERIAIS |
| 5.1 | Arranjo com uma rede de alimentação reconfigurável baseada em |
| | metamateriais |
| 5.2 | Análise do modelo do arranjo para fabricação |
| 5.3 | Análise de acoplamento entre dois arranjos 67 |
| 6 | CONCLUSÕES |
| 6.1 | Futuros trabalhos |
| | |

| APÊNDICES | 73 |
|---------------------------|----|
| APÊNDICE A – PARÂMETROS S | 74 |
| REFERÊNCIAS | 77 |

1 Introdução

Este Capítulo discorre acerca da motivação e dos pontos referenciais que justificam esta pesquisa. Na Seção 1.1 é apresentada uma visão geral dos sistemas 5G e na Seção 1.2 os respectivos desafios do sistema. A Seção 1.3 dedica-se as soluções para os desafios do 5G. Em seguida, na Seção 1.4, são investigados alguns arranjos de antenas impressas em ondas milimétricas. As Seções 1.5 e 1.6 apresentam, respectivamente, os objetivos da pesquisa e as contribuições. No final do Capítulo são descritos os pré-requisitos de projeto e a organização do trabalho.

1.1 Visão geral do campo de pesquisa

Os sistemas de comunicações móveis têm desempenhado um papel importante desde a década de 80 com o surgimento da primeira geração (1G). A geração móvel (G) refere-se a uma mudança na natureza do sistema, velocidade, tecnologia, frequência, capacidade de dados e/ou latência. Cada geração possui alguns padrões, diferentes capacidades, novas técnicas e novos recursos que o diferenciam da anterior. O 1G foi, em comparação com as redes atualmente em uso, bastante rudimentar, pois estava voltado para os serviços de voz e tratava-se de tecnologia analógica. Além disso, o sistema possuía limitação de capacidade, terminais de usuários grandes e pesados, incompatibilidade entre os sistemas, interfaces não padronizadas, baixa qualidade nas ligações e baixa segurança na transmissão das informações [1]. Nos anos 90, introduziu-se o primeiro sistema digital, conhecido como a segunda geração (2G). O 2G, além de possibilitar uma maior capacidade em relação ao 1G, ofereceu técnicas de codificação digital de voz, maior eficiência espectral, melhor qualidade nas ligações, tráfego de dados na rede e criptografia da informação transmitida [2].

Nos anos 2000, surgiu a terceira geração (3G), permitindo uma taxa de dados de até 14 Mbps [3]. Em 2011, foi implementada a quarta geração (4G), com taxa de dados em torno de 1 Gbps [4]. O principal impulsionador do 4G foi a banda larga móvel, enquanto que para a quinta geração (5G), tem-se baixa latência, alta taxa de transferência e mobilidade. As redes 5G podem ser divididas em três categorias [5–7]: Comunicação Massiva do Tipo Máquina (mMTC - massive Machine Type Communications), Banda Larga Móvel Ampliada (eMBB - Enhanced Mobile Broadband) e Missão Crítica (URLLC - Ultra-Reliable Low-Latency Communication), como ilustrado na Figura 1. A mMTC tem como principais aplicações edifícios e cidades inteligentes, transporte, logística e agricultura inteligente [5]. Para essas aplicações, os principais requisitos são alta cobertura, densidade de usuários e economia de energia. Na categoria eMBB os principais serviços são casas inteligentes, Realidade Virtual (VR - Virtual Reality) e Aumentada (AR - Augmented Reality), streaming de alta resolução e trabalho/jogos na nuvem [6]. Os principais requisitos para atender os serviços da eMBB são capacidade de banda e inteligência da rede. A última categoria, URLLC, é dada pelas tecnologias que operam sobre baixa latência, grande área de cobertura e forte segurança, tais como robôs, drones, veículos autônomos, saúde digital e automação industrial [8]. Para este propósito o Projeto de Parceria da Terceira Geração (3GPP - Third Generation Partnership Project) lançou a atividade de padronização para o sistema 5G, chamado Novo Rádio (NR - New Radio) [7]. O projeto propõe altas taxas e baixo atraso de transmissão para suportar as novas aplicações.



Figura 1 – Principais aplicações dos sistemas 5G.

1.2 Desafios do sistema 5G

Diferentes iniciativas em múltiplos consórcios e organizações em todo o mundo foram tomadas para discutir os futuros cenários e aplicações das comunicações móveis 5G. Considerando o IMT 2020 (International Mobile Telecommunications 2020), as tendências identificadas pela União Internacional de Telecomunicações (ITU - International Telecommunication Union) e que impulsionarão a evolução tecnológica 5G, são [9]: baixa latência, alta densidade de usuários, alta mobilidade, a Internet das coisas, localização e rastreamento de alta precisão. A comunicação com baixa latência e alta confiabilidade, se refere ao intervalo de tempo entre os dados que estão sendo gerados e transmitidos por um dispositivo. Fundamental para sensores, conectividade instantânea, serviços em nuvem e realidade virtual. A alta mobilidade está relacionada ao funcionamento com êxito dos aplicativos multimídias emergentes de alta taxa e localizadores em carros ou trens de alta velocidade.

1.3 Soluções para os desafios do sistema 5G

Para as primeiras gerações de comunicações móveis, descartou-se o uso de ondas milimétricas, principalmente devido a preocupação referente à alta perda no espaço livre. Entretanto, em 2013, quando já havia rumores sobre as possíveis frequências de operação da próxima geração, surgiram as primeiras pesquisas baseadas em dispositivos para ondas milimétricas.

Os padrões do 5G foram pré-definidos para que, em 2020, enfim, a tecnologia entre em operação. A primeira faixa de frequência é de 410 MHz a 7125 MHz. A segunda faixa, comumente referida como ondas milimétricas está entre 24,25 GHz a 52,60 GHz [10]. No Brasil, a operação possivelmente será entre 24,50 GHz e 27,00 GHz [11]. As novas faixas de frequência em ondas milimétricas podem potencialmente ajudar no aprimoramento do tráfego de rede. Em primeiro lugar, as comunicações de curta distância com Linha de Visada Direta (LOS - *Line of Sight*) se tornam mais eficientes para uma alta taxa de dados [12]. Além disso, é possível obter maior largura de banda do canal, cerca de 400 MHz por canal em ondas milimétricas em comparação com 20 MHz nas bandas de micro-ondas convencionais [12]. Dentro desse contexto, uma das frentes de trabalho é o projeto de antenas em ondas milimétricas. Essas deverão ser direcionais, ter uma faixa de operação larga e preferencialmente, ter capacidade de direcionamento de feixe [13–16].

Estudos teóricos surgiram para possibilitar a operação das antenas em ondas milimétricas. Roh e colaboradores [13], apresentaram um estudo teórico e prático de um protótipo operando em 28 GHz. No estudo, um arranjo de antenas exibe um feixe de irradiação que, continuamente varre a atmosfera para identificar uma conexão mais forte. O arranjo é formado por 32 elementos de antenas impressas retangulares e a varredura de feixe era realizada por meio de controle de fase e potência de alimentação de cada elemento. Ainda nesse trabalho, foi realizada uma transmissão comparando uma antena em 3 GHz que possuía a mesma dimensão que o arranjo. No final de cada transmissão, para a mesma distância e potência de transmissão, a potência de recepção foi 20 dB maior do que no caso da antena em 3 GHz. Isso ocorre pelo fato que, em ondas milimétricas, coloca-se um número muito maior de antenas no mesmo espaço físico que ocupa as antenas operantes em baixas frequências.

Em 2014, Hong e colaboradores [14], apresentaram a primeira solução de antena em 28 GHz projetada para aparelhos de telefonia móvel 5G. Resultados numéricos mostram largura de faixa de 3 GHz e ganho de 10 dBi para o conjunto dos 16 elementos. Foi proposto, mais tarde, o projeto numérico de um arranjo linear multicamadas de dipolos em 28 GHz [15]. Dois subarranjos lineares idênticos foram usados simultaneamente em lados diferentes da placa de circuito impresso de um telefone móvel, para operação em modos de diversidade ou Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO - *Multiple-Input and Multiple-Output*). Dadgarpour e colaboradores [16], propuseram uma antena dipolo de banda larga excitada por fenda acoplada. A antena é composta por quatro camadas e opera com 15 dBi na faixa de frequência de 28 GHz a 38 GHz.

A partir do ano de 2017, intensificou-se a pesquisa em antenas para ondas milimétricas. As pesquisas apontaram que os arranjos de antena de alto ganho em 28 GHz com feixes reconfiguráveis possuem um custo benefício interessante [17]. Dessa maneira, identificamos a necessidade de desenvolver um arranjo de antenas reconfigurável para 5G. A técnica pode melhorar ou estabelecer um enlace de comunicação entre várias antenas em direções diferentes ou ajustar o direcionamento para os usuários pretendidos. A reconfiguração também se revela benéfica na prevenção de interferência eletrônica e pode ser usada para afastar o tráfego congestionado que, por sua vez, pode melhorar a segurança. Idealmente a reconfiguração do arranjo deve ser realizada por elementos de baixas perdas que possam ser integrados facilmente a esse arranjo e outros circuitos eletrônicos. Acreditamos que essa proposta possa abrir caminho para o desenvolvimento de arranjos para 5G em ondas milimétricas.

1.4 Arranjos de antenas impressas em ondas milimétricas

Salucci e colaboradores [18], propuseram um arranjo de antenas planar para os sistemas 5G em 28 GHz. A Figura 2 apresenta a estrutura multicamadas de cada elemento do arranjo de antenas. A geometria da plaqueta irradiadora, na camada superior, é do tipo *splines*. Esse tipo de estrutura permite projetar formas complexas através de um número limitado de pontos de controle da geometria, permitindo um ajuste do desempenho do arranjo por meio da estrutura da plaqueta irradiadora. Como resultado os elementos possuem capacidades de filtragem integradas, produzindo rejeição fora da faixa desejada. A síntese foi realizada com um algoritmo baseado em *Otimização de Enxame de Partículas* [19]. O ganho total do arranjo foi de 18 dBi e a faixa de frequência de 27,8 GHz a 29,0 GHz.



Figura 2 – Imagem modificada de [18]. Disposição das camadas do elemento único do arranjo de antenas.

Park e colaboradores [20], apresentaram um dipolo impresso de banda larga e o seu respectivo arranjo para os sistemas sem fio 5G. A antena de elemento único produz uma largura de fanda de 36,2% (26,5-38,2 GHz) e um ganho de 4,5-5,8 dBi. O arranjo linear

de 8 dipolos é ilustrado na Figura 3. As linhas de alimentação possuem atrasos específicos para um apontamento do feixe principal em 45° em relação ao apontamento do arranjo sem defasagem entre as linhas de alimentação dos elementos. O ganho resultante do arranjo foi de aproximadamente 10 dBi e a faixa de frequência de 24 GHz até 34 GHz.



Figura 3 – Imagem extraída de [20]. Arranjo linear de dipolos impressos para 5G.

Diawuo e colaboradores [21], criaram um arranjo linear de antenas impressas operando em 28 GHz para os futuros celulares 5G. O arranjo apresenta ganho de 21,86 dBi no plano-H e 21,95 dBi no plano-E, com uma largura de faixa de 9,8% e lobos secundários abaixo de -18 dB. A estrutura baseia-se em uma técnica de alimentação por acoplamento de proximidade, a Figura 4 mostra a fotografia do arranjo fabricado nas vistas frontal e traseira. Inseriu-se arranjos lineares falsos em ambos os lados do arranjo no plano H para melhorar o desempenho de irradiação. Essa técnica é uma compensadora de acoplamento mútuo nas bordas do arranjo.



Figura 4 – Imagem modificada de [21]. Fotografia do arranjo fabricado.

Bang e J. Choi [22], propuseram um arranjo de antenas operando de 27,2 GHz a 28,2 GHz para um aparelho móvel totalmente revestido de metal. Na Figura 5, ilustram-se os dois subarranjos, cada um com 8 elementos de antenas fendidas, que estão dispostos na estrutura superior e na parte de trás da tampa do aparelho, respectivamente. A operação

dos subarranjos é selecionada por intermédio de um comutador elétrico. O ganho máximo dos subarranjos está em torno de 14 dBi para o primeiro e 12 dBi para o segundo. Os subarranjos possuem capacidade de direcionamento de feixe em torno de 60 graus.



Figura 5 – Imagem modificada de [22]. Ilustração dos subarranjos dentro de um aparelho móvel.

1.5 Objetivos

O objetivo desse trabalho é o projeto de um arranjo de antenas em ondas milimétricas com alto ganho e capacidade de direcionamento de feixe, visando maior eficiência e largura de banda para os sistemas 5G. A técnica de reconfiguração de feixe apresenta potencial para melhorar em grande parte o desempenho do sistema de comunicações sem fio, no que diz respeito ao tamanho, à eficiência na transmissão de dados, ao custo e isolamento entre sistemas diferentes [23].

Para o projeto da rede de alimentação, responsável pela reconfiguração de feixe do arranjo, combinaram-se duas tecnologias promissoras para operarem em micro-ondas e ondas milimétricas. Trata-se da combinação de varicaps que operam até 40 GHz, aplicados a células (CRLH - *Composite Right/Left Handed*). Este tipo de estrutura também é conhecido como metamaterial. As vantagens do uso de metamateriais em relação aos atuais dispositivos defasadores para ondas milimétricas estão relacionadas ao tamanho, redução da complexidade de projeto, número de estágios e perda de inserção.

Com o objetivo da rede de alimentação não causar interferência significativa na irradiação da antena, investigou-se o uso de antenas impressas em multi-camadas alimentadas por acoplamento de fenda. Dessa forma, um plano terra separa fisicamente os elementos irradiadores da rede de alimentação.

1.6 Contribuições

As principais contribuições desta tese são:

- O desenvolvimento de um defasador baseado em uma célula de metamaterial de alto desempenho operando em ondas milimétricas. Onde as principais vantagens da célula proposta são tamanho compacto, controle de fase contínuo e baixa perda de inserção.
- Projeto e fabricação de um arranjo de antenas com rede de alimentação baseada em metamateriais e sua capacidade de integração em dispositivos móveis 5G.
- Aplicação de técnicas conhecidas para aumentar o ganho e a faixa de frequência de antenas impressas em ondas milimétricas.
- Análise dos parâmetros MIMO, tais como: acoplamento mútuo e coeficiente de envoltória visando atender as futuras redes 5G.

Ao longo desse trabalho, alguns artigos foram publicados para os sistemas 5G. Em [24] foi proposta uma filtena controlada opticamente em frequência. Posteriormente, a metodologia de controle óptico foi aplicada em uma antena impressa no formato de E [25] e em um ressonador de identificação por radiofrequência [26]. A chave de silício utilizada para o controle óptico foi modelada em [27]. Uma corneta mecanicamente sintonizável em frequência foi apresentada em [28,29] para ondas milimétricas. Apresentou-se algumas soluções utilizando antenas de duas bandas para radar e comunicação em longa distância em [30–32]. Por fim, os resultados numéricos do arranjo de antenas proposto neste trabalho foi publicado em [33].

1.7 Especificações de projeto

Em resumo, as especificações para o desenvolvimento do arranjo de antenas proposto neste trabalho foram definidas por meio de uma criteriosa revisão bibliográfica sobre 5G. A topologia de antenas impressas foi escolhida por apresentar baixo custo e perfil, escalabilidade e fácil integração com circuitos impressos [34,35]. A frequência de operação proposta está de acordo com as futuras operações 5G no Brasil [36,37]. O tamanho é um pré-requisito essencial atribuído à possibilidade de utilizar o arranjo em um dispositivo móvel. Visando alta taxa de transmissão, a largura de faixa foi determinada para operar em pelo menos 3 canais do FR2 [38]. Os ângulos de reconfiguração de feixe foram pré determinados de acordo com as limitações do número de elementos, ganho e relação dos lobos secundários [17]. O pré-requisito de acoplamento mútuo entre dois arranjos foi dado por meio do estudo de dispositivos MIMO [39,40]. As especificações são resumidas abaixo:

- Compatível com as dimensões de um aparelho celular;
- Tipo de antena: antenas impressas;
- Eficiência > 80%;
- Impedância de entrada de 50 Ω ;
- Frequência central de operação em 26 GHz;
- Largura de faixa > 1 GHz;
- Ganho > 12 dBi;
- Diagrama de irradiação reconfigurável;
- Faixa angular de reconfiguração do feixe principal > 20°;
- Relação de 10 dB entre o lobo principal e o secundário;
- Coeficiente de reflexão ativo total < -10 dB;
- Acoplamento mútuo $S_{21} < -30 \text{ dB};$

1.8 Estrutura do trabalho

Organizou-se este trabalho em seis capítulos, o Capítulo 1 aborda a introdução e as contribuições do trabalho. No Capítulo 2 são discutidos os sistemas de alimentações e os métodos para aumentar o ganho das antenas impressas. Em seguida, o fundamento teórico dos arranjos planares e uma revisão bibliográfica sobre antenas reconfiguráveis são apresentados. Por fim, são abordadas as técnicas de formatação e direcionamento de feixe.

O Capítulo 3 descreve o projeto do arranjo de antenas proposto. Inicialmente mostra-se uma antena impressa com alimentação por acoplamento de fenda e, depois, apresenta-se a antena com modificações estruturais para aumento de ganho. A partir do projeto da antena, a definição do número de elementos é mostrada por meio de uma análise teórica. O Capítulo encerra com um estudo de direcionamento do feixe de forma analítica através do diagrama de um único elemento proposto.

O Capítulo 4 retrata uma breve introdução aos metamateriais seguindo do projeto do defasador e seus respectivos resultados simulados.

O Capítulo 5 descreve os resultados numéricos do arranjo de antenas impressas com a rede de alimentação reconfigurável baseada em metamateriais.

Finalmente, o Capitulo 6 compreende não só as conclusões gerais deste trabalho, bem como os estudos futuros.

2 Fundamentação teórica

Este Capítulo inicia com um resumo sobre as aplicações de antenas impressas e uma comparação entre seus diversos métodos de alimentação. Na Seção 2.2, é feita uma revisão da literatura sobre métodos para aumentar o ganho de uma antena impressa. A fundamentação teórica dos arranjos de antenas planares é abordado na Seção 2.3. A Seção 2.4 é dedicada as antenas reconfiguráveis e por fim, as técnicas de formatação e direcionamento de feixe estão na Seção 2.5.

2.1 Antenas impressas

As novas aplicações 5G são caracterizadas pela mobilidade do usuário e demandam transceptores compactos, leves e de baixo consumo de energia. As antenas contidas nesses dispositivos devem atender a essas especificações e apresentar desempenho segundo prérequisitos de aplicação. Antenas impressas têm sido alternativas para esses sistemas, que valorizam suas características de baixo custo e perfil, escalabilidade e fácil integração com circuitos impressos [41–44]. Desde a configuração original das antenas impressas, milhares de variações na forma geométrica, técnicas de alimentação, configurações de substrato e geometrias de redes foram desenvolvidas por pesquisadores no mundo todo. De maneira geral, a estrutura é composta, basicamente de uma fita de material condutor, também chamado de plaqueta, sobre um substrato dielétrico e um plano terra na parte inferior do substrato. A plaqueta é o principal elemento das antenas de microfita, ele é capaz de apresentar inúmeras formas.

As antenas impressas podem ser alimentadas por diferentes métodos, os quais, por sua vez, podem ser classificados em duas categorias, sistema direto e sistema indireto [34, 45]. No sistema direto ou contato elétrico, a energia de Rádio Frequência (RF) é alimentada diretamente da plaqueta metálica usando um elemento de conexão, como microlinha. No esquema sem contato, o acoplamento de campo eletromagnético é feito para transferir a energia entre a microlinha e a plaqueta metálica. As quatro técnicas de alimentação mais populares são microlinha, o acoplamento de abertura, o cabo coaxial e o acoplamento de proximidade.

