

Arranjos de Antenas para 5G com  
MIMO em Ondas Milimétricas

Evandro César Vilas Boas

Dezembro/2019



**Arranjos de Antenas para 5G com MIMO em Ondas Milimétricas.**

Evandro César Vilas Boas

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior

Santa Rita do Sapucaí  
2019

Boas, Evandro César Vilas

B662a

Arranjos de antenas para 5G com MIMO em ondas milimétricas. /  
Evandro César Vilas Boas. – Santa Rita do Sapucaí, 2019.  
135p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior.  
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional  
de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. 5G 2. Antenas 3. Arranjos de antenas em guia de onda fendido 4.  
MIMO 5. Ondas milimétricas 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Sodré Júnior,  
Arismar Cerqueira. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III.  
Título.

CDU 621.39

Ficha Catalográfica elaborada pelo Bibliotecário da Instituição  
CRB6-2718 – Paulo Eduardo de Almeida



## FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em \_\_\_\_ / \_\_\_\_ / \_\_\_\_, pela  
comissão julgadora:

---

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior  
INATEL

---

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro  
INATEL

---

Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla  
UFABC

---

Coordenador do Curso de Mestrado  
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

*“Maior a ignorância, maior o ego. Maior o conhecimento, maior a humildade.”*

D. Muthukrishnan

*Aos meus pais,  
pilares da minha vida.*

# Agradecimentos

A Deus, por me conceder o dom da vida e oportunidades excepcionais que me conduziram por um caminho repleto de aprendizados e ensinamentos, que me aproximou ainda mais de meus objetivos.

Aos meus pais Catarina e Romildo, pelo amor incondicional e apoio constante e imensurável em todas as decisões pessoais e profissionais. Obrigado por me ensinarem os valores da vida e por me transmitirem as virtudes da integridade e sensatez. Vocês são meus maiores exemplos e motivadores. Aos meus irmãos Leonardo e Marcelo e a minha cunhada Carina por acreditarem em minhas capacidades e me suportarem em minhas escolhas. Ao mais novo herdeiro da família, Vicente, por ser fonte constante de alegria. A minha família, por compreender os momentos de ausência e compreender a importância dessa etapa em minha vida.

Aos amigos de jornadas passadas, pelo apoio e por acreditarem em meu potencial. Aos amigos que conquistei ao longo dessa jornada, por vibrarem pelas minhas conquistas e por serem âncoras em momentos difíceis, em especial a Andreia, Jéssica e Karine.

Ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior por ter me acolhido em seu grupo de pesquisa, pelas orientações e ensinamentos compartilhados. Certamente, esse tempo juntos contribuiu para minha formação profissional e pessoal. Aos companheiros de pesquisa do Laboratório WOCA, pelo suporte, discussões e ensinamentos compartilhados ao longo da concepção deste trabalho.

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações por conceder a oportunidade e estrutura necessária para a obtenção do título de Mestre em Telecomunicações, por meio da conclusão deste trabalho. Ao corpo docente da Instituição, pelo conhecimento e ensinamentos compartilhados ao longo da graduação e do mestrado.

Ao Prof. Dr José Antônio Justino Ribeiro, pelos ensinamentos pessoais e profissionais e apoio concedido nas atividades que conduziram aos resultados apresentados neste trabalho. Minha eterna gratidão.

Aos Prof. Msc. Antônio Alves Ferreira Junior e Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins por terem aguçado em mim o gosto pela pesquisa ainda na graduação e pelos conselhos amigos.

Aos colegas e amigos do Laboratório de Hardware do Inatel, pelo apoio a realização do curso de mestrado e por compreenderem e suprirem os momentos de ausência, devido à realização de determinadas atividades referentes a este trabalho. Em especial, aos profissionais que conquistaram minha admiração Engenheiro Msc. Luís Gustavo da Silva e Engenheiro Msc. Ricardo Antônio Dias pelos ensinamentos em RF transmitidos e também pelos conselhos amigos.

Aos órgãos de fomento à pesquisa CAPES, CNPq, RNP, Finep, MCTI e FAPEMIG, pelo apoio financeiro. À empresa ESSS, pelo suporte técnico nas simulações com a ferramenta ANSYS HFSS®.

# Índice

Lista de Figuras.....	xii
Lista de Tabelas .....	xv
Lista de Abreviaturas e Siglas.....	xvi
Lista de Símbolos.....	xix
Lista de Publicações.....	xxiii
Resumo .....	xxv
Abstract.....	xxvi
<b>Capítulo 1.....</b>	<b>1</b>
<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1. Contextualização e motivação .....	1
1.2. Objetivos e contribuições.....	8
1.3. Estrutura da Dissertação.....	10
<b>Capítulo 2.....</b>	<b>12</b>
<b>2. Sistemas MIMO .....</b>	<b>12</b>
2.1. Breve histórico .....	12
2.2. Classificação .....	15
2.3. Diversidade e multiplexação espacial .....	18
2.4. Capacidade em sistemas MIMO .....	20
2.5. MIMO para múltiplos usuários e larga escala.....	21
<b>Capítulo 3.....</b>	<b>23</b>
<b>3. Métricas de desempenho para arranjos com múltiplas antenas.....</b>	<b>23</b>
3.1. Matriz de espalhamento e impedâncias mútuas .....	23
3.2. Acoplamento mútuo.....	25
3.3. Coeficientes de reflexão ativo e ativo total – ARC e TARC .....	28
3.4. Envoltória do coeficiente de correlação – ECC .....	29
3.5. Eficiência de irradiação total.....	32
3.6. Eficiência de multiplexação .....	34
<b>Capítulo 4.....</b>	<b>35</b>
<b>4. Arranjos de antenas em guia de onda fendido para sistemas MIMO .....</b>	<b>35</b>

4.1. Arranjo de antenas em guia de onda fendido .....	35
4.2. SWAAs desenvolvidos no Laboratório WOCA .....	38
4.3. Arranjo de antenas em guia de onda fendido aplicados a sistemas com múltiplas antenas 42	
4.3.1. Análise de parâmetros SISO .....	42
4.3.2. Análise das métricas MIMO .....	50
4.3.2.1 Análise para diversidade espacial .....	51
4.3.2.2 Análise para diversidade espacial e de polarização .....	57
<b>Capítulo 5</b> .....	63
<b>5. Arranjos de elementos SWAA</b> .....	63
5.1. SWAA de banda dupla com comutação de feixe.....	63
5.2. SWAAs para cobertura setorial.....	72
5.3. SWAA de alto ganho com ranhuras metálicas.....	74
<b>Capítulo 6</b> .....	82
<b>6. Conclusões e trabalhos futuros</b> .....	82
<b>Apêndice 1 – Métricas MIMO do SWAA_DB para diversidade espacial</b> .....	85
A.1.1. Parâmetros $S$ .....	85
A.1.2. Parâmetros $S$ ativos.....	86
A.1.3. ECC.....	87
<b>Apêndice 2 – Métricas MIMO do SWAA_SS para diversidade espacial e de polarização</b> .....	88
A.2.1. Parâmetros $S$ .....	88
A.2.2. Parâmetros $S$ ativos.....	89
A.1.3. ECC.....	90
Referências Bibliográficas .....	91

## Lista de Figuras

<b>Figura 1.1</b> – Cenários, serviços e aplicações do 5G.....	5
<b>Figura 1.2</b> – Capacidade em função da relação sinal-ruído (SNR) para um sistema SISO e MIMO (4x4) com diversidade e multiplexação espacial. ....	8
<b>Figura 1.3.</b> Antenas desenvolvidas e caracterizadas nesse trabalho. ....	9
<b>Figura 1.4.</b> Antenas caracterizadas para sistemas MIMO nesse trabalho.....	10
<b>Figura 2.1</b> – Classificação de sistemas quanto ao uso de diversidade de antenas.....	16
<b>Figura 2.2</b> – Diversidade aplicada ao transmissor.....	19
<b>Figura 2.3</b> – Multiplexação espacial em sistemas MIMO.....	20
<b>Figura 3.1</b> – Representação de sinais de entrada e saída em um dispositivo ou sistema com $N$ acessos. ....	24
<b>Figura 3.2</b> – Representação das correntes incidentes e tensões resultantes em um dispositivo ou sistema com $N$ acessos.....	25
<b>Figura 3.3</b> – Circuito equivalente de um sistema com arranjo com múltiplas antenas. ....	27
<b>Figura 3.4</b> – Circuito equivalente de um sistema com arranjo com múltiplas antenas, onde um elemento está transmitindo e os demais encontram-se terminados em suas resistências transmissoras. ....	32
<b>Figura 4.1</b> – Tipos de SWAAs.....	36
<b>Figura 4.2</b> – Metodologia adotada pelo Laboratório WOCA para desenvolvimento de SWAAs. ....	38
<b>Figura 4.3</b> – SWAA de banda dupla para operação nas bandas de 28 e 38 GHz [Extraído de [155]]. ....	43
<b>Figura 4.4</b> – SWAA com capa metálica para operação na banda de 27,3 GHz [Extraído de [161]]. ....	44
<b>Figura 4.5</b> – Dimensões finais do SWAA_SS. ....	45
<b>Figura 4.6</b> – (a) Coeficiente de reflexão e (b) Carta de Smith do SWAA_SS para fendas paralelas ao eixo longitudinal do guia ( $\alpha = 0^\circ$ ) e inclinadas de $7^\circ$ ( $\alpha = 7^\circ$ ).....	46
<b>Figura 4.7</b> – Ganho e diagrama de irradiação simulados do SWAA_SS .....	47
<b>Figura 4.8</b> – SWAA com fendas inclinadas e coeficiente de reflexão medido.....	48
<b>Figura 4.9</b> – Cenário de medidas do diagrama de irradiação do SWAA_SS. ....	48
<b>Figura 4.10.</b> Diagrama de irradiação simulado e medido do SWAA_SS.....	50
<b>Figura 4.11</b> – Posição relativa dos arranjos para a análise de diversidade espacial e de polarização. ....	51
<b>Figura 4.12</b> – Nível de acoplamento simulado em função da separação entre os elementos. ....	51
<b>Figura 4.13</b> – Nível de ECC simulado em função da separação entre os elementos.....	53



<b>Figura 4.14</b> – Capacidade ergódica simulada para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAAs, considerando separação de $7\lambda_o$ .	53
<b>Figura 4.15</b> – Eficiência de multiplexação simulada em função da separação entre os elementos para SNR = 20 dB e frequência de projeto das fendas.	54
<b>Figura 4.16</b> – Caracterização dos SWAA_DBs.	55
<b>Figura 4.17</b> – Parâmetros MIMO simulado e medido dos SWAA_DBs para separação entre $3\lambda_o$ a $10\lambda_o$ .	56
<b>Figura 4.18</b> – Capacidade ergódica para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para o DBSWAA, considerando ECC e acoplamento mútuo medidos para separação de $7\lambda_o$ .	56
<b>Figura 4.19</b> – Nível de acoplamento simulado para diversidade espacial e de polarização em função da separação entre os elementos.	57
<b>Figura 4.20</b> – Nível de ECC simulado em função da separação entre os elementos.	59
<b>Figura 4.21</b> – Capacidade ergódica simulada para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAAs, considerando separação de $7\lambda_o$ .	59
<b>Figura 4.22</b> – Eficiência de multiplexação simulada em função da separação entre os elementos para SNR= 20 dB e frequência de projeto das fendas.	60
<b>Figura 4.23</b> – Caracterização dos SWAA_SSs.	61
<b>Figura 4.24</b> – Parâmetros MIMO medido dos SWAA_SSs para separação entre $4\lambda_o$ a $10\lambda_o$ .	61
<b>Figura 4.25</b> – Capacidade ergódica para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAA_SSs, considerando o acoplamento mútuo e ECC para separação de $7\lambda_o$ .	62
<b>Figura 5.1</b> – Arranjo de antenas de banda dupla com comutação de feixe.	65
<b>Figura 5.2</b> – Aplicação do SWAA_DBSB em sistemas MIMO com múltiplos usuários.	66
<b>Figura 5.3</b> – SWAA de banda dupla com comutação de feixe.	67
<b>Figura 5.4</b> – Diagrama de irradiação medidos em azimute para $\theta=107^\circ$ e $\theta=103^\circ$ , respectivamente.	69
<b>Figura 5.5</b> – Parâmetros S, ARC, TARC e ECC medidos do SWAA_DBSB para excitação de dois elementos simultâneos.	70
<b>Figura 5.6</b> – SWAA_DBSB aplicado à um enlace de comunicação interno, resultados experimentais.	71
<b>Figura 5.7</b> – Elementos SWAA_DB posicionados no interior do modelo airport da Apple.	73
<b>Figura 5.8</b> – Parâmetros S, ARC, TARC e ECC simulados do SWAA para cobertura setorial.	74
<b>Figura 5.9</b> – SWAA com fendas inclinadas e ranhuras metálicas.	75
<b>Figura 5.10</b> – SWAA com fendas inclinadas e ranhuras metálicas.	76
<b>Figura 5.11</b> – Ganho, diagrama de irradiação e campo elétrico do SWAA_SS com ranhuras.	77
<b>Figura 5.12</b> – Arranjo com elementos SWAA.	78
<b>Figura 5.13</b> – SWAA_SS com ranhuras metálicas.	79
<b>Figura 5.14</b> – Coeficiente de reflexão medido do SWAA_SS sem e com ranhuras metálicas.	80
<b>Figura 5.15</b> . Diagrama de irradiação simulado e medido do SWAA_SS com ranhuras metálicas.	81
<b>Figura A.1.6.1</b> – Parâmetros S medido do SWAA_DB.	85
<b>Figura A.1.6.2</b> – Parâmetros S ativo medido do SWAA_DB.	86

<b>Figura A.1.6.3</b> – <i>ECC medido e simulado do SWAA_DB</i> .....	87
<b>Figura A.2.0.1</b> – <i>Parâmetros S medido do SWAA_SS</i> . ....	88
<b>Figura A.2.0.2</b> – <i>Parâmetros S ativo medido do SWAA_SS</i> . ....	89
<b>Figura A.2.0.3</b> – <i>ECC medido e simulado do SWAA_SS</i> . ....	90

## Lista de Tabelas

<b>Tabela 4.1</b> – Arranjos em guia de onda fendido desenvolvidos pelo grupo de pesquisa do Laboratório WOCA.....	40
<b>Tabela 4.2</b> – Ganho, abertura de feixe e nível de lobos secundários do SWAA_SS. ....	50
<b>Tabela 4.3</b> – Banda fracionária efetiva dos SWAAs. ....	52
<b>Tabela 4.4</b> – Banda fracionária efetiva medida dos SWAA_DBs. ....	56
<b>Tabela 4.5</b> – Banda fracionária efetiva dos SWAAs. ....	58
<b>Tabela 4.6</b> – Banda fracionária efetiva medida dos SWAA_SSs.....	62
<b>Tabela 5.1</b> – Arranjos de antenas com comutação de feixe. ....	66
<b>Tabela 5.2</b> – FBW e ganho medidos dos SWAA_DBs integrados a estrutura do SWAA_DBSB e excitados individualmente.....	68
<b>Tabela 5.3</b> – Acoplamento mútuo de arranjos de antenas para estações rádio base com MIMO.....	71
<b>Tabela 5.4</b> – Comparação entre SWAA com ranhuras metálicas e arranjo com elementos SWAA. ....	78
<b>Tabela 5.5</b> – Ganho, abertura de feixe e nível de lobos secundários do SWAA_SS com ranhuras. ....	81

## Lista de Abreviaturas e Siglas

3GPP	<i>3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project</i>
AMPS	<i>Analogue Mobile Phone Systems</i>
ARC	<i>Active reflection coefficient</i>
AT&T	<i>American Telephone and Telegraph</i>
AWGN	<i>Additive white gaussian noise</i>
BER	<i>Bit error ratio</i>
CDMA	<i>Code division multiple access</i>
CSI	<i>Channel state information</i>
DAS	<i>Distributed antenna systems</i>
D-AMPS	<i>Digital-analogue mobile phone systems</i>
DynaTAC	<i>Dynamic adaptive total area coverage</i>
ECC	<i>Envoltória do coeficiente de correlação</i>
EDGE	<i>Enhanced data rates for GSM evolution</i>
EGC	<i>Equal gain combining</i>
eMBB	<i>Extreme mobile broadband</i>
EV-DO	<i>Evolution-data optimized</i>
FBW	<i>Fractional bandwidth</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDMA	<i>Frequency division multiple access</i>
GD	<i>Ganho de diversidade</i>
GFDM	<i>Generalized frequency division multiplexing</i>
GPRS	<i>General packet radio service</i>
GPS	<i>Global positioning system</i>
GSM	<i>Global system for mobile communications</i>
HSPA	<i>High-speed packet access</i>
HPBW	<i>Half power beamwidth</i>

IoT	<i>Internet of things</i>
IMT-2020	<i>International Mobile Telecommunications–2020</i>
IP	<i>Internet protocol</i>
IS-95	<i>Interim Standard 95</i>
ISI	<i>Intersymbol interference</i>
ITU	<i>Intenacional Telecommunications Union</i>
LTE-A	<i>Long term evolution advanced</i>
LTE-M	<i>Long term evolution for machine</i>
LTE	<i>Long term evolution</i>
M2M	<i>Machine-to-machine</i>
MIMO	<i>Multiple-input and multiple-output</i>
MISO	<i>Multiple-input single-output</i>
mMTC	<i>Massive machine type communications</i>
MRC	<i>Maximum-ratio combining</i>
MU-MIMO	<i>Multi-user multiple input and multiple output</i>
NAMTS	<i>Nipponic advanced mobile telephone system</i>
NMT	<i>Nordic mobile telephony</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency division multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal frequency division multiplexing access</i>
OLWA	<i>Omnidirectional leaky-wave antenna</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
Radar	<i>Radio detection and ranging</i>
SC	<i>Selection combining</i>
SDMA	<i>Space-division multiple access</i>
SISO	<i>Single-input and single-output</i>
SIMO	<i>Single-input multiple-output</i>
SMS	<i>Short message service</i>
SNR	<i>Signa-to-noise ratio</i>
STBC	<i>Space-time block code</i>
SU-MIMO	<i>Single-user multiple input and multiple output</i>
SWAA	<i>Slotted waveguide antenna array</i>
TACS	<i>Total access communication systems</i>

TC	<i>Threshold combining</i>
TDMA	<i>Time division multiple access</i>
TARC	<i>Total active reflection coefficient</i>
V2X	<i>Vehicle to everything</i>
UHF	<i>Ultra high frequency</i>
UMTS	<i>Universal mobile telecommunication system</i>
URLL	<i>Ultra-reliable low latency</i>
WAP	<i>Wireless application protocol</i>
WCDMA	<i>Wideband CDMA</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMAX	<i>Worldwide interoperability for microwave access</i>
WOCA	<i>Wireless and Optical Convergent Access</i>
WRC-15	<i>World Radio Conference 2015</i>

## Lista de Símbolos

$(\cdot)$	Produto Hermitano entre dois vetores
$a_i$	Sinal de excitação, entrada ou incidente no acesso $i$ de um dispositivo ou sistema com $N$ portas
$a_N$	Sinal de excitação, entrada ou incidente no acesso $N$ de um dispositivo ou sistema
$BW$	Largura de faixa
$b_i$	Grandeza relacionada à corrente ou tensão no acesso $i$ de um dispositivo ou sistema com $N$ acessos
$b_N$	Sinal de saída no $n$ -ésimo acesso
$C$	Capacidade do canal em bps/Hz
$C$	Capacidade ergódica do canal em bps/Hz
$C_{mut}^{Rx}$	Matriz de acoplamento mútuos na recepção
$C_{mut}^{Tx}$	Matriz de acoplamento mútuos na transmissão
$d$	Distância centro a centro entre fendas adjacentes de um SWAA
$d$	Espaçamento centro a centro entre SWAAs
$\vec{F}_i(\theta, \varphi)$	Função que descreve o diagrama de irradiação de uma antena
$f_c$	Frequência central
GD	Ganho de diversidade
$H$	Matriz de ganho do canal
$H_{i.i.d.}$	Matriz de ganho de canal gaussiano complexo independente e identicamente distribuído
$H_{mut}$	Matriz de ganho do canal considerando o acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo
$h$	Resposta ao impulso do canal
$h_{ij}$	Coefficiente complexo da matriz de ganho do canal
$h_r$	Profundidade das ranhuras metálicas

$I_N$	Matriz identidade de ordem $N$
$I_n$	Corrente induzida por acoplamentos mútuos
$i_i$	Corrente aplicada à um acesso de um dispositivo ou sistema com $N$ acessos
$L$	Comprimento elétrico da fenda de um SWAA
$N$	Número de antenas no rádio transmissor/receptor
$N_r$	Número de antenas no rádio receptor
$N_t$	Número de antenas no rádio transmissor
$n$	Ruído branco gaussiano aditivo
$P_{carga}$	Potência total aplicada a um arranjo de antenas
$P_{in}$	Potência irradiada pelas cargas de terminação dos elementos não excitados de um arranjo
$P_{irr}$	Potência total irradiada por um arranjo de antenas
$P_{rad}$	Potência irradiada por uma antena
$P_{ref}$	Potência refletida por uma antena
$P_\Omega$	Potência consumida pela resistência ôhmica de uma antena
$R$	Matriz de correlação do canal
$R_{load,j}$	Resistência do $j$ -ésimo equipamento conectado ao $j$ -ésimo elemento de um arranjo de antenas
$R_{rad,i}$	Resistência de irradiação do $i$ -ésimo elemento de um arranjo de antenas
$R_{rx}$	Matriz de correlação das antenas receptoras
$R_{tx}$	Matriz de correlação das antenas transmissoras
$R_{\Omega,i}$	Resistência ôhmica do $i$ -ésimo elemento de um arranjo de antenas
$r$	Sinal recebido
$r_i$	$i$ -ésimo sinal recebido
$S$	Matriz de parâmetros de espalhamento
$S_{NN}^a$	Coefficiente de reflexão ativo
$S_{total}^a$	Coefficiente de reflexão total
SNR	Relação sinal-ruído
SNR <sub><math>n</math></sub>	Relação sinal-ruído para sistemas com antenas não-ideais



$v_i$	Diferença de potencial em determinado acesso de um dispositivo ou sistema com $N$ acessos
$v_g$	Tensão de um gerador
$v_{gN}$	$n$ -ésima fonte de excitação de um arranjo de antenas
$X_i$	Reatância do $i$ -ésimo elemento de um arranjo de antenas
$x$	Sinal transmitido
$x_i$	$n$ -ésimo sinal transmitido
$Z$	Impedância de entrada de um determinado acesso
$Z_A$	Matriz diagonal de impedâncias dos $N$ elementos do arranjo
$Z_{AN}$	Impedância das antenas de transmissão/recepção
$Z_g$	Impedância do gerador
$Z_{in}$	Impedância mútua entre o elemento $i$ e o $n$ -ésimo elemento de um arranjo de antenas
$Z_L$	Matriz diagonal de impedância de $N$ equipamentos de medidas de um sistema com múltiplas antenas
$Z_{LN}$	Impedância do $n$ -ésimo equipamento de medida de um sistema com múltiplas antenas
$Z_o$	Impedância da fonte de excitação
$Z_S$	Matriz diagonal de impedância dos $N$ geradores de um sistema com múltiplas antenas
$Z_{SN}$	Impedância $n$ -ésima do gerador de um sistema com múltiplas antenas
$z$	Espaçamento entre fendas em relação ao eixo longitudinal do SWAA
$w_r$	Largura das ranhuras metálicas
$\alpha$	Inclinação das fendas do SWASS
$\eta$	Eficiência de irradiação
$\eta_{mux}$	Eficiência de multiplexação
$\eta_{ref}$	Perdas por reflexão
$\eta_{total}$	Eficiência total de um elemento em um arranjo de antenas
$\eta_{Tx}$	Eficiência total de um elemento em um arranjo de antenas
$\theta$	Ângulo de elevação

$\lambda_{ef}$	Comprimento de onda efetivo
$\lambda_g$	Comprimento de onda guiado
$\lambda$	Comprimento de onda no espaço livre
$\rho$	Coefficiente de correlação
$\rho_e$	Envoltória do coeficiente de correlação
$\rho_\eta$	Matriz de coeficiente de correlação
$\varphi$	Ângulo de azimute

# Lista de Publicações

## Periódicos:

- [1] **E. C. Vilas Boas**, H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, J. A. J. Ribeiro e Arismar Cerqueira S. Jr., “Dual-band Switched-beam Antenna Array for MIMO Systems,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 14, no. 1, pp. 82-87, 2020.
- [2] **E. C. Vilas Boas**, R. Mittra e Arismar Cerqueira S. Jr., “Low profile High-gain Slotted Waveguide Antenna Array with Grooved-structures” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, submetido em janeiro de 2020.
- [3] **E. C. Vilas Boas**, A. A. C. Alves, J. A. J. Ribeiro e Arismar Cerqueira S. Jr., “A Novel Dielectric Slab Antenna Based on Microstrip-Franklin Excitation for mm-Waves,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, submetido em dezembro de 2019.
- [4] A. A. C. Alves, L. G. da Silva, **E. C. Vilas Boas**, D. H. Spadoti e Arismar Cerqueira S. Jr., “Continuously Frequency-Tunable Horn Antennas Based on Dual-Post Resonators,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, pp. 1-12, Set. 2019.
- [5] **E. C. Vilas Boas**, J. A. P. Ribeiro, K. L. M. Costa, J. A. J. Ribeiro, A. M. Alberti e Arismar Cerqueira S. Jr., “Design and Characterization of Ultra Wideband Horn Antenna in Quasi-TEM Mode,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 339-346, Nov. 2018.

## Congressos e Simpósios:

- [6] **E. C. Vilas Boas**, R. Mittra e Arismar Cerqueira S. Jr., “Arranjo de Antena em Guia de Onda Fendido de Alto Ganho para 5G,” in *XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT2019)*, Petrópolis, Rio de Janeiro, Set 2019.
- [7] A. A. C. Alves, L. G. da Silva, **E. C. V. Boas**, D. H. Spadoti e A. Cerqueira S., “Mechanically Tunable Horn Antenna for mm-waves,” in *2019 13<sup>th</sup> European*

*Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*, Cracóvia, Polónia, pp. 1-4, 2019.

- [8] **E. C. Vilas Boas**, I. F. da Costa e Arismar Cerqueira S. Jr., “Arranjo de Antenas Reconfigurável de Banda Dupla para Redes 5G com MIMO,” in *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, pp. 13-17, Ago 2018.
- [9] **E. C. V. Boas** e Arismar Cerqueira S. Jr., “Arranjo de Antenas em Guia de Onda Fendido Faixa Larga para Redes 5G,” in *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, pp. 201-204, Ago 2018.
- [10] L. G. da Silva, **E. C. Vilas Boas**, R. Assis, L. Bellei, J. Carvalho, F. Laraia, M. C. de Paiva e Arismar Cerqueira S. Jr., “Miniaturização de Antenas para Aplicações Aviônicas,” in *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, pp. 570-574, Ago 2018.
- [11] K. L. M. Costa, **E. C. Vilas Boas**, J. A. P. Ribeiro, J. A. J. Ribeiro e Arismar Cerqueira S. Jr., “Functionally Small Ultra-Wideband Horn Antenna in Quasi-TEM Mode,” in *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, pp. 835-839, Ago 2018.
- [12] J. A. P. Ribeiro, K. L. M. Costa, **E. C. Vilas Boas**, J. A. J. Ribeiro, B. R. X. R Faria e L. A. Esteves, “Design and Characterization of Wideband Horn Antenna in Quasi TEM Mode,” in *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2017)*, São Pedro, São Paulo, pp. 1099-1102, Set 2019.

## Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de arranjos de antenas em guia de onda fendido (*slotted waveguide antenna array*, SWAA) para sistemas de 5ª geração de telefonia móvel (5G) com MIMO (*multiple-input and multiple-output*), operando em ondas milimétricas. Avaliam-se três arranjos de antenas em guia de onda fendido aplicados à diversidade espacial e de polarização com dois elementos idênticos e separação entre 3 e  $10 \lambda_0$ . Realiza-se a análise de desempenho dos arranjos em função das seguintes métricas: acoplamento mútuo, coeficiente de reflexão ativo, coeficiente de reflexão ativo total, coeficiente de correlação, envoltória do coeficiente de correlação (ECC), eficiência de irradiação total e eficiência de multiplexação. Destaca-se um arranjo de elementos SWAA com banda dupla e comutação de feixe e um outro para cobertura setorial em pontos de acesso, sendo os elementos aplicados à um *case* semelhante ao modelo comercial *Airport* da empresa Apple. Por fim, o terceiro SWAA baseia-se na integração de ranhuras metálicas à sua estrutura, com a finalidade de aumento de ganho. De modo geral, observou-se ótima concordância entre os resultados teóricos e experimentais. O SWAA com banda dupla e comutação de feixe apresentou níveis de acoplamento mútuo inferiores a -36 dB e ECC inferior a -40 dB para as duas faixas de frequência de interesse (28 e 38 GHz.). Para o segundo arranjo, esses valores foram respectivamente iguais a -40 dB e -50 dB para a banda de operação em 28 GHz. O SWAA com ranhuras metálicas apresentou banda fracionária de 8,47% (25,54–27,80 GHz), ganhos entre 26,6 e 27,7 dBi para a faixa de operação e aberturas de feixe de meia potência de 10° e 3° nos planos de azimute e elevação, respectivamente. A aplicação das ranhuras metálicas proveu aumento de ganho de 9 dB, corroborando para um arranjo de alto ganho com sistema de excitação simples.

Palavras chave: 5G, antenas, arranjos de antenas em guia de onda fendido, MIMO e ondas milimétricas.

# Abstract

This work reports the development of slotted waveguide antenna arrays (SWAA), operating in millimeter waves, for multiple-input and multiple-output (MIMO) systems and applied to the fifth-generation mobile networks (5G). Three distinct SWAAs have been proposed for spatial and polarization diversity, by using two identical elements with separation between 3 and  $10 \lambda_0$ . The following performance metrics have been considered: mutual coupling, active reflection coefficient, total active reflection coefficient, correlation coefficient, envelope correlation coefficient (ECC), total radiation efficiency and multiplexing efficiency. A dual-band switched-beam SWAA-based array has been developed for base stations MIMO applications. A second array was implemented to provide sectoral coverage at access points, with elements placed into a case similar of the Apple commercial airport model. Grooved metal structures were applied to the third SWAA to enhance its gain. Excellent agreement between theoretical and measured results has been observed in all cases. The dual-band switched-beam array demonstrated low mutual coupling as low as -36 dB and ECC less than -40 dB for the 28 and 38 GHz operating bands. These parameters were equal to -40 and -50 dB, respectively, for the second array with operation in the 28 GHz band. The high-gain SWAA with metal grooved-structures provided 8.47% (25.54–27.80 GHz) measured fractional bandwidth, gain from 26.6 to 27.7 dBi and half-power beamwidth in the azimuth and elevation planes equal to  $10^\circ$  and  $3^\circ$ , respectively. The metal grooved-structures enhanced the SWAA gain in 9 dB, resulting in a high-gain array with a simple feeding system.

Keywords: 5G, antenna, slotted waveguide antenna array, MIMO, millimeter waves.

# Capítulo 1

## 1. Introdução

A telefonia móvel revolucionou os sistemas de comunicação sem fio e se tornou um dos principais meios de comunicação. Em 2017, as redes de comunicação móvel proviam serviços à 5 bilhões de usuários, dos quais 3 bilhões eram usuários de Internet móvel [1]. Segundo dados divulgados pela GSMA *Intelligence* (departamento de pesquisas da GSM Association), em 2025 o número de usuários de redes móvel deve crescer 20% e atingir 6 bilhões. Enquanto usuários de Internet móvel totalizarão 5 bilhões, aumento de 60%. Essas previsões são fundamentadas pela expansão das redes de comunicação móvel de quarta geração (4G) e início da implantação das redes de quinta geração (5G). Neste capítulo, a evolução da telefonia móvel é brevemente abordada e relacionada ao suporte de serviços e tecnologias emergentes. Esse cenário é tomado como motivação para o presente trabalho, cujos objetivos, contribuições e estrutura também são apresentados.

### 1.1. Contextualização e motivação

A telefonia móvel surgiu no início do século XX e se limitou às ligações telefônicas por rádios portáteis e em veículos, principalmente no setor ferroviário [2–4]. Os primeiros sistemas de comunicação móvel utilizavam rádios transceptores com potências de transmissão elevadas e antenas posicionadas no topo de torres altas para prover cobertura em grandes áreas. Essa arquitetura era susceptível a maiores níveis de interferência e baixa eficiência espectral. Posteriormente, o reuso de frequência fragmentou grandes áreas em regiões geográficas menores (células) e mitigou os efeitos de interferência [3, 4]. Cada célula possuía uma estação rádio base, cujos níveis de potência de transmissão e altura das torres eram menores. Entre as

décadas de 50 e 70, empresas como a Bell Company e a AT&T (*American Telephone and Telegraph*) propuseram diferentes sistemas de comunicação móvel [2–4, 6]. Todavia, o desenvolvimento e consolidação das redes de telefonia móvel de primeira geração (1G) ocorreu no início da década de 80, quando a Motorola apresentou o primeiro aparelho celular comercial aprovado pela Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission*, FCC), denominado DynaTAC (*Dynamic adaptive total area coverage*) modelo 8000X [5].

As redes 1G consolidaram os princípios básicos das redes de telefonia móvel, sendo eles o licenciamento de espectro, reuso de frequência e coordenação de rede para acesso e mobilidade contínua [2, 7]. Os sistemas de telefonia nórdicos (NMT, *nordic mobile telephony*) constituíram as primeiras redes 1G e operavam na faixa de UHF (*ultra high frequency*) em 450 MHz [8]. Ulteriormente, implantou-se os sistemas analógicos de telefonia móvel (AMPS, *analogue mobile phone systems*) na América do Norte, enquanto, na Europa, desenvolveram-se os sistemas de comunicação de total acesso (TACS, *total access communication systems*) e, no Japão, os sistemas nipônicos de telefonia móvel avançada (NAMTS, *nipponic advanced mobile telephone system*) [2–4, 6, 8, 9]. Esses sistemas eram exclusivamente analógicos, dedicados à chamada de voz, com baixa capacidade de 2,4 kbps e suportavam apenas um usuário por canal. Por fim, operavam nas faixas de 800 e 900 MHz [3]. O acesso ao meio explorava a técnica de múltiplo acesso por divisão de frequência (FDMA, *frequency division multiple access*). Os primeiros aparelhos celulares eram grandes, pesados, caros e ineficientes em termos de potência. A título de exemplo, o DynaTAC 8000X tinha 33 cm de altura, 4,4 cm de largura e 8,9 cm de espessura, 793 gramas e custava 3.995 dólares.

O uso ineficiente dos recursos de espectro de frequência, a baixa capacidade e a heterogeneidade dos referidos padrões 1G impulsionaram o desenvolvimento das redes de telefonia móvel de segunda geração (2G) e a sua comercialização no início da década de 90. As primeiras redes 2G representavam a evolução dos sistemas AMPS e eram denominadas *digital AMPS* (D-AMPS). Por conseguinte, os sistemas definidos pelos padrões GSM (*global system for mobile communications*) e IS-95 (*Interim Standard 95*) sucederam as redes D-AMPS. Esses padrões empregam respectivamente as técnicas de múltiplo acesso por divisão de tempo (TDMA, *time division multiple*



*access*) e múltiplo acesso por divisão de código (CDMA, *code division multiple access*) para acesso ao meio [3, 6, 10]. As redes 2G operavam em 900 e 1800 MHz com taxas superiores ao 1G (entre 9,6 e 28 kbps) e ofereciam serviços de comunicação móvel digital por meio do envio de pequenas mensagens de texto (SMS, *short message service*). Os serviços de chamada de voz analógica inicialmente prevaleceram. Os aparelhos celulares aderiram à evolução, tornando-se leves e acessíveis em termos de custo, além de suportar aplicações multimídia e WAP (*wireless application protocol*). Posteriormente, os sistemas 2G incorporaram as tecnologias GPRS (*general packet radio service*) e CDMA2000 para prover maior capacidade, originando assim as redes 2,5G [3, 6, 11–13]. Esses sistemas fornecem acesso à Internet de baixa qualidade e vazão entre 56 e 115 kbps, atingindo 384 kbps com uso da tecnologia EDGE (*enhanced data rates for GSM evolution*). Todavia, as melhorias alcançadas pelos sistemas 2,5G não foram suficientes para suportar a agregação de novos usuários e a demanda por maior capacidade e acesso à Internet banda larga. Logo, incitou-se uma nova evolução na arquitetura dos sistemas de comunicação móvel, conhecida como redes de telefonia móvel de terceira geração (3G).

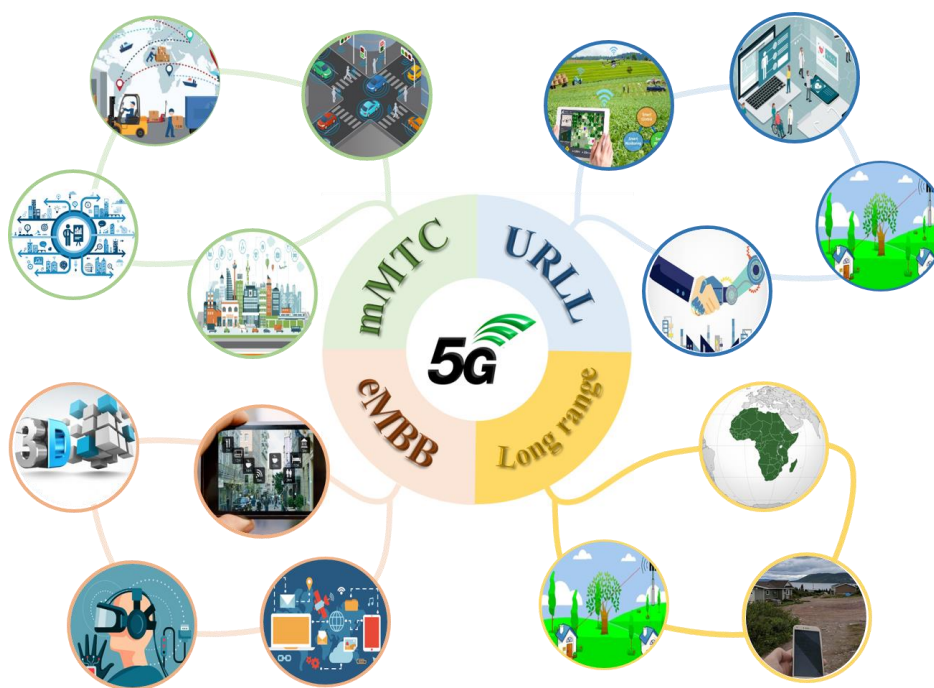
As redes 3G foram comercialmente implantadas em 2001 e introduziram os padrões UMTS (*universal mobile telecommunication system*) e EV-DO (*evolution-data optimized*), operando em 800, 900, 1700, 1900 e 2100 MHz com taxas entre 144 kbps e 2 Mbps [4, 6, 14–17]. Esses padrões utilizam a comutação de pacotes digital, permitem a realocação de portadoras, alocação de banda sob demanda e realizam o acesso ao meio através de técnica de múltiplo acesso por divisão de código em banda larga (WCDMA, *wideband CDMA*). Em particular, o padrão EV-DO é capaz de utilizar canais distintos para prover serviços de voz e dados de maneira independente e proporciona taxas de transmissão de 2,4 Mbps. Além disso, as redes 3G oferecem serviços de telefonia móvel em banda larga, serviços de localização e GPS (*global positioning system*), aplicações multimídia e conectividade global. Sua consolidação em acesso à Internet móvel em banda larga aliada a popularização e evolução dos aparelhos celulares (*smarthphones*) e, a agregação de novos usuários (incluindo a aderência de usuários 2G as redes 3G) provocou aumento significativo no consumo de dados, enquanto os serviços de voz se mantiveram praticamente estáticos [18, 19]. As redes 3G incorporaram o esquema de transmissão denominado *high-speed*

*packet access* (HSPA) para prover maior capacidade e atingir taxas de transmissão de até 14,4 Mbps, definindo os sistemas 3,5G [3, 6]. Outro protocolo integrado as redes 3G foi o *mobile worldwide interoperability for microwave access* (Mobile WiMAX), que definiu as redes 3,75G [20, 21]. Este protocolo utiliza a multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM, *orthogonal frequency division multiplexing*), para prover maior taxa de transmissão e eficiência espectral.

As redes 3,5G e 3,75G introduziram o padrão conhecido como *long term evolution* (LTE) e se tornaram precursoras das redes 4G, cuja comercialização teve início em 2009 [22–24]. Os sistemas 4G tem arquitetura plana, operam em 800, 900, 1800, 2100 e 2600 MHz, realizam a comutação de pacotes por IP (*Internet protocol*), fornecem maior capacidade de agregação de usuários e taxa de transferência de dados da ordem de 100 Mbps. O acesso ao meio emprega a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDMA, *orthogonal frequency division multiplexing access*), que permite aos sistemas 4G mitigar os efeitos de propagação por multipercursos. Os transmissores e receptores são equipados para suportar comunicações entre sistemas com múltiplas antenas, ou seja, tecnologia de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, *multiple-input and multiple-output*). Posteriormente, aprimorou-se o padrão LTE com a introdução de novas funcionalidades, como por exemplo a agregação de portadoras [23–28]. Com isso, obteve-se maior eficiência espectral e largura de banda, definindo o padrão *long term evolution advanced* (LTE-A). Concomitante ao desenvolvimento e implantação dos sistemas 4G, emergiram as tecnologias voltadas para aplicações entre máquinas (M2M, *machine-to-machine*), comunicações veiculares (V2X, *vehicle to everything*) e conexão via Internet entre dispositivos diversos (IoT, *Internet of things*) [29–31]. Deste modo, utilizou-se a infraestrutura dos sistemas 4G como rede de acesso para prover suporte a esses serviços e desenvolveu-se os protocolos *long term evolution for machine* (LTE-M) [32-34].

