



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## **Tese de Doutorado**

# **Utilização de Inteligência Artificial no Controle do Acoplamento Mútuo em Projetos de Sistemas MIMO**

**Israel Aires Costa Leal**

Campina Grande - PB

Janeiro – 2020

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# **Utilização de Inteligência Artificial no Controle do Acoplamento Mútuo em Projetos de Sistemas MIMO**

Israel Aires Costa Leal

Tese de Doutorado apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito necessário para a obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações.

*Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar*

Orientador

*Prof. Dr. Waslon Terllizzie Araújo Lopes*

Co-Orientador

Campina Grande - PB, Brasil

27 de fevereiro de 2020

©Israel Aires Costa Leal – israel.leal@ee.ufcg.edu.br

L435u Leal, Israel Aires Costa.  
Utilização de inteligência artificial no controle do acoplamento mútuo em projetos de sistemas MIMO. / Israel Aires Costa Leal. – Campina Grande, 2020.  
114 f.: Il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2020.

"Orientação: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar".

"Coorientação: Prof. Dr. Waslon Terllizzie Araújo Lopes".

Referências.

1. Inteligência artificial. 2. Sistemas MIMO. 3. Acoplamento mútuo. 4. Algoritmos bio-inspirados. I. Alencar, Marcelo Sampaio de. II. Lopes, Waslon Terllizzie Araújo. III. Título.

CDU 004.8(043)

**UTILIZAÇÃO DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL NO CONTROLE DO  
ACOPLAMENTO MÚTUO EM PROJETOS DE SISTEMAS MIMO**

**ISRAEL AIRES COSTA LEAL**

**TESE APROVADA EM 14/02/2020**



**MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG  
Orientador(a)**



**WASLON TERLLIZZIE ARAUJO LOPES, D.Sc., UFPA  
Orientador(a)**



**WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc, UFCG  
Examinador(a)**

**GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG  
Examinador(a)**



**CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL, Ph.D, UFPE  
Examinador(a)**

**VITALY FÉLIX RODRIGUEZ ESQUERRE, Dr., UFBA  
Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

*"A vida é uma questão de escolhas,  
e toda escolha que você faz é o que faz você. (...)  
Mas uma das escolhas mais importantes que você fará  
é quem você vai se tornar!"*

*James Clarke Maxwell*

---

---

# Agradecimentos

---

Concluo mais um ciclo de minha vida com o enorme sentimento de gratidão. Primeiramente a Deus, por ter permitido meu crescimento como acadêmico e como pessoa nesse processo. Sem Ele, eu não teria chegado até aqui. Depois a tantos que, de uma maneira ou de outra, contribuíram para conclusão dessa tese.

Agradeço, a meus pais, S. Roberto e D. Dedinha, pelos seus esforços na minha educação inicial e pelos grandes ensinamentos de sabedoria de vida que sempre me passaram. E aos meus familiares Arlete, Angélica, José Rodrigues, Isabelle, e meu pequeno e querido Tob, pelos momentos de apoio, cumplicidade e alegrias que partilhamos juntos nesse tempo.

Aos meus orientadores, os professores Marcelo Alencar e Waslon Lopes, pela acolhida, parceria, rigor nas avaliações e confiança depositada em mim e em nossa pesquisa. Ao professor Wamberto Queiroz, pela constante disponibilidade, motivações, diálogos construtivos e tantos ensinamentos que obtive para construção desse trabalho. À professora Raquel Rodrigues pela grande ajuda com as teorias de antenas e ao professor Edmar Gurjão pela amizade e apoio de sempre. Aos professores da banca avaliadora pela contribuição com críticas e sugestões de melhorias dessa tese.

Aos amigos do Iecom, em especial a Hélio, Joel, Lidiano e Raissa que muito me ajudaram no desenvolvimento dessa pesquisa. À colega doutoranda Andrécia por dividir seu conhecimento sobre antenas. Aos amigos de longas datas, Junior e Rejane, por tantas trocas de conhecimentos, Allisson, Andrea, Danielson, Flávio, Gustavo, Rose e Sérgio por terem acreditado e motivado essa realização.

Aos meus coordenadores de curso, Kátia Gurjão no IFPB e André Barbosa na UNINASSAU, pela compreensão nos momentos de intenso trabalho. Como também aos colegas professores Anderson, Claudeci, Engels, Isabelle pelo apoio, torcida e incentivo.

Por fim, aos meus alunos que serviram de inspiração para alcançar esse objetivo.

---

---

# Resumo

---

Esta tese apresenta uma metodologia, que usa algoritmos de otimização bio-inspirados, para aumento da capacidade de canal em Sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO), considerando o acoplamento mútuo (AM) para promover uma redução na distância entre os elementos do arranjo. A modelagem do sistema inicia com o projeto de uma antena em microfitas, na frequência de 26 GHz, que é usada como protótipo para teste do sistema MIMO e análise de seu desempenho. A antena é simulada no *software* CST Studio Suite<sup>®</sup> e são utilizados Algoritmos Genéticos (GA) para otimização, construção dos parâmetros físicos da antena e melhorias em seu desempenho. O método considera o AM entre elementos dos arranjos de antenas na transmissão e recepção do sinal. Para tanto, o Método de Impedância Mútua Convencional (CMIM) e o Método de Impedância Mútua na Recepção (RMIM) foram escolhidos para representação e avaliação do AM por sua característica de aproximação com modelos reais. Para otimização da capacidade de canal e redução da distância entre os elementos é usado o algoritmo Otimização por Enxame de Partículas (PSO) com proposta de uma modificação específica para o problema que utiliza de estratégia de aceleração das partículas em uma determinada parte do espaço de busca. Esta tese apresenta um método da análise dos resultados no modo de recepção em função da capacidade do canal. Resultados de simulação mostram que se pode conseguir uma melhoria de desempenho do sistema MIMO de 11,1 % na capacidade do canal e redução da distância entre os elementos de 23,7 %, considerando o AM.

**Palavras-Chave:** Sistemas MIMO; Acoplamento Mútuo; Algoritmos Bio-inspirados; Otimização, Capacidade de canal.

---

---

# Abstract

---

This thesis presents a methodology that uses bio-inspired optimization algorithms to increase the channel capacity in Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems considering mutual coupling (MC) to promote a reduction in the distance among the array elements. The method starts with the microstrip antenna design, at the frequency of 26 GHz, that is used as a prototype for MIMO system testing and performance analyses. The antenna is simulated using the CST Studio Suite<sup>®</sup> software, and Genetic Algorithms (GA) are used to optimize, to determine the antenna's physical parameters and to improve its performance. The method considers the MC among antenna array elements in the signal transmission and reception. The Conventional Mutual Impedance Method (CMIM) and the Receiving Mutual Impedance Method (RMIM) were chosen to be used in the simulation, because of their adherence to real situations. The Particle Swarm Optimization algorithm (PSO) is used to optimize the channel capacity and to reduce the distance among the elements with a specific modification for the problem that uses particle in acceleration strategy in a specific part of the search space. This thesis presents a method of analyzing the results in reception mode as a function of channel capacity. Simulation results show that it is possible to obtain a MIMO system performance improvement of 11.1% in channel capacity, and the distance between elements can be reduced by 23.7%, considering the MC.

**Keywords:** MIMO Systems; Mutual Coupling; Bio-inspired Algorithms; Optimization; Channel Capacity.

---

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Evolução de acessos da telefonia móvel no Brasil. . . . .	3
2.1	Ilustração do fenômeno de multipercurso do sinal transmitido em sistemas de comunicação móvel. . . . .	10
2.2	Ilustração de um canal de comunicação MIMO. . . . .	14
2.3	Ilustração do modelo de Kronecker em um canal MIMO. . . . .	17
2.4	Ilustração do modelo de Clarke em anel. . . . .	18
2.5	Ilustração do modelo de Weichselbeger em um canal MIMO. . . . .	21
3.1	Caminhos do acoplamento para os elementos de antena 1 e 2 no modo de transmissão. . . . .	27
3.2	Caminhos do acoplamento para os elementos de antena 1 e 2 no modo de recepção. . . . .	29
3.3	Circuito equivalente em T para um sistema de antenas de dois elementos. . .	30
3.4	Duas antenas dipolos no modo transmissor. . . . .	31
3.5	Circuito equivalente de duas antenas receptoras considerando AM. . . . .	32
3.6	Duas antenas dipolos no modo de recepção. . . . .	35
3.7	Medição da impedância mútua na recepção em câmara anecóica. . . . .	37
3.8	Visão em perfil de uma antena em microfita com <i>patch</i> retangular. . . . .	39
3.9	Antena em microfita em visão frontal com oito elementos em <i>patch</i> retangular. . . . .	40
3.10	Linhas de campo elétrico em uma linha de alimentação de microfita. . . . .	41
3.11	Vista lateral das linhas de campo elétrico no <i>patch</i> . . . . .	41
4.1	Fluxograma do Algoritmo GA. . . . .	49
4.2	Operador de cruzamento 1PX. . . . .	50

---

4.3	Operador de cruzamento MPX. . . . .	50
4.4	Operador de mutação. . . . .	51
4.5	Topologias do Algoritmo PSO. . . . .	55
5.1	Fluxograma completo da metodologia de trabalho e processo de simulação. .	57
5.2	Fluxograma parcial do projeto de antena microfita. . . . .	58
5.3	Imagem da macro para cálculo de impedância no <i>software</i> CST Studio Suite®.	59
5.4	Imagem da macro para cálculo das portas de alimentação no <i>software</i> CST Studio Suite®. . . . .	60
5.5	Fluxograma parcial do projeto de sistema MIMO. . . . .	62
6.1	Modelo de <i>patch</i> retangular com modelo de linha de transmissão com fenda indentada. . . . .	71
7.1	Resultados iniciais para <i>patch</i> retangular com substrato Rogers RT 5880 e $h_s = 0,25$ mm. . . . .	77
7.2	Resultados iniciais para <i>patch</i> retangular com substrato Rogers RT 5880 e $h_s = 0,5$ mm. . . . .	78
7.3	Resultados iniciais para <i>patch</i> retangular com substrato Rogers RO 3003 e $h_s = 0,25$ mm. . . . .	79
7.4	Resultados iniciais para <i>patch</i> retangular com substrato Rogers RO 3003 e $h_s = 0,5$ mm. . . . .	80
7.5	Gráfico de convergência da função objetivo do algoritmo GA para otimização do <i>patch</i> . . . . .	81
7.6	Gráfico de convergência da função objetivo do algoritmo PSO para otimização do <i>patch</i> . . . . .	82
7.7	Cálculo da capacidade medida em função capacidade calculada para sistema MIMO $3 \times 3$ . . . . .	83
7.8	Efeito do acoplamento mútuo na capacidade para um sistema MIMO $3 \times 3$ . .	84
7.9	Gráfico comparativo da resposta dos algoritmos de otimização para configuração $4 \times 4$ . . . . .	85
7.10	Curva da capacidade do canal em função da distância entre os elementos no modo de recepção em um sistema MIMO $4 \times 4$ . . . . .	85
7.11	Resultados finais dos parâmetros $S$ como todos os elementos da antena. . . .	87

---

7.12 Resultados finais dos parâmetros $S$ e frequência de ressonância para antena em microfita. . . . .	88
7.13 Resultados finais do VSWR e largura de banda para antena em microfita. . .	89
7.14 Resultados finais dos Parâmetros $Z$ para antena em microfita. . . . .	90
7.15 Diagrama de irradiação 2D para o campo distante da antena em microfita. .	91
7.16 Diagrama de irradiação 3D para o campo distante da antena em microfita. .	92
7.17 Gráfico comparativo da capacidade do canal em função da distância entre elementos de antena no modo receptor com e sem otimização. . . . .	93
7.18 Gráfico comparativo da capacidade do canal em função da distância entre elementos de antena no modo receptor com e sem otimização para um SNR de 20 dB. . . . .	93

---

---

# Lista de Tabelas

---

1.1	Frequências 5G no Brasil. . . . .	4
4.1	Resumo da analogia do PSO. . . . .	53
5.1	Estratégias para controle do coeficiente de aceleração. . . . .	67
6.1	Parâmetros físicos iniciais para <i>patch</i> com substrato RT 5880. . . . .	71
6.2	Parâmetros físicos iniciais para <i>patch</i> com substrato RO 3003. . . . .	71
6.3	Parâmetros físicos iniciais para antena microfita com substrato RO 3003. . . . .	72
6.4	Cálculo da distância $R$ do campo distante. . . . .	72
6.5	Parâmetros de otimização da antena em microfita com GA e PSO. . . . .	73
6.6	Parâmetros de otimização para o algoritmo GA. . . . .	74
6.7	Parâmetros de otimização para o algoritmo PSO. . . . .	75
7.1	Resultados dos parâmetros de avaliação dos algoritmos GA e PSO para otimização do <i>patch</i> . . . . .	82
7.2	Resultados dos objetivos de avaliação dos algoritmos GA e PSO para otimização do <i>patch</i> . . . . .	82
7.3	Capacidade de canal MIMO $4 \times 4$ sem e com otimização. . . . .	85
7.4	Resultados finais dos parâmetros para antena em microfita. . . . .	86
7.5	Resultado da otimização da capacidade de canal em sistema MIMO $8 \times 8$ em função da distância. . . . .	90
B.1	Impedância dos elementos de antena no modo transmissor, calculadas pelo <i>software</i> CST Studio Suite <sup>®</sup> . . . . .	109

---

B.2 Impedância dos elementos de antena no modo receptor, calculadas pelo <i>software</i> CST Studio Suite® . . . . .	112
--	-----

---

---

# Lista de Siglas

---

<b>1PX</b>	cruzamento de um ponto – <i>One Point Crossover</i> .....	50
<b>4G</b>	Quarta Geração .....	1
<b>5G</b>	Quinta Geração .....	1
<b>AM</b>	Acoplamento Mútuo .....	4
<b>Anatel</b>	Agência Nacional de Telecomunicações .....	3
<b>BPSK</b>	chaveamento por deslocamento binário de fase – <i>Binary Phase Shift Keying</i> .....	47
<b>CCI</b>	informação de covariância do canal – <i>Channel Covariance Information</i> .....	16
<b>CDI</b>	informação da distribuição do canal – <i>Channel Distribution Information</i> .....	14
<b>CE</b>	computação evolucionária .....	51
<b>CMIM</b>	método de impedância mútua convencional – <i>Convencional-Mutual-Impedance Method</i> .....	4
<b>CSI</b>	informação do estado do canal – <i>Channel State Information</i> .....	12
<b>CSIR</b>	informação do estado do canal no receptor – <i>Channel State Information at the Receiver</i> .....	12
<b>CSIT</b>	informação do estado do canal no transmissor – <i>Channel State Information at the Transmitter</i> .....	12
<b>D2D</b>	dispositivo para dispositivo – <i>Device-to-Device</i> .....	72
<b>DoA</b>	direção de chegada – <i>Direction-of-Arrival</i> .....	4
<b>DoD</b>	direção de partida – <i>Direction-of-Departure</i> .....	5
<b>EM</b>	estação móvel .....	1
<b>ERB</b>	estação radiobase .....	1

<b>ESPRIT</b>	estimativa de parâmetros de sinal com as técnicas de invariância rotational – <i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i> .....	25
<b>FDD</b>	duplex de divisão na frequência – <i>Frequency Division Duplex</i> .....	13
<b>GA</b>	algoritmos genéticos – <i>Genetic Algorithm</i> .....	5
<b>GSMA</b>	Associação do Grupo Especial Móvel – <i>Groupe Speciale Mobile Association</i> .....	2
<b>IA</b>	inteligência artificial .....	46
<b>i.i.d</b>	independentes e identicamente distribuídas .....	17
<b>IoT</b>	Internet das coisas – <i>Internet of Things</i> .....	2
<b>LMS</b>	mínimos quadrados – <i>Least Mean Square</i> .....	25
<b>LTE</b>	evolução em longo prazo – <i>Long Term Evolution</i> .....	1
<b>MIMO</b>	múltiplas entradas e múltiplas saídas – <i>Multiple Input Multiple Output</i> .....	1
<b>MMSE</b>	erro quadrático médio mínimo – <i>Minimum Mean Squared Error</i> .....	6
<b>MPX</b>	cruzamento multiponto – <i>Multi-Point Crossover</i> .....	50
<b>MUSIC</b>	classificação por sinal múltiplo – <i>Multiple Signal Classification</i> .....	25
<b>PE</b>	programação evolucionária .....	51
<b>PSO</b>	otimização por enxame de partículas – <i>Particle Swarm Optimization</i> .....	6
<b>QAM</b>	modulação por amplitude de quadratura – <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> ....	47
<b>RMIM</b>	método de impedância mútua na recepção – <i>Receiving-Mutual-Impedance Method</i> .	4
<b>S</b>	parâmetros de espalhamento – <i>scatter parameters</i> .....	36
<b>SBX</b>	cruzamento binário simulado – <i>Simulated Binary Crossover</i> .....	51
<b>SM</b>	multiplexação espacial – <i>Spacial Multiplexing</i> .....	9
<b>SISO</b>	única entrada e única saída – <i>Simple Input Simple Output</i> .....	16
<b>SMC</b>	Sistema Móvel Celular .....	1
<b>SNR</b>	razão sinal-ruído – <i>Signal-to-Noise-Ratio</i> .....	2
<b>SSD</b>	unidade de estado sólido – <i>Solid State Drive</i> .....	70
<b>STTD</b>	diversidade de transmissão em espaço-tempo – <i>Space Time Transmit Diversity</i> .....	9
<b>SVD</b>	decomposição em valores singulares – <i>Singular Value Decompositon</i> .....	18

---

<b>SX</b>	cruzamento segmentado – <i>Segmented Crossover</i> .....	51
<b>TDD</b>	duplex de divisão no tempo – <i>Time Division Duplex</i> .....	13
<b>VSWR</b>	razão de onda estacionária de tensão – <i>Voltage Standing Wave Ratio</i> .....	43
<b>WCDMA</b>	acesso múltiplo por divisão de código de banda larga – <i>Wideband Code Division Multiple Access</i> .....	1
<b>WiFi</b>	fidelidade sem fio – <i>Wireless Fidelity</i> .....	1
<b>WiMax</b>	interoperabilidade mundial para acesso a microondas – <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> .....	1

---

---

# Lista de Símbolos

---

$(\cdot)^H$  matriz hermitiana

$(\cdot)^T$  matriz transposta conjugada

$\odot$  produto de Hadamard

$\otimes$  produto de Kronecker

$\alpha_i$  ganho do  $i$ -ésimo canal

$\gamma$  relação sinal-ruído

$\gamma_i$  SNR do  $i$ -ésimo canal

$\Gamma$  Coeficiente de reflexão

$\delta$  taxa de aceleração das partículas no algoritmo PSO

$\Delta L$  comprimento de extensão em cada extremidade do *patch*

$\epsilon_r$  constante dielétrica

$\epsilon_{ref}$  constante dielétrica efetiva

$\kappa$  constante de fase no espaço livre

$\lambda$  comprimento de onda

$\Lambda_R$  matriz diagonal que contém os valores próprios de  $\mathbf{R}_R$

$\Lambda_T$  matriz diagonal que contém os valores próprios de  $\mathbf{R}_T$

$\rho_{ij}$  elementos da matriz de correlação espacial

$\sigma_n^2$  potência do ruído

$\omega$  fator de inércia

$\omega_{max}$  fator de inércia máximo

$\omega_{min}$  fator de inércia mínimo

$\Omega$  matriz de acoplamento entre o transmissor e receptor

$\tilde{\Omega}$  matriz de acoplamento que determina a potência média de acoplamento

$a_1$  terminal  $a$  do elemento de antena 1

$a_2$  terminal  $a$  do elemento de antena 2

$A$  cardinalidade do conjunto que forma os alelos no algoritmo GA

$b_1$  terminal  $b$  do elemento de antena 1

$b_2$  terminal  $b$  do elemento de antena 2

$B_1$  susceptância da fenda 1

$B_2$  susceptância da fenda 2

$c_1$  coeficiente de aceleração cognitivo do enxame

$c_2$  coeficiente de aceleração social do enxame

$C$  capacidade do canal

$C_{Mod}$  capacidade calculada em cada modelo em cada cenário

$C_{Med}$  capacidade medida em cada modelo em cada cenário

$d_{ij}$  distancia entre os elementos  $i$  e  $j$

$D$  espaçamento entre os elementos da antena

$D_x$  maior dimensão linear da antena

$E(\cdot)$  operador do valor esperado

$E\%$  taxa de erro

$f_o$  frequência de ressonância

$f_{o1}$  frequência de ressonância para o modo dominante  $TM_{010}$

$f_{oc1}$  frequência de ressonância para o modo dominante  $TM_{010}$  considerando o franjamento

$g_a$  iteração atual

$g_f$  número total de iterações

$G_f$  largura da fenda irradiante

$G_1$  condutância da fenda 1

$G_2$  condutância da fenda 2

$\mathbf{G}_H$  matriz gaussiana com variáveis i.i.d, média zero e variância unitária

$\mathbf{H}$  matriz complexa do canal MIMO

$\mathbf{H}^T$  matriz transconjugada do canal  $\mathbf{H}$

$\mathbf{H}_k$  matriz do canal MIMO no modelo de Kronecker

$\mathbf{H}_w$  matriz do canal MIMO no modelo de Weichselberger

$H(Y)$  entropia do sinal de saída  $Y$

$H(Y|X)$  entropia do sinal de saída  $Y$  dado o sinal de entrada  $X$

$h_s$  espessura do substrato

$h_t$  espessura do *patch* e do plano de terra

$i$  partícula do algoritmo PSO

$I$  informação mútua

$I_1$  corrente de excitação na porta 1 (elemento 1 de antena)

$I_2$  corrente de excitação na porta 2 (elemento 2 de antena)

$\mathbf{I}_{N_r}$  matriz identidade de ordem  $N_r$

$I_t$  corresponde à corrente induzida no terminal de antena  $t$

$J_0(\cdot)$  função de Bessel de primeira espécie de ordem zero

$k$  elemento de antena

$L$  comprimento do *patch*

$L_{ef}$  comprimento efetivo do *patch*

$L_f$  comprimento da fenda irradiante dentro do *patch*

$L_g$  comprimento do plano de terra e substrato

$\mathbf{n}$  ruído aditivo gaussiano

$n_p$  número de indivíduos da população

$n_w$  número de onda

$N$  número de elementos na antena

$N_r$  número de elementos na antena receptora

$N_t$  número de elementos na antena transmissora

$\vec{p}_i(t_i)$  melhor posição da partícula no enxame

$\vec{p}_g(t_i)$  melhor posição encontrada na vizinhança da partícula

$P(x)$  distribuição de probabilidade do sinal de entrada X

$p(x)$  função distribuição de probabilidade da variável aleatória X

$p(y)$  função distribuição de probabilidade da variável aleatória Y

$p(x, y)$  função distribuição de probabilidade das variáveis aleatórias X e Y

$P_x$  potência total transmitida

$q$  fator de franjamento

$r_1$  valores aleatórios no termo cognitivo do enxame

$r_2$  valores aleatórios no termo social do enxame

$R$  distância do campo distante

$R_{in}$  impedância de entrada de ressonância

$\mathbf{R}_N$  matriz de correlação N

$\mathbf{R}_T$  matriz de correlação espacial do sinal no transmissor

$\mathbf{R}_R$  matriz de correlação espacial do sinal no receptor

$\mathbf{R}_X$  matriz de autocorrelação espacial do sinal de entrada

$s$  número de subcanais SISO

$S_{11}$  parâmetro  $S$  medido no elemento de antena 1

$S_{12}$  parâmetro  $S$  medido entre os elementos de antena 1 e 2

$S_{21}$  parâmetro  $S$  medido entre os elementos de antena 2 e 1

$S_{21-1}$  parâmetro  $S_{21}$  medido no elemento de antena 1 com o elemento 2 conectado a  $Z_0$

$S_{21-2}$  parâmetro  $S_{21}$  medido no elemento de antena 2 com o elemento 1 conectado a  $Z_0$

$S'_{21-1}$  parâmetro  $S_{21}$  medido no elemento de antena 1 com o elemento 2 removido

$S'_{21-2}$  parâmetro  $S_{21}$  medido no elemento de antena 2 com o elemento 2 removido

$S_{22}$  parâmetro  $S$  medido no elemento de antena 2

$t$  terminal do elemento de antena

$T$  tamanho do indivíduo no algoritmo GA

$U_1$  tensão de isolamento no terminal de antena 1

$U_2$  tensão de isolamento no terminal de antena 2

$U_k$  tensão de isolamento no terminal de antena  $k$

$\mathbf{U}_T$  matriz unitária na transmissão

$\mathbf{U}_R$  matriz unitária na recepção

$v$  velocidade do receptor móvel

$\vec{v}_i(t_i)$  velocidade atual da partícula  $i$

$\vec{v}_i(t_i + 1)$  nova velocidade da partícula  $i$

$v_c$  vetor tensão de saída acoplada

$v_{oc}$  vetor tensão de circuito aberto

$v'_{oc}$  vetor tensão de circuito aberto alterado

$v_s$  vetor tensão de excitação sem considerar o AM

$v_{tot}$  vetor tensão de excitação considerando o AM

$v_u$  vetor tensão de saída sem acoplamento

$V_1$  tensão induzida no terminal da porta 1

$V_2$  tensão induzida no terminal da porta 2

$V_{s1}$  tensão de excitação no terminal do elemento de antena 1

$V_{s2}$  tensão de excitação no terminal do elemento de antena 2

$V_{12}$  tensão de acoplamento no elemento de antena 1 devido a uma corrente no elemento de antena 2

$V_{21}$  tensão de acoplamento no elemento de antena 2 devido a uma corrente no elemento de antena 1

$V_k$  tensão recebida no elemento de antena  $k$

$V_{ok}$  tensão de circuito aberto no terminal de antena  $k$

$V_{tot1}$  tensão total no elemento de antena 1

$V_{tot2}$  tensão total no elemento de antena 2

$W$  largura do *patch*

$W_g$  largura do plano de terra e substrato

$W_f$  largura da linha de alimentação

$X$  sinal de entrada

$\vec{x}_i(t_i)$  posição atual da partícula  $i$

$\vec{x}_i(t_i + 1)$  nova posição da partícula  $i$

$Y$  sinal de saída

$Y_1$  admitância paralela equivalente da fenda 1

$Y_2$  admitância paralela equivalente da fenda 2

$Z_0$  impedância do sistema

$Z_{11}$  auto impedância da porta 1

$Z_{12}$  impedância mútua da porta 1 devido a uma corrente na porta 2

$Z_{21}$  impedância mútua da porta 2 devido a uma corrente na porta 1

$Z_{22}$  auto impedância da porta 2

$Z_c$  impedância característica da linha de transmissão

$Z_{g1}$  impedância da fonte 1

$Z_{g2}$  impedância da fonte 2

$Z_{in}$  impedância de entrada da antena

$Z_{k,k}$  auto impedância do elemento de antena  $k$

$Z_L$  impedância de carga

$Z_r^{12}$  impedância mútua no modo de recepção do elemento de antena 1 devido a uma corrente no elemento de antena 2

$Z_r^{21}$  impedância mútua no modo de recepção do elemento de antena 2 devido a uma corrente no elemento de antena 1

---

---

# Sumário

---

<b>Lista de Figuras</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>iv</b>
<b>Lista de Siglas</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	2
1.2 Objetivos . . . . .	6
1.3 Estrutura da Tese . . . . .	7
<b>2 Sistemas MIMO</b>	<b>9</b>
2.1 Capacidade de Sistemas MIMO . . . . .	11
2.1.1 Canal Variante no Tempo . . . . .	12
2.1.2 Canais MIMO de Usuário Único . . . . .	14
2.2 Coeficiente de Correlação . . . . .	16
2.2.1 Modelo de Kronecker . . . . .	16
2.2.2 Modelo de Clarke . . . . .	18
2.2.3 Modelo de Weichselberger . . . . .	19
<b>3 Fundamentos de Arranjos de Antenas</b>	<b>23</b>
3.1 Acoplamento Mútuo . . . . .	24
3.1.1 Acoplamento Mútuo no Modo de Transmissão . . . . .	27
3.1.2 Acoplamento Mútuo no Modo de Recepção . . . . .	28

---

3.2	Impedância Mútua . . . . .	29
3.2.1	Análise em Arranjo de Antenas no Modo Transmissor . . . . .	31
3.2.2	Análise em Arranjo de Antenas no Modo Receptor . . . . .	34
3.2.3	Medição da Impedância Mútua na Recepção . . . . .	36
3.3	Projeto de Antenas em Microfita . . . . .	39
3.3.1	Cálculo dos Parâmetros Físicos e Elétricos . . . . .	40
<b>4</b>	<b>Algoritmos Bio-inspirados</b>	<b>46</b>
4.1	Algoritmos Genéticos . . . . .	47
4.1.1	Componentes dos Algoritmos Genéticos . . . . .	48
4.1.2	Operadores Genéticos . . . . .	49
4.2	Otimização por Enxame de Partículas . . . . .	51
4.2.1	Componentes do Algoritmo PSO . . . . .	52
4.2.2	Funcionamento do Algoritmo PSO . . . . .	53
4.2.3	Topologias do Algoritmo PSO . . . . .	55
<b>5</b>	<b>Metodologia</b>	<b>56</b>
5.1	Projeto de Antena . . . . .	57
5.2	Projeto de Sistema MIMO . . . . .	62
<b>6</b>	<b>Cenário de Simulação</b>	<b>70</b>
<b>7</b>	<b>Resultados</b>	<b>76</b>
7.1	Análise de Desempenho dos Algoritmos de Otimização . . . . .	76
7.2	Resultados Finais . . . . .	86
<b>8</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>94</b>
8.1	Trabalhos Futuros . . . . .	96
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>97</b>
<b>A</b>	<b>Publicações</b>	<b>107</b>
<b>B</b>	<b>Impedâncias dos Elementos da Antena em Microfita</b>	<b>109</b>

## CAPÍTULO 1

---

# Introdução

---

Uma das técnicas para otimização da capacidade do canal de rádio em redes de Quarta Geração (4G) e de Quinta Geração (5G) é o sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas – *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) que consiste na utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor. Com isso, tem-se maior eficiência energética e espectral e, consequentemente, mais dados podem ser transmitidos pelo canal sem fio [1, 2]. Vários estudos estão sendo realizados com sistemas MIMO para aumento do desempenho de sistemas sem fio como fidelidade sem fio – *Wireless Fidelity* (WiFi), interoperabilidade mundial para acesso a microondas – *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMax), acesso múltiplo por divisão de código de banda larga – *Wideband Code Division Multiple Access* (WCDMA) e evolução em longo prazo – *Long Term Evolution* (LTE) [2, 3]. As pesquisas são realizadas para definir os projetos do sistema que estabelecem a quantidade, localização e ganho das antenas; otimização da qualidade do canal; redução de interferência; uso de várias tecnologias no mesmo sistema; aumento da ordem da modulação digital; entre outras [1, 4, 5].

O Sistema Móvel Celular (SMC) é uma dessas redes que promovem muitos avanços tecnológicos. Bem estabelecido com o WCDMA e o LTE, o sistema MIMO é um componente nativo da tecnologia WCDMA com o uso de duas antenas por estação móvel (EM) e até quatro antenas por célula da estação radiobase (ERB). Atualmente, a tecnologia LTE, trabalha com até quatro antenas na EM e até oito antenas por célula da ERB. O conceito do MIMO traz novos desafios para a 5G do SMC e outras redes sem fio, com o aumento massivo de antenas e inúmeras pesquisas associadas ao seu desempenho [4]. A tecnologia MIMO é capaz de melhorar substancialmente a capacidade do sistema, a cobertura e a qualidade de serviço. Melhorias na capacidade do sistema dependem do projeto de arranjos de antenas no

receptor e no transmissor de um sistema MIMO [6]. A técnica MIMO faz uso da diversidade e parte do pressuposto que a utilização de um arranjo de antenas aumenta a qualidade do sistema, assegurando que o sinal atingirá o receptor com uma adequada razão sinal-ruído – *Signal-to-Noise-Ratio* (SNR). A técnica aproveita a diversidade espacial associada ao fenômeno do multipercurso para aumentar a capacidade do canal em ambientes com grandes influências dos mecanismos de propagação de reflexão e difração. Dependendo do número de antenas no transmissor e receptor, a capacidade do canal pode aumentar, à custa de uma maior complexidade no processo de recepção [7]. Essa melhoria reflete-se na maximização da taxa de transmissão associada e na melhoria da qualidade de serviço oferecida ao usuário final.

Em virtude da alta complexidade do problema da aplicação de sistemas MIMO no SMC, podem-se utilizar algoritmos bio-inspirados, que são meta-heurísticas em que a natureza é usada como fonte de inspiração e que trazem, para a computação, o desenvolvimento de novas técnicas utilizadas na solução de problemas complexos [8]. Esses algoritmos podem ser aplicados na minimização do custo da rede, do aperfeiçoamento da qualidade dos serviços e da capacidade oferecida pela rede [9].

## 1.1 Motivação

Nos últimos anos, o número de usuários e conexões em redes de dados móveis cresceu exponencialmente em todo o mundo. Segundo o relatório anual da Associação do Grupo Especial Móvel – *Groupe Speciale Mobile Association* (GSMA), que é o órgão internacional que representa os interesses das operadoras de telefonia móvel em todo o mundo, o número de usuários com conexão de dados no serviço móvel em 2018 chegou a 7,9 bilhões, excluindo Internet das coisas – *Internet of Things* (IoT) e a expectativa é que em 2025 este valor poderá alcançar 9,2 bilhões [10]. Os números atuais já representam 103% da população mundial e essa expectativa representará 112% dessa população. Também em 2018, a rede de 4G ultrapassou as demais para se tornar a líder em tecnologia móvel em todo o mundo, com 3,4 bilhões de conexões contabilizando 43% do total, superando metade da rede móvel global conexões em 2019 e atingirá 60% em 2023. Enquanto isso, a rede de 5G é agora uma realidade, com lançamentos comerciais nos EUA e na Coreia do Sul no final de 2018, mais 16 importantes países terão lançado redes de 5G até de 2020.

Os dados de 2018 incluindo IoT são de 9,1 bilhões de conexões de dados e a expectativa para 2025 é de 25,2 bilhões. Segundo o relatório, para apoiar essa mudança de gerações e impulsionar o envolvimento do consumidor na era digital, as operadoras móveis investirão em torno de 480 bilhões de dólares em todo o mundo entre 2018 e 2020. Metade disso será dos países que se espera que tenham lançado 5G até 2020. No entanto, como a maioria das implantações 5G ocorrerão após 2020, é esperado que o investimento entre 2021 e 2025 seja acrescido de aproximadamente 160 bilhões de dólares [10].

No Brasil, segundo à Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) [11], houve uma diminuição do número total de usuários desde maio de 2015 conforme apresentado na Figura 1.1, possivelmente devido à mudança de hábito do usuário, que passou a usar aplicativos para comunicação de dados e voz como o Telegram e WhatsApp, o que provavelmente implicou a redução no número de operadoras por aparelho móvel. Entretanto, esse número ainda é maior do que de habitantes no País, alcançando a marca em densidade desses serviços de 109,5% em agosto de 2019 [11]. Apesar disso, esse relatório apresenta também um crescimento no número de assinantes 4G desde o seu lançamento no Brasil em 2014, ocupando 63,6% dos acessos a telefonia móvel em agosto de 2019, o que evidencia uma mudança de perfil do usuário atual por busca de maiores taxas de transmissão de dados.

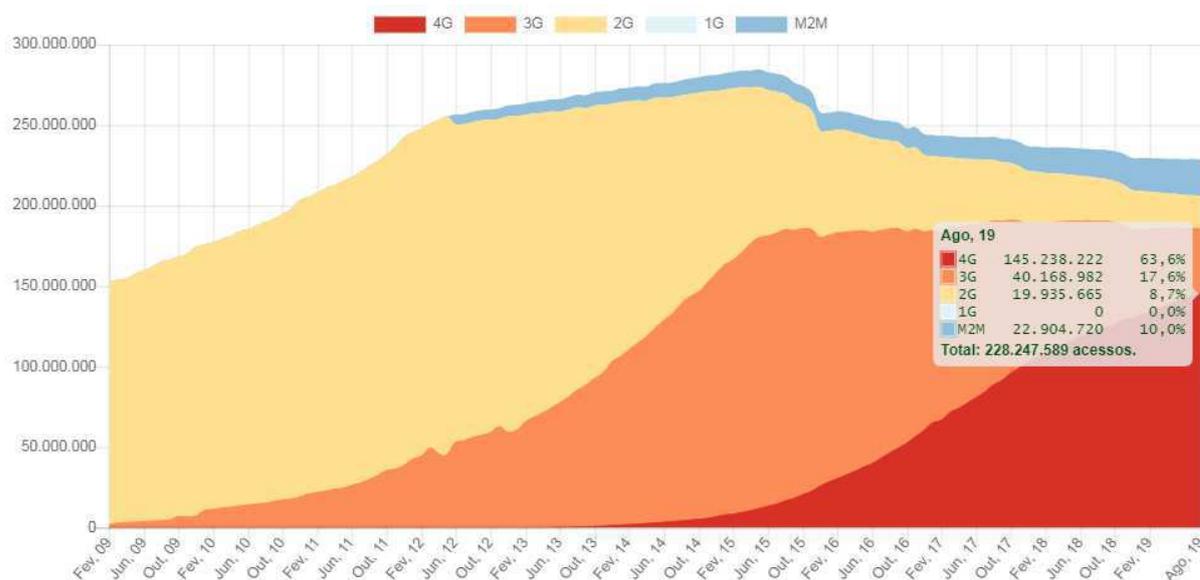


Figura 1.1: Evolução de acessos da telefonia móvel no Brasil [11].