2.1.1 Microlinha de fita

Nesta técnica de alimentação, conecta-se uma fita condutora diretamente à borda da plaqueta de metal (elemento irradiador), como mostrado na Figura 6. A microlinha de fita é menor em largura em comparação com a plaqueta. Esse tipo de alimentação tem a vantagem deste ser gravado no mesmo substrato oferecendo, assim, uma estrutura planar. Corresponde a uma técnica de alimentação fácil, uma vez que proporciona facilidade de fabricação e simplicidade na modelagem, bem como o casamento de impedância realizado por meio de pequenas fendas na conexão entre a linha e a plaqueta. No entanto, à medida que a espessura do substrato dielétrico aumenta, ondas de superfície são excitadas, o que dificulta a largura de faixa da antena podendo resultar em efeitos de polarização cruzada indesejáveis [45]. Outra desvantagem se dá em frequências de projetos acima de 20 GHz, onde somente o elemento irradiador sofrerá influência nas dimensões devido a frequência, consequentemente, o tamanho da plaqueta aproxima-se do tamanho da microlinha de fita. Com as dimensões próximas da plaqueta e da microlinha de fita, o diagrama resultante da antena tem interferências destrutivas da linha de excitação.



Figura 6 – Técnica de acoplamento direto na antena impressa por meio de uma microlinha de fita.

2.1.2 Acoplamento de proximidade

O modelo da Figura 7 ilustra a técnica de alimentação de acoplamento eletromagnético, também conhecida como acoplamento de proximidade. Dois substratos dielétricos são usados para que a linha de alimentação esteja entre os dois substratos e a plaqueta irradiante esteja no topo do substrato superior. As principais vantagens dessa técnica são eliminar a irradiação de alimentação espúria e fornecer uma largura de faixa em cerca de 13% [46], devido ao aumento na espessura elétrica da antena. Este esquema também propicia escolhas entre dois meios dielétricos diferentes, um para a plaqueta e outro para a linha de alimentação.



Figura 7 – Técnica de alimentação por meio de acoplamento eletromagnético.

2.1.3 Conector coaxial

A alimentação coaxial é uma das técnicas mais comuns adotadas para alimentar antenas impressas. Como visto na Figura 8, o condutor interno do cabo coaxial se estende ao longo do dielétrico e o mesmo, fixa-se na plaqueta irradiante por meio do processo de solda, enquanto o condutor externo conecta-se ao plano de terra. A principal desvantagem desta técnica é que a alimentação deve ser colocada em posições especificas na plaqueta, a fim de obter um casamento de impedância. Este método de alimentação é fácil de fabricar e tem baixos efeitos de irradiação espúria. No entanto, a maior desvantagem é fornecer largura de faixa estreita. Além disso, para substratos mais espessos, aumenta-se o comprimento da sonda (*probe*), tornando a impedância de entrada mais indutiva, podendo causar o descasamento.



Figura 8 – Técnica de acoplamento direto na antena impressa por meio de um cabo coaxial.

2.1.4 Acoplamento por fenda ou por abertura

No acoplamento por fenda, esquematizado na Figura 9, há dois dielétricos separados por um plano de terra. No dielétrico superior está a plaqueta metálica, enquanto que abaixo do dielétrico inferior está a microlinha de fita. A fenda de acoplamento é geralmente centralizada sob o plano terra, levando a uma menor polarização cruzada devido à simetria da configuração. O nível de acoplamento da linha de alimentação até a plaqueta é determinada pela forma, tamanho e localização da fenda. A espessura e as constantes dielétricas desses dois substratos podem ser escolhidas independentemente para otimizar as funções elétricas distintas da irradiação e do circuito. Este tipo de técnica de alimentação pode proporcionar uma largura de faixa de cerca de 21% [46]. Além disso, o efeito da irradiação espúria é menor em comparação com as outras técnicas de alimentação. A principal desvantagem desta técnica recai na fabricação, na qual se necessita de uma precisão de posicionamento complexa em virtude das múltiplas camadas.

O desempenho da antena depende de vários parâmetros, incluindo as dimensões da plaqueta irradiadora, o formato, a dimensão e localização da fenda, a constante dielétrica, a espessura das duas camadas e as dimensões da linha de alimentação. Resumem-se a seguir as tendências básicas da variação destes parâmetros.

A constante dielétrica do substrato da plaqueta irradiadora afeta sobremaneira a largura de faixa e a eficiência de irradiação. Uma menor permissividade proporciona uma maior largura de faixa. Enquanto que a espessura desse mesmo substrato h_2 afeta a largura de faixa e o nível de acoplamento. O substrato mais espesso resulta em maior largura de faixa, mas um menor nível de acoplamento para um determinado tamanho da fenda. O tamanho elétrico do circuito na camada de alimentação pode ser reduzido escolhendo uma constante dielétrica mais alta ou uma espessura menor do que o substrato superior.

A posição da plaqueta irradiadora em relação à fenda determina o acoplamento máximo, a plaqueta deve estar centralizada na fenda. Mover a plaqueta em relação à fenda na direção do plano H tem pouco efeito, enquanto que na direção do plano E (ressonante) diminuirá o nível de acoplamento [35].

O comprimento e a largura da fenda determinam, principalmente, o acoplamento e o nível de irradiação de volta. A fenda deve, portanto, não ser maior do que o necessário para o casamento de impedância. Recomenda-se que o comprimento total da fenda seja menor que meio lambda. Enquanto que para a largura da fenda, usualmente utiliza-se 10% do comprimento da fenda. Além de determinar a impedância característica da linha de alimentação, a largura da linha afeta o acoplamento com a fenda. Até certo ponto, linhas de alimentação mais finas se acoplam mais fortemente à fenda. Uma abertura retangular fina proporciona um acoplamento mais intenso. O acoplamento pode ser aumentado usando aberturas retangulares maiores. Por fim, a abertura de acoplamento oferece um grau adicional de liberdade para os projetistas de antena para colaborar no casamento de impedância. No projeto proposto utilizou-se a técnica de acoplamento por abertura. O uso de tal técnica de alimentação resultou em melhores diagramas de irradiação e larguras de faixa para a frequência de operação escolhida.



Figura 9 – Técnica de alimentação por acoplamento indireto por meio de fenda.
2.2 Métodos para aumentar o ganho de uma antena impressa

Antenas impressas têm sido alternativas para os atuais sistemas de telecomunicações que valorizam suas características de baixo custo e perfil, escalabilidade e fácil integração com circuitos impressos. Entretanto, apresentam baixa diretividade (em torno de 3 dB a 7 dB) [34]. Ao longo dos anos, desenvolveram-se vários métodos para aumentar o ganho das antenas impressas, a seguir listam-se algumas das mais populares técnicas:

- Superstrato: estudou-se pela primeira vez, no ano de 1985, as características da camada de superstrato por David. R. Jackson [49]. Descobriu-se, então, que se for tomado um superstrato com parâmetros apropriados, haverá um grande aumento no ganho. Este método era conhecido como incremento de ganho por ressonância e utilizou um superstrato com permeabilidade relativa μ>> 1 ou permissividade relativa ε>> 1. De acordo com esta pesquisa, escolhendo as espessuras de camada e a posição do dipolo corretamente, um ganho máximo em torno de 8 dB pode ser obtido. Esse ganho varia proporcionalmente com ε ou μ, dependendo da configuração. No entanto, demonstrou-se que a largura de faixa era inversamente proporcional ao ganho.
- Substrato de ar: o ar como um dielétrico tem baixa permissividade, assim, quando usado como substrato dielétrico entre o plano terra e o elemento irradiante, fornece um diagrama de irradiação efetivo e baixa perda de retorno. Os resultados em [49] indicam que a quantidade máxima de energia de entrada converte-se em ondas eletromagnéticas resultando em um ganho maior.
- Superfícies Refletivas Parciais (PRS *Partially Reflective Surface*): os primeiros esforços para aumentar o ganho de antenas impressas empregaram PRS suspensas sobre a plaqueta irradiadora [50]. As ondas refletidas do PRS interferem construtivamente com as ondas irradiadas, melhorando, assim, o ganho.
- Estruturas com o plano de terra com defeitos: desenvolveu-se, recentemente, o conceito de estrutura de aterramento com defeitos. Obtêm-se essas estrututas gravando um simples defeito de qualquer forma no plano de terra. Devido a essa técnica, a corrente é perturbada no plano de terra. Isso acaba resultando no tratamento da excitação e propagação de ondas de rádio através da camada de substrato. O defeito no plano de terra pode alterar-se de forma simples e complexa para obter o desempenho desejado. Nas antenas impressas, as estruturas de planos de terra adaptadas têm inúmeras vantagens no campo de linhas de transmissão, acopladores, divisores, amplificadores de potência, osciladores e combinadores [51].
- Estruturas de Banda Eletromagnética Proibida (EBG *Electromagnetic Bandgap*): trata-se de estruturas periódicas compostas de elementos metálicos e dielétricos e

definidas como estruturas periódicas artificiais. Essas estruturas evitam a propagação de ondas eletromagnéticas em uma faixa específica de frequências para todos os ângulos de incidência e estados de polarização [52]. Dessa forma, obtêm-se um aumento da largura de faixa e do ganho em uma determinada faixa de frequência. Reduz-se a dimensão dos circuitos integrados e dos efeitos de borda, assim como melhora-se a diretividade. Essas vantagens podem ser atribuídas à aplicação dessa técnica em antenas impressas operantes na faixa de frequência de micro-ondas [53].

- Condutores Magnéticos Artificiais (AMC Artificial Magnetic Conductors): são estruturas com capacidade de reflexão da onda em uma determinada faixa de frequência. Para melhorar a largura de faixa de correspondência de impedância e obter uma estrutura de baixo perfil, muitas pesquisas dedicaram-se ao uso de antenas com elementos AMC. A título de exemplo, integrou-se uma simples antena coplanar a um refletor AMC em [54]. O ganho da antena de guia de onda coplanar (Coplanar Waveguide) em 30 GHz aumentou de 4 dBi para 7 dBi.
- Superfície Seletiva em Frequência (FSS Frequency Selective Surface): as FSSs convencionais baseiam-se em arranjo periódico e planar, podem ser feitas de fendas, remendos, tiras, ressonadores, loops ou uma combinação desses, que funcionam como elementos de filtragem da irradiação no espaço livre. As características de filtragem dependem do tamanho, forma, estrutura geométrica e periodicidade de cada célula unitária [55]. O arranjo FSS possui, em teoria, uma dimensão infinita contendo células unitárias infinitas, mas na prática, considera-se uma dimensão finita com um número finito de células unitárias para análise, já que a resposta é independente do tamanho da folha de FSS. Um exemplo do uso dessa estrutura para o aumento do ganho em antenas impressas está em [55], onde colocam-se duas camadas de FSS perpendicularmente entre si para formarem um refletor de canto, usado como um intensificador de ganho em uma antena dipolo. O refletor aumenta o ganho da antena em 146%.
- Técnica de plaquetas parasitas: usa-se para melhorar a largura de faixa e o ganho de antenas impressas. Duas configurações diferentes na técnica de plaquetas parasitas estão disponíveis: a técnica coplanar e a técnica empilhada. Na primeira, existem diferentes plaquetas parasitas incorporadas em um substrato único acima do substrato dielétrico da plaqueta irradiadora. A plaqueta entre diferentes radiadores é a responsável pela excitação, o que é chamado plaqueta irradiadora principal [56].
- Na técnica de substratos empilhados, uma plaqueta é empregada acima de outra plaqueta com superposição de camada dielétrica entre estas, que permite a duas ou mais plaquetas compartilharem a área de abertura comum. Na configuração de antena empilhada, pilhas parasitas estão nos substratos dielétricos de menor

constante dielétrica e acima da plaqueta irradiante. Isso minimiza a permissividade geral efetiva da antena multicamadas e aumenta o ganho da antena. As antenas impressas de várias camadas são capazes de manter o tamanho e ajudam a reduzir o efeito das ondas de superfície [57]. Selecionou-se a última técnica para este trabalho, pois não excita ondas de superfície que ocorrem em substrato dielétrico espessos. Além disso, o uso de substratos em camadas fornece um espaçamento próximo entre os elementos, inviável em elementos parasitários de camada única.

2.3 Arranjo de antenas planares

Um arranjo de antenas provê o aumento da diretividade, isso ocorre devido ao campo total ser uma adição vetorial dos campos irradiados por cada elemento, no entanto tem-se uma menor largura de faixa [47]. Uma vantagem adicional dos arranjos é a capacidade de controlar a excitação de cada elemento individualmente, o que resulta em um novo grau de liberdade que permite gerar diferentes formatos de diagrama de irradiação. O diagrama de irradiação resultante é um efeito coletivo de muitos elementos e pode ser diretivo e estreito, codependente ou, em geral, de qualquer forma arbitrária. Também pode ser direcionado a uma direção específica, dependendo da excitação. Para arranjos de antenas uniformes, substituindo cada elemento por irradiadores isotrópicos, o diagrama de irradiação é o campo produzido por um único elemento multiplicado por um Fator de Arranjo (AF - Array Factor). Essa regra é válida para um número qualquer de elementos idênticos e é conhecida como regra de multiplicação de padrões. Abaixo é ilustrado um arranjo com dois elementos, e posteriormente a validação para arranjos com um número qualquer de elementos idênticos que não tenham necessariamente magnitude e fase de excitação e/ou espaçamento idênticos. A Figura 10, ilustra um arranjo com dois elementos.



Figura 10 – Arranjo linear com dois dipolos infinitesimais.

Assumindo que os elementos de um arranjo de antenas linear, estejam uniformemente espaçados a uma distância d e que as magnitudes de corrente dos elementos são iguais, o

campo resultante será:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - \beta/2]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + \beta/2]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\}, \qquad (2.1)$$

onde η é a impedância intrínseca do meio, l é o comprimento elétrico, k é a constante de propagação $(2\pi/\lambda)$ e β é a diferença de fase de excitação entre os elementos. A Figura 11 representa uma observação no campo distante do arranjo linear com dois dipolos infinitesimais. Neste caso, tem-se [47]:

$$\theta_1 \simeq \theta_2 \simeq \theta,$$
 (2.2)



Figura 11 – Observação do arranjo linear de dois elementos no campo distante.

logo, a equação 2.1, pode ser reduzida em:

$$\vec{E_t} = \hat{a}_{\theta} j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \left[e^{j(kd\cos\theta + \beta)/2} + e^{-j(kd\cos\theta + \beta)/2} \right], \qquad (2.3)$$

o campo total do arranjo é igual a de um único elemento posicionado na origem e multiplicado por um fator:

$$\vec{E}_t = \hat{a}_{\theta} j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \left\{ 2 \cos\left[\frac{1}{2} \left(kd\cos\theta + \beta\right)\right] \right\},\tag{2.4}$$

o fator de arranjo é dado por:

$$AF = 2\cos\left[\frac{1}{2}\left(kd\cos\theta + \beta\right)\right].$$
(2.5)

Após a apresentação de AF para uma rede linear de dois elementos, estendemse as equações para arranjos com N fontes isotrópicas posicionadas ao longo do eixo z(Figura 12).



Figura 12 – Geometria do campo distante para um arranjo de N elementos posicionados ao longo do eixo z.

$$AF = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{j(n-1)(kd\cos\gamma + \beta)} = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{j(n-1)\psi},$$
(2.6)

$$\psi = kd\cos\theta + \beta,\tag{2.7}$$

onde a_n é o coeficiente de excitação de amplitude e γ é o ângulo entre o eixo dos elementos (z) e o vetor desde a origem até o ponto de observação. O vetor γ pode ser obtido por meio de:

$$\cos\gamma = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin\theta \cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta \sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta) = \cos\theta, \quad ent\tilde{a}o \quad \gamma = \theta.$$
(2.8)

Para arranjos com elementos posicionados no eixo x (Figura 13) o γ é:



Figura 13 – Arranjo linear com N elementos posicionados ao longo do eixo x.

$$\cos\gamma = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_x \cdot (\hat{a}_x \sin\theta \cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta \sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta) = \sin\theta \cos\phi, \quad (2.9)$$

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\sin \theta \cos \phi \right). \tag{2.10}$$

De forma similar, quando os elementos estão posicionados no eixo y, tem-se:

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\sin \theta \sin \phi \right). \tag{2.11}$$

A partir da apresentação dos arranjos lineares, é possível posiciona-los ao longo de uma "grade" retangular, formando assim, um arranjo planar (Figura 14). Esse tipo de arranjo provê variáveis adicionais para direcionamento do feixe por meio de alteração de fase e amplitude de cada elemento. Para o cumprimento dos pré-requisitos de projeto é necessário varrer o feixe principal nas direções $x \in y$, comumente, alcança-se isso em arranjos planares [58].



Figura 14 – Arranjo de antenas planar.

O fator de arranjo para esse tipo de geometria é dado por:

$$AF_{planar} = \sum_{n=1}^{N} I_{1n} \left[\sum_{m=1}^{M} I_{1m} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)},$$
(2.12)

onde $I_{1n} \in I_{1m}$ são os coeficientes de excitação de cada elemento. O espaçamento entre os elementos nos eixos $x \in y$ são representados por $d_x \in d_y$, respectivamente. A diferença de fase progressiva entre os elementos é β_x para o eixo $x \in \beta_y$ para o eixo y.

$$AF_{planar} = S_{xm}S_{yn},\tag{2.13}$$

onde

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^{M} I_{1m} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)},$$
(2.14)

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^{N} I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}.$$
 (2.15)

Neste trabalho, deseja-se direcionar o feixe principal nos planos xz e yz do arranjo. As mudanças de fase entre os elementos necessárias para varrer o feixe são:

$$\beta_x = -kd_x \sin\theta_0 \cos\phi_0, \qquad (2.16)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \phi_0, \qquad (2.17)$$

 $\theta_0 \in \phi_0$ são direções de apontamento de interesse. Resolvendo 2.16 e 2.17, tem-se:

$$\tan\phi_0 = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y},\tag{2.18}$$

$$\sin^2 \theta_0 = \left(\frac{\beta_x}{kd_x}\right)^2 + \left(\frac{\beta_y}{kd_y}\right)^2,\tag{2.19}$$

A diretividade do arranjo de antenas planar é aumentada linearmente com a área do mesmo. No entanto, será limitada se as perdas das linhas de alimentação e dos divisores de potência não forem desprezíveis. Desconsiderando as perdas dos circuitos de alimentação, a diretividade máxima do arranjo planar, cujo feixe principal está apontando na direção $\theta_0 = \theta \ e \ \phi_0 = \phi \ [59]$:

$$Diretividade_{M\acute{a}xima} = 4\pi \frac{|AF(\theta_0\phi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |AF(\theta\phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi}.$$
(2.20)

2.4 Antenas reconfiguráveis

Os modernos dispositivos sem fio necessitam atender diferentes padrões de comunicação, como *Bluetooth*, Redes Locais Sem Fio (WLAN - *Wireless Local Area Network*), Rede de Interoperabilidade Mundial (Wi-Max - *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) para acesso de micro-ondas, Fidelidade Sem Fio (Wi-Fi - Wireless Fidelity), 4G e recentemente, as redes 5G. As antenas ou arranjo de antenas precisam operar de forma dinâmica, como, por exemplo, reconfiguração em frequência, diagrama de irradiação (em termos de forma, direção ou ganho) e polarização.

A reconfiguração em frequência de operação é conseguida produzindo algum ajuste ou filtro na entrada da linha de excitação da antena. Essa técnica é amplamente utilizada em aplicações multímodo, como rádio cognitivo e rádio definido por *software* [28]. Outra reconfiguração possível é a capacidade de ajustar o diagrama de irradiação da antena em termos de forma, direção ou ganho [60]. Uma terceira possibilidade é a reconfiguração de polarização (horizontal/vertical, polarizada circularmente esquerda ou direita, etc) [61]. A reconfiguração de polarização é um aspecto atrativo para sistemas de comunicação sem fio, pois estes podem dobrar a capacidade do sistema por meio da reutilização de frequência e mitigar o desvanecimento causado pela interferência de múltiplos percursos [62]. Por fim, pode-se utilizar a combinação de duas ou mais categorias como, por exemplo, alguns projetos relatados alcançaram a agilidade de duas das três características, incluindo antenas reconfiguráveis em frequência e polarização, antenas reconfiguráveis em frequência e diagrama de irradiação [63, 64]. Por extensão, alguns projetos foram capazes de reconfigurar todas as três características da antena. Ge e colaboradores [65], alcançaram uma sintonia de faixas de frequências de 1% entre 2,20 GHz e 2,35 GHz, dois apontamentos de feixe, com o máximo em 0° ou 360°, além de 4 diferentes polarizações, todas as reconfigurações foram obtidas por meio do controle de 48 chaves de diodo de junção P-N (PIN).