Os serviços e tecnologias emergentes irão exigir maior flexibilidade das futuras redes de telefonia móvel de quinta geração [35–37]. As redes 5G devem atender aos pré-requisitos de quatro principais cenários, como visto na Figura 1.1: comunicações massivas entre máquinas (*mMTC, massive machine type communications*) relacionadas as comunicações V2X, logística, cidades inteligentes (*smart cities*) e Big

Data [38, 39]; comunicações móveis de altas taxas (*eMBB*, *extreme mobile broadband*), cujas aplicações são acesso multimídia em alta resolução, realidade aumentada, realidade virtual e transferência massiva de dados [35, 39]; comunicações ultra confiáveis de baixa latência (URLL, *ultra-reliable low latency*) ligadas à indústria 4.0, aplicações de caráter crítico (*healthcare*, ambientes hostis, missões de resgate, etc.), veículos autônomos e controle a longa distância [40, 41]; e comunicações de longo alcance relacionadas a cobertura de áreas remotas e/ou não conectadas [42–45]. As aplicações *mMTC* demandarão principalmente capacidade de rede para gerenciar conexões massivas de dispositivos, atingindo milhares de dispositivos por setor. Já as comunicações *eMBB* necessitarão de sistemas com maior capacidade, com taxas de transferência de dados de 10 Gbps por setor. Enquanto as comunicações URLL exigirão robustez e baixa latência, com latência fim-a-fim inferior a 1ms.



**Figura 1.1** – Cenários, serviços e aplicações do 5G.

A padronização das redes 5G está sendo realizada pela União Internacional das Telecomunicações (ITU, *International Telecommunications Union*) e seus parceiros por meio do padrão de comunicações móveis internacional 2020 (IMT-2020) [46]. As primeiras redes 5G atenderão aos serviços *eMBB* e as suas especificações iniciais, estão contidas na Release 15 do grupo 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) [47]. A definição das faixas de frequências destinadas a operação das redes 5G integra os

requisitos estabelecidos pelo padrão IMT-2020. A previsão é que diferentes sistemas 5G operem em faixas de frequências distintas para atender as necessidades particulares dos diversos serviços [46]. O 3GPP especificou duas potenciais faixas de frequências para o desenvolvimento e operação de sistemas 5G [48]: 450 a 6.000 MHz (FR1) e 24,25 a 52,60 MHz (FR2). As frequências baixas apresentam melhores condições de propagação e baixa capacidade, por isso são destinadas às aplicações IoT e cobertura de grandes áreas e regiões remotas [44, 45]. A faixa de frequências médias adequa-se melhor a cobertura de centros urbanos, provendo maior capacidade. A faixa de frequências em ondas milimétricas possui limitações em cobertura devido à intensificação dos fenômenos de atenuação, entretanto apresenta maior disponibilidade de espectro [49-51]. Para mitigar os efeitos de atenuação nessa faixa de frequência, os sistemas 5G dispõem de algumas tecnologias como redes de cobertura ultradensa, arranjos de antenas com alto ganho com reconfiguração de feixe e sistemas MIMO [36, 37].

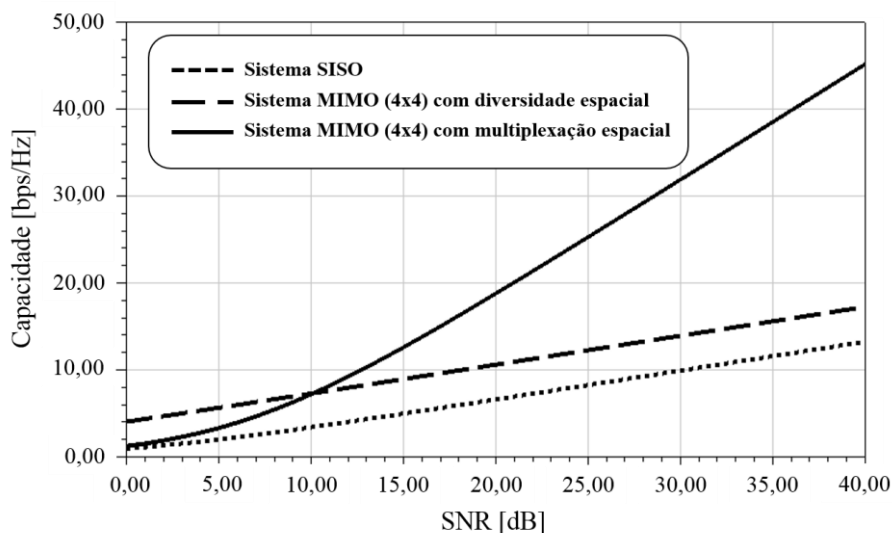
As redes de cobertura ultradensas utilizam um número maior de células com tamanhos reduzidos (micro, pico e femtocélulas) [52, 53]. Para sistemas 5G em ondas milimétricas, células com menor raio de cobertura reduzem a atenuação no espaço livre, compensando o aumento na atenuação total derivado de outros fenômenos. Outra forma de compensar a maior atenuação em ondas milimétricas é utilizar arranjos de antenas com alto ganho [54]. Entretanto, a mobilidade do usuário introduz a necessidade de uso de arranjos de antenas. Assim, torna-se possível direcionar espacialmente o lobo principal do arranjo para uma região específica de acordo com a concentração espacial de usuários. Sistemas MIMO [55] se beneficiam do fenômeno de propagação por multipercursos e do uso da diversidade de antenas em seus rádios transmissores e/ou receptores como forma de mitigar o desvanecimento oferecido pelo canal. Os sistemas MIMO e arranjos reconfiguráveis podem ser utilizados em conjunto para prover maior capacidade e cobertura, minimizar interferências e reduzir de forma eficiente o custo e o consumo de energia em redes 5G [56–58].

O acesso à Internet móvel, difundido por meio das redes 3G, desencadeou um crescimento considerável no tráfego de dados em sistemas de comunicação digital sem fio [19]. Tecnologias com maior vazão de dados tornaram-se cruciais para atender à crescente demanda, assim como mecanismos para aperfeiçoar o desempenho do

sistema em termos de taxa de erro de bits (BER, *bit error ratio*) e mitigar fenômenos de propagação por multipercursos, inerentes em ambientes de propagação sem fio. Segundo o teorema de Shannon-Hartley, a capacidade de um canal, na presença de ruído depende basicamente da largura de banda disponível e da relação sinal-ruído (SNR, *signa-to-noise ratio*) [59]. Portanto, exigem-se maior potência de transmissão e/ou largura de banda para obter sistemas digitais com maior vazão. O aumento da potência de transmissão resulta em redução na eficiência de energia do sistema. Sistemas SISO (*single-input and single-output*) com maior largura de banda são susceptíveis ao desvanecimento multipercurso. Além disso, a atribuição de porções do espectro eletromagnético a diferentes sistemas de comunicação o tornou escasso. Modulações digitais de alta ordem propiciam altas taxas de transferência de dados aos sistemas de comunicação digital sem fio [60]. Todavia, necessitam de maior relação sinal-ruído para manter seu desempenho similar ao de modulações de ordem inferior sob uma determinada BER. Desta maneira, estabelece-se uma relação de compromisso entre eficiência espectral e potência de transmissão.

A diversidade de antenas, por sua vez, proporciona aumento na capacidade de sistemas de comunicação e dispensa o uso de maiores recursos de banda e potência. Múltiplas antenas em rádios transmissores e/ou receptores fornecem mecanismos para combater os efeitos ocasionados pelos fenômenos de multipercurso. Tem-se melhorias na BER e maior confiabilidade e eficiência espectral, como elucidado na Figura 1.2. Para a mesma SNR, avalia-se a capacidade de um sistema SISO e um sistema MIMO com quatro antenas na transmissão e recepção (sistema MIMO 4x4) com diversidade e multiplexação espacial. Para SNR = 20 dB, a capacidade do sistema SISO é igual a 6,65 bps/Hz. Já os sistemas MIMO com diversidade e multiplexação espacial oferecem capacidades superiores e iguais a 10,64 e 18,80 bps/Hz, respectivamente. Contudo, a diversidade de antenas posiciona elementos vizinhos em região de campo próximo reativo, sendo excitados por múltiplos acessos. A maior intensidade dos campos de indução nessa região propicia a transferência mútua de energia por indução entre os elementos irradiadores, conhecida como acoplamento mútuo. Esse fenômeno torna os irradiadores correlacionados e colabora para redução de capacidade em sistema MIMO. Uma solução trivial para mitigá-lo, seria adotar espaçamento entre elementos igual ou superior a vinte comprimentos de onda, porém os sistemas atuais

possuem restrição espacial. Portanto, as antenas devem ser dispostas de modo a minimizar os acoplamentos mútuos. Essas limitações conduzem ao projeto e desenvolvimento de sistemas MIMO compactos e com baixa correlação entre seus elementos irradiadores.



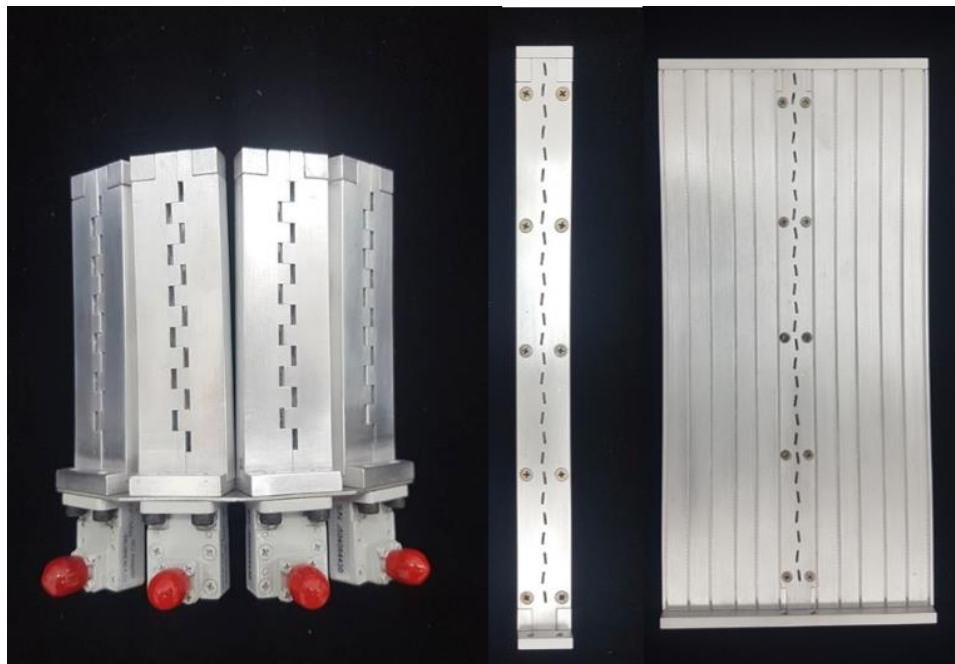
**Figura 1.2** – Capacidade em função da relação sinal-ruído (SNR) para um sistema SISO e MIMO (4x4) com diversidade e multiplexação espacial.

## 1.2. Objetivos e contribuições

Este trabalho tem como objetivo avaliar o desempenho eletromagnético de arranjos de antenas em guia de onda fendido (SWAAs, *slotted waveguide antenna arrays*) para sistemas MIMO em ondas milimétricas aplicados às redes 5G. Avaliam-se os arranjos numérica e experimentalmente para diversidade espacial e de polarização. Utilizam-se métricas como acoplamento mútuo, parâmetros  $S$  ativos, coeficiente de correlação, envoltória de coeficiente de correlação, eficiência e eficiência de multiplexação. Integram-se as características dos SWAAs às matrizes de ganho de canais com desvanecimento Rayleigh, com a finalidade de avaliar os impactos na capacidade ergódica do sistema quanto ao uso dessas antenas. Posteriormente, os SWAAs são utilizados como elementos no projeto de arranjos para cobertura setorial para aplicações em estações rádio base e pontos de acesso.

O presente trabalho apresenta contribuições correspondentes ao desenvolvimento e caracterização de três modelos de antenas, Figura 1.3:

- Desenvolvimento e caracterização de um SWAA de banda dupla com comutação de feixe para operação simultânea nas bandas de 28 e 38 GHz e cobertura de áreas distintas;
- Desenvolvimento e caracterização de um SWAA em guia de onda retangular para operação em ondas milimétricas com apontamento de feixe constante, banda de operação mínima de 1 GHz e ganho igual a 19 dBi;
- Desenvolvimento e caracterização de um SWAA de alto ganho, utilizando ranhuras metálicas para prover aumento de ganho de 9 dB e eliminar a necessidade de associação de SWAAs, assim como o projeto de redes de alimentação.

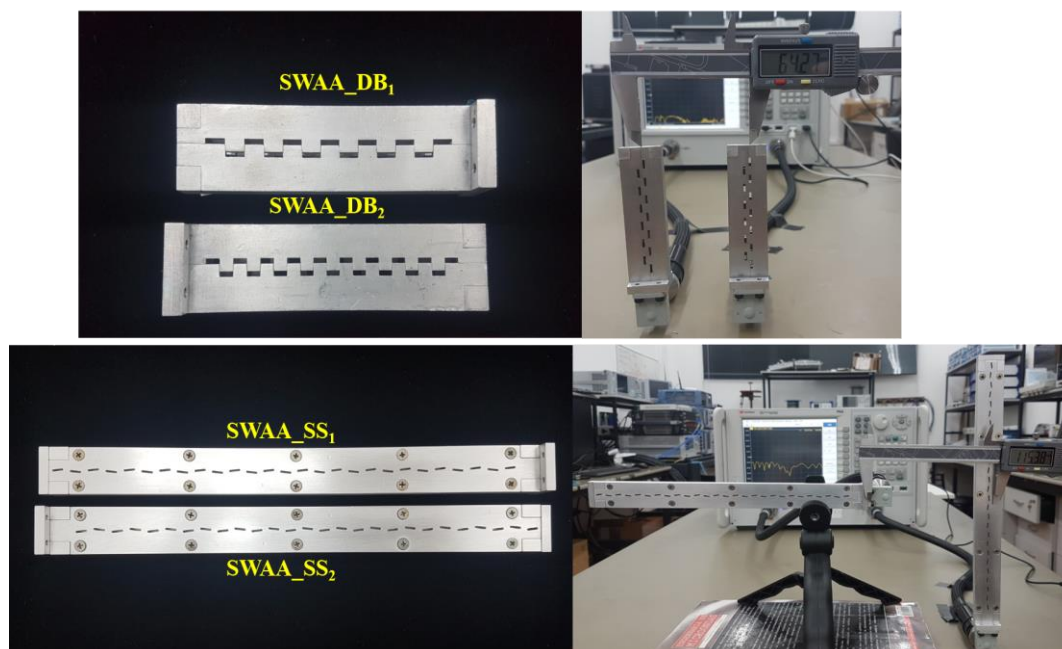


**Figura 1.3.** Antenas desenvolvidas e caracterizadas nesse trabalho.

Além disso, apresenta-se a análise de desempenho em sistema MIMO para três modelos de antenas, Figura 1.4, cujas contribuições são:

- Análise numérica e experimental de desempenho eletromagnético de três modelos de SWAA para cobertura setorial aplicados a diversidade de polarização e/ou espacial por meio de métricas MIMO e análise de desempenho em termos de capacidade ergótica, em canais de desvanecimento Rayleigh;

- Análise de métricas MIMO para um arranjo SWAA para cobertura setorial, sendo os elementos aplicados a um *case* semelhante ao modelo comercial *airport* da Apple, porém fabricado por meio de impressão 3D;



**Figura 1.4.** Antenas caracterizadas para sistemas MIMO nesse trabalho.

### 1.3. Estrutura da Dissertação

Este trabalho é estruturado em seis capítulos. O Capítulo 2 aborda como a diversidade de antenas propiciou o desenvolvimento de sistemas de comunicação com múltiplas antenas. Classificam-se os sistemas com múltiplas antenas em relação ao uso de diversidade de antenas na transmissão e/ou recepção. Explicam-se a diversidade e multiplexação espacial, assim como a capacidade ergódica para sistemas com múltiplas antenas. O Capítulo 3 apresenta as métricas utilizadas para avaliar o desempenho de arranjos para sistemas com múltiplas antenas. Definem-se acoplamento mútuo, coeficiente de reflexão ativo, coeficiente de reflexão ativo total, coeficiente de correlação, envoltória do coeficiente de correlação, eficiência e eficiência de multiplexação. Essas métricas são integradas à matriz de ganho de canal para posterior análise da capacidade ergódica e avaliação do impacto das características dos irradiadores em seu desempenho. No Capítulo 4 relata-se a análise de desempenho de três SWAAs para aplicações em sistemas com múltiplas antenas para diversidade espacial e/ou de polarização. A princípio, os arranjos são



caracterizados segundo métricas SISO, como por exemplo, coeficiente de reflexão, diagrama de irradiação e ganho. Posteriormente, avalia-se o desempenho dos SWAAs para diversidade espacial considerando dois arranjos idênticos e separação entre 3 e  $10\lambda_0$ . Procedimento similar é aplicado para a análise de diversidade espacial e de polarização. Porém, adota-se separação entre 4 e  $10\lambda_0$  para os arranjos. No Capítulo 5 utilizam-se os SWAAs reportados no Capítulo 4 como elementos para a formação de arranjos para sistemas MIMO e antenas de alto ganho. Reportam-se o desenvolvimento e caracterização de um SWAA de banda dupla com comutação de feixe para aplicações em estações rádio base com MIMO. Analisa-se um arranjo para cobertura setorial em pontos de acesso com MIMO. Modifica-se a estrutura inicial de um SWAA, acrescentando ranhuras metálicas para prover aumento de ganho. Por fim, as conclusões e trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 6.

## Capítulo 2

### 2. Sistemas MIMO

Sistemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas transmissoras e receptoras são denominados sistemas MIMO. Esses sistemas se beneficiam do fenômeno de propagação por multipercursos, inerentes a ambientes de propagação sem fio, e emprego de técnicas de diversidade para prover maior vazão de dados, cobertura e uso eficiente do espectro de frequências. Os sistemas MIMO tem sido incorporados às redes de telefonia móvel 4G e aos padrões de rede WiFi (*Wireless Fidelity*). Além de serem amplamente difundidos para aplicações nas futuras redes de telefonia móvel 5G. Este capítulo aborda um breve histórico sobre os sistemas MIMO, os conceitos básicos em sistemas com múltiplas antenas, as técnicas de diversidade e multiplexação, a capacidade em sistemas MIMO e as tecnologias para redes 5G.

#### 2.1. Breve histórico

Os sistemas MIMO são provenientes de estudos relacionados à diversidade de antenas e aos fenômenos de propagação. Em 1931, engenheiros da RCA Communication System conduziram experimentos concernentes à diversidade de antenas, utilizando uma estação de rádio transmissora e outras duas receptoras separadas por uma distância inicial de cerca de 150 comprimentos de onda [61, 62]. Durante o ensaio, verificaram-se diferenças de intensidade no sinal recebido por cada rádio. Concluiu-se que o fenômeno de multipercurso causa diferentes níveis de desvanecimentos na potência do sinal recebido. As amostras do sinal recebido por cada rádio foram então combinadas para alcançar melhorias em sua qualidade. Os

resultados experimentais demonstraram ser possível obtê-las para separação entre as antenas receptoras igual ou superior a um comprimento de onda. Para antenas, cuja separação física não foi possível, explorou-se a diversidade de polarização. Posteriormente, desenvolveram-se soluções em equipamentos e técnicas de processamento de sinais para combinar amostras oriundas de antenas distintas e instaladas em uma mesma estação receptora, que permitiram reduzir os custos de implementação de diversidade de antenas [63, 64].

A concepção da diversidade de antenas impulsionou pesquisas relativas à detecção em sistemas de transmissão digital com múltiplos canais e interferência intersimbólica (ISI, *intersymbol interference*). Em 1967, Shnidman [65] modelou um canal com  $N$  formas de onda em um sistema com  $N$  saídas, cada saída correspondia a uma forma de onda. Propôs-se um receptor linear ótimo fundado no critério de Nyquist para combater a ISI entre pulsos de uma mesma forma de onda e entre formas de ondas distintas. Entretanto, o receptor se limitava a sistemas com uma entrada e uma saída. Consequentemente, surgiram vários trabalhos pertinentes ao combate de interferência e embasados em técnicas de acesso múltiplo por divisão de frequência e de tempo, assim como pesquisas relacionadas à detecção de múltiplos usuários em sistemas CDMA [66].

O advento das redes de comunicação móvel instigou a demanda por técnicas de combate ao desvanecimento do sinal transmitido para preservar ou melhorar a eficiência espectral, sendo a diversidade de antenas uma das técnicas exploradas. Entre os anos 70 e 90, realizaram-se trabalhos para avaliar os efeitos da diversidade de antenas em sistemas móveis [67–75]. Destacam-se estudos sobre acoplamento mútuo entre componentes necessários aos sistemas MIMO, uso de diversidade de polarização e diversidade espacial de antenas. Em 1994, concedeu-se a primeira patente relacionada a sistemas MIMO com alusão a multiplexação espacial [76]. Propôs-se um sistema capaz de fragmentar um sinal de banda larga em sinais de faixa estreita e transmiti-los a múltiplos usuários por meio de diferentes estações. Diversos receptores recebiam os sinais fragmentados para posterior tratamento e reconstituição do sinal. Em 1996, Roy III *et al.* [77] patentearam uma técnica de múltiplo acesso por divisão espacial (SDMA, *space-division multiple access*). Essa patente defende o uso de múltiplas antenas em estações rádio transceptoras para prover aumento de capacidade

à múltiplos usuários espacialmente distribuídos dentro de sua área de cobertura, cada usuário utiliza um rádio transceptor com uma única antena.

Winters [78] e Foschini *et al.* [79, 80] estudaram a viabilidade do uso de múltiplas antenas para aumento da capacidade de canal em sistemas digitais, que operam em ambiente com desvanecimento Rayleigh, sendo as características do canal desconhecidas pelo transmissor. Winters explorou os limites fundamentais da taxa de transmissão de dados para sistemas MIMO com  $N$  antenas transmissoras e receptoras, empregando diferentes técnicas de processamento de sinais. Foschini *et al.* formularam a capacidade de sistemas com múltiplas antenas, fundamentando-se na capacidade de canal de um sistema SISO. Os resultados indicaram aumento de capacidade em 40 vezes para um sistema MIMO com diversidade igual a oito, quando comparado a um sistema SISO, cuja potência de transmissão e largura de banda foram idênticas. Em 1998, Alamouti [81] propôs o uso de diversidade de antenas apenas em rádios transmissores e comparou-a à sistemas com diversidade de antenas somente na recepção. O primeiro cenário apresentou desempenho inferior ao segundo sob mesmo nível de potência. Todavia, o desempenho das técnicas foi similar após aplicar o dobro de potência transmitida ao primeiro caso. Por fim, Alamouti elaborou um esquema de codificação de bloco espaço-tempo (STBC, *space-time block code*) que permite obter diversidade igual a  $2N_r$  (2 antenas transmissoras e  $N_r$  antenas receptoras) [81].

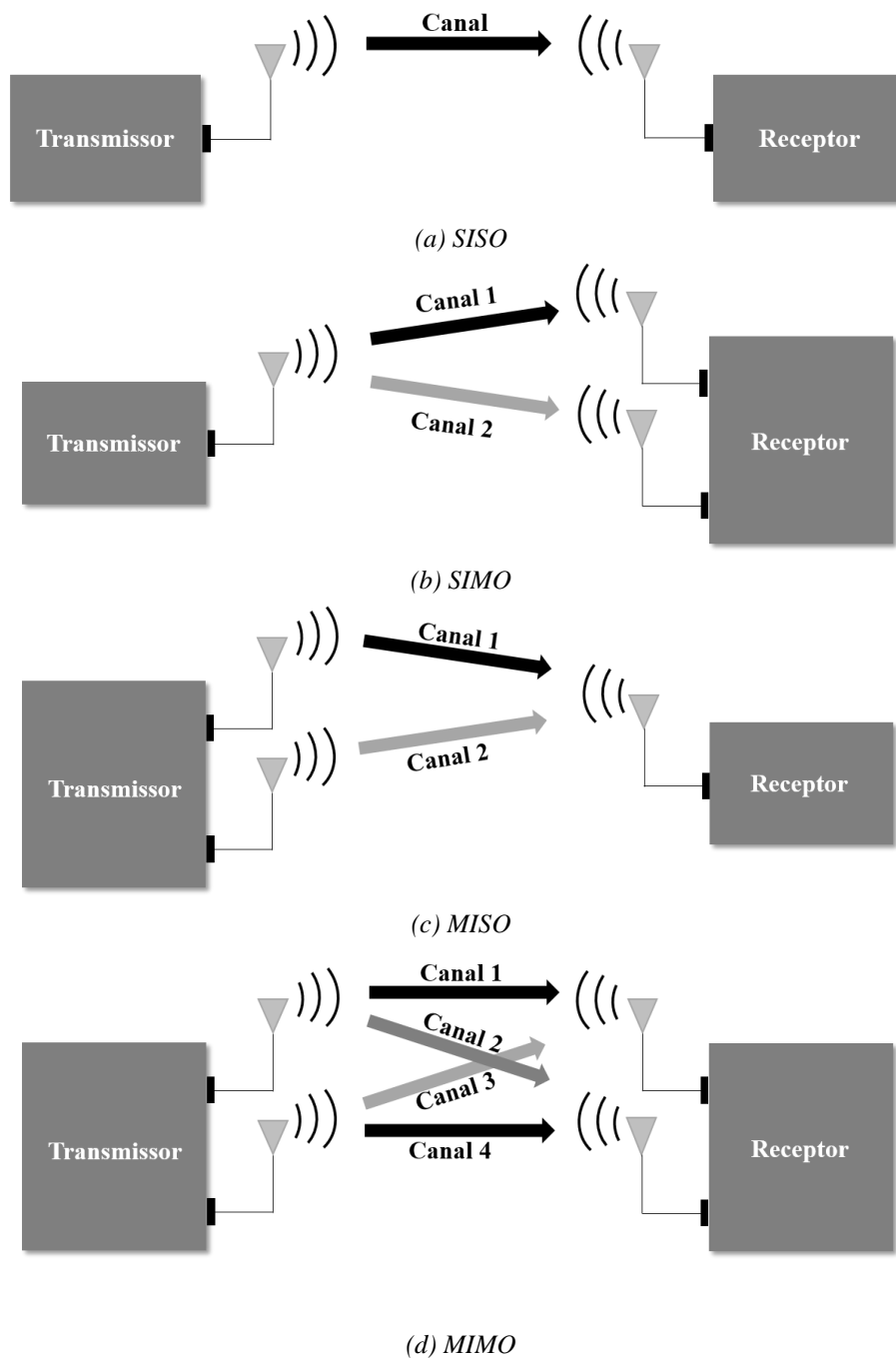
Concomitante aos trabalhos supracitados, Raleigh e Cioffi [82] demonstraram a relação entre a função de transferência e a capacidade de um sistema de transmissão/recepção utilizando múltiplas antenas, complementando os estudos de Foschini *et al.* [79, 80]. Verificou-se a possibilidade de enviar informações independentes usando formas de ondas ortogonais, mediante a combinação do fenômeno de multipercurso e uso de diversidade de antenas em rádios de transmissão e recepção. Posteriormente, Raleigh e Jones [83] desenvolveram uma técnica de estimação de canal para sistemas MIMO empregando modulação OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*). Em 1999, Golden *et al.* [84] realizaram a primeira demonstração prática de um sistema MIMO com multiplexação espacial, nas dependências do Laboratório Bell. Fundamentados pelos trabalhos de Foschini *et al.* [79, 80] e um algoritmo de detecção, Golden *et al.* implementaram um sistema MIMO utilizando 8 antenas transmissoras e 12 antenas receptoras, operando em 1,9 GHz com

largura de banda de 30 kHz e taxa de símbolos igual a 24,3 *kbauds*. Diferentes símbolos provenientes de uma constelação QAM (*quadrature amplitude modulation*) foram transmitidos por diferentes antenas e recebidos a uma distância relativamente curta. Nesse mesmo ano, Telatar [85] estudou o desempenho de sistemas MIMO em ambientes de propagação com e sem a presença de ruído branco gaussiano aditivo (AWGN, *additive white gaussian noise*). Por conseguinte, Telatar formulou a estimação da capacidade de canal sob efeitos de desvanecimento e ruído.

Nos últimos anos, as pesquisas supracitadas motivaram estudos em diversos âmbitos. Inúmeros trabalhos foram realizados no intuito de caracterizar sistemas MIMO de comunicação sem fio por meio de medidas e modelos de propagação [86-89]. Pesquisas, visando a detecção de símbolos, foram inicialmente direcionadas a sistemas MIMO de pequena e média escala e expandidas para detecção em sistemas MIMO em larga escala, também conhecido como MIMO massivo [66, 88]. Outros estudos avaliaram a viabilidade entre o uso de técnicas de diversidade e multiplexação espacial e técnicas de seleção de antenas nos rádios transmissores [57, 86, 90-94]. Avaliou-se o desempenho de sistemas MIMO considerando características intrínsecas aos seus elementos irradiadores. Alguns trabalhos demonstraram a influência do diagrama de irradiação e polarização na correlação entre diferentes canais e, conseqüentemente, no ganho de diversidade [95-101]. Outros autores estudaram os efeitos de acoplamento mútuo nas características das antenas e na capacidade do sistema MIMO, assim como técnicas para prover sua redução [102, 103].

## 2.2. Classificação

Sistemas com múltiplas antenas podem ser classificados, segundo o uso de diversidade de antenas em seus transmissores e/ou receptores, em SISO, SIMO (*single-input multiple-output*), MISO (*multiple-input single-output*) e MIMO [104-109], como mostra a Figura 2.1. Os sistemas SISO correspondem aos sistemas padronizados de rádio que utilizam uma única antena de transmissão e recepção. Esse sistema não emprega nenhuma técnica de diversidade, oferece simplicidade em termos de processamento e são mais susceptíveis ao ruído do canal e efeitos do fenômeno de propagação por multipercurso.



**Figura 2.1** – Classificação de sistemas quanto ao uso de diversidade de antenas.

Em um sistema SISO, o sinal recebido ( $r$ ) é resultado da soma de componentes em fase e quadratura das réplicas de um sinal transmitido ( $x$ ) introduzido em um canal com resposta ao impulso ( $h$ ) e contaminado pelo ruído AWGN ( $n$ ), ou seja:

$$r = hx + n. \quad (2.1)$$

Os sistemas SIMO se caracterizam pelo uso de uma única antena de transmissão e múltiplas antenas de recepção, sendo denominados sistemas com

diversidade de recepção. Tais sistemas mitigam os efeitos de desvanecimento no receptor, porém exigem o uso de técnicas de processamento das múltiplas réplicas do sinal recebido [66]. A sua aplicação é ampla e limita-se às características do receptor como potência, custo e tamanho. Em sistemas SIMO com  $N_r$  antenas receptoras, os sinais recebidos constituem uma matriz de ordem  $1 \times N_r$  dada por:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \\ \vdots \\ h_{N_r 1} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

onde  $h_{li}$  representa o  $n$ -ésimo coeficiente de ganho complexo do canal que correspondem aos  $N_r$  enlaces estabelecidos entre a antena transmissora e as antenas receptoras e  $n_i$  representa o ruído AWGN presente em cada enlace.

Os sistemas MISO utilizam múltiplas antenas transmissoras e uma única antena receptora, sendo denotados sistemas com diversidade de transmissão. Nesses sistemas, uma mesma informação é transmitida pelas múltiplas antenas fornecendo réplicas diversas ao receptor. A principal vantagem é a simplificação dos receptores, principalmente em sistemas de comunicação móvel, devido à transferência das técnicas de processamento e redundância para o transmissor. Entretanto, os sistemas MISO demanda maior consumo de potência para garantir desempenho similar aos sistemas SIMO [81]. Para um sistema MISO com  $N_t$  antenas transmissoras, o sinal recebido é dado por:

$$r = [h_{11} \quad h_{12} \quad \cdots \quad h_{1N_r}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

onde  $x_i$  representa o  $n$ -ésimo sinal transmitido pela  $n$ -ésima antena transmissora.

Os sistemas MIMO empregam tanto a diversidade de transmissão, quanto de recepção, explorando a redundância em ambas as extremidades do enlace. Esses sistemas utilizam a diversidade de antenas na transmissão para prover a propagação em multipercurso de réplicas de um sinal. Na recepção, a diversidade de antenas é utilizada para receber tais réplicas provenientes dos multipercursos. Por conseguinte, mitigam-se os efeitos de desvanecimento do canal e aumenta-se a relação sinal-ruído, provendo robustez e confiabilidade ao enlace de comunicação, ou ainda maior vazão de dados [66, 80, 81]. Nesse sistema, diferentes enlaces ou canais são formados entre

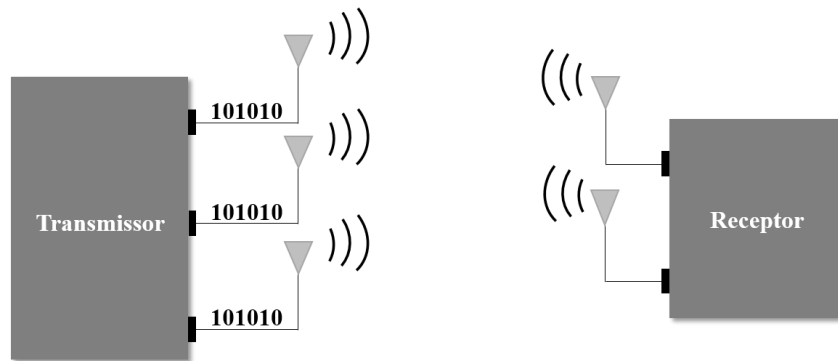
as antenas transmissoras e receptoras. A matriz de sinais recebidos apresenta dimensões  $N_t \times N_r$ , dada por:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

### 2.3. Diversidade e multiplexação espacial

A diversidade explora o ganho de diversidade na transmissão e/ou na recepção para mitigar o efeito de desvanecimento e prover maior confiabilidade na recepção [101]. O ganho de diversidade é definido como o número de percursos com desvanecimentos independentes. Em sistema SIMO, esse número é idêntico a quantidade de antenas receptoras. Já em sistemas MISO, é definido pelo número de antenas transmissoras se, e somente se, os canais estabelecidos entre elas e a antena receptora possuem desvanecimento independente. A diversidade em si não é capaz de prover maior capacidade a sistemas com múltiplas antenas. Isso é possível apenas com técnicas de modulação adaptativa ou esquemas de codificação de canal [105]. Sistemas MISO e MIMO exploram a diversidade na transmissão por meio do envio de réplicas da informação por suas múltiplas antenas (Figura 2.2). Por conseguinte, a diversidade beneficia-se de aspectos relacionados à frequência, ao tempo e as propriedades das antenas. A diversidade de tempo define a transmissão de réplicas de um sinal em diferentes intervalos de tempo, cujo atraso relativo é maior que o tempo de coerência do canal. Deste modo, garante-se a decorrelação entre os canais no referido intervalo de tempo [104, 105]. A diversidade de frequência se caracteriza pela transmissão de réplicas de um sinal em bandas de frequências distintas, cuja separação entre canais é maior que a banda de coerência do canal. A diversidade espacial utiliza múltiplas antenas espaçadas por uma distância no transmissor e/ou receptor. Essa técnica faz uso de multipercursos para criar percursos de propagação decorrelacionados. A diversidade de polarização transmite réplicas de um sinal em diferentes polarizações, como por exemplo, vertical e horizontal [69]. Essa técnica considera o uso de antenas iguais e/ou diferentes com polarizações distintas. A diversidade de diagrama de irradiação transmite réplicas de um sinal utilizando antenas com diferentes diagramas de irradiação.





**Figura 2.2** – Diversidade aplicada ao transmissor.

As réplicas do sinal transmitido são submetidas a diferentes níveis de desvanecimento, cuja intensidade é maior ou menor de acordo com o percurso. No receptor, elas são processadas segundo técnicas como a combinação linear, *selection combining* (SC), *threshold combining* (TC), *equal gain combining* (EGC) e *maximum-ratio combining* (MRC) [105, 108]. A combinação linear sincroniza a fase entre sinais provenientes de cada antena receptora e os somam ponderando-os de acordo com a SNR. A técnica SC seleciona a réplica do sinal que apresenta a maior relação sinal-ruído, descarta as demais e elimina a necessidade de sincronia de fase. Receptores que empregam a técnica TC estabelecem um limiar de SNR e selecionam o ramo que apresenta valor superior ao limiar. Esse ramo prevalece até que sua SNR seja igual ou inferior ao limiar, levando o receptor à seleção de outro ramo. Assim como a SC, essa técnica não realiza a sincronia de portadora. A técnica EGC realiza a rotação de fase nas  $N$  amostras recebidas e as somam. A técnica MRC possui abordagem similar a EGC, porém ponderam-se as  $N$  amostras para maximizar a SNR.

Sistemas MIMO podem prover o aumento da capacidade de transmissão por meio do uso conjunto de diversidade de antenas e multiplexação espacial. Enviam-se diferentes fluxos de informação utilizando múltiplas antenas transmissoras, Figura 2.3. Como definido por Shannon [59], a capacidade de transmissão em um sistema SISO depende basicamente da largura de banda disponível e da SNR. Em um sistema MIMO de dimensões  $N_t \times N_r$ , é possível transmitir diferentes fluxos de dados. Essas informações são independentemente recuperadas pelo receptor e proporcionam um aumento de  $N$  vezes na capacidade do canal. O envio simultâneo de diferentes fluxos de informação através do mesmo recurso de banda permite aumentar a eficiência espectral do sistema e preservar outras métricas de desempenho. Logo, a capacidade

do sistema se torna proporcional ao número de antenas transmissoras. Intrinsecamente, a multiplexação espacial não provê ganho de diversidade aos sistemas MIMO na transmissão, sendo possível somente quando utilizado um receptor de máxima verossimilhança [104–108]. Entretanto, sistemas MIMO com multiplexação espacial apresentam ganho de diversidade devido ao uso de múltiplas antenas na recepção.

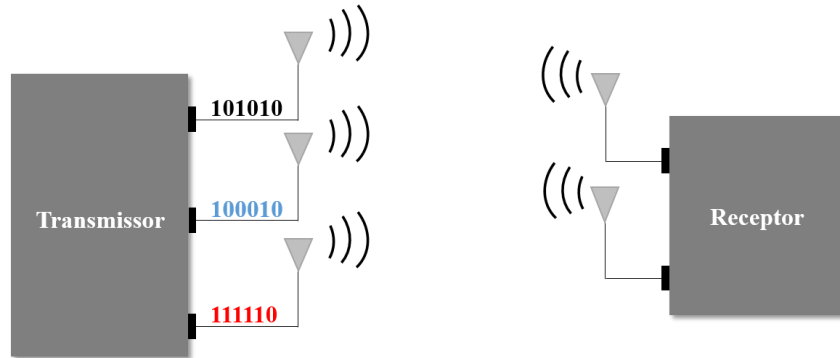


Figura 2.3 – Multiplexação espacial em sistemas MIMO.

## 2.4. Capacidade em sistemas MIMO

A capacidade, em bps/Hz, de um sistema SISO que transmite em um canal com largura de banda disponível  $BW$  e relação sinal-ruído  $SNR$  é dada por [59, 80]:

$$C = \log_2(1 + SNR \times |h|^2). \quad (2.5)$$

Em (2.5), tem-se a máxima capacidade obtida em um sistema SISO para transmissões livres de erro [80, 85, 104]. Para um sistema com múltiplas antenas, em que o transmissor não possui informações sobre o estado do canal (CSI, *channel state information*), o sinal transmitido é composto por  $N_t$  componentes gaussianas estatisticamente independentes e com potência idêntica. O sinal recebido é linearmente relacionado ao sinal transmitido representado em (2.5). A capacidade, em bps/Hz, é dada por [80, 104, 109-111]:

$$C = \log_2 \det \left( I_N + \frac{SNR}{N_t} H H^H \right), \quad (2.6)$$

onde  $I_n$  é a matriz identidade de ordem  $N_t \times N_r$ , o operador  $(\cdot)^H$  indica o conjugado transposto de uma dada matriz e  $H$  é a matriz função de transferência do canal de ordem  $N_t \times N_r$ . Neste trabalho, a capacidade para sistemas com múltiplas antenas, em que o transmissor possui CSI, não será abordada. Contudo, tais informações e detalhamentos matemáticos podem ser encontrados em [104, 108, 112, 113].

A matriz  $H$  possui informações a respeito da propagação no canal e das características da antena. Essa matriz pode ser estimada por meio de medidas ou simulada empregando modelos de propagação (deduzidos de experimentos práticos) [86–89]. Outra maneira de obtê-la seria por aproximações analíticas, como abordado neste trabalho através do modelo de correlação de Kroneker [105, 114–116]. Esse modelo permite obter a matriz completa do canal e, portanto, introduzir a influência de alguns parâmetros das antenas na capacidade do canal. Sua aplicação admite antenas transmissoras e receptoras idênticas, ou seja, com mesmo diagramas de irradiação. Deste modo, suas respectivas matrizes de correlação ( $R_{tx}$  e  $R_{rx}$ ) são separáveis e a matriz de correlação do canal é dada pelo produto de Kroneker entre elas [105, 114–116]:

$$R = R_{Tx} \otimes R_{Rx} \quad (2.7)$$

Para um canal gaussiano complexo independente e identicamente distribuído (i.i.d), obtém-se a matriz função de transferência total do canal [105, 114–116]:

$$H = R_{Tx}^{1/2} H_{i.i.d.} R_{Rx}^{1/2}. \quad (2.8)$$

Em (2.6), tem-se a capacidade instantânea, uma vez que o canal de propagação é variante no tempo. Para mensurar a máxima capacidade oferecida pelo canal durante um longo período de tempo, explorando todos os seus estados, define-se a capacidade ergódica, obtida por meio de simulações de Monte Carlo [106]:

$$\bar{C} = E \left\{ \log_2 \det \left( I_N + \frac{SNR}{N_t} H H^H \right) \right\} \text{ [bps/Hz]}. \quad (2.9)$$

Neste trabalho a capacidade ergódica em (2.9) é utilizada para avaliar o desempenho de arranjos de antenas destinados a aplicações em redes 5G.