Quanto a 5G no Brasil, a Anatel definiu em 2019 as frequências e bandas de operação para concessão das operadoras em 2020 e início do uso [12]. Esses dados foram definidos conforme Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Frequências 5G no Brasil.

Frequência (GHz)	Banda (MHz)	Blocos (MHz)	Utilização
0,7	20	1x20	Alta cobertura e baixa capacidade
2,3	90	1x50 1x40	Baixa cobertura e alta capacidade
3,5	300	3x80 1x60	Baixa cobertura e alta capacidade
26	3200	8x400	Baixíssima cobertura e altíssima capacidade

Com esse aumento significativo da demanda por capacidade a cada ano, em 2020, operadoras de redes sem fio devem estar preparadas para suportar um aumento de até mil vezes no tráfego móvel total, motivando os pesquisadores a desenvolver padrões com capacidades maiores que as atuais [1], especificadas para alcance de alta capacidade de dados em sistemas 5G.

Em sistemas celulares, um razoável grau de diversidade espacial pode ser obtido com antenas da ERB. Porém, com antenas da EM, essa situação é bem mais complexa em virtude de pequenas dimensões, ou seja, é preciso levar em consideração o pequeno espaçamento entre os elementos do arranjo e efeitos dessa redução de espaçamento como o acoplamento eletromagnético, também conhecido por Acoplamento Mútuo (AM), entre as antenas, que afeta o desempenho do sistema. Dessa forma, a otimização de instalação de múltiplas antenas na recepção do sinal, no caso do SMC, na EM, é um problema desafiador [13–16].

Dependendo da intensidade, o AM afeta criticamente o desempenho do arranjo de antenas na transmissão e recepção do sinal MIMO. Conseqüentemente, a possibilidade de quantificar o AM entre os elementos do arranjo de antenas é importante para conhecer e solucionar este problema [17]. Estudos da estimação da direção de chegada – *Direction-of-Arrival* (DoA) de sinais tem mostrado que o desempenho dos algoritmos melhora consideravelmente quando o efeito AM é considerado por meio do cálculo da impedância mútua na recepção. Os problemas de AM nos arranjos de antenas na transmissão e na recepção são atualmente tratados com conceitos diferentes [18]. Este trabalho descreve, principalmente, dois métodos para avaliação do AM: o método de impedância mútua convencional – *Convencional-Mutual-Impedance Method* (CMIM) [17] e o método de impedância mútua na recepção – *Receiving-Mutual-Impedance Method* (RMIM) [18].

O efeito do AM é mais grave quando o espaçamento dos elementos do arranjo de antenas é pequeno. Isso afeta o arranjo de antenas das seguintes maneiras: altera o padrão de irra-

dição do arranjo, altera as tensões dos elementos receptores e altera as características dos elementos do arranjo, mudando as impedâncias de entrada correspondentes aos elementos da antena [19].

É comum a utilização do modelo de Clarke [20] e do modelo de Kronecker [21] para cálculo do coeficiente de correlação e da matriz de ganho, respectivamente, em sistemas MIMO sem fio. Porém, em algumas situações, o modelo de Kronecker não representa matematicamente o problema real [21]. O modelo de Clarke é frequentemente utilizado considerando antenas omnidirecionais e necessita de ajustes quando aplicados aos sistemas MIMO com antenas diretivas. A direção de partida – *Direction-of-Departure* (DoD) e a DoA são atributos que precisam ser alterados em uma otimização utilizando antenas diretivas e isto só é possível fazendo alguns ajustes no cálculo da matriz de ganho do canal.

O modelo de Kronecker, também muito utilizado em cálculo do coeficiente de correlação, é limitado por sempre considerar as antenas em linha de visada, não considerar o acoplamento mútuo entre as antenas de modos diferentes e por não calcular a estrutura do multipercurso corretamente [22, 23]. O modelo de Weichselberger para modelagem do canal MIMO elimina a principal limitação do modelo de Kronecker, que considera separáveis as estatísticas de desvanecimento entre o transmissor e o receptor, pois este inclui uma matriz de acoplamento que considera o desvanecimento entre os terminais [22, 24].

Nesse contexto, existem várias pesquisas relacionadas ao tema que têm como objetivo a comparação e servem de inspiração para o problema proposto. Em [19], os autores investigam o efeito do AM na DoA de um sistema MIMO a partir de um experimento utilizando dipolos. Nesse artigo é proposto o uso dos métodos de compensação do acoplamento mútuo CMIM e RMIM para melhoria da estimativa de DoA utilizando o algoritmo MUSIC. Também em [25], os autores investigam o AM na DoA propondo expressões matemáticas para a correlação espacial considerando a distribuição Von Mises para incluir o AM no cálculo da correlação espacial. Por sua vez, os autores em [26] avaliam o comportamento da capacidade do canal e do AM em um sistema MIMO  $2 \times 2$  com dipolos aplicados a automóveis para o LTE na banda de frequência de 700 MHz. Nessas pesquisas não há estudo de otimização do sistema.

A utilização de algoritmos bio-inspirados para otimização da capacidade é bastante difundida. Em [27], os autores propõem o uso do algoritmos genéticos – *Genetic Algorithm* (GA) para obter a posição e orientação de cada antena de um arranjo  $3 \times 3$  de antenas

que maximize a capacidade do canal MIMO em um determinado cenário de propagação. Nesse artigo, o acoplamento mútuo é considerado e avaliado, porém não há estudo de minimização de antenas. Em [28], os autores também usam o GA para otimização linear de um arranjo de antenas. Por sua vez, os autores do artigo [29] utilizam o GA em sistemas MIMO massivo para encontrar o erro quadrático médio mínimo – *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) e produzir a melhor matriz de canal com menor complexidade computacional. Porém, nesses dois últimos artigos, os autores não avaliam o AM e a capacidade do canal. Também com aplicação em sistemas MIMO massivo, em [30], os autores utilizam uma versão adaptativa multiobjetivo do GA para otimização da eficiência espectral e energética em cenário multiusuário desses sistemas. A capacidade do canal é avaliada sem considerar o AM.

O algoritmo de otimização por enxame de partículas – *Particle Swarm Optimization* (PSO) é usado em [31] para maximização da capacidade de sistemas MIMO, a avaliação é feita na DoA porém, não é considerado o AM. Em [32], o PSO é proposto para determinar a matriz de calibração para um sistema MIMO  $4 \times 4$  de alta ordem utilizando o método de cabo sem fio. Neste artigo, o AM é estudo sem estudo da capacidade do canal. E em [33], dois algoritmos de pré-codificação híbridos com base no algoritmo PSO são proposto para o sistema MIMO massivo em ondas milimétricas. O objetivo é minimizar a distância euclidiana entre a pré-codificação híbrida e a ideal. Nesses artigos, não é realizado estudo do AM.

## 1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho de pesquisa é desenvolver uma metodologia que utilize algoritmos de otimização bio-inspirados para aumento da capacidade em um sistema MIMO levando em consideração o AM entre os elementos das antenas e para minimizar o tamanho destas a partir da distância entre os elementos e suas dimensões físicas. Também é considerado o modelo de sistema MIMO com único usuário. Para tanto, uma modelagem do canal que seja condizente com a realidade é uma premissa desta pesquisa. Neste sentido, a consideração do acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo faz-se necessária, consequentemente e, a modelagem deste efeito torna o projeto de um sistema MIMO um problema complexo.

Como a necessidade de minimização é prioritária na EM, são avaliados principalmente o sinal na DoA com o *software* CST Studio Suite<sup>®</sup> para simulação dos elementos de antena no modo transmissor e receptor. São utilizados os métodos CMIM e RMIM, supracitados, como métodos para avaliação do AM em sistemas MIMO com antenas tipo microfita formadas por paquetas retangulares em disposição linear.

Os algoritmos PSO e GA são utilizados na solução do problema proposto, com o objetivo de encontrar parâmetros físicos dos elementos das antenas e a distância entre eles para promover o incremento da capacidade de dados sem grande influência do AM.

Para minimização das antenas e atendimento a proposta de alta capacidade do 5G, foi proposta a construção de antenas em microfita na faixa de ondas milimétricas, mais precisamente, em 26 GHz por ser a faixa de frequência definida pela Anatel para operação das redes 5G em alta capacidade.

A pesquisa disserta sobre os modelos de Kronecker e Weichselberger para cálculo da matriz de ganhos, porém, nos resultados finais deste trabalho, utiliza-se o modelo de Kronecker por se tratar de um problema em que o transmissor e o receptor possuem distribuição separável, as antenas estão transmitindo ou recebendo sinal, nunca ambos ao mesmo tempo. No entanto, é feita uma comparação considerando os dois modelos em um determinado problema, para fins de resultado do modelo de Weichselberger.

### 1.3 Estrutura da Tese

Os capítulos seguintes dessa tese encontram-se organizados como segue. No Capítulo 2 são descritos os cálculos da capacidade do canal MIMO e suas considerações em função do tempo. Também são apresentados os modelos de representação da matriz de ganhos e feito o cálculo dos coeficientes de correlação. No Capítulo 3 é introduzido o conceito de acoplamento mútuo a partir da impedância mútua e discutidos os modelos matemáticos a serem utilizados neste trabalho. Também neste capítulo é exposto um estudo sobre teoria de antenas para projeto da antena em microfita.

No Capítulo 4, são apresentados os algoritmos de otimização utilizados na pesquisa. A metodologia de trabalho desta tese é descrita no Capítulo 5, ela é dividida em duas partes: projeto da antena em microfita e projeto de sistema MIMO. O Capítulo 6 mostra a construção dos cenários de simulação para obtenção dos resultados. Os resultados das simulações

---

dessa pesquisa são apresentados no Capítulo 7, divididos em resultados dos experimentos preliminares, e resultados finais.

Em sequência, o Capítulo 8 contém as considerações finais da tese e as propostas de trabalhos futuros para continuação da pesquisa. Por fim, os Apêndices A e B, descrevem, respectivamente as publicações que a pesquisa gerou e apresentam os valores de impedâncias da antena de microfita calculadas para uso no sistema MIMO.

## CAPÍTULO 2

---

# Sistemas MIMO

---

O tratamento da diversidade espacial por meio de arranjos de antenas em sistemas MIMO parte do pressuposto que a utilização de um arranjo de antenas aumenta a qualidade do sistema, assegurando que o sinal atingirá o receptor com uma SNR adequada. Os sistemas MIMO aproveitam o fenômeno do multipercurso para aumentar a capacidade do canal em ambientes com grande influência dos mecanismos de propagação por reflexão e difração. Dependendo do número de antenas no transmissor e receptor, a capacidade do canal pode aumentar, à custa de uma maior complexidade do sinal recebido [7].

A propagação no canal de comunicações sem fio é caracterizada pela ocorrência de multipercursos devido às sucessivas reflexões e difrações do sinal transmitido em diferentes tipos de obstáculos, como ilustra a Figura 2.1. Em ambiente urbano, esses sinais refletem ou difratam em árvores, edifícios, residências, etc., até chegar ao receptor por vários caminhos. O multipercurso ocorre quando versões diferentes de um mesmo sinal chegam ao receptor em vários instantes diferentes e os sistemas MIMO têm a capacidade de receber e produzir um sinal de acordo com as informações originalmente transmitidas, a partir de um algoritmo ou processamento especial desses sinais [7].

Os tipos de sistemas MIMO existentes são [7]:

- Sistemas com diversidade de transmissão em espaço-tempo – *Space Time Transmit Diversity* (STTD) – a mesma informação é codificada e transmitida a partir de diferentes antenas. Isso aumenta a potência recebida sem necessidade de alterações na potência transmitida e, conseqüentemente, melhora a SNR [7].
- Sistemas com multiplexação espacial multiplexação espacial – *Spatial Multiplexing*

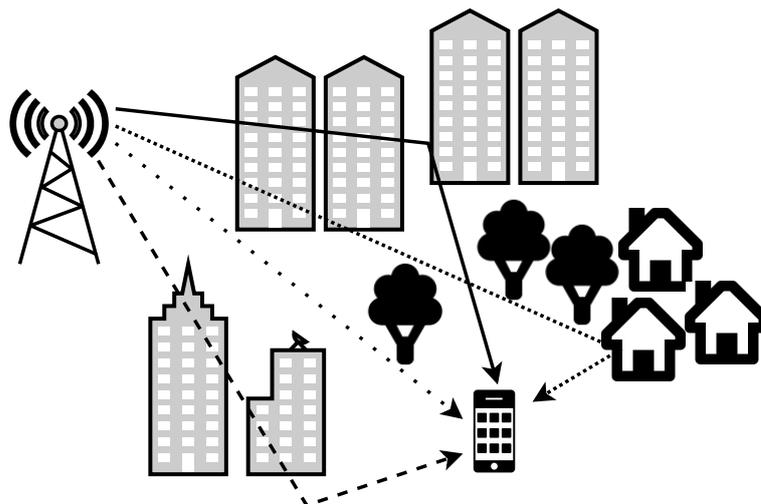


Figura 2.1: Ilustração do fenômeno de multipercurso do sinal transmitido em sistemas de comunicação móvel.

(SM) – Entrega sequências de dados paralelos à estação móvel (EM) usando o mecanismo do multipercurso para aumentar a capacidade do canal [7].

- Sistemas com enlace colaborativo de subida (do inglês, *Uplink Collaborative MIMO Link*) – aproveita o uso de um amplificador de potência no dispositivo de transmissão. Em que dois ou mais dispositivos podem transmitir de forma colaborativa no mesmo canal, que também aumenta a taxa de transmissão do enlace de subida do sistema [7].

É importante ressaltar que, para sistema MIMO SM, os usuários do sistema móvel que estiverem mais próximos da ERB terão efetivamente maiores taxas de transmissões devido as condições favoráveis de radiofrequência (RF) no meio de transmissão.

Sistemas MIMO têm sido um tópico de pesquisa importante devido a sua propriedade de melhora significativa na capacidade de canal proporcional ao número de antenas de transmissão e recepção. Isso normalmente é conseguido pela exploração da diversidade espacial entre as antenas [27]. Multiplexação e diversidade de ganho em sistemas MIMO podem ser obtidas não só recorrendo à diversidade espacial, mas também à diversidade de polarização. Considerando que a diversidade espacial pode ser conseguida por uma separação adequada das antenas, a diversidade de polarização pode ser alcançada a partir da exploração de antenas com diferentes orientações na configuração da matriz de ganhos [34].

## 2.1 Capacidade de Sistemas MIMO

No final da década de 1940, Claude Shannon definiu a capacidade de canal como a taxa máxima na qual uma comunicação confiável pode ser executada, sem restrições à complexidade do transmissor e do receptor [21, 35, 36]. Em outras palavras, a informação mútua maximizada em todas as distribuições de entrada possíveis [37].

A partir dessa definição, é possível equacionar a capacidade de um canal de comunicação sem fio como o valor máximo da informação mútua média, de acordo com a distribuição de probabilidade do sinal de entrada  $P(x)$ , entre a entrada  $X$  e a saída  $Y$  [38, 39],

$$C = \max_{P(x)} I(X; Y), \quad (2.1)$$

ou de modo equivalente [39],

$$C = \max_{P(x)} [H(Y) - H(Y|X)], \quad (2.2)$$

em que  $H(Y)$  é a entropia, ou seja, a incerteza do sinal de saída  $Y$ , que é dada por [39]

$$H(Y) = - \sum_{y \in Y} p(y) \log(p(y)), \quad (2.3)$$

e  $H(Y|X)$  a entropia do sinal de saída  $Y$  dado o sinal de entrada  $X$  [39]. Portanto, a entropia condicional é dada pela incerteza sobre o sinal de entrada dado que o sinal de saída foi observado. Essa capacidade é uma característica inerente ao canal [21] e também pode ser definida como a taxa máxima de transmissão de um sistema de comunicação para a qual a probabilidade de erro de decodificação pode ser arbitrariamente próxima a zero [40].

São propriedades da capacidade [40]:

- É possível obter uma comunicação confiável para qualquer taxa de transmissão menor ou igual à capacidade;
- Se a taxa de transmissão for estritamente maior que a capacidade, não haverá código que aproxime arbitrariamente a probabilidade de erro de zero;
- A capacidade é alcançada codificando um bloco de dados arbitrariamente longo. Além disso, nenhuma restrição é assumida sobre a complexidade do codificador ou do de-

codificador.

- Em sistemas práticos de comunicação digital, os símbolos de entrada pertencem a uma constelação com um número finito de valores possíveis. Na estrutura da teoria da informação, os símbolos de entrada pertencem a uma distribuição contínua. Assim, códigos de obtenção de capacidade não podem ser implementados em sistemas práticos em geral. A capacidade é de fato um limite de desempenho para comunicações confiáveis, que é alcançado sob condições assintóticas;
- A capacidade é fornecida sob uma restrição de energia de transmissão. De fato, se a potência de transmissão não é limitada, e não importa qual seja a taxa de transmissão, a probabilidade de erro sempre pode ser reduzida ao aumentar a potência de transmissão: isso significa que a capacidade é infinito [40].

### 2.1.1 Canal Variante no Tempo

Quando o canal varia no tempo, a capacidade do canal possui várias definições, dependendo do que se sabe sobre o estado do canal ou sobre sua distribuição no transmissor ou receptor, bem como a escala de tempo do processo de desvanecimento do canal subjacente. Essas definições têm significados operacionais diferentes. Especificamente, quando os ganhos instantâneos do canal, também chamados de informação do estado do canal – *Channel State Information* (CSI), são perfeitamente conhecidos no transmissor e no receptor, o transmissor pode adaptar sua estratégia de transmissão (taxa ou potência) em relação ao estado instantâneo do canal. Nesse caso, a capacidade de Shannon, que é conhecida como ergódica, é a informação mútua máxima média de todos os estados do canal [36].

Ergódico significa essencialmente que uma amostra de tempo razoavelmente longa de realizações de canal com desvanecimento tem uma distribuição semelhante à distribuição estatística do canal. Com a informação do estado do canal no transmissor – *Channel State Information at the Transmitter* (CSIT), a capacidade ergódica pode ser alcançada usando uma política de transmissão adaptativa em que a potência e a taxa de dados variam em relação às variações de estado do canal [38]. Uma suposição mais comum para o estudo de capacidade de canais MIMO com variação temporal é a informação do estado do canal no receptor – *Channel State Information at the Receiver* (CSIR) perfeita [36].

A CSIR inclui todos os coeficientes de canal dos enlaces que vão do transmissor para

o receptor. Em alguns casos, um receptor ideal mais simples exigindo adicionalmente o conhecimento da variação de ruído, um receptor de MMSE pode ser usado como exemplo. Presume-se que o receptor rastreie perfeitamente a CSI. Em sistemas práticos, a variação de canal e ruído geralmente é estimada usando símbolos piloto e incorporados no sinal enviado pelo transmissor [40].

Em geral, a CSIT é mais difícil de obter. Sua aquisição depende do modo duplex, ou seja, o método usado para separar a comunicação do ponto  $A$  ao ponto  $B$  e na direção inversa de  $B$  para  $A$ . No duplex de divisão no tempo – *Time Division Duplex* (TDD), as comunicações diretas e inversas usam diferentes intervalos de tempo enquanto no duplex de divisão na frequência – *Frequency Division Duplex* (FDD) são usadas diferentes faixas de frequência. Em sistemas sem fio, os mecanismos para aquisição de CSIT dependem principalmente de *feedback* ou reciprocidade de canal. No método com *feedback*, o canal é estimado em  $B$  usando símbolos piloto incorporados no sinal enviado de  $A$  para  $B$ , a CSI é reenviada de  $B$  para  $A$ . De outra forma, o princípio da reciprocidade do canal afirma que o canal do ponto  $A$  ao ponto  $B$  é idêntico ao canal de  $B$  a  $A$  se o canal for medido ao mesmo tempo e na mesma frequência. Para o FDD, apenas o *feedback* pode ser usado e não a reciprocidade do canal, pois o enlace direto e o inverso não usam as mesmas frequências [40].

Outras definições de capacidade para canais de variação temporal com CSI perfeito para transmissores e receptores incluem capacidade de interrupção e capacidade de taxa mínima. Essas capacidades requerem uma taxa de dados fixa ou mínima em todos os estados do canal sem interrupção, o que é necessário para aplicativos que usam dados com restrição de atraso, em que a taxa de dados não pode depender das variações do canal (exceto nos estados de interrupção, em que nenhum dado é transmitido). A taxa média associada à interrupção ou capacidade de taxa mínima é geralmente menor que a ergódica devido a restrições adicionais associadas a essas definições [38]. Esta tese considera a capacidade ergódica no caso de um transmissor e receptor com CSI perfeita.

Se o número de antenas transmissoras é pequeno, a degradação devido aos erros de estimação da CSI é também pequena. Entretanto, quando o número de antenas transmissoras aumenta, a sensibilidade do sistema e erros de estimação da CSI aumenta [41, 42]. Quando apenas a distribuição do canal é conhecida no transmissor ou receptor, a estratégia de transmissão ou recepção é baseada na distribuição do canal, e não no estado instantâneo do canal. Os coeficientes do canal são tipicamente assumidos como sendo gaussianos. Por-

tanto a distribuição do canal é especificada pelas matrizes de média e covariância do canal. Assumindo a informação da distribuição do canal – *Channel Distribution Information* (CDI) sempre perfeita para que não haja incompatibilidade entre a CDI no transmissor ou receptor e a verdadeira distribuição de canais [43]

Para canais MIMO de usuário único com CSI perfeita para transmissores e receptores, os cálculos de capacidade ergódica e de interrupção são diretos, uma vez que a capacidade é conhecida para cada estado do canal [38]. Assim, essa tese assume CDI perfeita no transmissor e CSI ou CDI perfeita no receptor.

### 2.1.2 Canais MIMO de Usuário Único

Embora hoje em dia, a maioria dos sistemas sem fio ofereça suporte a vários usuários, os resultados para um único usuário ainda são de muito interesse para o discernimento do assunto e suas aplicações a sistemas canalizados nos quais os usuários recebem recursos ortogonais como tempo, faixa de frequência etc. A capacidade do canal também é melhor definida para usuários únicos e os resultados desses também são usados em sistemas MIMO multi-usuários correspondentes em que não há solução [36].

Em um sistema MIMO sem fio de banda estreita, o canal é descrito por uma matriz complexa  $\mathbf{H}$  como representado na Figura 2.2.

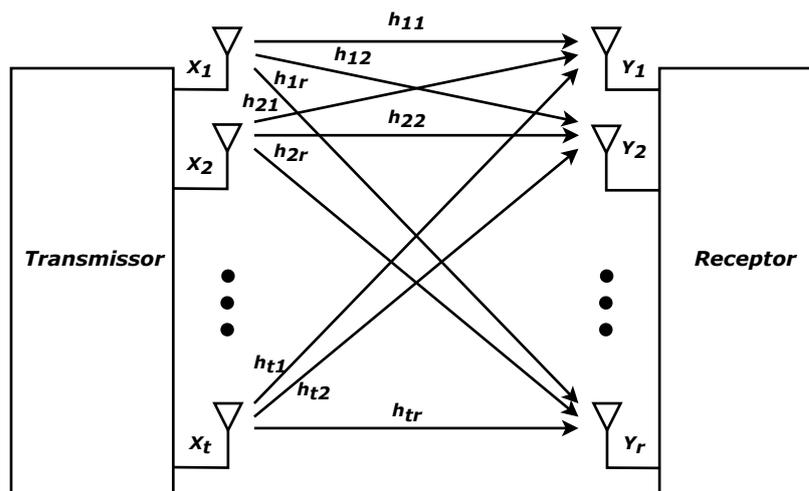


Figura 2.2: Ilustração de um canal de comunicação MIMO.

A relação entre o sinal de entrada  $\mathbf{X}$  e o sinal de saída  $\mathbf{Y}$  pode ser expressa como [36],

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n}, \quad (2.4)$$

em que  $\mathbf{n}$  é o ruído aditivo gaussiano com a matriz de correlação  $\mathbf{R}_n = E[\mathbf{nn}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ ,  $\sigma_n^2$  é a potência do ruído,  $E[\cdot]$  é o operador do valor esperado e  $(\cdot)^H$  denota uma matriz hermitiana. O sinal de entrada,  $\mathbf{X}$ , tem matriz de autocorrelação dada por  $\mathbf{R}_X = E[\mathbf{XX}^H]$  que fornece a potência total transmitida dos componentes  $P_X$ . Sendo assim, a SNR é dada por  $\gamma = P_X/\sigma_n^2$  [13]. Em termos de matrizes, esta equação pode ser representada por

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1} & \cdots & H_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

em que o número de antenas transmissoras e o número de antenas receptoras são dados por  $N_t$  e  $N_r$ , respectivamente.

Com CSIT ou CSIR perfeitas, presume-se que a matriz de canais  $\mathbf{H}$  seja conhecida perfeita e instantaneamente no transmissor ou receptor, respectivamente. Quando o transmissor ou o receptor conhece perfeitamente o estado do canal, também assume-se que ele conhece perfeitamente a distribuição desse estado, uma vez que a distribuição pode ser obtida a partir das observações do estado [36]. Dessa forma, a informação mútua de um canal de usuário único com entrada e saída aleatórias  $X$  e  $Y$ , respectivamente, é definida como [36, 37]

$$I(X; Y) = \sum_{x,y} p(x,y) \log \left( \frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} \right), \quad (2.6)$$

em que  $p(x)$ ,  $p(y)$  e  $p(x,y)$  as funções de distribuição de probabilidade das variáveis aleatórias [36].

A partir da Equação 2.1, é possível afirmar que a capacidade do canal é igual à informação mútua do canal maximizada em todas as distribuições de entrada possíveis, ou seja [13, 36]

$$C = \max_{p(x)} \sum_{x,y} p(x,y) \log \left( \frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} \right). \quad (2.7)$$

Dessa forma, a capacidade de um sistema MIMO com  $N_r$  elementos de antena no receptor e  $N_t$  elementos de antena no transmissor, considerando o limite superior da capacidade ergódica e CSIR perfeita, pode ser escrita como [13, 36, 38, 43, 44],

$$C = E \left[ \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^T \right) \right) \right], \quad (2.8)$$

em que  $\mathbf{I}_{N_r}$  é matriz identidade de ordem  $N_r$ , conforme Equação 2.5, e  $\mathbf{H}^T$  é a matriz transposta conjugada da matriz de canal  $\mathbf{H}$ ,  $\gamma$  é a SNR do canal, representado pela razão  $P_x/\sigma_n^2$ , em que  $P_x$  é a potência transmitida total e  $\sigma_n^2$ , a potência do ruído [22],

Uma expressão alternativa para a capacidade pode ser obtida pela decomposição do canal MIMO em  $s = \min(N_r, N_t)$  subcanais de única entrada e única saída – *Simple Input Simple Output* (SISO) equivalentes. Esta capacidade está relacionada à eficiência espectral obtida no canal em função da SNR. O ganho de cada subcanal  $\alpha_i$  pode ser representado por autovalores da matriz de correlação  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ . Assim, a capacidade pode ser reescrita como [21, 45]

$$C = \sum_{i=1}^s \log_2(1 + \gamma_i \alpha_i), \quad (2.9)$$

em que  $\gamma_i$  é a SNR do  $i$ -ésimo subcanal [13, 43].

## 2.2 Coeficiente de Correlação

O modelo da informação de covariância do canal – *Channel Covariance Information* (CCI), presume-se que o canal esteja variando muito rapidamente para rastrear sua média. Portanto, a média é definida como zero e as informações sobre a geometria relativa dos caminhos de propagação são capturadas por uma matriz de covariância não branca [36].

A caracterização da capacidade com correlações temporais é significativamente mais simples quando as realizações do canal são assumidas perfeitamente conhecidos pelo receptor (CSIR perfeito). Nesse caso, correlações de canal temporal não afetam a capacidade ergódica. Isso ocorre porque, condicionada ao conhecimento do canal disponível no receptor, a aleatoriedade do canal é apenas devida ao ruído aditivo, que é sem memória de um símbolo para o próximo. Portanto com o CSIR perfeita, é possível uma caracterização única da capacidade e a capacidade ergódica depende apenas da distribuição marginal de uma única realização do canal matriz [37].

### 2.2.1 Modelo de Kronecker

O modelo de canal de Kronecker é o mais utilizado para correlações espaciais e nas pesquisas realizadas para construir a matrix de canal  $\mathbf{H}$  [13, 37]. Nesse modelo, a matrix

do canal é representada por [36, 37]

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G}_H (\mathbf{R}_T^{1/2})^T, \quad (2.10)$$

em que  $\mathbf{H}_K$  é a matriz do canal calculada pelo modelo de Kronecker,  $\mathbf{G}_H$  é uma matriz gaussiana com variáveis independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) com média zero e variância unitária,  $\mathbf{R}_T$  e  $\mathbf{R}_R$  são as matrizes de correlação espacial do sinal no transmissor e no receptor, respectivamente, e  $(\cdot)^T$  denota uma matriz transposta.

Existem duas suposições fundamentais ao modelo de Kronecker:

- As matrizes de correlação do sinal no transmissor e no receptor são consideradas separáveis. A correlação entre dois enlaces é dividida no produto dos valores de correlação no lado de transmissão (que envolve apenas antenas transmissoras) e a correlação no lado da recepção (que envolve apenas antenas receptoras) [22, 40];
- As matrizes de correlações são as mesmas. A correlação dos enlaces de duas antenas de transmissão para uma única antena de recepção é a mesma, independentemente da antena de recepção usada para o cálculo [40].

Este modelo pode ser representado pela Figura 2.3.

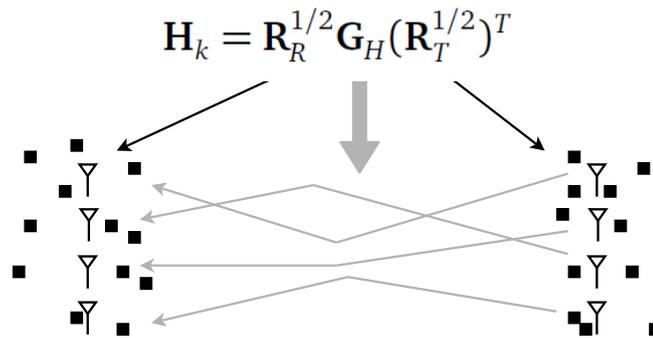


Figura 2.3: Ilustração do modelo de Kronecker em um canal MIMO. Adaptada de [40].

Devido a sua grande utilização em sistemas MIMO, o modelo de Kronecker introduz uma estrutura na matriz de correlação, definida pelo conceito do produto de Kronecker  $\otimes$  entre as matrizes de correlação no transmissor e no receptor [21, 40]:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R. \quad (2.11)$$

Assumindo que temos duas matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{B}$  de dimensões  $N \times M$  e  $K \times L$ , respectivamente.

Denota-se como  $a_{ij}$  o item que se encontra na  $i$ -ésima linha e  $j$ -ésima coluna da matriz  $\mathbf{A}$ , o produto de Kronecker  $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$  é definido como [40]:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1M}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}\mathbf{B} & \cdots & a_{NM}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Dadas as matrizes  $\mathbf{R}_T$  e  $\mathbf{R}_R$ , a matriz do canal  $\mathbf{H}$  pode ser calculada pela Equação 2.11. Posteriormente, é realizada uma decomposição em valores singulares – *Singular Value Decomposition* (SVD) da matriz  $\mathbf{H}$ , e finalmente, é calculada a capacidade do canal MIMO a partir da Equação 2.8.

### 2.2.2 Modelo de Clarke

Este é um modelo estatístico muito usado para caracterizar para o desvanecimento plano. O transmissor é fixo, o receptor está se movendo na velocidade  $v$  e o sinal transmitido é espalhado por objetos estacionários ao redor do móvel [21], conforme mostrado na Figura 2.4.

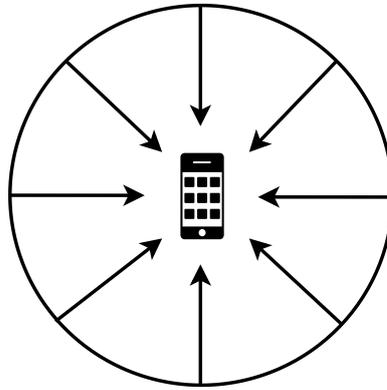


Figura 2.4: Ilustração do modelo de Clarke em anel. [21].

Assume-se que as antenas transmissoras e receptoras dos sistemas MIMO estão equipadas com polarização vertical, e que são usadas antenas tipo dipolo. O meio de dispersão é representado por espalhamento uniformemente distribuído em torno das antenas de transmissão e recepção. A partir disso, os elementos da matriz de correlação espacial podem ser obtidos usando o modelo de Clarke [13, 20],

$$\rho_{ij} = J_0(n_w d_{ij}), \quad (2.13)$$

em que  $J_0(\cdot)$  é a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero,  $n_w$  é o número de onda dado por  $2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $d_{ij}$  a distância entre os elementos  $i$  e  $j$  do agrupamento de antenas uniforme. As matrizes de correlação  $\mathbf{R}_T$  e  $\mathbf{R}_R$  podem ser generalizadas usando

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} \rho_{1,1} & \cdots & \rho_{1,N_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_r,1} & \cdots & \rho_{N_r,N_r} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

e

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} \rho_{1,1} & \cdots & \rho_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_t,1} & \cdots & \rho_{N_t,N_t} \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

respectivamente.

Resumidamente, o modelo de Clarke é estocástico baseado em correlação simples para implementar com poucos parâmetros as correlações em cada extremidade do sistema [40].

### 2.2.3 Modelo de Weichselberger

O modelo de Weichselberger é uma versão estendida do modelo de Kronecker que não é limitada pela suposição da separabilidade [40, 46]. Ele é baseado no modelo de Kronecker e no modelo de representação de canal virtual e combinam as vantagens de ambas as abordagens. Ele não só explica a correlação nas duas extremidades do enlace, como o modelo de Kronecker, mas também modela sua dependência mútua, como é mostrado na representação de canal virtual. Além disso, sua descrição matemática é simples e concisa [24].

O modelo de canal de Weichselberger considera que as estatísticas de desvanecimento entre as extremidades do enlace não são separáveis, inclusive o AM que é gerado por uma matriz de acoplamento com base na potência média de acoplamento [22]. A definição deste modelo é baseada na decomposição em valores próprios das matrizes de correlação no modo de transmissão e de recepção do sinal MIMO, descrito em [24].

A correlação espacial dos pesos de transmissão determina a quantidade de energia é irradiada em quais direções. De acordo com a suposição feita por Kronecker, os valores próprios espaciais não são afetadas pelos pesos de transmissão e, portanto, refletem apenas o ambiente de rádio, isto é, número, posições e pontos fortes da dispersão. Os valores próprios, por

outro lado, dependem dos pesos de transmissão. Eles refletem como os dispersores são guiados pelas ondas de rádio que se propagam do transmissor. Irradiando em certas direções, por exemplo, pode iluminar apenas alguns dispersores e deixar outros escuros. Portanto, os valores próprios também são influenciados pelo ambiente do rádio [24].

Desta forma, diferentemente do modelo Kronecker, o modelo Weichselberger não assume que os dispersores no receptor são independentes daqueles no transmissor, tornando-o mais realista do que o modelo de Kronecker. Os parâmetros do modelo Weichselberger são os valores próprios na recepção e transmissão, e a matriz de acoplamento. A matriz de acoplamento descreve a energia média do canal SISO entre os valores próprios de recepção e de transmissão. Os valores próprios de recepção e transmissão são encontradas usando a SVD das matrizes de correlação unilaterais [47].<sup>1</sup>

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^H \quad (2.16)$$

e

$$\mathbf{R}_R = \mathbf{U}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{U}_R^H, \quad (2.17)$$

em que  $\mathbf{U}_T$  e  $\mathbf{U}_R$  são matrizes unitárias na transmissão e na recepção, respectivamente.  $\mathbf{\Lambda}_T$  é uma matriz diagonal que contém os valores próprios de  $\mathbf{R}_T$  e  $\mathbf{\Lambda}_R$  é uma matriz diagonal que contém os valores próprios de  $\mathbf{R}_R$ .