As principais técnicas utilizadas para reconfiguração de antenas são apresentadas na Figura 15: elétrica, óptica, mecânica e materiais alteráveis. A técnica de reconfiguração elétrica se baseia no uso de chaves para conectar e desconectar partes da antena, bem como para redistribuir as correntes da antena. A técnica de reconfiguração óptica se baseia em chaves fotocondutoras para condutividade quando submetidas a incidência de um feixe óptico, proveniente de um laser de comprimento de onda específico para cada material. As técnicas mecânicas se relacionam à movimentação da antena por meio do uso de motores externos à antena. Enquanto que, a última técnica compreende o uso de materiais que possuem características eletromagnéticas reconfiguráveis na presença de um campo eletromagnético externo.



Figura 15 – Técnicas de reconfiguração.

Em 1935, E. Bruce e colaboradores [66] realizaram um dos primeiros experimentos com uma antena mecanicamente reconfigurável. O tamanho da antena foi alterado, estendendo os fios com um motor, utilizou-se essa técnica para direcionar o feixe principal da antena, de forma a reduzir o desvanecimento causado por múltiplos percursos. No ano de 1947, H. T. Friis e colaboradores [67], apresentaram pela primeira vez a ideia de feixe reconfigurável para rastreamento de objetos. O arranjo de antenas cornetas era composto por quatorze linhas e três colunas. A varredura foi realizada em um dos planos da antena por meio de treze trocadores de fase rotativos. Mais tarde em 1960, R. L Haupt e colaboradores [68] apresentaram um arranjo de antenas para o controle de um navio *Wullenwebe*. Tratava-se de um arranjo de antenas circulares de alto alcance com um feixe estreito usado para digitalizar 360° em azimute, por meio da modificação física de alguns dos elementos do arranjo.

Por volta de 1970, surgiram as primeiras antenas multi feixes. Rubin e colaboradores [69], realizaram um estudo de tecnologias para o uso de sistemas de antena de múltiplos feixes para comunicações via satélites. Em 1995, A. D. Monk e colaboradores [70] desenvolveram um arranjo de antenas refletoras reconfigurável que adapta a superfície do refletor de modo a produzir um diagrama de irradiação nulo na direção de uma fonte interferente. Nulos profundos na região dos lobos secundários formaram-se após menos de 50 iterações, com pouca degradação do restante do diagrama de irradiação. Demonstrouse a técnica de reconfiguração por meio de experimentos práticos. Acredita-se que isso representa a primeira demonstração de anulação adaptativa usando o controle de uma superfície refletora em vez das excitações de elementos do arranjo ou na rede de alimentação. As aplicações encontram-se onde não há conhecimento a priori da localização da interferência, o que inclui cenários civis e militares.

O emprego das chaves de Sistemas Microeletromecânicos (MEMS - *Micro Electro Mechanical Systems*) em antenas é considerado a partir dos anos de 1990. Elliott R. Brown e colaboradores [71], realizaram uma ampla investigação de chaves RF MEMS. Discutiram-se dois conceitos promissores: direcionamento do feixe e reconfiguração em frequência. Na maioria das aplicações consideradas, as chaves de RF MEMS demonstraram um grande impacto positivo tanto no desempenho quanto no custo.

A última década mostrou um acúmulo de resultados, tanto em termos de inovação nas técnicas existentes, como no desenvolvimento de novas técnicas. Em 2003, A. E. Fathy e colaboradores [72] apresentaram o conceito, análise, implementação e viabilidade de antenas reconfiguráveis baseadas em silício. Os autores relataram a primeira antena reconfigurável baseada em silício de alta resistividade que são ativados pela injeção de corrente contínua. Essas antenas reconfiguráveis por plasma dinamicamente definidas, permitem um salto em frequência. Este conceito mostrou-se de alto desempenho e baixo custo em relação a algumas reconfigurações como mecânicas e eletrônicas.

Em 2008, W.-S. Jeong e colaboradores [73], utilizaram diodos varicaps para realizar a reconfiguração de frequência em antenas monopolo de faixa larga. Essas antenas desfrutam de uma vasta capacidade de sintonização baseada na integração de uma capacitância variável na estrutura da antena. Posteriormente, em 2009 Jeong [74], apresentou antenas impressas com MEMS para reconfiguração de polarização. As chaves MEMS foram utilizadas para alternar, entre condições de circuito aberto e curto-circuito, resultando em uma reconfiguração dos campos modais. Os estados de polarização foram obtidos sem alterar a frequência de operação ou a impedância de entrada da antena.

Mais tarde, antenas reconfiguráveis por meio de controle remoto foram investiga-

das. Mina A. Iskander e colaboradores [75], desenvolveram um sistema que permite ao usuário controlar, sem a necessidade de cabeamentos, arranjos de antenas por meio de *software*. O arranjo consiste em quatro elementos de antena de fendas e os diferentes estados podem ser ativados ou desativados remotamente via *software* para alterar toda a frequência de ressonância do arranjo.

O projeto de antenas reconfiguráveis incorporando interruptores fotocondutores foram apresentados pela primeira vez em 2003 por C. Panagamuwa e colaboradores [76]. O trabalho é baseado em dois interruptores de silício colocados nos braços dos dipolos. Os interruptores são controlados usando diodos laseres próximos ao infravermelho. Em 2017, nosso grupo de pesquisa desenvolveu uma antena reconfigurável controlada opticamente [77]. A antena foi projetada para a faixa de frequência de ondas milimétricas. Por meio de chaves de silício a resposta de frequência e o diagrama de irradiação da antena são reconfigurados. A antena é capaz de operar entre as faixas de frequências de 28 GHz e 38 GHz.

A escolha da técnica de reconfiguração deve satisfazer as restrições impostas de projeto e, ao mesmo tempo, ser o mais eficiente possível. A Tabela 2 apresenta uma comparação das principais características das 4 categorias de reconfiguração [78–82].

| | Elétrica | Óptica | Mecânica | Materiais | |
|---------------------|------------------|----------------------------|---|--|--|
| Custo | Médio | Alto | Médio | Baixo | |
| fabricação | medio | 11100 | litodio | Damo | |
| Tempo | | | | | |
| de | $\mu { m s}$ | ns | \mathbf{ms} | ns | |
| $\mathbf{resposta}$ | | | | | |
| Complexidade | | | | | |
| de | Baixa | Baixa | Média | Alta | |
| projeto | | | | | |
| Interferência | Baiya | Baiva | Média | Alta | |
| eletromagnética | Daixa | Daixa | | | |
| Principais | Alta frequência, | Micro-ondas e terahertz | Baixa frequência | Micro-ondas e terahertz | |
| frequências | micro-ondas | | | | |
| de operação | e terahertz | | | | |
| Tamanho | Médio | Pequeno $(mm/\mu m/nm)$ | $\begin{array}{c} \text{Grande} \\ (\text{cm/m}) \end{array}$ | $\begin{array}{c} \text{Pequeno} \\ (\text{mm}/\mu\text{m}/\text{nm}) \end{array}$ | |
| do | (cm/mm) | | | | |
| dispositivo | (0111/11111) | | | | |

Tabela 1 – Análise geral das características das técnicas de reconfiguração.

Neste trabalho, utilizou-se a técnica de reconfiguração baseada em uma rede de materiais reconfigurável eletricamente, para alterar os campos irradiados do arranjo de antenas. Basicamente, trata-se do rearranjo intencional das correntes de alimentação, por meio do controle de fase. A alteração proposta inicialmente nos pré-requisitos de projeto é a mudança na direção do feixe principal do arranjo, também conhecido como *beamsteering*. Uma vez que o arranjo reconfigurável é capaz de concentrar a energia do feixe de irradiação principal em diferentes direções, as componentes de multi percurso que incidem no arranjo em regiões de nulos não são captadas, impedindo que interfiram nas componentes diretas do sinal. Além disso, reconfigurando o feixe para a direção de interesse, reduz-se a potência irradiada nas direções indesejadas. Isso reduz as interferências provocadas por outros usuários ou serviços usando os mesmos canais dos terminais desejados. A potência de transmissão também pode ser reduzida, devido ao aumento do ganho, oferecendo ao sinal o mesmo alcance com menor potência. Isso acarreta melhorias, especialmente, para as futuras redes 5G que possuem como pré-requisito a eficiência energética. Esses recursos podem ser explorados para melhorar a capacidade dos sistemas de comunicação sem fio. Em seguida, serão descritos os conceitos essenciais para formatação e apontamento do feixe.

2.5 Técnicas de formatação e direcionamento de feixe

Geralmente, a formação de feixe e a varredura de feixe são realizadas dividindo a alimentação para cada elemento de um arranjo de modo que os sinais recebidos ou transmitidos de todos os elementos estejam defasados para direcionar o feixe em uma direção específica. Esta é a direção de potência máxima do feixe, que pode ser usada em todas as possíveis geometrias de arranjos: lineares, circulares, planares etc. A capacidade de um arranjo em realizar essas técnicas está diretamente relacionada ao número de elementos que o arranjo possui. De fato, quanto maior o número de elementos, maior a flexibilidade em direcionar os feixes [59].

Por sua vez, a direção máxima do feixe da antena depende dos seguintes parâmetros: comprimento de onda, espaçamento entre elementos e deslocamento de fase entre os elementos. A diferença entre a formatação e o direcionamento do feixe pode ser explicada pela Figura 16, onde (a) apresenta um diagrama sem modificações; (b) diagrama com o feixe principal modificado, nesse caso uma maior abertura, consequentemente uma menor diretividade; enquanto que (c) mostra um diagrama com o feixe direcionado.



Figura 16 – Diagramas de irradiação. (a) Diagrama de irradiação sem modificações. (b) Diagrama de radiação modificado/formatado. (c) Diagrama de irradiação direcionado.

Utilizando (2.16) e (2.17) é possível definir a direção e o formato do feixe para diferentes fases de um arranjo planar. Para revisar brevemente o princípio de governança de um arranjo reconfigurável por meio de defasagem entre os elementos, ilustrado na Figura 17 (a), considere o arranjo linear com o espaçamento de elemento d mostrado na Figura 17 (b). Suponha que os elementos do arranjo faseado são excitados com sinais que possuem fases diferentes entre si, onde a diferença da fase entre os elementos adjacentes é Φ . Considere raios paralelos traçados em um ângulo de θ_0 do eixo do arranjo. A distância adicional de cada raio subsequente a um plano de abertura imaginário denotado pela linha sólida é $d \cos \theta_0$. Se k é a taxa na qual a fase muda no espaço para a onda de propagação, então, os raios que chegam à abertura imaginária terão todos fases uniformes se [83]:

$$\Phi = kd \times \cos \theta_0. \tag{2.21}$$

Neste caso, a irradiação de cada elemento irá adicionar construtivamente, resultando em um feixe direcionado em um ângulo θ_0 . A partir disso, pode-se ver que um gradiente de fase na excitação do arranjo produz um feixe coerente estreito, em uma direção particular. Um princípio similar se aplica quando o arranjo recebe um sinal de uma direção particular.



Figura 17 – Arranjo de antena faseado. (a) Arranjo linear. (b) Variação de fase na alimentação do arranjo linear.

Para controlar a fase de cada elemento, os arranjos de antenas tradicionais dividem o sinal de entrada em múltiplas linhas de alimentação usando divisores de potência e, em seguida, defasadores são usados para manipular a fase irradiada de cada elemento do arranjo. Os arranjos de fases não reconfiguráveis usam linha de atraso como defasadores para criar feixes em uma direção específica e fixa. A amplitude de cada elemento também pode ser manipulada por meio da adaptação da relação de divisão de energia dos divisores de potência para obter o controle adicional das ondas irradiadas.

São encontradas diversas pesquisas sobre arranjos de antenas que realizam controladamente formatação e direcionamento de feixe. A seguir, destacam-se os exemplos existentes na literatura que possuem o 5G como aplicação em ondas milimétricas. Krishna e colaboradores [40], apresentaram um arranjo planar de antenas impressas alimentadas por microlinha de fita para operar em 28,0 GHz para aplicações MIMO 5G. O arranjo oferece um ganho de 25,8 dBi e, utilizando a técnica de *beamforming* digital, os diagramas de irradiação são flexíveis e possuem capacidade de direcionamento do feixe de até 48° em um dos planos da antena.

Valdes-Garcia e colaboradores [84], propuseram uma visão geral das inovações recentes em projetos de circuitos, antenas e arquitetura para realização de *beamforming* eficientes para as comunicações 5G em ondas milimétricas. Especificamente, o trabalho discute: (1) um *front-end* com transceptor de sinais de RF capaz de realizar mudança de fase em 28 GHz, (2) considerações de uma arquitetura *beamforming* para permitir não só a operação de dupla polarização, assim como a configurabilidade de múltiplos feixes, e (3) duas diferentes antenas em 28 GHz. Foram demonstrados esses avanços em um único módulo de circuito integrado em silício. Os resultados mostraram uma varredura de feixe de $\pm 50^{\circ}$ e uma resolução de direção de feixe de 1,4°.

O projeto de um conjunto de antenas Vivaldi com direcionamento de feixe para terminais móveis 5G na faixa de frequência de 27,4 GHz a 28,6 GHz foi mostrado por N. Ojaroudiparchin [85]. O arranjo possui direcionamento de feixe 3D em toda a faixa de operação por meio da alteração de fase na alimentação de cada elemento. Foi levantado o desempenho do arranjo próximo das mãos de usuários por intermédio de simulações.

Em 2017, Costa e colaboradores [86], desenvolveram uma estrutura inovadora com um arranjo de antenas de quatro elementos com direcionamento de feixe para redes celulares de acesso 5G, operando no espectro de frequência de ondas milimétricas. A estrutura utilizava quatro arranjos de antenas em guia de ondas, que permitiu realizar simultaneamente a reconfiguração do diagrama de irradiação nas bandas de 28 GHz e 38 GHz, fornecendo faixa de varredura de 75° e 55° para as faixas de frequência inferior e superior, respectivamente.

As abordagens para projetar antenas com formatação ou direcionamento de feixe podem ser agrupadas em duas grandes classes: varredura mecânica e varredura eletrônica. A última classe permite uma varredura rápida e certa flexibilidade na redefinição do programa de varredura. Contudo, a realização, pelo uso de defasadores, apresenta diversos inconvenientes como peso e volume significativos, perdas, complexidade da rede de alimentação e acoplamento parasita entre elementos irradiantes [87]. Outros defasadores, convencionalmente utilizados, são os de linhas de transmissão. Estes possuem uma resposta de fase diretamente proporcional ao comprimento elétrico. Devido a este único grau de liberdade, usa-se esta solução convencionalmente em aplicações de faixa estreita, menores que 50 MHz, o que não é capaz de cumprir os pré-requisitos deste projeto. Com o objetivo de reconfigurar o feixe sem interferir no desempenho do arranjo de antenas. Uma possível solução é o uso da atual tecnologia de metamateriais, utilizada nesse presente trabalho.

3 Projeto do arranjo de antenas proposto

Este Capítulo apresenta o projeto do arranjo de antenas proposto, o qual se divide em três etapas: na Seção 3.1 é abordado o projeto de uma antena impressa alimentada por acoplamento de fenda. Em seguida, na Seção 3.2, uma técnica de diretores parasitas para aumento de ganho é aplicada na antena. Por fim, na Seção 3.3 são descritas as análises teórica e numérica do arranjo proposto.

3.1 Antena impressa alimentada por acoplamento por abertura

Das técnicas de alimentação apresentadas no Capítulo 2, utilizou-se o acoplamento por fenda. Este método proporciona maior isolamento entre a linha de alimentação e o elemento irradiador. Assim, é possível diminuir a interferência eletromagnética devido à irradiação espúria proveniente da alimentação [47].

A geometria da antena é descrita na parte (a) da Figura 18 e as variáveis de projeto na parte (b). A antena consiste de dois substratos de espessuras t e d e separados por um plano de terra. A plaqueta irradiadora é impressa no substrato superior, dimensionada pelo comprimento L e largura W. Uma linha de alimentação encontra-se no substrato inferior, com largura W_{linha} e comprimento L_f . A linha de alimentação não termina exatamente abaixo do limite da fenda, ela é estendida pelo chamado comprimento de linha L_s . Uma pequena fenda não ressonante no plano de terra, de comprimento L_{fenda} e largura W_{fenda} , acopla a plaqueta à linha de alimentação. Dois mecanismos de acoplamento muito semelhantes ocorrem, um entre a linha de alimentação e a fenda e outro entre a fenda e a plaqueta. Posiciona-se a fenda abaixo do centro da plaqueta, enquanto a linha de alimentação está no ângulo reto em relação ao centro da fenda.



Figura 18 – (a) Antena impressa excitada por acoplamento indireto através de fenda. (b) Detalhes da geometria.

Com a estrutura previamente definida, foram calculadas as dimensões da antena aplicando o modelo de linha de transmissão. Nesse método de análise, a antena pode ser representada por duas regiões, conforme mostrado na parte (a) da Figura 19. A região I é dada pela microlinha de fita e é separada da plaqueta irradiadora por meio do plano de terra. A região II descreve o meio de acoplamento eletromagnético entre a linha de alimentação e a plaqueta irradiadora. Essa região pode receber uma interpretação física usando um modelo de impedância, como na parte (b) da Figura 19.



Figura 19 – (a) Sistema separado em duas regiões: I- plaqueta separada do acoplamento e II- meio de acoplamento entre a linha e a plaqueta. (b) Modelo de linha de transmissão.

Diferentes arranjos de circuitos podem ser utilizados para interpretar o modelo da antena. A Figura 20 representa um possível modelo [88]. A linha de alimentação é representada por uma linha de transmissão com uma impedância característica de Z_0 ; em uma extremidade, a porta de entrada da antena está conectada, deixa-se a outra extremidade em aberto. A admitância da plaqueta e da fenda são representadas por $Y_{plaqueta}$ e Y_{fenda} , respectivamente.



Figura 20 – Circuito equivalente da antena impressa alimentada por acoplamento de abertura ou fenda.