## 2.5. MIMO para múltiplos usuários e larga escala

Sistemas MIMO têm sido considerados uma das tecnologias necessárias para a consolidação das redes 5G. Destacam-se sistemas MIMO para múltiplos usuários (MU-MIMO, *multi-user multiple input and multiple output*) [104,117,118] e sistemas MIMO em larga escala, também conhecidos como sistemas MIMO massivo [66, 107, 119]. Transceptores empregando a tecnologia SU-MIMO (*single-user multiple input and multiple output*) estabelecem enlace de comunicação com um único receptor e não necessitam de CSI. Assim, um único usuário obtém maior vazão de dados ao custo de

baixa relação sinal-ruído e redução de interferência. Os sistemas MU-MIMO baseiam-se no princípio dos sistemas SDMA, no qual ocorre o compartilhamento espacial de canais [77, ,118]. Os rádios são capazes de se comunicar com vários usuários e enviar diferentes fluxos de informação em cada enlace estabelecido. Obtém-se ganho de multiplexação, altas taxas de vazão de dados ao custo de SNR alta e preserva-se a largura de banda quando comparado a outras técnicas de múltiplo acesso. Todavia, a implementação demanda maior processamento e conhecimento de CSI.

Sistemas MIMO em larga escala constituem-se de estações transmissoras com dezenas ou centenas de antenas, sendo o processamento predominantemente realizado pelo transmissor. Os arranjos de antenas podem ser providos de técnicas de reconfiguração de feixe para redirecionar seu lobo principal na direção do usuário e minimizar a interferência [54]. Arranjos de larga escala propiciam o fenômeno conhecido como *channel hardening effects* [107, 119]. Descrito como o fato de um canal com desvanecimento comportar-se como um canal livre de desvanecimento. As aplicações abrangem tanto sistemas MIMO ponto-a-ponto quanto MU-MIMO. O primeiro cenário refere-se a comunicações entre transmissores e receptores com grandes arranjos de antenas, como por exemplo, comunicações sem fio entre estações rádio base. Aplicações envolvendo múltiplos usuários podem ser exemplificadas por comunicações entre uma estação rádio base e diversos usuários dentro de sua área de cobertura. Apesar das vantagens oferecidas por essa tecnologia, alguns desafios devem ser levados em consideração, como a disponibilidade espacial de dimensões (multipercursos) independentes em canais reais, a disposição espacial de antenas nos equipamentos, o processamento de sinais e as operações em múltiplas células [107].

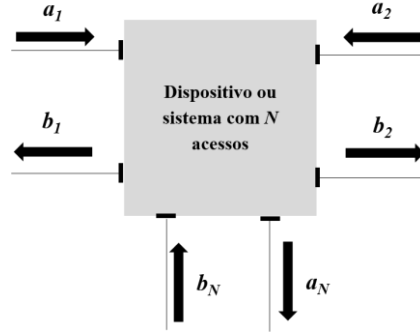
## Capítulo 3

### 3. Métricas de desempenho para arranjos com múltiplas antenas

Arranjos com múltiplas antenas possuem vasta aplicação em sistemas MIMO, viabilizando técnicas de diversidade e/ou multiplexação espacial. Os arranjos podem ser formados por antenas idênticas ou distintas, cuja disposição pode ser uniforme ou irregular. Arranjos de antenas uniformes constituem-se de elementos idênticos, igualmente espaçados e contemplam um caso especial de arranjos com múltiplas antenas [120]. Caracterizam-se exclusivamente por apresentar um fator de rede relacionado a função de defasagem dos campos irradiados por cada elemento [121, 122]. Independentemente da disposição adotada, os irradiadores são relativamente posicionados em região de campo próximo dando origem a um fenômeno de indução eletromagnética, denominado de acoplamento mútuo. Tal fenômeno causa efeitos indesejáveis no desempenho do arranjo e, conseqüentemente, ao sistema que integram. Este capítulo aborda métricas específicas para mensurar e analisar os efeitos desse fenômeno.

#### 3.1. Matriz de espalhamento e impedâncias mútuas

Os parâmetros de espalhamento (ou parâmetros  $S$ ) são utilizados para obter relações entre tensões em dispositivos e sistemas com  $N$  acessos, Figura 3.1 [123]. Identificam-se sinais de excitação e saída em cada acesso. Os sinais de excitação, entrada ou incidentes são identificados por  $a_i$ , onde  $i = 1, 2, 3, \dots, N$  representa o acesso sob análise. Os sinais de saída são identificados por  $b_i$ . Os valores correspondentes a  $a_i$  e  $b_i$  representam grandezas relacionadas à corrente ou tensão e seus módulos ao quadrado são proporcionais à potência.



**Figura 3.1** – Representação de sinais de entrada e saída em um dispositivo ou sistema com  $N$  acessos.

Para o sistema representado na Figura 3.1, o sinal de saída no  $n$ -ésimo acesso corresponde a superposição de parcelas de sinal refletido, oriundas de cada sinal incidente:

$$b_N = S_{N1}a_1 + S_{N2}a_2 + \dots + S_{Nj}a_j = \sum_{j=1}^N S_{Nj}a_j, \quad (3.1)$$

onde  $j = 1, 2, 3, \dots, N$  e  $S$  representa os parâmetros de espalhamento. Para excitação somente no acesso 1 ( $a_1 \neq 0$ ), deduzem-se as seguintes relações:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \quad (3.2) \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \quad (3.3) \quad S_{N1} = \frac{b_N}{a_1}. \quad (3.4)$$

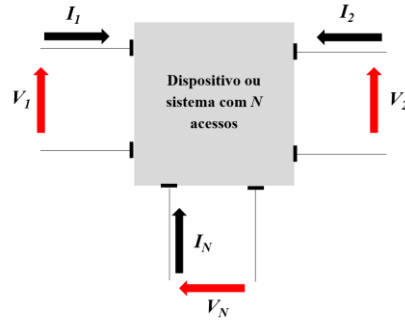
O coeficiente em (3.2) representa a relação entre a parcela refletida  $b_1$  do sinal  $a_1$  aplicado ao acesso, sendo denominado coeficiente de reflexão. A razão em (3.3) representa a parcela do sinal refletido no acesso dois devido a excitação do acesso um e define o coeficiente de transmissão. Para  $N$  acessos, estabelece-se uma relação matricial entre os sinais  $a_i$  e  $b_i$  por meio dos coeficientes de reflexão e transmissão, formando a matriz de espalhamento:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Para o mesmo dispositivo ou sistema analisado na Figura 3.1, aplica-se uma corrente  $i_i$  em cada acesso e obtém-se uma diferença de potencial  $v_i$ , como mostra a Figura 3.2. A tensão  $v_i$  resultante é a superposição das tensões oriundas da excitação de cada acesso por uma corrente  $i_i$ , sendo representada por [124]:

$$v_N = Z_{N1}i_1 + Z_{N2}i_2 + \dots + Z_{NN}i_N = \sum_{j=1}^N Z_{Nj}i_j, \quad (3.6)$$

na qual  $Z$  é a impedância mútua de cada acesso.



**Figura 3.2** – Representação das correntes incidentes e tensões resultantes em um dispositivo ou sistema com  $N$  acessos.

Analogamente, para excitação somente do acesso 1 ( $i_1 \neq 0$ ), têm-se as seguintes relações:

$$Z_{11} = \frac{v_1}{i_1}, \quad (3.7) \quad Z_{21} = \frac{v_2}{i_1}, \quad (3.8) \quad Z_{N1} = \frac{v_N}{i_1}. \quad (3.9)$$

A relação em (3.7) define a impedância do próprio acesso. A razão em (3.8) representa a impedância do acesso dois, quando o acesso um é excitado. Para  $N$  acessos, tem-se uma segunda relação matricial envolvendo as tensões  $v_i$  e correntes  $i_i$ , por meio de impedâncias mútuas entre os acessos:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Ressalta-se que na prática, mensurar a matriz em (3.10) não é trivial. Logo, neste trabalho, utiliza-se de relações matemáticas para obter-se a matriz de impedâncias mútuas por meio da matriz de espalhamento:

$$Z = Z_o(I_N + S)(I_N - S)^{-1}, \quad (3.11)$$

na qual  $I$  é a matriz identidade de ordem  $N$  e  $Z_o$  é impedância da fonte de excitação.

## 3.2. Acoplamento mútuo

Uma antena é capaz de receber parte da energia irradiada por uma segunda antena localizada em sua proximidade [102, 103, 125]. A magnitude dessa energia depende da distância e da orientação dos elementos (polarização). Intrinsecamente, ela também irradia uma pequena parcela da energia captada, quando utilizada como antena receptora. Portanto, a troca de energia entre uma antena e um determinado ponto do espaço ocorre diretamente pela propagação da onda eletromagnética e indiretamente

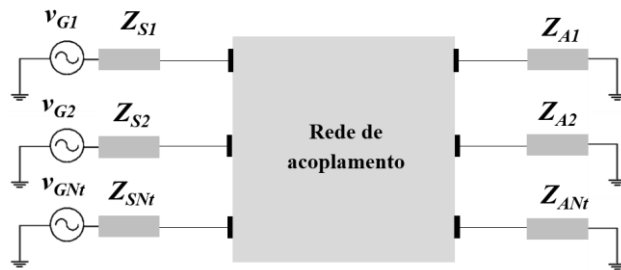
pelo espalhamento ocasionado por outros elementos irradiadores em sua proximidade [125]. O segundo mecanismo é denominado de acoplamento mútuo e está presente em arranjos com múltiplas antenas, sendo proveniente de irradiações, correntes de superfícies e, em determinados casos, ondas de superfície [102]. A manifestação do acoplamento mútuo em arranjos utilizados para transmissão é similar a observada para arranjos empregados em sistemas de recepção, salvo a sua fonte de excitação [102, 125]. Na transmissão, ela é dada pela aplicação de determinado sinal a estrutura da antena e, na recepção, pela incidência de uma onda eletromagnética nos elementos. Uma vez que o arranjo seja excitado, a energia proveniente de outros irradiadores induz correntes de superfície no elemento sob análise, sendo parte consumida pela resistência ôhmica da antena, refletida ou re-irradiada. Da parcela re-irradiada, parte se propaga para o espaço livre enquanto a parcela restante é acoplada aos demais elementos. Com isso, têm-se sucessivas interações do processo inicial. Contudo, a análise quantitativa considera apenas as primeiras interações do fenômeno, sendo que para as demais a energia envolvida torna-se insignificante.

O acoplamento mútuo é influenciado pelas propriedades eletromagnéticas do elemento, assim como pela sua distribuição e técnica de alimentação. Esse fenômeno altera os parâmetros de uma antena, tais como sua impedância de entrada, coeficiente de reflexão e diagrama de irradiação [102, 103, 125]. Devido à troca direta de energia entre os elementos do arranjo, tem-se um aumento na magnitude do sinal refletido, que causa uma aparente variação na impedância de cada elemento. Surgem impedâncias mútuas entre os elementos do arranjo, cuja representação é feita pela matriz de impedância definida em (3.10). Os multipercursos oriundos do acoplamento mútuo provocam distorções no diagrama de irradiação. Arranjos com distribuição regular de elementos e em larga escala sofrem apenas variações nos níveis de seus diagramas. Porém, arranjos irregulares ou regulares em pequena escala sofrem distorções significativas em seu formato original. Para elementos que suportam mais que um modo, é possível que o acoplamento mútuo excite modos diferentes daquele desejado e tem-se a depolarização do sinal e variações no ganho da estrutura. O uso de arranjos com múltiplas antenas em sistemas MIMO implica na presença de acoplamento mútuo e redução de desempenho do sistema, como, por exemplo, redução na capacidade do canal [67, 68, 75, 124]. Portanto, quantificar este fenômeno torna-se importante para

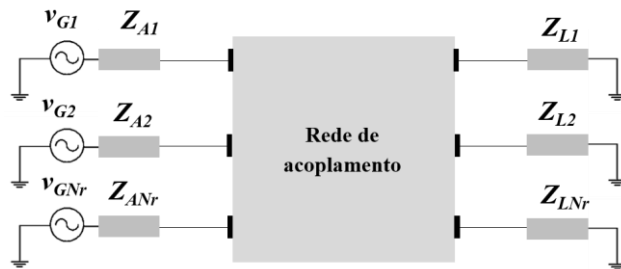


que se possa avaliá-lo e mitigá-lo, manipulando a disposição dos elementos ou fazendo uso de estruturas auxiliares. Arranjos com múltiplas antenas excitados por diferentes pontos são caracterizados por um sistema com  $N$  portas como discutido na Seção 3.1. Deste modo, utiliza-se a matriz de espalhamento para quantificar o acoplamento mútuo entre os seus irradiadores. O coeficiente de transmissão entre quaisquer dois elementos do arranjo representa o acoplamento mútuo entre eles.

As modificações causadas pelo acoplamento mútuo nas propriedades dos elementos do arranjo impactam a capacidade de sistemas MIMO [67, 68, 75, 124, 126-129]. Como demonstrado no Capítulo 2, é possível introduzir as características das antenas de um arranjo na matriz de ganho do canal. Inicialmente, obtém-se a matriz de acoplamento dos múltiplos elementos na transmissão e recepção. A Figura 3.3 apresenta o circuito equivalente de um sistema com múltiplas antenas na transmissão e recepção, onde  $v_{gN}$  é a fonte de excitação de cada elemento,  $Z_{SN}$  representa a impedância do gerador (transmissor),  $Z_{LN}$  representa a impedância do equipamento de medida (receptor) e  $Z_{AN}$  representa a impedância das antenas de transmissão/recepção.



(a) Circuito equivalente de um sistema transmissor com arranjo com múltiplas antenas



(b) Circuito equivalente de um sistema receptor com arranjo com múltiplas antenas

**Figura 3.3** – Circuito equivalente de um sistema com arranjo com múltiplas antenas.

Por meio de relações circuitais, determinam-se as matrizes de acoplamento na transmissão e recepção respectivamente por [124, 126, 128, 129]:

$$C_{mut}^{Tx} = (I + Z_S^{-1}Z)^{-1}(I + Z_S^{-1}Z_A), \quad (3.12)$$

$$C_{mut}^{Rx} = (I + Z_L^{-1}Z)^{-1}(I + Z_L^{-1}Z_A), \quad (3.13)$$

sendo  $Z_S$  a matriz diagonal de impedância dos  $N$  geradores,  $Z_L$  a matriz diagonal de impedância dos  $N$  equipamentos de medidas,  $Z_A$  a matriz diagonal de impedância dos  $N$  elementos do arranjo e  $Z$  a matriz de impedâncias mútuas definida em (3.10) e (3.11). Para sistemas com elementos irradiadores iguais e impedâncias de gerador  $Z_{SN}$  e equipamentos de medidas  $Z_{LN}$  idênticos, (3.12) e (3.13) se tornam, respectivamente:

$$C_{mut}^{Tx} = (z_S + z_A)(Z_S + Z)^{-1}, \quad (3.14)$$

$$C_{mut}^{Rx} = (z_L + z_A)(Z_L + Z)^{-1}. \quad (3.15)$$

Aplicando-se as matrizes de acoplamento em (3.14) e (3.15) à matriz de ganho do canal, têm-se [75, 126, 129]:

$$H_{mut} = C_{mut}^{Tx} H_{i.i.d.} C_{mut}^{Rx}. \quad (3.16)$$

Na ausência de acoplamento mútuo, a matriz  $Z$  é idêntica a matriz  $Z_A$  e as matrizes de acoplamento se tornam matrizes identidades. Nenhuma influência é infligida sobre a matriz de ganho do canal. Em (3.16), eliminou-se a matriz de coeficientes de correlação entre as antenas do arranjo para verificar apenas o efeito do acoplamento mútuo, diferindo do proposto por Wu *et al.* [130]. Adotou-se o formalismo utilizado por Janaswamy [126] e Getu e Janaswamy [129], mas consideram-se geradores e equipamentos de medida com impedâncias reais, ao invés do conjugado das impedâncias dos elementos.

### 3.3. Coeficientes de reflexão ativo e ativo total – ARC e TARC

Na Seção 3.1, introduziu-se a matriz de espalhamento e definiu-se o coeficiente de reflexão como sendo a razão entre a parcela da tensão refletida pela incidente em um dos  $N$  acessos de um dispositivo ou sistema passivo linear. Essa definição considera que apenas a porta sob análise é excitada e, portanto, denominam-se coeficientes de reflexão passivos. Entretanto, múltiplos acessos podem ser excitados simultaneamente e a parcela de potência refletida resultante em uma determinada porta corresponde a soma de uma fração da potência incidente em cada acesso [131, 132]. Logo, obtêm-se o coeficiente de reflexão ativo (ARC, *active reflection coefficient*) para cada porta, normalizando (3.1) para a tensão incidente no respectivo acesso:

$$S_{NN}^a = \frac{b_N}{a_N} = S_{N1} \frac{a_1}{a_N} + S_{N2} \frac{a_2}{a_N} + \dots + S_{Nj} \frac{a_j}{a_N} = \sum_{j=1}^N S_{Nj} \frac{a_j}{a_N}. \quad (3.17)$$

O parâmetro ARC permite analisar o impacto do acoplamento mútuo no nível de tensão refletida em cada porta do arranjo. Em (3.17), os termos que representam a tensão incidente  $a_N$  e as potências refletidas  $a_j$  são grandezas vetoriais, ou seja, consideram-se o módulo e a fase do sinal aplicado a cada acesso. Assim, o ARC também pode ser utilizado para analisar o efeito de acoplamento mútuo em arranjos de antenas eletronicamente reconfiguráveis, sob o ponto de vista da defasagem angular aplicada aos sinais de cada ponto de excitação.

Os coeficientes de reflexão ativos de cada elemento de um arranjo podem apresentar variações distintas em seus valores ao longo da frequência, devido à maior ou menor influência do acoplamento mútuo. Assim, definir a banda de operação efetiva do arranjo requer o uso de uma métrica que relacione a potência total refletida e aplicada ao sistema. Esse parâmetro é denominado de coeficiente de reflexão ativo total (TARC, *total active reflection coefficient*) e dado pela relação [132]:

$$S_{total}^a = \sqrt{\frac{P_{in} - P_{irr}}{P_{in}}}, \quad (3.18)$$

onde  $P_{in}$  é a potência total aplicada à excitação do arranjo e  $P_{irr}$  é a potência total irradiada. O coeficiente de reflexão ativo total é obtido por meio da matriz de espalhamento do sistema [132]:

$$S_{total}^a = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N |b_i|^2}{\sum_{i=1}^N |a_i|^2}}, \quad (3.19)$$

sendo  $b_i$  definidos em (3.5). O TARC é uma grandeza escalar entre 0 e 1. O valor inferior indica que toda potência entregue ao arranjo foi irradiada e o superior, que parte foi refletida e/ou transferida para as demais portas do arranjo.

### 3.4. Envoltória do coeficiente de correlação – ECC

Em ambientes de propagação em multipercursos, sinais transmitidos podem percorrer diferentes caminhos e experimentar desvanecimentos distintos. Múltiplas antenas colaboram para aumento de capacidade de um sistema [78–82]. Ainda assim, a correlação entre sinais transmitidos reduz essa capacidade, sendo importante analisar

seus efeitos no desempenho de sistemas MIMO [75, 130, 133]. A envoltória do coeficiente de correlação (ECC) é utilizada para quantificar a correlação entre canais de comunicação, sendo determinada através das propriedades dos irradiadores como diagrama de irradiação [75, 135–136], parâmetros de espalhamento  $S$  [137, 138] ou matriz de impedâncias mútuas [139].

O ECC corresponde a um valor entre 0 e 1, em escala linear, e é proporcional ao quadrado do módulo do coeficiente de correlação. O cálculo do ECC entre duas antenas utilizando seus diagramas de irradiação é dado por [137, 138]:

$$\rho_e = |\rho|^2 = \frac{\left| \iint_{4\pi} [\vec{F}_1(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_2(\theta, \varphi)] d\Omega \right|^2}{\iint_{4\pi} |\vec{F}_1(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\vec{F}_2(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (3.20)$$

onde  $\vec{F}_i(\theta, \varphi)$  representa o diagrama de irradiação dos respectivos elementos, sendo  $\theta$  e  $\varphi$  os ângulos em elevação e azimute, respectivamente. O símbolo  $(\cdot)$  representa o produto Hermitano entre os diagramas de irradiação. O uso de integrais numéricas e a complexidade em mensurar o diagrama tridimensional de um arranjo com múltiplas antenas, torna o método em (3.20) um processo laborioso. Uma abordagem simplificada e fundamentada pelo princípio da conservação de energia se baseia no uso da matriz de parâmetros  $S$  do arranjo [138]:

$$\rho_e(i, j, N) = |\rho(i, j, N)|^2 = \frac{|\sum_{n=1}^N S_{in}^* S_{nj}|^2}{(\prod_{k=i,j} (1 - \sum_{n=1}^N S_{kn}^* S_{nk}))} \quad (3.21)$$

A expressão em (3.20) foi proposta por Blanch *et al.* [137], sendo limitada a um arranjo com dois elementos. Thaysen e Jakobsen [138] propuseram a formulação para um arranjo com  $N$  elementos. Em ambos os trabalhos, compararam-se os resultados provenientes de (3.20) e (3.21) e observou-se ótima concordância. Hallbjorner [140] estudou o rigor da expressão em (3.20) e propôs os limites superiores e inferiores da envoltória do coeficiente de correlação, se obtido por meio de (3.21):

$$\rho_{e,max,min}(i, j, N) = |\rho(i, j, N)|^2 \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\eta_i} - 1\right) \left(\frac{1}{\eta_j} - 1\right)} \quad (3.22)$$

onde  $\eta_i$  e  $\eta_j$  representam as eficiências dos irradiadores. Por meio de (3.21), concluiu-se que antenas com baixa eficiência apresentam um faixa de variação ou incerteza maior se comparadas a antenas com eficiências elevadas. Portanto, considera-se que a expressão em (3.21) deve ser utilizada apenas para antenas com eficiência superior a

50%. Caso contrário, emprega-se (3.20). Neste trabalho, a ECC será obtida por meio da matriz de espalhamento.

A ECC relaciona-se a uma segunda métrica denominada de ganho de diversidade ( $GD$ ), que representa o ganho obtido na SNR de um sinal devido ao uso de diversidade de antenas para uma mesma taxa de erro de bit. Teórica e idealmente, antenas descorrelacionadas apresentam ganho de diversidade igual a 10 dB para taxa de erro de bit de 1% [141, 142]. Sua relação com a envoltória do coeficiente de correlação é dada por:

$$GD \text{ (dB)} = 10 \log \left( 10 \sqrt{1 - (p_e(i, j, N))^2} \right). \quad (3.23)$$

A redução do coeficiente de correlação entre as antenas representa aumento de ganho de diversidade do sistema. A ECC deve apresentar valores inferiores a 0,5 para a faixa de frequência de operação do arranjo [143]. Assim como o acoplamento mútuo, a correlação entre os elementos de um sistema com  $N$  irradiadores modifica a matriz de ganho do canal e afeta a sua capacidade [127, 130, 144]. Para um arranjo com  $N$  irradiadores, a matriz de coeficiente de correlação é dada por [127, 130, 144]:

$$\rho = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \dots & \rho_{1,N} \\ \rho_{2,1} & 1 & \dots & \rho_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{3,N} & \rho_{N,2} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

A matriz em (3.24) é dita simétrica, uma vez que  $\rho_{i,j} = \rho_{j,i}$ . Aplicando-a à matriz de ganho do canal, tem-se:

$$H = \rho_{Tx}^{1/2} H_{i.i.d.} \rho_{Rx}^{1/2}. \quad (3.25)$$

Na ausência de correlação entre os elementos, a matriz de coeficientes de correlação reduz-se à matriz identidade de ordem  $N$  e nenhuma influência é imposta a matriz de ganho do canal, caso ideal. O acoplamento mútuo e o coeficiente de correlação são parâmetros distintos, sendo que elementos de um arranjo podem apresentar baixa correlação e não necessariamente baixos níveis de acoplamentos mútuos. Deste modo, deve-se considerar que ambos afetam a capacidade do sistema, modificando a matriz de ganho do canal [130, 144]:

$$H = C_{mut}^{Tx} \rho_{Tx}^{1/2} H_{i.i.d.} \rho_{Rx}^{1/2} C_{mut}^{Rx}. \quad (3.26)$$

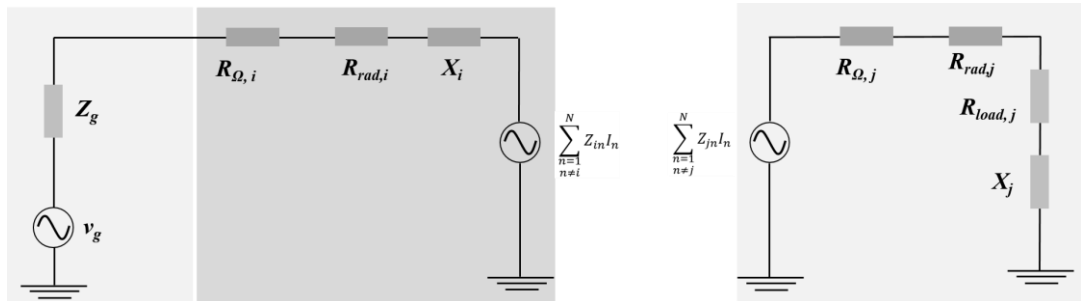
### 3.5. Eficiência de irradiação total

A eficiência de uma antena é determinada pela razão entre a potência irradiada e a potência total entregue ao elemento [120, 145], ou seja:

$$\eta_{total} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{\Omega} + P_{ref}}, \quad (3.27)$$

onde  $P_{rad}$  representa a potência irradiada,  $P_{\Omega}$  a potência consumida pela resistência ôhmica do elemento e  $P_{ref}$  a potência refletida. Em arranjos com múltiplas antenas, a eficiência de irradiação total de um elemento sofre a influência do acoplamento mútuo devido à troca de energia entre seus elementos, intensificando os mecanismos de perdas [146, 147]. A energia transferida entre elementos pode ser em parte irradiada, consumida pela resistência ôhmica de cada elemento ou refletida. Portanto, a eficiência de um irradiador em associação com outros elementos difere da definição em (3.27).

Na Figura 3.4, tem-se o circuito equivalente de um arranjo com múltiplas antenas, onde um elemento está transmitindo e os demais encontram-se terminados em suas cargas casadas (própria impedância do gerador ou equipamento de medida conectado ao elemento).



**Figura 3.4** – Circuito equivalente de um sistema com arranjo com múltiplas antenas, onde um elemento está transmitindo e os demais encontram-se terminados em suas resistências transmissoras.

O gerador é representado pela fonte de tensão de excitação  $v_g$  e pela sua impedância  $Z_g$ . O circuito equivalente do elemento transmitindo é composto pela resistência ôhmica  $R_{\Omega,i}$ , que representa as perdas de potência ôhmicas  $P_{\Omega,i}$ ; pela resistência de irradiação  $R_{rad,i}$ , que representa a potência irradiada pelo elemento  $P_{rad,i}$ ; pela sua reatância  $X_i$ ; e por uma fonte de excitação dada pelo somatório do produto entre a impedância mútua  $Z_{in}$  e a corrente  $I_n$  induzida por acoplamentos mútuos. Essa fonte indireta de excitação representa a transferência de potência entre o irradiador e os demais elementos. O circuito equivalente do  $n$ -ésimo elemento do arranjo terminado

em sua carga casada é idêntico ao descrito para o irradiador excitado, porém o gerador é substituído pela resistência do equipamento  $R_{load,j}$  conectado a ele.

Por meio da Figura 3.4, verifica-se que os elementos que não estão transmitindo são excitados indiretamente pelo acoplamento mútuo. A potência recebida por eles é parcialmente irradiada através da resistência de irradiação  $R_{rad,j}$ , dissipada em forma de perdas ôhmicas pela resistência  $R_{\Omega,j}$  ou dissipada pela resistência do equipamento. A eficiência de transmissão de um elemento em um arranjo com múltiplas antenas é dada por [147]:

$$\eta_{Tx,i} = \frac{\sum_{n=1}^N P_{rad,n}}{\sum_{n=1}^N P_{rad,n} + \sum_{n=1}^N P_{\Omega,n} + \sum_{n \neq 1}^N P_{carga,n}}, \quad (3.28)$$

onde a primeira parcela do denominador representa a potência irradiada em todos os elementos do arranjo, considerando a excitação de um único elemento, a segunda corresponde as perdas ôhmicas totais e a terceira constitui a potência irradiada na carga de terminação dos demais elementos. Para obter a eficiência total do elemento, incluem-se as perdas por potência refletida [147]:

$$\eta_{total,i} = \eta_{Tx,i} \times \eta_{ref,i}, \quad (3.29)$$

$$\eta_{ref,i} = 1 - |S_{ii}^a|^2, \quad (3.30)$$

A eficiência de irradiação total em (3.29) foi obtida considerando elementos do arranjo aplicados à transmissão, porém a eficiência constitui um parâmetro recíproco, ou seja, obter-se-ia a mesma relação em (3.28) e (3.29), caso os elementos estivessem aplicados a um sistema receptor [147]. A eficiência de irradiação total de um arranjo com múltiplas antenas é representada por uma matriz diagonal dada por [146, 147]:

$$\eta_{total} = \begin{bmatrix} \eta_{total,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \eta_{total,2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \eta_{total,N} \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

A eficiência de irradiação total dos elementos do arranjo afeta diretamente o ganho de diversidade e a capacidade do sistema. Assim, a matriz em (3.24) e a matriz de ganho do canal são dadas, respectivamente, por [147]:

$$\rho_{\eta} = \sqrt{\eta_{total}} \rho \sqrt{\eta_{total}}, \quad (3.32)$$

$$H = \rho_{\eta Tx}^{1/2} H_{i.i.d.} \rho_{\eta Rx}^{1/2}. \quad (3.33)$$

### 3.6. Eficiência de multiplexação

As métricas supracitadas permitem analisar o desempenho de um arranjo com múltiplas antenas sob ponto de vista de diversidade espacial. Todavia, métricas para mensurar o desempenho do arranjo aplicado a um sistema MIMO com multiplexação espacial estão atreladas à capacidade. Deste modo, Tian *et al.* [148] definiram a eficiência de multiplexação por meio da capacidade de um canal, considerando o uso de antenas não ideais, ou seja, dependente da ECC e eficiência total dos elementos do arranjo. A eficiência de multiplexação permite determinar a perda de eficiência na SNR, quando antenas não ideais são utilizadas. Logo, a razão entre a SNR para uso de antenas não ideais ( $SNR_n$ ) e a SNR para uso de antenas ideais define a eficiência de multiplexação [148]:

$$\eta_{mux} = \frac{SNR}{SNR_n} \quad (3.34)$$

A  $SNR_n$  é obtida numericamente por meio da capacidade ergódica do canal, utilizando simulações de Monte Carlo [148]. Entretanto, Tian *et al.* propõem uma expressão fechada para o cálculo da eficiência de multiplexação utilizando os limites superiores da capacidade ergódica por meio da desigualdade de Jensen, que para valores elevados de SNR converge para a solução numérica [148]:

$$\eta_{mux} = \frac{(\det(I_N + SNR \rho_n))^{1/N} - 1}{SNR}, \quad (3.35)$$



## Capítulo 4

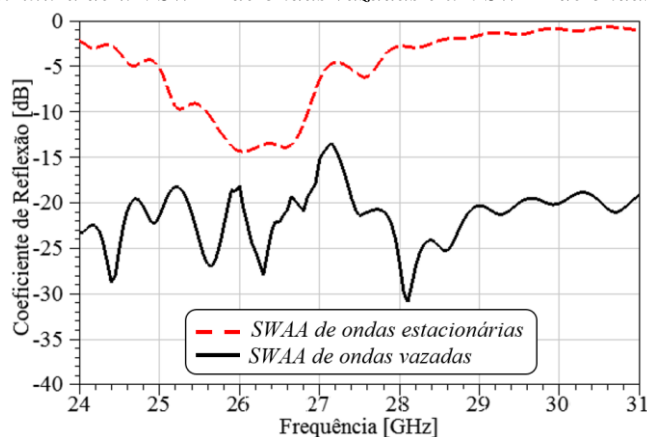
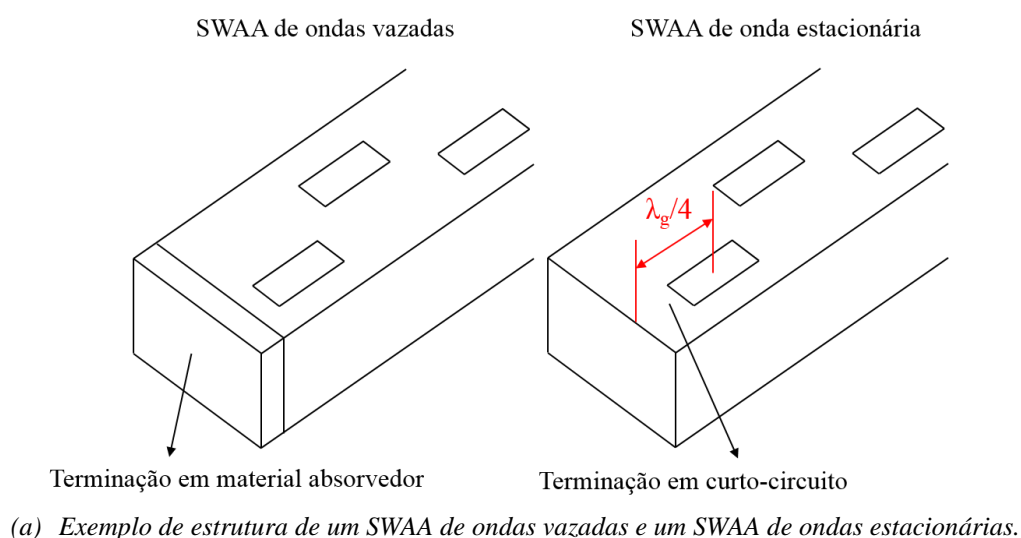
### 4. Arranjos de antenas em guia de onda fendido para sistemas MIMO

Arranjos de antenas em guia de onda fendido (SWAAs) são estruturas planares de baixa perda, cuja construção robusta permite operar com altos níveis de potência [149–151]. Os SWAAs se destinam às aplicações em sistemas de comunicação via satélite, micro-ondas de alta potência, navegação marítima e radar (*Radio detection and ranging*) de vigilância e meteorológicos [152-155]. O grupo de pesquisa do Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*) do Inatel propôs e desenvolveu diversos SWAAs para aplicações em radares e 5G [155–165]. Dentre os quais destacam-se três SWAAs para cobertura setorial e operação em sistemas 5G em ondas milimétricas. Caracterizaram-se os arranjos para operação em sistemas SISO. Todavia, sistemas MIMO constituem uma tecnologia recorrente nas futuras redes 5G. Portanto, nesse capítulo, avalia-se o desempenho desses arranjos do ponto de vista das métricas abordadas no Capítulo 3.

#### 4.1. Arranjo de antenas em guia de onda fendido

A perturbação de fluxo de corrente no interior de um guia de onda, devido à uma fenda posicionada em uma de suas faces, permite a irradiação de campo elétrico para o espaço livre [149, 166, 167]. De fato, observa-se que essa fenda atua como um irradiador isolado e a associação de duas ou mais fendas comporta-se como um arranjo de antenas. Os SWAAs são constituídos por fendas fresadas ao longo das paredes de um guia de onda retangular ou circular preenchidos por ar ou outro material dielétrico [155–165]. Em guias retangulares, as fendas são posicionadas longitudinalmente em

sua face maior ou menor para irradiação transversal e diagramas diretivos. Nos guias de onda circulares, as fendas são arranjadas ao longo de sua periferia radial e têm-se, a princípio, diagramas omnidirecionais e transversais. Esses arranjos são excitados por transições guia/coaxial e dispensam o uso de estruturas como baluns ou redes de casamento de impedância, pois integram-se os irradiadores à estrutura do guia de onda. A estrutura de um SWAA define as características de propagação e irradiação da onda eletromagnética aplicada à excitação do guia, sendo agrupados em SWAAs de ondas vazadas e SWAAs de ondas estacionárias como mostrado na Figura 4.1(a).



**Figura 4.1** – Tipos de SWAAs.

Os SWAAs de ondas vazadas, ou caminhantes, são projetados em guias de onda terminados com cargas ou materiais absorvedores de RF. Esses arranjos assumem características semelhantes às linhas de transmissão terminadas por uma carga com desempenho constante ao longo de uma ampla faixa de frequência [121]. As fendas

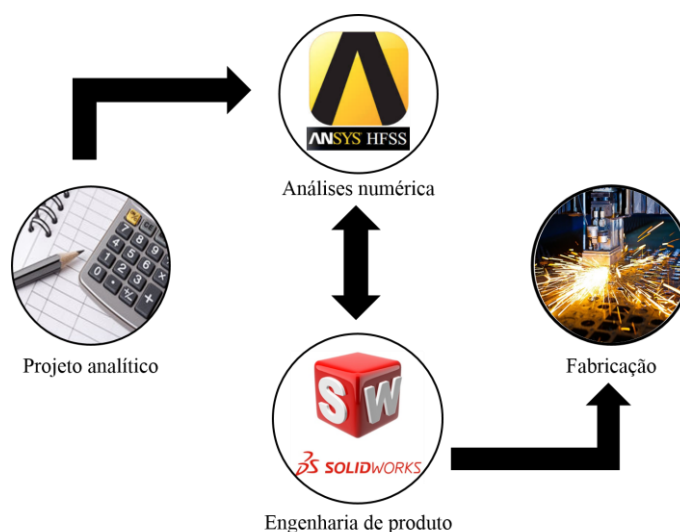
gradualmente irradiam a onda eletromagnética que se propaga ao longo do eixo longitudinal do SWAA. As cargas ou materiais absorvedores de RF dissipam a energia não irradiada, reduzindo reflexões. Todavia, contribuem para o aumento de perdas dentro do guia de onda e menor eficiência de irradiação. Os SWAAs de ondas vazadas foram inicialmente projetados em guias de onda retangular com uma única fenda de extensão igual a vários comprimentos de onda para a frequência de operação [168–171]. Nessa estrutura, as dimensões do guia permitem controlar a velocidade de fase e a irradiação da onda eletromagnética. Kelly e Elliot [172] propuseram um SWAA “serrilhado” constituído por fendas transversais não-ressonantes e próximas (espaçamento igual ou inferior a  $\lambda_0/10$ , sendo  $\lambda_0$  o comprimento de onda no espaço livre) para excitar ondas caminhanes ao longo de um guia retangular. Xu *et al.* reportaram os primeiros SWAAs de ondas vazadas em guias de onda circular [173, 174]. Propôs-se um SWAA composto por um tarugo dielétrico com corrugações cilíndricas periódicas, cuja espessura aumentava gradualmente para suprimir os lobos laterais. Ulteriormente, substituíram-se as corrugações dielétricas por anéis metálicos igualmente espaçados.

Os SWAAs de ondas estacionárias são constituídos por guias de onda com terminações curto-circuitadas pelo posicionamento estratégico da última fenda em relação a sua extremidade final [150, 151]. A parcela da onda eletromagnética não irradiada que incide na extremidade do guia é refletida, propagando em sentido contrário e em fase com a onda incidente, perpetuando sua irradiação e minimizando as reflexões. Os SWAAs de ondas estacionárias são estruturas ressonantes e, portanto, têm desempenho estável em torno da frequência de projeto, operando em faixa estreita, conforme elucidado na Figura 4.1(b), em que compara-se o coeficiente de reflexão entre os dois tipos de SWAA [121]. As dimensões e espaçamento das fendas determinam a fase e a amplitude do campo elétrico emitido [150, 151]. Em guias de onda preenchidos por ar, a ressonância ocorre para fendas com comprimento elétrico ( $L$ ) igual a  $\lambda_0/2$ . Para guias preenchidos com matérias dielétricos, deve-se considerar  $L$  igual a meio comprimento de onda efetivo ( $\lambda_{eff}/2$ ). O espaçamento ( $d$ ) centro a centro entre fendas adjacentes deve ser igual a meio comprimento de onda guiado ( $\lambda_g/2$ ) para a frequência de projeto. O centro da última fenda é posicionado a distância de aproximadamente  $\lambda_g/4$  ou  $d/2$  da extremidade do guia. A distância entre o ponto de

excitação e o centro da primeira fenda também deve obedecer a esse espaçamento [150, 151]. A distância centro a centro entre fendas adjacentes introduz uma diferença de fase entre componentes de campo elétrico de  $180^\circ$ . Logo, deslocam-se as fendas em relação ao centro da face do guia para introduzir uma segunda diferença de fase de  $180^\circ$  e variação de fase total relativa de  $360^\circ$ .