As matrizes  $R_T^{1/2}$  e  $R_R^{1/2}$ , mencionadas no modelo de Kronecker, podem ser descritas como

$$R_R^{1/2} = U_R \sqrt{\Lambda_R}, \quad (2.18)$$

$$R_T^{1/2T} = \sqrt{\Lambda_T} U_T^H, \quad (2.19)$$

em que

$$\sqrt{\Lambda_R} = \text{diag}(\lambda_{R,1}, \lambda_{R,1}, \dots, \lambda_{R,n}), \quad (2.20)$$

$$\sqrt{\Lambda_T} = \text{diag}(\lambda_{T,1}, \lambda_{T,1}, \dots, \lambda_{T,n}). \quad (2.21)$$

<sup>1</sup>Como as matrizes de correlação são conjugados complexos simétricos, eles têm os mesmos valores próprios à direita e à esquerda.

em que  $\lambda_{R,n}$  e  $\lambda_{T,n}$  são os valores próprios das matrizes de correlação na recepção e na transmissão do sinal, respectivamente. Substituindo estas equações na Equação 2.11, obtém-se

$$\mathbf{H}_w = \mathbf{U}_R \sqrt{\Lambda_R} \mathbf{G} \sqrt{\Lambda_T} \mathbf{U}_T^H. \quad (2.22)$$

em que  $H_w$  é a matriz do canal calculada pelo modelo de Weichselberger e  $\mathbf{G}$  é uma matriz complexa gaussiana com elementos i.i.d.

A estrutura da matriz de acoplamento  $\Omega$  pode ser diretamente relacionada à dispersão no canal entre o transmissor e o receptor [24], e pode ser definida como

$$\Omega = \begin{pmatrix} \lambda_{R,1} \\ \lambda_{R,1} \\ \vdots \\ \lambda_{R,n} \end{pmatrix} (\lambda_{T,1}, \lambda_{T,1}, \dots, \lambda_{T,n}). \quad (2.23)$$

Desta forma, a matriz do canal utilizando o modelo de Weichselberger é calculada por

$$\mathbf{H}_w = \mathbf{U}_R (\tilde{\Omega} \odot \mathbf{G}) \mathbf{U}_T^H, \quad (2.24)$$

em que o símbolo  $\odot$  representa o produto de Hadamard, e  $\tilde{\Omega}$  representa a matriz de acoplamento que determina a potência média de acoplamento entre o transmissor e o receptor [24].

Esse modelo pode ser representado pela Figura 2.5



Figura 2.5: Ilustração do modelo de Weichselberger em um canal MIMO [24].

Dadas as matrizes  $\mathbf{R}_R$  e  $\mathbf{R}_T$ , a matriz do canal  $\mathbf{H}$  pode ser calculada pela Equação 2.24. Após isto, é calculada a capacidade do canal MIMO a partir da Equação 2.8, considerando a média de todos os resultados.

Esses modelos são considerados estocásticos pois, diferentemente dos modelos determi-

nísticos, são baseados em processos aleatórios usando parâmetros de entrada adequados. Nesse caso, eles não foram projetados para corresponder a um ambiente específico com precisão precisa, mas podem combinar vários ambientes de rádio com precisão aceitável, criando assim um modelo mais geral para vários ambientes de rádio. O maior desafio dos modelos estocásticos é produzi-los de maneira a fornecer uma precisão aceitável, mantendo a simplicidade. Se houver muitos parâmetros de entrada, a complexidade aumentará para a de um modelo determinístico equivalente [40].

O modelo de Kronecker depende de duas matrizes de correlação, que adicionam um pouco de complexidade no canal i.i.d simples, tornando mais fácil de avaliar. O modelo de Weichselberger pode melhorar significativamente a precisão em alguns casos, embora a um custo aumentado da formação de vetores em cada extremidade. É também intenso dessa tese definir o modelo adequado para o problema em questão de forma a simplificar a avaliação do sistema MIMO em uma precisão aceitável.

## CAPÍTULO 3

---

# Fundamentos de Arranjos de Antenas

---

Segundo Alencar e Queiroz [48]: "Uma antena pode ser definida como um elemento de transição entre um dispositivo guia de onda, como uma linha de transmissão, e o espaço livre ou um outro meio de propagação ilimitado". Sua principal função é a irradiação, ou a emissão de ondas eletromagnéticas no espaço, de forma eficiente. Ela é necessária por duas razões principais: melhorar a eficiência de irradiação e o casamento de impedâncias, visando minimizar reflexões [49].

Existe uma grande variedade de antenas, formatos e configurações geométricas para os arranjos. Em comunicações sem fio, o arranjo de antenas é aplicado para aumento da capacidade e qualidade do sinal transmitido, ou para minimizar o efeito do ruído e da interferência no sinal recebido. Também é utilizado para ampliar a diretividade.

À medida que a qualidade do sinal transmitido é melhorada, aumenta-se a confiabilidade do sistema. Os sistemas de arranjos de antenas podem contribuir para isso, aumentando o número de usuários que o sistema pode gerenciar e acrescentando o número de serviços que o sistema pode oferecer [48]. A principal vantagem dessas estruturas é a combinação dinâmica dos campos eletromagnéticos radiados ou recebidos, de modo que a intensidade e fase do arranjo podem ser controladas [48].

Normalmente, os elementos de um conjunto são idênticos em sua forma física e as configurações geométricas mais comuns são: linear, circular, retangular e esférica. Nesta tese trata-se arranjos de antenas lineares com elementos idênticos, com a mesma magnitude de corrente de excitação e com fase progressiva. Para que a diferença de fase seja nula entre os elementos, o espaçamento  $D$  entre eles dever ser igual ou maior que meio comprimento de onda, ou seja,  $D \geq \lambda/2$  [50].

Porém, o estudo do fator de arranjo estabelece que quando o espaçamento entre os elementos é  $D \geq \lambda/2$ , múltiplos máximos da mesma amplitude podem ser formados. Para evitar lóbulos secundários em arranjos lineares e retangulares, o espaçamento entre os elementos nos planos  $x - z$  e  $x - y$ , devem ser menores que  $\lambda/2$ . Entretanto, o fator de arranjo deve ser feito pseudoperiódico com o uso de funções adicionais, como a série de Fourier. Para tanto, é definida uma condição de periodicidade e região visível que define  $D = \lambda/2$  [50].

O AM e a correlação espacial, discutida no Capítulo 2, entre os elementos são outros fatores que implicam esta distância entre os elementos ser  $D \geq \lambda/2$ . O objetivo dessa tese é conhecer os efeitos do AM em arranjo de antenas, principalmente no que diz respeito a capacidade do canal, e reduzir a distância  $D$  para valores menores que  $\lambda/2$  investigando a menor distância entre os elementos em que o AM não cause grandes perdas de capacidade do canal. Para tanto, esse capítulo descreve fundamentos sobre acoplamento mútuo, impedância mútua e projeto de antenas em microfitas.

### 3.1 Acoplamento Mútuo

Quando duas antenas estão próximas uma da outra, caso uma delas ou as duas estejam transmitindo ou recebendo, uma parte da energia destinada a uma delas atinge a outra e vice-versa [50]. Este efeito é chamado de Acoplamento Mútuo (AM). A quantidade do efeito do AM depende basicamente das características de radiação de cada antena, da separação relativa entre elas e da orientação relativa de cada uma delas.

Sistemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas de transmissão e recepção são bem conhecidos por permitirem alcançar uma maior capacidade [4, 7] do que os convencionais, que empregam apenas uma única antena nos dois lados de um enlace de comunicação. No entanto, a correlação espacial do sinal devido à proximidade dos elementos do arranjo de antenas e o acoplamento mútuo entre eles podem limitar o aumento da capacidade do canal [51].

Sabe-se que o espaçamento das antenas no arranjo de antenas influencia a correlação espacial. Esse espaçamento finito também é responsável pelo acoplamento mútuo que pode afetar a transmissão e recepção do sinal. O efeito do AM é especialmente pronunciado em arranjos com elementos espaçados por menos de  $\lambda/2$ .

Devido a uma demanda considerável de EMs com tamanho compacto, o efeito do acoplamento mútuo não pode ser negligenciado e, portanto, deve ser levado em consideração quando se avalia o desempenho do enlace MIMO [13]. Por esse motivo, pesquisadores estudam os efeitos do AM e desenvolvem ferramentas computacionais para representá-lo e medi-lo, em busca de soluções para seus problemas, principalmente em sistemas MIMO.

Os algoritmos típicos estimação de DoA, como a classificação por sinal múltiplo – *Multiple Signal Classification* (MUSIC) e a estimativa de parâmetros de sinal com as técnicas de invariância rotational – *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques* (ESPRIT) são conhecidos por serem sensíveis aos erros em arranjos múltiplos [19]. O método MUSIC [52] fornece assintoticamente estimativas sem participação de diferentes parâmetros, como número das ondas que chegam, interferência e potência do ruído. Embora o método ESPRIT tenha sido usado em um cenário de estimativa de ângulo de chegada, ele pode ser aplicado em uma ampla gama de problemas, incluindo detecção e estimativa de parâmetros de sinais senoidais na presença de ruído. A técnica usa a invariância translacional de elementos em arranjos de antenas [25].

Em [14] o autor investigou os efeitos do AM em um arranjo adaptativo de antenas utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados – *Least Mean Square* (LMS) aplicado ao sinal proveniente do arranjo de antenas. Utiliza-se o conceito de impedância mútua para representar uma matriz de transformação em função de uma matriz de impedância. Bons resultados são alcançados com distância de  $\lambda/2$  entre os dipolos do arranjo. Estudos matemáticos para a correlação espacial entre arranjos de antenas lineares e circulares são investigados em [25]. O trabalho também pesquisa o efeito do acoplamento mútuo para a DoA no receptor, mostrando a importância da separação de  $\lambda/2$  entre os elementos do arranjo e que, em alguns casos, esta separação ainda não é suficiente para decorrelação do canal.

Os efeitos do AM na capacidade do canal MIMO são também estudados em [13]. Neste artigo é realizada uma avaliação de trabalhos sobre o efeito do AM na capacidade de sistemas MIMO sob a disponibilidade da CSI perfeita no receptor e é feita uma abordagem que pressupõe que o CSI não está disponível, devido a erros de estimativas de canal. Os autores analisam o efeito do AM na capacidade do canal a partir de simulação em função da distância entre os elementos do arranjo de antenas. Uma rigorosa análise do efeito do AM na capacidade do canal MIMO é descrita em [53]. Nesse artigo, novas expressões da capacidade são apresentadas para maximizar a informação mútua dos sinais transmitidos e

recebidos em uma rede de transmissão de dados com base no desempenho do sistema, oferecendo novas ferramentas para responder questões sobre o impacto do AM na capacidade MIMO. Em [54] mais uma vez é provado que a capacidade do canal é afetada pela estrutura da antena e pelo AM. Nesse artigo é possível observar como a posição da antena (ângulos vertical e horizontal) e não só o número de antenas e a distância entre elas afetam no AM.

Com uma percepção mais voltada às facilidades da 4G e 5G, o trabalho desenvolvido em [55] traz um estudo do efeito do AM em sistemas MIMO LTE com antenas dispostas sobre veículos em movimento. Essa pesquisa analisa o impacto que o acoplamento mútuo tem na degradação da eficiência da irradiação do elemento incorporado e uma maior correlação entre as antenas e, em última análise, a diminuição da capacidade do canal MIMO ergódico. Por fim, existe uma série de estudos do efeito do AM em arranjos de antenas feitas por Hui [17–19, 51, 56] e sua equipe, desenvolvendo o conceito de impedância mútua para conhecimento e controle dos efeitos do AM. Esses estudos, principalmente, conceituam os efeitos em arranjos de antenas na transmissão e recepção do sinal, e comparam dois métodos de compensação do AM em arranjos de antenas: o método de impedância mútua convencional (CMIM) [57] e o método de impedância mútua na recepção (RMIM) [18].

A redução do AM em antenas de microfita com *patch* retangular é estudado no artigo [58], as antenas são projetadas na faixa de 5,8 GHz e o autor utiliza simulação para avaliação de um ambiente real a partir dos parâmetros  $S$ , diretividade e isolamento em um sistema MIMO  $2 \times 2$ . Também usando a faixa de microondas e estudo dos parâmetros de medidas em antenas, o artigo [59] avalia a redução do acoplamento mútuo em antenas dipolos num sistema MIMO  $2 \times 2$ .

O estudo do efeito acoplamento mútuo na capacidade do canal é realizado em [26], os autores utilizam um sistema MIMO  $2 \times 2$  para avaliar parâmetros  $S$  e eficiência das antenas simulados e medidos na faixa de 700 MHz, e a partir desses, realizar o estudo da capacidade. Este estudo, além de confronto, serviu de base para construção do modelo empregado nesse trabalho de pesquisa.

Esta tese investiga a distância entre os elementos de um arranjo e outros parâmetros para minimização do AM, aumento da capacidade de canal e minimização do tamanho do arranjo de antenas a partir da simulação de antenas em microfita. Isso é feito em função do aumento da capacidade do canal de um sistema MIMO  $8 \times 8$  considerando o AM. Na formulação do problema, são utilizados os métodos CMIM e RMIM, descritos em [17–19],

na consideração do AM na transmissão e recepção do sinal, respectivamente.

### 3.1.1 Acoplamento Mútuo no Modo de Transmissão

O comportamento do AM em um arranjo de antenas no modo de transmissão é diferente do que se observa no modo de recepção, conforme pode ser observado nas Figuras 3.1 e 3.2. Na Figura 3.1, o elemento de antena 2 é excitado por uma fonte, enquanto que o elemento de antena 1 não está transmitindo, ou seja, no modo passivo. A corrente gerada pela fonte atravessa o elemento da antena 2, identificada como caminho (0), e irradia para o espaço livre, como caminho (1). Parte dessa energia é recebida pelo elemento de antena 1, rotulado como caminho (2), e uma corrente é posteriormente induzida nesse elemento. A corrente induzida no elemento de antena 1 irradia parte da energia para o espaço livre, rotulada como caminho (3), e parte dessa energia é dissipada para a carga passiva do elemento de antena 1, rotulado como caminho (4). Também é possível que parte da energia irradiada, caminho (3), seja recebida pelo elemento de antena 2, rotulado como caminho (5). Tal processo continuará indefinidamente, e o mesmo processo ocorre se o elemento de antena 1 estiver excitado. Se ambos os elementos de antena estiverem excitados, o campo total será a soma do campo irradiado e o campo re-espalhados de ambos os elementos de antena [18].

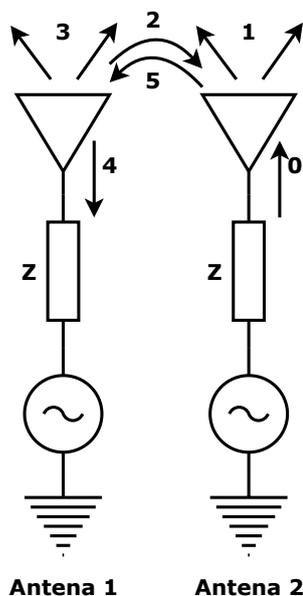


Figura 3.1: Caminhos do acoplamento para os elementos de antena 1 e 2 no modo de transmissão. Adaptado de [50].

A contribuição total para o diagrama de campo distante de um elemento particular de um arranjo depende não somente da excitação provida pelo seu próprio gerador, mas também

da excitação parasita total que, por sua vez, depende dos acoplamentos e das excitações dos outros geradores [60].

### 3.1.2 Acoplamento Mútuo no Modo de Recepção

Se o arranjo de antena estiver no modo de recepção, como mostrado na Figura 3.2, a frente de onda incidente proveniente do espaço livre, caminho (0), atinge o elemento de antena 1, e uma corrente é posteriormente induzida. A corrente induzida irradia parte da energia para o espaço livre, caminho (2), enquanto o resto da energia atravessa o elemento para a carga, caminho (1). Outra parte da energia irradiada, caminho (2), é recebida pelo elemento de antena 2, caminho (3). Se o elemento de antena 1 estiver descasado com seu terminal, parte da energia também será refletida, caminho (4) e irradia para o espaço livre. Além disso, a corrente também induzida no elemento de antena 2 devido à energia irradiada, caminho (3), do elemento de antena 1, da mesma forma, essa corrente induzida também irradia parte da energia. O mesmo processo também acontece quando a frente de onda atinge o elemento de antena 2. Se ambas as antenas receberem simultaneamente, o campo total também será a soma dos campos irradiado e re-espalhados de ambos os elementos de antena [18].

Fica então evidente que a quantidade de energia recebida por cada elemento de um conjunto de antenas é a soma vetorial das ondas diretas e daquelas a ele acopladas, de forma parasita, e provenientes de outros elementos. De forma a maximizar a quantidade de energia extraída da onda incidente, deve-se minimizar a energia total reirradiada (2) de volta ao espaço livre, o que exige uma escolha adequada das impedâncias de terminação [50].

Como visto, os problemas do AM para um arranjo de antena na transmissão e recepção são, em geral, diferentes e devem ser tratados diferentemente. O AM tem um papel importante no desempenho de um antena, apesar de sua análise e entendimento não serem simples.

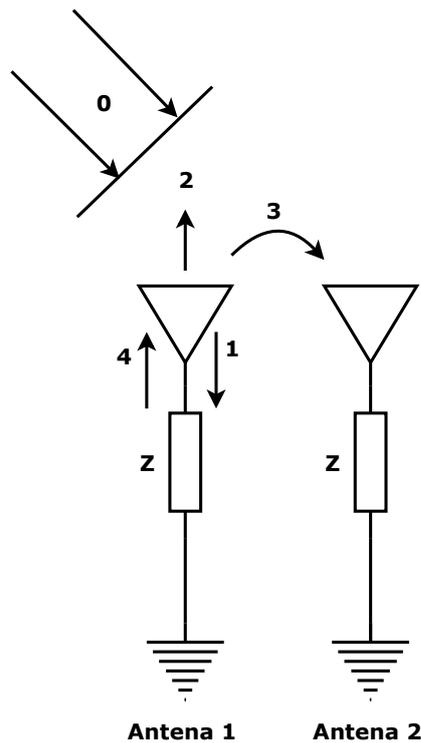


Figura 3.2: Caminhos do acoplamento para os elementos de antena 1 e 2 no modo de recepção. Adaptado de [18].

## 3.2 Impedância Mútua

A impedância de entrada da antena na presença de outros elementos ou obstáculos, que será referida como impedância do ponto de alimentação, depende da auto-impedância, que é a impedância de entrada na ausência de quaisquer obstáculos ou elementos, e da impedância mútua entre o elemento excitado e os outros obstáculos ou elementos [50].

Para entender melhor este conceito, admita-se que um sistema de antenas possui dois elementos. Este sistema pode ser representado por um circuito de duas portas conforme Figura 3.3 e pode-se deduzir que [50]:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad \text{e} \quad V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2, \quad (3.1)$$

em que  $V_1$  e  $V_2$  são as tensões induzidas no terminal da porta 1 e 2, respectivamente.  $Z_{11}$  é a auto-impedância da porta 1 que quando a porta 2 está em aberto é dada por

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad (3.2a)$$

$Z_{12}$  é a impedância mútua na porta 1 devido a uma corrente na porta 2 quando a porta 1 está em aberto, e é dada por

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}, \quad (3.2b)$$

a impedância mútua da porta 2 devido a uma corrente na porta 1 quando a porta 2 está em aberto, é dada por

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad (3.2c)$$

e, por fim, a auto-impedância na porta 2 quando a porta 1 está em aberto é dada por

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (3.2d)$$

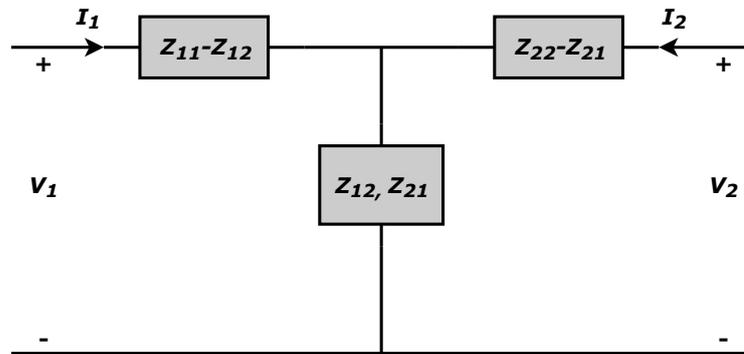


Figura 3.3: Circuito equivalente em T para um sistema de antenas de dois elementos. Adaptado de [50].

As impedâncias  $Z_{11}$  e  $Z_{22}$  são, respectivamente, as impedâncias de entrada da antena 1 e 2 quando cada uma irradia de forma ilimitada. A presença de outro elemento modifica a impedância de entrada dependendo do tipo de antena, da posição relativa dos elementos e do tipo de alimentação usada para excitar os elementos [50].

A impedância mútua  $Z_{12}$  é então calculada como a razão da tensão induzida no terminal do circuito aberto da antena 1 (excitada) para a corrente de excitação que flui da antena 2 (excitante). Para calcular a tensão de circuito aberto na primeira antena (no modo de recepção), o Teorema de Reciprocidade<sup>1</sup> geralmente é usado, com a hipótese de uma distribuição de corrente senoidal fluindo com seus terminais [17]. Ou seja, para um circuito recíproco  $Z_{12} = Z_{21}$ .

Neste trabalho de pesquisa são abordados dois métodos de análise do efeito do AM a

<sup>1</sup>Estabelece que em um circuito linear com uma única fonte, se a fonte localizada no ramo A provoca uma corrente  $I$  no ramo B, então ao mover a fonte de tensão para o ramo B provocar-se-á uma corrente  $I$  no ramo A [61].

partir da impedância mútua. Uma primeira análise considera o arranjo de antena no modo transmissor e uma outra análise leva em conta o arranjo de antena no modo receptor.

### 3.2.1 Análise em Arranjo de Antenas no Modo Transmissor

Considere duas antenas dipolos no modo de transmissão conforme mostrado na Figura 3.4. Elas são separadas por uma distância  $D$  e podem ser representadas pelas fontes de excitação,  $V_{s1}$  e  $V_{s2}$ , e impedâncias de carga da fonte,  $Z_{g1}$  e  $Z_{g2}$ , respectivamente, para antenas 1 e 2. De modo que são geradas as correntes de excitação  $I_1$  e  $I_2$  para os terminais  $a_1$  e  $b_1$  da Antena 1 e terminais  $a_2$  e  $b_2$  da Antena 2, respectivamente [17].

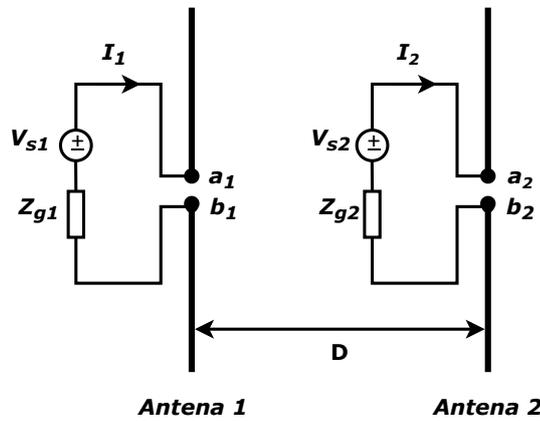


Figura 3.4: Duas antenas dipolos no modo transmissor.

Quando o efeito do AM é levado em consideração, as duas antenas acopladas podem ser modeladas como dois circuitos equivalentes, como mostrado na Figura 3.5 [51]. Devido ao efeito do AM, existem duas fontes de excitação adicionais (fontes de tensão controlada) nos circuitos equivalentes,  $V_{12}$  e  $V_{21}$ , e a impedância interna de cada antena ou auto-impedância é representada por  $Z_{11}$  e  $Z_{22}$ .

O efeito do AM é modelado pelas fontes de tensão controlada  $V_{12}$  e  $V_{21}$  no circuito equivalente. Analisando os circuitos, pode-se definir as correntes  $I_1$  e  $I_2$  como

$$I_1 = \frac{V_{s1} - V_{12}}{Z_{g1} + Z_{11}} = \frac{V_{T1}}{Z_g + Z_{in}}, \quad (3.3)$$

$$I_2 = \frac{V_{s2} - V_{21}}{Z_{g2} + Z_{22}} = \frac{V_{T2}}{Z_g + Z_{in}}, \quad (3.4)$$

em que  $Z_{in}$  é a impedância de entrada das antenas e  $Z_g$  é a impedância da fonte. Estas impedâncias podem ser representadas por uma única notação por possuírem o mesmo valor

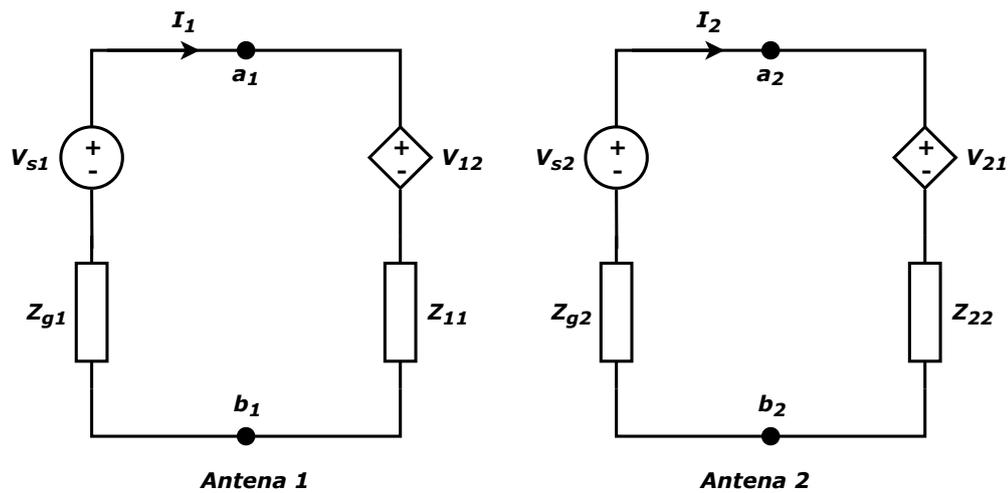


Figura 3.5: Circuito equivalente de duas antenas receptoras considerando AM. Adaptado de [51].

para todos os elementos.  $V_{12}$  é a tensão acoplada no terminal de circuito aberto da antena 1,  $V_{21}$  é a tensão acoplada no terminal de circuito aberto da antena 2,  $I_2$  é a corrente de excitação no terminal em curto-circuito da antena 2 e  $I_1$  é a corrente de excitação no terminal em curto-circuito da antena 1.  $V_{T1}$  e  $V_{T2}$  são as tensões totais devido às fontes de excitação e as tensões acopladas, expressas como:

$$V_{T1} = V_{s1} - V_{12} \quad \text{e} \quad V_{T2} = V_{s2} - V_{21}. \quad (3.5)$$

As duas impedâncias mútuas podem ser definidas como

$$Z_{12} = \frac{V_{12}}{I_2} \quad \text{e} \quad Z_{21} = \frac{V_{21}}{I_1}, \quad (3.6)$$

em que  $Z_{12}$  é a impedância mútua com a antena 2 excitada e  $Z_{21}$  é a impedância mútua com a antena 1 excitada.

Analisando a Equação 3.6 a partir de um arranjo de  $N$  elementos, a impedância mútua convencional,  $Z_{k,t}$  é a razão da tensão de circuito aberto induzida no terminal de antena  $k$  para a corrente excitada no terminal de antena  $t$ , isto é, o elemento de antena  $t$  está no modo de transmissão. Matematicamente, a relação entre as tensões no terminal  $k$  e outros terminais de antena pode ser escrita como [18, 57]

$$V_k = I_1 Z_{k,1} + I_2 Z_{k,2} + \dots + I_t Z_{k,t} + \dots + I_k Z_{k,k} + \dots + I_N Z_{k,N} + V_{Ok}, \quad (3.7)$$

em que  $Z_{k,k}$  corresponde a auto-impedância do elemento de antena  $k$ ,  $I_t$  corresponde a corrente induzida no terminal de antena  $t$ , e  $V_{Ok}$  é definido com a tensão de circuito aberto no terminal  $k$  quando todos os outros elementos de antena estão na condição de circuito aberto. Essa relação entre a tensão de circuito aberto e a tensão do terminal pode ser escrita como [14, 18, 25]

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{1,1}}{Z_L} & \frac{Z_{1,2}}{Z_L} & \cdots & \frac{Z_{1,N}}{Z_L} \\ \frac{Z_{2,1}}{Z_L} & 1 + \frac{Z_{2,2}}{Z_L} & \cdots & \frac{Z_{2,N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{N,1}}{Z_L} & \frac{Z_{N,2}}{Z_L} & \cdots & 1 + \frac{Z_{N,N}}{Z_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{O1} \\ V_{O2} \\ \vdots \\ V_{ON} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Este método é o convencional, também chamado de método de impedância mútua convencional – *Convencional-Mutual-Impedance Method* (CMIM), e a Equação 3.8 é útil para calcular a tensão de circuito aberto nos terminais usada no processamento de sinais do arranjo [19].

Das Equações 3.5 e 3.6, pode-se deduzir que

$$V_{T1} = V_{s1} - Z_{12}I_2 \quad \text{e} \quad V_{T2} = V_{s2} - Z_{21}I_1, \quad (3.9)$$

ou seja,

$$V_{s1} = V_{T1} + Z_{12}I_2 \quad \text{e} \quad V_{s2} = V_{T2} + Z_{21}I_1. \quad (3.10)$$

Das Equações 3.3 e 3.4, tem-se:

$$V_{s1} = V_{T1} + \frac{Z_{12}}{(Z_{g2} + Z_{22})} V_{T2} \quad (3.11)$$

$$V_{s2} = V_{T2} + \frac{Z_{21}}{(Z_{g1} + Z_{11})} V_{T1}. \quad (3.12)$$

Para um arranjo de antenas transmissoras de  $N$  elementos, as tensões de excitação sem o acoplamento,  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$ , ...,  $V_{sN}$  estão relacionadas às tensões totais do arranjo com acopla-

mento,  $V_{T1}, V_{T2}, \dots, V_{TN}$ , da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ \vdots \\ V_{sN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z_{1,2}}{Z_{g2}+Z_{22}} & \cdots & \frac{Z_{1,N}}{Z_{gN}+Z_{NN}} \\ \frac{Z_{2,1}}{Z_{g1}+Z_{11}} & 1 & \cdots & \frac{Z_{2,N}}{Z_{gN}+Z_{NN}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{N,1}}{Z_{g1}+Z_{11}} & \frac{Z_{N,2}}{Z_{g2}+Z_{22}} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{T1} \\ V_{T2} \\ \vdots \\ V_{TN} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

A Equação 3.13 é útil para cálculo da impedância mútua no modo transmissor. Porém, este método não é eficiente para ser utilizado no modo receptor pelas seguintes razões [18]:

- As impedâncias mútuas convencionais são determinadas quando o arranjo está no modo de transmissão, o que caracteriza caminhos de acoplamento para vários mecanismos. Isto ocorre porque a fonte de excitação para um arranjo de antenas de recepção está na zona de campo distante em vez de, nos terminais dos elementos da antena. Assim, o CMIM fornece solução precisa para caracterizar arranjos de antenas no modo transmissor. No entanto, o modelo é impreciso para caracterizar o efeito do AM para um arranjo de antenas no modo receptor [18];
- no modo de recepção, os elementos da antena, na prática, são terminados com impedância de carga em vez de estarem em circuito aberto. Como visto na Equação 3.8, a carga no terminal de cada antena também afeta o efeito do AM [18];
- o conceito de "tensões de circuito aberto" supõe que os elementos da antena não irradiam. Aparentemente, isto é incorreto, pois as correntes ainda serão induzidas em elementos de antena de circuito aberto e os campos eletromagnéticos ainda serão irradiados a partir dos elementos de circuito aberto [18].

### 3.2.2 Análise em Arranjo de Antenas no Modo Receptor

Enquanto o CMIM tem sido frequentemente usado em ambos os arranjos de transmissão e recepção, um método de compensação do efeito de AM foi proposto por [17, 18] para uso em arranjos de antena na recepção. Essa técnica é denominada método de impedância mútua na recepção – *Receiving-Mutual-Impedance Method* (RMIM), porque se baseia no uso de um conceito diferente de impedância mútua, a impedância mútua receptora [19]. Em comparação com o CMIM, em que a impedância mútua é calculada com base em uma suposição de circuito aberto e um arranjo de antenas no modo de transmissão, a impedância

mútua do RMIM é calculada nas condições em que os elementos de antena são terminados com impedância conhecida,  $Z_L$ , e os elementos da antena estão no modo de recepção sob uma excitação de uma onda plana externa [18].

A Figura 3.6 mostra o circuito equivalente de dipolos no modo de recepção. É possível observar que a definição de impedância mútua na recepção depende da direção de uma onda plana que é usada como fonte de excitação. Mas para antenas omnidirecionais, como é o caso da antena dipolo e monopolo, a impedância mútua na recepção independe do ângulo de azimute da onda plana [17].

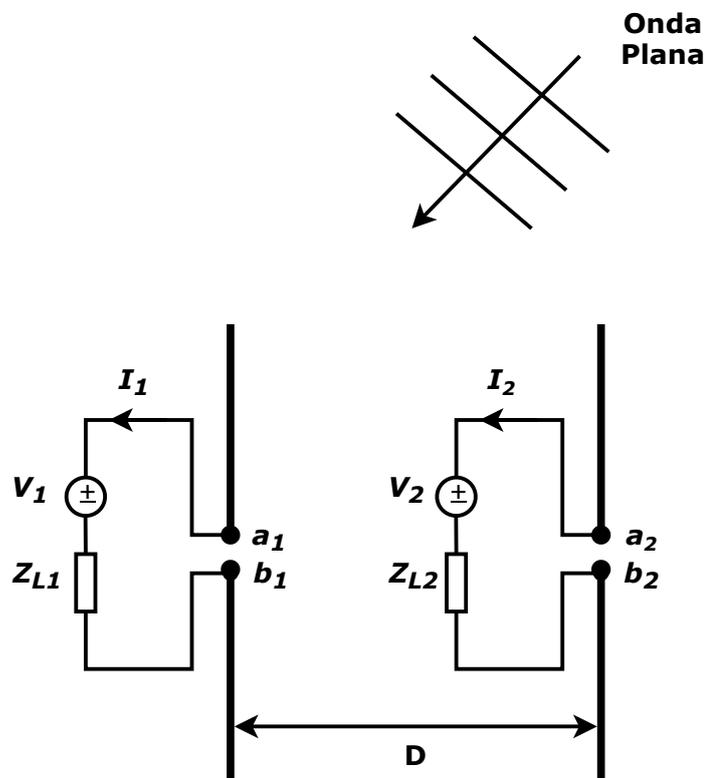


Figura 3.6: Duas antenas dipolos no modo de recepção. Adaptado de [17].

Desse cenário, pode-se extrair os seguintes resultados:

$$Z_r^{12} = \frac{-V_{12}}{I_2} \quad \text{e} \quad Z_r^{21} = \frac{-V_{21}}{I_1}, \quad (3.14)$$

em que  $Z_r^{12}$  é impedância mútua de recepção com distribuição de corrente na antena 2,  $V_{12}$  é a tensão acoplada ao terminal de carga da antena 1 e  $I_2$  é a corrente recebida pelo terminal de carga da antena 2. Analogamente,  $Z_r^{21}$  é impedância mútua de recepção com distribuição de corrente na antena 1,  $V_{21}$  é a tensão acoplada ao terminal de carga da antena 2 e  $I_1$  é a corrente recebida pelo terminal de carga da antena 1.

Usando as impedâncias mútuas de recepção, as tensões recebidas  $V_1$  e  $V_2$  nos elementos da antena podem ser expressas como o somatório das tensões do terminal isolado  $U_1$  e  $U_2$ , essas sem tensões acopladas e as tensões acopladas  $V_{12}$  e  $V_{21}$  como segue:

$$V_1 = U_1 + V_{12} = U_1 - Z_r^{12} I_2 \quad \text{e} \quad V_2 = U_2 + V_{21} = U_2 - Z_r^{21} I_1. \quad (3.15)$$

Das Equações 3.14 e 3.15, pode-se definir  $U_1$  e  $U_2$  como

$$U_1 = V_1 - \frac{Z_r^{12}}{Z_L} V_2 \quad \text{e} \quad U_2 = V_2 - \frac{Z_r^{21}}{Z_L} V_1. \quad (3.16)$$

Considerando um arranjo de antena na recepção com  $N$  elementos, em que cada um é terminado com a mesma impedância de carga,  $Z_L$ ,  $V_k$  é a tensão no terminal da antena e  $U_k$  é a tensão de isolamento no terminal  $k$ . A relação entre  $U_k$  e  $V_k$  pode ser expressa como [18]

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{Z_r^{12}}{Z_L} & \cdots & -\frac{Z_r^{1N}}{Z_L} \\ -\frac{Z_r^{21}}{Z_L} & 1 & \cdots & -\frac{Z_r^{2N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{Z_r^{N1}}{Z_L} & -\frac{Z_r^{N2}}{Z_L} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

### 3.2.3 Medição da Impedância Mútua na Recepção

É possível fazer uma análise dos parâmetros de espalhamento – *scatter parameters* ( $S$ ). Para a medição da impedância mútua, geralmente as duas antenas do arranjo são tratadas como uma rede de duas portas e os seus parâmetros  $S$ :  $S_{11}, S_{12}, S_{21}$  e  $S_{22}$  são medidos.  $Z_{11}, Z_{22}, Z_{12}$  e  $Z_{21}$  são então obtidos a partir dos parâmetros  $S$  da seguinte maneira [17]:

$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (3.18)$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (3.19)$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (3.20)$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (3.21)$$

em que  $Z_0$  é a impedância do sistema.