O comprimento L da plaqueta irradiadora determina a frequência de ressonância. Para o projeto da antena, escolheu-se 26 GHz, de modo a operar nas redes 5G do Brasil. Em modo fundamental, o comprimento e a largura são calculados por [88]

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}}},\tag{3.1}$$

$$L \approx 0,49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}.$$
(3.2)

Como mostrado na parte (a) da Figura 19, os efeitos de franja, dados pelas descontinuidades nas extremidades abertas 2, 3 e 4 são representados por extensões nos comprimentos elétricos, ΔL e ΔL_f . Os comprimentos efetivos da plaqueta e da microlinha, tornam-se, respectivamente

$$L' = L + 2\Delta L, \tag{3.3}$$

$$L'_f = L_f + 2\Delta L_f, \tag{3.4}$$

onde

$$\Delta L = 0,412 \quad t \frac{(\varepsilon_r + 0,3)\left(\frac{W}{t} + 0,263\right)}{(\varepsilon_r + 0,258)\left(\frac{W}{t} + 0,813\right)},\tag{3.5}$$

$$\Delta L_f = 0,412 \quad d \frac{(\varepsilon_r + 0,3) \left(\frac{W_{linha}}{d} + 0,263\right)}{(\varepsilon_r + 0,258) \left(\frac{W_{linha}}{d} + 0,813\right)},\tag{3.6}$$

 ε_r é a constante dielétrica do substrato. A condutância G de irradiação da plaqueta é calculado como:

$$G = \frac{\varepsilon_{eff}}{240\pi} F\left(\sqrt{\varepsilon_{eff}} \frac{2\pi}{\lambda_0} W_e\right),\tag{3.7}$$

onde,

$$F(x) = xSi(x) - 2\sin^{2}\left(\frac{x}{2}\right) - 1 + \frac{\sin x}{x},$$
(3.8)

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx, \qquad (3.9)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12t}{W} \right]^{-\frac{1}{2}},\tag{3.10}$$

$$W_e = \frac{120\pi t}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}}.$$
(3.11)

A admitância da fenda é

$$Y_{fenda} = Y_1 N_2^2 - N_1^2 Y_{plaqueta}, (3.12)$$

$$Y_1 = \frac{Y_{fenda} + N_1^2 Y_{plaqueta}}{N_2^2},$$
 (3.13)

e a relação de transformação N_1 é igual a a fração de corrente que flui através da abertura sobre o intensidade total

$$N_1 = \frac{L_{fenda}}{b},\tag{3.14}$$

 $e N_2$,

$$N_2 = \frac{L_{fenda}}{\sqrt{W_e d}}.$$
(3.15)

Levando em conta o esboço de circuito aberto na parte (b) da Figura 19, a impedância de entrada total Z_{in} é

$$Z_{in} = \frac{N_2^2}{(N_1^2 + Y_{plaqueta} + Y_{fenda})} - jZ_0 \cot(kL_s), \qquad (3.16)$$

sendo k é número de onda e Z_0 é a impedância característica, dada por

$$Z_{0} = \frac{120\pi d}{\frac{W_{linha}}{\varepsilon_{r}} + \left\{1 + 1,735\varepsilon_{r}^{-0,0724} \left(\frac{W_{linha}}{d}\right)^{-0,836}\right\}}.$$
(3.17)

Inicialmente, calculou-se o parâmetro $W_{linha} = 1,20$ mm por meio de 3.17 para o substrato Rogers3003 de permissividade relativa $\varepsilon_r = 3$, tangente de perda de 0,002 e espessura do condutor de 0,017 mm [89]. A espessura da primeira camada do substrato e da segunda foram $d = 0.044\lambda$ e $t = 0.095\lambda$, respectivamente. Usando (3.1) e (3.2) para a frequência central de 26 GHz, obteve-se $W = 0.346\lambda$ e $L = 0.234\lambda$. Escolheu-se o comprimento e a largura da fenda de acoplamento como $(L_{fenda} = 0.242\lambda \ e W_{fenda} = 0.017\lambda),$ respectivamente, pelo fato de que menores áreas de abertura, resultam em níveis mais baixos de irradiação nas costas, levando a uma irradiação menos espúria e melhor eficiência [47]. A partir do auxílio do software HFSS (High Frequency Structure Simulator), realizaram-se varreduras nos parâmetros inicialmente calculados da antena para alcançar o melhor desempenho possível. As dimensões finais foram $L = 0.17\lambda \in W = 0.34\lambda \in$ $W_{linha} = 0.086\lambda$. A linha de alimentação, localizada abaixo do substrato inferior, normalmente se estende um pouco além da fenda, de modo a atuar como um esboço de circuito aberto [52]. Ajusta-se o comprimento da fenda para obter uma compensação de reatância para fins de casamento de impedância. Esta técnica de alimentação pode oferecer uma largura de faixa mais ampla em comparação com as antenas impressas convencionais, mantendo ao mesmo tempo boas características como baixo custo e robustez física [34].

O coeficiente de reflexão e a carta de Smith são apresentados na Figura 21. A largura de faixa obtida é de 4,1 GHz para o parâmetro $S_{11} = -10$ dB, correspondente a aproximadamente 16% de faixa da frequência central em 26 GHz. A antena é a base inicial para o futuro arranjo proposto. A largura de faixa é essencialmente a da própria antena e não é afetada pelo mecanismo de acoplamento de abertura [34].



Figura 21 – (a) Coeficiente de reflexão S_{11} . (b) Coeficiente de reflexão (S_{11}) representado na carta de Smith.

A parte real e imaginária da impedância da antena pode ser vista na Figura 22. A parte real próxima a 50 Ω indica um bom casamento. Enquanto a parte imaginária próxima a zero na largura de faixa da antena indica que ela é reativa.



Figura 22 – Impedância de entrada da antena.

O ganho real máximo da antena para a faixa de frequência de operação está na parte (a) Figura 23. Observa-se o valor do ganho máximo de 6,35 dBi na frequência de 24,5 GHz. A parte (b) da Figura 23 ilustra o diagrama de irradiação em três dimensões da antena para a frequência de 26,0 GHz, o ganho obtido é de 5,8 dBi.



Figura 23 – Ganho da antena. (a) Ganho em função da frequência. (b) Diagrama de irradiação tridimensional em 26 GHz.

A Figura 24 ilustra o diagrama de irradiação da antena nos planos zx e zy. O resultado mostra que a irradiação traseira nesta técnica de alimentação é pequena, tendo em vista que a abertura de acoplamento é não-ressonante e muito pequena em comparação com o comprimento de onda.



Figura 24 – Diagramas de irradiação da antena em 26 GHz. (a) Corte no plano $zx \ \phi = 0^{\circ}$. (b) Corte no plano $zy \ \phi = 90^{\circ}$.

3.2 Antena impressa com diretores parasitas alimentada por acoplamento por abertura

O conceito de antena impressa com diretores parasitas alimentada por acoplamento de abertura é mostrado na parte (a) da Figura 25. A estrutura da antena é composta por três camadas de substratos. Na parte inferior (h_1) , há uma microlinha de fita que alimenta a plaqueta inferior do segundo substrato (h_2) . A alimentação é realizada por acoplamento indireto (Capítulo 2), por meio da fenda no plano de terra. Na parte de cima (h_3) , há quatro plaquetas parasitas, dispostas simetricamente em torno da plaqueta inferior. As plaquetas parasitas da antena são alimentadas por meio de uma área de acoplamento localiza-se nos cantos da plaqueta inferior, o qual se sobrepõe no canto de cada plaqueta superior, ajustadas pelo parâmetro dp (parte (b) da Figura 25). A teoria de modos acoplados desenvolvida em [90] para uma plaqueta acionada cercada por elementos parasitas é estendida aqui para as configurações de plaquetas empilhadas.



Figura 25 – Antena com três camadas alimentada por acoplamento de fenda com plaquetas parasitas. (a) Ilustração das camadas que compõe a antena. (b) Detalhes da geometria. (c) Vista lateral da antena.

O mecanismo de acoplamento entre as plaquetas parasitas e a plaqueta inferior introduz ressonâncias, que podem ser excitadas com a fase e a amplitude adequadas para fornecerem uma variação mais suave à impedância de entrada e, portanto, uma maior largura de faixa [91]. Estas ressonâncias replicam-se nas frequências para as quais a parte real da impedância de entrada é máxima ou mínima. As ressonâncias são interdependentes e não podem ser atribuídas a nenhuma plaqueta parasita, elas correspondem à excitação de modos ressonantes mutuamente acoplados [91].

A frequência central de projeto da antena foi de 26 GHz. Essa configuração propõe um grande número de parâmetros para serem utilizados na otimização do desempenho. Por isso, diversos testes foram realizados com os parâmetros apresentados na parte (b) da Figura 25 para obter o melhor desempenho da antena. O primeiro passo, foi adotado na Seção 3.1, por meio da antena com alimentação acoplada por fenda. Manteve-se a espessura e a constante dielétrica dos três substratos Rogers3003 idênticos, de permissividade $\varepsilon_r = 3$, permeabilidade magnética $\mu_r = 1$, e uma tangente de perda dielétrica tan $\delta = 0,0013$ [89]. Do ponto de vista do ganho da antena, a área de sobreposição nas direções x e y das plaquetas parasitas com a plaqueta inferior representa um importante parâmetro dp. Uma configuração com grande área de sobreposição e, portanto, alto acoplamento, oferece uma baixa irradiação da plaqueta inferior. Uma separação mais ampla, que reduz o acoplamento, também expõe ainda mais a plaqueta inferior e aumenta sua irradiação.

A Figura 26 ilustra para duas diferentes distâncias dp, o ganho máximo ao longo da frequência e o coeficiente de reflexão. Uma maior área de sobreposição, dp = 3,2 mm, resulta em uma largura de faixa maior, porém um menor ganho, como mostra a curva contínua. A situação inversa é vista pela curva com símbolos circulares (dp = 3,8 mm), onde aumentando a distância entre as plaquetas parasitas, diminui-se a área de sobreposição, um ganho maior e uma menor largura de faixa da antena. A otimização do ganho requer o aumento da abertura da antena e, por conseguinte, o aumento da separação entre as amostras, o que reduz a área de sobreposição. Assim, obtém-se um diagrama de irradiação mais diretivo à custa da largura de faixa e dos lobos laterais aprimorados devido à menor irradiação na plaqueta inferior.



Figura 26 – Influência da sobreposição das plaquetas. (a) Ganho máximo real para diferentes valores de dp. (b) Coeficiente de reflexão para diferentes valores de dp.

Além desses, outros parâmetros influenciam as características da antena: tamanho da fenda L_{fenda} ; comprimento da linha de alimentação a partir da fenda L_s ; tamanho da plaqueta inferior W e L; tamanho da plaqueta parasita $W_{parasita}$ e $L_{parasita}$; distância entre as plaquetas parasitas e a linha de alimentação ($h_1 + h_2$ na Figura 25). Esses parâmetros foram otimizados por meio de varreduras dos valores teóricos no HFSS, para que a antena opere de forma eficiente nas várias características, tais como: largura de faixa, ganho, nível de lobo lateral e etc. As dimensões da antena otimizada são listadas na Tabela 3 em função de lambda.

| L_{fenda} | $0,\!273\lambda$ | h_1 | $0{,}51~\mathrm{mm}$ | W | $0,216\lambda$ |
|----------------|------------------|-------|----------------------|-------------|------------------|
| W_{fenda} | $0,\!026\lambda$ | h_2 | $0{,}51~\mathrm{mm}$ | L | $0,\!216\lambda$ |
| $W_{plaqueta}$ | $0,216\lambda$ | h_3 | $0,51 \mathrm{~mm}$ | dp | $0,069\lambda$ |
| $L_{plaqueta}$ | $0,\!216\lambda$ | L_s | $0,\!277\lambda$ | W_{linha} | $0,\!086\lambda$ |

Tabela 2 – Dimensões da antena.

3.2.1 Comportamento da antena

No projeto atual, os elementos parasitas superiores são idênticos e são dispostos em uma configuração simétrica em relação ao elemento irradiante inferior. A impedância de entrada na carta de Smith indica um *loop*, cujo tamanho é proporcional à magnitude do acoplamento. Conforme mostrado na curva preta da Figura 27, a largura de faixa resultante da antena é de 5 GHz, ou seja, 19% de banda. Em comparação a antena sem a técnica de plaquetas parasitas, observa-se um aumento de 1 GHz na largura de faixa.



Figura 27 – (a) Coeficiente de reflexão S_{11} em decibéis. (b) Coeficiente de reflexão (S_{11}) representado na carta de Smith.

A Figura 28 mostra a distribuição do campo elétrico e da corrente de superfície sobre a antena em 26 GHz. O campo elétrico é uniformemente distribuído nas plaquetas parasitas irradiadoras, com intensidade máxima nas arestas da plaqueta. Como a estrutura dessa abordagem é simétrica, a distribuição do campo elétrico e da corrente de superfície tem boa simetria.



Figura 28 – Magnitude do campo E e da corrente de superfície na superfície da antena em 26 GHz.

A distância entre a plaqueta irradiadora e as plaquetas parasitas é muito pequena em comparação com o ponto de campo distante, portanto as irradiações podem ser consideradas na mesma amplitude, aumentando assim a capacidade de direcionar a energia irradiada. O ganho máximo real para a faixa de operação da antena é ilustrado na parte (a) da Figura 29 (curva preta com quadrados). A contribuição das plaquetas parasitas é de aproximadamente 2 dB se comparada ao projeto inicial (curva vermelha) apresentado na Figura 24 da seção anterior. O diagrama polar tridimensional do ganho para a frequência de 26 GHz é apresentado na parte (b).



Figura 29 – Ganho da antena. (a) Ganho vs frequência. (b) Diagrama de irradiação polar tridimensional em 26 GHz.

A Figura 30 ilustra o comportamento do diagrama de irradiação da antena com diretores parasitas. A abertura de feixe obtida é de 80° para o ponto de 3 dB em relação ao ganho máximo no plano zx. Observa-se que o diagrama tornou-se mais diretivo quando comparado com a antena sem os diretores parasitas.



Figura 30 – Diagramas de irradiação da antena em 26 GHz. (a) Corte no plano zx, $\phi = 0^{\circ}$. (b) Corte no plano zy, $\phi = 90^{\circ}$.

A maior parte do campo da plaqueta inferior acopla-se para as plaquetas parasitas. O aumento do ganho deve-se ao aumento da abertura da antena de acordo com o uso dos elementos parasitas superiores, no entanto, se, por exemplo, mais camadas forem adicionadas, a eficiência cai devido à diminuição do acoplamento entre os elementos e a alimentação. Para demonstrar isso, foi adicionando ao modelo inicial da antena, uma quarta camada e mais quatro elementos parasitas. Observa-se a perda de eficiência de acordo com a curva da Figura 31.



Figura 31 – Ganho e eficiência para a antena com três e quatro camadas.

3.2.2 Efeito da precisão de alinhamento

Em ondas milimétricas as dimensões elétricas são pequenas fisicamente quando comparadas as operações de frequências mais baixas. Logo, faz-se necessário realizar alguns testes para prever possíveis erros na precisão de fabricação do protótipo. Utilizando o HFSS verificou-se a sensibilidade da antena de acordo com a precisão de alinhamento dos substratos nas direções x e y. A Figura 32 apresenta o efeito de descasamento da antena para determinados deslocamentos entre as três placas. Foram analisados dois diferentes valores de deslocamento, 1% e 3% relativos à lambda (aproximadamente 11,57 mm para a frequência de 26 GHz).

Nessas figuras, evidencia-se que o efeito do erro de alinhamento na direção do eixo x é maior do que na direção do eixo y. A posição da fenda é sempre fixa em relação à plaqueta de alimentação, já que ambas pertencem a camadas diferentes do mesmo substrato. O deslocamento em x altera de forma mais atenuada a simetria da estrutura e, por consequência, o acoplamento entre as plaquetas parasitas. Apesar de encontrar uma perda de descasamento de 3 dB no pior caso de deslocamento entre as placas, com a evolução das tecnologias de fabricação de placas de circuito impresso, a precisão de alinhamento do processo multicamada convencional é suficiente para construir a antena proposta.



Figura 32 – Efeito da precisão de alinhamento das camadas no coeficiente de reflexão da antena.

3.3 Projeto de um arranjo de antenas impressas com diretores parasitas alimentados por acoplamento de abertura

Para satisfazer os pré-requisitos de ganho e reconfigurabilidade de feixe, projetou-se um arranjo de antenas com base em um único elemento da antena impressa com plaquetas parasitas. Por meio de uma análise teórica em 26 GHz, calcularam-se os diagramas de irradiação resultantes para os arranjos retangulares 2×2 , $3\times 3 \in 4\times 4$ (Figura 33). Nessa análise, o diagrama da antena é multiplicado pelo AF, desconsiderando os efeitos de descasamento e divisores de potência. Escolheu-se a topologia de arranjo retangular para a obtenção de um feixe omnidirecional nos planos E e H, eixo $xz \in yz$. Para essa topologia, é suposto que os elementos estão dispostos ao longo de dois eixos e espaçados inicialmente por meio lambda guiado. As perdas do circuito de alimentação não são consideradas nessa análise. A Tabela 4 apresenta a área aproximada de cada arranjo, o ganho e a abertura de feixe de 3 dB para $\phi = 90$.

Tabela 3 – Análise teórica dos arranjos.

| | Área | Ganho | Abertura de feixe |
|----------------------|--------------|--------------------|-------------------|
| 1 Elemento | $7,0\ mm^2$ | $8,4~\mathrm{dBi}$ | 80° |
| Arranjo 2×2 | $13,5 mm^2$ | 14,0 dBi | 48° |
| Arranjo 3×3 | $33,0\ mm^2$ | 17,5 dBi | 31° |
| Arranjo 4×4 | $39,5\ mm^2$ | 20,0 dBi | 23° |



Figura 33 – Diagramas de irradiação para 1, 4, 9 e 16 elementos.

A partir da análise dos arranjos, optou-se pela configuração 3x3 antenas, que cumpre os requisitos de pré-projeto em relação ao ganho e área total. A geometria do arranjo de antena está na Figura 34. A vista superior do arranjo mostra os elementos parasitas no terceiro substrato e a plaqueta irradiadora no centro, disposta no segundo substrato. As microlinhas de fita estão dispostas na parte inferior do primeiro substrato. Para cada elemento, inseriu-se portas de excitação de 50Ω com as fases e as amplitudes idênticas. O espaçamento entre os elementos L foi escolhido de forma que ocorra o ganho máximo esteja em $\theta = 0$. Esse ajuste baseia-se em [59]. A Figura 35 mostra o diagrama de irradiação teórico para $\phi = 90$, onde o espaçamento de 6 mm, aproximadamente $\lambda/2$ apresenta o menor valor de lobo secundário.



Figura 34 – Arranjo de antenas 3x3.



Figura 35 – Análise da distância entre os elementos do arranjo 3×3 .

A análise de direcionamento do feixe foi realizada de forma analítica a partir do diagrama de um único elemento (Figura 31) e está na Figura 36. Utilizou-se as expressões 2.16 e 2.17, considerando a distância entre os elementos dispostos ao longo dos eixos x e y iguais. Todos os elementos possuem a mesma amplitude de onda de excitação. Observa-se o aparecimento de lobos secundários com níveis elevados para os casos onde o deslocamento

entre os elementos é de 90°. Isso ocorre porque o critério de distância entre os elementos e a direção de maior irradiação não foi obedecida. Os lobos secundários são indesejáveis, pois, causam interferência na comunicação, são portanto, o limitante do direcionamento do feixe dado a relação de lobo secundário.



Figura 36 – Diagramas de irradiação os elementos defasados progressivamente.

O coeficiente de reflexão simulado em cada elemento do arranjo, com todos os elementos excitados e corretamente em fase é apresentado na Figura 37. A

O ganho total do arranjo, ilustrado por um diagrama de irradiação polar 3D na parte (a) da Figura 38 é de 17,0 dBi, cumprindo o pré-requisito de projeto inicial de 12,0 dBi. A energia irradiada em $\phi = 0$, também chamado de corte em elevação do diagrama de irradiação polar está na parte (b) da Figura 38. A largura de feixe de 3,0 dB do arranjo é de aproximadamente 24° e a relação entre os lobos secundários é de 15,5 dB, o que cumpre com o pré-requisito de 10,0 dB, inicialmente proposto. A relação *frente-costa* da antena constitui outro importante parâmetro a ser analisado. Quanto maior o seu valor (medido em dB), menor é a potência emitida para a parte de trás da antena. Obteve-se através da simulação uma boa relação *frente-costa*, de 20,0 dB.



Figura 37 – Coeficiente de reflexão simulado em cada elemento do arranjo



Figura 38 – Diagrama de irradiação. (a) Diagrama tridimensional. (b) Diagrama polar 2D para $\phi = 0^{\circ}$ (elevação).

3.4 Divisor de potência

Migrar do sistema de multiportas para um sistema de porta única é uma alternativa promissora. O custo de um sistema multiportas pode ser reduzido implementando uma arquitetura de porta única, pois requer apenas um sinal de RF. Com o objetivo de minimizar custos, projetou-se um divisor de potência. Na parte (a) da Figura 39, ilustra-se o divisor de potência 1x3. Uma única entrada do sinal de RF é dividida em três sinais com fases próximas de -90° (Figura 39(b)) e magnitudes em torno de -5 dB (Figura 39(b)). Em um divisor sem perdas, para essa estrutura com esses comprimentos de linha, o valor da magnitude das portas 2, 3 e 4 seria aproximadamente -4,7 dB com fase de -90°. Posteriormente, cada um desses novos sinais é dividido em outros três, totalizando, assim, nove alimentações simétricas como está ilustrado na (Figura 40(a)). Um divisor ideal de potência é capaz de transferir igualmente os sinais entre as portas. Mostra-se na parte (b) da Figura 39 a fase relativa a porta 1 para cada uma das portas. O nível de potência em decibéis destinada a cada uma das portas em relação à potência total do sistema é descrito na parte (c) da Figura 39, o valor está em torno de -10 dB. Um divisor 1x9 sem perdas por descasamento dividiria a potência do sinal igualmente para cada uma das portas, o que resultaria em -9,5 dB em relação a porta 1, para cada porta. A variação apresentada em torno de 3 dB para algumas portas é dada pela linha central da divisão de 1x3, nela o comprimento elétrico será menor que as outras duas, a mesma explicação dâ-se pela diferença na fase das portas.