## 4.2. SWAAs desenvolvidos no Laboratório WOCA

O grupo de pesquisa do Laboratório WOCA tem desenvolvido diversos SWAAs para micro-ondas e ondas milimétricas, visando aplicações em sistemas de radares, convergência ótica/sem fio e futuras redes 5G. A concepção dos arranjos abrange quatro etapas, como ilustrado na Figura 4.2. A priori, estabelecem-se pré-requisitos de projeto e calculam-se as dimensões iniciais dos arranjos. Utiliza-se o programa ANSYS HFSS<sup>®</sup> para avaliar o desempenho eletromagnético do modelo numérico inicial, ajustando seus parâmetros de projeto para atender aos pré-requisitos. Submete-se o modelo numérico final à engenharia de produto por meio do programa de desenho mecânico SolidWorks<sup>®</sup>. Essa etapa pode infligir modificações na estrutura devido aos processos de fabricação. Dessa forma, aplica-se o modelo mecânico inicial ao ANSYS HFSS<sup>®</sup>. Caso não haja alterações em seu desempenho, inicia-se o processo de fabricação. Caso contrário, adapta-se o modelo mecânico para atender ao desempenho eletromagnético pré-estabelecido e ao processo de fabricação para posterior manufatura do arranjo.



**Figura 4.2** – Metodologia adotada pelo Laboratório WOCA para desenvolvimento de SWAAs.

Na Tabela 4.1, apresenta-se os parâmetros construtivos e de desempenho dos SWAAs desenvolvidos no Laboratório WOCA. Desenvolveu-se um SWAA de banda dupla e polarização dupla para sistemas de radares, operando simultaneamente em 2,5 GHz (Banda S) e 4,9 GHz (Banda C) [155]. O projeto baseou-se em uma estrutura ressonante em guia de onda retangular com fendas localizadas nas faces maiores do guia. Posicionaram-se grupos de fendas com comprimentos elétricos distintos em faces opostas do guia para operação em banda dupla. Para obter campos irradiados em diferentes polarizações, orientaram-se longitudinalmente as fendas em 4,9 GHz e transversalmente em 2,5 GHz, sendo as fendas maiores alternadas em inclinações de  $\pm 15^\circ$ . Aplicou-se o arranjo a um sistema de radar em Banda S simultâneo a um enlace de comunicação em Banda C para avaliar seu desempenho [175]

Em [156], Costa *et al.* desenvolveram um SWAA com diagrama de irradiação controlado opticamente por chaves fotocondutivas (OCRAA-SCW, *optically controlled reconfigurable antenna array based on a slotted circular waveguide*) para aplicações em sistemas de antenas distribuídas (DAS, *distributed antenna systems*) em 5,8 GHz. O SWAA é composto por quatro fendas arranjadas ao longo da periferia radial de um guia de onda circular. Posicionaram-se as chaves fotocondutivas no centro de cada fenda. A reconfiguração ótica proveu cinco diferentes configurações de diagrama de irradiação. Para as chaves fotocondutivas em estado “desligado”, obteve-se um diagrama de irradiação omnidirecional. Para uma das chaves em estado “desligado” e as demais “ligadas”, observaram-se quatro configurações distintas de diagramas setoriais por meio da comutação de estado entre chaves. Posteriormente, Costa *et al.* [155, 157, 158] aplicaram a reconfiguração ótica para controle da faixa de operação de um SWAA (SWAA\_RF, SWAA reconfigurável em frequência). Projetou-se o arranjo para operar em 28 e 38 GHz, utilizando dois pares de fendas para cada frequência distribuídos de maneira alternada na face maior de um guia WR28. Posicionaram-se chaves óticas nas fendas maiores, sendo a primeira coberta totalmente e a segunda parcialmente. A atuação das chaves óticas permitiu controlar a operação do SWAA ora em 28 GHz ora em 38GHz. Verificaram-se variações de ganho e alterações no apontamento dos diagramas de irradiação.

**Tabela 4.1** – Arranjos em guia de onda fendido desenvolvidos pelo grupo de pesquisa do Laboratório WOCA.

Parâmetros	Arranjos em guia de onda fendido									
	SWAA para micro-ondas	OCRAA-SCW	SWAA_RF	OLWA	SWAA com fendas na face <i>b</i>	SWAA de banda dupla	SWAA_ <i>Jacket</i>	SWAA_ <i>Twisted</i>	SWAA_ <i>Bars</i>	SWAA_ <i>SS</i>
Referência	Costa <i>et al.</i> [155]	Costa <i>et al.</i> [156]	Costa <i>et al.</i> [155, 157, 158]	Santos <i>et al.</i> [159, 160]	Santos <i>et al.</i> [159]	Costa <i>et al.</i> [155, 160]	Filgueiras <i>et al.</i> [161]	Filgueiras <i>et al.</i> [161]	Filgueiras <i>et al.</i> [161]	Este trabalho
Tipo de guia	Retangular	Circular	Retangular	Circular	Retangular	Retangular	Circular	Circular	Circular	Retangular
Material de preenchimento	Ar	Ar	Ar	Teflon	Ar	Ar	Teflon	Teflon	Teflon	Ar
Localização das fendas	Faces <i>a</i>	Perímetro radial	Face <i>a</i>	Perímetro radial	Face <i>b</i>	Faces <i>a</i>	Perímetro radial	Perímetro radial	Perímetro radial	Face <i>a</i>
Quant. de fendas	12/22	4	4	13	13	13/19	13	18	18	27
Aplicação de técnica	Grupos de fendas de tamanhos elétricos distintos e localizados na em ambas as faces <i>a</i>	Uso de chaves fotocondutivas para reconfiguração de diagrama de irradiação	Uso de chaves fotocondutivas para reconfiguração da banda de operação	Nenhuma	Fendas duplas e inclinadas para aumento de banda	Espaçamento entre fendas de lambda e fendas de tamanhos elétricos distintos e localizados na em ambas as faces <i>a</i>	Uso de uma capa ( <i>Jacket</i> ) para guiamento contínuo de feixe	Fendas trapezoidais para aumento de banda. Rotação relativa entre fendas para melhorar níveis de omnidirecionalidade	Fendas trapezoidais para aumento de banda	Fendas inclinadas para aumento de banda
Freq. central ( $f_c$ )[GHz]	2,5/4,9	5,8	28/38	27,5	27,5	28/38	27,5	26	26	26
Banda de operação [GHz]	2,3 – 2,58/ 4,72 – 5,03	5,8 – 6,4	–	27,65 – 28,43	27,23 – 28,59	24,4 – 32,2/ 35,5 – 39,15	27 – 27,6	25,43 – 27,06	25,56 – 27	25,50 – 26,60
Ganho @ $f_c$ [dBi]	13,12/18,92	4,91/7,97	8/9	12,2	17,29	2,6/15,8	17,3	11,91	18,5	18,56
SLL [dB]	>15	–	–	>12	>11,92	>10	–	>8,55	>8,5	>10
Diagrama de irradiação	Setorial	Omnidirecional	Setorial	Omnidirecional	Setorial	Setorial	Setorial	Omnidirecional	Omnidirecional/ Setorial	Setorial

SWAAs em guias de onda circular preenchidos por material dielétrico teflon foram propostos em [159] e [160]. Santos *et al.* [159] propuseram um SWAA em onda vazada omnidirecional no plano transversal ao eixo longitudinal do guia (*omnidirectional leaky-wave antenna*, OLWA) similar ao apresentado em [174]. Substituiu-se a carga casada por um disco refletor posicionado na extremidade do tarugo de teflon. Desenvolveu-se o arranjo para operação em 27,5 GHz, utilizando treze anéis metálicos igualmente espaçados ao longo do tarugo dielétrico. Sucessivamente, integrou-se ao SWAA uma capa metálica (*jacket*) de aspecto semelhante a um semicilindro para prover cobertura setorial e reconfiguração mecânica [160]. Filgueiras *et al.* [160] desenvolveram dois SWAAs substituindo os anéis metálicos por fendas trapezoidais arranjadas na periferia radial do guia. Projetaram-se ambos os arranjos para operação em 26 GHz. As fendas trapezoidais permitiram obter SWAAs ressonantes com maior largura de faixa [160]. Para o SWAA\_*Twisted*, rotacionaram-se os grupos radiais de fendas adjacentes em 22,5° para prover maior omnidirecionalidade. Para o SWAA\_*Bars*, mantiveram-se as fendas alinhadas em oito grupos longitudinais distintos devido à proposta de reconfiguração de seu diagrama de irradiação entre omnidirecional e setorial [160]. Para isso, utilizaram-se quatro hastes metálicas fixadas em uma estrutura de giro. Por meio de reconfiguração mecânica, as hastes comutam-se entre posições intermediárias aos grupos de fendas, propiciando irradiação omnidirecional, e central a quatro dos oito grupos de fenda, curto-circuitando-os e redirecionando a irradiação para as demais fendas para formação de um diagrama setorial.

Replicou-se em ondas milimétricas a técnica aplicada ao arranjo em [155] para obter SWAAs de banda dupla operando nas faixas de 28 e 38 GHz. Manteve-se a polarização e a orientação das fendas paralelas ao eixo longitudinal do guia. Além disso, considerou-se a separação centro a centro entre fendas adjacentes iguais a  $\lambda_0$ , obtendo um SWAA de faixa larga. No entanto, o SWAA apresentou estrabismo acentuado no apontamento do diagrama de irradiação em função da frequência devido à modificação na fase do campo elétrico irradiado, ocasionada pela separação adotada entre fendas. O SWAA de banda dupla foi utilizado como elemento para a formação de um arranjo com comutação de feixe aplicado à sistemas com múltiplas antenas, que integra as contribuições desse trabalho, sendo seu desenvolvimento e análise

discutidos no Capítulo 5 [162, 164]. Em [159], reportou-se o projeto de um SWAA em guia de onda retangular para operação em 27,5 GHz com fendas localizadas na face menor do guia. Utilizaram-se fendas inclinadas com diferentes comprimentos elétricos e posicionadas paralelamente. Deste modo, preservaram-se as características de irradiação e aumentou-se a largura de banda da antena devido à ressonância paralela entre as fendas. Todavia, a inclinação das fendas colaborou para o aumento dos níveis de polarização cruzada. Vilas Boas *et al.* [163, 165] reportaram o desenvolvimento de um SWAA em guia de onda retangular com fendas inclinadas em sua face maior como mecanismo de aumento de banda. Aplicaram-se ranhuras metálicas ao arranjo para prover maior ganho sem a necessidade de associação de arranjos e projetos de sistemas de alimentação. Os arranjos em [163] e [165] compõem as contribuições desse trabalho e são devidamente discutidos em seções posteriores desse capítulo e no Capítulo 5.

### 4.3. Arranjo de antenas em guia de onda fendido aplicados a sistemas com múltiplas antenas

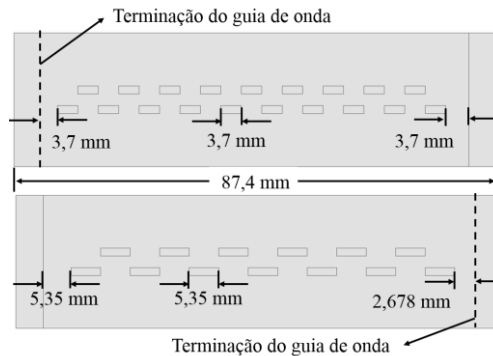
Dentre os arranjos discutidos na Seção 4.2, avaliou-se o desempenho, em sistemas com múltiplas antenas, de três SWAAs: o SWAA de banda dupla (*dual-band SWAA*, SWAA\_DB), operando em 28 e 38 GHz; o SWAA em guia de onda circular com capa metálica (*SWAA with a jacket*, SWAA\_Jacket); e o SWAA com fendas inclinadas (*SWAA with slop slots*, SWAA\_SS) [155, 160, 165]. A princípio, apresentam-se as estruturas e sua caracterização eletromagnética para operação em sistemas SISO. Em seguida, discute-se o desempenho dos SWAAs para diversidade espacial e de polarização. Os resultados simulados foram obtidos por meio do programa ANSYS HFSS<sup>®</sup> e os medidos por meio do analisador de rede vetorial PNA *Network Analyzer* N5224A da empresa Keysight, sendo compilados através do programa Matlab<sup>®</sup>.

#### 4.3.1. Análise de parâmetros SISO

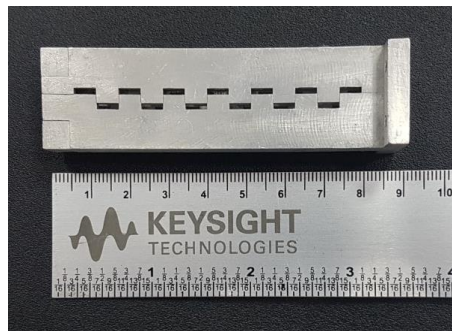
O SWAA\_DB é composto por dois grupos de fendas posicionados nas faces maiores e opostas do guia de onda retangular padrão WR28, que opera entre 26,5 e 40 GHz. Um dos grupos é composto por treze fendas, cuja ressonância ocorre na banda de 28 GHz. O segundo grupo é formado por dezenove fendas para operação em 38 GHz. A diferença entre o número de fendas se relaciona ao comprimento elétrico,



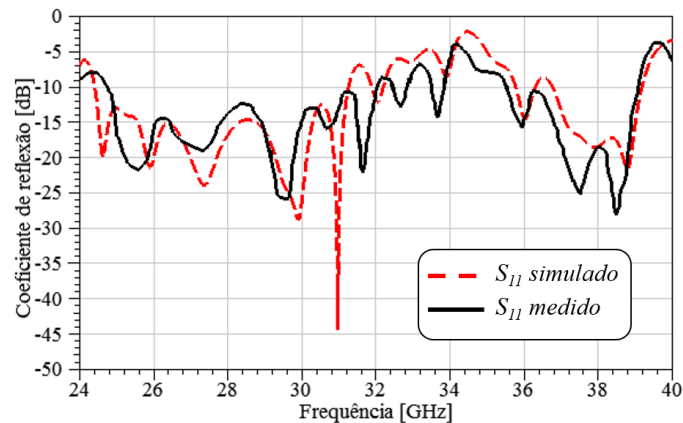
que permite arranjar uma maior quantidade em 38 GHz para o mesmo espaço ocupado pelas fendas em 28 GHz. Na Figura 4.3(a), tem-se a disposição das fendas em ambas as faces maiores do guia e dimensões do arranjo e, na Figura 4.3(b), o arranjo fabricado em barras de alumínio por uma empresa terceira, a Prodmecc.



(a) Dimensões do DBSWAA



(b) Protótipo



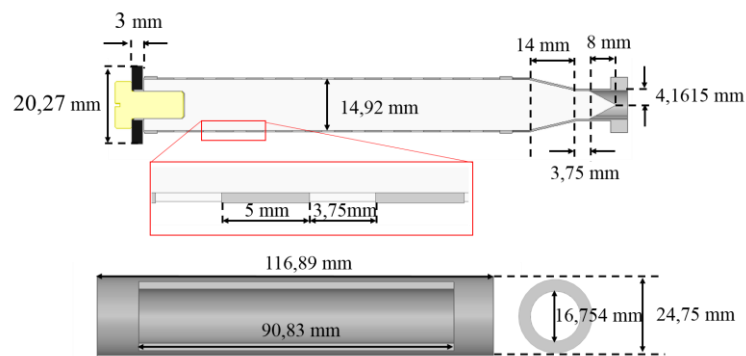
(c) Coeficiente de reflexão simulado e medido

**Figura 4.3** – SWAA de banda dupla para operação nas bandas de 28 e 38 GHz [Extraído de [155]].

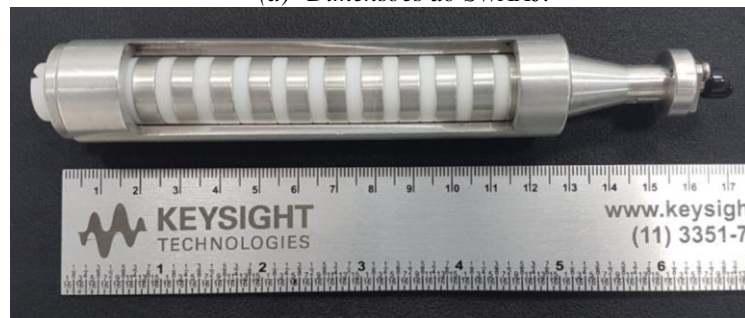
Costa *et al.* [155] realizaram a caracterização do arranjo em termos de coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de irradiação e compararam os resultados simulados e medidos, cujos valores apresentaram ótima concordância. Por conveniência, na Figura 4.3(c), reproduzem-se os coeficientes de reflexão simulado e

medido para ambas as faixas de operação. O SWAA\_DB apresentou bandas fracionárias (FBW, *fractional bandwidth*,) de 26,36% (24,7 a 32,2 GHz) e 9,78% (35,5 a 39,15 GHz) e ganho medido de 12,6 dBi em 28 GHz e 15,8 dBi em 38 GHz.

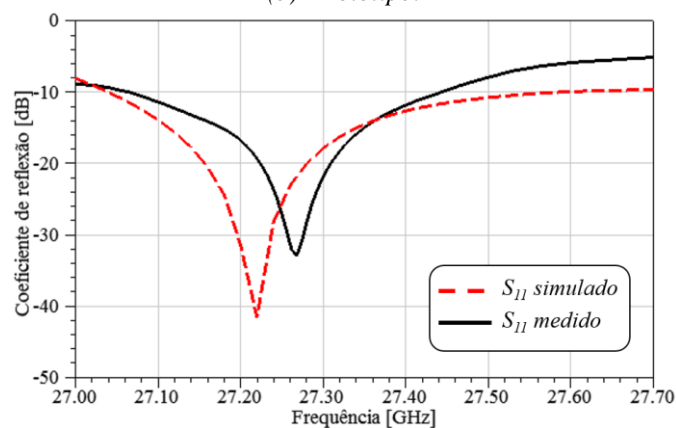
O SWAA\_Jacket opera em 27,5 GHz, utilizando treze anéis metálicos igualmente espaçados ao longo de um tarugo de material Teflon e uma capa metálica acoplada próxima ao corpo do arranjo. O Teflon utilizado apresenta permissividade elétrica  $\epsilon = 2,1\epsilon_0$  e tangente de perdas  $tg \delta = 0,005$ . Na Figura 4.4(a), mostra-se o corte transversal da estrutura do SWAA\_JA e suas principais dimensões assim como as dimensões da capa metálica e, na Figura 4.4(b), o protótipo fabricado.



(a) Dimensões do SWAAJ.



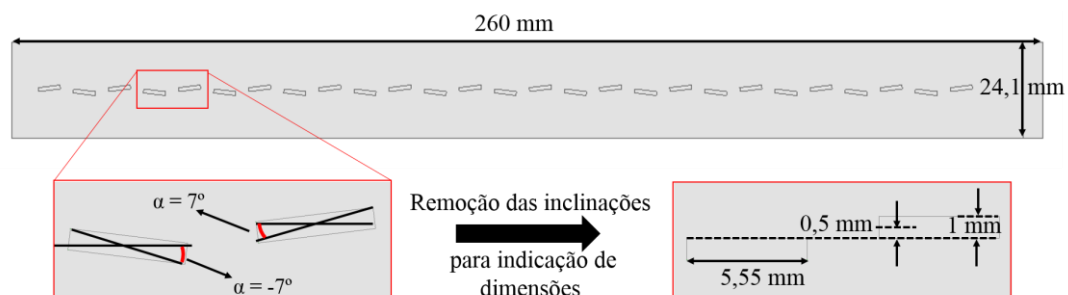
(b) Protótipo.



(c) Coeficiente de reflexão simulado e medido

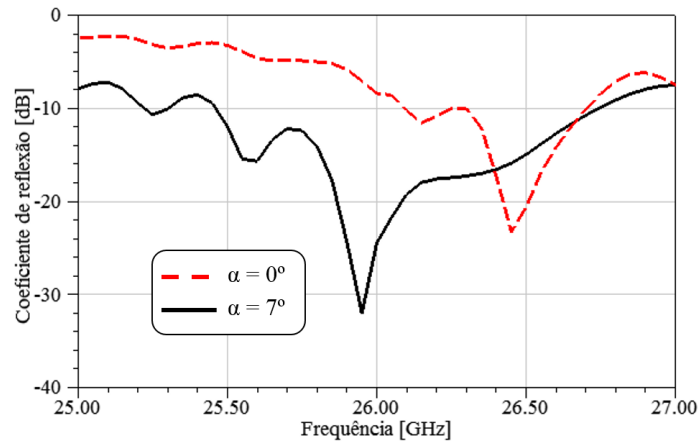
**Figura 4.4** – SWAA com capa metálica para operação na banda de 27,3 GHz [Extraído de [161]].

Filgueiras *et al.* [160] caracterizaram o arranjo em termo de coeficiente de reflexão (Figura 4.4(c)) ganho e diagrama de irradiação. Obtiveram-se FBW de 1,39% (27,06 a 27,44 GHz) e ganho de 13 dBi em 27,2 GHz. Os resultados medidos mostraram-se satisfatórios e em concordância com os numéricos. O arranjo proposto por Costa *et al.* [155] apresentou estrabismo acentuado no apontamento do lobo principal de seu diagrama de irradiação para a faixa de operação devido ao espaçamento adotado entre fendas adjacentes. O SWAA\_*Jacket* apresentou menor estrabismo, porém operou em uma banda reduzida. Neste trabalho, propôs-se e desenvolveu-se um novo SWAA, cujos pré-requisitos foram banda de operação mínima de 1 GHz e diagramas com estrabismo reduzido. Projetou-se o novo arranjo, denominado SWAA\_SS, para operar em 26,5 GHz, baseando-se na metodologia proposta por Elliot *et al.* [150, 151] e descrita na Seção 4.1. Na Figura 4.5, ilustra-se as dimensões finais do arranjo formado por 27 fendas posicionadas na face maior do guia retangular WR28.

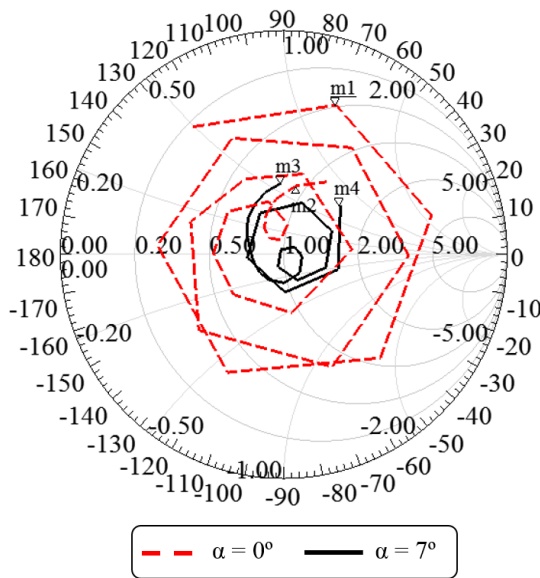


**Figura 4.5** – Dimensões finais do SWAA\_SS.

A princípio, mantiveram-se as fendas orientadas paralelas ao eixo longitudinal do guia. Na Figura 4.6(a) mostra-se o coeficiente de reflexão para o SWAA\_SS, cuja FBW foi igual a 2,27% (26,10 a 26,70 GHz). Para prover aumento de banda, inclinaram-se as fendas adjacentes em ângulos ( $\alpha$ ) de  $\pm 7^\circ$  em relação ao seu centro. Como resultado, obteve-se FBW de 4,86 % (25,46 – 26,73 GHz), cujo valor representa um aumento percentual de aproximadamente 112% em relação ao arranjo inicial (Figura 4.6(a)). A inclinação das fendas em  $\alpha = 7^\circ$  proveu melhor casamento de impedância para frequências entre 25,46 e 26,10 GHz, como visto na Carta de Smith (Figura 4.6(b)). Resultou-se em um deslocamento da banda de operação da antena para frequências inferiores, cuja central foi igual a 26 GHz.



(a) Coeficiente de reflexão simulado

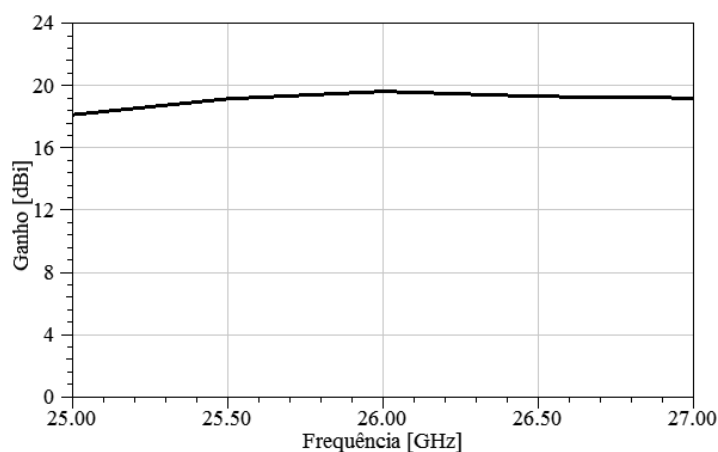


Marca	Freq. [GHz]	$Z_{in}$
<i>m1</i>	25,46	$0,485+i1,296$
<i>m2</i>	26,73	$0,916+i0,642$
<i>m3</i>	25,46	$0,798+i0,568$
<i>m4</i>	26,73	$1,468+i0,725$

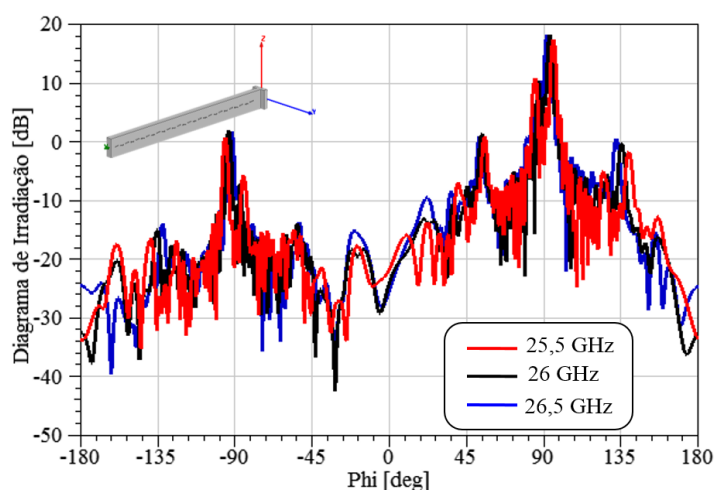
(b) Carta de Smith simulada

**Figura 4.6** – (a) Coeficiente de reflexão e (b) Carta de Smith do SWAA\_SS para fendas paralelas ao eixo longitudinal do guia ( $\alpha = 0^\circ$ ) e inclinadas de  $7^\circ$  ( $\alpha = 7^\circ$ ).

O SWAA\_SS apresentou ganho simulado de 19,86 dBi em 26 GHz e variação de ganho entre 19,34 e 19,86 dBi para a banda de operação (Figura 4.7(a)). A variação angular no apontamento do lobo principal do diagrama de irradiação (estrabismo) foi de apenas  $3^\circ$  para a faixa de frequências de operação, como visto na Figura 4.7(b). Obtiveram-se níveis de lobos secundários inferiores a 9,6 dB e relação frente-costa superior a 33 dB. Para 26 GHz, as aberturas de feixe de meia potência (HPBW, *half power beamwidth*) em azimute e elevação foram iguais a  $2,5^\circ$  e  $130,6^\circ$ , respectivamente. A inclinação das fendas contribuiu para o aumento dos níveis de polarização cruzada, que foram inferiores a  $-20$  dB na direção do lobo principal.



(a) Ganho

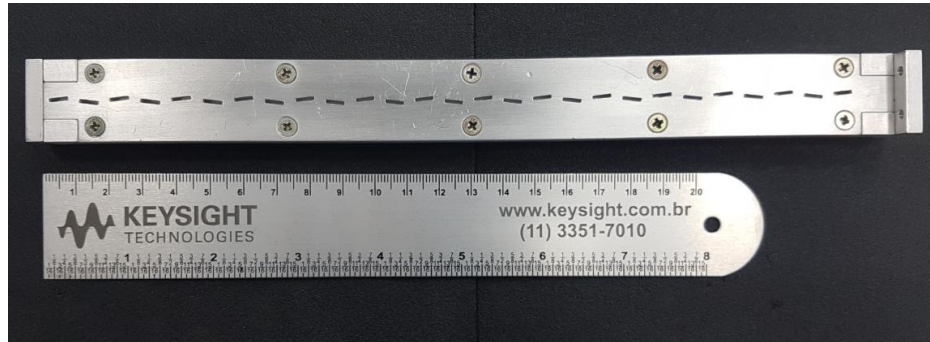


(b) Diagrama de irradiação retangular em azimute para as frequências de 25,5, 26 e 26,5 GHz

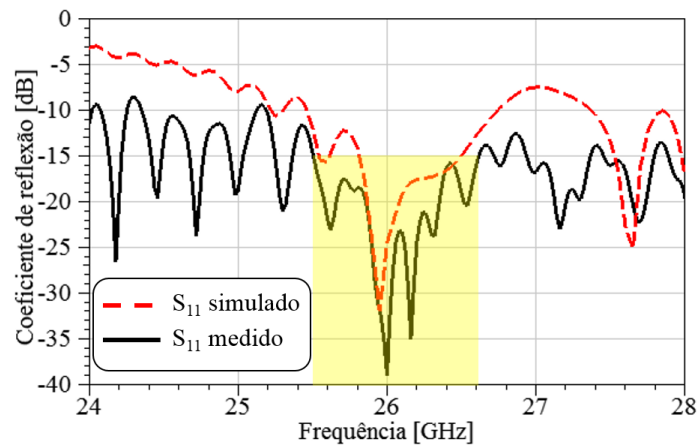
**Figura 4.7** – Ganho e diagrama de irradiação simulados do SWAA\_SS .

Por conseguinte, aplicou-se a engenharia de produto ao modelo numérico final e avaliou-se o desempenho do modelo mecânico, o qual se demonstrou similar ao inicial. Usinou-se a antena em barras de alumínio, sendo suas fendas feitas por processo de eletroerosão por penetração. Na Figura 4.8, apresentam-se o SWAA\_SS fabricado e o seu coeficiente de reflexão, mensurado utilizando o analisador de rede vetorial PNA *Network Analyzer N5224A* da empresa Keysight. Comparado ao coeficiente de reflexão simulado, observou-se a presença de ressonâncias localizadas entre 24 e 25 GHz, assim como melhor casamento de impedância em torno de 27 GHz. Esse comportamento se justifica pela imprecisão milimétrica no processo de fabricação das fendas, cujo comprimento elétrico variou cerca de 2,9% entre o menor e maior valor. Além disso, erodiu-se apenas duas fendas por vez, colaborando para imprecisões no espaçamento entre pares de fendas adjacentes. Para fins de aplicação,

definiu-se a banda de operação da antena para coeficiente de reflexão inferior a  $-15$  dB, resultando em FBW de 4,30 % (25,50 a 26,60 GHz). Mensurou-se o ganho e diagramas de irradiação do SWAA\_SS para as frequências de 25,50, 26 e 26,50 GHz em ambiente interno (Figura 4.9).

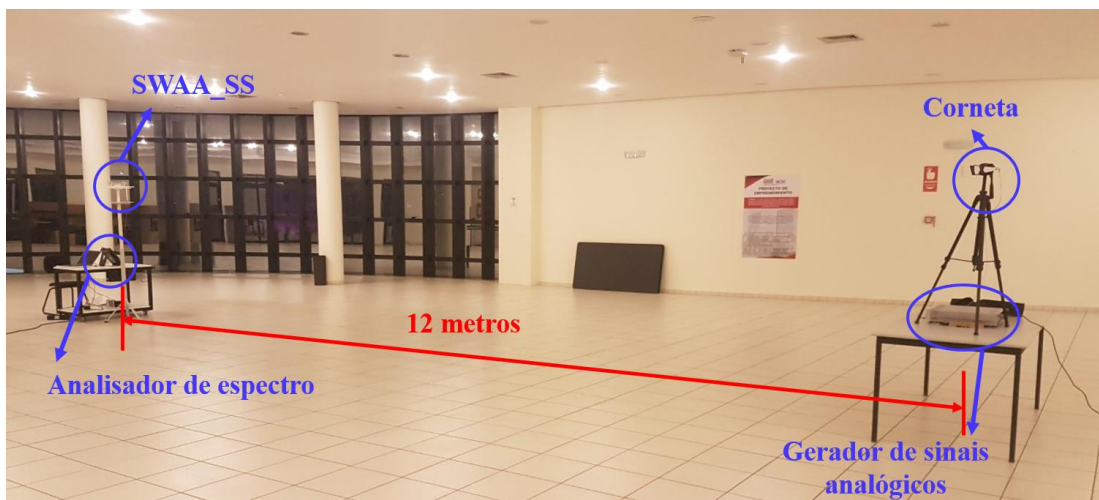


(a) Protótipo



(b) Coeficiente de reflexão simulado e medido

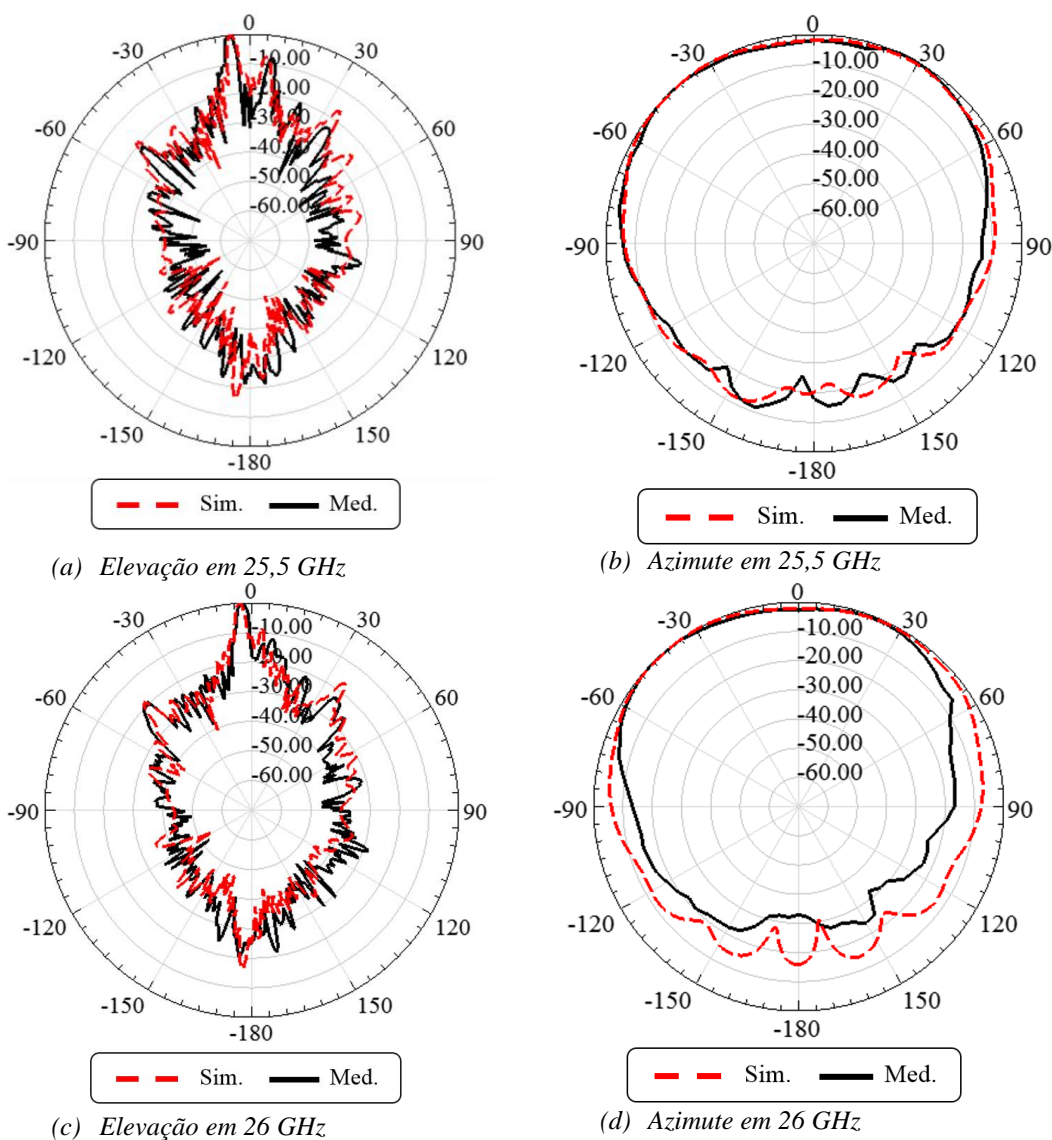
**Figura 4.8** – SWAA com fendas inclinadas e coeficiente de reflexão medido.

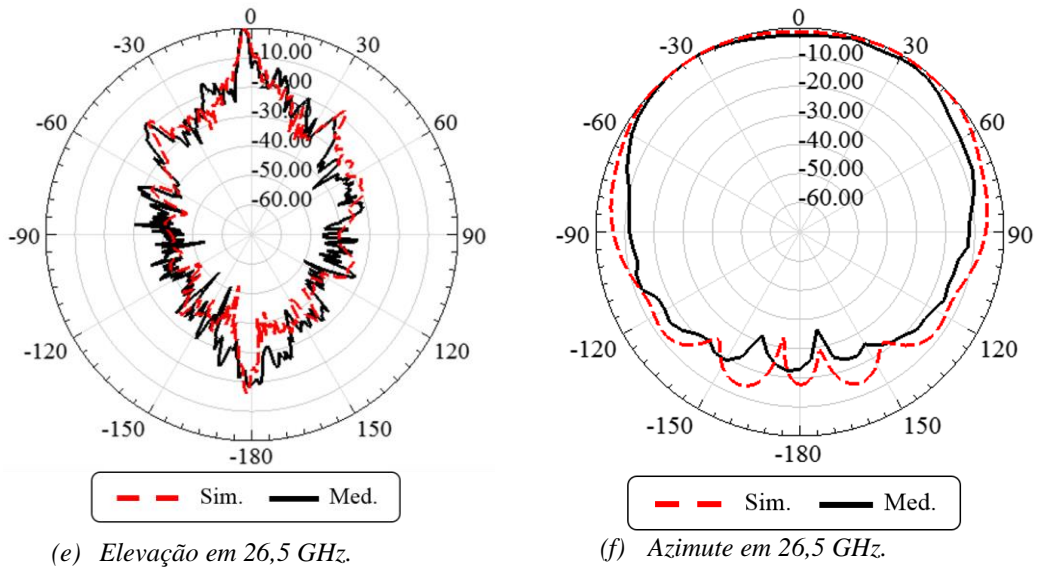


**Figura 4.9** – Cenário de medidas do diagrama de irradiação do SWAA\_SS.



Para a caracterização dos diagramas de irradiação, utilizou-se na transmissão um gerador de sinais analógicos EXG *Analog Signal Generator* N5173B e uma corneta com 24,6 dBi de ganho. Na recepção, empregou-se o SWAA\_SS e um analisador de espectro *FieldFox Microwave Analyzer* N9952A. Posicionaram-se as antenas à 1,90 metros do piso, sendo a distância entre elas superior ao início da região de campo distante. Na Figura 4.10, comparam-se os diagramas simulados e medidos, os quais apresentaram ótima concordância. Obteve-se estrabismo de apenas 3° no apontamento do lobo principal do diagrama de irradiação; lobos secundários inferiores a 7,6 dB para 25,5 GHz e inferior a 10 dB para as demais frequências; e HPBW iguais a 3° e entre 120° e 130° em elevação e azimute, respectivamente. Mediu-se o ganho do SWAA\_SS usando antenas cornetas de referência de ganhos conhecidos.





**Figura 4.10.** Diagrama de irradiação simulado e medido do SWAA\_SS.

Na Tabela 4.2 tem-se os ganhos medidos para as frequências referidas, assim como os demais parâmetros mencionados. Em suma, os resultados medidos se demonstraram em ótima concordância com as análises numéricas, validando o arranjo proposto. Os ganhos foram próximos aos simulados, sendo as diferenças justificáveis tanto pela variação no comprimento elétrico das fendas quanto por possíveis perdas não aferidas em seu cálculo. Contudo, atendeu-se aos pré-requisitos de projeto.

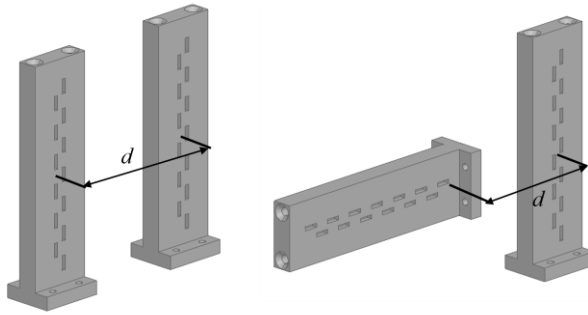
**Tabela 4.2** – Ganho, abertura de feixe e nível de lobos secundários do SWAA\_SS.

Frequência [GHz]	Ganho [dBi]	$\Phi_{ab}$	$\theta_{ab}$	SLL [dB]
25,5	16,97	130°	3°	> 7,6
26	18,56	120°	3°	> 10
26,5	18,59	125°	3°	> 10

### 4.3.2. Análise das métricas MIMO

Os SWAAs descritos na Seção 4.3.1 foram avaliados numericamente para diversidade espacial. Posicionaram-se dois arranjos idênticos, como visto na Figura 4.11, e variou-se o espaçamento centro a centro entre eles de  $3\lambda_0$  a  $10\lambda_0$ . Em seguida, os arranjos assumiram polarizações relativamente distintas (Figura 4.11) e separações entre  $4\lambda_0$  e  $10\lambda_0$ , para avaliar a diversidade de polarização e espacial. Definiu-se o valor de  $\lambda_0$  para a frequência de projeto das fendas de cada antenna. Avaliou-se o SWAA\_DB apenas para a banda de operação em 28 GHz, pois os demais arranjos operam nessa região do espectro. Concluídas as análises numéricas, comparou-se o desempenho dos SWAAs e realizou-se a validação prática do melhor arranjo.