A impedância mútua na recepção pode ser medida ou calculada teoricamente. Para a medição, é indicado que o arranjo de antena seja posto dentro de uma câmara anecoica como mostrado na Figura 3.7 [17].

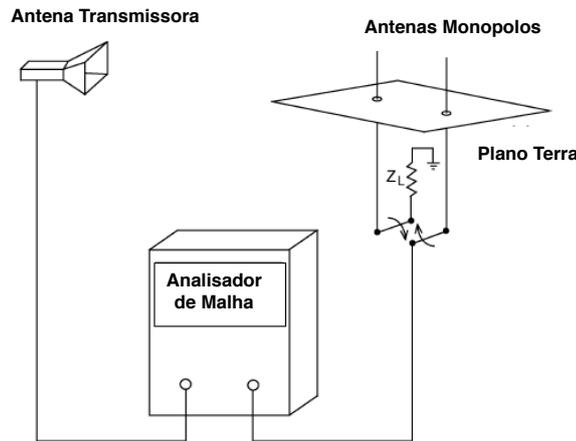


Figura 3.7: Medição da impedância mútua na recepção em câmara anecoica. Adaptado de [17].

É possível observar que o campo incidente da antena transmissora incide horizontalmente às antenas receptoras monopolo e que o ângulo de azimute do campo incidente, neste caso, é irrelevante, como já descrito anteriormente. O parâmetro  $S_{21}$  de espalhamento é medido e convertido em uma tensão como discutido em [17].

$$S_{21} = \frac{\beta}{\alpha}, \quad (3.22)$$

em que  $\alpha$  é a raiz quadrada da potência emitida pela antena transmissora e

$$\beta = V / \sqrt{Z_0}, \quad (3.23)$$

sendo  $V$  a tensão no terminal do elemento monopolo e sendo  $Z_0$  a impedância do sistema, considerando ambas as antenas com a mesma impedância  $Z_0$ . Ambos,  $\beta$  e  $\alpha$ , são valores complexos com magnitudes e fases. Com os monopolos colocados dentro da câmara anecoica designados como monopolo 1 e 2, são realizadas as seguintes etapas de medição

[17]:

1. Medir  $S_{21}$  no terminal do monopolo 1 com o terminal do monopolo 2 conectado a uma carga  $Z_0$ . Definida como  $S_{21-1}$ .
2. Medir  $S_{21}$  no terminal do monopolo 2 com o terminal do monopolo 1 conectado a uma carga  $Z_0$ . Definida como  $S_{21-2}$ .
3. Medir  $S_{21}$  no terminal do monopolo 1 com o monopolo 2 removido (retirado do arranjo). Definida como  $S'_{21-1}$ .
4. Medir  $S_{21}$  no terminal do monopolo 2 com o monopolo 1 removido (retirado do arranjo). Definida como  $S'_{21-2}$ .

Depois disso, convertem-se as medidas dos parâmetros S em tensões de terminais relativas como [17]:

$$V_1 = S_{21-1} \alpha \sqrt{Z_0} \quad (3.24)$$

$$V_2 = S_{21-2} \alpha \sqrt{Z_0} \quad (3.25)$$

$$U_1 = S'_{21-1} \alpha \sqrt{Z_0} \quad (3.26)$$

$$U_2 = S'_{21-2} \alpha \sqrt{Z_0} \quad (3.27)$$

em que  $V_1$  é a tensão total recebida no terminal do monopolo 1,  $V_2$  é a tensão total recebida no terminal do monopolo 2,  $U_1$  é a tensão de isolamento no monopolo 1 e  $U_2$  é a tensão de isolamento no monopolo 2 [17]. Em seguida, as impedâncias mútuas medidas na recepção são obtidas da seguinte forma:

$$Z_r^{12} = \frac{U_1 - V_1}{I_2} = \frac{U_1 - V_1}{V_2} Z_0 = \frac{S'_{21-1} - S_{21-1}}{S_{21-2}} Z_0 \quad (3.28)$$

$$Z_r^{21} = \frac{U_2 - V_2}{I_1} = \frac{U_2 - V_2}{V_1} Z_0 = \frac{S'_{21-2} - S_{21-2}}{S_{21-1}} Z_0 \quad (3.29)$$

em que  $I_1$  e  $I_2$  são as correntes nos terminais dos monopolos 1 e 2, respectivamente. Para um arranjo de antena de  $N$  elementos, a impedância mútua pode ser medida considerando duas antenas por vez usando o procedimento discutido e repetindo para todas as possibilidades de pares de elementos no arranjo.

### 3.3 Projeto de Antenas em Microfita

Atualmente, antenas em microfita são amplamente usadas em rádio móvel e comunicações sem fio. Elas são pequenas, adaptáveis a superfícies planares e não-planares, simples e com baixo custo de fabricação, usando uma moderna tecnologia de circuito impresso. Algumas desvantagens dessas antenas são sua baixa eficiência, baixa potência, fraco desempenho de varredura, radiação espúria de alimentação e pequena largura de banda de frequências, em torno de 1% [50].

Antenas em microfita consistem em uma fina lâmina metálica, normalmente 0,035 mm de espessura, construída sobre um substrato dielétrico, com um plano de terra no lado de baixo do substrato. Estruturas desenvolvidas na década de 1970 com uma grande variedade de formas e meios de alimentação [48]. Os substratos mais adequados para o bom desempenho da antena devem ter uma baixa constante dielétrica,  $\epsilon_r$ , no intervalo de 2,2 a 12 e  $h_s$ , sua espessura, corresponde a uma pequena fração do comprimento de onda, geralmente  $0,003\lambda \leq h_s \leq 0,05\lambda$ . Os mais espessos possuem melhor desempenho [50]. O substrato foi escolhido com base nessas recomendações, esses parâmetros podem ser observados na Figura 3.8 que apresenta uma visão de perfil de uma antena em microfita com *patch* retangular.



Figura 3.8: Visão em perfil de uma antena em microfita com *patch* retangular.

O *patch* retangular é a configuração de antena mais usada. Os elementos irradiantes e linhas de alimentação são, em geral, fotografados no substrato dielétrico. O *patch* também pode ser quadrado, circular, elíptico, triangular ou de qualquer formato. Os métodos de alimentação mais utilizados são a linha de microfita, a sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade [50]. O modelo de *patch* retangular com linha de alimentação de microfita é considerado neste trabalho, por apresentar bom desempenho, fácil análise e amplo uso. O projeto da antena de microfita com oito elementos é definido de acordo com a Figura 3.9.

O arranjo de antenas é composto por oito elementos. A Figura 3.9 mostra outros pa-

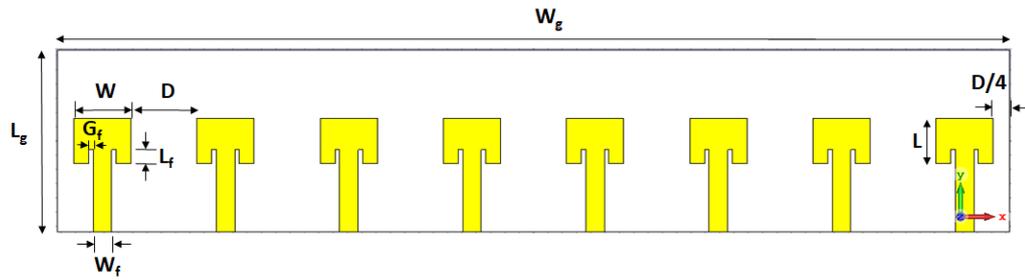


Figura 3.9: Antena em microfita em visão frontal com oito elementos em *patch* retangular.

râmetros físicos para projeto da antena,  $W$  e  $L$  são a largura e o comprimento do *patch*, respectivamente,  $W_g$  e  $L_g$  são a largura e o comprimento do plano de terra, respectivamente. A largura e o comprimento do plano de terra têm o mesmo tamanho do substrato. A largura da linha de alimentação é  $W_f$ , e  $L_f$  é o comprimento da fenda radiante dentro do *patch* e  $G_f$  que é a largura da fenda. A distância entre os elementos é representada por  $D$ , ela e os parâmetros  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$  e  $G_f$  são otimizados nessa pesquisa para minimização do tamanho da antena.

Os parâmetros elétricos do substrato, largura da linha de transmissão, dimensões e posição da fenda de acoplamento podem ser usados para otimizar o projeto. Em geral, o casamento de impedâncias é efetuado pelo controle da largura da linha de transmissão e do comprimento da fenda. O acoplamento magnético prevalecerá caso a fenda seja centrada abaixo do *patch*, pois nessa posição, idealmente, o campo elétrico do modo dominante é nulo, enquanto o campo magnético é máximo. O comprimento da linha de alimentação e a razão entre as larguras do *patch* e da linha podem ser usados para controle do casamento de impedâncias [50].

### 3.3.1 Cálculo dos Parâmetros Físicos e Elétricos

A linha de alimentação de microfita é uma estrutura não-homogênea que possui o substrato e o ar como dielétricos. Como pode ser visto na Figura 3.10, a maior parte das linhas do campo elétrico reside no substrato, a outra parte no ar. Isso é devido aos parâmetros  $W/h_s \gg 1$  e  $\epsilon_r \gg 1$ .

Devido ao efeito do franjamento mostrado na Figura 3.10 e a velocidade de propagação na linha de microfita, é introduzida uma constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ref}$ , descrita por

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h_s}{W} \right]^{-1/2}. \quad (3.30)$$

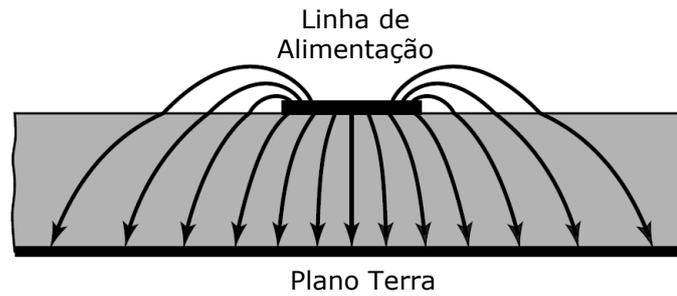


Figura 3.10: Linhas de campo elétrico em uma linha de alimentação de microfita [50].

Para uma linha de microfita com ar acima do substrato, a constante dielétrica efetiva tem valores entre 1 e  $\epsilon_r$ . Para a maioria das aplicações o valor de  $\epsilon_{ref}$  é mais próximo de  $\epsilon_r$  [50].

O *patch* da antena de microfita mostra-se eletricamente maior que as dimensões físicas devido aos efeitos de borda mostrados na Figura 3.11.

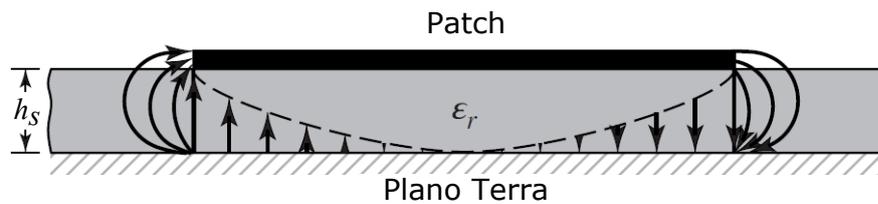


Figura 3.11: Vista lateral das linhas de campo elétrico no *patch*. Adaptado de [50].

Para o plano E (plano  $x-y$ ), as dimensões do *patch* são estendidas em cada extremidade pela distância  $\Delta L$  dada por [50]

$$\frac{\Delta L}{h_s} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left( \frac{W}{h_s} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left( \frac{W}{h_s} + 0,8 \right)}, \quad (3.31)$$

em cada lado do *patch*, considerando o modo dominante  $TM_{010}$ <sup>2</sup> sem franjamento, o comprimento efetivo do *patch*  $L_{ef}$  é dado por

$$L_{ef} = L + 2\Delta L. \quad (3.32)$$

A frequência de ressonância da antena de microfita é uma função do comprimento do

<sup>2</sup>Refere-se ao modo com a frequência de ressonância mais baixa (dominante) em antenas de microfita, considerando  $h_s \ll L$ ,  $h_s \ll W$  e  $L > W > h_s$  [50].

*patch*, para o modo dominante  $TM_{010}$  é dada por

$$f_{o1} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.33)$$

em que  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre. Para considerar o franjamento, esta relação dever ser modificada para

$$f_{oc1} = q \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.34)$$

em que  $q$  é o fator de franjamento, que é o fator de redução do comprimento do *patch*, dado por [50]

$$q = \frac{(f_o)_{010}}{(f_{oc})_{010}}. \quad (3.35)$$

Assim,  $L_{ef}$  também pode ser calculado por

$$L_{ef} = \frac{c}{2f_o\sqrt{\epsilon_{ref}}}, \quad (3.36)$$

Desta forma, para efeitos de projeto, o comprimento do *patch* pode ser calculado por

$$L = L_{ef} - 2\Delta L \quad \text{ou} \quad L = \frac{c}{2f_o\sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3.37)$$

Um valor prático para a largura do *patch* que leva a boas eficiências de radiação é [50]

$$W = \frac{c}{2f_o} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}. \quad (3.38)$$

Para dimensionamento da fenda radiante, é necessário conhecer a condutância de cada fenda e isso parte da definição da admitância paralela equivalente, para uma fenda de largura  $W$  finita, que é dada por

$$Y_1 = G_1 + jB_1, \quad (3.39)$$

em que  $B_1$  é a susceptância da fenda 1 e  $G_1$ , a condutância da fenda 1 dada por [50]

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda} \left[ 1 - \frac{1}{24}(\kappa h_s)^2 \right]; \quad \frac{h}{\lambda} < \frac{1}{10}, \quad (3.40)$$

em que  $\kappa$  é a constante de fase no espaço livre. Como a fenda 1 tem as mesmas dimensões

da fenda 2, é possível definir

$$Y_1 = Y_2, \quad G_1 = G_2 \quad \text{e} \quad B_1 = B_2. \quad (3.41)$$

Para valores assintóticos, a condutância pode ser calculada por [50]

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda}\right)^2 & W \ll \lambda \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda}\right) & W \gg \lambda \end{cases} \quad (3.42)$$

Como a admitância de entrada total é real, a impedância de entrada de ressonância também é real e dada por

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}, \quad (3.43)$$

em que  $G_{12}$  é a condutância mútua, o sinal mais (+) é usado para modos com distribuição ímpar (anti-simétrica) de tensão de ressonância sob o *patch* e entre as fendas e o sinal menos (-) é para modos com distribuição par (simétrica) de tensão de ressonância [50].

Porém, para uma alimentação indentada penetrando uma distância  $L_f$  além da fenda, usa-se uma análise de expansão modal e a resistência de entrada é dada aproximadamente por [50]

$$R_{in}(y = L_f) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} L_f\right), \quad (3.44)$$

com a Equação 3.44, o valor de  $L_f$  é estimado até se obter a resistência de entrada desejada para a linha de alimentação, normalmente, 50Ω ou 75Ω em telecomunicações.

A alimentação indentada introduz um corte físico que, por sua vez, introduz uma capacitância de junção. O corte físico e sua correspondente capacitância de junção influenciam ligeiramente a frequência de ressonância que pode, tipicamente, variar cerca de 1% [50].

Na prática, o casamento de impedâncias é feito nas proximidades nos terminais da antena, pois isso minimiza as perdas na linha, assim como os picos de tensão na linha, e maximiza a largura de banda útil do sistema. O grau de descasamento é uma função da impedância de entrada da antena e da impedância característica da linha de transmissão. Essas impedâncias estão relacionadas ao coeficiente de reflexão  $\Gamma$  e à razão de onda estacionária de tensão – *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) nos terminais de entrada da antena por meio de [50, 62]

$$\Gamma = \frac{|Z_{in} - Z_c|}{|Z_{in} + Z_c|}, \quad (3.45)$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (3.46)$$

em que  $Z_{in}$  e  $Z_c$  são, respectivamente, a impedância de entrada da antena e a impedância característica da linha de transmissão.

Os autores dos artigos [63] e [64] utilizam o *software* CST Studio Suite® para simulação e construção de antenas em 3D na faixa de frequência de ondas milimétricas. Nesses artigos não há avaliações do acoplamento mútuo e capacidade dos arranjos de antenas, porém são realizadas avaliações dos parâmetros e estudo de desempenho para minimização desses arranjos em microfita. Foram utilizados, nesta o tese, os conceitos de construção da microfita e casamento de impedância descritos. Os autores do artigo [65] também utilizam o *software* CST Studio Suite® para simulação de um antena em microfita na faixa de ondas milimétricas para aplicações na 5G. Os autores utilizam do acréscimo de antenas no arranjo para avaliar o desempenho dos parâmetros ganho, largura de banda, perda de retorno e VSWR.

Nessas pesquisas, os autores fazem a avaliação do arranjo de antenas no modo de transmissão, porém nessa tese, ele é avaliado também no modo de recepção. Medidas em antenas requerem que a antena em teste seja iluminada por uma onda plana uniforme. Geralmente isso só é alcançável na região de campo distante que, em muitos casos, corresponde a distâncias muito grandes [50].

Para utilizar o simulador CST Studio Suite® no modo de recepção basta criar e definir as propriedades da onda plana e inserir uma carga entre o *patch* e o plano de terra. Para tanto, é necessário definir o raio do campo de distante  $R$ . O artigo [66] estabelece o critério básico para região de campo distante para campos eletromagnéticos de fontes de radiofrequência na faixa de microondas, incluindo antenas para telefone celular, radar em microondas e outros casos. Para tanto, são avaliadas três condições de cálculo de  $R$  e são estabelecidos os limites mínimos que o receptor deve estar distanciado do radiador, são elas:

$$R > \frac{2D_x^2}{\lambda}, \quad (3.47)$$

$$R \gg D_x, \quad (3.48)$$

$$R \gg \lambda, \quad (3.49)$$

em que  $D_x$  é maior dimensão linear da antena. Somente quando todas as condições acima

---

forem atendidas, se tem um campo distante com definições seguras [66].

## CAPÍTULO 4

---

---

# Algoritmos Bio-inspirados

---

Grandes cientistas da computação – Alan Turing, John Von Neumann, Norbert Wiener, entre outros – tinham como objetivo criar programas de computador com inteligência, com habilidade de auto-resposta e com capacidade adaptativa para aprender e controlar seu ambiente [67]. Desde então, surge a chamada inteligência artificial (IA), que é um campo da ciência e da engenharia que não só tenta entender, mas também construir entidades inteligentes. A IA envolve vários subcampos, como jogar xadrez, provar teoremas matemáticos, dirigir um carro em uma avenida congestionada, diagnosticar doenças, entre outros [68]. O estudo da IA promove o desenvolvimento de algoritmos de alta complexidade matemática.

Como alternativa às modelagens puramente matemáticas, têm surgido, ao longo das últimas décadas, soluções a partir de procedimentos heurísticos e meta-heurísticos [8]. Pensando em definir estratégias no processo de busca de soluções e em otimizar soluções em problemas que exigem algoritmos bastante complexos, alguns estudiosos encontraram na natureza a inspiração para pesquisar e desenvolver novas técnicas de busca de soluções para problemas específicos [69].

O desenvolvimento de programas e expressões matemáticas que expressam esses conceitos e de sistemas que otimizem soluções de problemas de engenharia de difícil solução propiciam métodos de trabalho inspirados em teorias da natureza ou na vida social de alguns animais com soluções práticas e seguras. Os algoritmos bio-inspirados são técnicas eficientes, de implementação relativamente fácil e com bons resultados [9].

Algoritmos bio-inspirados estão sendo largamente usados em várias soluções de problemas de engenharia e também são utilizados neste trabalho de pesquisa. Nesse contexto são trabalhados dois métodos, os algoritmos genéticos (GA) e o algoritmo de otimização por

enxame de partículas (PSO). Estes são escolhidos por se tratarem de métodos clássicos com bons resultados comprovados na literatura, simplicidade de implementação e robustez. Nas Seções 4.1 e 4.2 são descritos fundamentos dos algoritmos GA e PSO, respectivamente, e sua importância para essa tese.

## 4.1 Algoritmos Genéticos

O processo de seleção natural dos seres vivos mostra que indivíduos com maior grau de aptidão ao comportamento geral apresentam maior chance de sobrevivência e, consequentemente, maior chance de disseminar o seu código genético. Os sobreviventes tendem a estar cada vez mais adaptados ao meio ambiente com o passar das gerações a partir de sucessivos cruzamentos e mutações que ocorrem com as espécies [69, 70]. Essa teoria da seleção natural foi proposta por Charles Darwin em 1858 e é considerada uma das mais importantes do mundo moderno.

O GA foi proposto por John Holland em 1975 na Universidade de Michigan nos Estados Unidos da América, baseado nas teorias darwinianas, a partir de sua principal publicação "*Adaptation in Natural and Artificial Systems*" [67, 69]. O objetivo de Holland era desenvolver simulações computacionais que emulassem o processo de adaptação natural encontrado em sistemas naturais.

Os métodos de IA, que utilizam o GA para otimizar a posição e orientação de antenas, com o objetivo de aproveitar melhor a capacidade de sistemas MIMO, são também estudados em [27, 71, 72]. Essas alterações são estudadas tanto na ERB quanto na EM. Neste último, há maior complexidade por se tratar do terminal sem fio com espaço limitado para acréscimo e ajuste de antenas. Porém, a busca por resultados ainda melhores é constante.

É usado o GA em arranjos de elementos de antenas para avaliar o AM entre eles em [71] para maximizar a capacidade, como também são propostos detectores de baixa complexidade com constelações do chaveamento por deslocamento binário de fase – *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) e da modulação por amplitude de quadratura – *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) em [73], para garantir a qualidade dos sistemas MIMO. Várias pesquisas utilizam o GA para otimização de antenas em microfita, alterando as dimensões físicas das antenas e o formato do conjunto de *patches*, como visto em [74] ou trabalhando apenas na minimização e avaliação de um único *patch* retangular como é o caso dos artigos [75, 76].

### 4.1.1 Componentes dos Algoritmos Genéticos

O GA é um método que transforma uma população de indivíduos ou cromossomos em uma nova população que utiliza o princípio darwiniano de reprodução e sobrevivência dos mais aptos, como acontece naturalmente nas operações genéticas de cruzamento e mutação [77]. Por exemplo, cada indivíduo ou cromossomo pode ser representado por um conjunto de *bits*, em que cada *bit* representa analogamente, um gene. E a variação de *bit* em cada gene, um alelo. O operador de seleção escolhe os melhores indivíduos para reprodução. O cruzamento faz uma recombinação de um conjunto de genes dividindo o indivíduo em partes e formando novos indivíduos. A mutação altera aleatoriamente o valor do gene de algumas posições dentro de cada cromossomo [67].

A cada indivíduo de uma população é associado um valor de aptidão e esse indivíduo representa uma possibilidade de solução para o problema proposto. O GA procura encontrar a melhor solução para o problema a partir dos operadores genéticos.

Cada possível solução possui um tamanho fixo. Por exemplo, para uma representação binária, a variação de cada *bit*, ou seja, a cardinalidade do conjunto que forma os alelos é representado por  $A$  e o tamanho do indivíduo é representado por  $T$ . Ou seja, a quantidade de indivíduos possíveis para essa representação será  $A^T$ , em que  $A$  pode variar de acordo com o alfabeto utilizado [77].

Inicialmente, o GA cria uma população de possíveis soluções do problema a ser tratado e depois, submete ao processo de evolução. Após criar a população, o GA inicializa a população definindo valores aleatórios para cada gene. Depois disso, o algoritmo inicia o processo evolutivo da primeira população com a etapa de avaliação que faz uma análise de quão bem essa população responde ao problema proposto. A etapa da Seleção define como os indivíduos são selecionados para reprodução com base na etapa de avaliação. A próxima etapa é o cruzamento, em que as características dos indivíduos selecionados são recombinadas, gerando novos indivíduos. Na Mutação, as características dos indivíduos resultantes da etapa de cruzamento são alteradas, acrescentando variedade na população [78]. Por fim, o algoritmo avalia os indivíduos resultantes, eliminando os indivíduos de características mais fracas e atualiza a população para a próxima geração. Um fluxograma desse processo é mostrado na Figura 4.1.

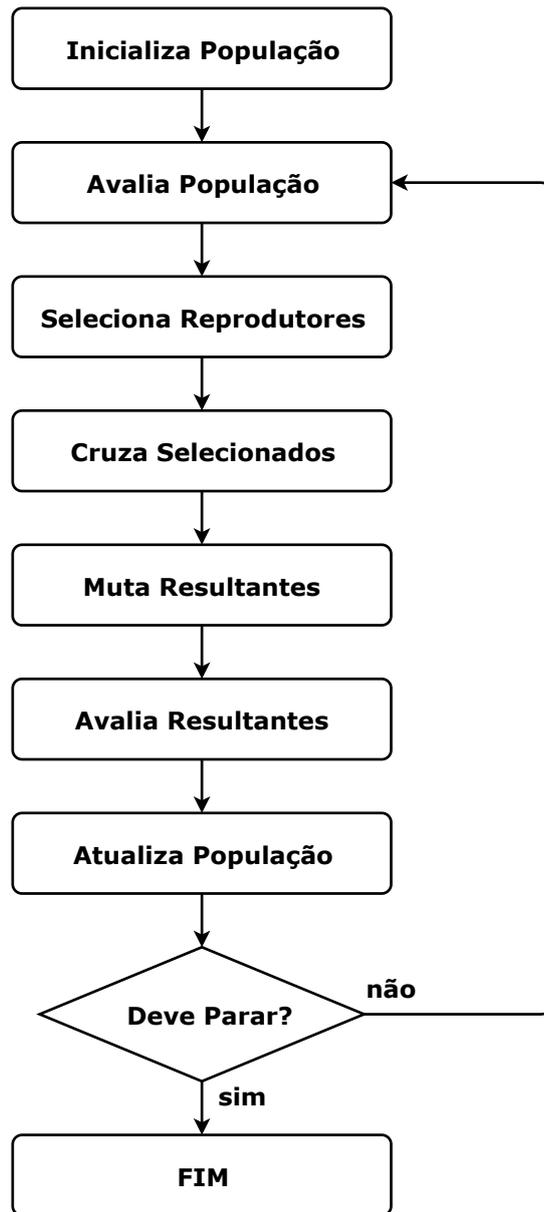


Figura 4.1: Fluxograma do Algoritmo GA.

### 4.1.2 Operadores Genéticos

O processo evolucionário envolve sucessivas repetições dos três operadores: seleção, cruzamento e mutação [79]. A seleção é responsável pela escolha dos indivíduos que irão fazer parte do cruzamento e mutação, e de quais dos seus descendentes estarão na próxima geração. Os métodos de seleção mais usadas são: por giro de roleta, por posição (*ranking*) e por torneio.

Na seleção por giro de roleta, cada indivíduo da população possui uma fatia da roleta proporcional ao seu grau de aptidão, ou seja, indivíduos com maior aptidão são contemplados com fatias maiores. A roleta é girada  $n_p$  vezes, em que  $n_p$  é o número de indivíduos da

população. A cada giro, um indivíduo é selecionado e inserido como pai da população que irá para a etapa de cruzamento [67].

Na seleção por posição (*ranking*), os indivíduos são classificados de acordo com o seu grau de aptidão a partir da posição que cada um ocupa no *ranking*. Ou seja, os indivíduos de maior aptidão são selecionados para as futuras gerações.

A seleção por torneio é semelhante à seleção por *ranking*, mas é computacionalmente mais eficiente. Escolhe-se um número  $n_p$  de indivíduos (normalmente dois ou três) aleatoriamente da população. O indivíduo de maior aptidão desse grupo é selecionado e enviado para a população intermediária [67].

O cruzamento ou recombinação é o processo em que os indivíduos são separados em pares e a partir da combinação dos cromossomos desses dois indivíduos são gerados os novos indivíduos. Os operadores de cruzamento são determinados pela taxa de cruzamento [79].

A Figura 4.2 representa o cruzamento de um ponto – *One Point Crossover* (1PX) de dois indivíduos, o ponto de corte é exatamente ao meio dos cromossomos e o novo indivíduo é gerado com a primeira parte do indivíduo A e segunda parte do indivíduo B.

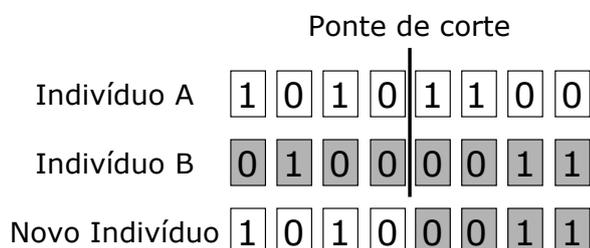


Figura 4.2: Operador de cruzamento 1PX. Adaptado de [79].

A Figura 4.3 mostra o cruzamento multiponto – *Multi-Point Crossover* (MPX), um outro tipo de cruzamento em que, é sorteado um número fixo de pontos de corte. Nessa figura são mostrados dois pontos de corte, sendo o novo indivíduo gerado com uma parte de cada indivíduo pai alternadamente.

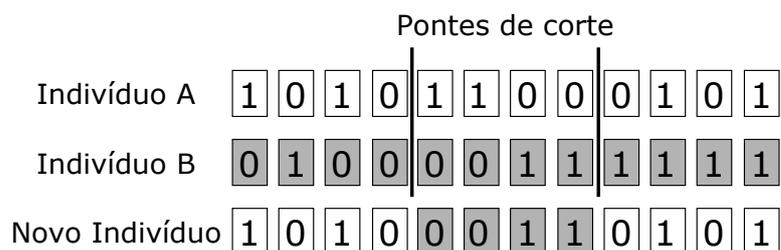


Figura 4.3: Operador de cruzamento MPX. Adaptado de [79].

O operador de cruzamento segmentado – *Segmented Crossover* (SX) funciona de maneira idêntica ao MPX com a exceção de que o número de pontos de corte é sorteado cada vez que é executado [67]. O operador de cruzamento binário simulado – *Simulated Binary Crossover* (SBX) é muito usado no cruzamento de cromossomos com codificação inteira ou real.

A mutação é o processo que muda o cromossomo de um indivíduo de forma aleatória, o operador escolhe um ou mais genes e altera seus valores. A ocorrência da mutação é determinada pela taxa de mutação. Um exemplo de mutação é apresentado na Figura 4.4.

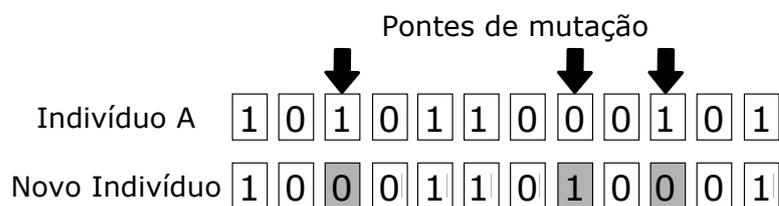


Figura 4.4: Operador de mutação. Adaptado de [79].

É notável que o cruzamento tem uma maior importância no processo evolutivo, ele é o maior instrumento de convergência do GA [67] enquanto que a mutação pode até ser opcional. No entanto, tem também seu papel de acrescentar variedade na nova população.

## 4.2 Otimização por Enxame de Partículas

O PSO é um dos algoritmos bio-inspirados que utiliza o conceito de otimização de partículas para solução de problemas que requerem inteligência computacional [70]. A Inteligência de Enxames (*Swarm Intelligence*) é o nome dado a sistemas de IA em que o comportamento coletivo dos indivíduos em uma população promove soluções simples para os diversos tipos de problemas de otimização [68].

O PSO foi proposto por Kennedy e Eberhart in 1995 [80] a partir da observação da vida social de um bando de pássaros e a partir da teoria de enxame em partículas. Relaciona-se também com a computação evolucionária (CE)<sup>1</sup> e tem ligações tanto com o GA, como com a programação evolucionária (PE)<sup>2</sup>. A otimização por enxame de partículas compreende conceitos muito simples e pode ser implementada com algumas linhas de comandos em um computador, com uso de operadores matemáticos primitivos [80].

<sup>1</sup>CE – Ramo de pesquisa da inteligência artificial que propõe soluções de problemas inspiradas na teoria de seleção natural de Charles Darwin.

<sup>2</sup>PE – Uma das técnicas de busca e otimização usada em CE.

Kennedy e Eberhart, um sociólogo e um engenheiro eletricista, respectivamente, observaram que um bando de pássaros seguia regras e procedimentos para buscar comida. Eles mudavam de direção repentinamente, mas sem perder as características individuais de cada pássaro. Observaram também que os pássaros voavam em sincronia e cada um mantinha uma distância ideal entre si e seus vizinhos. Havia regras que guiavam o bando [80].

Para propor o PSO, eles observaram e fizeram estudos a partir de uma simulação de um modelo social simplificado de um bando de pássaros procurando por comida. Com isso, definiu-se que um enxame seria composto por um conjunto de entidades, às quais deram o nome de partículas. A interação dessas partículas entre si resulta em um comportamento global emergente buscando a solução de forma distribuída [70].

A utilização de meta-heurísticas baseadas em população com conceitos de bio-inspiração tem sido cada vez mais empregada em problemas de otimização. A não utilização de programação convencional (linear inteira, algoritmos exatos, heurísticas construtivas) e utilização de metáforas relacionadas à biologia para obter inspiração e facilitar o entendimento da técnica faz com que o PSO seja um algoritmo promissor para o estudo em redes em geral.

O PSO é capaz de resolver problemas complexos, com poucas iterações, em que o espaço de busca não é conhecido. Possui características próprias para paralelização, possuindo baixa comunicação entre os nós da população. Ele é um dos algoritmos baseados em enxames mais utilizados e já foi aplicado em diversas aplicações, desde problemas clássicos como o caixeiro viajante, até otimizações complexas como falhas de sistemas de energia [8, 79, 81, 82].

O PSO é usado na maximização da capacidade de canal em sistemas MIMO com antenas inteligentes em [83]. Os autores avaliam o desempenho das antenas em função de uma banda ultra-larga de frequência no modo de transmissão. Os autores de [32, 84] utilizam o conceito de cabo sem fio baseado no PSO para análise de desempenho e teste de sistemas MIMO. E em [33], os autores utilizam o PSO para projeto de um pré-codificador híbrido usado em sistemas MIMO com ondas milimétricas.

### 4.2.1 Componentes do Algoritmo PSO

O termo partícula foi atribuído às soluções possíveis do problema, cada partícula representa um pássaro. A área em que o pássaro sobrevoa em busca de comida ou do ninho é equivalente ao espaço de busca do problema. Todas as partículas têm uma função objetivo

Tabela 4.1: Resumo da analogia do PSO. Adaptado de [86]

Componente	Analogia (significado)
Partícula	Pássaro
Enxame	Bando de Pássaros
Espaço de busca	Área sobrevoada pelos pássaros
Posição	Localização do pássaro durante o voo
Objetivo	Alvo dos pássaros: comida ou ninho
$\vec{p}_i(t)$	Melhor posição conhecida pelo pássaro
$\vec{p}_g(t)$	Melhor posição conhecida pelo enxame

ou *fitness* a ser otimizada e elas possuem velocidade para direcionar o voo dentro do espaço de busca [82]. O algoritmo está sempre buscando alcançar o alvo, ou seja, o bando de pássaros sempre se aproximará do ótimo da função objetivo. As melhores soluções são encontradas por meio da atualização da velocidade e da posição da partícula.

Cada partícula conhece a sua posição atual no espaço de busca e essa posição é uma solução para o problema, a melhor posição da partícula é chamada de  $\vec{p}_i(t_i)$  e a melhor posição encontrada na vizinhança da partícula é conhecida como  $\vec{p}_g(t_i)$ , em que  $t_i$  é o instante atual da partícula [28]. Para melhor visualização, a Tabela 4.1 mostra um resumo da analogia dos componentes do PSO [85].

#### 4.2.2 Funcionamento do Algoritmo PSO

A configuração inicial padrão é composta por um enxame de partículas, em que cada partícula  $i$  tem uma posição dentro do espaço de busca chamada  $\vec{x}_i(t_i)$ , cada posição mostra uma possível solução do problema. As partículas voam pelo espaço de busca procurando a melhor solução de acordo com sua velocidade atual  $\vec{v}_i(t_i)$  [79]. A posição e a velocidade de cada partícula são atualizadas conforme:

$$\vec{v}_i(t_i + 1) = \vec{v}_i(t_i) + c_1 \cdot r_1 \cdot [\vec{p}_i(t_i) - \vec{x}_i(t_i)] + c_2 \cdot r_2 \cdot [\vec{p}_g(t_i) - \vec{x}_i(t_i)] \quad (4.1)$$

e

$$\vec{x}_i(t_i + 1) = \vec{x}_i(t_i) + \vec{v}_i(t_i + 1), \quad (4.2)$$

em que  $c_1$  e  $c_2$  são os coeficientes de aceleração cognitivo e social, respectivamente,  $r_1$  e  $r_2$  são valores aleatórios obtidos a partir de uma distribuição uniforme no intervalo  $[0; 1]$ , gerados a cada iteração do algoritmo para cada partícula em cada dimensão. A nova posição

e a nova velocidade da partícula  $i$ , já atualizada na iteração atual, são dadas por  $\vec{x}_i(t_i + 1)$  e  $\vec{v}_i(t_i + 1)$ , respectivamente [70, 79].