Figura 39 – Divisor de potência 1×3. (a) Geometria do divisor (b) Fase do sinal em cada porta. (c) Magnitude do sinal em cada porta.



Figura 40 – Divisor de potência 1×9. (a) Geometria do divisor (b) Fase do sinal em cada porta. (c) Magnitude do sinal em cada porta.

4 Rede de alimentação baseada em metamateriais

Os Capítulos anteriores apresentaram as motivações do trabalho e o embasamento teórico sobre arranjos de antenas. Este Capítulo, dedica-se ao projeto do defasador em ondas milimétricas que será posteriormente inserido no arranjo de antenas para realizar a reconfiguração de feixe do mesmo. Na Seção 4.1, é abordada uma breve introdução aos metamateriais. Na Seção 4.2, tem-se o projeto do defasador baseado em células CRLH, a geometria, os resultados numéricos e experimentais.

4.1 Introdução aos Metamateriais

Metamateriais são estruturas artificiais, uma definição comumente utilizada é [92]: "Um metamaterial é um composto macroscópico de estrutura periódica ou não, cuja atribuição aplica-se tanto a arquitetura celular quanto a composição química".

Uma estrutura de metamaterial artificial pode ser criada por meio de células cujo tamanho estrutural é menor que o comprimento de onda guiado λ_g , comumente utiliza-se $\lambda_g/4$ [93]. Essa condição é dada para garantir que os fenômenos refrativos dominem os fenômenos de espalhamento/difração quando uma onda se propaga dentro de um meio metamaterial. Nessa condição, a estrutura comporta-se como um material homogêneo, no sentido de que as ondas eletromagnéticas "enxergam" somente os parâmetros macroscópicos e bem definidos, que dependem da natureza da célula unitária; a estrutura é, assim, eletromagneticamente uniforme ao longo da direção de propagação. Os parâmetros macroscópicos são a permissividade e a permeabilidade, que estão relacionados ao índice de refração n por:

$$n = \pm \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \tag{4.1}$$

onde ε_r e μ_r são a permissividade e a permeabilidade relativas, relacionadas à permissividade e permeabilidade do espaço livre por $\varepsilon_0 = \varepsilon/\varepsilon_r = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m e $\mu_0 = \mu/\mu_r = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, respectivamente. As quatro possíveis combinações de sinais para os parâmetros ε e μ estão ilustradas na Figura 41. Quando um único parâmetro é negativo (I e IV), o índice de refração é imaginário, o que resulta em propagação de ondas evanescentes com perdas no meio. Quando ambos as componentes são positivas ou negativas, tem-se a propagação de ondas livres direta ou reversa, como representado nas regiões II e III. O caso duplamente positivo (I), refere-se à propagação de onda direta, usual em materiais dielétricos com índice de refração positivo. O caso duplamente negativo (III), refere-se aos metamateriais, caracterizados por uma onda que se propaga com uma velocidade de fase na direção oposta do vetor de Poynting, originando o nome "propagação de onda reversa" [94].



Figura 41 – Diagrama das propriedades efetivas de permissividade elétrica (ε) e permeabilidade magnética (μ).

Diversas aplicações de metamateriais são encontradas no desenvolvimento de novos dispositivos, tais como filtros [95], antenas [96] e defasadores [97]. Os novos dispositivos operam desde a faixa de RF até as terahertz. Entre as aplicações de metamateriais para as futuras redes 5G, destacam-se as Superfícies de Alta Impedância (HISs - *High Impedance Surfaces*) [98], os Condutores Magnéticos Artificiais (AMCs - *Artificial Magnetic Conductors*) [54], e as células CRLH [95, 97].

Especificamente, HISs são finas cavidades ressonantes produzidas em substratos dielétricos formadas por um plano de terra em uma das faces e por um arranjo de estruturas periódicas na face oposta. A principal contribuição dessa estrutura é permitir que a onda seja refletida com a mesma fase da onda incidente, possibilitando que a estrutura atue como um espelho para ondas eletromagnéticas [98]. Por outro lado, as estruturas AMCs são formadas por arranjo de metal e dielétrico que apresentam algumas características encontradas em um condutor magnético perfeito, para determinada região espectral [54]. Já, as células CRLH são compostos que englobam características de meios cuja tríade vetorial é dada pela regra da mão esquerda e da mão direita. Este tipo de estrutura também é conhecido como metamaterial.

4.2 Projeto do defasador baseado em metamateriais

Defasadores são componentes importantes para várias aplicações, como radares automotivos, sistemas de comunicação de alta capacidade, comunicação por satélite, entre outros. A atuação de um defasador baseia-se no controle de fase dos dispositivos. Atualmente, o ajuste da fase pode ser realizado por alterações nos parâmetros geométricos, ou mudando o comprimento de uma linha de transmissão utilizando interruptores, ou alterando eletricamente a capacitância ou indutância do circuito, ou controlando as propriedades dos materiais via campo magnético ou elétrico. Os defasadores baseados em redes comutadas e linhas de transmissão distribuídas podem ser restritivos, devido ao tamanho relativamente grande e ao número de chaves. Além disso, eles fornecem apenas mudanças de fase discretas e não contínuas [99]. A utilização de materiais com parâmetros controláveis (por exemplo, ferroelétricos) aplicados em dispositivos defasadores resulta normalmente em uma elevada perda de inserção, em torno de 15 dB, quando operam em ondas milimétricas [100].

Para lidar com os atuais desafios encontrados em dispositivos defasadores, este trabalho apresenta a combinação de duas tecnologias promissoras para operarem em microondas e ondas milimétricas. Trata-se da combinação de varicaps projetados para operarem na faixa de frequência de até 40 GHz, aplicados as células CRLH.

Devido à resposta exclusiva de fase da linha de transmissão CRLH e a natureza não-ressonante, as linhas CRLH podem ser projetadas para exibirem, simultaneamente, baixa perda e ampla largura de faixa. A primeira obtém-se por meio de uma linha "balanceada", enquanto que a largura de faixa é uma consequência direta da frequência de corte da estrutura passa-alta resultante. Outra vantagem das estruturas é que podem ser projetadas em configurações planas, compatíveis com os modernos circuitos integrados de micro-ondas. Para aproveitar ao máximo as propriedades dos metamateriais, é necessário um método para sintonizar a resposta eletromagnética do metamaterial, de preferência em uma ampla faixa de frequência, no menor tempo possível. Até hoje, quase todas as demonstrações de metamateriais ativamente sintonizados realizaram-se variando a capacitância de um ressonador de anéis, divididos ou substituindo os capacitores na implementação da linha de transmissão por varicaps, técnica utilizada neste trabalho.

4.2.1 Modelo circuital da célula CRLH

A propagação na célula proposta, devido às propriedades da mesma, não obedece à regra da mão direita como nos materiais convencionais. O campo elétrico, o campo magnético e o vetor de propagação formam uma tríade de mão esquerda e, por esta razão, é chamado de LH (*Left Handed*) [92]. Uma linha de transmissão puramente LH é irrealizável na prática, pois haverá indutâncias e capacitâncias parasitas, acentuando-se com o aumento da frequência, devido às correntes nas metalizações e aos gradientes de potencial no substrato e entre metalizações [92]. Desta forma, um modelo mais completo que considere tanto os efeitos RH (*Right Handed*) quanto os LH deve ser utilizado.

Os modelos homogêneos de uma linha de transmissão sem perdas destro e canhoto são mostrados nas partes (a) e (b) da Figura 42. Na linha esquerda, a velocidade de fase e de grupo são opostas entre si. A linha de transmissão LH é considerada como a versão 1D dos denominados metamateriais [92]. O modelo da linha de transmissão CRLH é ilustrado na parte (c) da Figura 42. Os efeitos RH são modelados por $C_R \in L_R$, enquanto os efeitos LH por $C_L \in L_L$.



Figura 42 – Representação circuital da CRLH. (a) Linha de transmissão uniforme RH. (b) Linha de transmissão uniforme LH. (c) Linha de transmissão CRLH.

Para os circuitos equivalentes (a) e (b) da Figura 42, a constante de propagação γ e a impedância característica Z podem ser determinadas com as seguintes equações:

$$\gamma = \sqrt{Z(\omega)Y(\omega)} = \alpha + j\beta, \qquad (4.2)$$

$$Z = \sqrt{\frac{Z(\omega)}{Y(\omega)}},\tag{4.3}$$

onde $Z(\omega)$ e $Y(\omega)$ são a impedância do ramo em série e a admitância do ramo em paralelo, respectivamente. α é a atenuação e β é a constante de fase. Para o caso simples, considerase uma linha sem perdas, ($\alpha = 0$), nessa condição, para o circuito RH na parte (a) da Figura 42, tem-se:

$$Y\left(\omega\right) = j\omega C_R,\tag{4.4}$$

$$Z\left(\omega\right) = j\omega L_R,\tag{4.5}$$

inserindo (4.4) e (4.5) em (4.2) e (4.2), obtém-se:

$$\beta_{RH} = \omega \sqrt{L_R C_R},\tag{4.6}$$

$$Z_{RH} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}},\tag{4.7}$$
e para o circuito da parte (b) da Figura 42, tem-se:

$$Y\left(\omega\right) = \frac{1}{j\omega L_L},\tag{4.8}$$

$$Z\left(\omega\right) = \frac{1}{j\omega C_L},\tag{4.9}$$

inserindo (4.8) e (4.9) em (4.2) e (4.3), obtem-se:

$$\beta_{LH} = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}},\tag{4.10}$$

$$Z_{LH} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}.$$
(4.11)

As expressões de β em (4.6) e (4.10) são fatores de fase para RH e LH, respectivamente. Obtém-se a velocidade de fase, $V_f = \frac{\omega}{\beta}$, positivo para RH e negativo para LH. Já a velocidade de grupo $V_g = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\omega}\right)^{-1}$ é positiva para ambos, portanto, o transporte de energia é, do gerador para a carga em ambos os casos, mas para LH, devido ao fato de que a velocidade de fase é negativa, a onda se propaga para trás (da carga para o gerador). A representação gráfica qualitativa dessas equações é dada pela Figura 43 [93]:



Figura 43 – Representação gráfica das equações de dispersão para RH-TL e LH-TL sem perdas.

Como mencionado, o circuito CRLH (parte (c) da Figura 42) é uma combinação dos circuitos equivalentes para RH e LH. As expressões equivalentes são descritas a seguir [92]:

$$Z(\omega) = j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \qquad e \qquad Y(\omega) = j\left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right), \qquad (4.12)$$

Usando (4.12), em (4.2), considerando um circuito sem perdas, $\alpha = 0$, obtemos

$$\beta_{CRLH} = -\sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} < 0; \quad para \quad \omega < \omega_{\Gamma 1}, \tag{4.13}$$

е

$$\beta_{CRLH} = +\sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right)\left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} > 0; \quad para \quad \omega < \omega_{\Gamma 2}, \tag{4.14}$$

onde

$$\omega_{\Gamma 1} = min[\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}; \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}] \qquad e \qquad \omega_{\Gamma 2} = max[\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}; \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}]. \tag{4.15}$$

No caso de $\omega_{\Gamma 1} = \omega_{\Gamma 2}$, o circuito não rejeita a banda. O circuito com $\omega_{\Gamma 1} \neq \omega_{\Gamma 2}$ é conhecido como circuito desbalanceado, e balanceado para $\omega_{\Gamma 1} = \omega_{\Gamma 2}$. Em (4.13) e (4.14) tem-se a dispersão para a linha de transmissão CRLH. A representação gráfica (qualitativa) destas equações de dispersão, para os circuitos desbalanceados e balanceados estão na Figura 44 (a) e (b), respectivamente.



Figura 44 – Representação gráfica das equações de dispersão para CRLH-TL. (a) Desbalanceada. (b) Balanceada.

A impedância característica para a CRLH em um circuito não balanceado é obtida inserindo (4.12) em (4.2) e (4.3). A seguinte fórmula é obtida:

$$Z_{CRLH} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = \sqrt{\frac{\omega^2 L_R C_L - 1}{\omega^2 L_L C_R - 1}}.$$
(4.16)

Para linha CRLH balanceada tem-se:

$$L_R C_L = L_L C_R, (4.17)$$

substituímos as frequências $\omega_{\Gamma 1}$ e $\omega_{\Gamma 2}$ por ω_0 , obtemos a seguinte expressão:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L_R C_L C_R L_L}} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} = \frac{1}{\sqrt{C_L L_R}},$$
(4.18)

a impedância característica da célula balanceada, inserindo (4.17) em (4.16), a equação pode ser descrita

$$Z_{CRLH} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}.$$
(4.19)

Utilizou-se a técnica descrita por Smith [101], para obter o índice de refração efetivo e a impedância efetiva da célula. A técnica assume que o dispositivo se comporta simetricamente nas direções de propagação para frente e trás.

$$n_{eff} = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \right)$$
(4.20)

$$z = \sqrt{\frac{\left(1 + S_{11}\right)^2 - S_{21}^2}{\left(1 - S_{11}\right)^2 - S_{21}^2}} \tag{4.21}$$

onde k é o comprimento de onda no espaço livre e d é o comprimento da célula. Uma vez obtido o índice de refração efetivo e a impedância efetiva, obtemos a permissividade efetiva e a permeabilidade efetiva da seguinte forma:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{n}{z} \tag{4.22}$$

$$\mu_{eff} = nz \tag{4.23}$$

4.2.2 Modelo numérico da célula CRLH

Na parte (a) da Figura 45 ilustra-se a geometria da célula unitária projetada para realizar o maior deslocamento de fase com o mínimo de perda de inserção possível. O modelo circuital da célula está na parte (b). Os valores dos parâmetros são: W = 0,90 mm; $w_t = 0,10$ mm; L = 3,00 mm $l_t = 1,50$ mm; r = 0,15 mm. Utilizou-se o substrato dielétrico Rogers RO3003 com constante dielétrica igual a 3, tangente de perda de 0,0013 e espessura h de 0,51 mm. Adicionou-se um capacitor variável no modelo para o controle de fase. Para a modelagem da célula CRLH a geometria foi dividida em sete seções de microlinha de fita: 1) via metalizada, 2) única, 3) acopladas, 4) com terminação aberta, 5) em junção T 6) com curva de 90° e 7) assimétrica, como mostrado na parte (c) da Figura 45.



Figura 45 – (a) Modelo eletromagnético da célula CRLH. (b) Modelo π equivalente. (c) Modelo CRLH fragmentado em trechos de microlinhas de fita.

O método para detalhar o funcionamento da célula é baseado no agrupamento das subseções, porém não inclui efeitos de interação entre as seções. Uma expressão aproximada para a capacitância C_L é dada por [102]:

$$C_L = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{W}\right) l[(N-3)A_1 + A_2], \qquad (4.24)$$

onde N é o número de fitas e C_L é a capacitância por unidade de comprimento ao longo de l. A_1 e A_2 são as capacitâncias por unidade de comprimento das fitas internas e as duas externas, respectivamente. As dimensões W e l são expressas em micrômetros. O valor do capacitor neste modelo aumentará com a frequência devido ao comprimento das fitas internas l, e diminuirá com a frequência devido à largura do capacitor W. A partir disso, utiliza-se comumente a relação de W/l. Para um substrato finito, o efeito de h (espessura do dielétrico) deve ser incluído em A_1 e A_2 , como [47]:

$$A_1 = 4,409 \tanh\left[0,55\left(\frac{h}{s}\right)^{0,45}\right] \times 10^{-6} \left(pF/\mu m\right), \qquad (4.25)$$

$$A_2 = 9,920 \tanh\left[0,55\left(\frac{h}{s}\right)^{0,50}\right] \times 10^{-6} \left(pF/\mu m\right), \qquad (4.26)$$

onde s é a largura das fitas internas e h a espessura do dielétrico.

A capacitância C_R e a indutância L_R são calculadas, para s/h < 1, onde as linhas de campo magnético não se acoplam em torno de cada fita, mas em torno da seção transversal (largura W). Sob esta suposição, C_R e L_R são calculados a partir da teoria da microlinha de fita em [47]:

$$L_R = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{re}}}{Nc} L', \quad C_R = \frac{N \sqrt{\varepsilon_{re}}}{Z_0 c} L', \quad (4.27)$$

onde L' é o comprimento da estrutura, Z_0 e ε_{re} são calculados usando parâmetros da microlinha de fita h, W_{linha} e ε_r . A indutância L_L é a indutância causada pelas duas vias metálicas da célula. O cálculo da indutância de um condutor cilíndrico baseado em [103] é:

$$L_L = \frac{\mu_0}{2\pi} [h \times \ln\left(\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r}\right) + \frac{3}{2}(r - \sqrt{r^2 + h^2})], \qquad (4.28)$$

onde μ_0 é a permeabilidade no vácuo, r = 0.15 mm é o raio da conexão para o plano de terra, l = 1.30 mm é o comprimento das fitas e Z_0 é a impedância característica da linha.

A constante de fase β da célula unitária CRLH pode ser expressa como:

$$\beta(\omega) = s(\omega)\sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)}.$$
(4.29)

Utilizou-se um recurso de otimização do software HFSS na célula CRLH para obter o melhor desempenho em 26 GHz, dando origem aos valores dos parâmetros $L_R = 35$ nH, $L_L = 0,1$ nH, $C_L = 0,35$ pF e $C_R = 1$ pF. Para a obtenção da permissividade e permeabilidade eletromagnética da estrutura, foi utilizado o software Lumerical, tomando como base o método publicado por Smith e colaboradores [101]. A simulação contém uma célula cúbica de comprimento de 2 mm, condições de contorno periódicas são usadas para estender a estrutura nas direções $y \in z$, e uma fonte de onda plana operando a 19 GHz a 30 GHz é injetada na direção x. As dimensões da célula são as mesmas descritas na Figura 45, incluindo as características do dielétrico utilizado. A Figura 46 apresenta a permissividade efetiva da estrutura. Valores próximos de zero da permissividade eletromagnética indicam o comportamento de metamaterial da célula. Para valores maiores de frequência, a partir de 25 GHz, o comprimento elétrico da estrutura deixa de respeitar a relação $\lambda_g/4$ apresentada em [93], e a estrutura não possui um comportamento metamaterial.



Figura 46 – Parte real e imaginária da permissividade elétrica da célula CRLH.

Em série com a célula, inseriu-se um capacitor variável, como apresentado anteriormente na Figura 45 (a). O varicap ou *varactor* é um tipo de deslocador de capacitância, onde a variação faz-se na impedância imaginária das cargas (em oposição à impedância real apresentada pelo diodo PIN [34]). O varicap MGV125-08 MACOM opera até 40 GHz com capacidade de relação de sintonização de até 10 vezes. Para um tensão de alimentação de 4 V e uma corrente de 100 nA, tem-se um valor de 0,9 pF. O comportamento do varicap para as tensões de polarização V_r e as respectivas dimensões, encontram-se na Figura 47.

Em projetos de defasadores, o objetivo é alcançar o maior deslocamento de fase possível mantendo um nível de descasamento de impedância aceitável, ou seja, reflexão do sinal de entrada menor ou igual a -10 dB. Entretanto, esta é uma otimização complicada pois, maiores níveis de deslocamento, exigem maiores variações de capacitância, e por sua vez resultam no aumento da potência refletida, uma vez que a impedância final da linha fica cada vez mais distante dos 50 ohm da fonte e da carga. Neste contexto o projetista fica limitado em geometria e com o desafio de encontrar o melhor compromisso entre impedância de linha, capacitância de carga e deslocamento de fase.



Figura 47 – Varicap MGV-12508 (modificado do *datasheet*). (a) Variação da capacitância pela tensão. (b) Dimensões.