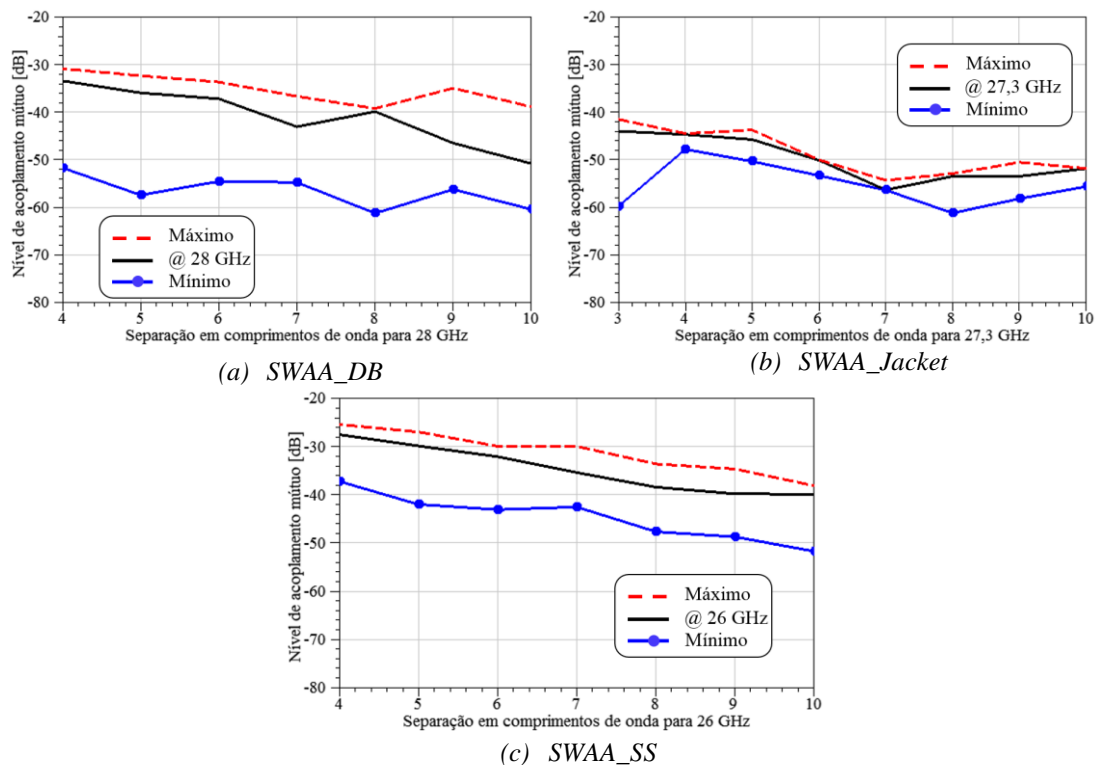




**Figura 4.11** – Posição relativa dos arranjos para a análise de diversidade espacial e de polarização.

### 4.3.2.1 Análise para diversidade espacial

Na Figura 4.12, apresentam-se, para os três arranjos, os níveis de acoplamento máximo, mínimo e na frequência de projeto das fendas para diversidade espacial. Os níveis de acoplamento mútuo máximo e mínimo do SWAA\_DB variaram aproximadamente 20 dB, com redução de 10 dB entre a mínima e a máxima separação. Para o SWAA\_Jacket, esses valores mantiveram-se inferiores e próximos a 10 dB, respectivamente. Já o SWAA\_SS manifestou variação entre níveis de acoplamento máximo e mínimo entre 10 e 15 dB e redução de 10 dB entre a mínima e a máxima separação.



**Figura 4.12** – Nível de acoplamento simulado em função da separação entre os elementos.

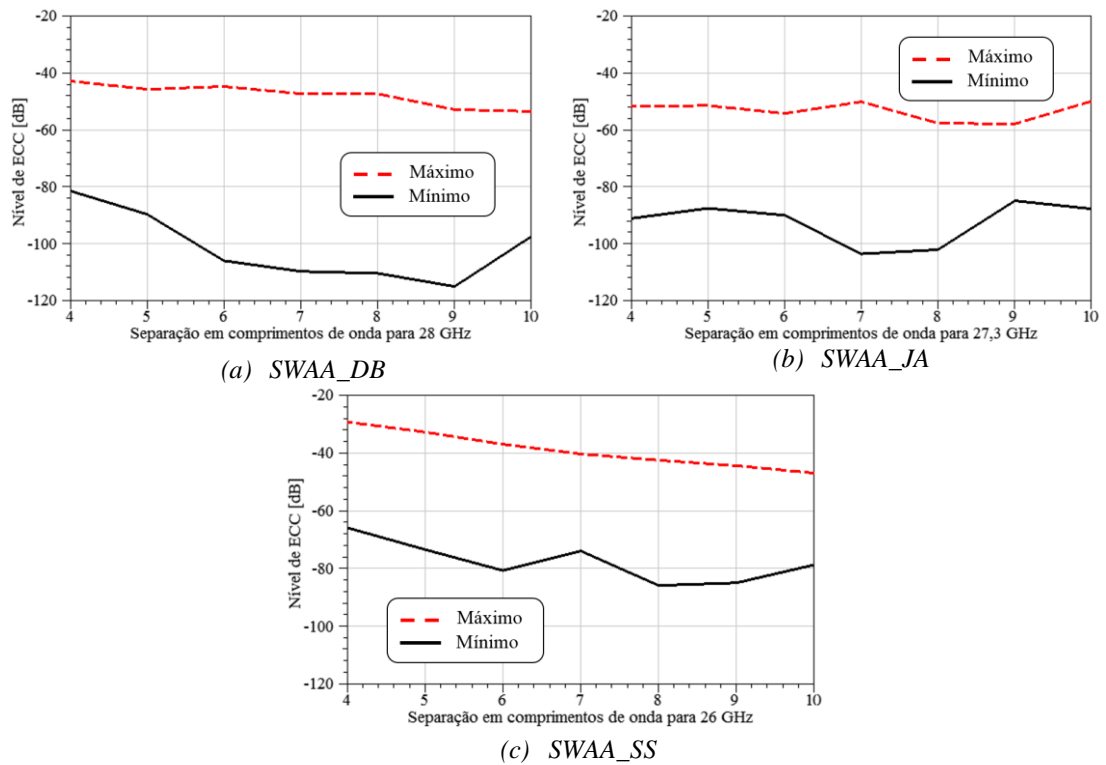
Os resultados se associados as FBWs de cada arranjo, permitem concluir que SWAAs de faixa larga são susceptíveis a uma maior variação nos níveis de acoplamento mútuo. A separação entre os arranjos se relaciona com a frequência de operação e, portanto, uma maior banda de operação corresponde a uma maior variação no comprimento de onda em relação ao considerado para o cálculo de  $d$ . Em relação ao desempenho dos arranjos, o SWAA\_ *Jacket* destaca-se por apresentar nível máximo de acoplamento mútuo inferior a  $-40$  dB. O SWAA\_DB e o SWAA\_SS superam esse valor em 10 e 15 dB, respectivamente. As curvas de ARC constaram-se idênticas aos parâmetros  $S$ , demonstrando a pequena influência do acoplamento mútuo no desempenho dos arranjos. De fato, tal conclusão é coerente com a banda efetiva dos arranjos verificada por meio do TARC e apresentada na Tabela 4.3, cujos valores foram próximos as FBWs simuladas.

**Tabela 4.3** – Banda fracionária efetiva dos SWAAs.

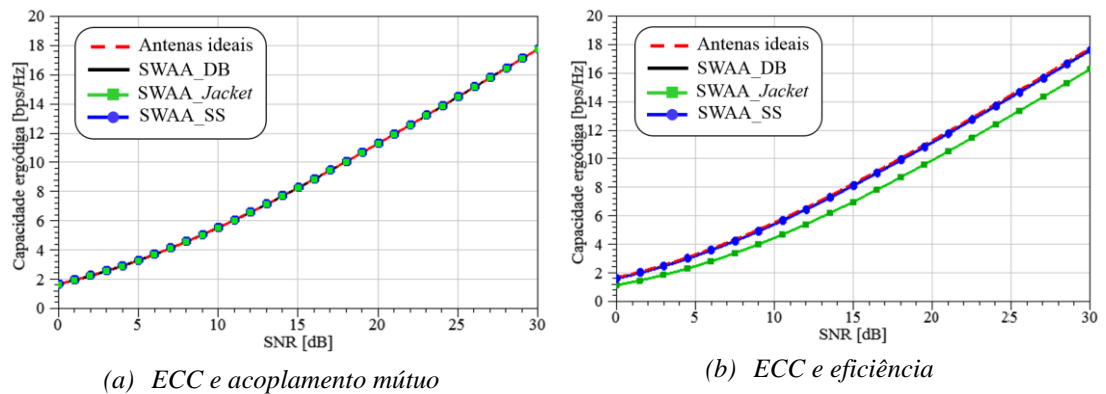
Banda Fracionária efetiva (FBW, em %)			
Separação em função de $\lambda_0$	SWAA_DB	SWAA_JA	SWAA_SS
3	24,63	2,48	5,96
4	24,64	2,19	6,16
5	24,50	2,30	6,95
6	24,42	2,33	6,35
7	24,50	2,41	6,16
8	24,50	2,30	6,95
9	24,50	1,72	6,15
10	24,50	2,23	6,16

Na Figura 4.13, exibem-se o ECC máximo e mínimo para os três SWAAs. Os resultados demonstraram maior desconexão para os SWAA\_DBs e SWAA\_ *Jackets*, cujos valores máximos foram inferiores a  $-40$  dB. Os SWAA\_SSs apresentaram maior correlação quando comparados aos demais SWAAs, com níveis máximos superior a  $-40$  dB. Obteve-se variação entre o máximo e mínimo ECC inferior a  $-60$ ,  $-50$  e  $-40$  dB para o SWAA\_DB, SWAA\_JA e SWAA\_SS, respectivamente. Por meio de (3.26), avaliou-se o efeito do acoplamento mútuo e ECC para a frequência de projeto das fendas na capacidade ergódica de um canal com desvanecimento Rayleigh e compararam-se os resultados ao uso de antenas ideais, Figura 4.14(a), para separação de  $7\lambda_0$ . Utilizaram-se simulações de Monte Carlo, implementadas no programa Matlab<sup>®</sup>. Para os três arranjos, os resultados demonstraram redução mínima na capacidade do canal quando comparados ao uso de antenas ideais. Consequência da

descorrelação entre os elementos e níveis de acoplamento mútuos baixos. Posteriormente, aplicou-se a eficiência total dos arranjos para a frequência de projeto das fendas na capacidade ergódica de um canal com desvanecimento Rayleigh por meio de (3.32). Na Figura 4.14(b), comparam-se os resultados obtidos com o uso de antenas ideais para separação de  $7\lambda_0$ . O *SWAA\_Jacket* proveu maior redução na capacidade do canal, uma vez que sua eficiência é inferior as eficiências dos demais arranjos devido ao uso de material dielétrico no preenchimento de seu guia.

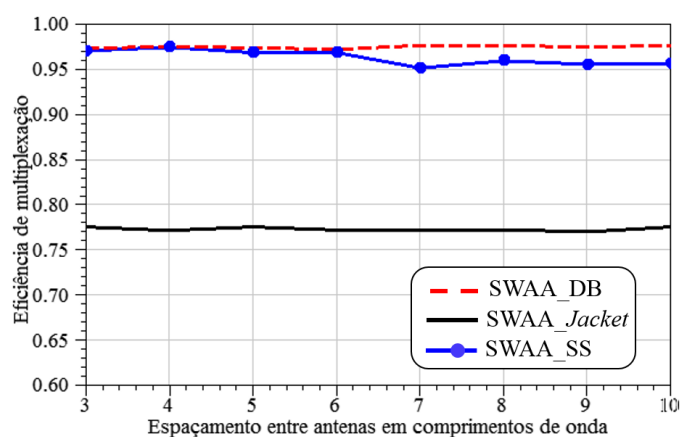


**Figura 4.13** – Nível de ECC simulado em função da separação entre os elementos.



**Figura 4.14** – Capacidade ergódica simulada para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAAs, considerando separação de  $7\lambda_0$ .

Na Figura 4.15, mostra-se a eficiência de multiplexação para os três arranjos, conforme definido em (3.34). Utilizou-se a eficiência dos arranjos para a frequência de projeto das fendas e  $SNR = 20\text{dB}$ . O SWAA\_DB apresentou desempenho superior aos demais arranjos para separações entre  $3\lambda_0$  a  $10\lambda_0$ . A menor eficiência do SWAA\_Jacket penalizou seu desempenho em aplicações relacionadas à multiplexação. De fato, uma menor eficiência reflete em uma maior parcela de perdas na potência entregue a antena para irradiação. Conseqüentemente, deve-se utilizar uma maior SNR para manter desempenho similar a um sistema utilizando antenas ideais.

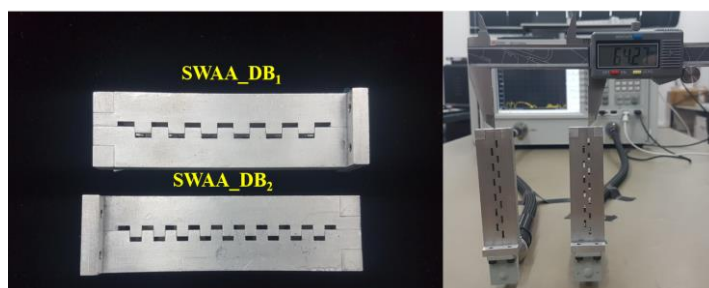


**Figura 4.15** – Eficiência de multiplexação simulada em função da separação entre os elementos para  $SNR = 20\text{ dB}$  e frequência de projeto das fendas.

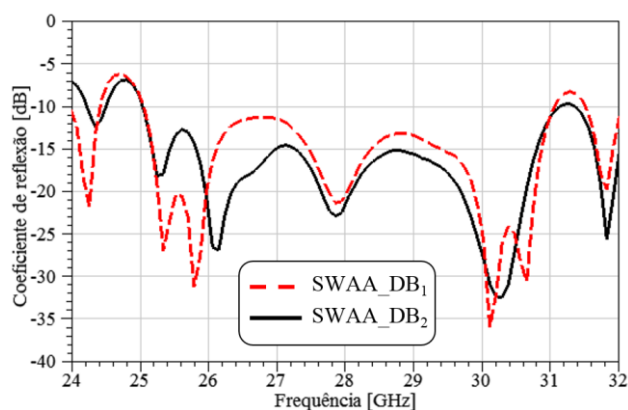
Em linhas gerais, o SWAA\_DB apresentou desempenho superior aos demais arranjos para a análise de diversidade espacial de antenas. O SWAA\_Jacket demonstrou melhores níveis de acoplamento mútuo, porém, sua baixa eficiência causa maior redução na capacidade do canal e baixa eficiência de multiplexação. Já o SWAA\_SS apresentou relativamente maiores níveis de acoplamento mútuo assim como maior correlação entre elementos. Portanto, conduziu-se a validação prática para o SWAA\_DB. Na Figura 4.16(a), mostram-se os arranjos fabricados e identificados por SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>2</sub>, assim como os arranjos durante a caracterização de parâmetros  $S$  e a Figura 4.16(b) os respectivos coeficientes de reflexão medidos, cujas FBWs foram semelhantes e iguais a 21,47 (25,05 a 31,10 GHz). Mensurou-se os parâmetros  $S$  utilizando o analisador de rede vetorial PNA Network Analyzer N5224A.

Na Figura 4.17, comparam-se os níveis de acoplamento mútuo e ECC máximo, mínimo e para 28 GHz medidos e simulados. Obtiveram-se níveis de acoplamento

mútuo medidos semelhantes às análises numéricas, com variação em torno de 20 dB entre os níveis de acoplamento mútuo máximo e mínimo. O acoplamento máximo medido apresentou redução de 10 dB entre a mínima e a máxima separação. Já o acoplamento mínimo medido apresentou variação inferior a 4 dB. Em relação aos níveis de ECC, as curvas de nível máximo medido e simulado apresentaram boa concordância, com valores em torno de  $-40$  dB. Os níveis mínimos de ECC medido mantiveram-se praticamente constantes e em torno de  $-80$  dB. Assim, verificou-se variação de aproximadamente 40 dB, sendo inferior a variação numérica de 60 dB. Os parâmetros  $S$  e ECC medidos são apresentados no Apêndice 1 para separações entre  $3 \lambda_0$  a  $10 \lambda_0$ .



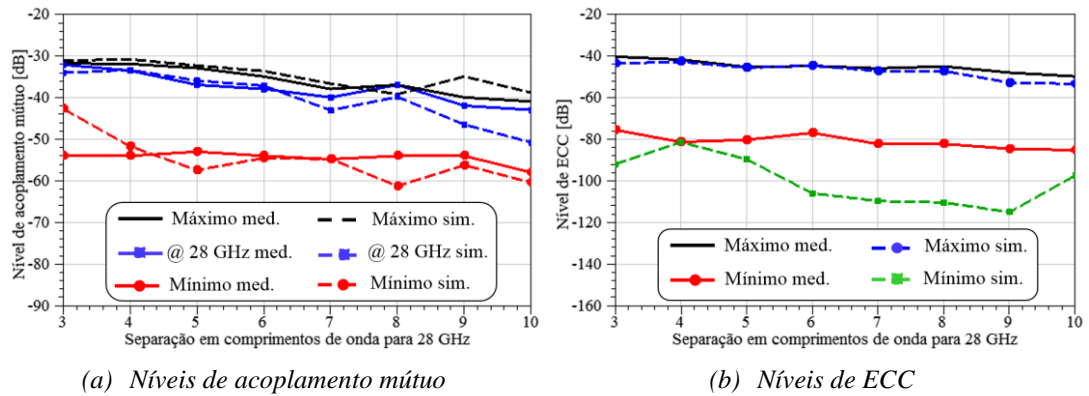
(a) SWAA\_DBs fabricados e experimento



(b) Coeficiente de reflexão medido

**Figura 4.16** – Caracterização dos SWAA\_DBs.

Os parâmetros  $S$  ativos medidos foram idênticos as curvas apresentadas na Figura 4.16(b), consequência dos baixos níveis de acoplamento mútuo entre os elementos. O ARC medido para separações entre  $3 \lambda_0$  a  $10 \lambda_0$  é apresentado no Apêndice 1 desse trabalho. Na Tabela 4.4, apresentam-se a FBW efetiva medida para os SWAA\_DBs, os resultados foram idênticos as FBWs medidas para cada arranjo individualmente.

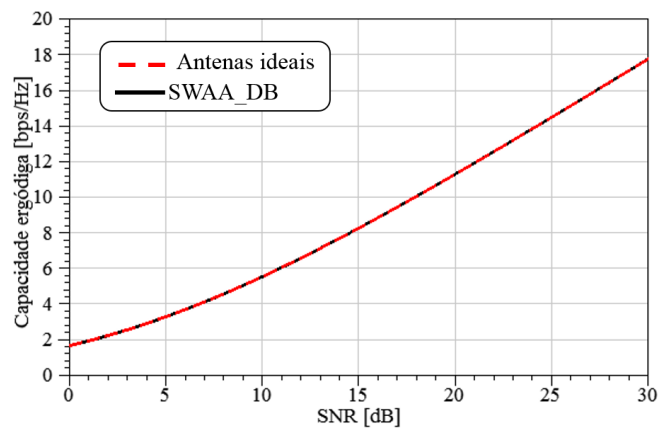


**Figura 4.17** – Parâmetros MIMO simulado e medido dos SWAA\_DBs para separação entre  $3\lambda_0$  a  $10\lambda_0$ .

**Tabela 4.4** – Banda fracionária efetiva medida dos SWAA\_DBs.

Separação em função de $\lambda$	FBW [%]	Separação em função de $\lambda$	FBW [%]
3	21,47	7	21,18
4	21,47	8	21,18
5	21,47	9	21,18
6	21,47	10	21,18

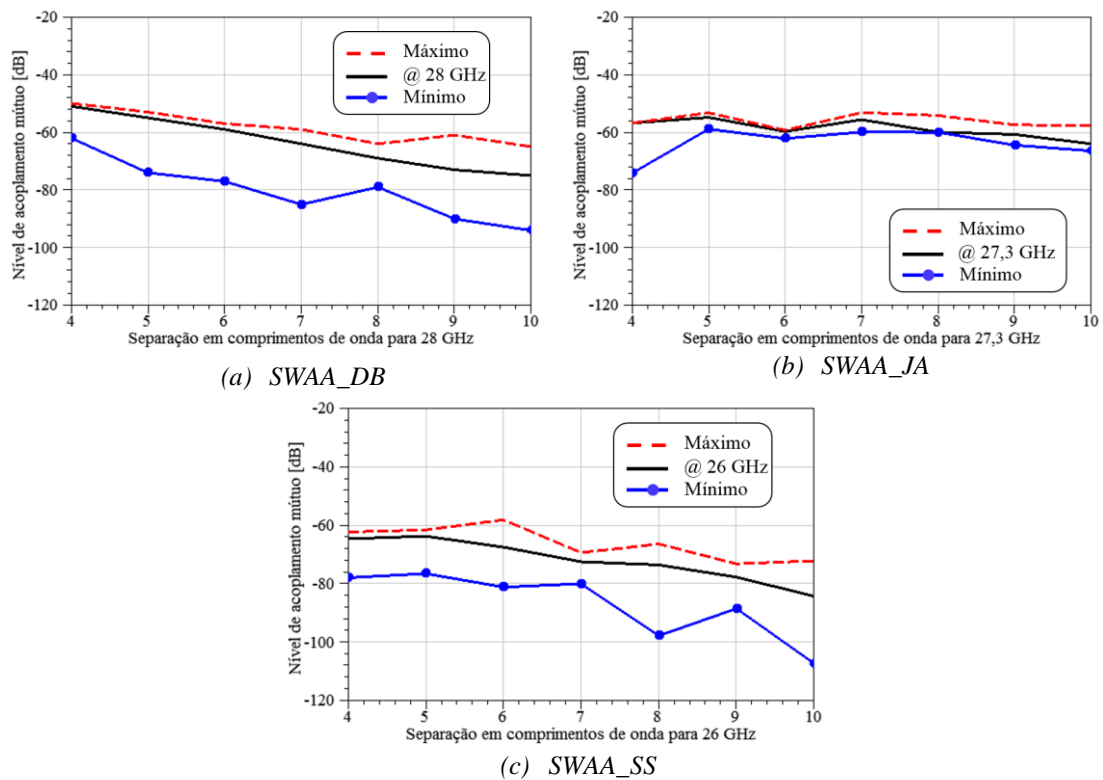
Por fim, verificou-se a influência do acoplamento mútuo e ECC na capacidade ergódica de um canal com desvanecimento Rayleigh. Para obter as curvas de capacidade, aplicaram-se os dados de acoplamento mútuo e ECC medidos ao Matlab<sup>®</sup> e emularam-se as características do canal. Na Figura 4.18, comparam-se as curvas de capacidade ergódica para antenas ideais e utilizando o SWAA\_DB com separação de  $7\lambda_0$ . Observa-se que os baixos níveis de acoplamento mútuo e ECC contribuem para degradação mínima na capacidade do canal.



**Figura 4.18** – Capacidade ergódica para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para o DBSWAA, considerando ECC e acoplamento mútuo medidos para separação de  $7\lambda_0$ .

### 4.3.2.2 Análise para diversidade espacial e de polarização

Na Figura 4.19, indicam-se os resultados da análise de acoplamento mútuo para os SWAAs com diversidade de polarização e separação entre  $4 \lambda_0$  a  $10 \lambda_0$ . O SWAA\_DB apresentou variação entre os níveis de acoplamento mútuo máximo e mínimo proporcional a separação dos arranjos com valores entre 10 e 30 dB e redução de 30 dB entre a mínima e a máxima separação. Para o SWAA\_Jacket, esses valores foram inferiores e próximos a 8 dB. Para o SWAA\_SS, notou-se comportamento similar ao SWAA\_DB com variação entre níveis de acoplamento máximo e mínimo de 16 e 30 dB e redução de 30 dB entre a separação mínima e máxima. Dentre os arranjos avaliados, o SWAA\_SS apresentou melhor desempenho com níveis de acoplamento máximo inferiores a  $-60$  dB. Observou-se menor variação entre os níveis máximo e mínimo para os três arranjos quando se comparam os resultados com a análise dos SWAAs apenas para diversidade espacial. Todavia, obteve-se conclusão similar em relação a susceptibilidade de SWAAs faixa larga em manifestar uma maior variação nos níveis de acoplamento mútuo.



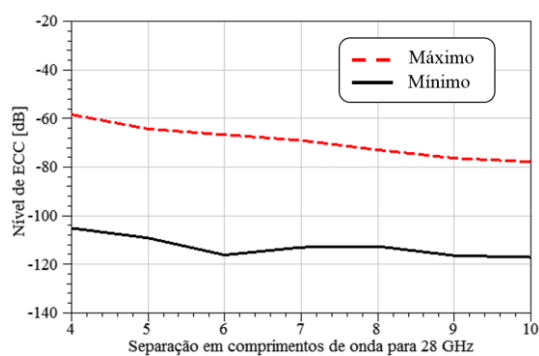
**Figura 4.19** – Nível de acoplamento simulado para diversidade espacial e de polarização em função da separação entre os elementos.

A variação nos níveis de acoplamento mútuo entre a mínima e a máxima separação foi maior para os SWAA\_DB e SWAA\_SS. Em contrapartida, o SWAA\_Jacket demonstrou uma variação quase constante para as separações consideradas. O uso de polarizações distintas colaborou para maior atenuação nos níveis de acoplamento mútuo entre os arranjos, cuja redução foi maior para SWAA\_SS. Por conseguinte, o ARC para os arranjos manteve-se praticamente semelhante aos resultados numéricos reportados na Seção 4.3.1. Na Tabela 4.5, mostram-se as FBWs efetivas para os arranjos em função da separação entre os elementos, cujos valores foram semelhantes aos reportados na Tabela 4.3.

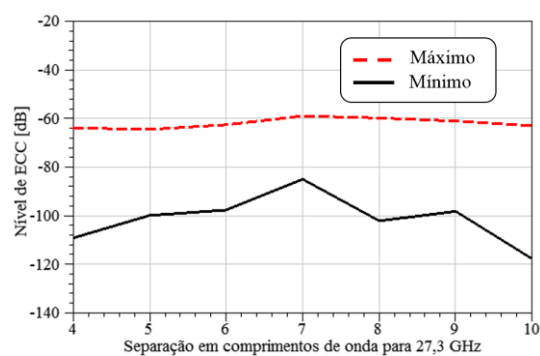
**Tabela 4.5** – Banda fracionária efetiva dos SWAAs.

Banda Fracionária efetiva (FBW, em %)			
Separação em função de $\lambda$	SWAA_DB	SWAA_JA	SWAA_SS
4	24,50	2,15	6,16
5	24,42	2,01	6,16
6	24,50	2,04	6,95
7	24,50	1,83	6,95
8	24,50	2,12	6,95
9	24,50	2,08	6,95
10	24,50	2,33	6,95

Na Figura 4.20, apresenta-se o ECC máximo e mínimo para os arranjos. Os resultados demonstraram maior descorrelação para os SWAA\_SSs quando comparado aos demais arranjos, cujos valores máximos foram inferiores a  $-75$  dB. Os SWAA\_DBs e SWAA\_Jackets reportaram níveis máximos de ECC superiores a esse valor. A variação entre o máximo e mínimo ECC se manteve entre 20 e 40 dB para o SWAA\_Jacket e em torno de 40 dB para os demais arranjos. Novamente, a diversidade de polarização proveu maior benefícios ao SWAA\_SS.

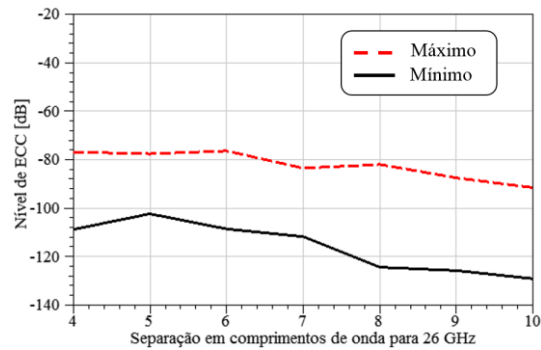


(a) SWAA\_DB



(b) SWAA\_JA

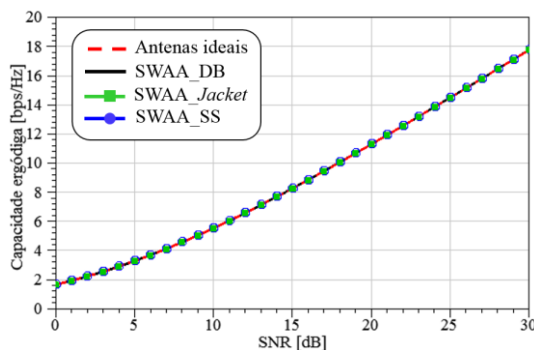




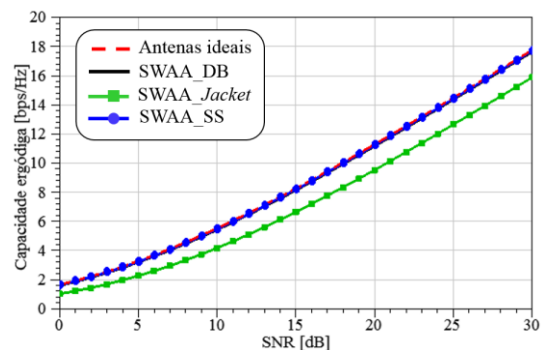
(c) SWAA\_SS

**Figura 4.20** – Nível de ECC simulado em função da separação entre os elementos.

Similar ao realizado para a diversidade espacial, avaliou-se o efeito do acoplamento mútuo e ECC para a frequência de projeto das fendas na capacidade ergódica de um canal com desvanecimento Rayleigh por meio de (3.26). Na Figura 4.21(a), mostram-se os resultados e comparam-nos ao uso de antenas ideais para separação de  $7\lambda_0$ . Novamente, registrou-se redução mínima na capacidade do canal quando comparados ao uso de antenas ideais. Consequência da decorrelação entre os elementos e níveis de acoplamento mútuos baixos. Na Figura 4.21(b), comparam-se as capacidades ergódica de um canal com desvanecimento Rayleigh com separação de  $7\lambda_0$  para o uso de antenas ideais e para os arranjos avaliados, considerando sua eficiência de irradiação total e ECC, segundo definido em (3.33). Os resultados são semelhantes aos mostrados na Figura 4.14, na qual o SWAA\_ *Jacket* proveu maior redução na capacidade do canal em consequência de sua menor eficiência de irradiação devido ao uso de material dielétrico no preenchimento de seu guia.



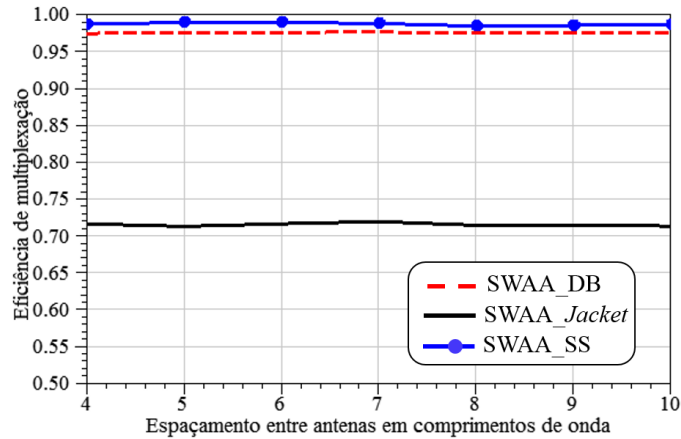
(a) ECC e acoplamento mútuo



(b) ECC e eficiência

**Figura 4.21** – Capacidade ergódica simulada para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAAs, considerando separação de  $7\lambda_0$ .

Na Figura 4.22, apresentam-se as eficiências de multiplexação para os três arranjos e  $SNR = 20$  dB, em conformidade com a definição em (3.35). Para a diversidade de polarização e espacial o SWAA\_SS demonstrou desempenho superior aos demais arranjos para separações entre  $4 \lambda_0$  e  $10 \lambda_0$ . Mais uma vez, SWAA\_Jacket demonstrou menor eficiência de multiplexação devido à eficiência de irradiação baixa.



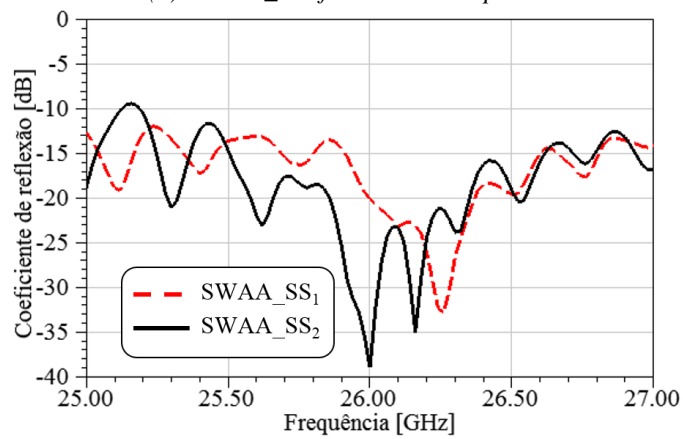
**Figura 4.22** – Eficiência de multiplexação simulada em função da separação entre os elementos para  $SNR = 20$  dB e frequência de projeto das fendas.

Para a diversidade espacial e de polarização, o SWAA\_SS apresentou melhor desempenho em termos de níveis de acoplamento mútuo e ECC em relação aos demais arranjos, assim como maior eficiência de multiplexação. Dessa forma, fabricaram-se dois SWAA\_SS para a validação prática. Na Figura 4.23(a), mostram-se os arranjos identificados por SWAA\_SS<sub>1</sub> e SWAA\_SS<sub>2</sub> e na Figura 4.23(b), os respectivos coeficientes de reflexão medidos. Na Figura 4.24, comparam-se os níveis de acoplamento mútuo e ECC medidos e simulados para espaçamentos entre  $4 \lambda_0$  e  $10 \lambda_0$ . Observam-se níveis de acoplamento mútuo medido similares aos numéricos, com variação em torno de 20 dB entre os níveis máximo e mínimo. O acoplamento máximo medido se manteve superior a  $-60$  dB com variações em torno de 1 dB. O acoplamento mínimo medido variou entre  $-70$  e  $-84$  dB. Os níveis máximo e mínimo de ECC medido foram cerca de 8 e 14 dB maiores que os numéricos, respectivamente. Os níveis máximo de ECC medido se mantiveram praticamente constantes e em torno de  $-70$  dB. Já os valores mínimos variaram entre  $-108$  e  $-90$  dB. Verificou-se variação entre as curvas de máximo e mínimo ECC de aproximadamente 20 dB, sendo inferior a variação numérica de 40 dB. Os parâmetros  $S$ , ARC e ECC medidos são apresentados

no Apêndice 2 para separações entre  $4\lambda_0$  a  $10\lambda_0$ . Os parâmetros  $S$  ativos medidos foram idênticos aos resultados reportados na Figura 4.23, confirmando os baixos níveis de acoplamento mútuo entre os elementos.

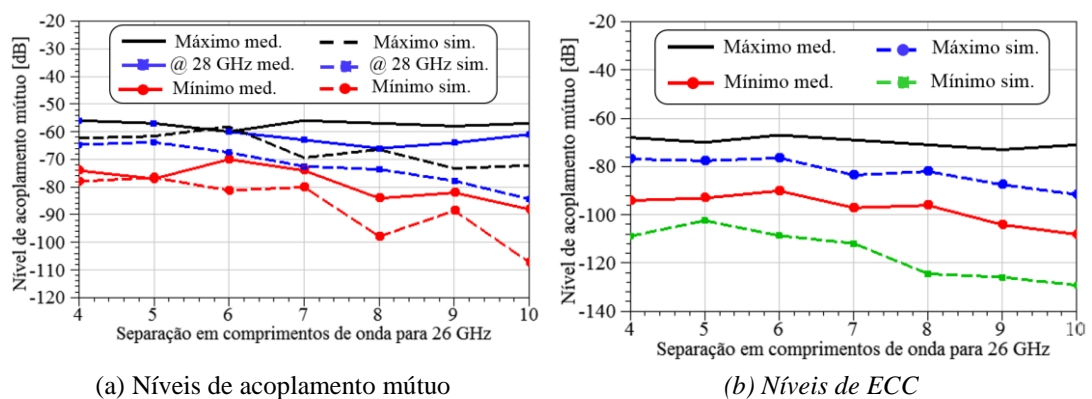


(a) SWAA\_SSs fabricados e experimento



(b) Coeficiente de reflexão medido

**Figura 4.23** – Caracterização dos SWAA\_SSs.



(a) Níveis de acoplamento mútuo

(b) Níveis de ECC

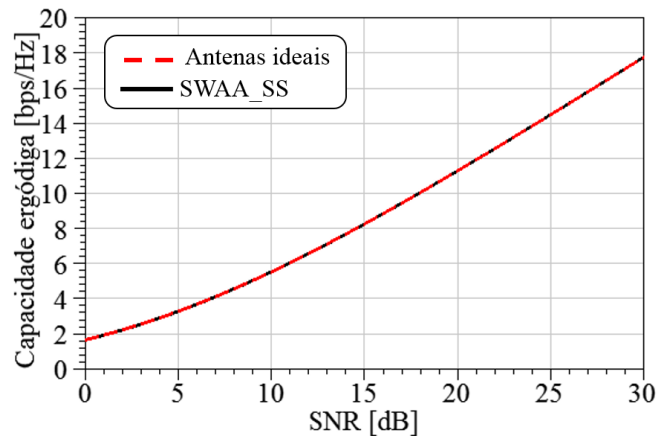
**Figura 4.24** – Parâmetros MIMO medido dos SWAA\_SSs para separação entre  $4\lambda_0$  a  $10\lambda_0$ .

Na Tabela 4.6, apresenta-se a FBW efetiva medida para os SWAA\_SSs, cujos valores estiveram entre 4,28 e 4,35%. Na Figura 4.25, mostram-se as curvas de capacidade em um canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e os

SWAA\_SSs com separação de  $7\lambda_0$ . Novamente, os baixos níveis de acoplamento mútuo e ECC corroboram para degradação mínima na capacidade do canal.

**Tabela 4.6** – Banda fracionária efetiva medida dos SWAA\_SSs.

Separação em função de $\lambda$	FBW [%]
4	4,35
5	4,28
6	4,35
7	4,28
8	4,35
9	4,35
10	4,35



**Figura 4.25** – Capacidade ergódica para canal com desvanecimento Rayleigh para antenas ideais e para os SWAA\_SSs, considerando o acoplamento mútuo e ECC para separação de  $7\lambda_0$ .

## Capítulo 5

### 5. Arranjos de elementos SWAA

Os sistemas 5G demandarão arranjos de antenas de alto ganho e/ou com capacidade de guiamento de feixe [176]. Esses arranjos permitem focalizar espacialmente a potência do sinal de RF em direções específicas, de acordo com a concentração espacial de usuários. Minimizam-se a interferência e o consumo de energia. Nesse capítulo, empregou-se os SWAAs analisados no Capítulo 4 ora como elementos para a projeto de arranjos com técnicas de guiamento de feixe ora para a formação de arranjos de alto ganho. Inicialmente, utilizou-se o SWAA\_DB como elemento para a formação de um arranjo com comutação de feixe em ambas as bandas de operação, visando aplicações em estações rádio base com MIMO. Arranjou-se o SWAA\_DB para prover cobertura setorial nas faixas de 26 e 28 GHz, respectivamente, para aplicações em pontos de acesso. Ulteriormente, acrescentam-se ranhuras metálicas à estrutura do SWAA\_SS para prover aumento de ganho. Eliminou-se a necessidade de associação de subarranjos e projeto de sistemas de alimentação. Caracterizaram-se os arranjos segundo métricas SISO e MIMO devido à excitação independente dos SWAAs que configurou um sistema com múltiplas antenas.

#### 5.1. SWAA de banda dupla com comutação de feixe

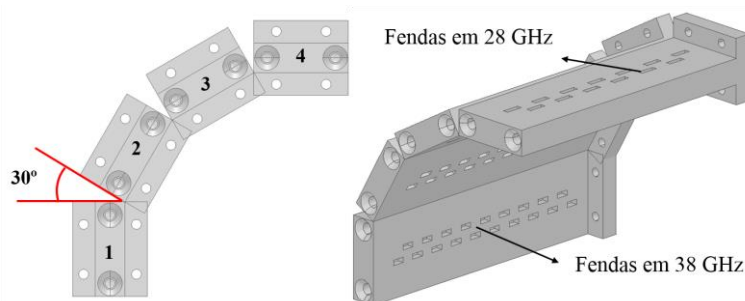
Arranjos de antenas com diferentes técnicas de guiamento de feixe foram propostos para aplicações em redes 5G [161, 177-190]. A reconfiguração mecânica utiliza motores elétricos para rotacionar a estrutura do arranjo e apontar o diagrama de irradiação para direções específicas [161]. Esse procedimento oferece estabilidade de ganho e flexibilidade na reconfiguração do feixe. Ainda assim, é susceptível a falhas mecânicas e não é adequada para aplicações que envolvem arranjos grandes e pesados.