O PSO é inicializado aleatoriamente, com uma posição e velocidade para todas as partículas do enxame. Também é definida uma condição de parada de acordo com o número de iterações necessárias para o processo de otimização. Neste trabalho foi analisada a quantidade de iterações necessária para que o algoritmo convirja para o ótimo da função objetivo, ou seja, a partir daquela iteração o valor da função objetivo não melhora significativamente ou o algoritmo já atingiu o valor da função objetivo esperado. Também devem ser definidos os valores das constantes  $c_1$  e  $c_2$ , a quantidade de partículas no enxame e os valores máximos e mínimos da velocidade que a partícula pode atingir. Empiricamente, foi demonstrado que com  $c_1 = c_2 = 2$ , o algoritmo pode alcançar bons resultados na maioria dos problemas de otimização [80].

Após a sua inicialização, o algoritmo entra em um laço no qual a posição e a velocidade de cada partícula será atualizada, conforme Equações 4.1 e 4.2, respectivamente, até atingir o ponto de parada. Posteriormente, algumas modificações foram propostas para melhorar o desempenho e aceitação pela comunidade científica. Uma abordagem muito utilizada foi proposta por Shi e Eberhart [87] chamada de Inércia PSO. A velocidade da partícula  $i$  é avaliada em cada iteração usando,

$$\vec{v}_i(t_i + 1) = \omega \vec{v}_i(t_i) + c_1 \cdot r_1 \cdot [\vec{p}_i(t_i) - \vec{x}_i(t_i)] + c_2 \cdot r_2 \cdot [\vec{p}_g(t_i) - \vec{x}_i(t_i)] \quad (4.3)$$

em que o fator de inércia  $\omega$  é inserido para controle da velocidade anterior e evita o comportamento de colisão entre partículas ao longo do processo [87, 88]. Na proposição original, o fator de inércia é calculado conforme

$$\omega = \omega_{max} - \left[ (\omega_{max} - \omega_{min}) \frac{g_a}{g_f} \right], \quad (4.4)$$

em que  $\omega_{max}$  e  $\omega_{min}$  são os valores máximo e mínimo do fator de inércia, respectivamente.  $g_a$  é a iteração atual e  $g_f$  é o número total de iterações. A estratégia mais utilizada é de inicializar o processo de busca com  $\omega$  próximo de 1 e diminuí-lo de forma linear ao longo do processo. Ao fazer isso, as partículas iniciam num processo de busca em amplitude nas primeiras iterações e finalizam o processo com uma busca em profundidade, ou seja, um ajuste fino, nas iterações finais onde o algoritmo, provavelmente, já encontrou uma região

promissora do espaço de busca necessitando apenas de refinar a busca [87].

### 4.2.3 Topologias do Algoritmo PSO

O PSO pode ser descrito de forma geral como uma população de vetores cuja trajetória oscila em torno de uma região que é definida por cada partícula. Vários métodos têm sido usados para identificar a influência da partícula vizinha, ou seja, a topologia de comunicação entre as partículas [31]. Os dois métodos mais usados é a topologia global e a topologia local, conforme mostra as Figuras 4.5(a) e 4.5(b).

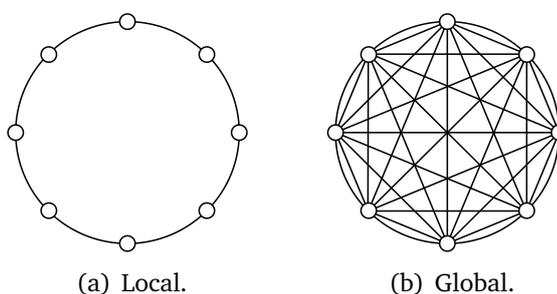


Figura 4.5: Topologias do Algoritmo PSO.

A topologia local permite que cada partícula tenha sua trajetória influenciada apenas pelas partículas adjacentes, normalmente, compreendem dois vizinhos, um de cada lado, ou seja, um anel como mostra a Figura 4.5(a). A topologia local é também conhecida como *ring*. No entanto, a topologia global permite que a trajetória de cada partícula seja influenciada pela melhor posição de qualquer partícula do enxame, como mostra a Figura 4.5(b). A topologia global também é conhecida como topologia estrela.

Na topologia global a informação é disseminada instantaneamente para todas as partículas, atraindo rapidamente todo o enxame para a mesma região, porém isso pode causar convergência prematura para mínimos locais. Para evitar isso, a topologia local é mais indicada na maior parte dos casos. Porém como ela se comunica apenas com seus vizinhos, exige do enxame um número de iterações maior para convergir [86, 89].

Existem outros tipos de topologias, como a Von Neumann, *Multi-Ring*, *Clan PSO* [86, 90], entre outras que não serão utilizadas neste trabalho de pesquisa dado que essas topologias, tipicamente, são usadas para problemas mais complexos e com alta dimensionalidade. Neste trabalho de pesquisa, foi utilizada a topologia local por se tratar de um problema de baixa dimensionalidade e, como tratava de um problema de projeto, o tempo de execução não era prioridade.

## CAPÍTULO 5

---

---

# Metodologia

---

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada neste trabalho de pesquisa. O problema em pauta consiste em aumentar a capacidade do canal de um sistema MIMO a partir da matriz de covariância considerando o AM entre os elementos do arranjo de antenas e ainda reduzindo o tamanho desse arranjo. Algoritmos bio-inspirados são utilizados na busca de melhores soluções para o problema, um algoritmo para otimização dos parâmetros de uma antena microfita com *patch* retangular, e outro para otimização da capacidade de canal e distância entre os elementos. A Figura 5.1 apresenta um fluxograma completo da metodologia de trabalho e estrutura dos ambientes de simulação.

Inicialmente, são inseridos no simulador da antena microfita os parâmetros físicos e elétricos esperados e definidos com recomendações de projetos desse tipo de antena. A simulação é executada e os resultados do comportamento da antena são avaliados, é verificado se os valores esperados são alcançados e, caso contrário, é realizada a otimização com variação de alguns parâmetros físicos até que a meta seja atingida.

Com os dados coletados dessa primeira simulação, o simulador do Sistema MIMO é iniciado para buscar a menor distância entre os elementos que promova a maior capacidade do canal, o algoritmo de otimização é executado até que encontre a menor distância ou definido ponto de parada. Após isso, é feita uma avaliação se já foi encontrada a menor antena em termos de largura de acordo com padrões de *smartphones* comerciais. Se não, o processo é reiniciado para um novo projeto de antenas.

Para facilitar o entendimento, o processo de simulação é dividido em duas partes: projeto de antena e projeto de sistema MIMO. No projeto de antena é apresentada a metodologia de trabalho para produzir a antena em microfita que servirá de avaliação do projeto de sistema



entrada para projeto e construção da antena.

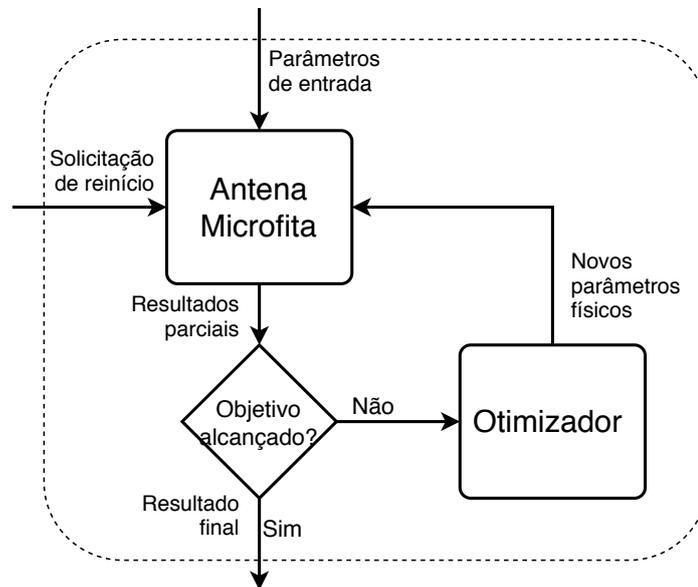


Figura 5.2: Fluxograma parcial do projeto de antena microfita.

O primeiro parâmetro a ser definido para projeto da antena é a frequência de operação, todos os parâmetros físicos dependem dessa escolha, pois são calculados em função do comprimento de onda  $\lambda$ . Para tanto, é desejado o uso de ondas milimétricas por suas características de aumento da capacidade e minimização das dimensões da antena. Conforme descrito na Tabela 1.1, a frequência de operação das redes 5G no Brasil foi definida como sendo 26 GHz.

A escolha do substrato é o próximo passo a ser seguido, que também depende dessa frequência, pois existem substratos mais apropriados para determinada faixa de frequência. Nesse contexto foram escolhidos substratos com uma baixa constante dielétrica  $\epsilon_r$ , que permitem maior eficiência e largura de banda, além de menores efeitos de borda, facilitando a irradiação no espaço [50]. Ainda em relação ao substrato, é preciso definir a sua espessura  $h_s$ , para tanto, foram consideradas as recomendações que  $0,003\lambda \leq h_s \leq 0,05\lambda$  e que quanto mais espesso, melhor o desempenho [50]. A espessura do *patch* e do plano de terra foi considerada padrão.

Os parâmetros físicos do *patch* de entrada foram considerados conforme descritos no Capítulo 3. O comprimento  $L$  e a largura  $W$ , usando as Equações 3.37 e 3.38, respectivamente. A largura e comprimento da microfita foram definidas conforme apresentado na Figura 3.9, ou seja,

$$W_g = 4 \times W + 3,5 \times D \quad \text{e} \quad Lg = 4 \times L. \quad (5.1)$$

Também são considerados como parâmetros de entrada as dimensões da linha de alimentação. O comprimento  $L_f$  é computada pela Equação 3.44 de acordo com a resistência de entrada desejada e para definir o  $W_f$  é usada uma estrutura de macro do *software* CST Studio Suite<sup>®</sup>, que experimentalmente, define esta largura para a impedância desejada na linha de transmissão. Esta macro é apresentada na Figura 5.3. Por fim, a largura da fenda também  $G_f$  também é definida de forma experimental, estabelecida como  $0,05\lambda \leq G_f \leq 0,01\lambda$ . A distância  $D$  entre os elementos é definida inicialmente como  $\lambda/2$ .

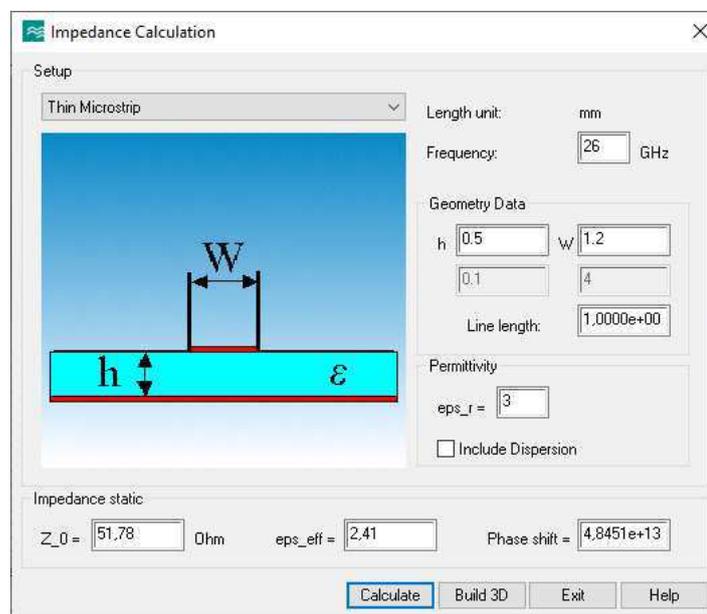


Figura 5.3: Imagem da macro para cálculo de impedância no *software* CST Studio Suite<sup>®</sup>.

Para avaliação inicial dos parâmetros e coerência dos resultados, é realizada avaliação em apenas um *patch*, após confirmação é iniciado o procedimento de teste com a estrutura de microfita com oito elementos. A quantidade de elementos foi definida para aumento da capacidade e aproveitamento máximo da largura da microfita. No modo transmissor é inserida uma fonte geradora em cada elemento junto com um terminal de alimentação calculados por uma macro do *software* CST Studio Suite<sup>®</sup> em função de  $W_f$ , um exemplo da macro é mostrada na Figura 5.4. No modo receptor, é inserida uma carga nos terminais, entre o *patch* e o plano de terra no valor da auto-impedância dos elementos e uma onda planar com incidência de  $90^\circ$  no eixo  $z$  em frente aos elementos da antena de microfita. O raio dessa onda planar é definida conforme equações 3.47, 3.48 e 3.49, que definem o

limite inferior do raio.

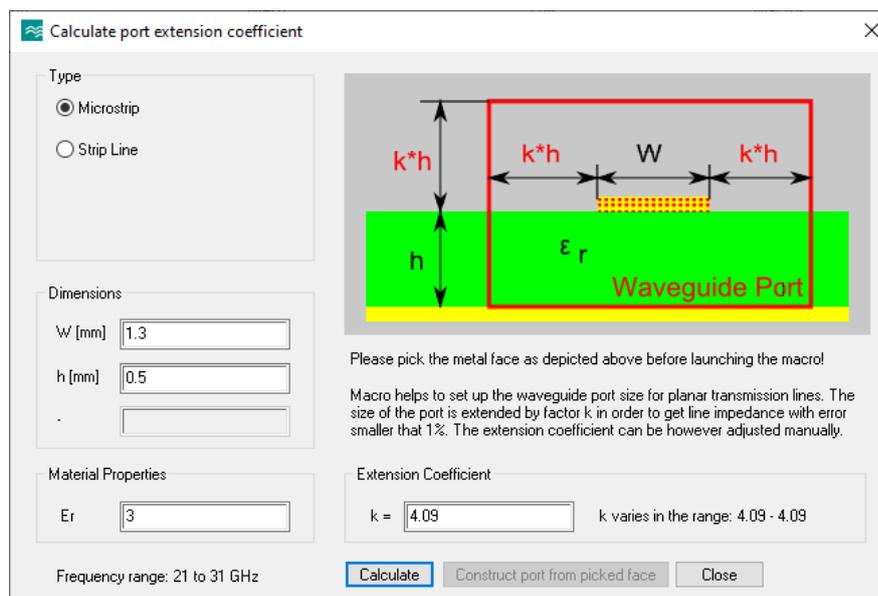


Figura 5.4: Imagem da macro para cálculo das portas de alimentação no *software* CST Studio Suite®.

A partir da definição dos parâmetros de entrada, o bloco Antena Microfita é iniciado até gerar resultados preliminares. São avaliados os parâmetros  $S$  que devem ser menores que  $-10$  dB para uma frequência de ressonância o mais próximo possível de 26 GHz, o VSWR que deve ser menor que dois e garantir uma largura de banda próxima de 1 GHz e os parâmetros  $Z$ , ou seja, as auto-impedâncias de cada elemento e as impedâncias mútuas entre eles. Para garantir um bom casamento de impedâncias as auto-impedâncias devem ser próximas de  $50 \Omega$ . O Algoritmo 1 resume a sequência de passos para obtenção dos resultados do projeto de antena.

A avaliação dos resultados é feita e, caso a meta não tenha sido alcançada, é realizado um processo de otimização e gerado possíveis novos valores dos parâmetros físicos  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$  e  $G_f$  que aproxime aos objetivos supracitados. São gerados novos resultados com os novos parâmetro e esse ciclo ocorre até os objetivos sejam atingidos ou definido ponto de parada. Quando isto ocorre, alguns parâmetros são coletados para uso na parte seguinte do fluxograma de simulação. Este processo de otimização é realizado pelo algoritmo GA, conforme descreve o Algoritmo 2.

Os valores dos parâmetros  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$  e  $G_f$  são alterados no bloco Antena Microfita para novos cálculos e nova avaliação de resultados até que alcance os objetivos esperados.

---

**Algoritmo 1** Pseudocódigo do bloco Antena Microfita

---

- 1: **Entrada:** Frequência de operação, parâmetros do substrato, parâmetros físicos do *patch*, distância entre elementos da antena;
  - 2: Inicialize o bloco Antena Microfita com configurações iniciais de:  $f_o$ ,  $\epsilon_r$ ,  $h_s$ ,  $h_t$ ,  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$ ,  $G_f$  e  $D$ ;
  - 3: **Enquanto** Quantidade de iterações máxima não for atingida **Faça**
  - 4:     **Para** Cada grupo de parâmetros **Faça**
  - 5:         **Para** Cada elemento do arranjos de antena na TX e na RX **Faça**
  - 6:             Meça os parâmetros  $S$ ;
  - 7:             Mostre frequência de ressonância para melhor valor de  $S$ ;
  - 8:             Calcule VSWR pela Equação 3.46;
  - 9:             Mostre largura de banda para  $VSWR < 2$
  - 10:             Calcule a auto-impedância
  - 11:             Calcule as impedâncias mútuas entre os elementos do arranjo;
  - 12:         **Fim-Para**
  - 13:     **Fim-Para**
  - 14:     Armazena os resultados obtidos;
  - 15: **Fim-Enquanto**
  - 16: Retorne a frequência de ressonância, impedâncias internas e de carga, parâmetros  $Z$  e resultados.
- 

---

**Algoritmo 2** Pseudocódigo do otimizador do bloco Antena Microfita com GA

---

- 1: Cria uma população com  $n_p$  indivíduos;
  - 2: Inicializa a população definindo condições de limites para os genes: Frequência de ressonância =  $26 \pm 0,5$  GHz, parâmetros  $S < -10$  dB,  $VSWR < 2$  e auto-impedâncias =  $50 \pm 5 \Omega$ ;
  - 3: **Enquanto** A condição de parada não é alcançada **Faça**
  - 4:     **Para** Cada Indivíduo **Faça**
  - 5:         Avalie a qualidade dos indivíduos;
  - 6:         Selecione os pais;
  - 7:         Realize o cruzamento;
  - 8:         Realize mutação
  - 9:         Elimine os piores indivíduos;
  - 10:     **Fim-Para**
  - 11: **Fim-Enquanto**
  - 12: Retorne os valores dos parâmetros  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$  e  $G_f$ .
-

## 5.2 Projeto de Sistema MIMO

A Figura 5.5 mostra um fluxograma do simulador do sistema MIMO com o otimizador. Ele é dividido em dois blocos principais, o primeiro chamado sistema MIMO que recebem do procedimento anterior os valores dos parâmetros: frequência de operação, número de elementos do arranjo, impedâncias interna e de carga das antenas, parâmetros  $Z$  e distância entre os elementos. Os valores da SNR são acrescentados para avaliação da capacidade em função da sua variação.

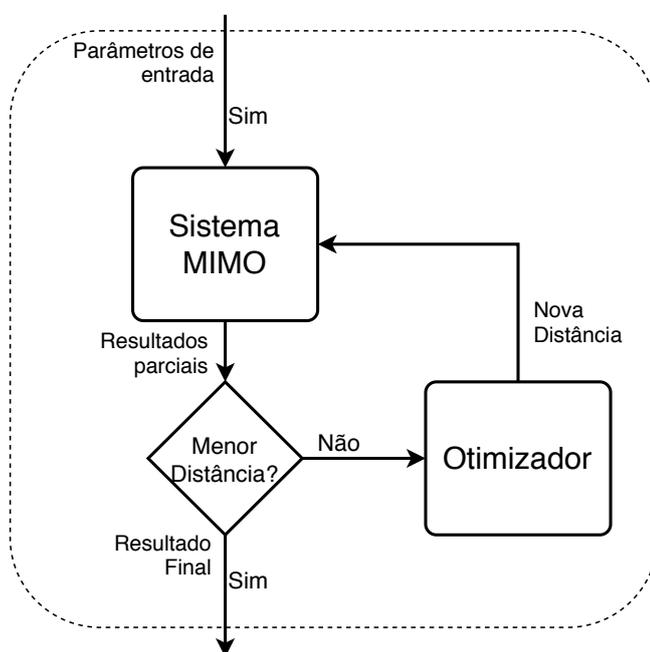


Figura 5.5: Fluxograma parcial do projeto de sistema MIMO.

O objetivo do bloco Sistema MIMO é a estimação da capacidade do canal, que é a função objetivo do otimizador e sua principal informação de entrada. A avaliação é feita considerando o efeito do AM com o método CMIM no modo de transmissão e o método RMIM no modo de recepção. Nesse propósito é utilizado um método matemático para modelagem de um canal MIMO considerando o acoplamento mútuo entre os elementos de antena, apresentado nos artigos [17–19].

As medições das impedâncias mútuas na transmissão e recepção são realizadas pelo software CST Studio Suite<sup>®</sup>, e equacionadas conforme descrito nas Seções 3.2.1 e 3.2.2.

Para o cálculo da matriz de ganho do canal, é preciso fazer alguns ajustes no modelo de Kronecker apresentado na Equação 2.10 para que fique em função das impedâncias. Em

termos de vetores, é possível transcrever as Equações 3.13 e 3.17 como [19]:

$$v_T = \mathbf{Z}_t^{-1} v_s \quad (5.2)$$

$$v_c = \mathbf{Z}_r^{-1} v_u \quad (5.3)$$

em que  $v_s$  é o vetor tensão de excitação sem consideração do AM,  $v_T$  é o vetor tensão de excitação considerando o AM,  $v_c$  é o vetor de tensão de saída acoplada atual que é relacionado com o vetor tensão de saída sem acoplamento  $v_u$  [19].  $v_c$  e  $v_u$  são vetores tensão terminal aplicados ao terminal de carga da antena. Se a tensão de saída sem acoplamento refere-se as tensões de circuito aberto  $v_{oc}$ , é possível relacionar  $v_c$  e  $v_u$  com  $v_{oc}$  como [19]:

$$v_u = \frac{Z_L}{Z_{in} + Z_L} v_{oc} \quad (5.4)$$

$$v_c = \frac{Z_L}{Z_{in} + Z_L} \mathbf{Z}_r^{-1} v_{oc} \quad (5.5)$$

assumindo que todos os elementos de antena tenham a mesma impedância interna  $Z_{in}$  e impedância de carga  $Z_L$ .

Porém, em relação ao desempenho do sistema sem acoplamento cuja saída é expressa como tensões de circuito aberto, é preciso alterar o vetor tensão acoplada no terminal  $v_c$  para o vetor de tensão acoplada de circuito aberto  $v'_{oc}$ . Ou seja,

$$v'_{oc} = \frac{Z_{in} + Z_L}{Z_L} v_c \quad (5.6)$$

Combinando as Equações 2.10, 5.2, 5.5 e 5.6, é possível ter o modelo de sinal para um sistema MIMO considerando a correlação espacial, a matriz de ganhos  $\mathbf{H}$  e o AM da antena

$$v'_{oc} = \mathbf{Z}_r^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_t^{-1} v_s, \quad (5.7)$$

ou em termos de matriz de ganhos

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{Z}_r^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_t^{-1}, \quad (5.8)$$

em que  $\mathbf{H}_1$  é a nova matriz de ganhos considerando o AM [91, 92].

Por fim, é realizado o cálculo da capacidade considerando a fórmula da capacidade des-

crita na Equação 2.8. O meio de dispersão é representado por espalhamento uniformemente distribuído em torno das antenas de transmissão e recepção. O pseudocódigo do bloco Sistema MIMO sem otimização é apresentado no Algoritmo 3.

---

**Algoritmo 3** Pseudocódigo do Sistema MIMO
 

---

```

1: Entrada: Número de antenas na TX e RX, distâncias dos elementos dos arranjos de
   antenas TX e RX;
2: Inicialize o Sistema MIMO com configurações pré-determinadas: frequência de opera-
   ção, valores de SNR, impedâncias interna e de carga, parâmetros Z;
3: Enquanto Quantidade de iterações máxima não for atingida Faça
4:   Para Cada configuração de antenas Faça
5:     Para Cada distância de elementos dos arranjos de antena na TX e na RX Faça
6:       Calcule os coeficientes de correlação, Equação 2.13;
7:       Armazene coeficientes de correlação na TX;
8:       Armazene coeficientes de correlação na RX;
9:       Se Número de antenas diferente de um
10:        Calcule a matriz de impedância mútua na TX, Equação 3.13;
11:        Calcule a matriz de impedância mútua na RX, Equação 3.17;
12:        Para Cada conjunto de matrizes TX e RX Faça
13:          Calcule a matriz do canal, Equação 5.8;
14:        Fim-Para
15:      Fim-Se
16:    Senão
17:      Calcule a matriz de correlação na TX, Equação 2.15;
18:      Calcule a matriz de correlação na RX, Equação 2.14;
19:      Para Cada conjunto de matrizes TX e RX Faça
20:        Calcule a matriz do canal, Equação 2.10;
21:      Fim-Para
22:    Fim-Senão
23:  Para Cada valor de SNR Faça
24:    Calcule a capacidade do canal, a partir da Equação 2.8;
25:  Fim-Para
26:  Fim-Para
27:  Fim-Para
28:  Armazena a capacidade do canal;
29:  Atualize configuração do sistema;
30:  Atualize distância de elementos da antenas na RX;
31:  Atualize distância de elementos da antenas na TX;
32: Fim-Enquanto
33: Retorne a média da capacidade do canal para a configuração de arranjo de antenas em
   função do SNR.

```

---

Após a avaliação da capacidade é questionado se já se tem a menor distância para a capacidade avaliada, caso contrário, é feita a reavaliação da capacidade para outras distâncias. O otimizador recebe, além da informação da capacidade e distância entre os elementos

da última simulação, as configurações dos parâmetros e operadores do algoritmo utilizado. O objetivo é aumentar a capacidade informada a partir da alteração da distância entre as antenas do arranjo de transmissão e recepção e cálculo da matriz de ganho. Os valores alterados são entregues ao bloco do Sistema MIMO para novo cálculo da capacidade do canal. Se este valor for maior que o anterior a saída do bloco Sistema MIMO é alterado para o novo valor, caso contrário o valor é descartado. O processo se repete até atingir o valor ótimo ou definido tempo de parada. Também é buscada a menor distância entre os elementos que promova esta capacidade no intuito de reduzir ao máximo a distância entre os elementos, porém que o AM ainda seja controlado.

O algoritmo GA trabalha em analogia ao processo evolucionário descrito na Seção 4.1. O canal é o ambiente do sistema reprodutor, enquanto que as antenas são os indivíduos formados. A aptidão dos indivíduos é medida pela capacidade do canal, ou seja, sua função objetivo. A população é o conjunto de antenas previstas em cada modelo de teste. Nos genes de cada indivíduo contém a informação da distância entre cada elemento de antena na transmissão e na recepção do sinal.

Inicia-se a busca com uma geração aleatória em que cada antena tem o valor inicial de distância entre antenas do arranjos em função de  $\lambda$ , atribuídos por uma variável aleatória com distribuição uniforme, em que o arranjo de antenas tem o valor inicial de distância entre seus elementos de  $0,001\lambda$  até  $1\lambda$  com passos de  $0,001\lambda$  atribuídos por uma variável aleatória com distribuição uniforme.

O número de indivíduos em cada geração é alterado pelas operações de cruzamento e mutação. Por último, os indivíduos mais adequados para a função objetivo são selecionados para a próxima geração em que passarão por todo o processo de reprodução. Estas etapas são repetidas até que o critério de otimização é cumprido ou tempo de parada definido. O pseudocódigo do otimizador com o GA é mostrado no Algoritmo 4.

O algoritmo PSO trabalha com a metodologia de inteligência de enxame, neste propósito, a posição e a velocidade de cada partícula dentro do espaço de busca que define o desempenho do grupo de antenas. O canal é o espaço de busca, enquanto que as antenas são representadas pela quantidade de partículas previstas em cada execução do algoritmo. Cada partícula representa a configuração do arranjo de antenas necessária para medida da capacidade do canal, ou seja, sua função objetivo. Assim como no algoritmo GA, a distância entre os elementos é avaliada em função de  $\lambda$ . O pseudocódigo do otimizador com o PSO

**Algoritmo 4** Pseudocódigo do Otimizador com GA

- 
- 1: Cria uma população com  $n_p$  indivíduos;
  - 2: Inicializa a população definindo valores aleatórios para os genes ;
  - 3: **Enquanto** A condição de parada não é alcançada **Faça**
  - 4:     **Para** Cada Indivíduo **Faça**
  - 5:         Avalie a qualidade dos indivíduos;
  - 6:         Selecione os pais;
  - 7:         Realize o cruzamento;
  - 8:         Realize mutação
  - 9:         Elimine os piores indivíduos;
  - 10:     **Fim-Para**
  - 11: **Fim-Enquanto**
  - 12: Retorne os valores da distância entre as antenas e a matriz de ganhos.
- 

é mostrado no Algoritmo 5.

**Algoritmo 5** Pseudocódigo do Otimizador com PSO

- 
- 1: Inicialize as partículas do enxame com posição e velocidade aleatórias;
  - 2: **Enquanto** A quantidade de iterações máxima não for atingida **Faça**
  - 3:     **Para** Cada partícula **Faça**
  - 4:         Localizar melhor partícula na vizinhança;
  - 5:         Atualizar velocidade utilizando Equação 4.3;
  - 6:         Atualizar posição utilizando Equação 4.2;
  - 7:         Avaliar posição levando em consideração a capacidade ergódica do canal;
  - 8:         **Se** posição atual melhor que memória cognitiva **Faça**
  - 9:             Atualizar memória cognitiva;
  - 10:     **Fim-Se**
  - 11:     **Fim-Para**
  - 12: **Fim-Enquanto**
  - 13: Retorne os valores da distância entre as antenas e a matriz de ganhos da melhor memória cognitiva do enxame.
- 

Cada partícula representa uma solução para aumento da capacidade do canal a partir da configuração do arranjo de antenas, distância entre os elementos e ganho. Cada partícula possui quatro posições, cada posição possui a quantidade de antenas do arranjo de transmissão, a quantidade de antenas no arranjo da recepção, a distância entre os elementos da recepção e o ganho do arranjo de antenas da recepção.

Essas posições estão associadas ao índice de cada arranjo de antenas, portanto os valores contidos nas posições de cada partícula representam, a quantidade de antenas do arranjo na transmissão e recepção, o valor da distância e o ganho ótimo encontrado pela melhor partícula do enxame. Em outras palavras, a melhor partícula de cada iteração fornece o seu  $\vec{p}_i(t)$  ou em relação ao enxame, o seu  $\vec{p}_g(t)$  ao módulo Sistema MIMO. Ou seja, essa

partícula fornece ao módulo Sistema MIMO valores de quantidade de antenas, distância entre as antenas e ganho de antenas do arranjo e o módulo Sistema MIMO é executado com esta solução e calcula a capacidade do canal para os parâmetros gerados pelo módulo otimizador. Essas etapas são repetidas até que o critério de otimização seja cumprido ou tempo de parada seja atingido.

Para uma avaliação confiável, cada algoritmo foi executado 30 vezes e foi coletado o resultado da iteração que gerou a maior capacidade em cada execução em menor distância. Com esses dados é utilizado o gráfico de caixa ou *boxplot*, como é mais conhecido. O *boxplot* é uma ferramenta da estatística onde pode-se avaliar a dispersão e a variação dos valores informados de acordo com o tamanho dos quadris 1 e 3, quadril inferior e superior, respectivamente. Outra característica dessa ferramenta é a visualização da mediana dos valores e que pode-se observar também os *outliers*, ou seja, valores discrepantes que estão extremamente acima ou abaixo da mediana. Algumas vezes, esses valores são importantes de serem observados pois podem trazer valores significantes de amostras.

No algoritmo PSO, a estratégia mais comumente usada é inicializar o processo de pesquisa com  $\omega$  próximo a um e reduzi-lo linearmente durante todo o processo. Com isso, as partículas iniciam uma busca global nas primeiras iterações e finalizam o processo com uma busca local [87]. Nesta pesquisa, modificou-se o conceito original do algoritmo para fornecer uma função específica e resolver melhor o problema. O espaço de busca local foi reduzido para distâncias inferiores a  $\lambda/2$ , os valores maiores que essa solução não são tão importante porque o efeito MC já é considerado. As estratégias definidas para o controle do coeficiente de aceleração são mostradas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Estratégias para controle do coeficiente de aceleração.

Estratégia	Tipo de busca	$c_1$	$c_2$
1	Global	Aumenta	Diminui
2	Local	Aumenta lentamente	Diminui lentamente

Na estratégia 1, a diminuição do coeficiente de aceleração permite equilibrar a capacidade do enxame de mudar da busca em amplitude para a busca em profundidade por meio de iterações. Essa estratégia garante que, nas primeiras iterações, o enxame explore o espaço de busca de maneira abrangente, pois o algoritmo ainda não encontrou uma região próxima ao ponto mínimo da função objetivo. A estratégia 2 oferece a capacidade de pesquisar mais profundamente nas iterações finais, onde o algoritmo está apenas refinando

as soluções encontradas. Portanto,  $c_1$  e  $c_2$  devem ser ligeiramente alterados do estado de exploração para o estado de convergência.

O processo de aumentar ou diminuir os coeficientes de aceleração é chamada de taxa de aceleração  $\delta$ , o valor  $\delta$  é obtido a partir de uma distribuição uniforme entre 0,05 e 0,10. Nas estratégias em que é necessário um ligeiro aumento ou diminuição, é usada a relação  $0,5\delta$ .

Este trabalho de pesquisa usa estratégias 1 e 2 para limitar o tipo de busca a uma parte do espaço de amostra e garantir que o algoritmo chegue à solução mais rapidamente, permitindo a convergência para um mínimo local. O algoritmo usa a estratégia 1 em todo o espaço de busca, mas somente a estratégia 2 para partículas que encontram a distância entre os elementos da antena menor que  $\lambda/2$ . Priorizando o refinamento da pesquisa em distâncias mais curtas devido ao objetivo do problema. Lembrando que, além dos coeficientes de aceleração, o parâmetro de fator de inercia também é modificado de acordo com a Equação 4.4 para equilibrar a capacidade de busca global e local. O pseudocódigo PSO com esta modificação é mostrado no Algoritmo 6.

---

**Algoritmo 6** Pseudocódigo do Otimizador para o Algoritmo PSO Modificado

---

- 1: Inicialize as partículas do enxame com posição e velocidade aleatórias;
  - 2: **Enquanto** A quantidade de iterações máxima não for atingida **Faça**
  - 3:     **Para** Cada Partícula **Faça**
  - 4:         Executar a estratégia 1
  - 5:         Localizar melhor partícula na vizinhança;
  - 6:         **Se** Distância entre os elementos  $< \lambda/2$  **Faça**
  - 7:             Executar a estratégia 2
  - 8:         **Fim-Se**
  - 9:         Atualizar velocidade utilizando Equação 4.1;
  - 10:         Atualizar posição utilizando Equação 4.2;
  - 11:         Avaliar posição levando em consideração a capacidade do canal;
  - 12:         **Se** posição atual melhor que memória cognitiva **Faça**
  - 13:             Atualizar memória cognitiva;
  - 14:         **Fim-Se**
  - 15:     **Fim-Para**
  - 16: **Fim-Enquanto**
  - 17: Retorne os valores da distância entre as antenas e a matriz de ganhos da melhor memória cognitiva do enxame.
- 

Após sua inicialização aleatória, o algoritmo entra em um laço no qual a velocidade e a posição de cada partícula serão calculadas de acordo com as Equações 4.1 e 4.2, respectivamente, até atingir o ponto de parada [80]. Esta tese utiliza essa modificação quando

usado o algoritmo PSO na otimização do sistema MIMO e realiza uma comparação entre os resultados com e sem modificação.

Seguindo o fluxograma da metodologia de trabalho completo, após esse passo, é verificado se a antena em microfitas foi minimizada com alteração da distância e verificado se há necessidade de nova avaliação de parâmetros e resposta da antena. No caso de modificação da distância após execução do algoritmo de otimização do sistema MIMO, é imprescindível que se faça uma nova avaliação do projeto de antena para coleta e confirmação dos resultados. É interesse dessa pesquisa, como trabalho futuro, a construção da antena e comparação dos resultados simulados com medidos.

## CAPÍTULO 6

---

# Cenário de Simulação

---

Este capítulo apresenta o cenário de simulação utilizado no desenvolvimento deste trabalho. Da mesma forma que a metodologia, foi construído um simulador dividido em duas partes:

1. O simulador do projeto de antena em microfita foi realizado com o *software* CST Studio Suite® e executado em computador com processador Intel *Core™ i3* com 1,7 GHz, memória RAM de 4 Gbytes e sistema operacional Windows 10 de 64 *bits*;
2. O simulador do projeto de Sistema MIMO foi construído em linguagem de programação Matlab® e executado em computador com processador Intel *Core™ i3* com 2,4 GHz, memória RAM de 4 Gbytes e sistema operacional Windows 7 de 64 *bits*. O computador também possui armazenamento secundário de massa realizado por unidade de estado sólido – *Solid State Drive* (SSD) de 240 GBytes.