Variando a tensão de alimentação do varicap, tem-se variações nos parâmetros S da célula CRLH. A partir da matriz de Parâmetros-S simulada, obtêm-se os valores de impedâncias de entrada da linha para cada configuração. Verifica-se, então, o desempenho do dispositivo projetado em termos do deslocamento total de fase do sinal incidente. Com o defasador de fase proposto, foi possível manter uma ótima relação entre esses parâmetros. Nas partes (a) e (b) da Figura 48, mostram-se as curvas de S_{11} e S_{21} em magnitude, respectivamente. Os diferentes valores de polarização do varicap resultam em uma largura de faixa útil da célula CRLH de 24,0 GHz a 26,5 GHz. Observa-se valores de perdas de inserção abaixo de -4 dB para toda a faixa de operação da célula, esse parâmetro é em geral o gargalo, pois o comportamento da célula é similar à de um filtro. A variação de fase obtida está na parte (c) da mesma Figura. A operação de deslocamento de fase ocorre de forma contínua com passo de aproximadamente 10°, de -302° a -216°. É possível alcançar uma variação de fase maior, aumentando-se o número de células em série, porém o número de varicaps deve ser proporcional, em outras palavras, a rede tornaria-se mais complexa e mais cara. A célula também apresenta outros diferentes valores de fase para os valores de capacitância que se encontram no intervalo desses apresentados. No entanto, variações menores que 5° não são significativas nesse projeto.

A Tabela 5 apresenta o resumo do modo de operação da célula CRLH. Para cada valor da tensão de DC que alimenta o varicap, apresenta-se o valor correspondente da capacitância, a fase em graus do parâmetro S_{21} , o coeficiente de reflexão S_{11} e a perda de inserção S_{21} . Valores intermediários de tensão e capacitância, também são possíveis de se alcançar. Dado que, a resposta em fase de todo circuito LC é periódica, outros valores de fase podem ser obtidos, com diferentes valores de capacitância. Os valores resumidos na tabela, são aqueles que apresentam os parâmetros S_{11} e o S_{21} dentro das especificações de projeto.



Figura 48 – Resultados simulados da célula CRLH. (a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) . (b) Perda de inserção ou coeficiente de transmissão (S_{21}) . (c) Fase do coeficiente de transmissão (S_{21}) .

| Tensão [V] | Capacitância [pF] | Fase $[^{\circ}]$ | S_{21} [dB] | S_{11} [dB] |
|------------|-------------------|-------------------|---------------|---------------|
| 20,0 | 0,02 | -216 | -2,0 | -14,0 |
| 19,0 | 0,03 | -223 | -2,1 | -13,0 |
| 18,0 | 0,04 | -236 | -3,0 | -9,0 |
| 17,0 | $0,\!05$ | -243 | -3,3 | -9,1 |
| 10,0 | 0,10 | -261 | -2,1 | -9,0 |
| 4,8 | 0,23 | -270 | -3,4 | -8,5 |
| 3,0 | 0,32 | -279 | -3,1 | -8,6 |
| 2,7 | $0,\!37$ | -302 | -4,0 | -5,0 |

Tabela 4 – Resumo das configurações da célula CRLH em 26 GHz.

Fez-se um protótipo da célula CRLH para validação de conceito. A fabricação foi realizada no laboratório FABLAB do INATEL por meio do processo de corrosão utilizando percloreto de sódio. As trilhas internas da geometria possuem uma espessura inferior a 0,2 mm, para essa especificação de projeto, o método de corrosão não é ideal por não atingir essas precisões. Isso resultou em imprecisões nas trilhas internas. A Figura 49

apresenta uma foto do protótipo construído e detalha as imprecisões ocorridas. Os conectores utilizados são do tipo K, e operam de maneira eficiente em até 40 GHz. A célula foi caracterizada utilizando um analisador vetorial de redes até 43 GHz. As duas portas de RF do equipamento foram calibradas para a frequência de 26 GHz. No lugar do varicap, inseriu-se 3 valores diferentes de capacitor e verificou-se a diferença de fase esperada entre a porta 1 e 2. A parte (a) da Figura 50 apresenta a variação de fase entre as portas 1 e 2, em outras palavras a fase do parâmetro S_{21} . A perda de retorno e o coeficiente de transmissão medidos e simulados estão na parte (b) da Figura 50. A diferença na perda de inserção entre os valores medidos e simulados é correspondente as imprecisões de fabricação.



Figura 49 – Foto do protótipo da célula CRLH.



Figura 50 – Célula CRLH. (a) Coeficiente de reflexão (medido e simulado). (b) Perda de inserção (medido e simulado). (c) Fase do parâmetro S_{21} .

A Tabela 6 compara alguns trabalhos recentes com a proposta deste trabalho por meio das principais figuras de mérito discutidas anteriormente na introdução desse Capítulo. Particularmente, dois dispositivos que utilizaram a técnica de metamaterial como solução e operam em ondas milimétricas, estão em [97, 104]. Kuylenstierna e colaboradores [104] propuseram um deslocador de fase CRLH com varicaps ferroelétricos como elemento de carga ajustável. Sob polarização de 15 V aplicada sobre cada varicap, a mudança de fase é de aproximadamente 50°. O dispositivo opera entre 15 GHz e 20 GHz. Ahn Bao e colaboradores [97] utilizaram metamateriais com a tecnologia para obter 120° de variação em um dispositivo operando até 22,8 GHz.

| Kuylenstierna | Nguyen | Defasador Proposto | |
|---------------------------------------|---|--|--|
| Varicap ferroelétrico | CMOS | Varicap Elétrico | |
| $15~\mathrm{GHz}$ a $20~\mathrm{GHz}$ | $19~\mathrm{GHz}$ a $22~\mathrm{GHz}$ | $25~\mathrm{GHz}$ a $27~\mathrm{GHz}$ | |
| 7 dB | $10,5~\mathrm{dB}$ | 9 dB | |
| 50° | 120° | 100° | |
| 50° | 15° | 10° | |
| Alto | Alto | Baixo | |
| $15 \mathrm{V}$ | 3 V | 20 V | |
| | Kuylenstierna Varicap ferroelétrico 15 GHz a 20 GHz 7 dB 50° 50° Alto 15 V | Kuylenstierna Nguyen Varicap ferroelétrico CMOS 15 GHz a 20 GHz 19 GHz a 22 GHz 7 dB 10,5 dB 50° 120° 50° 15° Alto Alto 15 V 3 V | |

Tabela 5 – Comparação entre defasadores baseado em metamateriais para ondas milimétricas.

5 Resultados do arranjo de antenas reconfigurável baseado em metamateriais

Este Capítulo apresenta os resultados numéricos e experimentais do arranjo de antenas proposto para 5G. O arranjo planar desenvolvido no Capítulo 3, e a rede de alimentação reconfigurável baseada em metamateriais descrita no Capítulo 4, são aqui integrados para compor o arranjo reconfigurável. O desempenho do arranjo de antenas em termo de coeficiente de reflexão e ganho para cada direcionamento de feixe serão detalhados na Seção 5.1. Posteriormente, na Seção 5.2, são descritos os procedimentos para a fabricação do arranjo, uma análise das perdas decorridas das linhas de alimentação DC dos varicaps e o resultado experimental do coeficiente de reflexão do protótipo. A Seção 5.3 aborda a análise de acoplamento entre dois arranjos idênticos. No final do Capítulo, foi elaborada uma tabela comparativa do desempenho do arranjo proposto com outros arranjos da literatura.

5.1 Arranjo com uma rede de alimentação reconfigurável baseada em metamateriais

A geometria do arranjo de antenas com plaquetas parasitas e a rede de alimentação baseada em metamateriais está apresentada na Figura 51. Várias configurações são possíveis para o arranjo e escolheu-se essa geometria planar 3×3 para obter uma simetria na reconfiguração 2D (plano E (xz) e plano H (yz)).



Figura 51 – Geometria do arranjo integrado à rede de alimentação baseada em metamateriais.

O arranjo compreende 9 elementos idênticos dispostos nos eixos x e y. A distância entre os elemento é 0,7 λ para a frequência de 26 GHz. Essa distância foi especificada por meio de análises numéricas visando a não sobreposição das plaquetas parasitas e uma faixa angular máxima de 45°. Essa faixa angular é dada pela máxima variação do feixe antes que os lobos secundários apareçam $\sin \theta_{max} = \lambda/2 * L$, sendo L a distância entre os elementos [59]. Na linha de alimentação de cada elemento, adicionou-se uma célula CRLH com um varicap nomeado de $V_1...V_9$, como está ilustrado na Figura 51. Como a parte da rede de alimentação e a parte irradiante estão separadas por uma camada de cobre, tem-se uma facilidade maior em realizar a reconfiguração de feixe sem interferência significativa das linhas da rede de alimentação na irradiação da antena [34].

As perdas da rede de alimentação no arranjo foram analisadas numericamente no programa ANSYS HFSS. Para tal, calculou-se a eficiência de irradiação para as frequências de 23 GHz a 29 GHz (Figura 52). Os símbolos quadrados pretos representam a eficiência de irradiação do arranjo sem a rede de alimentação, o valor mínimo está em torno de 79% para a frequência de 23 GHz, enquanto que o máximo para 26 GHz à 27 GHz, em torno de 82%. Os pontos demarcados por círculos vermelhos são os valores de eficiência de irradiação para o arranjo com a rede de alimentação já integrada. Observa-se que a rede não degrada de forma significativa a eficiência do arranjo. A perda mínima é de 1% em 27 GHz e a perda máxima é de aproximadamente 5% em 28 GHz. Essas perdas estão relacionadas a estrutura da célula CRLH que compõe a rede de alimentação. Foi verificado anteriormente, na Seção 2 do Capítulo 4 que a célula possuí uma perda de inserção em torno de 3 dB para toda a faixa de operação (resultado simulado). É possível afirmar, então, que as perdas por inserção da rede de alimentação reconfigurável, resultam em perdas na eficiência de irradiação do arranjo. No entanto, os resultados do arranjo ainda permanecem dentro das especificações de projeto.



Figura 52 – Eficiência de irradiação do arranjo de antenas.

Investigou-se a integração das células CRLH com os elementos do arranjo para direcionar o feixe controlando a capacitância dos varicaps. Para representar o varicap na simulação, utilizou-se uma porta de excitação do tipo Resistor/Indutor/Capacitor (*lumped RLC*). Trata-se de uma atribuição dada a uma geometria 2D, onde por meio de uma linha de integração é possível determinar os valores de RLC correspondente do trecho.

O arranjo de antenas com a rede de alimentação reconfigurável fornece uma irradiação direcional e sua diretividade é alterada quando as fases dos elementos são alteradas. O arranjo planar é capaz de direcionar o feixe principal em duas dimensões angulares, azimute x, z ($\phi = 0^{\circ}$) e elevação y, z ($\phi = 90^{\circ}$). A fase dos sinais irradiados por cada um dos elementos do arranjo são manipuladas separadamente, por meio dos varicaps. Cada varicap está alimentado por uma fonte DC independente. A capacitância pode ir de 0,1 pF à 1,0 pF, consequentemente, a fase de entrada no sinal de cada elemento também pode ser variada, de acordo com os resultados da célula CRLH apresentadas no Capítulo 4.

Como prova de conceito, é proposto nesse trabalho a análise de 8 diferentes configurações de feixe do arranjo de antenas. Quando todos os varicaps estiverem desligados, ou alimentados com o mesmo valor de tensão, as fases entre os elementos não tem variações, por conseguinte, a direção máxima do feixe estará apontada em um ângulo específico de acordo com as expressões de 2.16 a 2.17. Essa situação está representada pelas curvas pretas das Figuras 53 e 54. A primeira configuração, curva vermelha com símbolos quadrados é feita com a defasagens entre os elementos dispostos no eixo x. O diagrama retangular do ganho normalizado está em função de θ , variando de -100 a 100° com ϕ . Os varicaps, V_1, V_2 e V_3 estão alimentados com uma tensão de 20 V (valor máximo), o que corresponde ao valor de capacitância mínima. Nessa mesma configuração, os varicaps $V_3, V_4 \in V_5$, são alimentados por uma fonte DC de 3 V, para que a fase dos elementos correspondentes, possam defasar o sinal em aproximadamente 30° em relação aos elementos anteriores. Os outros 3 varicaps, $V_6, V_7 \in V_7$, estão sendo alimentados por 17 V. O apontamento máximo obtido pelo arranjo é de aproximadamente 20° na direções x, z.



Figura 53 – Diagrama de irradiação ($\phi 0^{\circ}$).



Figura 54 – Diagrama de irradiação simulado (ϕ 90°).

A parte (a) da Figura 55 ilustra essa configuração. A Configuração IV é similar a configuração, no entanto, para adquirir o direcionamento em uma direção oposta, é necessário fazer a defasagem entre os elementos de forma regressiva em relação a configuração anterior. As outras duas configurações intermediárias, II e III, representadas, respectivamente, pelas curvas azul com quadrados e verde com circulos, são descritas na Tabela 7. A parte (b) da Figura 55 ilustra a configuração VIII da Figura 56. Para essa configuração, a defasagem entre os elementos é feita de maneira sequencial seguindo o eixo y, logo, o mesmo grau de varredura para $\phi = 0$, no entanto, as pequenas diferenças entre as configurações ocorrem pela assimetria do divisor de potência e do posicionamento das microlinhas de fita na rede de alimentação.



Figura 55 – Configuração de alimentação DC do varicap e fase resultante na alimentação do Elemento. (a) Configuração I. (b) Configuração VIII.

| | Conf.I | Conf.II | Conf.III | Conf.IV | Conf.V | Conf.VI | Conf.VII | Conf.VIII | Sem variação |
|---------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-------------------|--------------|
| V1 | $20,0~\mathrm{V}$ | $10{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $17,0~\mathrm{V}$ | $20{,}0~\mathrm{V}$ | $10{,}0~\mathrm{V}$ | $2,0 \mathrm{V}$ | 17,0 V | 4,0 V |
| V2 | $20,0~\mathrm{V}$ | $10{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 3,0 V | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $3,0 \mathrm{~V}$ | 4,0 V |
| V3 | $20,0~\mathrm{V}$ | $10{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $17,0~\mathrm{V}$ | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | 10,0 V | $20,0~\mathrm{V}$ | 4,0 V |
| V4 | $3,0 \mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | 3,0 V | $20{,}0~\mathrm{V}$ | $10,\!0$ V | 2,0 V | 17,0 V | 4,0 V |
| V5 | $3,0 \mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | 3,0 V | 3,0 V | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19 \mathrm{V}$ | $3,0 \mathrm{~V}$ | 4,0 V |
| V6 | $3,0 \mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | 3,0 V | $17{,}0~\mathrm{V}$ | $2,0 \mathrm{V}$ | $10,0~\mathrm{V}$ | $20,0~\mathrm{V}$ | 4,0 V |
| $\mathbf{V7}$ | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $10{,}0~\mathrm{V}$ | $20{,}0~\mathrm{V}$ | $20{,}0~\mathrm{V}$ | $10,\!0$ V | 2 V | 17,0 V | 4,0 V |
| V8 | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $10{,}0~\mathrm{V}$ | $20{,}0~\mathrm{V}$ | 3,0 V | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $19{,}0~\mathrm{V}$ | $3,0 \mathrm{~V}$ | 4,0 V |
| V9 | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | 10,0V | $20{,}0~\mathrm{V}$ | $17{,}0~\mathrm{V}$ | 2,0 V | $10,0~\mathrm{V}$ | $20,0~\mathrm{V}$ | 4,0 V |

Tabela 6 – Detalhe das configurações dos varicaps.

Os diagramas tridimensionais para as configurações I, IV, V, VIII e sem variação de tensão entre os varicaps são ilustrado na Figura 56. O ganho real máximo obtido foi de 17 dBi e o mínimo de 14,5 dBi. O lobos que surgem ao redor do lobo principal (Figura 52) são dados pela perda por descasamento da célula CRLH e imprecisão no divisor de potência em fase e amplitude. No entanto, os lobos estão, na maioria das curvas, abaixo de 10 dB em relação ao lobo principal, com exceção da configuração VI, onde o lobo secundário está 7 dB abaixo. Dado que o controle de fase para cada elemento pode ser independente, pode-se utilizar outras variações de fase, em cada elemento e compensar esses lobos.



Figura 56 – Diagramas de irradiação tridimensional simulado para as configurações I, IV, V e VIII.

O coeficiente de reflexão para as configurações do feixe nas direções (x, z) e (y, z) estão nas Figuras 57 e 58, respectivamente. A largura de faixa do arranjo mínima, definida para valores do coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB, foi de 1,36 GHz para a configuração I, o que representa uma largura de Banda Fracionada (FBW -*fractional bandwidth*) de 5,30%. A máxima FBW, 8,84%, centrada em 2,30 GHz, é alcançada na configuração sem defasagem. Todas as configurações propostas atendem ao pré-requisito estabelecido de 1 GHz.



Figura 57 – Coeficiente de reflexão simulado para as configurações de I a IV.



Figura 58 – Coeficiente de reflexão simulado para as configurações de V a VIII.

5.2 Análise do modelo do arranjo para fabricação

O protótipo do arranjo de antenas foi fabricado na empresa Lauquen Circuitos Impressos Ltda na cidade de Pilar do Sul-SP. O modelo numérico passou por uma fase de engenharia de produto, com a finalidade de torná-lo fabricável utilizando o processo de multicamadas disponível. Ao final desse processo, obteve-se o modelo modificado representado na Figura 59. Duas camadas de pré-impregnado foram inseridas, a primeira acima da camada de cobre, onde encontra-se o plano de terra da antena, e a segunda abaixo da camada onde se encontram as plaquetas irradiadoras. O pré-impregnado é uma cola de vidro e epoxi que mantém as camadas unidas. Utilizou-se o pré-impregnado Ro4450B com espessura de 0,10 mm e permissividade elétrica de $\varepsilon_r = 3,4$. A parte (b) da Figura 59 ilustra o stack-up, conhecido também como empilhamento, e refere-se ao arranjo de camadas de cobre e camadas dielétricas que compõem o circuito.



Figura 59 – (a) Protótipo do arranjo. (b) Stack-up.

No modelo apresentado, encontram-se as linhas de polarização DC de cada um dos varicaps da rede de alimentação que são conectadas à fonte de alimentação ou ao terra. Um indutor de 1 μ H para cada linha DC é utilizado como isolador de RF. Consideramos aqui, cuidadosamente os efeitos da linha de polarização DC na irradiação do arranjo de antenas. Os resultados mostraram que as conexão de polarização DC alteram as características de ganho. A Figura 60, mostra uma comparação entre três modelos (a, b e c), onde os

respectivos ganhos estão nas partes (d), (e) e (f). A perda do ganho devido a inserção das linhas de alimentação DC para os varicaps é de 2,5 dB. Apesar da atenuação, o ganho final do arranjo, 12,5 dBi, encontra-se dentro dos pré-requisitos.



Figura 60 – (a) Geometria do arranjo sem linhas DC (modelo 1). (b) Geometria do arranjo com linhas DC externas (modelo 2). (c) Geometria do arranjo com todas as linhas DC (modelo 3). (d) Diagrama 3D polar do modelo 1. (e) Diagrama 3D polar do modelo 2. (f) Diagrama 3D polar do modelo 3. (g) Orientação da geometria.

O coeficiente de reflexão representado em decibels e pela carta de Smith do arranjo de antenas modificado para fabricação é ilustrado na Figura 61. A FBW resultante foi de 2,82 GHz (10,7%). A banda aumentou em relação aos resultados apresentados sem a modificação do modelo para fabricação e o requisito de 1 GHz permanece sendo cumprido. A Tabela 8 apresenta as novas dimensões do arranjo após as modificações do modelo geométrico para a fabricação.



Figura 61 – Resultados simulados. (a) Coeficiente de reflexão. (b) Parâmetro S_{11} na carta de Smith.