A reconfiguração de feixe utiliza circuitos analógicos, digitais ou híbridos para introduzir atraso de tempo nos sinais que excitam diferentes elementos do arranjo [177–179]. Em ondas milimétricas, esse tipo de reconfiguração possui custo alto e complexidade elevada. A comutação de feixe por elementos parasitas proporciona maior diretividade em antenas, a priori omnidirecionais, em direções predefinidas [180-182]. Posicionam-se elementos passivos em torno do elemento ativo e os controlam por meio de comutadores (*switches*). Esses elementos agem como diretores e permitem reconfigurar o diagrama de irradiação do elemento ativo. Antenas que utilizam essa técnica possuem apontamentos limitados e predefinidos. As antenas de lentes integradas (*integrated lens antennas*, ILAs) são formadas por uma lente dielétrica posicionada a uma distância de um arranjo planar de antenas [183]. Cada elemento da matriz é independentemente excitado e capaz de iluminar o ponto focal da lente, resultando no apontamento de feixe em direções distintas e predefinidas. Os arranjos com comutação de feixe são formados por elementos posicionados de modo que seus diagramas de irradiação apontam para direções específicas [184-188]. Assim como nas ILAs, permuta-se a excitação dos elementos para comutar-se o feixe. Entretanto, esses arranjos apresentam redundância e, de acordo com a ordem, exige maior custo de implementação quando comparada as demais técnicas. Outras maneiras de orientar o diagrama de irradiação da antena se relacionam ao conceito empregado em seu projeto, como arranjos refletores [189], antenas de onda vazadas [190], antenas retrodirecionais e antenas utilizando metamateriais.

Os arranjos com comutação de feixe para aplicações em estações rádio base 5G são, em sua maioria, constituídos por elementos de linha de microfita, cuja banda de operação é estreita e singular [184–186]. Esses arranjos demandam diversos pontos de excitação e redes de alimentação. Al-Tarifi *et al.* [184] propuseram um arranjo com comutação de feixe composto por 72 pontos de excitação e 288 irradiadores impressos para operação em 3,5 GHz com banda de 100 MHz. Arranjou-se os elementos em três matrizes com 96 antenas, sendo uma porta aplicada a alimentação de 4 elementos. Posteriormente, formou-se um triângulo com os três arranjos para prover a cobertura de três regiões distintas. Gao *et al.* [185] desenvolveram um arranjo hexagonal instituído de três camadas empilhadas e relativamente rotacionadas para operação em 3,7 GHz com banda de 160 MHz. Vinte e quatro subarranjos de quatro elementos

impressos com polarização dupla integravam o arranjo hexagonal. Em [186], os autores reportaram o projeto de um arranjo eneagonal de 108 elementos excitados por três diferentes modos para operação em 2,4 GHz. Propôs-se a aplicação do arranjo em estações rádio base. Ali e Sebak [187] apresentaram resultados simulados de um arranjo dodecagonal para operação em 28 e 38 GHz. Cada subarranjo integrou 8 elementos impressos do tipo fenda, excitados por um único ponto e uma rede de alimentação. O arranjo proveu cobertura de uma mesma região com duas bandas de frequências distintas e estreitas. Rajagopal *et al.* [188] projetaram um arranjo com comutação de feixe com cornetas arranjadas em uma estrutura hexagonal e alimentadas independentemente.

Nessa seção, utilizam-se SWAA\_DBs como elementos para a formação de um arranjo de banda dupla com comutação de feixe (SWAA\_DBSB, *dual-band switched-beam SWAA*). Projetou-se o arranjo para prover ganho uniforme em duas regiões de cobertura distintas e em bandas diferentes. Para isso, posicionaram-se, lado a lado, quatro SWAA\_DBs com rotação de 30° entre elementos adjacentes, Figura 5.1.



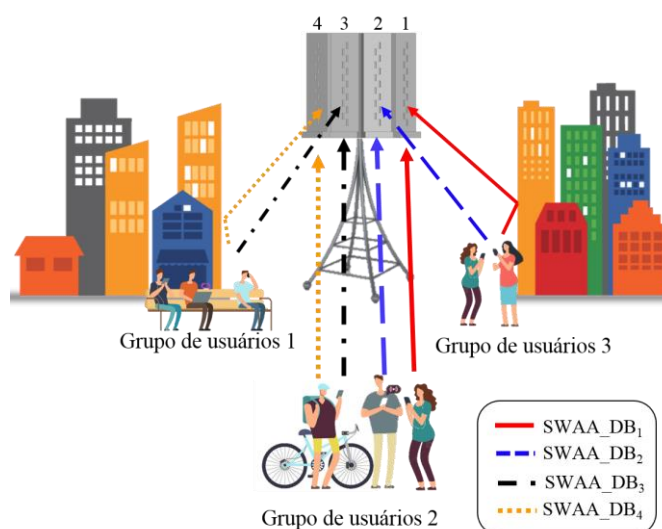
**Figura 5.1** – Arranjo de antenas de banda dupla com comutação de feixe.

Devido à operação em duas bandas distintas, situaram-se as fendas em 38 GHz na curvatura interna e as fendas em 28 GHz ao longo da curvatura externa. Na Tabela 5.1, compara-se o SWAA\_DBSB aos arranjos supracitados em termo de largura de banda, tipo de elemento, geometria do arranjo, número de pontos de excitação para cada subarranjo e tipo de rede de alimentação. Verifica-se que o arranjo proposto tem um sistema de alimentação simplificado, sendo os elementos de um subarranjo excitados por uma única transição guia/coaxial. A banda de operação do SWAA\_DBSB é superior à dos demais arranjos assim como sua estrutura geométrica é simples e robusta com elementos capazes de cobrir duas regiões diversas com faixas de frequências distintas.

**Tabela 5.1** – Arranjos de antenas com comutação de feixe.

Referência	BW [GHz]	Elemento	Geometria do arranjo	Portas por subarranjo	Rede de alimentação
[184]	0,1	Impresso	Triangular	24	Guia em linha de microfita
[185]	0,16	Impresso	Hexagonal	8	Guia em linha de microfita
[186]	0,254	Impresso	Eneagonal	12	Guia em linha de microfita
[187]	–	Impresso	Dodecagonal	1	Guia em linha de microfita
[188]	–	Corneta	Hexagonal	12	Transição guia/coaxial
Esse trabalho	6,9/3,7	SWAA	Semicircular	1	Transição guia/coaxial

Na Figura 5.2, exemplifica-se a aplicação do SWAA\_DBSB em um sistema MIMO com múltiplos usuários. Considerou-se o *upstream* em 28 GHz de três grupos de usuários em posições geográficas diferentes. A construção do arranjo permite garantir a cobertura a todos os grupos. A caráter de exemplo, o SWAA\_DBSB recebe duas componentes de sinal do grupo de usuários 1. Uma delas se propaga em linha de visada direta, sendo recebida pelo SWAA\_DB<sub>3</sub>. Enquanto o SWAA\_DB<sub>4</sub> capta uma réplica do sinal em linha de visada não direta oriunda de uma reflexão. Em aplicações MIMO, múltiplas réplicas de um sinal corroboram para melhor desempenho do sistema e experiência do usuário.

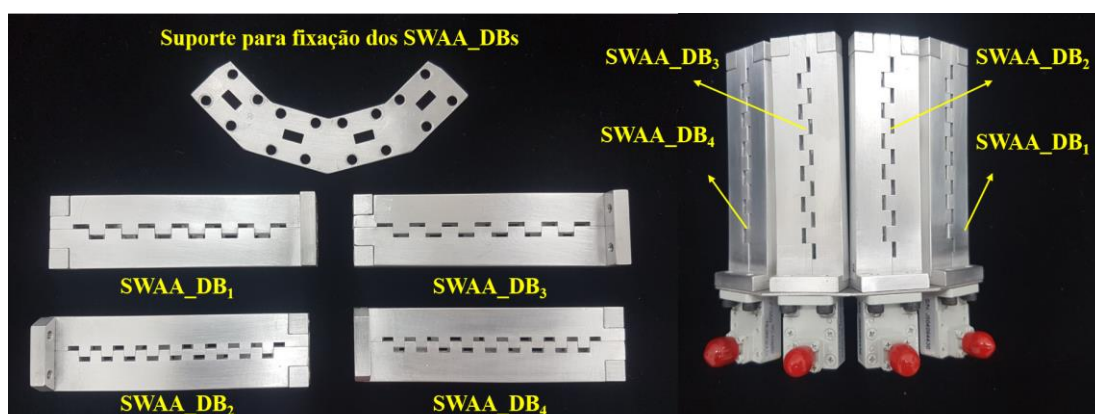


**Figura 5.2** – Aplicação do SWAA\_DBSB em sistemas MIMO com múltiplos usuários.

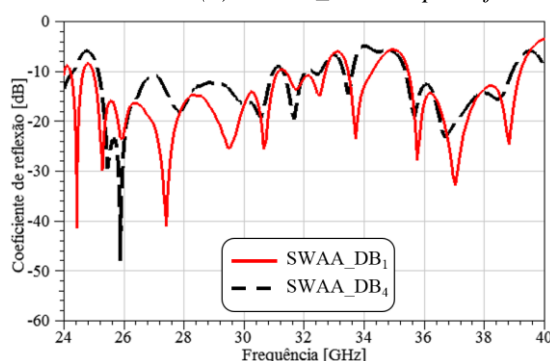


Analogamente, verifica-se situação semelhante para os sinais do grupo de usuários 3 e os SWAA\_DBSB<sub>1</sub> e SWAA\_DBSB<sub>2</sub>. Para o grupo 2, O SWAA\_DBSB recebe os sinais em linha de visada e por seus quatro elementos. Situação similar pode ser descrita para as fendas em 38 GHz. O SWAA\_DBSB pode ser aplicado tanto à sistemas MIMO quanto para a cobertura de diferentes ambientes, cada qual com uma banda exclusiva.

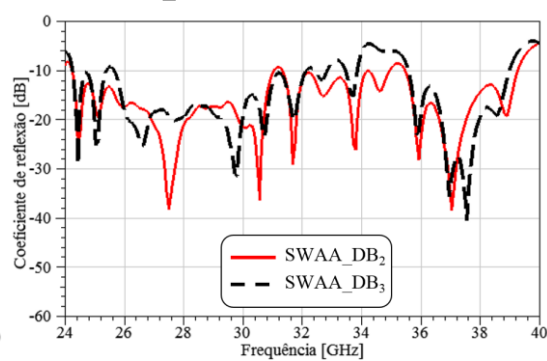
Na Figura 5.3(a), apresentam-se os quatro SWAA\_DBs e o suporte de fixação fabricados para caracterização do SWAA\_DBSB bem como a montagem final com as devidas transições guia/coaxial. Ressalta-se que os quatro novos SWAA\_DBs fabricados possuem as mesmas dimensões apresentadas na Figura 4.3. Caracterizaram-se os elementos SWAA\_DBs em termos de coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de irradiação para excitação individual de cada elemento. Os coeficientes de reflexão medidos para cada SWAA\_DB são apresentados nas Figura 5.3(b) e Figura 5.3(c).



(a) SWAA\_DBs e suporte fabricados e o SWAA\_DBSB montado



(b) Coeficiente de reflexão medido do SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>4</sub> individualmente excitados



(c) Coeficiente de reflexão medido do SWAA\_DB<sub>2</sub> e SWAA\_DB<sub>3</sub> individualmente excitados

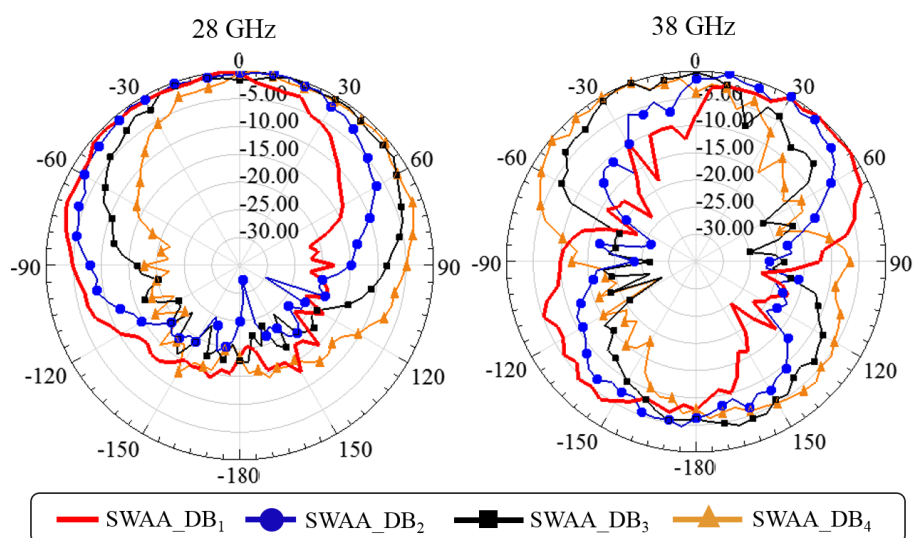
**Figura 5.3** – SWAA de banda dupla com comutação de feixe.

Observam-se diferenças entre as curvas quanto aos níveis de coeficiente de reflexão. Justifica-se esse comportamento por possíveis diferenças entre os elementos provenientes de imprecisões no processo de fabricação. As curvas medidas estão de acordo com os resultados numéricos reportados em [155]. Na Tabela 5.2, apresenta-se as FBWs de cada elemento nas bandas de 28 e 38 GHz, cuja valores variaram entre 30,8% e 25,6% e entre 9,2% e 10%, respectivamente.

**Tabela 5.2** – *FBW e ganho medidos dos SWAA\_DBs integrados a estrutura do SWAA\_DBSB e excitados individualmente.*

Elemento	FBW [%] 28GHz	FBW [%] 38GHz	Ganho [dBi] 28GHz	Ganho [dBi] 38GHz
SWAA_DB <sub>1</sub>	21,3	10	12,42	14,44
SWAA_DB <sub>2</sub>	25,6	9,9	12,12	14,23
SWAA_DB <sub>3</sub>	25,4	9,2	11,97	14,39
SWAA_DB <sub>4</sub>	20,8	9,3	13,31	13,70

Resultados numéricos e experimentais dos diagramas de irradiação de um elemento do arranjo excitado individualmente e operando isolado se mostraram em concordância [155]. Mensurou-se os diagramas de irradiação e ganho de cada elemento do arranjo em ambiente interno (Figura 4.9), utilizando metodologia similar à descrita no Capítulo 4 na Seção 4.3.1. Na Figura 5.4 mostram-se os diagramas de irradiação medidos para cada elemento no plano de azimute em 28 GHz ( $\theta=107^\circ$ ) e 38 GHz ( $\theta=103^\circ$ ). Os resultados demonstraram capacidade de comutação de feixe em uma abertura de  $100^\circ$  e  $105^\circ$  para a banda inferior e superior, respectivamente. Os HPBW foram simultaneamente iguais a  $160^\circ$  e  $130^\circ$ . Em 38 GHz, o SWAA\_DB irradiou por ambos os conjuntos de fendas devido ao comprimento de onda nessa frequência ser inferior ao comprimento elétrico das fendas em 28 GHz. Na faixa de operação inferior, a irradiação se concentrou na direção da curvatura externa. Consequentemente, a relação frente-costa em 28 GHz é maior que em 38 GHz. Na Tabela 5.2, apresentam-se os ganhos medidos para cada elemento para as frequências de projeto das fendas. Os ganhos variaram entre 11,9 e 13,3 dBi em 28 GHz e entre 13,7 e 14,4 dBi em 38 GHz. Os elementos localizados externamente a formação do arranjo (SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>2</sub>) forneceram maior ganho em relação aos internos (SWAA\_DB<sub>2</sub> e SWAA\_DB<sub>3</sub>), pois se beneficiaram da curvatura do arranjo que funcionou como um pequeno refletor.

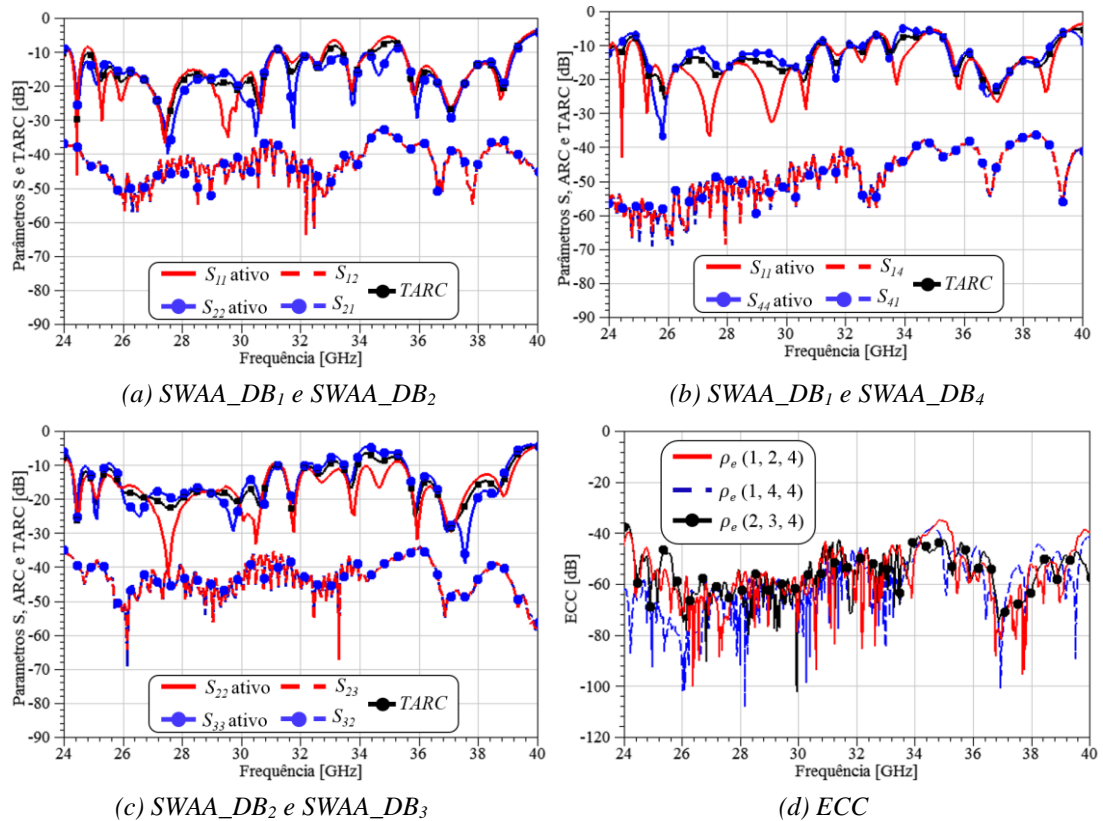


**Figura 5.4** – Diagrama de irradiação medidos em azimute para  $\theta=107^\circ$  e  $\theta=103^\circ$ , respectivamente.

Os resultados anteriores validaram o arranjo proposto para operação individual de seus elementos. Posteriormente, caracterizou-se o arranjo segundo as métricas MIMO discutidas no Capítulo 3. Utilizou-se o analisador de rede vetorial PNA *Network Analyzer* N5224A da empresa Keysight para mensurar o módulo e a fase dos parâmetros  $S$  de dois elementos excitados simultaneamente. Obtiveram-se seis diferentes combinações, sendo apresentadas três delas devido à simetria do arranjo: interação entre um elemento externo e outro interno a formação do arranjo (SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>2</sub>); interação entre os elementos externos do arranjo (SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>4</sub>); e interação entre os elementos internos do arranjo (SWAA\_DB<sub>2</sub> e SWAA\_DB<sub>3</sub>). Na Figura 5.5, exibem-se os níveis de acoplamento, ARC, TARC e ECC para os três casos descritos.

Os níveis de acoplamento mútuo foram inferiores a  $-36$  dB para o primeiro e terceiro caso, nos quais os elementos encontraram-se próximos. No segundo caso, a distância entre os subarranjos é relativamente maior e os níveis de acoplamento mútuo foram inferiores a  $-40$  dB. O parâmetro ARC demonstrou-se semelhante as curvas da Figura 5.3(b) e Figura 5.3(c). A título de exemplo, o SWAA\_DB<sub>1</sub> não alterou sua resposta em frequência quando excitou-se os demais elementos. Mesmo quando a estrutura operou na faixa de frequência de 38 GHz, onde a curvatura interna posiciona ligeiramente os elementos externos frente a frente. O SWAA\_DB<sub>1</sub> apresentou estabilidade em sua banda de operação, uma vez que os valores de FBW foram

semelhantes aos apresentados na Tabela 5.2 para elementos excitados individualmente. O TARC variou entre 20% e 24,85% e entre 9,25% e 9,9% para em 28 e 38 GHz, respectivamente. O arranjo apresentou baixo nível de correlação entre seus elementos com valores de ECC inferiores a  $-40$  dB em ambas as faixas de frequência de operação, conforme visto na Figura 5.5(d).



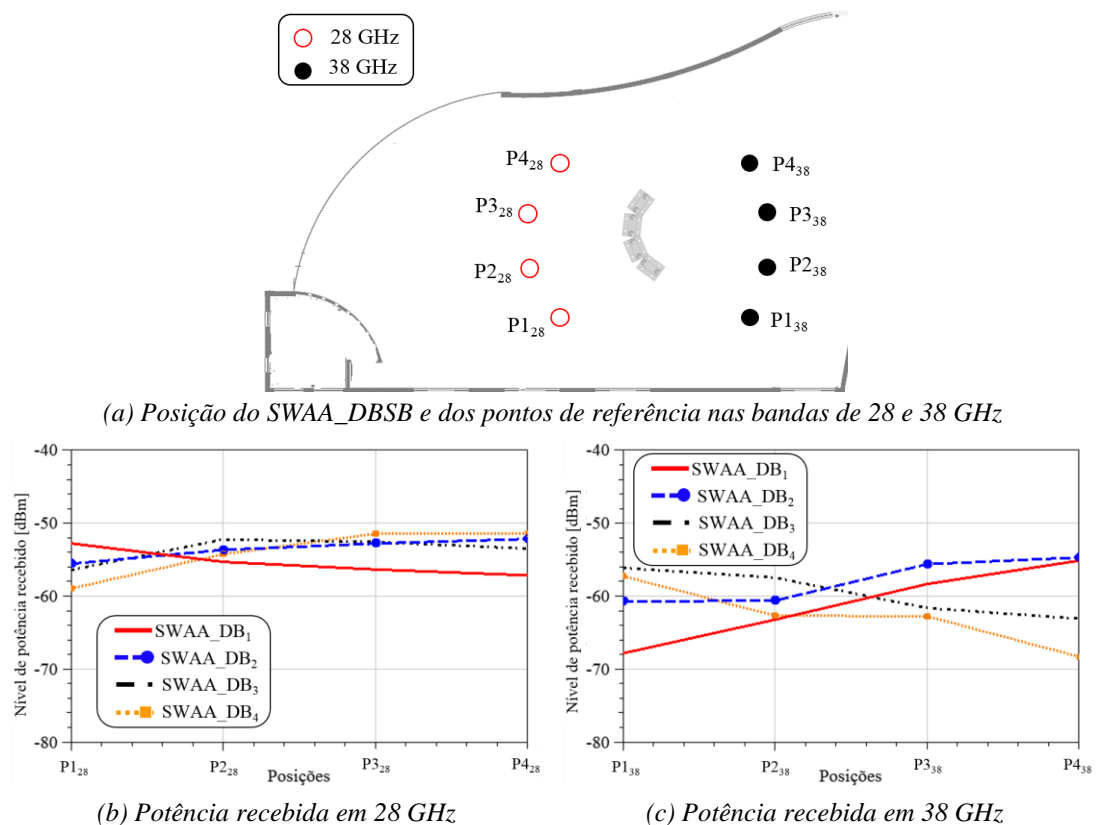
**Figura 5.5** – Parâmetros  $S$ ,  $ARC$ ,  $TARC$  e  $ECC$  medidos do  $SWAA\_DBSB$  para excitação de dois elementos simultâneos.

Na Tabela 5.3, compara-se o desempenho do  $SWAA\_DBSB$  em termos de acoplamento mútuo com os arranjos em [184–187, 191, 192]. Esses arranjos são formados por irradiadores impressos dispostos em estruturas de camada única ou multicamadas e excitados por redes de alimentação complexas, sendo aplicados às estações base com MIMO. Em contrapartida, o arranjo proposto é constituído por  $SWAAs$ , cujas dimensões são maiores quando comparadas aos de arranjos impresso convencionais. Obteve-se acoplamento mútuo inferior, corroborando para sistemas com maior eficiência espectral, pois minimizam-se os impactos na capacidade do canal se comparado aos demais arranjos.

**Tabela 5.3** – Acoplamento mútuo de arranjos de antenas para estações rádio base com MIMO.

Referência	Acoplamento mútuo [dB]	Referência	Acoplamento mútuo [dB]
[184]	$\leq -14,9$	[191]	$\leq -20$
[185]	$\leq -30$	[192]	$\leq -25$
[186]	$\leq -14$	Este trabalho	$\leq -36$
[187]	$\leq -30$	-	-

O SWAA\_DBSB foi utilizado para estabelecer um enlace de comunicação sem fio em ambiente interno com o objetivo de avaliar seu desempenho em aplicações MIMO. Posicionou-se o arranjo no centro de um dos salões de evento do Inatel, conforme esquematizado na planta baixa vista na Figura 5.6(a). Consideraram-se quatro pontos de recepção distintos, para cada frequência, e mensurou-se o nível de potência recebida individualmente para cada SWAA\_DBs do arranjo. O transmissor e o receptor foram posicionados à cinco metros. Utilizaram-se sinais escalares para a excitação dos elementos.



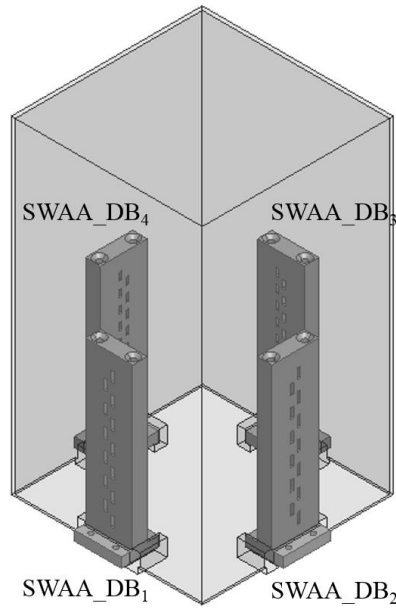
**Figura 5.6** – SWAA\_DBSB aplicado à um enlace de comunicação interno, resultados experimentais.

Na Figura 5.6(b), apresentam-se os níveis de potência recebidos para a frequência de 28 GHz. Quando se deslocou o receptor de P1<sub>28</sub> para P4<sub>28</sub>, o nível de

potência recebida caiu cerca de 6 dB com o SWAA\_DB<sub>1</sub> excitado. Tal comportamento era esperado, pois a posição P<sub>428</sub> não se encontra dentro do HPBW do SWAA\_DB<sub>1</sub>. Todavia, o nível de potência recebida variou 2 dB para os demais elementos transmitindo. Esses resultados estão de acordo com os diagramas de irradiação na Figura 5.4. Em um sistema MIMO, um usuário localizado na área de cobertura do arranjo em 28 GHz receberia diversos componentes de sinal com níveis de potência elevados, colaborando para o uso da diversidade espacial. Na Figura 5.6(c), têm-se os níveis de potência recebidos para a frequência de 38 GHz. Para os elementos externos do arranjo, a potência recebida variou de 10 a 13 dB entre P<sub>138</sub> e P<sub>438</sub>. Obteve-se uma maior variação em comparação aos resultados obtidos para a banda inferior. Isso ocorre devido à redução do HPBW, consequência das características construtivas do arranjo. Os resultados experimentais demonstraram a aplicabilidade do SWAA\_DBSB em prover cobertura simultânea nas bandas de 28 e 38 GHz, com comutação de feixe e diversidade espacial em sistemas MIMO.

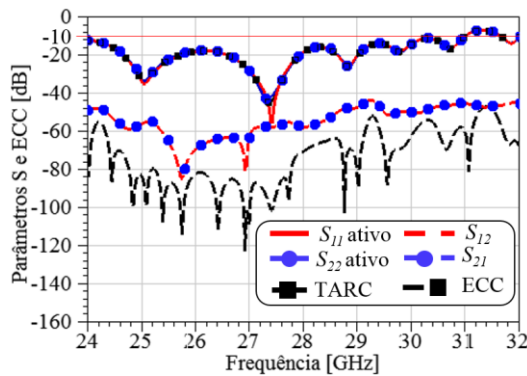
## 5.2. SWAAs para cobertura setorial

O SWAA\_DB apresentou melhor desempenho para diversidade espacial na análise comparativa entre os SWAAs (Capítulo 4, Seção 4.3.2.1). Portanto, arranjou-se o SWAA\_DB para prover cobertura setorial em pontos de acesso. Utilizaram-se as dimensões do modelo *airport* da Apple como referência, visando uma aplicação comercial. Na Figura 5.7, mostram-se os elementos SWAAs dispostos no interior da estrutura. Dado o formato do modelo *airport*, definiram-se quatro setores de 90° e posicionou-se cada elemento em uma dessas regiões. Para fins experimentais, definiu-se o material acrilonitrila butadieno estireno (ABS) para composição da estrutura, visando sua fabricação por processo de impressão 3D. Esse material apresenta constante dielétrica relativa  $\epsilon_o = 2,6$  e constante de perdas  $\tan(\delta) = 0,0098$ , ambas as características obtidas para a frequência de 11 GHz [193]. A princípio, avaliou-se o desempenho do arranjo por meio do programa ANSYS HFSS<sup>®</sup>, segundo as métricas MIMO discutidas no Capítulo 3. Considerou-se sua análise para diversidade igual a 2, 3 e 4. Para a diversidade igual a 2 têm-se seis diferentes combinações, sendo apresentadas duas delas devido à simetria do arranjo: elementos 1 e 2 e elementos 1 e 3.

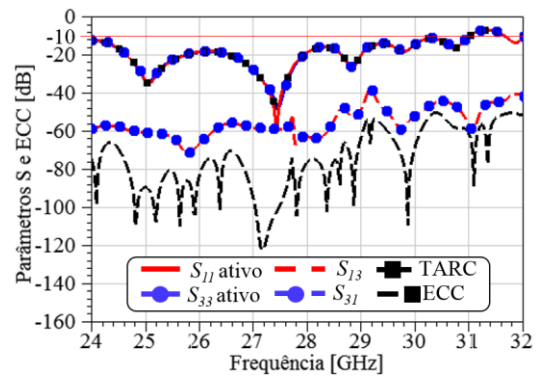


**Figura 5.7** – Elementos SWAA\_DB posicionados no interior do modelo airport da Apple.

Na Figura 5.8, apresentam-se o acoplamento mútuo, ARC, TARC e ECC para a diversidade igual a 2, 3 e 4. A estrutura dielétrica afetou os níveis dos coeficientes de reflexão, como pode ser visto comparando as curvas das Figura 5.8 e Figura 4.3. Porém, preservou-se a largura de banda da antena. Nota-se que para frequências entre 24 e 25 GHz ocorreu melhorias no casamento de impedância com coeficiente de reflexão inferiores a  $-10$  dB. Entretanto, esse fenômeno é devido as perdas do material dielétrico. De modo geral, o acoplamento mútuo foi inferior a  $-40$  dB para os quatro casos avaliados. Já o ECC apresentou valores inferiores a  $-50$  dB. Para frequências entre 24 e 28 GHz, esses parâmetros foram inferiores a  $-50$  e  $-60$  dB, respectivamente.

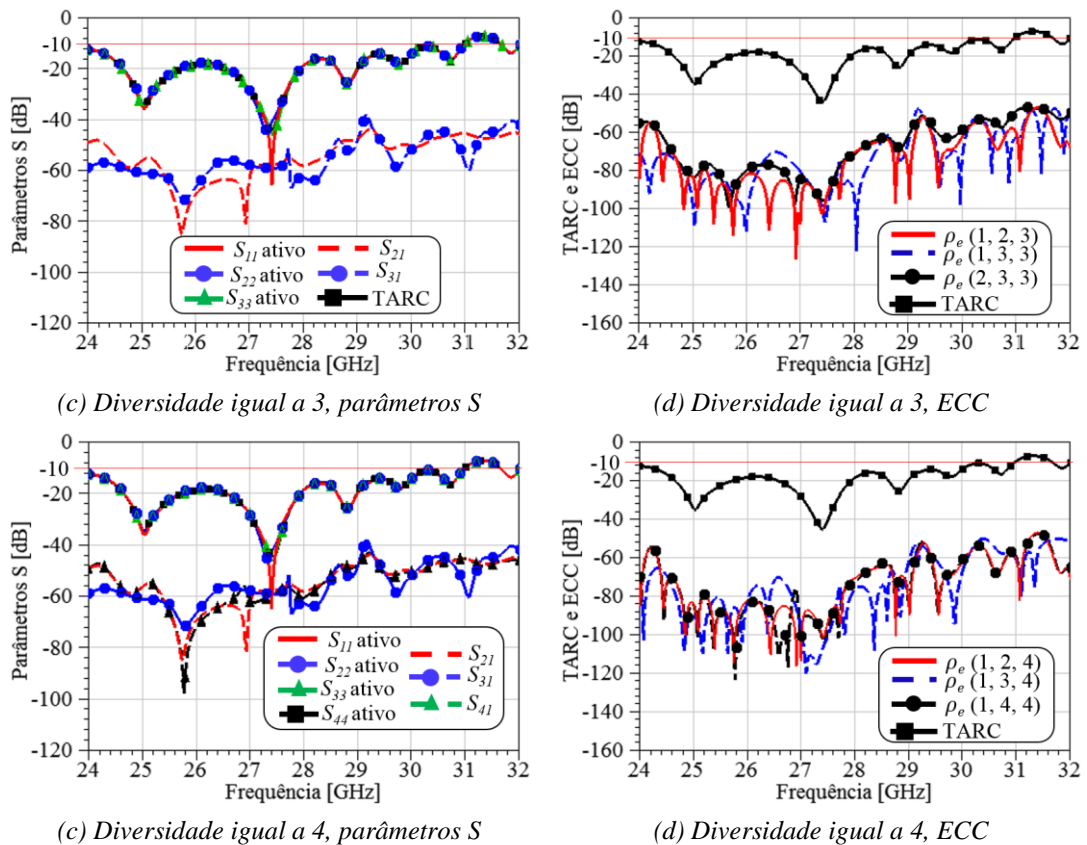


(a) SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>2</sub>



(b) SWAA\_DB<sub>1</sub> e SWAA\_DB<sub>3</sub>





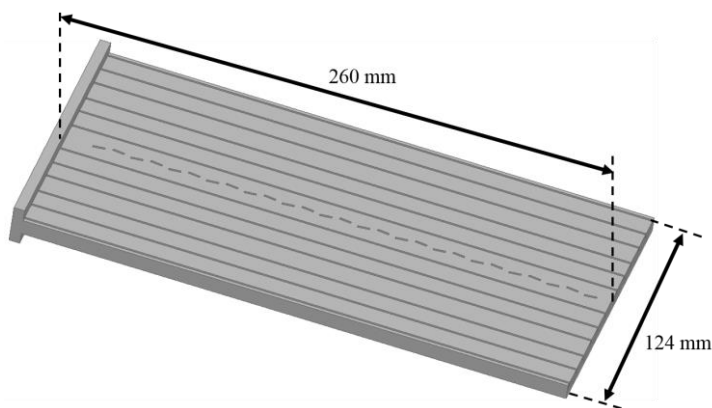
**Figura 5.8** – Parâmetros  $S$ , ARC, TARC e ECC simulados do SWAA para cobertura setorial.

### 5.3. SWAA de alto ganho com ranhuras metálicas

Os SWAAs são excitados por uma única transição guia/coaxial, constituindo um arranjo com sistema de alimentação simples, uma vez que seus elementos são integrados ao guia de onda. Todavia, a associação longitudinal das fendas proporciona diagrama diretivo em apenas um dos planos. O aumento de ganho no plano transversal ao das fendas ocorre somente com a associação de dois ou mais SWAAs. Isso resulta no uso de múltiplas transições ou uma única transição associada a divisores de potência [194]. Nessa seção, explora-se a aplicação de ranhuras metálicas à estrutura do SWAA\_SS para prover aumento de ganho e preservar o sistema de excitação do arranjo (Figura 5.9). A presença de ranhuras ou sulcos em superfícies metálicas ou dielétricas que circundam uma determinada fonte de energia permite intensificar a transmissão [195–201]. Esse conceito se aplicado às antenas propicia maior diretividade. As ranhuras funcionam como fontes secundárias, que re-irradiam a energia proveniente de ondas de superfície em fase com o campo elétrico emitido pela fonte primária [195–201]. Para que esse fenômeno ocorra as ranhuras devem ter



largura muito pequena em relação a  $\lambda_0$  ( $w_r \ll \lambda_0$ ) e profundidade ( $h_r$ ) aproximadamente igual a um múltiplo inteiro de  $\lambda_0/4$ . A distância entre a primeira ranhura e a fonte primária e entre ranhuras adjacentes se aproxima de  $\lambda_0$  [197].

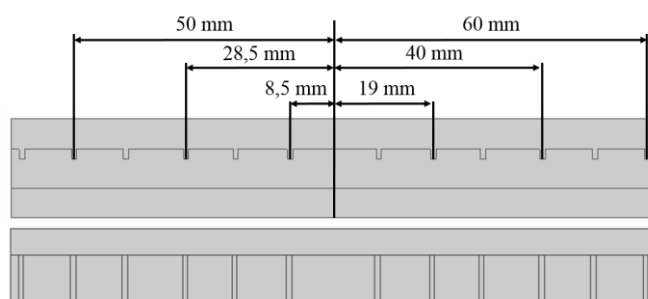


**Figura 5.9** – SWAA com fendas inclinadas e ranhuras metálicas.

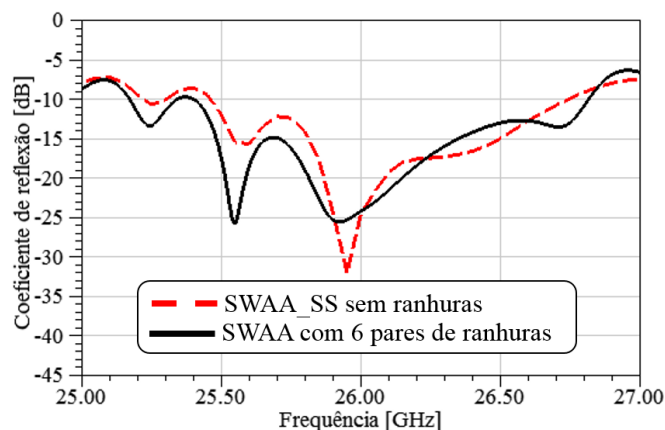
Beruete *et al.* explorou essa técnica para prover o aumento de ganho em uma única fenda excitada por uma transição guia/coaxial [202–205]. Posicionou-se um par de ranhuras metálicas lateral e simetricamente a uma fenda, auferindo maior diretividade apenas no plano transversal à orientação dos sulcos [202]. Dispuseram-se seis ranhuras metálicas circulares e concêntricas à fenda, obtendo aumento de ganho uniforme em ambos os planos  $E$  e  $H$  [203]. Beruete *et al.* [202] adicionaram outros cinco pares de ranhuras à estrutura, assim como estudaram o preenchimento das ranhuras por materiais dielétrico para reduzir suas dimensões em frequências menores [204, 205]. Huang *et al.* reportaram estudos teóricos e experimentais referentes ao emprego de ranhuras metálicas [206–209]. Situaram-se seis pares de sulcos paralelos a uma fenda [206], sendo a estrutura semelhante às reportadas em [204, 210]. Analisou-se a viabilidade da aplicação de ranhuras em arranjos de antenas constituídos por duas fendas [207, 209], assim como em SWAAs semelhantes aos apresentados neste trabalho [208]. Sutinjo e Okoniewski apresentaram estudos analíticos relacionados ao cálculo das dimensões e à distribuição de campo elétrico nos sulcos metálicos [211]. Associaram-se o uso de ranhuras metálicas com anéis ressonadores (*split ring resonators*, SRR) e estruturas seletivas em frequências (*frequency selective surface*, FSS) [212, 213]. Os trabalhos referenciados constituem majoritariamente na aplicação de ranhuras metálicas em uma única fenda projetada para ressonar na faixa de micro-ondas. Os irradiadores em [213, 214] operam em Banda K e V,

respectivamente. Em [208], tem-se uma estrutura similar a apresentada na Figura 5.9, porém apresentam-se apenas estudos numéricos de um SWAA operando entre 13 e 14 GHz. Nessa seção realizam-se a validação numérica e experimental de um SWAA com seis pares de ranhuras metálicas operando em ondas milimétricas para prover ganhos em torno de 28 dBi.

O SWAA\_SS, apresentado no Capítulo 4, teve suas laterais estendidas e introduziram-se ranhuras simétrica e paralelamente a direção longitudinal das fendas, como visto na Figura 5.9. Aplicaram-se os sulcos parcialmente ao SWAA, ajustando suas variáveis para prover máxima diretividade. Na Figura 5.10(a) apresentam-se os espaçamentos finais de cada par de ranhuras em relação ao centro da face maior do guia de onda. Esses valores são distintos, porém necessários para prover a correção de fase do campo elétrico irradiado. As ranhuras são idênticas em relação a sua largura e profundidade, cujos valores finais são  $w_r = 1$  mm e  $h_r = 2$  mm. Na Figura 5.10(b) tem-se a resposta em frequência para o SWAA\_SS sem ranhuras e com seis pares de ranhuras. A integração dessas estruturas ao SWAA resultou em aumento de largura de banda de 10,23% e FBW de 5,36 % (25,41 – 26,81 GHz).