Para simulação desse projeto, foi utilizado um sistema MIMO  $8 \times 8$ , considerando antena em microfita modelo *patch* retangular. foi considerada a frequência de 26 GHz por se tratar da frequência do 5G em ondas milimétricas definida pela Anatel para uso no Brasil [12]. No mundo, a faixa provável a ser mais utilizada é de 28 GHz que, devido ao esperado alto grau de utilização, logo estará esgotada. Vários experimentos também se realizam na faixa de 30 GHz por ser uma faixa de frequência em potencial a ser usada em vários países [93].

Os substratos foram definidos de acordo com as recomendações do  $\epsilon_r$  e do  $h_s$ , para um bom desempenho de antenas em microfita, o  $\epsilon_r$  deve ter valor baixo e o  $h_s$  deve ter valores entre  $0,003\lambda \leq h_s \leq 0,05$  que para a frequência de operação de 26 GHz, este pode variar de 0,03 a 0,57 mm. Nestes termos foram avaliados dois substratos:

1. RT 5880<sup>®</sup> da Rogers Corporation que possui constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,2$  e fator de dissipação  $\tan(\delta) = 0,0009$  [94];
2. RO 3003<sup>®</sup> da Rogers Corporation que possui constante dielétrica  $\epsilon_r = 3$  e fator de dissipação  $\tan(\delta) = 0,0010$  [95].

Ambos possuem condições de utilização na faixa de frequência de 8 a 40 GHz. Os testes foram iniciados com as espessuras de 0,25 mm e 0,50 mm para apenas um *patch* retangular com modelo de linha de transmissão com fenda indentada, conforme mostra a Figura 6.1. O espaçamento do *patch* e do plano de terra foi considerado  $h_t = 0,035$  mm.

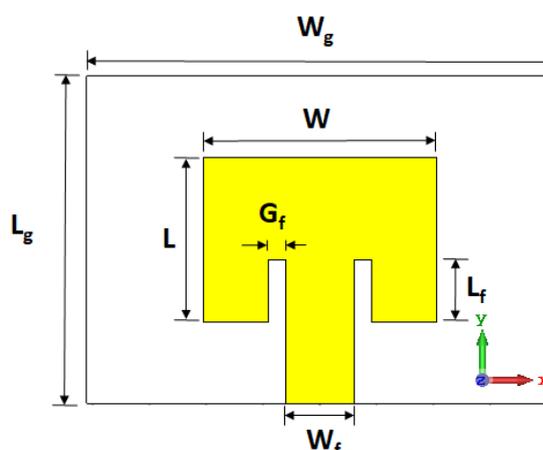


Figura 6.1: Modelo de *patch* retangular com modelo de linha de transmissão com fenda indentada.

As Tabelas 6.1 e 6.2 apresentam os valores iniciais dos parâmetros para projeto dos *patches* nos substratos

Tabela 6.1: Parâmetros físicos iniciais para *patch* com substrato RT 5880.

Parâmetro	$h_s$	$W$	$L$	$W_f$	$L_f$	$G_f$
Valor (mm)	0,25	4,6	3,7	0,8	0,75	0,5
Valor (mm)	0,50	4,6	3,5	1,5	1,5	0,5

Tabela 6.2: Parâmetros físicos iniciais para *patch* com substrato RO 3003.

Parâmetro	$h_s$	$W$	$L$	$W_f$	$L_f$	$G_f$
Valor (mm)	0,25	4,1	3,2	0,15	0,75	0,3
Valor (mm)	0,50	4,1	2,9	1,2	1,5	0,3

A partir da coleta dos resultados dessas configurações, foi definida a utilização do substrato Rogers RO3003 com a espessura de 0,5 mm, conforme será descrito no Capítulo 7.

O próximo passo é realizar o teste com oito elementos em antena microfita e otimizar o projeto conforme os objetivos:

1. Frequência de ressonância em  $26 \pm 0,5$  GHz (quanto mais próximo, melhor);
2. Parâmetro  $S_{11} < -10$  dB (quanto menor, melhor);
3. VSWR  $< 2$  (quanto menor, melhor);
4. Banda de frequência  $> 0,6$  GHz (quanto maior, melhor);
5. Impedância interna em  $50\Omega$  (quanto mais próximo, melhor);
6. Largura do substrato  $< 67,3$  mm, largura do *smartphone iPhone 8*, que tem a menor largura entre os aparelhos da atualidade (quanto menor, melhor).

A Tabela 6.3 mostra os parâmetros físicos iniciais da antena em microfita para submissão dos testes com o arranjo de oito elementos.

Tabela 6.3: Parâmetros físicos iniciais para antena microfita com substrato RO 3003.

Parâmetro	$W$	$L$	$W_f$	$L_f$	$G_f$	$D$	$W_g$	$L_g$
Valor (mm)	4,1	2,9	1,2	1,5	0,3	5,7	77,6	5,94

É realizada primeiramente a simulação no modo de transmissão, após ajuste final das antenas, é coletada a auto-impedância dos elementos para ser considerada como impedância de entrada dos elementos no modo de recepção. Também no modo de recepção é calculado o limite inferior do campo distante de acordo com as Equações 3.47, 3.48 e 3.49, os valores calculados para o valor inicial de  $0,5\lambda$  ou, nesse caso,  $5,7$  mm é apresentado na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Cálculo da distância  $R$  do campo distante.

Condição	Valor (mm)
1 (Equação 3.47)	1043,77
2 (Equação 3.48)	388
3 (Equação 3.49)	18,46

Estes valores foram calculados em função da largura total do arranjo de antenas, ou seja, a largura do substrato. Neste caso, como o limite inferior foi maior que é 1 m, foi estabelecido a distância da onda plana em 10 m também por questões práticas, considerando a comunicação entre duas EMs em uma comunicação dispositivo para dispositivo – *Device-to-Device* (D2D).

A outra parte da etapa de avaliação da antena em microfita é a otimização do projeto com algoritmos bio-inspirados, nesses termos foram testados os algoritmos GA e PSO para alcançar os objetivos supracitados, buscando um ajuste fino dos parâmetros físicos  $W$ ,  $L$ ,  $W_f$ ,  $L_f$  e  $G_f$ . Esses parâmetros são ajustados em até  $\pm 20\%$  do valor encontrado na última execução do otimizador. Esta etapa foi realizada pela função *Optimizer* do *software* CST Studio Suite<sup>®</sup>. Para tanto, esses algoritmos tiveram como parâmetros de configuração, os valores mostrados na Tabela 6.5.

Tabela 6.5: Parâmetros de otimização da antena em microfita com GA e PSO.

Parâmetro	GA	PSO
Tamanho da população/enxame	20 indivíduos	20 partículas
Total de gerações/iterações	1000	1000
Resultados iniciais	distribuição uniforme	distribuição uniforme
Nível da função objetivo	0	0
Taxa de Mutação	0,6	não usada

O projeto da antena em microfita gera dados de avaliação da antena como frequência de ressonância, parâmetros  $S$ , parâmetros  $Z$ , VSWR, largura de banda, entre outros. Estes valores são também úteis para a segunda parte de simulações que é o projeto de sistema MIMO. Para tanto, os parâmetros  $S$  medidos são convertidos em parâmetros  $Z$  pelo próprio *software* CST Studio Suite<sup>®</sup> e entregues ao simulador do sistema MIMO. É considerada como frequência de operação 26 GHz e distância entre os elementos inicial 11,5 mm (equivalente a  $\lambda$ ).

A impedância de carga é considerada  $50\Omega$  e a impedância interna é extraída dos resultados do projeto de antena juntamente com as auto-impedâncias dos elementos e todas as impedâncias mútuas entre os elementos. Esses valores são apresentados no Apêndice B, as Tabelas B.1 e B.2 apresentam os valores finais das auto-impedâncias e impedâncias mútuas no modo transmissor e receptor, respectivamente.

Para avaliação do sistema MIMO em função da capacidade do canal, é necessário definir qual modelo de cálculo dos coeficientes de correlação e matriz de ganhos é mais adequado. Para tanto foram avaliados os modelo de Kronecker e Weichselberger para um sistema MIMO  $3 \times 3$  com SNR de 20 dB com distância de  $0,5\lambda$  entre os elementos da antena transmissora e receptora. Para esta avaliação, não foi considerado o AM e os dados medidos da capacidade foram extraídos da Tese de Doutorado de W. Weichselberger [46]. Foi definida a taxa de

erro como

$$E\% = \frac{C_{Mod} - C_{Med}}{C_{Med}} 100 \quad (6.1)$$

em  $C_{Mod}$  é a capacidade calculada em cada modelo e  $C_{Med}$  é a capacidade medida. As simulações foram executadas 15 vezes para cada modelo e cenário específico [24, 46]. Foram consideradas 600 iterações para cada execução, o valor extraído é a mediana dos valores de cada iteração.

O mesmo sistema MIMO  $3 \times 3$ , ao considerar o AM, é usado para análise e avaliação dos algoritmos GA e PSO na parte do projeto do sistema MIMO. O objetivo é aumentar a capacidade do canal e reduzir a distância entre os elementos  $D$  em função de  $\lambda$ . Os parâmetros definidos para o otimizador com o algoritmo GA são apresentados na Tabela 6.6.

Tabela 6.6: Parâmetros de otimização para o algoritmo GA.

Parâmetro	Valor
Tamanho da População	50 indivíduos
Taxa de Cruzamento	0,9
Taxa de Mutação	1,0
Operador de Seleção	Torneio Binário
Operador de Cruzamento	SBX
Operador de Mutação	Polinomial
Número Total de Gerações	1000

A escolha dos valores dos parâmetros se deu por experimentos prévios com avaliação do algoritmo. O número de partículas e de iterações do algoritmos PSO foram definidos para efeito de comparação com o algoritmo GA. O algoritmo PSO foi escolhido para otimização do projeto de sistema MIMO, estes resultados serão apresentados no Capítulo 7. Uma modificação no algoritmo é proposta e a Tabela 6.7 apresenta os valores de configuração do algoritmo PSO em sua forma original e modificada.

Finalmente, um sistema MIMO com arranjo  $8 \times 8$  é simulado considerando ambiente e medições realizadas na simulação da antena em microfita supracitada. Foram realizadas 20 execuções de 3000 iterações considerando o resultado de cada execução a média dos valores de cada iteração. Foi feito um estudo comparativo da capacidade do canal em relação ao cálculo da capacidade sem considerar o AM, e considerando o acoplamento mútuo no método CMIM e RMIM, na transmissão e na recepção, respectivamente. Foi avaliado o desempenho do sistema variando a distância entre os elementos do arranjo de transmissão e recepção de  $0,001\lambda$  até  $\lambda$ . Os resultados finais desses experimentos também foram

Tabela 6.7: Parâmetros de otimização para o algoritmo PSO.

Parâmetro	PSO Original	PSO modificado
Tamanho do enxame	50 partículas	50 partículas
Operador	não usado	Mutação
Taxa de mutação (%)	não usado	1,0
$c_{1max}$ e $c_{1min}$	2,5 e 1,5	2,5 e 1,5
$c_{2max}$ e $c_{2min}$	2,5 e 1,5	2,5 e 1,5
$r_{1max}$ e $r_{1min}$	1,0 e 0,0	1,0 e 0,0
$r_{2max}$ e $r_{2min}$	1,0 e 0,0	1,0 e 0,0
$\omega_{max}$ e $\omega_{min}$	1,0 e 0,9	0,9 e 0,4
$\delta_{max}$ e $\delta_{min}$	não usado	0,1 e 0,05

apresentados em parâmetros de medidas em antenas com: frequência de ressonância, parâmetros S e Z, VSWR, diretividade, ganho e eficiência. Os resultados do experimento são apresentados no próximo capítulo.

## CAPÍTULO 7

---

# Resultados

---

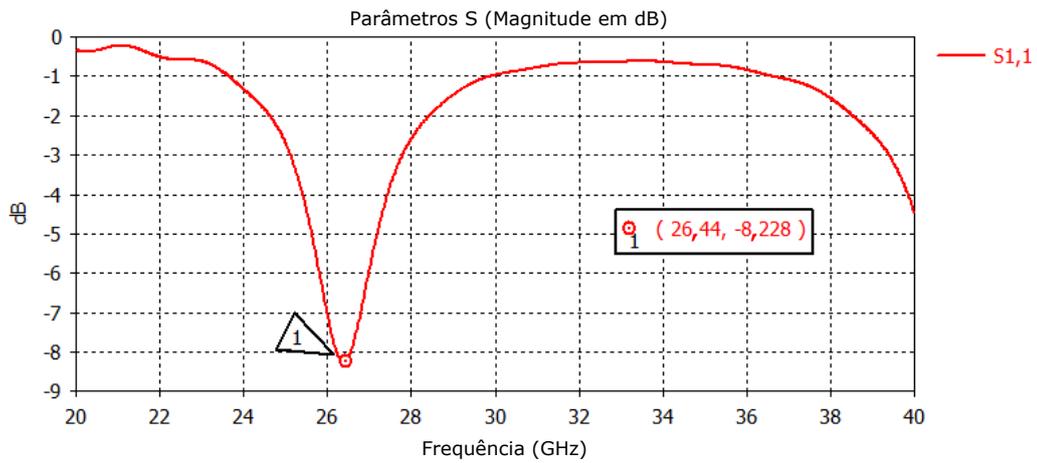
Neste capítulo serão apresentados os resultados dessa pesquisa em duas seções. A primeira seção mostra a análise de desempenho dos algoritmos de otimização GA e PSO para utilização no projeto de antenas em microfita com *patch* retangular e para otimização do projeto de sistema MIMO. Também são apresentados os resultados comparativos dos modelos matemáticos avaliados para representação do AM e da matriz de ganhos. A segunda seção apresenta os resultados finais para antena em microfita de oito elementos com as definições de algoritmos e modelos matemáticos utilizados.

### 7.1 Análise de Desempenho dos Algoritmos de Otimização

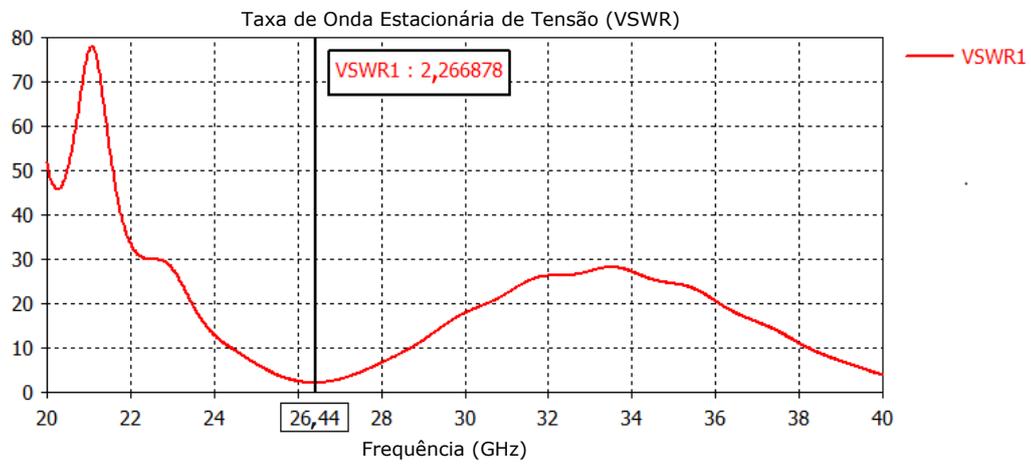
Primeiramente é apresentado um estudo com os *patches* escolhidos e espessuras de 0,25 e 0,5 mm. As Figuras 7.1(a), 7.1(b) e 7.1(c) apresentam os resultados para o substrato Rogers RT 5880 com espessura de 0,25 mm, e as Figuras 7.2(a), 7.2(b) e 7.2(c) com espessura de 0,5 mm de acordo com os parâmetros físicos descritos na Tabela 6.1.

Pode-se observar que os resultados iniciais não são favoráveis, apenas o parâmetro  $S$  com o  $h_s = 0,5$  mm está dentro do esperado, porém próximo a frequência de 30 GHz. Para ambos os casos, não há largura de banda pois o VSWR é maior que 2. Foi observado também os resultados do substrato Rogers RO3003 apresentados nas Figuras 7.3(a), 7.3(b) e 7.3(c), com a espessura de 0,25 mm e nas Figuras 7.4(a), 7.4(b) e 7.4(c) com a espessura de 0,5 mm. Conforme parâmetros físicos descritos na Tabela 6.2.

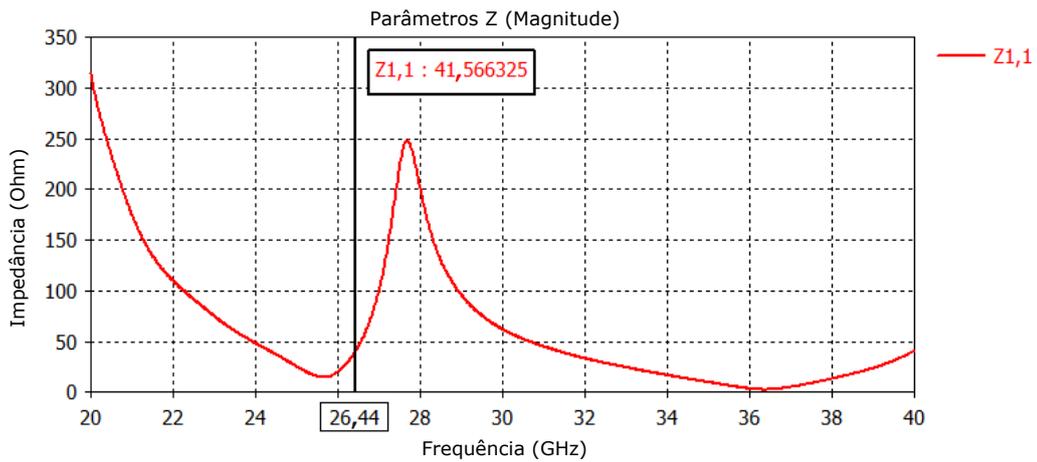
Os resultados iniciais com o substrato Rogers 3003 mostram que o substrato com  $h_s = 0,25$  tiverem bons resultados pré-liminares podendo chegar mais fácil ao objetivo com um



(a) Pâmetro  $S_{11}$  em dB.

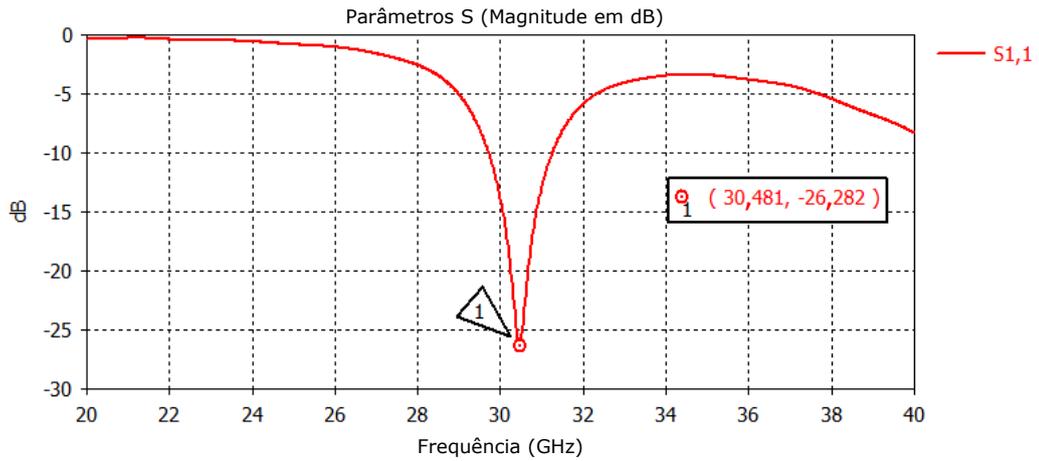


(b) VSWR e largura de banda.

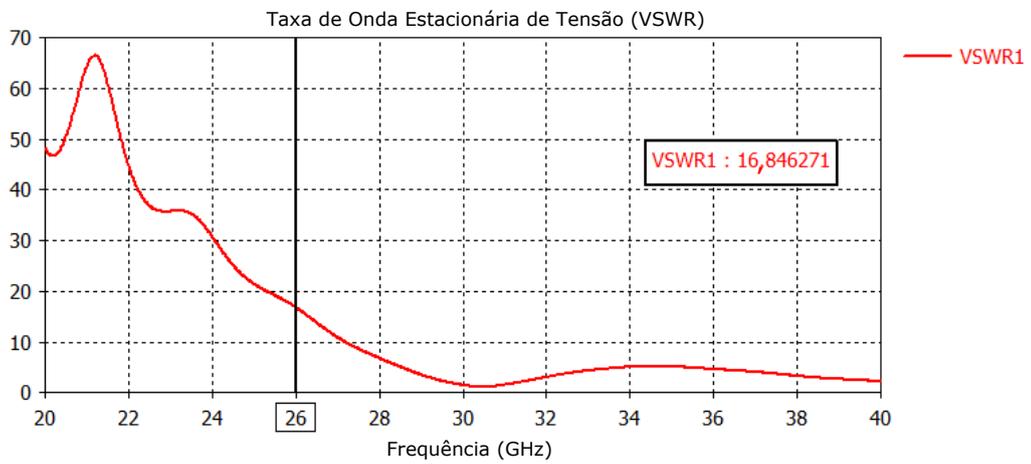


(c) Pâmetro  $Z_{11}$  em  $\Omega$ .

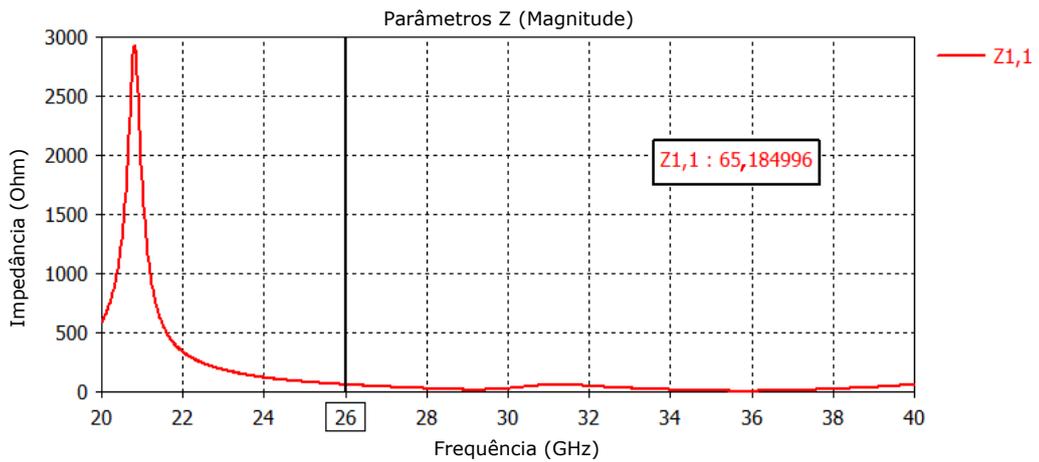
Figura 7.1: Resultados iniciais para *patch* retangular com substrato Rogers RT 5880 e  $h_s = 0,25$  mm.



(a) Pâmetro  $S_{11}$  em dB.

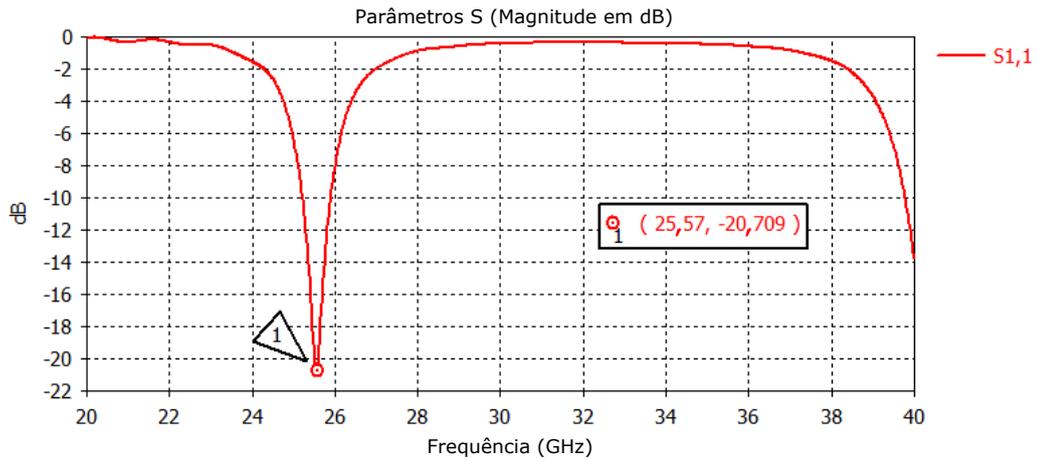


(b) VSWR e largura de banda.

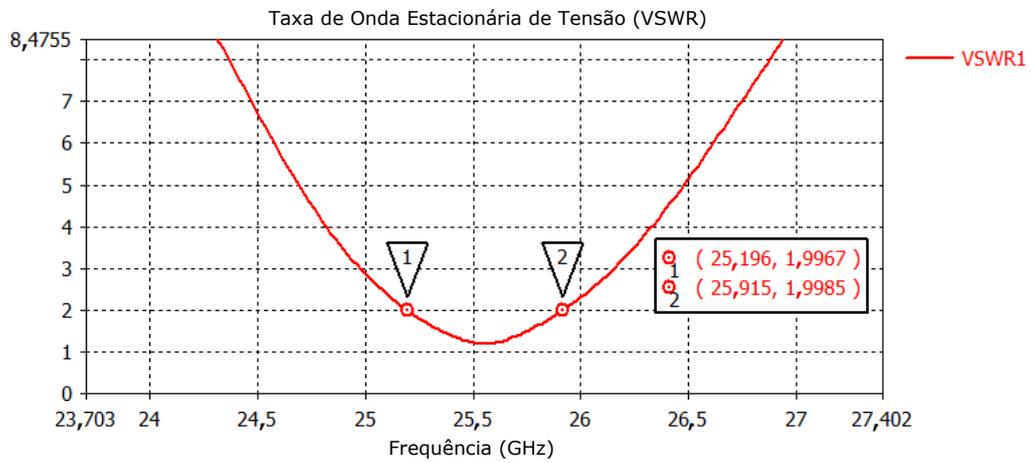


(c) Pâmetro  $Z_{11}$  em  $\Omega$ .

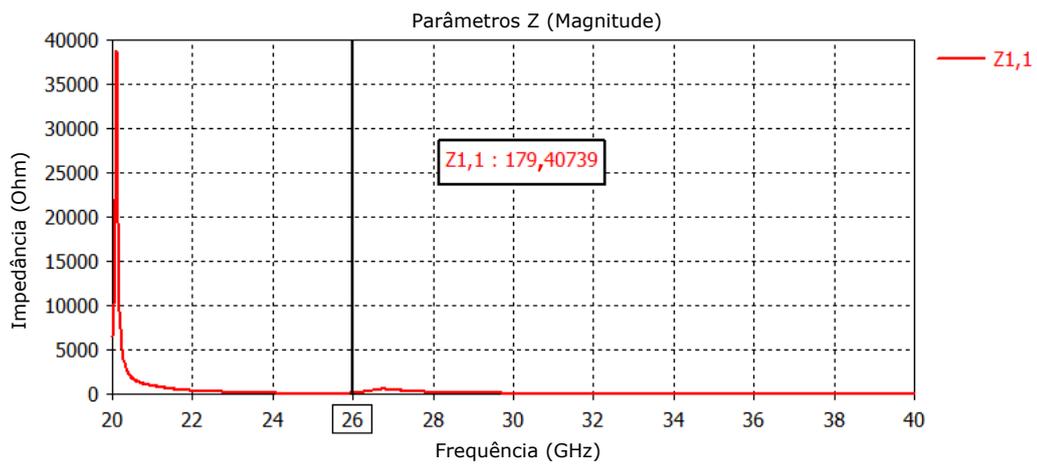
Figura 7.2: Resultados iniciais para *patch* retangular com substrato Rogers RT 5880 e  $h_s = 0,5$  mm.



(a) Pâmetro  $S_{11}$  em dB.



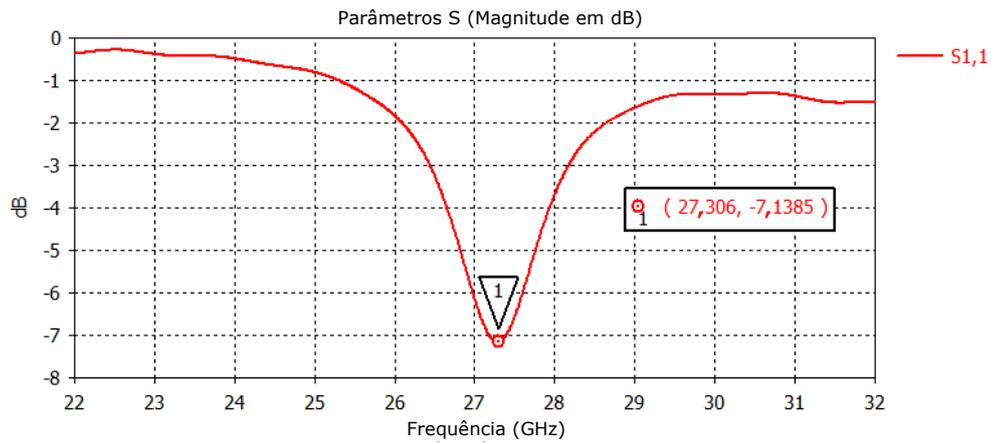
(b) VSWR e largura de banda.



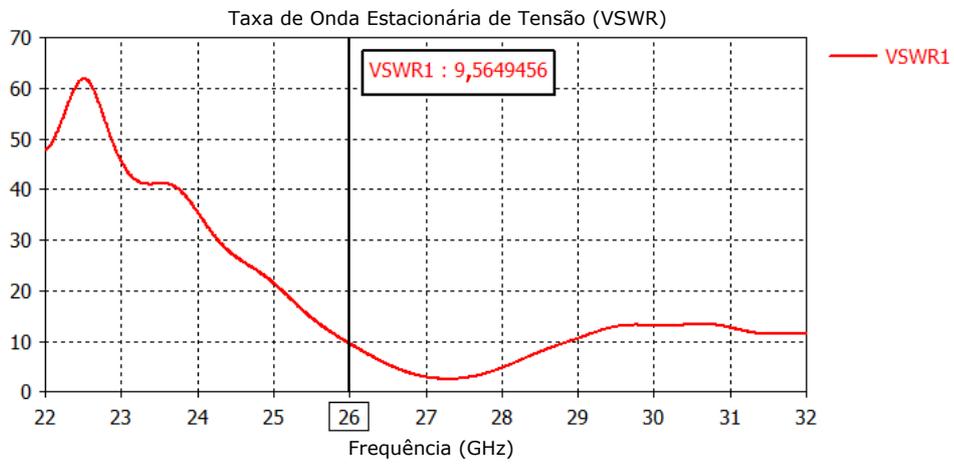
(c) Pâmetro  $Z_{11}$  em  $\Omega$ .

Figura 7.3: Resultados iniciais para *patch* retangular com substrato Rogers RO 3003 e  $h_s = 0,25$  mm.

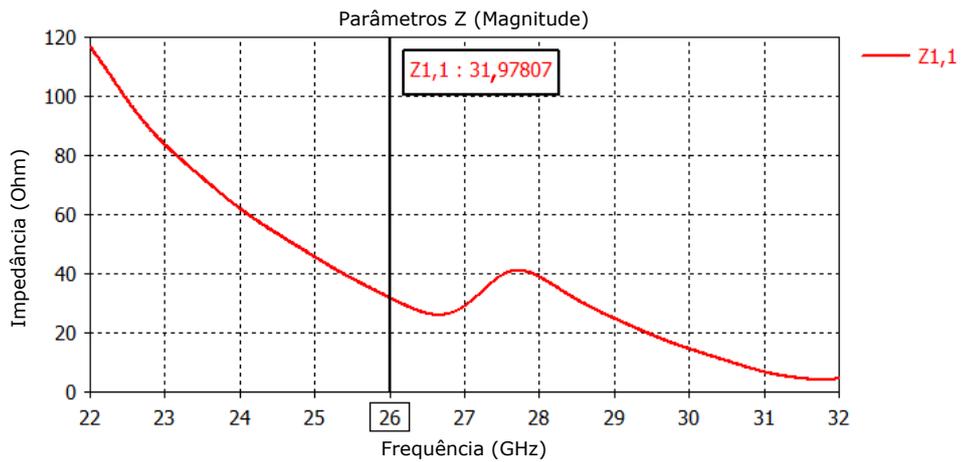
ajuste fino, o único agravante desse produto é que estes resultados foram obtidos para um  $W_f$  de 0,15 mm, tornando a linha de alimentação muito fina e difícil de ser construída.



(a) Pâmetro  $S_{11}$  em dB.



(b) VSWR e largura de banda.



(c) Pâmetro  $Z_{11}$  em  $\Omega$ .

Figura 7.4: Resultados iniciais para *patch* retangular com substrato Rogers RO 3003 e  $h_s = 0,5$  mm.

Após testes pré-liminares com os *patches* e avaliação dos resultados, foi definido usar o substrato Rogers RO 3003 por possuir  $\epsilon_r = 3$ , pois quanto maior a constante dielétrica,

menor a largura do *patch*, isso é comprovado na Equação 3.38 e em suas dimensões físicas apresentadas no Capítulo 6, o valor do  $\epsilon_r = 3$  contribui para a minimização do arranjo de antenas. Também definido a espessura de 0,5 mm pois o aumento da espessura do substrato aumenta a eficiência e a largura de banda da antena [50]. Como será usado um processo de otimização, os algoritmos precisam ser capazes de alcançar os objetivos desejados ou, pelo menos, chegar próximo deles, com referência aos valores alcançados nessa fase de análise.

Uma breve avaliação dos algoritmos foi necessária para definição de qual deles se comporta melhor na solução do problema. Para tanto, foi usado o *patch* retangular com o substrato e  $h_s$  escolhidos. Foram usados os parâmetros definidos na Tabela 6.5 e, com o intuito de ter uma resposta rápida, foi reduzido o número de indivíduos (partículas) para 10 e o número total de iterações para 100. As Figuras 7.5 e 7.6 mostram o gráfico de convergência de cada algoritmo em cada iteração.

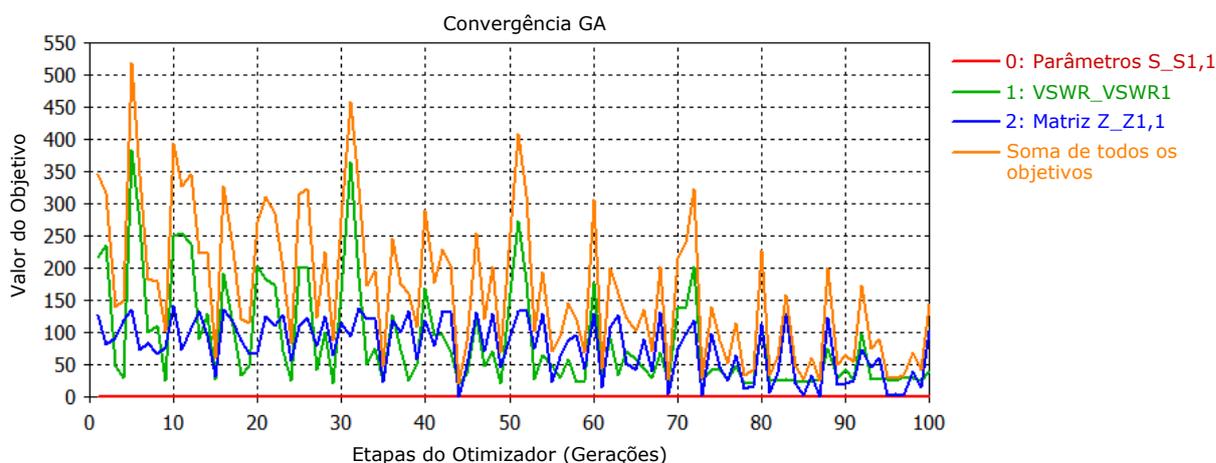


Figura 7.5: Gráfico de convergência da função objetivo do algoritmo GA para otimização do *patch*.

Nesses gráficos, é possível observar a convergência do algoritmo GA para função objetivo "zero" no avanço das iterações, enquanto que, com o algoritmo PSO não é possível visualizar essa convergência e os resultados de cada iteração são totalmente aleatórios. Os resultados dessa avaliação são mostrados nas Tabelas 7.1 e 7.2.