Tabela 7 – Dimensões finais do arranjo em relação ao comprimento de onda no espaço livre.

| L_{fenda} | $0,\!24\lambda$ | h_1 | $0{,}51~\mathrm{mm}$ | W | $0,\!22\lambda$ |
|----------------|------------------|-------|----------------------|-------------|------------------|
| W_{fenda} | $0,\!017\lambda$ | h_2 | $0{,}51~\mathrm{mm}$ | L | $0,\!16\lambda$ |
| $W_{plaqueta}$ | $2,\!55\lambda$ | h_3 | $0{,}51~\mathrm{mm}$ | dp | 0,069 λ |
| $L_{plaqueta}$ | $1,9\lambda$ | L_s | $2,\!20\lambda$ | W_{linha} | $0,\!086\lambda$ |

O arranjo de antenas foi fabricado pela empresa Laquen e o custo de 4 protótipos foi de 2 mil reais. A fotografia do protótipo está na Figura 62. O coeficiente de reflexão de entrada do arranjo foi experimentalmente caracterizado em um analisador vetorial de redes de até 40 GHz, como é apresentado na Figura 63. A caracterização foi feita utilizando capacitores do tipo SMD no valor de 0,8pF. A comparação entre os resultados simulados e medidos apresenta alguns desvios provenientes do uso dos capacitores que operam até 10 GHz. Novas caracterizações com os varicaps que operam até 40 GHz são propostas como futuros trabalhos.



Figura 62 – Fotografia do protótipo do arranjo de antenas reconfigurável baseado em metamateriais.



Figura 63 – Coeficiente de reflexão medido e simulado para o arranjo de antenas.

5.3 Análise de acoplamento entre dois arranjos

Quando duas ou mais antenas forem usadas em dispositivos portáteis compactos, o alto acoplamento eletromagnético entre as antenas afeta o desempenho do sistema. Devido a este desafio, o arranjo foi testado em relação aos principais parâmetros de acoplamento necessários para uma possível aplicação MIMO ou aplicações de duas ou mais antenas em um mesmo dispositivo. Quando a distância entre elas for igual a poucos comprimentos de onda, ocorre o acoplamento mútuo. Nesse caso, as antenas estão no campo de indução onde interagem e isso altera o fluxo de corrente e as impedâncias de cada uma delas [34]. A maneira mais simples de expressar o acoplamento mútuo é uma configuração de duas antenas similares a uma curta distância uma da outra. Nessa configuração o acoplamento é dado pelo parâmetro de espalhamento S_{21} , onde uma antena está transmitindo enquanto que a segunda pode ser considerada como um elemento parasita [105]. Se estiver perto de zero, toda a energia será refletida de volta, mas se for muito pequeno, como -30 dB, a reflexão da antena é considerável.

Os atuais arranjos de antenas impressas apresentam um nível de isolamento entre os elementos de aproximadamente -10 a -30 dB [39,40,106]. Os autores de [39] mostraram um arranjo de dipolos 4x4 para a faixa de 3,3 GHz a 3,6 GHz com um isolamento entre os elementos de -25 dB. O tamanho do arranjo é de 0,3 $\lambda_0 \times 0,3 \lambda_0$ (onde λ_0 representa o comprimento de onda no espaço livre em 3,45 GHz). Krishna [40] desenvolveu um arranjo de antenas impressas operando em 28 GHz, para aplicações MIMO em 5G. O arranjo possuí um ganho de 25,8 dBi e a isolação alcançada é de -20 dB. Ali e Sebak [106] apresentam duas antenas impressas polarizadas circularmente. A isolação entre as antenas há uma distância de 0,5 λ foi de -20 dB. Uma técnica de FSS foi aplicada e a isolação resultante foi de -30 dB. Para avaliar a viabilidade do arranjo proposto em sistemas MIMO ou em sistemas que operam com mais de uma antena, analisou-se o desempenho considerando dois arranjos idênticos dispostos dentro de um *case* de *smartphone*, como mostrado na Figura 64. O material do *case* do celular foi desconsiderado, ou seja, foi utilizado somente para a ilustração da distância analisada entre os dois arranjos idênticos.



Figura 64 – Ilustração da distância utilizada para verificar os parâmetros acoplamento.

Inicialmente, foram obtidos os parâmetros de espalhamento simulados e os resultados demonstraram altos níveis de isolamento entre os elementos. Os parâmetros utilizados na avaliação do desempenho do arranjo foram: o acoplamento mútuo e coeficiente de correlação de envelope. A parte (a) da Figura 65 apresenta o resultado de S_{21} , acoplamento mútuo, para a estrutura apresentada na Figura 64. O resultado demonstra uma excelente isolação entre as antenas, com valores abaixo -50 dB para toda a faixa de operação. Isso prova a aplicabilidade do arranjo em sistemas de multi antenas e em dispositivos móveis como celulares, em relação aos efeitos de acoplamento.

Em sistemas MIMO as antenas usam diferentes canais para transportar diferentes informações usando algumas técnicas de pré-codificação, caso esses canais tenham a mesma informação isso causará um desperdício na capacidade do sistema [107]. Essa desvantagem é chamada de correlação e pode ser medido usando o coeficiente ou envelope de correlação (ECC - *Envelope Correlation Coefficient*) apresentado na parte (b) da Figura 65. A definição do ECC é dada pela relação dos parâmetros de espalhamento das antenas a serem analisadas e dado por [108]:

$$\rho_e(i,j,N) = \frac{\left|\sum_{n=1}^N S_{in}^* S_{nj}\right|^2}{\prod k = i, j \left[1 - \sum_{n=1}^N S_{kn}^* S_{nk}\right]}$$
(5.1)

onde N é o número de antenas no sistema MIMO e n indica as outras antenas. A expressão apresentada em (5.1) requer que a eficiência de cada antena da matriz MIMO seja igual

ou maior que 50%, pré-requisito cumprido neste trabalho (Figura 52). O ECC varia de valores entre 0 e 1 e os valores de ECC abaixo de 0,3 são geralmente aceitos.



Figura 65 – (a) Acoplamento mútuo de dois arranjos. (b) Coeficiente de reflexão ativo total.

Após o projeto e a análise numérica do arranjo de antenas proposto, fez-se uma tabela comparativa, onde são abordados os recentemente arranjos publicados para os sistemas 5G. Apresenta-se uma comparação quantitativa dos parâmetros de FBW, ganho, número de elementos, tamanho total e nível de lobo secundário. Adicionalmente, de forma qualitativa, compara-se os parâmetros de complexidade de fabricação, reconfigurabilidade do feixe, inovação e principais aplicações.

| Referência | [22] | [21] | [18] | [19] | Arranjo proposto |
|----------------------------|---|---|--|---|---|
| Faixa de opera- ção | 26,50GHz a 38,20GHz | 27,20GHz a 28,20GHz | 26,00GHz a 28,78GHz | 27,80GHz a 29,00GHz | 24,70GHz a 27,70GHz |
| FBW % | 36,0% | 3,6% | 9,8% | 4,2% | 8,8% |
| Ganho | 12,5dBi | 11,0dBi | 21,8dBi | 18,0dBi | 12,5dBi |
| N. de elementos | 8 | 16 | 30 | 25 | 9 |
| N. de alimenta- dores | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 |
| Tamanho | 8,0×16,0 cm | $6{,}7{\times}1{,}7~\mathrm{cm}$ | 10,0×9,6 cm | $28{\times}28 \text{ mm}$ | $6{,}0{\times}6{,}0~\mathrm{cm}$ |
| Custo | Baixo | Baixo | Baixo | Médio | Médio |
| Direcionamento do feixe | | Comutadores elétricos ideal | Ausente | Ausente | CRLH e va- ricaps |
| Lobo secundário | -10 dB | - | -18 dB | -10 dB | -10 dB |
| Inovação | Direcionamen do feixe em 45 graus. | Resultados simula- dos de um toArranjo projetado dentro de um case de celular metálico. | Uso de arranjos lineares falsos para melhorar a simetria da resposta dos elementos. | Uso de Oti- mização de Enxame de Partículas para um ajuste mais fácil do desempenho desejado do arranjo. | Uso de célula me- tamaterial para compor a rede de alimentação reconfigu- rável do arranjo de antenas com apenas uma alimenta- ção. |
| Aplicações | Terminais móveis e es- tações base em redes celulares sem fio 5G | Telefonia móvel | - Telefonia móvel | Estações base para as comu- nicações em ondas milimétricas | Terminais móveis, es- tações base em redes celulares sem fio 5G e aplicações MIMO. |

Tabela8– Comparação entre o arranjo proposto e o estado da arte

6 Conclusões

Esse trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um arranjo de antenas em ondas milimétricas com alto ganho e capacidade de direcionamento de feixe, visando maior eficiência e largura de banda para os sistemas 5G. As especificações para o desenvolvimento do arranjo foram definidas por meio de uma criteriosa revisão bibliográfica sobre os sistemas 5G em ondas milimétricas. De forma resumida, os principais requisitos foram um ganho maior que 12 dBi, largura de faixa de 1 GHz, diagrama de irradiação reconfigurável com o direcionamento do feixe principal de pelo menos 20° e acoplamento mútuo menor que -30 dB. A topologia de antenas impressas foi escolhida por apresentar baixo custo e perfil, escalabilidade e fácil integração com circuitos impressos.

Inicialmente, foi projetada uma antena impressa alimentada por acoplamento por abertura com ganho de 5,8 dBi e largura de faixa de 4,2 GHz em 26 GHz. Para melhorar o desempenho dessa antena em relação ao ganho e a largura de faixa, aplicou-se a técnica de elementos parasitas. Nesse mecanismo de acoplamento, as plaquetas parasitas e a plaqueta inferior introduzem ressonâncias adjacentes, que podem ser excitadas com a fase e a amplitude adequadas para fornecerem uma variação mais suave à impedância de entrada e, portanto, uma maior largura de faixa. Enquanto que, o aumento do ganho deve-se ao aumento da abertura da antena de acordo com o uso dos elementos parasitas superiores. O novo elemento apresenta ganho de 8,4 dBi e largura de faixa para 5 GHz.

Para satisfazer o pré-requisito de ganho, projetou-se um arranjo de antenas com base em um único elemento da antena impressa com plaquetas parasitas. Fez-se uma análise teórica para determinar o número de elementos e a distância entre eles. Em seguida, a análise de direcionamento do feixe foi realizada de forma analítica a partir do diagrama de um único elemento. Adicionalmente, com o objetivo de minimizar custos, um divisor de potência foi projetado.

A seguinte etapa do trabalho foi dedicada ao projeto da rede de alimentação do arranjo. A rede é composta por um divisor de potência de 1x9 e cada uma das 9 portas deve conter um dispositivo defasador independente para a reconfiguração do arranjo. Essa etapa foi desafiadora, dado a dificuldade de encontrar defasadores em ondas milimétricas que sejam de baixo perfil, baixa perda, baixo custo e largura de faixa maior que 1 GHz. Para lidar com esses desafios, este trabalho apresenta a combinação de duas tecnologias promissoras para operarem em micro-ondas e ondas milimétricas. Trata-se da combinação de varicaps projetados para operarem na faixa de frequência de até 40 GHz, aplicados as células CRLH. A estrutura CRLH já havia sido proposta anteriormente, entretanto, o uso como defasadores integrados a varicaps elétricos é a principal contribuição deste trabalho. O dispositivo resultante foi projetado e analisado numericamente. Como prova de conceito, foi fabricado um protótipo e testado para 3 variações de fase. A maior perda de inserção apresentada pelo defasador foi de 9 dB, e a variação de fase obtida maior que 100°.

A rede reconfigurável, baseada em células do tipo CRLH, foi inserida no arranjo de antenas e analisou-se numericamente algumas das possíveis reconfigurações de feixe. Com os resultados apresentados, é possível concluir que a rede é capaz de realizar uma reconfiguração do feixe principal em até 20° nos planos E e H do arranjo. Após essa análise, o modelo numérico do arranjo de antenas passou por uma fase de engenharia de produto, com a finalidade de torná-lo fabricável utilizando o processo de multicamadas disponível. Ao final desse processo, obteve-se o modelo modificado com uma largura de faixa maior que 1,5 GHz e ganho de 12,5 dBi. O protótipo foi fabricado e caracterizado por meio do parâmetro de coeficiente de reflexão, realizando assim a primeira validação prática do arranjo de antenas proposto.

6.1 Futuros trabalhos

Como continuação da tese, são propostas as seguintes etapas (Figura 66): caracterização do arranjo de antenas, estudo e montagem do setup 5G em ondas milimétricas, aplicação do arranjo no sistema 5G, teste de cobertura em um ambiente indoor, escrita de artigos científicos.

Inicialmente, testes práticos serão realizados para levantar as características dos parâmetros de espalhamento S do arranjo de antenas. Equipamentos de alta precisão e cabos/conectores de baixa perda deverão ser utilizados. A segunda etapa será dedicada aos estudos do padrão 5G em relação as principais métricas, modulações e propagação em 26 GHz. A terceira atividade é dedicada a ensaios de transmissões em ondas milimétricas no padrão 5G utilizando o arranjo de antena proposto. O sinal recebido poderá ser quantificado em relação a magnitude do vetor de erro quadrático médio (EVM_{RMS}), diagrama de olho e potência do canal por meio de um analisador vetorial de sinais (VSA - *Vector Signal Analyzer*). Para comparação, outras antenas podem ser aplicadas no mesmo cenário. A quarta etapa dá-se pelos testes de cobertura de um ambiente interno utilizando o arranjo e a última etapa será dedicada para a escrita de artigos científicos.



Figura 66 – Metodologia proposta para futuros trabalhos.

Apêndices

APÊNDICE A – Parâmetros S

Em Circuitos Elétricos é muito comum modelar os dispositivos utilizando parâmetros de impedância (parâmetros Z), de admitância (parâmetros Y) e, inclusive, em um mesmo modelo, se misturam parâmetros de impedância e de admitância com parâmetros adimensionais, dando lugar aos chamados modelos de parâmetros híbridos (parâmetros H). Todos esses modelos funcionam adequadamente desde baixas frequências até poucas dezenas de mega hertz. Na determinação experimental do valor desses parâmetros, é necessário garantir as condições de curto circuito (tensão zero, V = 0) ou de circuito aberto (corrente zero, I = 0). Precisamente, devido às capacitâncias e indutâncias parasitas, essas condições de medição são muito difíceis de serem implementadas em redes que operam acima de 1 GHz. Além disso, em ondas milimétricas uma variação (deslocamento) do plano de referência das portas modifica os elementos das matrizes $Z \in Y$ de forma tão complexa, que pode ser difícil identificar duas redes idênticas com as portas localizadas em diferentes planos. Portanto, para descrever as redes que operam acima de 1 GHz, utilizam-se os parâmetros de espalhamento, os quais são determinados a partir de condições de casamento de impedância. Por conseguinte, considerando dispositivos ou redes multiportas, os Parâmetros-S, que as definem, são determinados a partir das ondas de tensão incidentes e/ou refletidas, em cada uma de suas portas (A.1) [34]:

$$S_{ij} = \left[\frac{V_i^-}{V_j^+}\right]_{V_k^+=0, k\neq j} \tag{A.1}$$

Onde, na j-ésima porta tem a fonte de tensão ou simplesmente a onda de tensão incidente, V_j^+ , e na i-ésima porta a tensão de destino ou a onda tensão que sai pela porta i, denotada como V_i^+ . Por intermédio destes parâmetros, é possível obter medidas de ganho, atenuação, impedância de entrada, perda de retorno, perda de inserção e etc. Estes coeficientes são representados na forma de matriz de espalhamento [34]. Os dispositivos passivos são interpretados por duas portas conforme representado na Figura 67. Onde a_1 é o sinal incidente e b_1 é o sinal refletido por se tratar de um sistema linear, por meio do teorema da superposição dão origem às equações de (A.2) a (A.5) [34].



Figura 67 – Modelo de um dispositivo de duas portas.

o significado de ondas incidentes e refletidas simplesmente se refere a ondas que colidiram

externamente com a porta (ou seja, entrando na rede) e ondas vindas da rede (ou seja, viajando para a região externa da rede). Assim, as ondas incidentes não são necessariamente geradas por uma fonte externa (elas podem ser geradas pela reflexão da porta interna causada por uma carga incompatível). Da mesma forma, as ondas refletidas não são necessariamente causadas pelo reflexo externo de uma fonte conectada à porta (elas podem ser geradas por tontes externas conectadas a outras portas da rede).

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k = 0, k \neq j} \tag{A.2}$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{A.3}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{A.4}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
(A.5)

Os parâmetros são determinados a partir da excitação em uma das portas e anulação das outras. Onde, S_{11} é o coeficiente de reflexão na entrada com a saída, S_{21} é o coeficiente de transmissão direto com saída, S_{12} é o coeficiente de transmissão reverso com a entrada e S_{22} é o coeficiente de reflexão na saída com a entrada [34]:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \quad quando \quad a_2 = 0$$
 (A.6)

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \quad quando \quad a_1 = 0$$
 (A.7)

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \quad quando \quad a_2 = 0$$
 (A.8)

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, \quad quando \quad a_1 = 0$$
 (A.9)

o parâmetro S_{11} de (A.6) é a perda de retorno ou coeficiente de reflexão, define-se como sendo a relação, em dB, entre as potências incidentes e refletidas na porta, podendo ser expresso em dB por meio da seguinte equação:

$$S_{11}(dB) = -20 \times \log |\Gamma_{in}| \tag{A.10}$$

onde:

$$|\Gamma_{in}| = \frac{V_0^-}{V_0^+} \tag{A.11}$$

sendo V_0^- a tensão refletida e V_0^+ a tensão incidente. Geralmente expressada em dB, a perda de retorno é causada por incompatibilidade de impedância entre duas ou mais

conexões do circuito. Como uma regra geral, uma alta perda de retorno indica a melhor qualidade do sistema. Por exemplo: um cabo com uma perda de retorno de -21 dB, portanto, é melhor do que um cabo semelhante com uma perda de apenas -14 dB. Comumente, usa-se -10 dB como requisito de um bom projeto. Ao contrário do S_{11} , o parâmetro S_{21} , precisa ser baixo para representar uma boa transmissão, conhecido também como perda de inserção, é a relação entre a onda sinusoidal na porta 2, em comparação com a onda sinusoidal incidente na porta 1. O valor típico de S_{21} em projetos de antenas e filtros é de 0,5 dB.

Quando mais de um elemento é simultaneamente excitado dentro do mesmo cenário de análise, é recomendado utilizar os parâmetros S ativos. Esses parâmetros correspondem aos elementos da matriz de espalhamento com todas as antenas excitadas. O S_{11} ativo consiste na superposição do S_{11} passivo e dos sinais acoplados das outras portas. Para um arranjo com N elementos, os parâmetros S ativos podem ser calculados para qualquer função de excitação do arranjo, dado que todos os elementos da matriz são conhecidos a priori. Com N elementos irradiantes, o parâmetro S_{11} ativo para uma antena pode ser calculado [109]:

$$S_{11ativo} = \frac{\sum_{n=1}^{N} S_{1n} \cdot A_n e^{j\phi_n}}{A_1 e^{j\phi_1}}$$
(A.12)

onde, $A_n \in \phi_n$ são a amplitude e a fase do *n*-ésimo elemento de excitação, respectivamente. S_{1n} representa o acoplamento mútuo entre a antena (primeira porta) e o *n*-ésimo elemento.