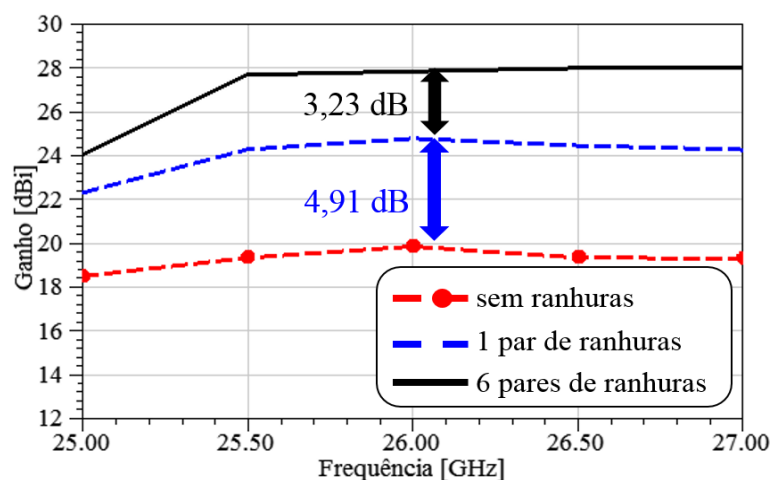
(a) Espaçamento dos pares de ranhuras em relação ao centro da face maior do guia de onda



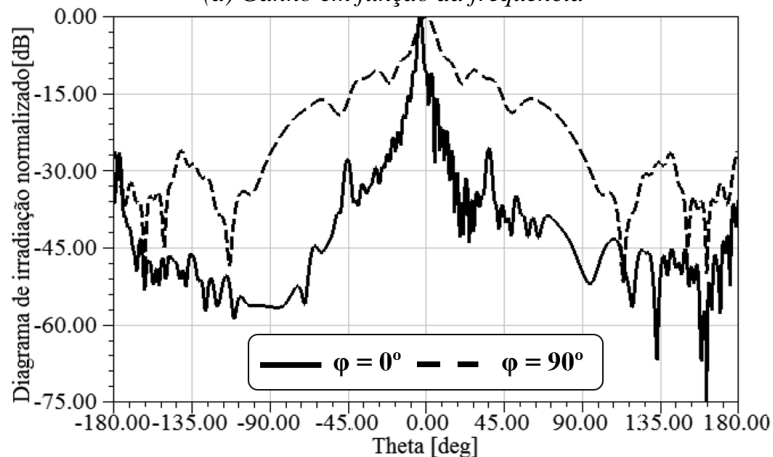
(b) Coeficiente de reflexão simulado para o SWAA\_SS com e sem ranhuras

**Figura 5.10** – SWAA com fendas inclinadas e ranhuras metálicas.

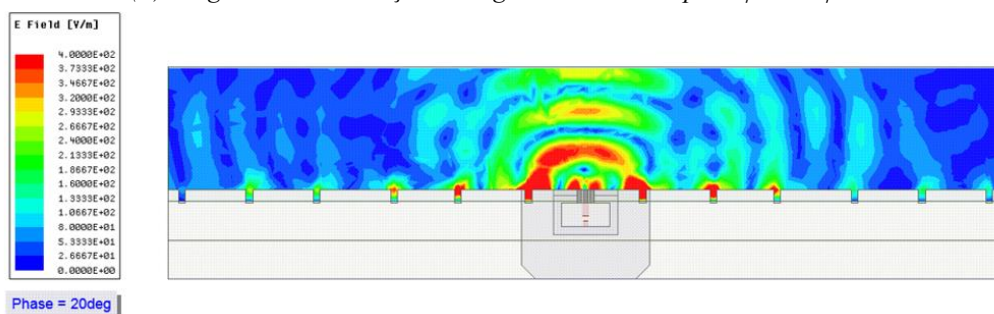
Na Figura 5.11(a) apresenta-se uma análise do ganho em função do número de pares de ranhuras. O primeiro par proveu incremento de ganho da ordem de 4,91 dB. Esse fenômeno ocorre devido à maior intensidade das ondas de superfície que o atingem. Para os demais pares, o aumento de ganho foi menor, porém o conjunto totalizou 3,23 dB com a inserção do sexto par de ranhuras. Ensaiou-se o acréscimo de um sétimo par, entretanto não houve aumento efetivo de ganho. Por conseguinte, o SWAA final apresentou ganho em torno de 28 dBi para toda a faixa de operação.



(a) Ganho em função da frequência



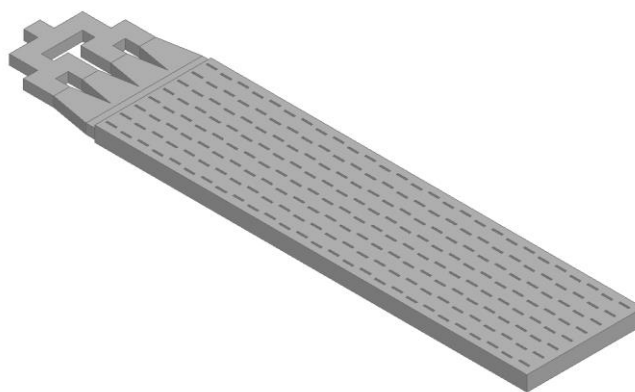
(b) Diagrama de irradiação retangular em 26 GHz para  $\varphi=0^\circ$  e  $\varphi=90^\circ$



(c) Campo elétrico simulado

**Figura 5.11** – Ganho, diagrama de irradiação e campo elétrico do SWAA\_SS com ranhuras.

A Figura 5.11(b) apresenta o diagrama de irradiação retangular em 26 GHz para  $\varphi = 0^\circ$  e  $\varphi = 90^\circ$ , cujos HPBW's são iguais a  $2^\circ$  e  $10^\circ$ , respectivamente. O uso das ranhuras culminou em um diagrama de irradiação direcional em ambos os planos. Os níveis de lobos secundários se mantiveram inferiores a 9,6 dB. O arranjo apresentou relação frente-costa superior a 30 dB e variação angular de  $3^\circ$  em relação ao apontamento do lóbulo principal de seu diagrama de irradiação referente ao plano  $\varphi = 0^\circ$ , porém dentro dos limites de abertura de feixe de meia potência. Na Figura 5.11(c), tem-se o campo elétrico simulado em plano transversal ao eixo longitudinal do guia de ondas, sendo possível verificar a interação das ondas de superfície com as ranhuras. Para fins comparativos, projetou-se um elemento SWAA com 27 fendas para a frequência de 26,5 GHz. Por conseguinte, associaram-se quatro SWAAs para a formação de um arranjo maior, sendo os elementos excitados por uma transição guia/coaxial e um divisor de potência de 8:1, como visto na Figura 5.12. Na Tabela 5.4, comparou-se o desempenho desse arranjo com o SWAA\_SS com ranhuras em termos de largura de banda, ganho, área física e eficiência de abertura. O SWAA\_SS com ranhuras tem área física maior e menor eficiência de abertura em relação ao segundo arranjo. Contudo, apresentou menor variação de ganho para a banda de operação, cujo valor é 112% maior que para o segundo arranjo.

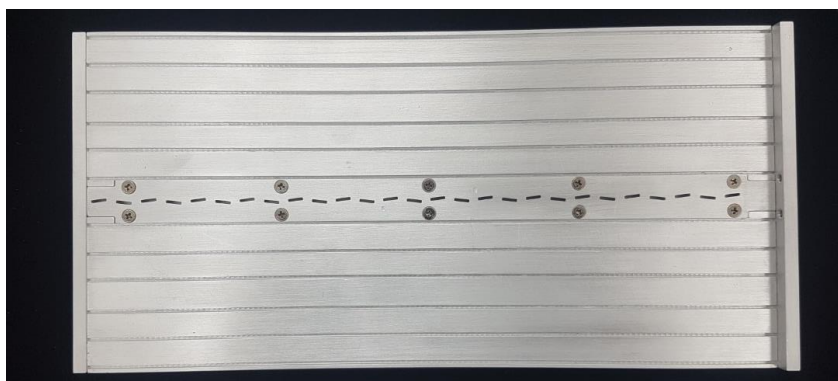


**Figura 5.12** – Arranjo com elementos SWAA.

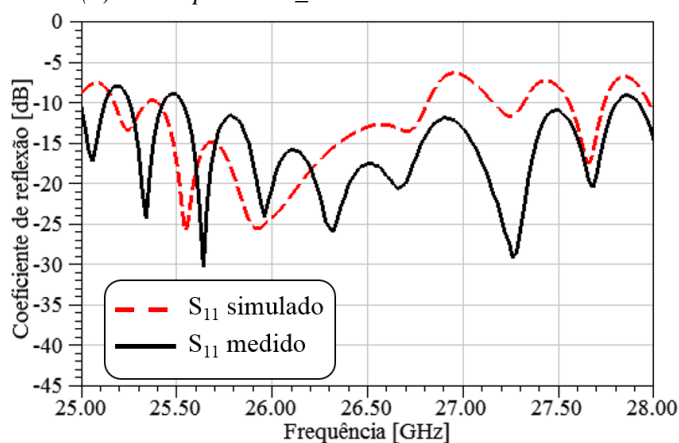
**Tabela 5.4** – Comparação entre SWAA com ranhuras metálicas e arranjo com elementos SWAA.

Arranjo	BW [GHz]	Ganho [dBi]	Área física [cm <sup>2</sup> ]	Eficiência de abertura [%]
SWAA_SS com ranhuras metálicas	1,40	27,67 ~ 27,97	322,66	19,75
SWAAs associados com divisores de potência	0,66	27,50 ~ 29,58	206,61	32,98

Na Figura 5.13, apresentam-se o SWAA\_SS com ranhuras metálicas fabricado e o coeficiente de reflexão medido utilizando o analisador de rede vetorial PNA *Network Analyzer* N5224A. O processo de fabricação foi similar ao descrito para o SWAA\_SS no Capítulo 4. Obteve-se FBW medida de 8,47% (25,54–27,80 GHz), sendo esse valor maior que a FBW simulada devido ao melhor casamento de impedância para frequências entre 27 e 27,5 GHz.



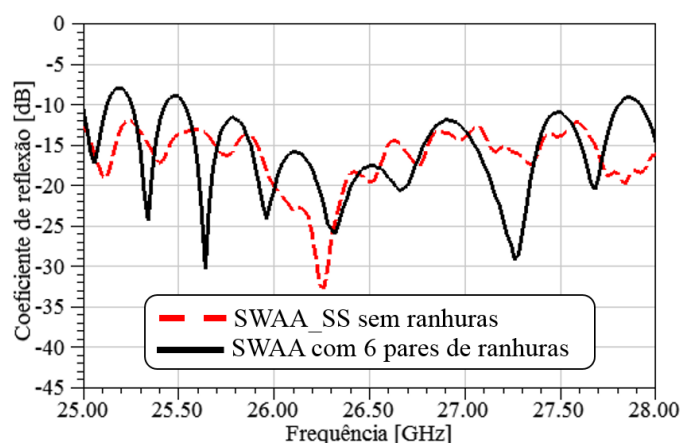
(a) Protótipo SWAA\_SS com ranhuras metálicas.



(b) Coeficiente de reflexão simulado

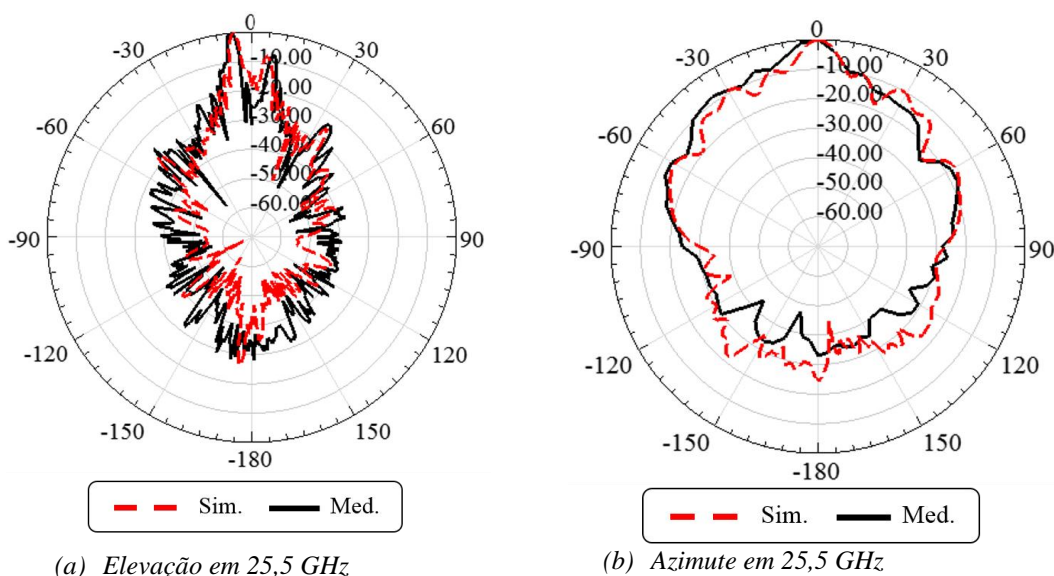
**Figura 5.13** – SWAA\_SS com ranhuras metálicas.

Na Figura 5.14, comparam-se as curvas de coeficiente de reflexão do SWAA\_SS sem e com ranhuras metálicas. Verifica-se que o coeficiente de reflexão do SWAA\_SS sem ranhuras foi inferior a  $-10$  dB para a faixa de frequências sob análise. Para o arranjo com ranhuras, o coeficiente de reflexão se diferiu dos resultados numéricos apenas para as frequências entre 27 e 27,5 GHz. Dado à similaridade no processo de fabricação dos arranjos, mensurou-se o comprimento elétrico das fendas do SWAA\_SS com ranhuras, o qual apresentou variação de 2,3% entre o menor e maior valor. Esse valor é inferior ao observado para o SWAA\_SS, corroborando para menor discrepância entre os valores medidos e simulados.



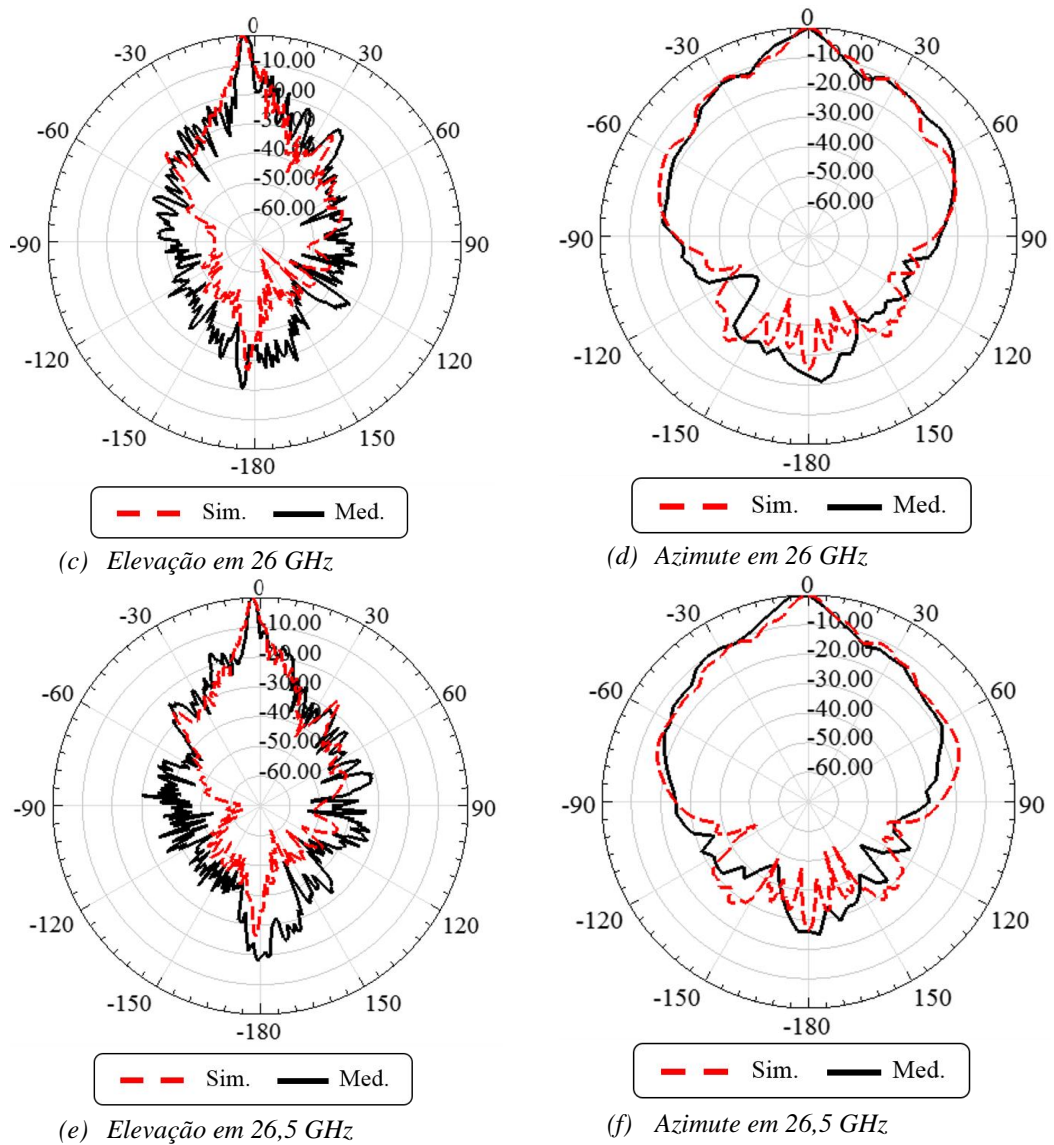
**Figura 5.14** – Coeficiente de reflexão medido do SWAA\_SS sem e com ranhuras metálicas.

Mediram-se o ganho e diagramas de irradiação do SWAA\_SS com ranhuras para as frequências de 25,50, 26 e 26,50 GHz com a finalidade de compará-los com os resultados obtidos para o SWAA\_SS. Conduziram-se as medidas em cenário idêntico ao descrito na Figura 4.9 e empregou-se os mesmos equipamentos e antenas de referência. Na Figura 5.15, tem-se os diagramas simulados e medidos em elevação e azimute. Os diagramas mantiveram estrabismo de  $3^\circ$  no apontamento do lobo principal do diagrama de irradiação e apresentaram lobos laterais inferiores aos reportados na Tabela 4.2 no plano de elevação. Em azimute, verificou-se redução no HPBW para valores entre  $10^\circ$  e  $15^\circ$ , sendo esses resultados semelhante aos numéricos. Na Tabela 5.5, reporta-se os ganhos medidos para as frequências referidas, assim como os HPBW's e lobos secundários para o plano de elevação.



(a) Elevação em 25,5 GHz

(b) Azimute em 25,5 GHz



**Figura 5.15.** Diagrama de irradiação simulado e medido do SWAA\_SS com ranhuras metálicas.

**Tabela 5.5** – Ganho, abertura de feixe e nível de lobos secundários do SWAA\_SS com ranhuras.

Frequência [GHz]	Ganho [dBi]	$\varphi_{ab}$	$\theta_{ab}$	SLL [dB]
25,5	26,6	10°	3°	> 7,8
26	26,65	10°	3°	> 13,36
26,5	27,7	15°	2°	> 11

Os resultados medidos apresentaram ótima concordância com as análises numéricas. Os diagramas de irradiação em azimute validaram a aplicação de ranhuras como mecanismo para aumento de ganho, cujos valores foram próximos aos simulados. Além disso, concluiu-se que a introdução das ranhuras não altera o desempenho da antena em termos de banda de operação. O SWAA\_SS com ranhuras metálicas pode ser utilizado como elemento para a formação de arranjos maiores, visando aplicações em sistemas MIMO massivo, conforme abordado no Capítulo 2.



## Capítulo 6

### 6. Conclusões e trabalhos futuros

A dissertação fundou-se na análise de métricas MIMO de arranjos em guia de onda fendido operando em ondas milimétricas para aplicações em redes 5G. Analisaram-se três SWAAs para diversidade espacial e diversidade de polarização e espacial, sendo um dos arranjos projetado e caracterizado nesse trabalho. Posteriormente, empregaram-se os SWAAs como elementos no desenvolvimento de três arranjos: SWAA de banda dupla com comutação de feixe, SWAA para cobertura setorial e SWAA de alto ganho com ranhuras metálicas. No Capítulo 1, apresentou-se uma breve evolução das redes de telefonia móvel e elucidou-se como a tecnologia em sistemas MIMO contribuirá para o desenvolvimento das redes 5G, sendo esse cenário uma justificativa para o desenvolvimento desse trabalho. No Capítulo 2, apresentaram-se os conceitos básicos relacionados aos sistemas MIMO e necessários a compreensão desse trabalho. Classificaram-se os sistemas com múltiplas antenas em relação ao uso da diversidade de antenas na transmissão e/ou recepção, comparando-os entre si. Discutiram-se a diversidade e multiplexação espacial. Definiu-se a capacidade ergódica para sistemas MIMO, considerando o modelo de correlação de Kroneker. Por fim, apresentaram-se e discutiram-se brevemente os sistemas MU-MIMO e MIMO em larga escala devido à importância para a consolidação das futuras redes 5G.

A disposição de irradiadores em região de campo próximo permite a formação de arranjos com múltiplas antenas, cujas aplicações abrangem sistemas de alto ganho, reconfiguráveis e/ou MIMO. A proximidade entre as antenas intensifica mecanismos de indução eletromagnética e modifica parâmetros como a impedância de entrada, coeficiente de reflexão e diagrama de irradiação. No contexto da aplicação, essas alterações impactam na capacidade do sistema. Portanto, no Capítulo 3, abordou-se um conjunto de métricas que permite quantificar o acoplamento mútuo e avaliar o seu



efeito na capacidade do canal. O coeficiente de transmissão entre portas de excitação de elementos distintos do arranjo mensura o nível de acoplamento mútuo. Verificam-se alterações ocasionadas no nível de potência refletida através do ARC para cada elemento e a banda de operação efetiva do arranjo, por meio do TARC. Analisa-se a influência da correlação entre os elementos no ganho de diversidade empregando a ECC. A eficiência total dos elementos quantifica as perdas ocasionadas pelo acoplamento mútuo. Por fim, a eficiência de multiplexação determina a perda de eficiência na SNR, quando se implementa a multiplexação espacial.

O grupo de pesquisa do Laboratório WOCA foi pioneiro no desenvolvimento e projeto de SWAAs para aplicações em redes 5G na faixa de ondas milimétricas, sendo os arranjos caracterizados apenas para operação em sistemas SISO. No Capítulo 4, utilizaram-se as métricas MIMO para avaliar o desempenho de três SWAAs distintos (denominados *SWAA\_DB*, *SWAA\_Jacket* e *SWAA\_SS*) com cobertura setorial, sendo o *SWAA\_SS* desenvolvido e caracterizado nesse trabalho. Realizou-se uma análise de diversidade espacial e diversidade de polarização e espacial aplicados a dois arranjos idênticos e com separações de  $3 \lambda_0$  a  $10 \lambda_0$  e  $4 \lambda_0$  a  $10 \lambda_0$ , respectivamente. Para a diversidade espacial, o *SWAA\_DB* se destacou apresentando melhor desempenho. Para a diversidade de polarização e espacial, o *SWAA\_SS* reportou melhores resultados em praticamente todos os parâmetros avaliados quando comparado aos demais arranjos. Por conseguinte, caracterizou-se esses arranjos, cujos resultados apresentaram ótima concordância com os ensaios numéricos. Em suma, verificou-se que SWAAs faixa largas são susceptíveis a maior variação de níveis de acoplamento mútuo. A aplicação conjunta da diversidade de polarização e espacial corroborou para a redução dos níveis de acoplamento mútuo e maior descorrelação entre elementos para todos os arranjos

No Capítulo 5, propuseram-se o desenvolvimento e caracterização de três arranjos de elementos SWAAs. Projetou-se o SWAA de banda dupla com comutação de feixe para prover cobertura a duas regiões distintas e em bandas diferentes (28 ou 38 GHz), visando aplicações em estações rádio base. Obteve-se HPBW de  $100^\circ$  e  $105^\circ$  em 28 e 38 GHz, respectivamente, níveis de acoplamento mútuo inferiores a  $-36$  dB, estabilidade na largura de banda e ECC inferior a  $-40$  dB para ambas as faixas de

operação. Esses resultados foram superiores aos reportados para outros arranjos com comutação de feixe, cujas estruturas apresentam maior complexidade. Resultados experimentais demonstraram a aplicabilidade do arranjo em sistemas MIMO 5G com diversidade espacial. Implementou-se o SWAA com cobertura setorial para aplicação em pontos de acesso utilizando elementos SWAA\_DB. Os resultados numéricos demonstraram níveis de acoplamento iguais ou inferiores a  $-40$  dB, estabilidade na largura de banda e ECC inferior a  $-50$  dB para a faixa de operação. Por fim, aplicaram-se ranhuras metálicas ao SWAA\_SS para aumento de ganho, visando sua aplicação em sistemas com MIMO massivo. Os resultados experimentais foram condizentes com os numéricos em termos de coeficiente de reflexão, diagrama de irradiação, HPBW e ganho. As ranhuras metálicas proveram aumento de ganho de 9 dB assim como eliminaram a necessidade da formação de arranjos e projeto de sistemas de excitação.

Para aplicações em sistemas MIMO, verificou-se a importância do emprego de métricas que consideram os efeitos de acoplamento mútuo no desempenho dos elementos de um arranjo. Os SWAAs desenvolvidos e/ou analisados nesse trabalho apresentaram baixos níveis de acoplamento mútuo e ECC e estabilidade na largura de banda, sendo potenciais soluções em irradiadores para redes 5G com MIMO em ondas milimétricas. Como trabalhos futuros, propõem-se a caracterização sistêmica dos SWAAs abordados nos Capítulo 4 e Capítulo 5 em ambientes internos e externos. Considera-se o emprego dos arranjos para a transmissão de formas de ondas potenciais para as redes 5G, como por exemplo a multiplexação por divisão de frequências ortogonais filtrada (F-OFDM, *filtered orthogonal frequency division multiplexing*).

# Apêndice 1 – Métricas MIMO do SWAA\_DB para diversidade espacial

## A.1.1. Parâmetros S

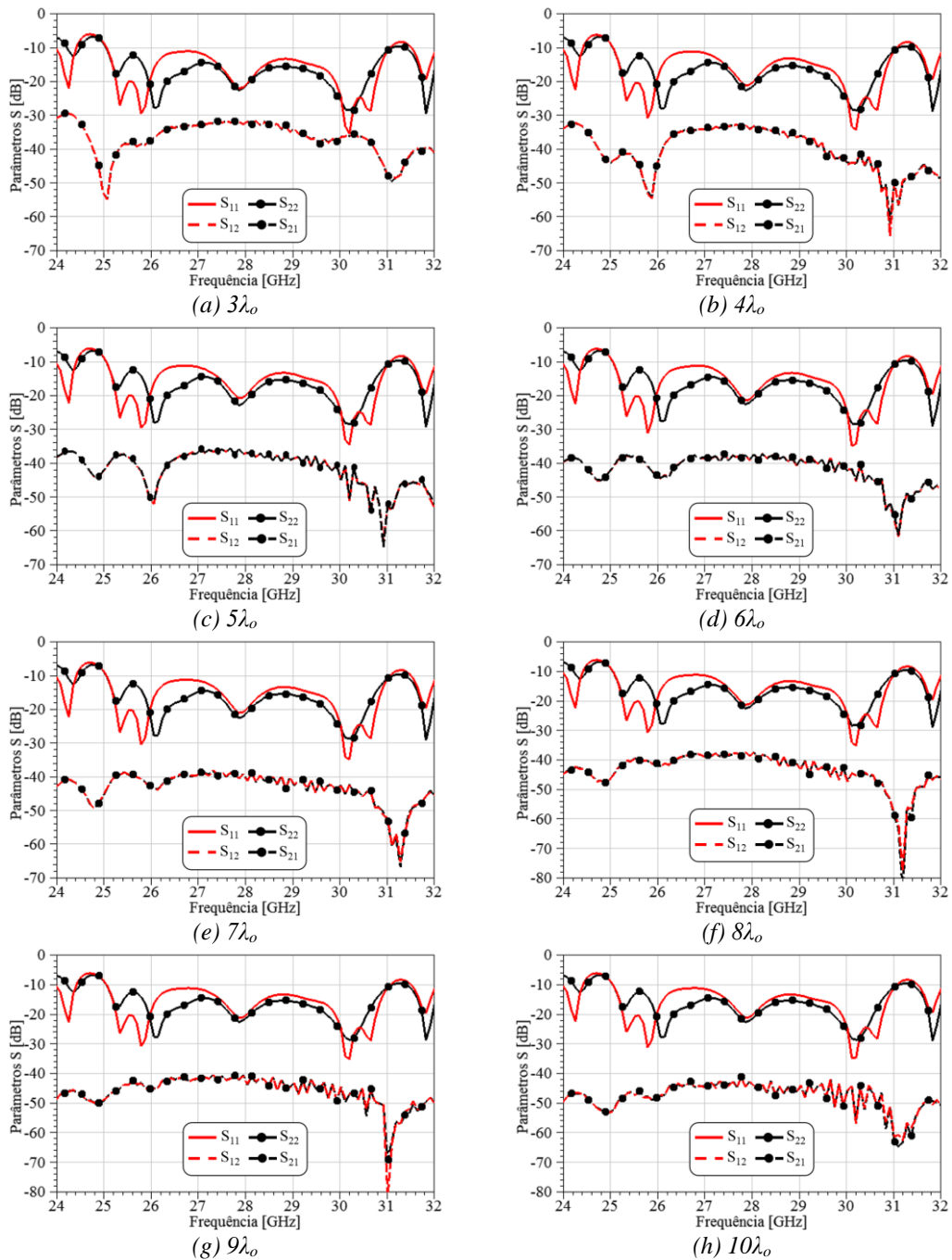
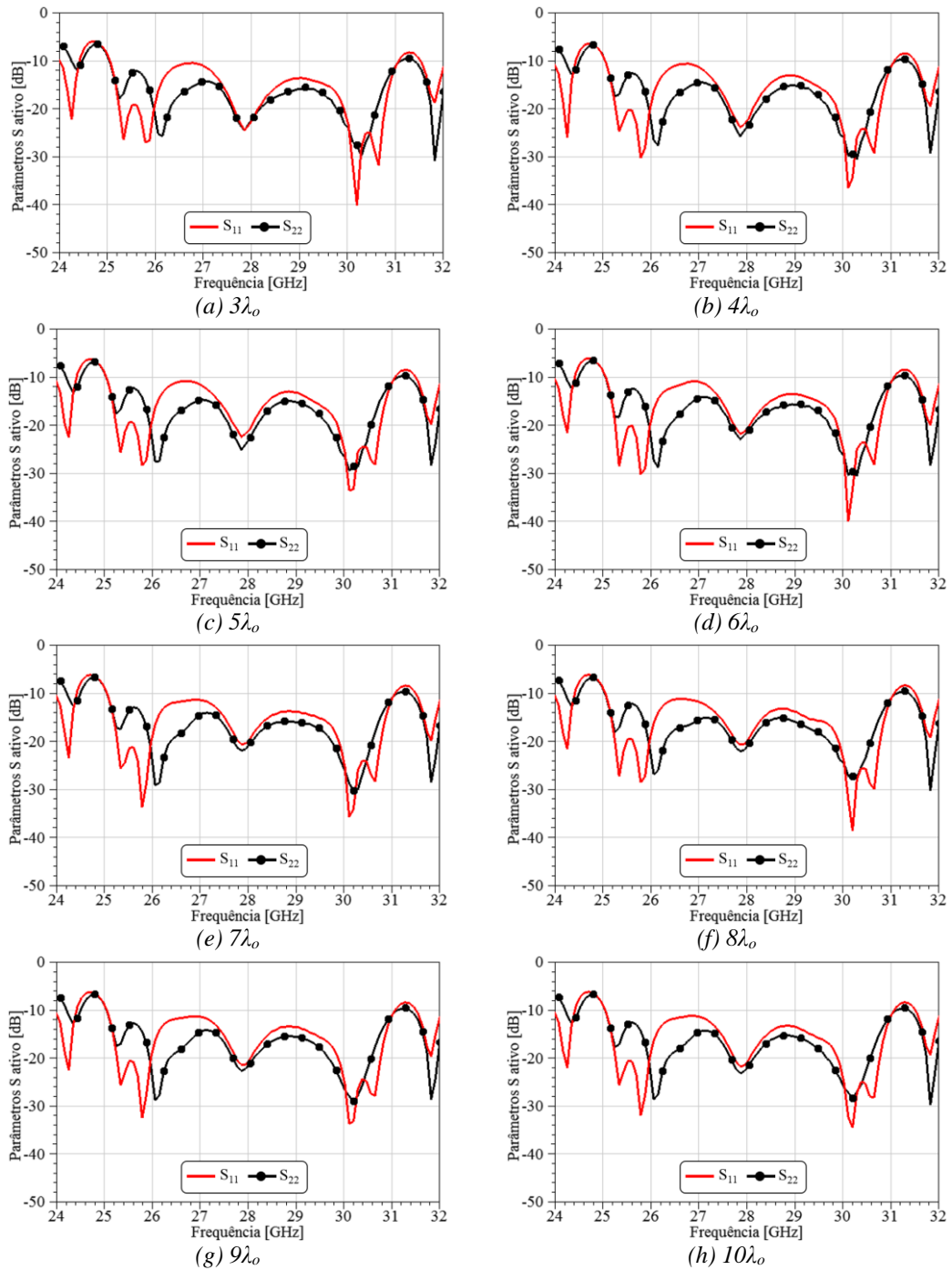


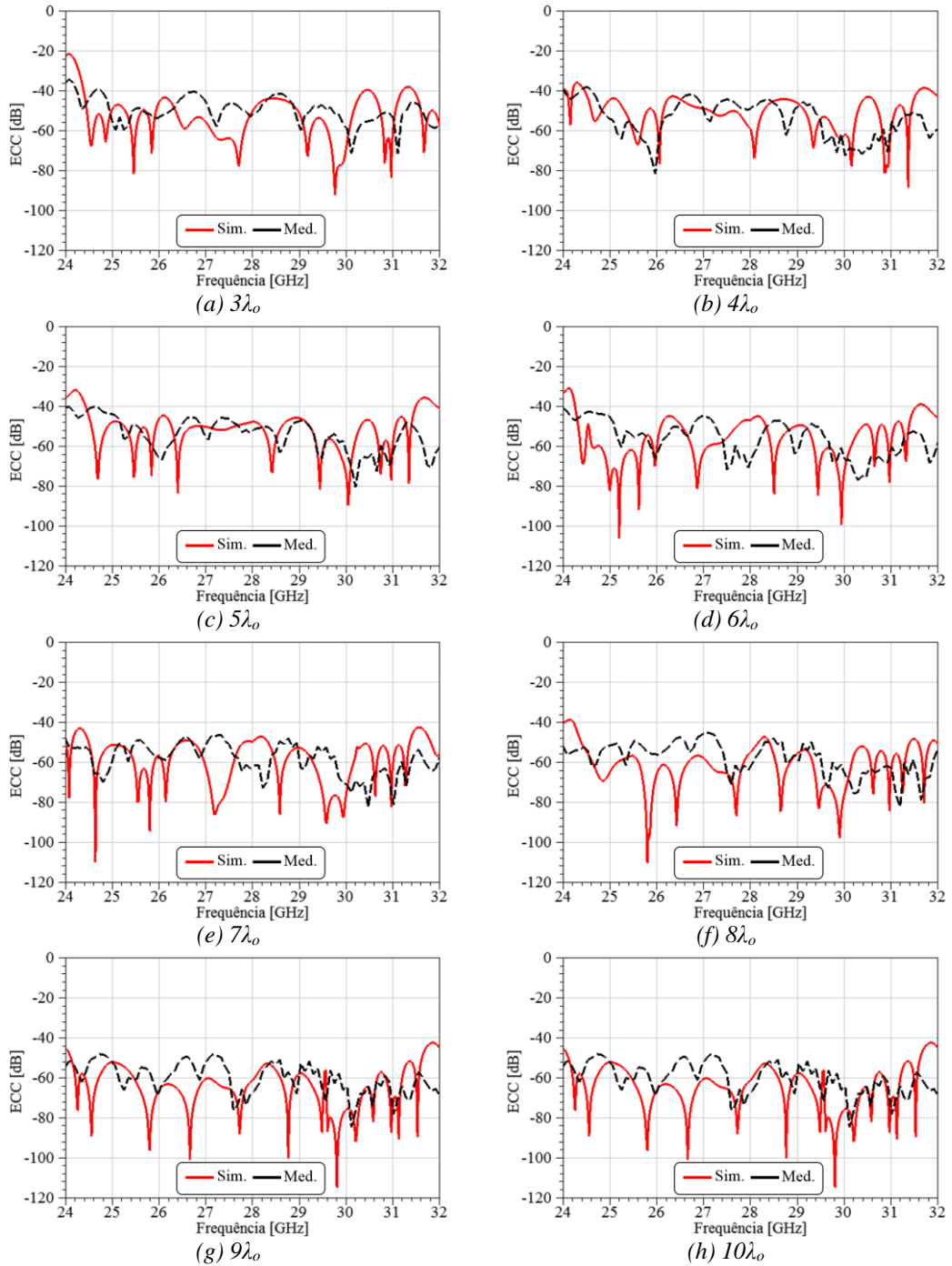
Figura A.1.6.1 – Parâmetros S medido do SWAA\_DB.

## A.1.2. Parâmetros $S$ ativos



**Figura A.1.6.2 – Parâmetros  $S$  ativo medido do SWAA\_DB.**

### A.1.3. ECC



**Figura A.1.6.3** – ECC medido e simulado do SWAA\_DB.

# Apêndice 2 – Métricas MIMO do SWAA\_SS para diversidade espacial e de polarização

## A.2.1. Parâmetros S

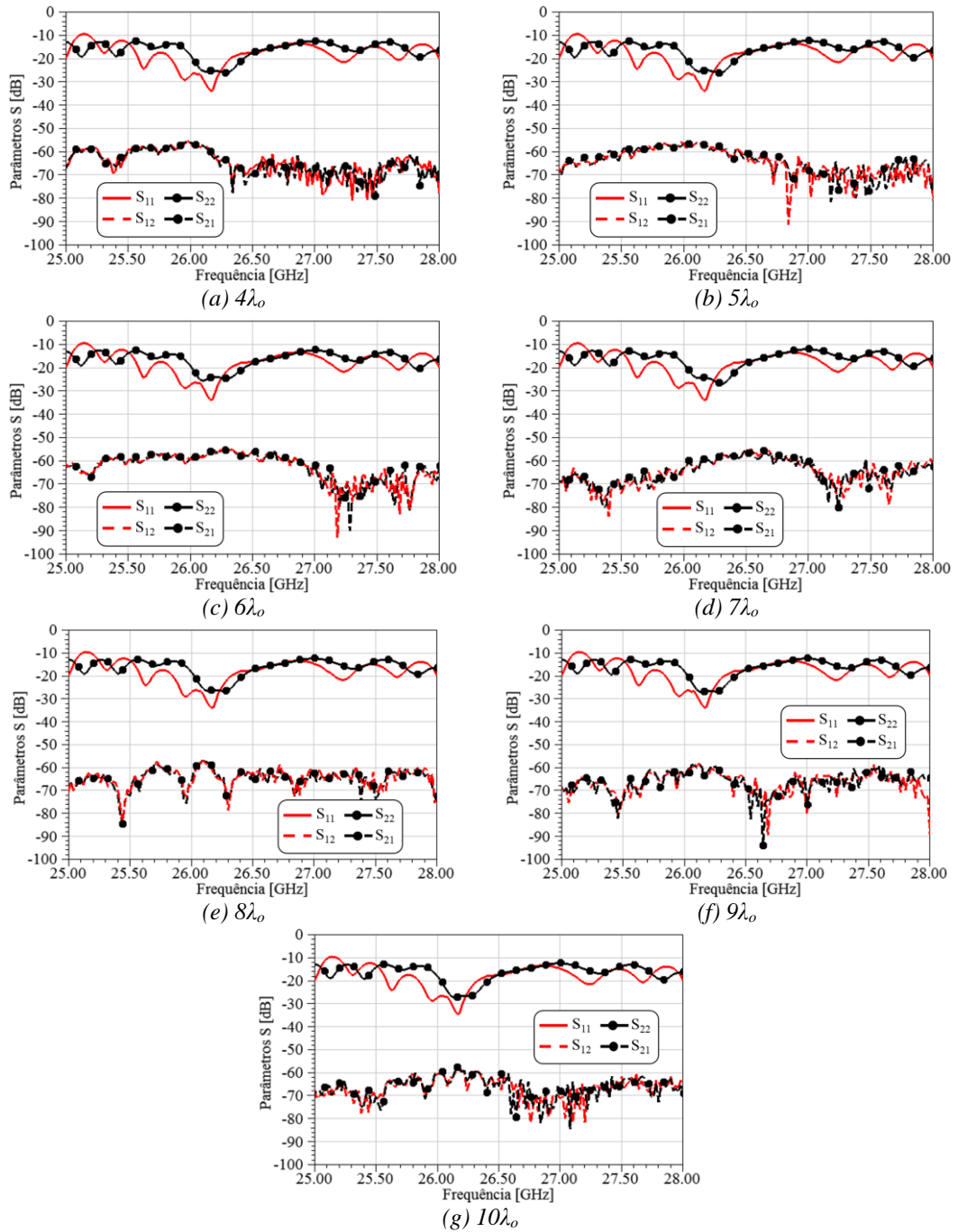


Figura A.2.0.1 – Parâmetros S medido do SWAA\_SS.