O algoritmo GA obteve menores dimensões do *patch* e melhores resultados do que o algoritmo PSO, alcançando quatro dos cinco objetivos, com um menor custo da função objetivo. Portanto, ele foi escolhido como otimizador do projeto de antena em microfita. Os mesmos parâmetros são avaliados para um arranjo de oito elementos, portanto a impedância mútua

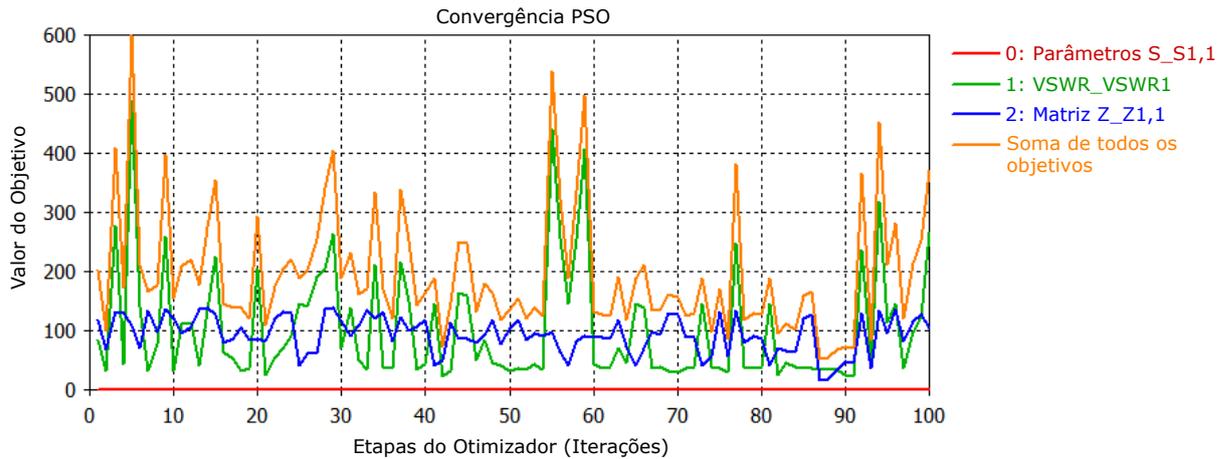


Figura 7.6: Gráfico de convergência da função objetivo do algoritmo PSO para otimização do *patch*.

Tabela 7.1: Resultados dos parâmetros de avaliação dos algoritmos GA e PSO para otimização do *patch*.

Parâmetro	GA	PSO
Primeiro valor da função objetivo	345,5612	202,6371
Melhor valor da função objetivo	22,3533	49,3182
Tempo da primeira iteração (h)	01:17:18	01:09:11
Tempo da última iteração (h)	00:06:22	00:04:56
Melhor $W$ (mm)	3,7013	4,2271
Melhor $L$ (mm)	3,5989	3,7632
Melhor $W_f$ (mm)	1,0425	1,3525
Melhor $L_f$ (mm)	1,1914	0,97268
Melhor $G_f$ (mm)	0,3374	0,3239

Tabela 7.2: Resultados dos objetivos de avaliação dos algoritmos GA e PSO para otimização do *patch*.

Objetivo	Valor inicial	GA	PSO
$f_o$ (GHz)	27,306	25,79	23,82
$S_{11}$ (dB)	-7,1385	-15,6579	-10,4247
VSWR	9,5649	1,3948	1,8618
Largura de banda (GHz)	0	0,732	0,342
$R_{in}$ ( $\Omega$ )	31,9781	37,7187	51,02

e o efeito dos parâmetros  $S$  entre os elementos serão melhor avaliados.

Para o sistema MIMO, foram primeiramente avaliados os modelos de cálculo das matrizes de correlação e, conseqüente, da matriz de ganho  $\mathbf{H}$ . Para tanto, é de interesse dessa pesquisa, comparar os modelos de Kronecker e Weicheselberger, a Figura 7.7 apresenta um gráfico de dispersão com os resultados para cálculo da capacidade usando os modelos de

canal MIMO de Kronecker e Weichselberger.

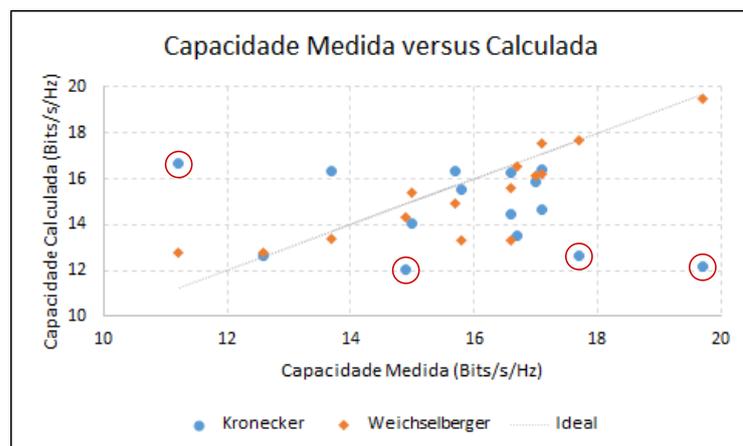


Figura 7.7: Cálculo da capacidade medida em função capacidade calculada para sistema MIMO  $3 \times 3$ .

É possível observar que os valores de capacidade do modelo de Weichselberger têm uma menor dispersão e se aproximam mais da linha de valores ideais. Isto também pode ser visto pelo cálculo da taxa de erro médio da capacidade que para o modelo de Kronecker é igual a 15,05% e para o modelo de Weichselberger é de 5,7%. Porém, os valores circulos na Figura 7.7, obtidos a partir do modelo de Kronecker, são considerados *outliers* (valores atípicos), por terem sido calculados considerando algumas matrizes de acoplamento estudadas no modelo de Weichselberger, que não são representadas pelo modelo de Kronecker.

O modelo de Weichselberger é utilizado para comparação teórica dos resultados em relação ao modelo de Kronecker nessa tese. Como no problema apresentado as antenas estarão sempre transmitindo ou recebendo sinal, nunca ambos ao mesmo tempo, não caracteriza a utilização do modelo de Weichselberger que é utilizado quando os dois lados de um enlace de comunicação transmitem simultaneamente. Portanto, os resultados conclusivos dessa tese serão apresentados com o modelo de Kronecker, apesar do modelo de Weichselberger se mostrar melhor. Isso viabiliza também o tempo de execução das simulações e validação dos resultados com outras pesquisas.

Um estudo comparativo para o efeito do acoplamento mútuo em um sistema MIMO é apresentado na Figura 7.8. A figura mostra a evolução da capacidade do canal em função da relação sinal-ruído sem considerar e considerando o efeito do AM em um sistema MIMO  $3 \times 3$ .

Para o resultado da Figura 7.8, a distância entre os elementos da antena transmissora e receptora é de  $0,5\lambda$ . Na modelagem sem AM é realizado o cálculo teórico da capacidade do

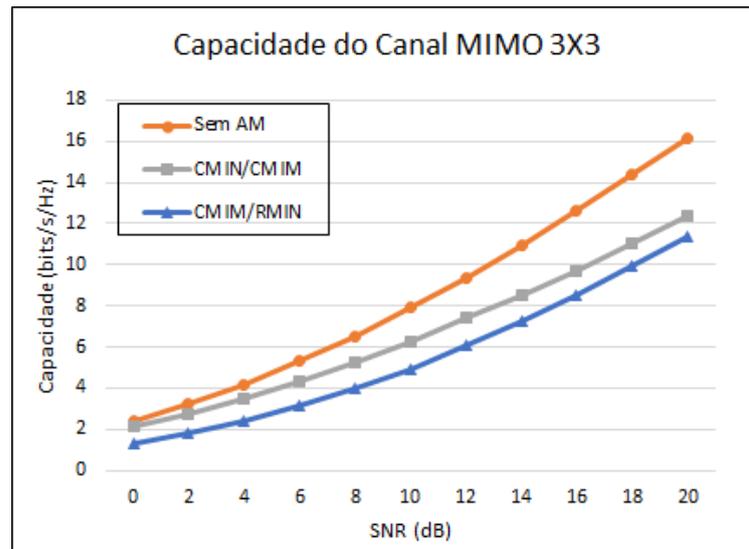


Figura 7.8: Efeito do acoplamento mútuo na capacidade para um sistema MIMO  $3 \times 3$ .

canal desconsiderando o efeito do acoplamento mútuo, ou seja, equivalente a capacidade máxima canal. Na curva CMIM/CMIM, é utilizado este método, tanto na transmissão quanto na recepção do sinal. E na curva CMIM/RMIM, é utilizado o método CMIM na transmissão e o RMIM na recepção. É observado que as diferenças entre o valor teórico aumenta com o aumento do SNR e que a capacidade calculada para o método CMIM/RMIM é sempre menor que o método CMIM/CMIM. Este resultado enfatiza a necessidade de uma boa modelação do problema apresentado para um resultado simulado mais eficiente. Com este experimento foi definido usar o método CMIM no modo transmissor e o método RMIM no modo receptor nesta pesquisa.

Para comparar os resultados dos algoritmos PSO e GA, com o processo sem otimização é feito o estudo a partir do gráfico *boxplot*, conforme descrito no Capítulo 5. A Figura 7.9 mostra este resultado para um sistema MIMO  $4 \times 4$ .

O gráfico mostra que ambos os algoritmos apresentam aumento significativo na capacidade do canal MIMO com valores medianos equivalentes. Porém, o algoritmo PSO possui menor dispersão entre os valores e os resultados obtidos com o algoritmo GA se mostram simétricos com picos mais altos do que no algoritmo PSO. Não foi identificado nenhum *outlier* nos algoritmos. O algoritmo PSO foi escolhido pelo seu desempenho e foi proposta uma modificação do PSO alcançando os resultados apresentados na Tabela 7.3 para o mesmo sistema MIMO  $4 \times 4$  usado anteriormente.

É possível observar o comportamento da distância entre os elementos da antena no modo receptor com o algoritmo PSO em seu estado original e com o algoritmo PSO modificado.

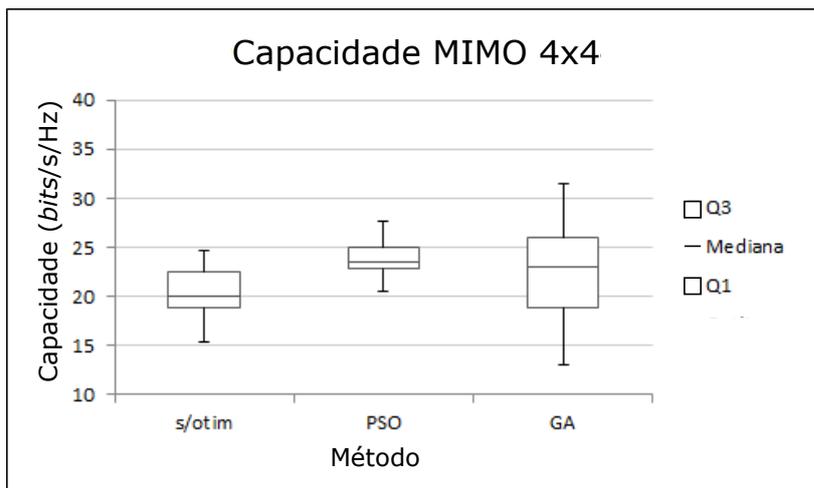


Figura 7.9: Gráfico comparativo da resposta dos algoritmos de otimização para configuração 4 × 4.

Tabela 7.3: Capacidade de canal MIMO 4 × 4 sem e com otimização.

Método	Capacidade (bits/s/Hz)	Distância ( $\lambda$ )	Otimização (%)
Sem otimização	20,85	0,515	-
PSO original	22,42	0,437	7,5
PSO modificado	23,49	0,401	12,7

A Figura 7.10 mostra a variação da capacidade calculada em função da distância entre os elementos no modo de recepção, usando o método RMIM para um sistema MIMO 4 × 4 com SNR igual a 20 dB.

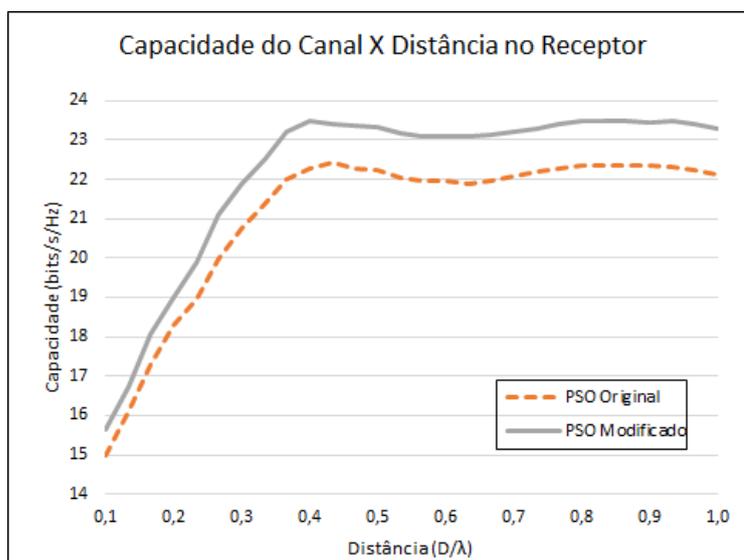


Figura 7.10: Curva da capacidade do canal em função da distância entre os elementos no modo de recepção em um sistema MIMO 4 × 4.

Em ambos os casos, a capacidade do canal tende a estabilizar em um patamar, permanecendo em um valor aproximadamente constante, que comprova a redução do efeito do AM a partir dessa marca. O algoritmo busca a menor distância que promove a maior capacidade do sistema e esse valor é maior para o PSO modificado do que para o PSO original.

Esses resultados definiram os parâmetros físicos, elétricos e lógicos para início das simulações do sistema MIMO e também definem o uso do algoritmo GA como otimizador do projeto de antena microfitas e o algoritmo PSO modificado no projeto de sistema MIMO. Na próxima seção são apresentados os resultados finais dessa pesquisa.

## 7.2 Resultados Finais

Após todo o processo de otimização do projeto de antena em microfitas e do sistema MIMO, e também, com as avaliações e arredondamentos, os valores finais dos parâmetros físicos, arredondados em uma casa decimal, para a antena em microfitas, estão descritos na Tabela 7.4.

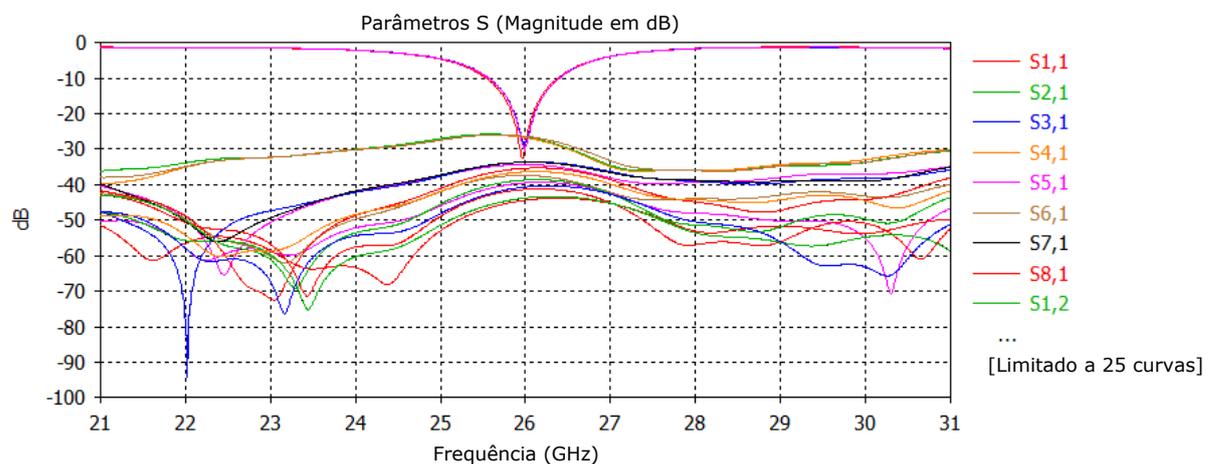
Tabela 7.4: Resultados finais dos parâmetros para antena em microfitas.

Parâmetro	Valor inicial	Valor parcial	Valor otimizado	Valor final
$W$ (mm)	4,1	3,7	3,98	4,0
$L$ (mm)	2,9	3,6	3,23842	3,2
$W_f$ (mm)	1,2	1,0	1,29729	1,3
$L_f$ (mm)	1,5	1,2	1,00143	1,0
$G_f$ (mm)	0,3	0,3	0.294	0,3
$D$ (mm)	6,0	6,0	4,62692	4,6
$W_g$ (mm)	77,8	74,6	66,54175	66,5
$L_g$ (mm)	11,6	14,4	12,85368	12,8

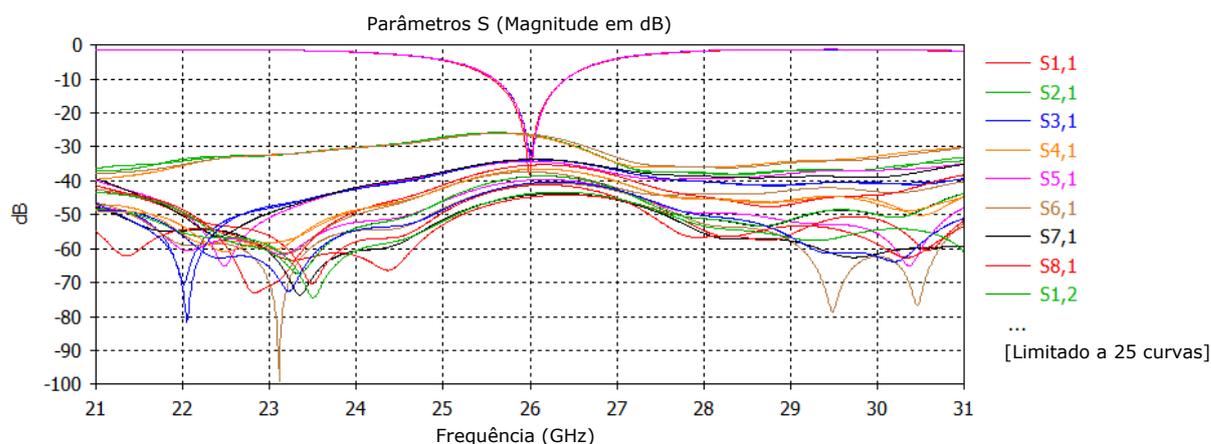
Os valores iniciais dos parâmetros são calculados sem nenhuma otimização conforme Tabela 6.2 e os valores parciais dos parâmetros são alcançados no teste do *patch* com o algoritmo GA descritos na Tabela 7.1. Os valores otimizados são os encontrados pelo algoritmo de otimização que foram arredondados para os valores finais, usados nas simulações. Estes valores finais foram arredondados por questões de praticidade no momento de construção da antena. É possível observar a alteração nos valores de cada parâmetro e, principalmente, a redução de 12% no  $W_g$  que é um dos objetivos alcançados para o limite de 67,3 mm, isso acontece, sobretudo, devido a redução dos valores de  $W$  e  $D$ .

As Figuras 7.11(a) e 7.11(b) apresentam os valores de dos parâmetros  $S$  entre cada

elemento e nele próprio, devido a limitações do *software*, é possível mostrar apenas as 25 primeiras curvas. E as Figuras 7.12(a) e 7.12(b) mostram os resultados dos parâmetros  $S$  em cada elemento na transmissão e na recepção, como também suas respectivas frequências de ressonância.



(a) Parâmetros  $S$  no modo de transmissão.

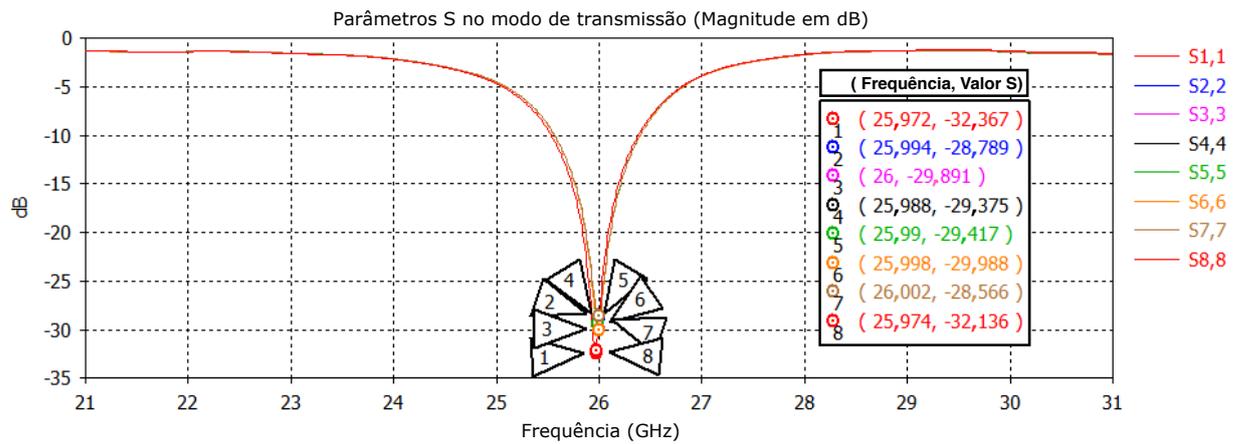


(b) Parâmetros  $S$  no modo de recepção.

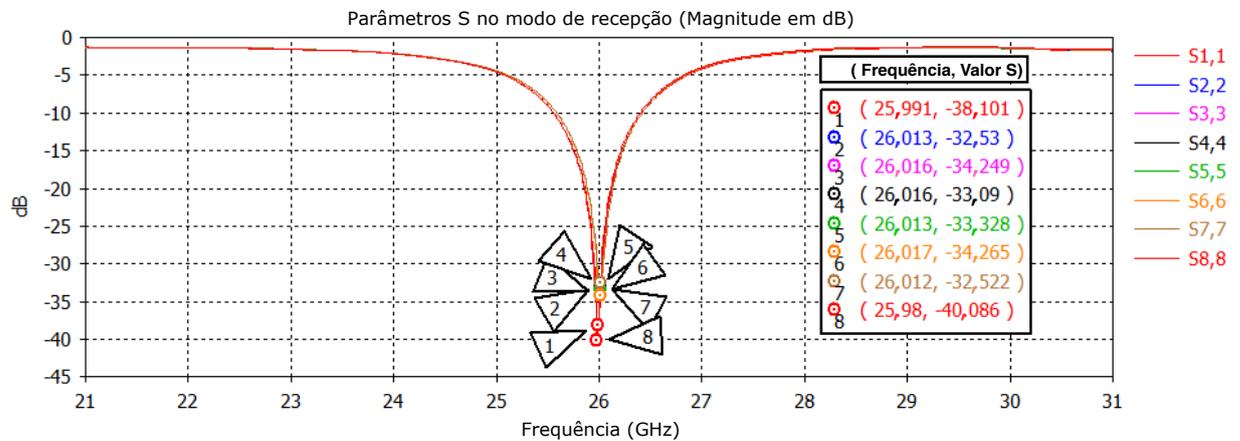
Figura 7.11: Resultados finais dos parâmetros  $S$  como todos os elementos da antena.

É possível observar a eficiência na busca do primeiro objetivo nos oito elementos, com frequência de ressonância de  $26 \pm 0,028$  GHz no modo transmissor e no modo receptor de  $26 \pm 0,017$  GHz, como também os parâmetros  $S$  em cada elemento com valores menores que  $-29$  dB. As Figuras 7.13(a) e 7.13(b) mostram os resultados do VSWR para os elementos da antena no modo transmissor e receptor, respectivamente.

Os valores do VSWR, para cada elemento, ultrapassam as expectativas com valores em torno de 1,06 no modo transmissor e 1,04 no modo receptor. A largura de banda foi definida para valores de VSWR menores que dois alcançando valores na faixa de 0,9 GHz tanto no



(a) Pârametros S com frequências de ressonância.



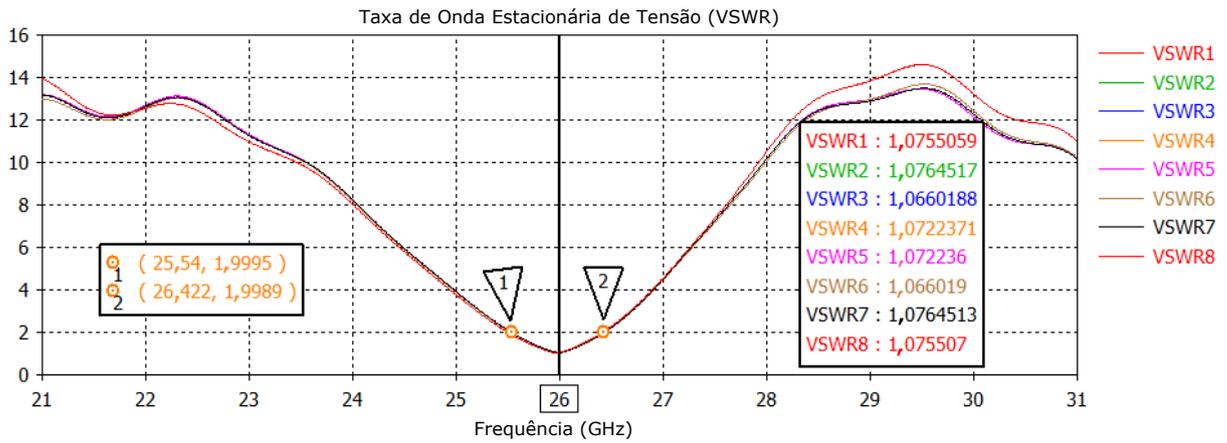
(b) Pârametros S com frequências de ressonância.

Figura 7.12: Resultados finais dos parâmetros S e frequência de ressonância para antena em microfita.

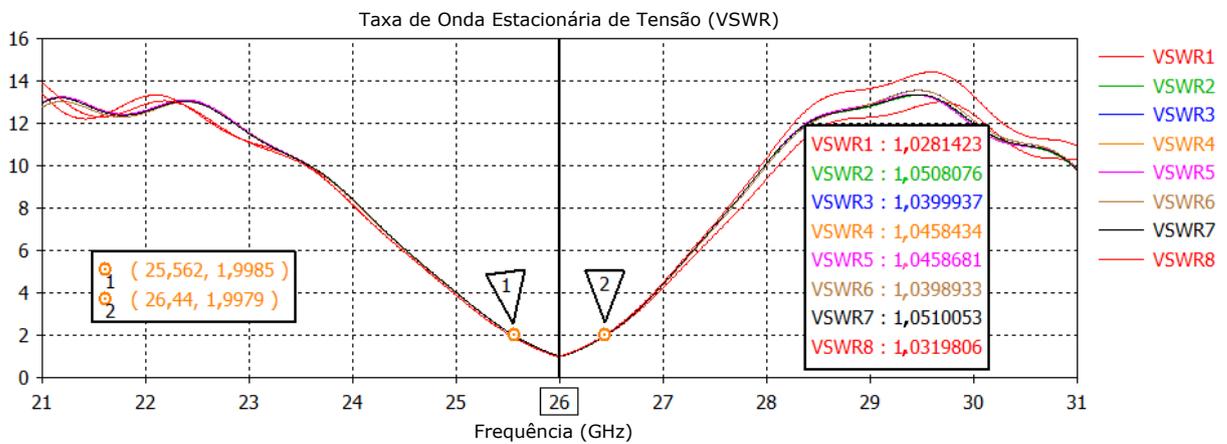
modo transmissor como no modo receptor. As Figuras 7.14(a) e 7.14(b) mostram os resultados dos parâmetros Z no modo transmissor e receptor, por uma limitação do software, só é possível visualizar as 25 primeiras curvas, porém os valores de todas as auto-impedâncias e impedâncias mútuas estão descritas nas Tabelas B.1 e B.2.

O algoritmo não alcançou valores ótimos de resistência interna que promovesse um casamento de impedância perfeito com a linha de transmissão, porém este é um problema não complexo de solucionar com um adequado projeto de linha de transmissão com stub e será motivo de futuros trabalhos. Os gráficos de medição do campo distante também foram avaliados para análise do ganho, diretividade e eficiência da antena, estes são apresentados nas Figuras 7.15(a) e 7.15(a), para uma visão 2D do campo magnético (H) e elétrico (E); e nas Figuras 7.16(a) e 7.16(b) para uma visão 3D.

A antena apresenta uma boa diretividade com ganho em torno de 7 dBi e boa eficiência.



(a) VSWR no modo de transmissão.



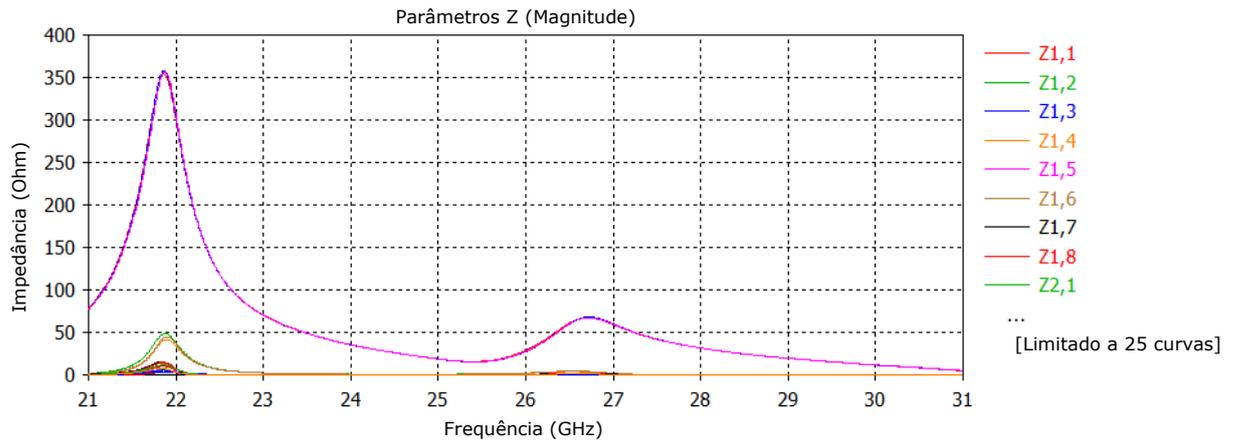
(b) VSWR no modo de recepção.

Figura 7.13: Resultados finais do VSWR e largura de banda para antena em microfita.

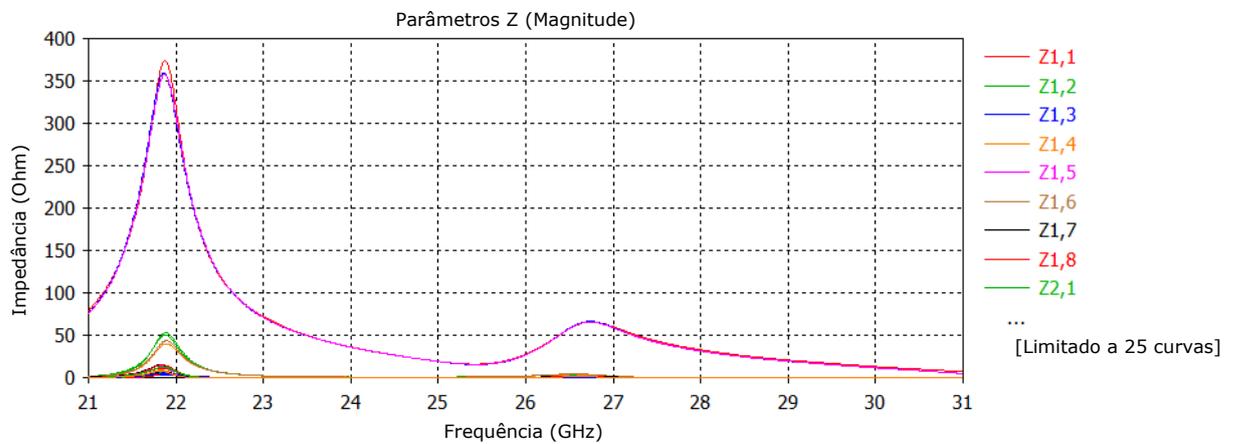
A principal motivação para construção da antena nesse projeto de pesquisa é obter resultados precisos para avaliação do sistema MIMO pela análise do efeito do AM na capacidade do canal em função da variação da distância. No entanto, estes resultados tomaram outras proporções e mostram que a construção de antenas utilizando processos de otimização por algoritmos bio-inspirados otimiza o tempo de execução do projeto e a eficiência destes.

A Figuras 7.17 mostra a variação da capacidade do canal em função da alteração da distância entre os elementos da antena de microfita projetada no modo de recepção, é utilizado o método CMIM na transmissão e o método RMIM na recepção. A distância é normalizada por  $\lambda$  e a antena de microfita é representada por um sistema MIMO  $8 \times 8$  com SNR igual a 20 dB, considerando as impedâncias calculadas descritas no Apêndice B. Para otimização é considerado o algoritmo PSO modificado.

Nesse estudo foi fixada a distância entre os elementos do arranjo da antena transmissora



(a) Parâmetros Z no modo de transmissão.



(b) Parâmetros Z no modo de recepção.

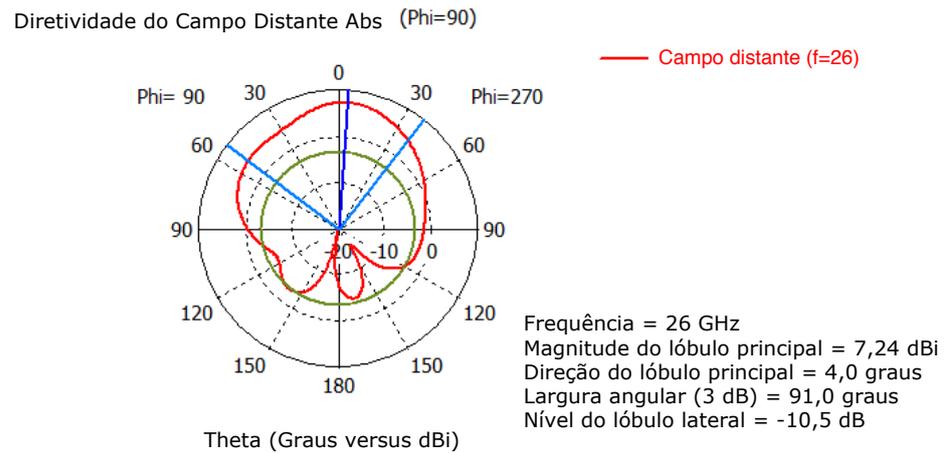
Figura 7.14: Resultados finais dos Parâmetros Z para antena em microfita.

em um comprimento de onda ( $\lambda$ ) e variou-se a distância entre os elementos da antena receptora de  $0,001\lambda$  até  $1\lambda$ . Com isto é possível observar o comportamento da distância entre os elementos com e sem otimização, mostrando que o método é válido para alcançar maiores capacidades com distâncias menores que  $\lambda/2$ . A Tabela 7.5 detalha os valores da otimização da capacidade versus redução da distância nesse experimento.

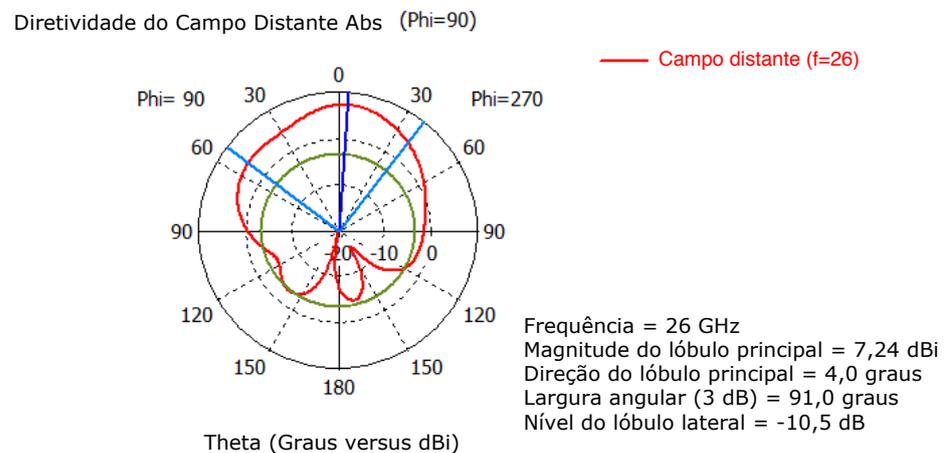
Tabela 7.5: Resultado da otimização da capacidade de canal em sistema MIMO  $8 \times 8$  em função da distância.

Método	Capacidade (bits/s/Hz)	Menor Distância ( $\lambda$ )	Otimização (%)
Sem otimização	40,38	0,522	-
Com otimização	44,89	0,401	11,1

A Tabela mostra que a menor distância encontrada pelo algoritmo PSO modificado foi de  $0,401\lambda$  e sem otimização foi de  $0,522\lambda$ , ou seja, uma redução de 23,7% na distância



(a) Visão 2D polar – campo H.



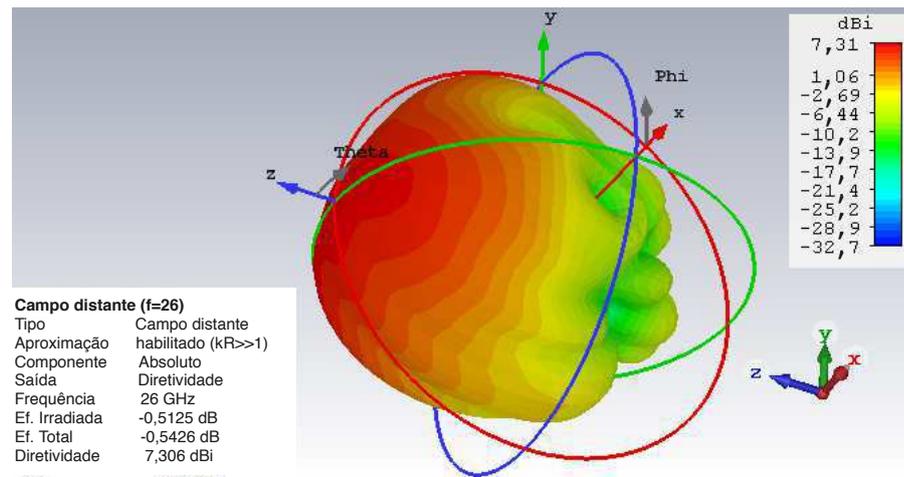
(b) Visão 2D polar – campo E.