Referências

- D. Cheriton, "VMTP: A Transport Protocol for the Next Generation of Communication Systems," SIGCOMM Comput. Commun. Rev., vol. 16, no. 3, pp. 406–415, Aug 1986. 1
- R. Steele and L. Hanzo, Mobile Radio Communications: Second and Third Generation Cellular and WATM Systems: 2nd. IEEE Press-John Wiley, 1999.
- [3] Q. K. Ud Din Arshad, A. U. Kashif, and I. M. Quershi, "A Review on the Evolution of Cellular Technologies," in 2019 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), Jan 2019, pp. 989–993.
- J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What Will 5G Be?" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, June 2014. 1
- P. Popovski, K. F. Trillingsgaard, O. Simeone, and G. Durisi, "5G Wireless Network Slicing for eMBB, URLLC, and mMTC: A Communication-Theoretic View," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 55765–55779, 2018.
- [6] C. Bockelmann, N. Pratas, H. Nikopour, K. Au, T. Svensson, C. Stefanovic, P. Popovski, and A. Dekorsy, "Massive machine-type communications in 5G: Physical and MAC-layer solutions," *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 9, pp. 59–65, 2016. 1, 2
- [7] Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022 White Paper - Cisco." [Online]. Available: https://www.cisco.com 1, 2
- [8] T. Hößler, M. Simsek, and G. P. Fettweis, "Mission Reliability for URLLC in Wireless Networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 2350–2353, Nov 2018. 2
- [9] E. Samsung, "5G Vision," Global networks insight samsung white paper, vol. 1, no. 1, pp. 2–15, August 2015. 2
- M. J. Marcus, "WRC-19 issues: A survey," *IEEE Wireless Communications*, vol. 24, no. 1, pp. 2–3, 2017.
- [11] E. Dahlman, G. Mildh, S. Parkvall, J. Peisa, J. Sachs, Y. Selén, and J. Sköld, "5G Spectrum Recommendations at Table 15," 5G Americas - white pape, pp. 1–28, April 2017. 3

- [12] S. Scott-Hayward and E. Garcia-Palacios, "Multimedia resource allocation in mmwave 5G networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 240– 247, January 2015. 3
- [13] W. Roh, J. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, K. Cheun, and F. Aryanfar, "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, February 2014. 3
- [14] W. Hong, K. Baek, and and, "Design and analysis of a low-profile 28 GHz beam steering antenna solution for Future 5G cellular applications," in 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), June 2014, pp. 1–4. 3
- [15] N. Ojaroudiparchin, M. Shen, and G. F. Pedersen, "Multi-layer 5G mobile phone antenna for multi-user MIMO communications," in 2015 23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR), Nov 2015, pp. 559–562. 3
- [16] A. Dadgarpour, M. Sharifi Sorkherizi, and A. A. Kishk, "Wideband Low-Loss Magnetoelectric Dipole Antenna for 5G Wireless Network With Gain Enhancement Using Meta Lens and Gap Waveguide Technology Feeding," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 12, pp. 5094–5101, Dec 2016. 3
- [17] C. Mao, S. Gao, and Y. Wang, "Broadband High-Gain Beam-Scanning Antenna Array for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 9, pp. 4864–4868, Sep. 2017. 4, 7
- [18] M. Salucci, C. Castlunger, D. Marcantonio, G. Oliveri, F. Robol, P. Rosatti, L. Tosato, F. Zardi, and A. Massa, "High Density Interconnect Microstrip Patch Antenna for 5G Base Stations with Integrated Filtering Performance," *Technologies*, vol. 6, p. 45, 04 2018. 4, 70
- [19] R. Eberhart and J. Kennedy, "A new optimizer using particle swarm theory," in MHS'95. Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, Oct 1995, pp. 39–43. 4, 70
- [20] S. X. Ta, H. Choo, and I. Park, "Broadband Printed-Dipole Antenna and Its Arrays for 5G Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2183–2186, August 2017. 4, 5
- [21] H. A. Diawuo and Y. Jung, "Broadband Proximity-Coupled Microstrip Planar Antenna Array for 5G Cellular Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1286–1290, July 2018. 5, 70

- [22] J. Bang and J. Choi, "A SAR Reduced mm-Wave Beam-Steerable Array Antenna With Dual-Mode Operation for Fully Metal-Covered 5G Cellular Handsets," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1118–1122, June 2018. 5, 6, 70
- [23] A. Puglielli, A. Townley, G. LaCaille, V. Milovanović, P. Lu, K. Trotskovsky, A. Whitcombe, N. Narevsky, G. Wright, T. Courtade, E. Alon, B. Nikolić, and A. M. Niknejad, "Design of Energy- and Cost-Efficient Massive MIMO Arrays," *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 586–606, March 2016. 6
- [24] L. G. da Silva, A. A. C. Alves, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Optically controlled reconfigurable filtenna," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, 2016. 7
- [25] A. A. C. Alves, D. H. Spadoti, S. Pinna, A. Bogoni, F. Scotti, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Implementation of an optically-controlled antenna in a dual-band communications system: Systemic characterization with photonic down conversion," in 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Aug 2017, pp. 1–5. 7
- [26] A. A. C. Alves, D. H. Spadoti, and L. L. Bravo-Roger, "Optically Controlled Multiresonator for Passive Chipless Tag," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 6, pp. 467–469, June 2018. 7
- [27] F. Zanella, A. A. C. Alves, D. H. Spadoti, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Caracterização e Modelagem Quântica de Chaves Fotocondutivas de Silício Extrínseco," in 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMag -Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018), vol. 18, Aug 2018. 7
- [28] A. A. C. Alves, L. G. da Silva, E. C. V. Boas, D. H. Spadoti, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Mechanically Tunable Horn Filtenna for mm-waves," *Proc. 13th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, vol. 13, 03 2019. 7, 19
- [29] A. A. Alves, L. G. da Silva, E. C. Vilas Boas, D. H. Spadoti, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Continuously Frequency-Tunable Horn Filtennas Based on Dual-Post Resonators," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, 2019. 7
- [30] T. H. Brandão, F. Scotti, H. R. D. Filgueiras, A. A. C. Alves, D. Onori, S. Melo, A. Bogoni, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Coherent dual-band radar system based on a unique antenna and a photonics- based transceiver," *IET Radar, Sonar Navigation*, vol. 13, no. 4, pp. 505–511, September 2019. 7
- [31] T. H. Brandão, H. Filgueiras, A. A. C. Alves, F. Scotti, S. Melo, A. Bogoni, and S. Arismar Cerqueira Jr., "Dual-band System composed by a Photonics-based Radar

and a Focal-Point/Cassegrain Parabolic Antenna," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 17, pp. 567 – 578, 10 2018. 7

- [32] T. Brandão, H. Filgueiras, A. A. C. Alves, S. Mello, F. Scotti, A. Bogoni, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Photonics Processing Radar System based on Dual-Band Cassegrain Parabolic Antenna (in Portuguese)," in 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018), vol. 18, Aug 2018. 7
- [33] A. A. C. Alves, D. H. Spadoti, and Arismar Cerqueira S. Jr., "CRLH-based Reconfigurable Antenna Array for Handheld Devices," in 2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), Nov 2019, pp. 1–5. 7
- [34] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley e Sons, Inc., 2005, vol. 3. 7, 9, 13, 30, 53, 59, 67, 74, 75
- [35] D. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline," *Electronics letters*, vol. 21, no. 2, pp. 49–50, 1985. 7, 12
- [36] M. J. Marcus, "WRC-19 Issues: A Survey," *IEEE Wireless Communications*, vol. 24, no. 1, pp. 2–3, February 2017. 7
- [37] SAMSUNG, "5G Fixed Wireless Access," Feb 2019. [Online]. Available: https://image-us.samsung.com/SamsungUS/samsungbusiness/ products/networking/08152017/Whitepaper_5G-Fixed-Wireless-Access-0.pdf 7
- [38] 3GPP, "User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 3: Range 1 and Range 2 Interworking operation with other radios," 2019. 7
- [39] H. Huang, X. Li, and Y. Liu, "5G MIMO Antenna Based on Vector Synthetic Mechanism," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1052–1055, June 2018. 7, 67
- [40] S. Krishna, G. Mishra, and S. K. Sharma, "A series fed planar microstrip patch array antenna with 1D beam steering for 5G spectrum massive MIMO applications," in 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Jan 2018, pp. 209–212. 7, 25, 67
- [41] F. Chu and K. Wong, "Planar Printed Strip Monopole With a Closely-Coupled Parasitic Shorted Strip for Eight-Band LTE/GSM/UMTS Mobile Phone," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 10, pp. 3426–3431, Oct 2010. 9

- [42] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, and R. Staraj, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 13–15, 2005. 9
- [43] Y. Yang, J. Guo, B. Sun, and Y. Huang, "Dual-Band Slot Helix Antenna for Global Positioning Satellite Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propaga*tion, vol. 64, no. 12, pp. 5146–5152, Dec 2016. 9
- [44] T. Mikulasek, A. Georgiadis, A. Collado, and J. Lacik, "2x2 Microstrip Patch Antenna Array Fed by Substrate Integrated Waveguide for Radar Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1287–1290, 2013.
- [45] J. A. J. RIBEIRO, "Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações," São Paulo: Érica, 2012. 9, 10
- [46] L. Inclan-Sanchez, J. Vazquez-Roy, and E. Rajo-Iglesias, "Proximity Coupled Microstrip Patch Antenna With Reduced Harmonic Radiation," *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 1, pp. 27–32, Jan 2009. 10, 11
- [47] A. B. Constantine *et al.*, "Antenna theory: analysis and design," *MICROSTRIP* ANTENNAS, third edition, John wiley e sons, 2005. 15, 16, 27, 30, 52
- [48] P. Gour and R. Mishra, "Bandwidth enhancement of a backfire microstrip patch antenna for pervasive communication," *International Journal of Antennas and Pro*pagation, vol. 2014, 2014.
- [49] D. Jackson and N. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 9, pp. 976–987, September 1985. 13
- [50] R. Vishwakarma and S. Tiwari, "Aperture coupled stacked patch antenna for dualband," International Journal of Electronics and Computer Science Engineering, vol. 1, 06 2012. 13
- [51] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 4, pp. 666–671, October 1956. 13
- [52] P. Baccarelli, P. Burghignoli, F. Rezza, A. Galli, P. Lampariello, S. Paarulotto, and G. Valerio, "Dispersive analysis of wide-bandstop compact ebg microstrip lines for filter applications," *Proceedings ISMOT 2007*, 2007. 14, 30
- [53] K. G. Thomas and N. Lenin, "Ultra wideband printed monopole antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 5, pp. 1082–1085, 2007. 14

- [54] G. H. Elzwawi, M. Mantash, and T. A. Denidni, "Improving the gain and directivity of cpw antenna by using a novel amc surface," in 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, July 2017, pp. 2651–2652. 14, 46
- [55] A. Chatterjee, B. Mandal, and S. K. Parui, "A FSS based corner reflector for performance enhancement of a ribcage dipole antenna," in 2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Dec 2015, pp. 1–2. 14
- [56] B. Levin, The theory of thin antennas and its use in antenna engineering. Bentham Science Publishers, 2013. 14
- [57] I. Misra and S. K. Chowdhury, "Concentric microstrip ring antenna: Theory and experiment," Journal of Electromagnetic Waves and Applications - J ELECTRO-MAGNET WAVE APPLICAT, vol. 10, pp. 439–450, 01 1996. 15
- [58] B. Forman, "Directivity characteristics of scannable planar arrays," *IEEE Transac*tions on Antennas and Propagation, vol. 20, no. 3, pp. 245–252, May 1972. 18
- [59] C. A. Balanis, "Antenna theory: a review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 7–23, Jan 1992. 19, 23, 40, 59
- [60] W.-l. Zhao and J.-x. Yang, "Recent Research and Developing Trends of Reconfigurable Antennas," pp. 2466–2468, 2012. 19
- [61] H. L. Zhu, S. W. Cheung, X. H. Liu, and T. I. Yuk, "Design of Polarization Reconfigurable Antenna Using Metasurface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2891–2898, June 2014. 19
- [62] S. Wunderlich, M. Welpot, and I. Gaspard, "Indoor radio channel modeling and mitigation of fading effects using linear and circular polarized antennas in combination for smart home system at 868 MHz," Advances in Radio Science, vol. 12, pp. 53–59, 11 2014. 20
- [63] L. Tan, R. Wu, and Y. Poo, "Magnetically Reconfigurable SIW Antenna with Tunable Frequencies and Polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propa*gation, vol. 63, no. 6, pp. 2772–2776, June 2015. 20
- [64] M. Bouslama, M. Traii, T. A. Denidni, and A. Gharsallah, "Beam-switching antenna with a new reconfigurable frequency selective surface," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1159–1162, 2016. 20
- [65] L. Ge, Y. Li, J. Wang, and C. Sim, "A Low-Profile Reconfigurable Cavity-Backed Slot Antenna With Frequency, Polarization, and Radiation Pattern Agility," *IEEE*

Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 5, pp. 2182–2189, May 2017. 20

- [66] E. Bruce and A. C. Beck, "Experiments with Directivity Steering for Fading Reduction," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 23, no. 4, pp. 357–371, April 1935. 20
- [67] H. Friis and W. Lewis, "Radar antennas," The Bell System Technical Journal, vol. 26, no. 2, pp. 219–317, 1947. 20
- [68] R. L. Haupt, Antenna arrays: a computational approach. John Wiley e Sons, 2010.
 21
- [69] E. W. Matthews, C. L. Cuccia, and M. D. Rubin, "Technology Considerations for the Use of Multiple Beam Antenna Systems in Communication Satellites," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 12, pp. 998–1004, Dec 1979. 21
- [70] A. D. Monk and P. J. B. Clarricoats, "Adaptive null formation with a reconfigurable reflector antenna," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 3, pp. 220–224, June 1995. 21
- [71] E. R. Brown, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1868–1880, Nov 1998. 21
- [72] A. E. Fathy, A. Rosen, H. S. Owen, F. McGinty, D. J. McGee, G. C. Taylor, R. Amantea, P. K. Swain, S. M. Perlow, and M. ElSherbiny, "Silicon-based reconfigurable antennas-concepts, analysis, implementation, and feasibility," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 6, pp. 1650–1661, June 2003. 21
- [73] W. Jeong, S. Lee, W. Lim, H. Lim, and J. Yu, "Tunable Band-notched Ultra Wideband (UWB) Planar Monopole Antennas Using Varactor," in 2008 38th European Microwave Conference, Oct 2008, pp. 266–268. 21
- [74] I. Morrow, D. Schaubert, and N. Clow, "Microstrip antennas utilising MEMS for reconfigurable polarisation states," pp. 785 – 788, 12 2009. 21
- [75] M. A. Iskander and D. E. Anagnostou, "Wireless control of reconfigurable antenna arrays," in Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-SURSI), 2012 IEEE. IEEE, 2012, pp. 1–2. 22

- [76] C. J. Panagamuwa and J. C. Vardaxoglou, "Optically reconfigurable balanced dipole antenna," in *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation*, 2003 (ICAP 2003). (Conf. Publ. No. 491), vol. 1, March 2003, pp. 237–240 vol.1. 22
- [77] I. da Costa, D. Spadoti, A. Sodre Jr, L. da Silva, S. Rodriguez, R. Puerta, J. J. V. Olmos, and T. Monroy, "Optically controlled reconfigurable antenna for 5G future broadband cellular communication networks," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 1, pp. 208–217, 2017. 22
- [78] Zhang Jiajie, Wang Anguo, and Wang Peng, "A survey on reconfigurable antennas," in 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, vol. 3, April 2008, pp. 1156–1159. 22
- [79] M. L. Van Blaricum, "A brief history of photonic antenna reconfiguration," in International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP 2000 (Cat. No. 00EX430). IEEE, 2000, pp. 9–12. 22
- [80] G. Oliveri, D. H. Werner, and A. Massa, "Reconfigurable Electromagnetics Through Metamaterials—A Review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 7, pp. 1034–1056, July 2015. 22
- [81] M. L. Van Blaricum, "A brief history of photonic antenna reconfiguration," in International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP 2000 (Cat. No.00EX430), Sep. 2000, pp. 9–12. 22
- [82] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review," *IEEE Transactions on* Antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, Jan 2014. 22
- [83] H. Meikle, Modern radar systems. Artech House, 2008. 24
- [84] A. Valdes-Garcia, B. Sadhu, X. Gu, Y. Tousi, D. Liu, S. K. Reynolds, J. Haillin, S. Sahl, and L. Rexberg, "Circuit and antenna-in-package innovations for scaled mmWave 5G phased array modules," in 2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), April 2018, pp. 1–8. 25
- [85] N. Ojaroudiparchin, M. Shen, and G. F. Pedersen, "Design of Vivaldi antenna array with end-fire beam steering function for 5G mobile terminals," in 2015 23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR), Nov 2015, pp. 587–590. 25
- [86] I. F. da Costa, S. A. Cerqueira, and D. H. Spadoti, "Dual-band antenna array with beam steering for mm-waves 5G networks," in 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Aug 2017, pp. 1–4. 25
- [87] M. H. Habaebi, M. Janat, M. R. Islam, and B. A. Hamida, "Phased array antenna metamaterial based design operating in millimeter wave for 5g mobile networks," in 2016 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD), Dec 2016, pp. 1–4. 26
- [88] C. A. Balanis, "Microstrip antennas," Antenna theory: analysis and design, vol. 3, pp. 811–882, 2005. 28, 29
- [89] Rogers Corporation, "RO3000 Series Circuit Materials," RO3003 datasheet, June 2019, revised 1438 071119. 30, 34
- [90] H. Legay and L. Shafai, "Parametric analysis of an EMC patch surrounded by parasitic elements," in 1992 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Aug 1992, pp. 385–390. 33
- [91] J. Aslam Ansari, R. Brij Ram, and P. Singh, "Analysis of a gap-coupled stacked annular ring microstrip antenna," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 4, pp. 147–158, 01 2008. 33, 34
- [92] R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla, Metamaterials with negative parameters: theory, design, and microwave applications. John Wiley e Sons, 2011, vol. 183. 45, 47, 48, 49
- [93] C. Caloz and T. Itoh, Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. Wiley-IEEE Press, 2005. 45, 49, 53
- [94] V. G. Veselago, "THE ELECTRODYNAMICS OF SUBSTANCES WITH SIMUL-TANEOUSLY NEGATIVE VALUES OF IMG align= ABSMIDDLE alt= ε eps IMG AND μ," Physics-Uspekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968. 46
- [95] F. Guo, L. Xia, T. Yang, and R. Xu, "A Novel Metamaterial Transmission Line With Adjustable Left-Handed Elements and Its Application to*H*-Plane Filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 9, pp. 774–776, Sep. 2018.
 46
- [96] H. Lee, D. Woo, and S. Nam, "Compact and Bandwidth-Enhanced Asymmetric Coplanar Waveguide (ACPW) Antenna Using CRLH-TL and Modified Ground Plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 810–813, 2016. 46
- [97] A. B. Nguyen and J. Lee, "A K-Band CMOS Phase Shifter MMIC Based on a Tunable Composite Metamaterial," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 311–313, June 2011. 46, 57
- [98] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov 1999. 46

- [99] and L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techni*ques, vol. 52, no. 2, pp. 600–606, Feb 2004. 47
- [100] A. Kozyrev, A. Ivanov, O. Soldatenkov, A. Tumarkin, S. Ivanova, T. Kaydanova, J. Perkins, J. Alleman, D. Ginley, L. Sengupta, L. Chiu, and X. Zhang, "Millimeter-Wave Loaded Line Ferroelectric Phase Shifters," *Integrated Ferroelectrics - INTEGR FERROELECTRICS*, vol. 55, pp. 847–852, 05 2003. 47
- [101] D. R. Smith, D. C. Vier, T. Koschny, and C. M. Soukoulis, "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials," *Phys. Rev. E*, vol. 71, p. 036617, Mar 2005. 50, 53
- [102] G. D. Alley, "Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 18, no. 12, pp. 1028–1033, December 1970. 52
- [103] M. E. Goldfarb and R. A. Pucel, "Modeling via hole grounds in microstrip," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 135–137, June 1991. 52
- [104] D. Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linner, and S. Gevorgian, "Composite right/left handed transmission line phase shifter using ferroelectric varactors," *IEEE Mi*crowave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 4, pp. 167–169, April 2006. 57
- [105] H. T. Hui, M. E. Bialkowski, and H. S. Lui, "Mutual coupling in antenna arrays," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2010, 2010. 67
- [106] M. Akbari, M. M. Ali, M. Farahani, A. R. Sebak, and T. Denidni, "Spatially mutual coupling reduction between CP-MIMO antennas using FSS superstrate," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 8, pp. 516–518, April 2017. 67
- [107] C. Oestges and B. Clerckx, MIMO wireless communications: from real-world propagation to space-time code design. Academic Press, 2010. 68
- [108] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 9, pp. 705–707, May 2003. 68
- [109] H. Lee, K. Kim, J. Yousaf, W. Nah, J. Youn, D. Lee, and C. Hwang, "Analysis of electromagnetic field interference between an antenna and a multiple-noise source using active scattering parameters," in 2017 IEEE International Symposium on

Electromagnetic Compatibility Signal/Power Integrity (EMCSI), Aug 2017, pp. 643–646. 76