## A.2.2. Parâmetros $S$ ativos

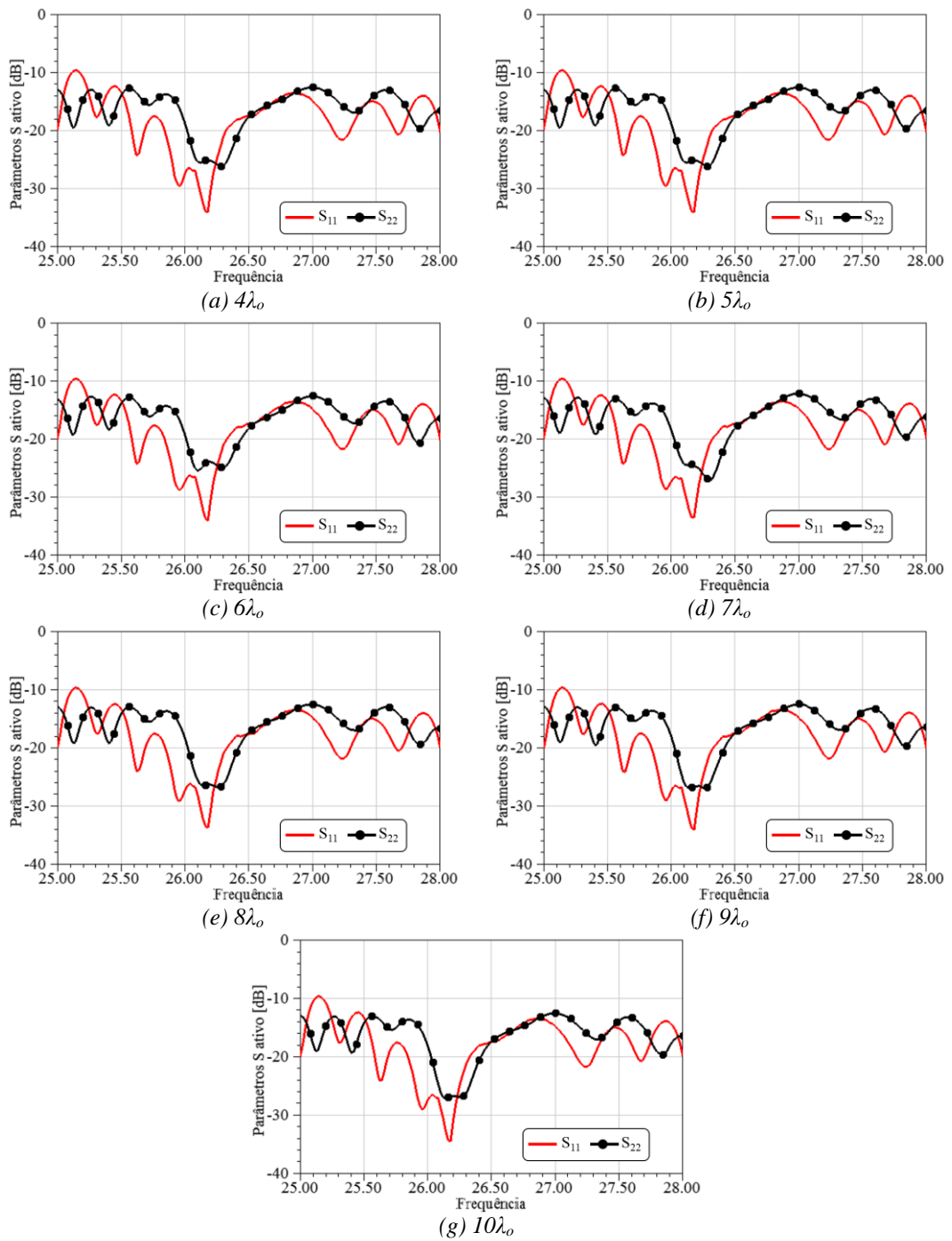
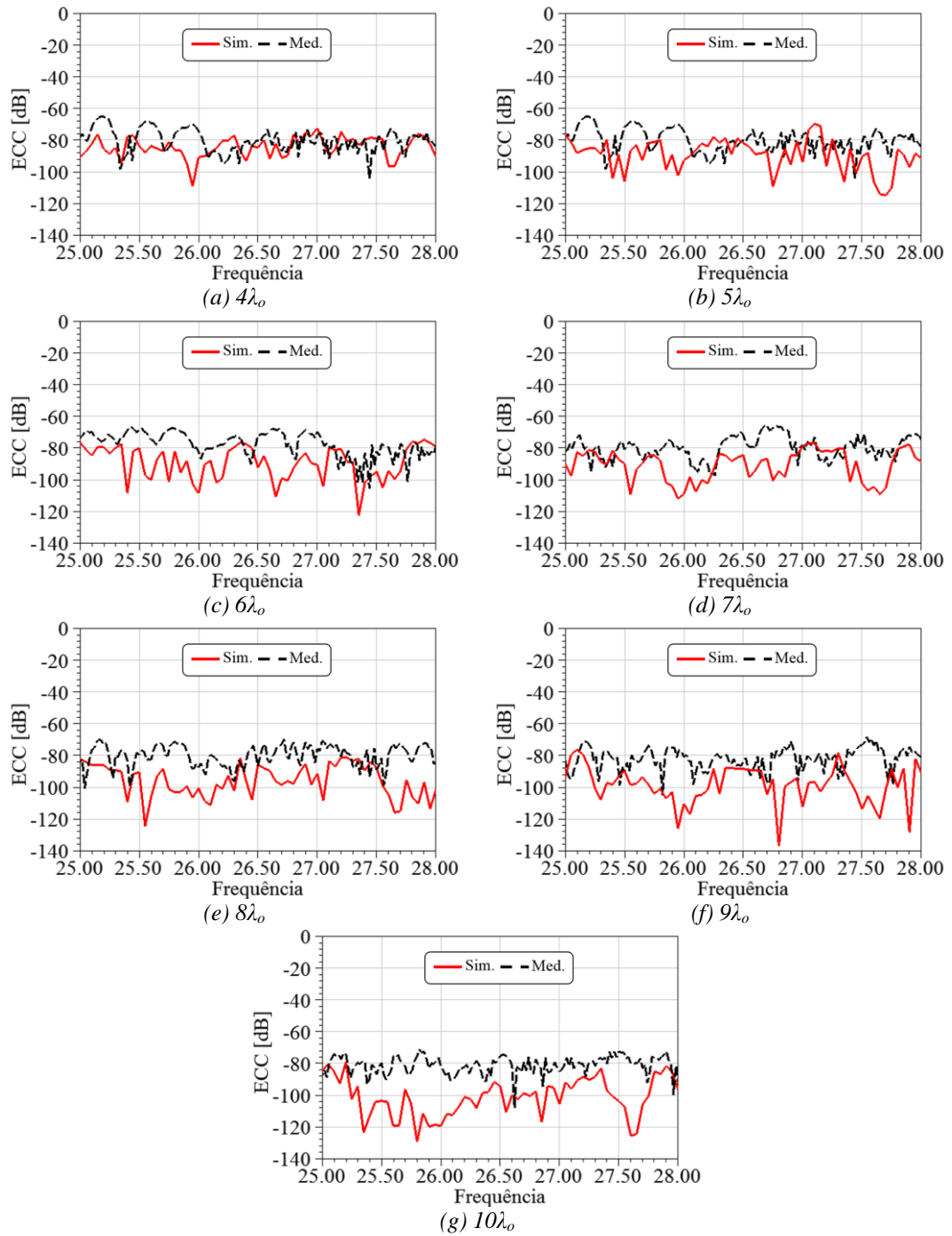


Figura A.2.0.2 – Parâmetros  $S$  ativo medido do SWAA\_SS.

### A.1.3. ECC



**Figura A.2.0.3** – ECC medido e simulado do SWAA\_SS.



## Referências Bibliográficas

- [1] GSMA *Intelligence, The Mobile Economy 2018*. GSM Association. [Online]. Disponível em: < <https://www.gsmaintelligence.com/research/?file=061ad2d2417d6ed1ab002da0dbc9ce22&download> >. Acesso em 26 de setembro de 2018.
- [2] H. Hammuda, *Cellular Mobile Radio Systems: Designing Systems for Capacity Optimization*. England: John Wiley & Sons Ltd, 1997.
- [3] G. S. Rao, *Mobile Cellular Communication*. India: Dorling Kindersley Pvt. Ltd, 2013.
- [4] E. Dahlman *et al.*, *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. Academic Press, 2007.
- [5] Motorola Milestones, Motorola. [Online]. Disponível em: < <https://www.motorola.com/us/about/motorola-history-milestones> > Acesso em 26 de setembro de 2018.
- [6] M. Sauter, *From GSM to LTE-Advanced Pro and 5G*. England: John Wiley & Sons Ltd, 2017.
- [7] Qualcomm, “The Evolution of Mobile Technologies: 1G to 2G to 3G to 4G LTE.” [Online]. Disponível em: <[www.qualcomm.com/media/documents/files/the-evolution-of-mobile-technologies-1g-to-2g-to-3g-to-4g-lte.pdf](http://www.qualcomm.com/media/documents/files/the-evolution-of-mobile-technologies-1g-to-2g-to-3g-to-4g-lte.pdf)>. Acesso em 28 de setembro de 2018.
- [8] A. R. Mishra, *Advanced Cellular Network Planning and Optimization 2G/2.5G/3G, Evolution to 4G*. Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2007.
- [9] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*. 2ed., New York: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [10] U. Black, *Second Generation Mobile and Wireless Networks*. Prentice Hall, 1999.
- [11] J. Park, “Wireless Internet Access for Mobile Subscribers based on the GPRS/UMTS Network,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 4, pp. 38-49, April 2002.

- [12] A. Pang *et al.*, “Mobility and Session Management: UMTS vs. CDMA2000,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 11, no. 4, pp. 30-43, Aug. 2004.
- [13] Y. Chen e Y. Lin, “IP Connectivity for Gateway GPRS Support Node,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, no. 1, pp. 37-46, Feb. 2005.
- [14] H. Holma e A. Toskala, *WCDMA for UMTS Radio Access for Third Generation Mobile Communications*. England: John Wiley and Sons Ltd, 2004.
- [15] B. Patil *et al.*, *IP in Wireless Network*. Prentice Hall. 2003.
- [16] T. Halonen, J. Romero e J. Melero, *GSM, GPRS AND EDGE Performance Evolution Towards 3G/UMTS*. 2ed., Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [17] S. Shukla *et al.*, “Comparative Study of 1G, 2G, 3G and 4G,” *Journal of Engineering, Computers & Applied Sciences*, vol. 2, no. 4, April 2013.
- [18] Ericsson, “On the pulse of the networked society,” *Ericsson Mobility Report*, June 2016.
- [19] Cisco, “The Zettabyte Era: Trends and Analysis,” Cisco, 2017.
- [20] J. Pinola e K. Pentikousis, “Mobile WiMAX,” *The Internet Protocol Journal*, vol. 11, no. 2, 2008.
- [21] C. Cox, *An Introduction to LTE; LTE, LTE-Advanced, SAE, VoLTE AND 4G Mobile Communications*. 2ed., UK: John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [22] E. Pateromichelakis *et al.*, “On the Evolution of Multi-Cell Scheduling in 3GPP LTE / LTE-A,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 2, pp. 701-717, 2013.
- [23] H. Visser, *LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. John Wiley & Sons, 2011.
- [24] H. Holma e A. Toskala, *LTE for UMTS Evolution to LTE-Advanced*. John Wiley & Sons, 2011.
- [25] E. Dahlman, S. Parkvall e J. Skold, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Academic Press, 2013.
- [26] S. Lee, S. Hyeon e J. Kim, “The Useful Impact of Carrier Aggregation: A Measurement Study in South Korea for Commercial LTE-Advanced Networks,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 12, no. 1, March 2017.

- [27] Z. Shen *et al.*, “Overview of 3GPP LTE-Advanced Carrier Aggregation for 4G Wireless Communication,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 50, no. 2, Feb. 2012.
- [28] M. Iwamura *et al.*, “Carrier Aggregation Framework in 3GPP LTE-Advanced,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 48, no. 8, pp. 60–67, Aug. 2010.
- [29] H. Shariatmadari *et al.*, “Machine-type Communications: Current Status and Future Perspectives Toward 5G Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 10-17, 2015.
- [30] T. Willke, P. Tientrakool e N. F. Maxemchuk, “A Survey of Inter-vehicle Communication Protocols and their Applications,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, no. 2, 2009.
- [31] L. Atzori, A. Iera e G. Morabito, “The Internet of Things: A Survey,” *Computer Networks*, vol. 54, no. 15, pp. 2787-2805, 2010.
- [32] M. X. Gong e S. Mao, “An Overview of 3GPP Cellular Vehicle-to-Everything Standards,” *GetMobile: Mobile Computing and Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 19-25, 2017.
- [33] F. Ghavimi e H. Chen, “M2M Communications in 3GPP LTE/LTE-A Networks: Architectures, Service Requirements, Challenges, and Applications,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 525-549, 2015.
- [34] Best Fit Cases for LPWAs, ABI Research. 2016.
- [35] 3GPP, Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies, document 3GPP TR 38.913 v14.1.0, Jan. 2017.
- [36] C. Wang *et al.*, “Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 122-130, February 2014.
- [37] W. H. Chin, Z. Fan e R. Haines, “Emerging Technologies and Research Challenges for 5G Wireless Networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 2, pp. 106-112, April 2014.
- [38] C. Bockelmann *et al.*, “Towards Massive Connectivity Support for Scalable mMTC Communications in 5G Networks,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 28969-28992, May 2018.

- [39] IMT vision, “Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond”, International Telecommunication Union (ITU), ITU-R M.2083-0, Feb. 2015.
- [40] P. Schulz *et al.*, “Latency Critical IoT Applications in 5G: Perspective on the Design of Radio Interface and Network Architecture,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 70-78, February 2017.
- [41] D. Soldani *et al.*, “5G for Ultra-Reliable Low-Latency Communications,” *IEEE Network*, vol. 32, no. 2, pp. 6-7, March-April 2018.
- [42] International Communication Union (ITU), Connecting The Unconnected, Working Together to Achieve Connect 2020 Agenda Targets, World Economic Forum, Davos, 2017.
- [43] A. Osseiran *et al.*, “Scenarios for 5G Mobile and Wireless Communications: the Vision of the METIS Project,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26-35, May 2014.
- [44] R. M. Borges *et al.*, “Integration of a GFDM-Based 5G Transceiver in a GPON Using Radio Over Fiber Technology,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4468-4477, Oct.1, 2018.
- [45] R. M. Borges *et al.*, “Implementation of a Multi-Gbit/s and GFDM-based Optical-Wireless 5G Network,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, pp. 579-589, 2018.
- [46] 5g Americas, White Paper on 5G Spectrum Recommendation, 2017.
- [47] 3GPP, Release 15. [Online]. Disponível em:<<http://www.3gpp.org/release-15>>.
- [48] 3GPP TS 38.104 version 15.2.0 Release 15 [Online]. Disponível em:<[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/138100\\_138199/138104/15.02.00\\_60/ts\\_138104v150200p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/15.02.00_60/ts_138104v150200p.pdf)>. Acesso em 15 de outubro.
- [49] T. S. Rappaport *et al.*, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [50] S. Rangan, T. S. Rappaport e E. Erkip, “Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, March 2014.

- [51] Y. Niu *et al.*, “A Survey of Millimeter Wave Communications (mmWave) for 5G: Opportunities and Challenges,” *Wireless Network*, vol. 21, no. 8, pp. 2657-2676, November 2015.
- [52] M. Kamel, W. Hamouda e A. Youssef, “Ultra-Dense Networks: A Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 2522-2545, 2016.
- [53] J. Jang *et al.*, “Smart Small Cell with Hybrid Beamforming for 5G: Theoretical Feasibility and Prototype Results,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 23, no. 6, pp. 124-131, Dec. 2016.
- [54] Z. Cao *et al.*, “Advanced Integration Techniques on Broadband Millimeter-Wave Beam Steering for 5G Wireless Networks and Beyond,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1-20, Jan. 2016.
- [55] S. Sun *et al.*, “MIMO for Millimeter-wave Wireless Communications: Beamforming, Spatial Multiplexing, or Both?,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, pp. 110-121, Dec. 2014.
- [56] O. Castañeda *et al.*, “1-bit Massive MU-MIMO Precoding in VLSI,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 7, no. 4, pp. 508-522, Dec. 2017.
- [57] X. Zhai *et al.*, “Joint Transceiver Design With Antenna Selection for Large-Scale MU-MIMO mmWave Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 9, pp. 2085-2096, Sept. 2017.
- [58] A. Alkhateeb, G. Leus e R. W. Heath, “Limited Feedback Hybrid Precoding for Multi-User Millimeter Wave Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 11, pp. 6481-6494, Nov. 2015.
- [59] T. M. Cover e J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons, 1991.
- [60] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [61] H. H. Beverage e H. O. Peterson, “Diversity Receiving System of R.C.A. Communications, Inc., for Radiotelegraphy,” in *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 19, no. 4, pp. 529-561, April 1931.

- [62] H. O. Peterson, H. H. Beverage e J. B. Moore, “Diversity Telephone Receiving System of R.C.A. Communications, Inc.,” in *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 19, no. 4, pp. 562-584, April 1931.
- [63] F. A. Bartlett, “A Dual Diversity Preselector,” *QST*, vol. XXV, pp. 37–39, Apr. 1940.
- [64] D. G. Brennan, “Linear Diversity Combining Techniques,” in *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 6, pp. 1075-1102, June 1959.
- [65] D. A. Shnidman, “A Generalized Nyquist Criterion and an Optimum Linear Receiver for a Pulse Modulation System,” *Bell System Technical Journal*, vol. 46, no. 9, pp. 2163–2177, Nov. 1967.
- [66] S. Yang e L. Hanzo, “Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 1941-1988, 2015.
- [67] W. Lee, “Mutual Coupling Effect on Maximum-Ratio Diversity Combiners and Application to Mobile Radio,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 18, no. 6, pp. 779-791, Dec. 1970.
- [68] W. Lee, “Effect of Mutual Coupling on a Mobile-Radio Maximum Ratio Diversity Combiner With a Large Number of Branches,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1188-1193, Dec. 1972.
- [69] W. Lee e Y. Yeh, “Polarization Diversity System for Mobile Radio,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 912-923, Oct. 1972.
- [70] S. Rhee e G. Zysman, “Results of Suburban Base Station Spatial Diversity Measurements in the UHF Band,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 10, pp. 1630-1636, Oct. 1974.
- [71] W. Lee, “Effects on Correlation between Two Mobile Radio Base-Station Antennas,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 21, no. 11, pp. 1214-1224, Nov. 1973.
- [72] B. M. Halpern e P. E. Mayes, “The Monopole Slot as a Two-port Diversity Antenna for UHF Land-mobile Radio Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 33, no. 2, pp. 76-83, May 1984.

- [73] T. Miki e M. Hata, "Performance of 16 kbit/s GMSK Transmission with Postdetection Selection Diversity in Land Mobile Radio," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 512-517, July 1984.
- [74] S. Kozono, T. Tsuruhara e M. Sakamoto, "Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 33, no. 4, pp. 301-306, Nov. 1984.
- [75] R. G. Vaughan e J. B. Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, no. 4, pp. 149-172, Nov. 1987.
- [76] T. Kailath e A. J. Paulraj, "Increasing Capacity in Wireless Broadcast Systems using Distributed Transmission/Directional Reception (DTDR)," U.S. Patent 5 345 599, Sep. 1994.
- [77] Roy III *et al.*, "Spatial Division Multiple Access Wireless Communication Systems." U.S. Patent No. 5,515,378, May 1996.
- [78] J. Winters, "On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 5, pp. 871-878, June 1987.
- [79] G. J. Foschini, "Layered Space-time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-element Antennas," *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [80] G. J. Foschini e M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [81] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [82] G. G. Raleigh e J. M. Cioffi, "Spatio-temporal Coding for Wireless Communication," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 357-366, Mar. 1998.
- [83] V. K. Jones e G. C. Raleigh, "Channel Estimation for Wireless OFDM Systems," in *IEEE GLOBECOM 1998* (Cat. NO. 98CH36250), Sydney, New South Wales, Australia, vol.2, pp. 980-985, 1998.

- [84] G. Golden *et al.*, “Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using V-BLAST Space-time Communication Architecture,” *Electronic Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14–16, Jan. 1999.
- [85] E. Telatar, “Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels,” *European Transactions on Telecommunications*, 10.6 (1999): 585-595.
- [86] M. A. Jensen e J. W. Wallace, “A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810-2824, Nov. 2004.
- [87] P. Almers *et al.*, “Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 2007, no. 1, pp. 1-19, May 2007.
- [88] K. Zheng *et al.*, “Survey of Large-Scale MIMO Systems,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1738-1760, 2015.
- [89] J. Zhang, C. Wang, Z. Wu, and W. Zhang, “A Survey of Massive MIMO Channel Measurements and Models,” in *Zte Communications*, vol. 15, no. 1, pp 14-22, 2017.
- [90] L. Zheng e D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: a Fundamental Tradeoff in Multiple-antenna Channels,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, May 2003.
- [91] A. Lozano e N. Jindal, “Transmit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 1, pp. 186-197, Jan. 2010.
- [92] S. Sanayei e A. Nosratinia, “Antenna Selection in MIMO Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68-73, Oct. 2004.
- [93] M. F. Hanif *et al.*, “MIMO Cognitive Radios with Antenna Selection,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 11, pp. 3688-3699, Nov. 2011.
- [94] P. Lin e S. Tsai, “Performance Analysis and Algorithm Designs for Transmit Antenna Selection in Linearly Precoded Multiuser MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 1698-1708, May 2012.
- [95] C. C. Martin, J. H. Winters e N. R. Sollenberger, “MIMO Radio Channel Measurements: Performance Comparison of Antenna Configurations,” in



- Proceedings of IEEE 54<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference*, Atlantic City, USA, vol. 2, pp. 1225-1229, 2001.
- [96] T. Svantesson, "Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 6, pp. 1304-1312, Nov. 2002.
- [97] K. Sulonen *et al.*, "Comparison of MIMO Antenna Configurations in Picocell and Microcell Environments," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 703-712, June 2003.
- [98] A. Forenza e R. W. Heath, "Benefit of Pattern Diversity via Two-element Array of Circular Patch Antennas in Indoor Clustered MIMO Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 5, pp. 943-954, May 2006.
- [99] R. A. Andrews, P. P. Mitra, e R. de Carvalho, "Tripling the Capacity of Wireless Communications using Electromagnetic Polarization," *Nature*, vol. 409, pp. 316-318, Jan. 2001.
- [100] P. Kyritsi e D. C. Cox, "Effect of Element Polarization on the Capacity of a MIMO System," in *2002 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Record*, Orlando, USA, vol. 2, pp. 892-896, 2002.
- [101] T. Svantesson, M. A. Jensen e J. W. Wallace, "Analysis of Electromagnetic Field Polarizations in Multiantenna Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 2, pp. 641-646, March 2004.
- [102] X. Chen, S. Zhang e Q. Li, "A Review of Mutual Coupling in MIMO Systems," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 24706-24719, 2018.
- [103] H. Singh, H. L. Sneha, e R. M. Jha, "Mutual Coupling in Phased Arrays: A Review," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, no. 1, pp. 1-23, 2013.
- [104] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. CRC press, 2006.
- [105] C. Oestges e B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From Real-world Propagation to Space-time Code Design*. Academic Press, 2007.
- [106] H. K. Bizaki, *MIMO Systems, Theory and Applications*. InTech, 2011.
- [107] A. Chockalingam e B. S. Rajan, *Large MIMO Systems*. Cambridge University Press, 2014.

- [108] B. Kumbhani e R. S. Kshetrimayum, *MIMO Wireless Communications over Generalized Fading Channels*. CRC Press, 2017.
- [109] M.S. Pinsker, “Information and Information Stability of Random Processes,” Holden Bay, San Francisco, Chapter 10, 1964.
- [110] S. Kullback, *Information Theory and Statistics*. John Wiley and Sons, New York, 1959.
- [111] D.B. Osteyee e I.J. Good, *Information Weight of Evidence, the Singularity between Probability Measures and Signal Detection*. Springer-Verlag, New York, 1970.
- [112] J. B. Andersen, “Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2172-2178, Nov. 2000.
- [113] R. G. Vaughan e J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. IEE Electromagnetics Waves, Series 50, London, UK, 2003.
- [114] Chen-Nee Chuah, J. M. Kahn e D. Tse, “Capacity of Multi-antenna Array Systems in Indoor Wireless Environment,” in *IEEE GLOBECOM 1998 (Cat. NO. 98CH36250)*, Sydney, Australia, vol. 4, pp. 1894-1899, 1998.
- [115] D. Shiu *et al.*, “Fading Correlation and its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 502-513, March 2000.
- [116] J. P. Kermoal *et al.*, “A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.
- [117] E. Castañeda *et al.*, “An Overview on Resource Allocation Techniques for Multi-User MIMO Systems,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 239-284, 2017.
- [118] M. B. Zid, *Recent Trends in Multi-user MIMO Communications*. IntechOpen, 2013.
- [119] M. Hochwald, T. L. Marzetta e V. Tarokh, “Multiple-antenna Channel Hardening and its Implications for Rate Feedback and Scheduling,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 9, pp. 1893–1909, 2004.

- [120] IEEE, “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas,” in *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, pp.1-50, 6 March 2014.
- [121] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Antenas: Fundamentos, Projetos e Aplicações*. São Paulo: Editora Érica, 2012.
- [122] H. Bach, J. E. Hansen, *Antenna Theory*. Collin and Zucker, McGraw-Hill, 1969.
- [123] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Microondas: Fundamentos e Aplicações*. São Paulo: Editora Érica, 2008.
- [124] I. Gupta e A. Ksienski, “Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 5, pp. 785-791, Sep. 1983.
- [125] J. L. Allen e B. L. Diamond, “Mutual Coupling in Antenna Arrays,” Lincoln Laboratory, Relatório Técnico, 1996.
- [126] T. Svantesson e A. Ranheim, “Mutual Coupling Effects on the Capacity of Multielement Antenna Systems,” in *Proc. ICASSP*, Salt Lake City, USA, pp. 2485–2488, May 2001.
- [127] R. Janaswamy, “Effect of Element Mutual Coupling on the Capacity of Fixed Length Linear Arrays,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, pp. 157-160, 2002.
- [128] X. Li e Z. Nie, “Mutual Coupling Effects on the Performance of MIMO Wireless Channels,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 344-347, 2004.
- [129] B. N. Getu e R. Janaswamy, “The Effect of Mutual Coupling on the Capacity of the MIMO Cube,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 240-244, 2005.
- [130] Y. Wu, J. W. M. Bergmans e S. Attallah, “Effects of Antenna Correlation and Mutual Coupling on the Carrier Frequency Offset Estimation in MIMO Systems,” in *2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, Chengdu, pp. 1-4, 2010.
- [131] J. Gomez-Tagle e C. G. Christodoulou, “Broadband Characterization of the Active Reflection Coefficient of Finite-sized Phased Array Microstrip Antennas,” in *Proceedings 2000 IEEE International Conference on Phased*

*Array Systems and Technology (Cat. No.00TH8510)*, Dana Point, pp. 255-258CA, 2000.

- [132] M. Manteghi e Y. Rahmat-Samii, "Broadband Characterization of the Total Active Reflection Coefficient of Multiport Antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus, OH, vol.3, pp. 20-23, 2003.
- [133] R. G. Vaughan, "Signals in Mobile Communications: A Review," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 35, no. 4, pp. 133-145, Nov. 1986.
- [134] M. A. Jensen e Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceivers using FDTD," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, pp. 1106-1113, Aug. 1994.
- [135] S. C. K. Ko e R. D. Murch, "Compact Integrated Diversity Antenna for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 6, pp. 954-960, June 2001.
- [136] C. B. Dietrich *et al.*, "Spatial, Polarization, and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 9, pp. 1271-1281, Sept. 2001.
- [137] S. Blanch, J. Romeu e I. Corbella, "Exact Representation of Antenna System Diversity Performance from Input Parameter Description," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 9, pp. 705-707, 1 May 2003.
- [138] J. Thaysen e K. B. Jakobsen, "Envelope Correlation in  $(N, N)$  MIMO Antenna Array from Scattering Parameters," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 832-834, 2006.
- [139] A. Derneryd e G. Kristensson, "Antenna Signal Correlation and its Relation to the Impedance Matrix," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 7, pp. 401-402, 1 April 2004.
- [140] P. Hallbjorner, "The Significance of Radiation Efficiencies when using S-parameters to Calculate the Received Signal Correlation from two Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 97-99, 2005.
- [141] P. Kildal e K. Rosengren, "Electromagnetic Analysis of Effective and Apparent Diversity Gain of two Parallel Dipoles," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 9-13, 2003.

- [142] V. Plicanic *et al.*, “Actual Diversity Performance of a Multiband Diversity Antenna With Hand and Head Effects,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1547-1556, May 2009.
- [143] S. Yan, P. J. Soh e G. A. E. Vandenbosch, “Dual-Band Textile MIMO Antenna Based on Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Technology,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4640-4647, Nov. 2015.
- [144] K. Chen and J. Kiang, “Effect of Mutual Coupling on the Channel Capacity of MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 1, pp. 398-403, Jan. 2016.
- [145] IEEE, “IEEE Standard Test Procedures for Antennas,” in *ANSI/IEEE Std 149-1979*, 1979.
- [146] J. F. Valenzuela-Valdes *et al.*, “The Influence of Efficiency on Receive Diversity and MIMO Capacity for Rayleigh-Fading Channels,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1444-1450, May 2008
- [147] J. X. Yun e R. G. Vaughan, “Multiple Element Antenna Efficiency and its Impact on Diversity and Capacity,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 529-539, Feb. 2012.
- [148] R. Tian, B. K. Lau e Z. Ying, “Multiplexing Efficiency of MIMO Antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 183–186, 2011.
- [149] A. Stevenson, “Theory of Slots in Rectangular Wave-guides,” *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 24–38, 1948.
- [150] R. Elliott e L. Kurtz, “The Design of Small Slot Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 2, pp. 214–219, Mar. 1978.
- [151] R. Elliott, “An Improved Design Procedure for Small Arrays of Shunt Slots,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 1, pp. 48–53, Jan. 1983.
- [152] M. Ando *et al.*, “A Radial Line Slot Antenna for 12 GHz Satellite TV Reception,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 12, pp. 1347–1353, Dec. 1985.
- [153] S. Bernal *et al.*, “A High-gain, Broad-wall Slotted Waveguide Antenna Array to be Used as Part of a Narrowband High Power Microwaves System,” in *2015*

- International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications* (ICEAA), Turin, , pp. 618-621, 2015.
- [154] R. Y. Hermansyah, F. Y. Zulkifli e E. T. Rahardjo, “Radiation Characteristics of Slotted Waveguide Array Antenna for X-Band Dual-polarized Weather Radar,” in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, pp. 3988–3991, 2016.
- [155] I. F. da Costa, “Arranjos de Antenas em Guia Fendido para Redes Celulares 5G e Radares,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, Brasil, 2016.
- [156] I. F. da Costa *et al.*, “Optically Controlled Reconfigurable Antenna Array Based on a Slotted Circular Waveguide,” in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisboa, pp. 1-4, 2015.
- [157] I. F. da Costa *et al.*, “Optically Controlled Reconfigurable Antenna for 5G Future Broadband Cellular Communication Networks,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, pp. 208-217, 2017.
- [158] I. F. da Costa *et al.*, “Optically Controlled Reconfigurable Antenna Array for mm-wave Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 2142-2145, 2017.
- [159] R. A. dos Santos, “Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares 5G,” Dissertação de Mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2016.
- [160] Arismar Cerqueira Jr. *et al.*, “Waveguide-Based Antenna Arrays for 5G Networks,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, 10 pages, 2018.
- [161] H. R. D. Filgueiras, “Arranjos de Antenas Reconfiguráveis e Controlados Mecanicamente para Redes Celulares 5G,” Dissertação de Mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2018.
- [162] E. C. Vilas Boas *et al.*, “Arranjo de Antenas Reconfigurável de Banda Dupla para Redes 5G com MIMO,” in *MOMAG 2018 - 18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, pp. 13–17, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2018.

- [163] E. C. Vilas Boas e Arismar Cerqueira S. Jr., “Arranjo de Antenas em Guia de Onda Fendido Faixa Larga para Redes 5G,” in *MOMAG 2018 - 18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, pp. 201–204, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2018.
- [164] E. C. Vilas Boas *et al.*, “Dual-band Switched-beam Antenna Array for MU-MIMO Systems,” *IET Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 1, 2019.
- [165] E. C. Vilas Boas, R. Mittra e Arismar Cerqueira S. Jr., “Arranjo de Antena em Guia de Onda Fendido de Alto Ganho para 5G,” in *XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2019)*, Petrópolis, Brasil, 2019.
- [166] W. H. Watson, “Resonant slots,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*, vol. 93, no. 4, pp. 747-777, 1946.
- [167] H. G. Booker, “Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials (Babinet's principle),” in *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*, vol. 93, no. 4, pp. 620-626, 1946.
- [168] W. W. Hansen, “Radiating Electromagnetic Wave Guide,” U.S. Patent 2402622A, Nov. 1940.
- [169] J. N. Hines, V. H. Rumsey e C. H. Walter, “Traveling-Wave Slot Antennas,” in *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 11, pp. 1624-1631, Nov. 1953.
- [170] V. H. Rumsey, “Traveling Wave Slot Antennas,” *Journal of Applied Physics*, vol. 24, no. 11, pp. 1358–1365, Nov. 1953.
- [171] D. R. Rhodes, “Theory of Axially Slitted Circular and Elliptic Cylinder Antennas,” *Journal of Applied Physics*, vol. 21, pp. 1181–1188, Nov. 1950.
- [172] K. Kelly e R. Elliott, “Serrated waveguide: Theory and experiment,” in *1958 IRE International Convention Record*, New York, NY, USA, pp. 6–11, 1955.
- [173] S. Xu *et al.*, “A Millimeter-wave Omnidirectional Circular Dielectric Rod Grating Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 7, pp. 883–891, Jul. 1991.
- [174] S. Xu e X. Wu, “A Millimeter-wave Omnidirectional Dielectric Rod Metallic Grating Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 1, pp. 74-79, Jan. 1996.

- [175] Arismar Cerqueira S. Jr. *et al.*, “A Novel Dual-polarization and Dual-band Slotted Waveguide Antenna Array for Dual-use Radars,” in *10<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2016)*, Davos, 2016.
- [176] Z. Cao *et al.*, “Advanced Integration Techniques on Broadband Millimeter-Wave Beam Steering for 5G Wireless Networks and Beyond,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1-20, Jan. 2016.
- [177] M. Khalily *et al.*, “Design of Phased Arrays of Series-Fed Patch Antennas With Reduced Number of the Controllers for 28-GHz mm-Wave Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1305-1308, 2016.
- [178] X. Liu *et al.*, “Beam-Oriented Digital Predistortion for 5G Massive MIMO Hybrid Beamforming Transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 7, pp. 3419-3432, July 2018.
- [179] M. Stanley *et al.*, “A Capacitive Coupled Patch Antenna Array with High Gain and Wide Coverage for 5G Smartphone Applications,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41942-41954, 2018.
- [180] M. A. Hossain, I. Bahceci e B. A. Cetiner, “Parasitic Layer-Based Radiation Pattern Reconfigurable Antenna for 5G Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6444-6452, Dec. 2017.
- [181] N. H. Shahadan *et al.*, “Steerable Higher Order Mode Dielectric Resonator Antenna with Parasitic Elements for 5G Applications,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 22234-22243, 2017.
- [182] S. Zhang, I. Syrytsin e G. F. Pedersen, “Compact Beam-Steerable Antenna Array with Two Passive Parasitic Elements for 5G Mobile Terminals at 28 GHz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 10, pp. 5193-5203, Oct. 2018.
- [183] J. Ala-Laurinaho *et al.*, “2-D Beam-Steerable Integrated Lens Antenna System for 5G E-Band Access and Backhaul,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 2244-2255, July 2016.
- [184] M. A. Al-Tarifi, M. S. Sharawi e A. Shamim, “Massive MIMO Antenna System for 5G Base Stations with Directive Ports and Switched Beamsteering Capabilities,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 10, pp. 1709-1718, 2018.



- [185] Y. Gao *et al.*, “Stacked Patch Antenna With Dual-Polarization and Low Mutual Coupling for Massive MIMO,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4544-4549, Oct. 2016.
- [186] A. Jain e S. K. Yadav, “Design and Analysis of Compact 108 Element Multimode Antenna Array for Massive MIMO Base Station,” *Progress In Electromagnetics Research C*, 62, pp. 179–184, 2016.
- [187] M. M. M. Ali e A. R. Sebak, “Design of Compact Millimeter Wave Massive MIMO Dual-band (28/38 GHz) Antenna Array for Future 5G Communication Systems,” *in Proc. 2016 17<sup>th</sup> International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montreal, Canada, Aug. 2016, pp. 1-2.
- [188] S. Rajagopal, S. Z. Abu-Surra e F. Khan, “Antenna Array Design for Multi-Gbps mm-Wave Mobile Broadband Communication,” *in Proc. 2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011*, Kathmandu, Nepal, Dec. 2011, pp. 1-6.
- [189] M. H. Dahri *et al.*, “Polarization Diversity and Adaptive Beamsteering for 5G Reflectarrays: A Review,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19451-19464, 2018.
- [190] F. M. Monavar *et al.*, “Beam-Steering SIW Leaky-Wave Subarray With Flat-Topped Footprint for 5G Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 3, pp. 1108-1120, March 2017.
- [191] S. Krishna, G. Mishra e 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)*, Anaheim, CA, 2018, pp. 209-212.
- [192] Y. Li *et al.*, “An 8-port Planar UWB MIMO Antenna for Future 5G Micro Wireless Access Point Applications,” *in 2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, Suzhou, 2017, pp. 1-2.
- [193] P. I. Deffenbaugh, R. C. Rumpf e K. H. Church, “Broadband Microwave Frequency Characterization of 3-D Printed Materials,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 12, pp. 2147-2155, Dec. 2013.

- [194] S. S. Sekretarov e D. M. Vavriv, "A Wideband Slotted Waveguide Antenna Array for SAR Systems," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 11, pp. 165–176, 2010.
- [195] A. P. Hibbins, J. R. Sambles e C. R. Lawrence, "Gratingless Enhanced Microwave Transmission Through a Subwavelength Aperture in a Thick Metal Plate," *Applied Physics Letters*, 81, 4661, 2002.
- [196] F. J. García-Vidal e L. Martín-Moreno, "Transmission and Focusing of Light in One-dimensional Periodically Nanostructured Metals," *Phys. Rev. B*, vol. 66, no. 155 412, Oct. 2002.
- [197] F. J. García-Vidal *et al.*, "Multiple Paths to Enhance Optical Transmission through a Single Subwavelength Slit," *Physical Review Letters*, vol. 90, no. 21, 2003.
- [198] L. Martín-Moreno *et al.*, "Theory of Highly Directional Emission from a Single Subwavelength Aperture Surrounded by Surface Corrugations," *Physical Review Letters*, vol. 90, no. 16, 2003.
- [199] S. S. Akarca-Biyikli, I. Bulu e E. Ozbay, "Enhanced Transmission of Microwave Radiation in One-dimensional Metallic Gratings with Subwavelength Aperture," *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 7, pp. 1098-1100, 2004.
- [200] L. Wang *et al.*, "Surface Plasmon Enhanced Transmission and Directivity through Subwavelength Slit in X -band Microwaves," *Applied Physics Letters*, vol.92, 2008.
- [201] M. Beruete *et al.*, "Enhanced Microwave Transmission and Beaming using a Subwavelength Slot in Corrugated Plate," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 328-331, 2004.
- [202] M. Beruete *et al.*, "Low-profile corrugated feeder antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 378-380, 2005.
- [203] M. Beruete *et al.*, "Very low-profile "Bull's Eye" feeder antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 365-368, 2005.
- [204] M. Beruete *et al.*, "Dual-band Low-profile Corrugated Feeder Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 340-350, 2006.
- [205] M. Beruete *et al.*, "Very Low Profile and Dielectric Loaded Feeder Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 544-548, 2007.

- [206] C. Huang, C. Du e X. Luo, "A Waveguide Slit Array Antenna Fabricated with Subwavelength Periodic Grooves," *Applied Physics Letters*, vol. 91, pp. 143512-1–143512-3, Oct. 2007.
- [207] C. Huang *et al.*, "Grooves Assisted Surface Wave Modulation in Two-slot Array for Mutual Coupling Reduction and Gain Enhancement," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 912–915, 2009.
- [208] C. Huang, Z. Zhao e X. Luo, "The Rectangular Waveguide Board Wall Slot Array Antenna Integrated with One Dimensional Subwavelength Periodic Corrugated Grooves and Artificially Soft Surface Structure," *Journaul Infr. Milli. Terahertz Waves*, vol. 30, pp. 357–366, 2009.
- [209] C. Huang *et al.*, "A High-Gain Antenna Consisting of Two Slot Elements With a Space Larger Than a Wavelength," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 159-162, 2010.
- [210] X. Gao *et al.*, "A Highly Directive Slot Antenna With Sidewall Corrugated Structure," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1582-1585, 2013.
- [211] A. Sutinjo e M. Okoniewski, "A Simple Leaky-Wave Analysis of 1-D Grooved Metal Structure for Enhanced Microwave Radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 2719-2726, 2012.
- [212] Y. Ding *et al.*, "A Dual-Band High Gain Antenna Based on Split Ring Resonators and Corrugated Plate," *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 44, pp. 87-92, 2014.
- [213] B. El Jaafari e J.M. Floch, "Gain Enhancement of Slot Antenna Using Grooved Structure and FSS Layer," *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 65, pp. 1-7, 2017.
- [214] C. J. Vourch e T. D. Drysdale, "V-Band "Bull's Eye" Antenna for CubeSat Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1092-1095, 2014.