Figura 7.15: Diagrama de irradiação 2D para o campo distante da antena em microfita.

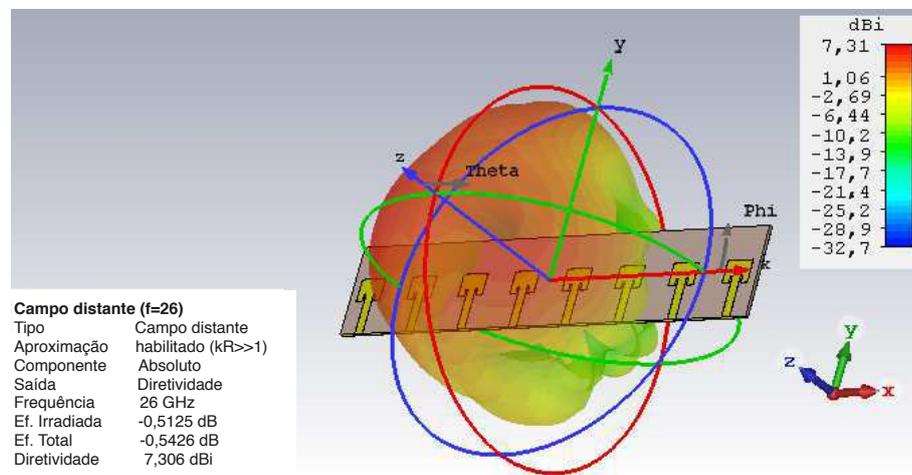
entre os elementos. Nessa pesquisa, como é usada a frequência de 26 GHz, isso representa uma redução de 10,5 mm na largura total da microfita, o que é mais do que suficiente para inviabilizar o objetivo. E também, na distância entre os elementos de  $0,401\lambda$  há um incremento na capacidade do canal de 11,1%.

A resposta da otimização da capacidade do canal do sistemas MIMO implementado em função da SNR pode ser vista na Figura 7.18. Para cálculo da capacidade é considerada a menor distância entre os elementos encontrada pelo algoritmo, no caso,  $0,4\lambda$ , para o modo transmissor e receptor, simulando duas EMs com as antenas em microfita projetadas se comunicando em uma rede D2D. Também são consideradas as impedâncias calculadas descritas no Apêndice B.

É possível observar que o aumento da SNR incrementa também a otimização da capaci-



(a) Visão 3D.



(b) Visão 3D com antena.

Figura 7.16: Diagrama de irradiação 3D para o campo distante da antena em microfita.

dade, ou seja, quanto maior a SNR, melhor será a aplicação desse método. E mais uma vez é confirmada o acréscimo na capacidade do canal de 11,1 % para a SNR de 20 dB.

Os resultados confirmam a eficiência do algoritmo na solução do problema de otimização da capacidade do canal com redução da distância entre os elementos considerando o AM. Também mostram que uma metodologia bem fundamentada teoricamente combinada com métodos de inteligência artificial de fácil implementação pode gerar resultados satisfatórios e reduzir a complexidade computacional.

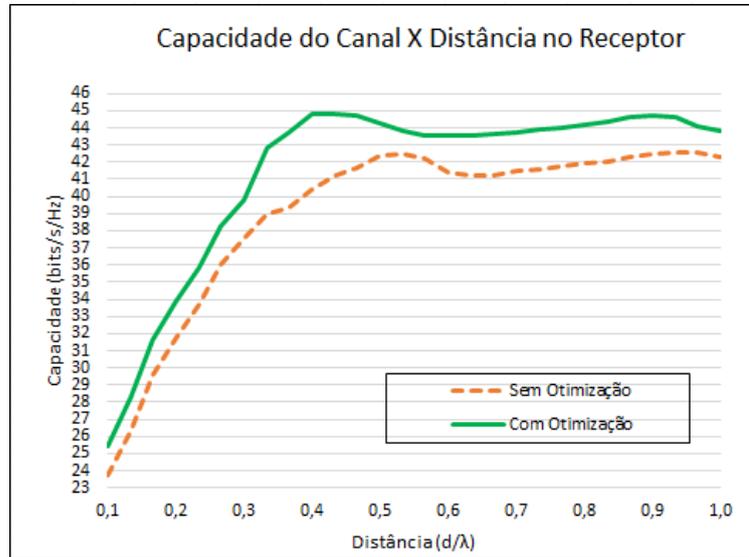


Figura 7.17: Gráfico comparativo da capacidade do canal em função da distância entre elementos de antena no modo receptor com e sem otimização.

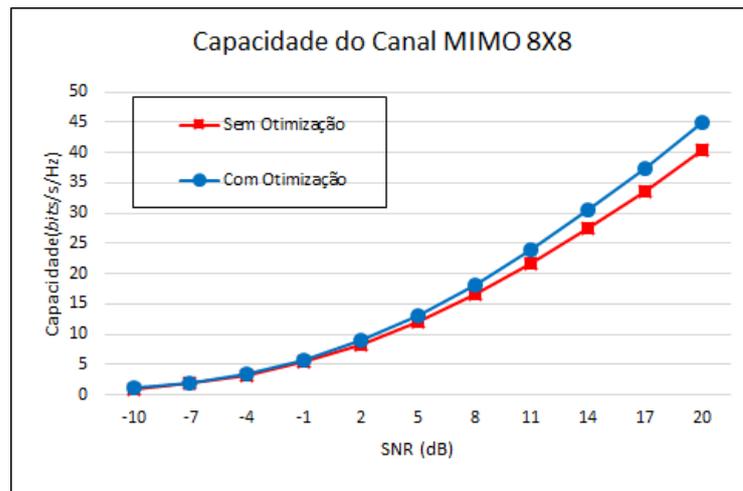


Figura 7.18: Gráfico comparativo da capacidade do canal em função da distância entre elementos de antena no modo receptor com e sem otimização para um SNR de 20 dB.

## CAPÍTULO 8

---

# Considerações Finais

---

Esta tese apresentou uma metodologia para aumento da capacidade de canal de um sistema MIMO, considerando o acoplamento mútuo e com o uso de algoritmos bio inspirados na otimização. Além disso, também foi objetivo dessa tese minimizar o tamanho da antena a partir de considerações sobre a distância entre os elementos e dimensões físicas da antena. Para tanto, é realizado um projeto de antena em microfita com oito elementos e feito a otimização do sistema MIMO a partir dele. A pesquisa foi realizada para a frequência de 26 GHz, que é oficialmente a banda de ondas milimétricas definida pela Anatel para uso nas redes 5G no Brasil.

Para a modelagem da antena em microfita, foi realizada cálculo e experimentos de otimização para obtenção dos parâmetros físicos e elétricos da antena, como também avaliação dos resultados. Foi escolhido o *patch* retangular com fenda indentada na linha de transmissão como modelo. A simulação foi realizada no *software* CST Studio Suite<sup>®</sup>. Neste contexto são avaliados os parâmetros físicos de dimensionamento da antena e suas medidas de desempenho como: frequência de operação, parâmetros  $S$  e  $Z$ , VSWR, resistência interna, diretividade, ganho e eficiência. Todos esses parâmetros serviram de referência para construção e investigação do sistema MIMO composto por essas antenas.

Na modelagem da sistema MIMO foi realizado um estudo do cálculo da capacidade de canal considerando o transmissor e o receptor com perfeito CSI. Na avaliação das matrizes de correlação e de ganho do canal, foram pesquisados os modelos de Kronecker e de Weichselberger em busca da melhor representação do problema. A principal diferença entre esses modelos é que o modelo de Kronecker considera a correlação entre o transmissor e o receptor separável, enquanto o modelo de Weichselberger considera essa correlação existente.

Para considerar o acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo da antena, foi realizada uma revisão bibliográfica de estudos e métodos que considerassem o efeito do AM em arranjo de antenas. Entre as referências utilizadas, os métodos CMIM e RMIM foram utilizados na simulação desse projeto pela sua resposta aproximada a modelos reais. No modo de transmissão, a impedância mútua é calculada pelo método CMIM com base na suposição de circuito em aberto. No modo de recepção, a impedância mútua do método RMIM é calculada considerando que os elementos na recepção excitados por uma onda plana e que seus elementos são terminados com uma impedância conhecida,  $Z_L$ .

Os resultados mostram que aplicando esses métodos em conjunto é possível ter soluções para problemas multiobjetivos com uma boa definição do problema. A capacidade do canal é bastante reduzida com valores de distância menores que  $\lambda/2$ , em caso de estações móveis celulares em que a própria dimensão do aparelho telefônico não permite manter a distância de acoplamento mínima. A metodologia desenvolvida nessa tese viabiliza a minimização do problema sem deixar de incrementar a capacidade do canal e análise real deste efeito. É possível também observar o efeito do AM em função da distância entre os elementos do arranjo e a minimização do tamanho da antena.

Como visto nos resultados, os algoritmos propostos se mostraram eficientes tanto para o propósito do projeto da antena em microfita quanto para o projeto do sistema MIMO. Os algoritmos formam uma ferramenta simples e poderosa para minimização da dimensão da antena e otimização da capacidade de canal em sistemas MIMO. As simulações realizadas com os algoritmos GA e PSO, otimizaram o tempo de execução do projeto de antena, minimizaram as dimensões do *patch* em antena microfita, aumentaram a qualidade dos parâmetros de medidas e aumentaram a capacidade do canal, permitindo a redução na distância entre os elementos da antena. Mostraram também sua capacidade de trabalho com problemas multiobjetivos, principalmente problemas conflitantes como capacidade de canal e distância entre elementos, comprovando que o treinamento adequado desses algoritmos promove uma técnica de otimização eficiente, melhora o desempenho e a qualidade desses sistemas.

Os melhores resultados mostram um aumento de 11,1 % na capacidade de canais MIMO  $8 \times 8$  com o algoritmo PSO com a proposta de modificação na estratégia de busca do algoritmo e uma redução da distância entre os elementos da antena em 23,2%. O algoritmo GA teve seu papel na construção da antena de microfita, otimizando o tempo de projeto de uma hora para seis minutos, na minimização da antena com alcance dos objetivos e no aumento

da qualidade de antenas em microfita, alcançando resultados muito satisfatórios. Esta pesquisa também oferece um método para análise do sinal no modo de recepção considerando o acoplamento mútuo a partir da análise da capacidade do canal, o que também contribui para fazer dela uma metodologia inovadora.

## 8.1 Trabalhos Futuros

Como continuação desse trabalho de pesquisa na comunidade científica internacional, se faz necessário o estudo dessa metodologia em outras faixas de frequências de ondas milimétricas mais usadas no mundo, como 28 e 30 GHz.

Esse trabalho também tem a intenção de promover as pesquisas em antenas MIMO aplicada a redes 5G devido à inserção urgente dessa tecnologia no Brasil e no mundo, é de interesse dos pesquisadores o estudo desses métodos aplicados a MIMO massivo e a configurações MIMO com multiusuário.

O estudo do acoplamento mútuo no modo de recepção deve ser aprofundado comparando o método utilizado com outros métodos existentes na literatura, como o proposto por [25]. Como também o efeito dessa metodologia em distâncias não-uniformes entre os elementos de antenas.

Foi realizado um estudo aprofundado de antenas como meio de suporte nessa pesquisa. Neste sentido é esperada a construção da antena proposta para comparação com medição reais e publicação dos resultados. Espera-se o estudo de soluções de casadores de impedância para antena proposta e a concentração do sinal em um único processamento.

Há interesse na continuação do estudo de algoritmos de inteligência artificial, sobretudo os algoritmos bio-inspirados estudados nessa tese, para construção e minimização de antenas com outros modelos de *patch*.

---

---

## Referências Bibliográficas

---

- [1] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [2] A. Agarwal, G. Misra, and K. Agarwal, “The 5th Generation Mobile Wireless Networks- Key Concepts, Network Architecture and Challenges,” *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 22–28, 2015.
- [3] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What Will 5G Be?,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, pp. 1065–1082, June 2014.
- [4] Y. H. Nam, M. S. Rahman, Y. Li, G. Xu, E. Onggosanusi, J. Zhang, and J. Y. Seol, “Full dimension MIMO for LTE-Advanced and 5G,” in *Information Theory and Applications Workshop (ITA)*, pp. 143–148, February 2015.
- [5] A. Myamoto and T. Abrão, “SDR Lattice-Reduction-Aided Detector,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, pp. 1007–1014, June 2013.
- [6] S. Chen, W. Yao, H. R. Palally, and L. Hanzo, *Particle Swarm Optimisation Aided MIMO Transceiver Designs in Computational Intelligence in Expensive Optimization Problems*. Springer, Berlin, Germany, 2010.
- [7] J. Sharony, “Introduction to Wireless MIMO – Theory and Applications,” tech. rep., Center of Excellence in Wireless and Information Technology, Stony Brook University, November 2006.
- [8] H. S. Lopes, L. C. de Abreu Rodrigues, and M. T. A. Steiner, *Meta-heurísticas em Pesquisa Operacional*. Curitiba, PR, Brazil: Omnipax, 1 ed., 2013.

- [9] H. S. Lopes and R. H. C. Takahashi, *Computação Evolucionária em Problemas de Engenharia*.
- [10] GSMA, “The Mobile Economy,” April 2019. <https://www.gsma.com>, Acessado em 24/nov/2019.
- [11] ANATEL, “Acessos de Telefonia Móvel no Brasil,” Agosto 2019. <https://www.anatel.gov.br/dados/index.php/acessos-telefonia-movel>, Acessado em 24/nov/2019.
- [12] ANATEL, “Anatel Fala sobre Tecnologia 5G na Câmara dos Deputados,” Agosto 2019. <https://www.anatel.gov.br/institucional/component/content/article?id=2265>, Acessado em 20/out/2019.
- [13] X. Liu and M. E. Bialkowski, “Effect of Antenna Mutual Coupling on MIMO Channel Estimation and Capacity,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2010, pp. 1–9, 2010. Article ID 306173.
- [14] M. J. L. Alves, “Efeitos do Acoplamento Mútuo em Arranjos de Antenas Adaptativos para Televisão Digital,” Tech. Rep. 1, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, PB, Brazil, 2008.
- [15] M. J. L. Alves, M. S. de Alencar, and M. P. Sousa, “Resposta Espacial de uma Antena Inteligente Linear sob os Efeitos do Acoplamento Mútuo,” in *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT*, (Blumenau, Brazil), Setembro 2009.
- [16] W. J. L. Queiroz and M. S. Alencar, “Avaliação de Potência de Interferência Mútua por meio de Arranjo Linear Simétrico na Estação Radiobase,” in *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT*, (Belém, Brazil), Setembro 2004.
- [17] H. T. Hui, “A New Definition of Mutual Impedance for Application in Dipole Receiving Antenna Arrays,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 364–367, 2004.
- [18] H.-S. Lui, H. T. Hui, and M. S. Leong, “A Note on the Mutual-Coupling Problems in Transmitting and Receiving Antenna Arrays,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 5, pp. 171–176, 2009.

- [19] Y. Yu, H.-S. Lui, C. H. Niow, and H. T. Hui, "Improved DoA Estimations Using the Receiving Mutual Impedances for Mutual Coupling Compensation: An Experimental Study," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 7, pp. 2228–2233, 2011.
- [20] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pp. 957–1000, July 1968.
- [21] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1 ed., 2004.
- [22] N. Almeida, S. Mota, and A. Rocha, "Modelação do Canal Rádio MIMO," *Electrónica e Telecomunicações*, vol. 5, pp. 129–135, Junho 2010.
- [23] H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, and E. Bonek, "Deficiencies of 'Kronecker' MIMO radio channel model," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1209–1210, September 2003.
- [24] W. Weichselberger, M. Herdin, and H. Ozcelik, "A Stochastic MIMO Channel Model With Joint Correlation of Both Link Ends," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 90–100, January 2006.
- [25] W. J. L. Queiroz, F. Madeiro, W. T. A. Lopes, and M. S. de Alencar, "Spatial Correlation for DoA Characterization Using Von Mises, Cosine, and Gaussian Distributions," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2011, pp. 1-12, 2011.
- [26] H. J. Song, A. Bekaryan, J. H. Schaffner, A. Hussain, and P.-S. Kildal, "Effects of Mutual Coupling on LTE MIMO Capacity for Monopole Array: Comparing Reverberation Chamber Tests and Drive Tests," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 454–457, November 2015.
- [27] M. O. Binelo, A. L. F. de Almeida, and F. R. P. Cavalcanti, "MIMO Array Capacity Optimization Using a Genetic Algorithm," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 2471–2481, July 2011.
- [28] P. Kumar and M. S. Patterh, "Linear Antenna Array Optimization Using Genetic Algorithm," *International Journal For Technological Research In Engineering*, vol. 2, pp. 2347–4718, July 2015.

- [29] K. Noman, S. M. S. Islan, S. Hassan, and R. Pervin, "An Improved Data Aided Channel Estimation Technique Using Genetic Algorithm for Massive MIMO," in *International Conference on Machine Learning and Data Engineering – iCMLDE*, (Sidney, Austrália), pp. 61–66, 12 2018.
- [30] Y. Hei, C. Zhang, W. Song, and Y. Kou, "Energy and spectral efficiency tradeoff in massive MIMO systems with multi-objective adaptive genetic algorithm," *Soft Computing*, vol. 23, pp. 7163–7179, July 2019.
- [31] H. Yongqiang, L. Wentao, and L. Xiaohui, "Particle Swarm Optimization for Antenna Selection in MIMO System," *Wireless Personal Communications*, vol. 68, pp. 1013–1029, January 2013.
- [32] W. Fan, F. Zhang, P. Kyösti, L. Hentilä, and G. F. Pedersen, "Wireless Cable Method for High-order MIMO Terminals Based on Particle Swarm Optimization Algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, pp. 5536–5545, October 2018.
- [33] M. Cui, W. Zou, and R. Z. Y. Wang, "Hybrid Precoding for Millimetre Wave MIMO Systems Based on Particle Swarm Optimisation," *IET*, vol. 13, pp. 1643–1650, August 2019.
- [34] J. Valenzuela-Valdes and D. Sanchez-Hernandez, "Increasing Handset Performance Using True Polarization Diversity," *Proc. 69th IEEE Vehicular Technology Conference Spring*, pp. 1-4, 2009.
- [35] C. Shannon and W. Weaver, *The Mathematical Theory of Communication*. USA: Univ. Illinois Press, 3 ed., 1963.
- [36] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communication*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1 ed., 2007.
- [37] A. Goldsmith, *Wireless Communication*. New York, USA: Cambridge University Press, 1 ed., 2005.
- [38] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwananth, "Capacity Limits of MIMO Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, pp. 684–702, June 2003.

- [39] L. J. Massey, “Applied Digital Information Theory (Lecture Notes),” tech. rep., Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, Switzerland, 1998.
- [40] T. Brown, E. Carvalho, and P. Kyritsi, *Practical Guide to the MIMO Radio Channel with Matlab<sup>®</sup> Examples*. Noida, India: Wiley, 1 ed., 2012.
- [41] W. C. Freitas Jr, C. C. Cavalcante, and F. R. P. Cavalcanti, “Estratégias MIMO-OFDM para Sistemas de Comunicações Móveis,” *XXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pp. 04–08, 2005.
- [42] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*. John Wiley & Sons, 2003.
- [43] E. Telatar, “Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585–595, November/December 1999.
- [44] G. J. Foschini, “Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 40–59, Autumn 1996.
- [45] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels,” *IEEE Transactions on information theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, 2003.
- [46] W. Weichselberger, H. Ozelik, M. Herdin, and E. Bonek, “A Novel Stochastic MIMO Channel Model and Its Physical Interpretation,” 2003.
- [47] N. Costa and S. Haykin, “A Novel Wideband MIMO Channel Model and Experimental Validation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 550–562, 2008.
- [48] M. S. d. Alencar and W. J. L. Queiroz, *Ondas eletromagnéticas e teoria de antenas*. São Paulo: Érica, 1 ed., 2010.
- [49] M. N. O. Sadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*. Porto Alegre: Bookman, 3 ed., 2004.
- [50] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. New Jersey, USA: Wiley, 4 ed., 2016.

- [51] S. Lu, H. T. Hui, and M. Bialkowski, "Optimizing MIMO Channel Capacities Under the Influence of Antenna Mutual Coupling," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, no. 1, pp. 287–290, 2008.
- [52] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, 1986.
- [53] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1317–1325, 2004.
- [54] A. Farkasvolgyi and L. Nagy, "Mutual Coupling Effects on the Mean Capacity of MIMO Antenna Systems," *Progress In Electromagnetics Research Symposium, Czech Republic*, pp. 103–107, 2007.
- [55] H. J. Song, A. Bekaryan, J. H. Schaffner, and A. H. P-S. Kildal, "Effects of Mutual Coupling on LTE MIMO Capacity for Monopole Array: Comparing Reverberation Chamber Tests and Drive Tests," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 454–457, 2014.
- [56] H. T. Hui, "A Practical Approach to Compensate for the Mutual Coupling Effect in an Adaptive Dipole Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1262–1269, 2004.
- [57] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, "Effect of Mutual Impedance for Application in Dipole Receiving Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 5, no. AP-31, pp. 785–791, 1983.
- [58] Z. Wang, "Reducing mutual coupling of closely space microstrip antennas for MIMO application at 5.8 GHz," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 25, no. 2-3, pp. 399–409, 2011.
- [59] Z. Li, Z. Du, M. Takahashi, K. Saito, and K. Ito, "Reducing mutual coupling of MIMO antennas with parasitic elements for mobile terminals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 473–481, 2011.
- [60] J. L. Allen and B. L. Diamond, "Mutual Coupling in Array Antennas," tech. rep., EDS-66-443, Lincoln Lab, MIT, October 1966.

- [61] M. N. O. Sadiku, S. M. Musa, and C. K. Alexander, *Análise de Cicuitos Elétricos com Aplicações*. São Paulo: AMGH, 1 ed., 2014.
- [62] F. T. Ulaby, *Eletromagnetismo para engenheiros*. Bookman Editora, 2009.
- [63] N. Ojaroudiparchin, M. Shen, S. Zhang, and G. F. Pedersen, “A Switchable 3D-Coverage Phased Array Antenna Package for 5G Mobile Terminals,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1747–1750, February 2016.
- [64] S. Zhang, X. Chen, I. Syrytsin, and G. F. Pedersen, “A Planar Switchable 3D-Coverage Phased Array Antenna and Its User Effects for 28 GHz Mobile Terminal Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 6413–6421, March 2017.
- [65] Y. Rahayu, L. Afif, M. R. Radhelan, I. Yasri, F. Candra, *et al.*, “Design Of 28 GHz Microstrip MIMO Antennas For Future 5G Applications,” *Sinergi*, vol. 22, no. 3, pp. 149–154, 2018.
- [66] R. Bansal, “The far-field: How far is far enough?,” *Applied Microwave & Wireless*, vol. 11, no. 11, pp. 59–60, 1999.
- [67] M. Mitchell, *An Introduction to Genetic Algorithms*. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 1999.
- [68] S. Russel and P. Norvig, *Artificial Intelligence A Modern Approach*. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 1 ed., 2010.
- [69] A. P. Grosko, J. S. Dias, and J. R. Gorski, “Algoritmos Genético: Revisão Histórica e Exemplificação,” in *VI Congresso Brasileiro de Informática e Saúde*, (Florianópolis, SC, Brazil), Janeiro 2006.
- [70] I. A. C. Leal, D. R. C. Silva, D. A. R. Chaves, and C. J. A. Bastos-Filho, “Bio-Inspired Optimization of Blocked Calls in Cellular Mobile Systems,” in *International Workshop on Telecommunications (IWT’2015)*, (Santa Rita do Sapucaí, MG, Brazil), pp. 1–6, June 2015.
- [71] P. Uthansakul, D. Assanuk, and M. Uthansakul, “The Use of Genetic Algorithm for Designing MIMO Antenna Placement,” in *Em ICCIA 2010 - 2010 International Conference on Computer and Information Application*, Tianjin, China, 2010.

- [72] P. Pattanayak and P. Kumar, "A Computationally Efficient Genetic Algorithm for MIMO Broadcast Scheduling," *Applied Soft Computing Journal*, vol. 37, pp. 545-553, 2015.
- [73] P. Svac, F. Meyer, E. Riegler, and F. Hlawatsch, "Soft-heuristic detectors for large MIMO systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, ed. 18, vol. 61, pp. 4573-4586, 2013.
- [74] J. Jayasinghe, J. Anguera, and D. Uduwawala, "Genetic Algorithm Optimization of a High-Directivity Microstrip Patch Antenna Having a Rectangular Profile," *Radioengineering*, vol. 22, no. 3, 2013.
- [75] M. Lamsalli, A. El Hamichi, M. Boussouis, N. Amar Touhami, and T. Elhamadi, "Genetic algorithm optimization for microstrip patch antenna miniaturization," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 60, pp. 113-120, 2016.
- [76] R. G. Mishra, R. Mishra, P. Kuchhal, and N. P. Kumari, "Optimization and analysis of high gain wideband microstrip patch antenna using genetic algorithm," *International Journal of Engineering & Technology*, vol. 7, no. 1.5, pp. 176-179, 2018.
- [77] J. R. Koza, "Survey of Genetic Algorithms and Genetic Programming," in *Wescon Business Conference*, (San Francisco, USA), pp. 589-595, November 1995.
- [78] I. A. C. Leal, M. Alencar, and W. Lopes, "Genetic Algorithm Optimization Applied to the Project of MIMO Systems," in *25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks – SoftCOM*, (Split, Croatia), pp. 1-5, 09 2017.
- [79] A. A. I. Nascimento and C. J. A. Bastos-Filho, "Designing Cellular Networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms," *International Journal of Computer Information Systems and Industrial Management Applications*, vol. 4, pp. 469-505, 2012.
- [80] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization," in *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, Aust*, 1995.
- [81] M. Chakraborty, R. Chowdhury, J. Basu, R. Janarthanan, and A. Konar, "A Particle Swarm Optimization-based Approach towards the Solution of the Dynamic Channel Assignment Problem in Mobile Cellular Networks," in *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference, Fukuoka-shi, Japan*, 2008.

- [82] D. Le and G. Nguyen, "A Novel Particle Swarm Optimization-based Algorithm for the Optimal Centralized Wireless Access Network," *International Journal of Computer Science Issues*, vol. 10, no. 1, pp. 721–727, 2013.
- [83] M.-H. Ho, C.-C. Chiu, and S.-H. Liao, "Optimisation of Channel Capacity for Multiple-input multiple-output Smart Antenna Using a Particle Swarm Optimiser," *IET Communications*, vol. 6, no. 16, pp. 2645–2653, 2012.
- [84] F. Zhang, W. Fan, X. Wu, and G. F. Pedersen, "Performance testing of MIMO device with the wireless cable method based on particle swarm optimization algorithm," in *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 1–4, IEEE, 2018.
- [85] M. Günter and V. Nissen, "Application of Particle Swarm Optimization to the British Telecom Workforce Scheduling Problem," *PATAT*, pp. 242–256, May 2013.
- [86] C. Bastos-Filho, M. Caraciolo, P. Miranda, and et al, "Multi-ring Dispersed Particle Swarm Optimization," in *8th Internacional Conference on Hybrid Intelligent Systems, HIS, Barcelona, ES*, 2008.
- [87] R. Eberhart and Y. Shi, "Comparing Inertial Weights and Constriction Factors in Particle Swarm Optimization," in *Congress Evolutionary Computation*, pp. 84–88, July 2000.
- [88] I. A. C. Leal, W. T. A. Lopes, and M. S. Alencar, "Projeto de Sistemas MIMO Utilizando Otimização por Enxame de Partículas," in *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT*, (São Pedro, Brazil), 09 2017.
- [89] J. Kennedy and R. Mendes, "Population Structure and Particle Swarm Performance," in *Em Congress on Evolutary Computation, CEC, Hawaii, USA*, 2002.
- [90] G. M. C. Junior, C. J. A. Bastos-Filho, and L. F. B. Neto, "Volitive Clan PSO - An Approach for Dynamic Optimization Combining Particle Swarm Optimization and Fish School Search," *Theory and New Applications os Swarm Intelligence. 1ed.: InTech*, pp. 69-86, 2012.
- [91] I. A. C. Leal, M. Alencar, and W. Lopes, "Efeito do Acoplamento Mútuo na Taxa de Transmissão de Sistemas MIMO," in *Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, (Santa Rita do Sapucaí, Brazil), pp. 797–801, 08 2018.

- 
- [92] I. A. C. Leal, M. S. Alencar, and W. T. A. Lopes, “Particle Swarm Optimization Applied to Control of Mutual Coupling in MIMO Systems,” in *IEEE Latin-American Conference on Communications – LATINCOM*, (Salvador, Brazil), 11 2019.
- [93] M. Xiao, “Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications – JSAC*, vol. 35, pp. 1909–1935, September 2017.
- [94] Rogers, “Data Sheet: RT/duroid 5870/5880,” tech. rep., 92-101, Rogers Corporation, USA, 2018.
- [95] Rogers, “Data Sheet: RO3000 Series Circuit Materials,” tech. rep., 92-130, Rogers Corporation, USA, 2019.

## APÊNDICE A

---

---

# Publicações

---

Esta pesquisa gerou as seguintes publicações:

1. LEAL, I. A. C.; LOPES, W. T. A.; QUEIROZ, W. J. L.; ALENCAR, M. S.; "*Minimization of the Microstrip Antenna Size by Means of the MIMO Channel Capacity Using PSO*", Microwave and Optical Technology Letters (MOTL 2020), Submetido em jan/2020.
2. LEAL, I. A. C.; ALENCAR, M. S.; LOPES, W. T. A. "*Particle Swarm Optimization Applied to Control of Mutual Coupling in MIMO Systems*", In: IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM 2019), (Salvador, BA, Brasil), Nov/2019.
3. LEAL, I. A. C.; ALENCAR, M. S.; LOPES, W. T. A. "Capacidade de Sistemas MIMO Usando os Modelos de Kronecker e Weichselberger", Em: IX Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM 2019), (Petrolina, PE, Brasil), Out/2019. p. 153-154.
4. LEAL, I. A. C.; LOPES, W. T. A.; ALENCAR, M. S. "Inteligência Artificial aplicada ao Controle do Acoplamento Mútuo em Sistemas MIMO", Em: VIII Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM 2018), (Salvador, BA, Brasil), Out/2018. p. 167-168.
5. LEAL, I. A. C.; ALENCAR, M. S.; LOPES, W. T. A. "Efeito do Acoplamento Mútuo na Taxa de Transmissão de Sistemas MIMO", Em: Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e optoeletrônica e Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018), (Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil), Ago/2018. p. 797-801.

6. LEAL, I. A. C.; ALENCAR, M. S.; LOPES, W. T. A. "Algoritmos Bio-Inspirados Aplicados em Projeto de Sistemas MIMO", Em: VII Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM 2017), (São Luiz, MA, Brasil), Out/2017. p. 45-46.
7. LEAL, I. A. C.; ALENCAR, M. S.; LOPES, W. T. A. "*Genetic Algorithm Optimization Applied to the Project of MIMO Systems*", In 25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM 2017), (Split, Croácia), Set/2017.
8. LEAL, I. A. C.; LOPES, W. T. A.; ALENCAR, M. S. "Projeto de Sistemas MIMO Utilizando Otimização por Enxame de Partículas", Em: XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2017), (São Pedro, SP, Brasil), Set/2017, p. 547-551.
9. LEAL, I. A. C.; LOPES, W. T. A.; ALENCAR, M. S. "Otimização da Capacidade de Sistemas MIMO utilizando Algoritmos Genéticos", Em: Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Redes e Criptografia (ENCOM 2016), (Fortaleza, CE, Brasil), Out/2016.

## APÊNDICE B

# Impedâncias dos Elementos da Antena em Microfita

Tabela B.1: Impedância dos elementos de antena no modo transmissor, calculadas pelo *software* CST Studio Suite®.

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{11}$	29,525682	1,5100428
$Z_{12}$	1,858856	-1,9972081
$Z_{13}$	0,26816442	1,0790495
$Z_{14}$	-0,74930887	0,31461589
$Z_{15}$	-0,32397395	-0,47408956
$Z_{16}$	0,34316051	-0,37138321
$Z_{17}$	0,29897967	0,17633686
$Z_{18}$	-0,20685556	0,24432611
$Z_{21}$	1,8585634	-1,9971345
$Z_{22}$	28,121442	1,8523269
$Z_{23}$	1,5658207	-2,087457
$Z_{24}$	0,49634526	0,8804361
$Z_{25}$	-0,57995398	0,44413078
$Z_{26}$	-0,46116121	-0,43636872

Continua na próxima página

Tabela B.1 – continuação da página anterior

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{27}$	0,21848019	-0,41132069
$Z_{28}$	0,29899521	0,17626591
$Z_{31}$	0,26813457	1,0789539
$Z_{32}$	1,5656871	-2,0873741
$Z_{33}$	28,235898	1,5805804
$Z_{34}$	1,8548499	-2,0664543
$Z_{35}$	0,46266956	1,0049973
$Z_{36}$	-0,79923605	0,47361597
$Z_{37}$	-0,46112333	-0,43640985
$Z_{38}$	0,34311233	-0,37139759
$Z_{41}$	-0,74927285	0,31464559
$Z_{42}$	0,49623061	0,88049455
$Z_{43}$	1,8547007	-2,0663639
$Z_{44}$	28,201957	1,7487474
$Z_{45}$	1,5923515	-2,0585547
$Z_{46}$	0,46270492	1,0049684
$Z_{47}$	-0,57992924	0,4441032
$Z_{48}$	-0,32398118	-0,47401529
$Z_{51}$	-0,32395247	-0,47401998
$Z_{52}$	-0,58007811	0,44419006
$Z_{53}$	0,46256602	1,0050399
$Z_{54}$	1,5921794	-2,0584611
$Z_{55}$	28,201993	1,7487115
$Z_{56}$	1,8548876	-2,0664796
$Z_{57}$	0,49635804	0,88046086
$Z_{58}$	-0,74922255	0,31463457
$Z_{61}$	0,34317378	-0,37142847
$Z_{62}$	-0,46113556	-0,43638261
Continua na próxima página		

Tabela B.1 – continuação da página anterior

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{63}$	-0,79935732	0,47367096
$Z_{64}$	0,46259428	1,0050086
$Z_{65}$	1,8547166	-2,0663813
$Z_{66}$	28,235892	1,5805844
$Z_{67}$	1,5658167	-2,087435
$Z_{68}$	0,2682153	1,0789167
$Z_{71}$	0,29902818	0,1762518
$Z_{72}$	0,21855428	-0,41137679
$Z_{73}$	-0,46114936	-0,43637813
$Z_{74}$	-0,58002581	0,44416434
$Z_{75}$	0,49623986	0,88049183
$Z_{76}$	1,5656378	-2,0873374
$Z_{77}$	28,12143	1,8523182
$Z_{78}$	1,8587715	-1,9972577
$Z_{81}$	-0,20684336	0,24432438
$Z_{82}$	0,29901936	0,1763108
$Z_{83}$	0,34320495	-0,37141138
$Z_{84}$	-0,32397044	-0,47406881
$Z_{85}$	-0,7494057	0,31465706
$Z_{86}$	0,2680841	1,0790704
$Z_{87}$	1,8587027	-1,9971309
$Z_{88}$	29,525709	1,5100539

Tabela B.2: Impedância dos elementos de antena no modo receptor, calculadas pelo *software* CST Studio Suite®.

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{11}$	28,419933	0,63718697
$Z_{12}$	1,7441984	-2,0097618
$Z_{13}$	0,29578439	1,0111276
$Z_{14}$	-0,70033803	0,31829385
$Z_{15}$	-0,31315501	-0,44086221
$Z_{16}$	0,3164528	-0,35382929
$Z_{17}$	0,28060616	0,16104416
$Z_{18}$	-0,19390977	0,2274471
$Z_{21}$	1,7399736	-1,9929098
$Z_{22}$	27,413108	0,9381405
$Z_{23}$	1,5196527	-2,0801534
$Z_{24}$	0,49868996	0,85409968
$Z_{25}$	-0,55994396	0,43903781
$Z_{26}$	-0,45127431	-0,41869922
$Z_{27}$	0,20818173	-0,40086678
$Z_{28}$	0,2899983	0,16172749
$Z_{31}$	0,29641371	1,0053159
$Z_{32}$	1,5196174	-2,0797001
$Z_{33}$	27,526574	0,68137937
$Z_{34}$	1,7943855	-2,0585722
$Z_{35}$	0,46475926	0,9727905
$Z_{36}$	-0,77160051	0,46652126
$Z_{37}$	-0,44852407	-0,41920223
$Z_{38}$	0,32394841	-0,36068446
$Z_{41}$	-0,69309635	0,31819026
$Z_{42}$	0,49902446	0,85401997
$Z_{43}$	1,7943034	-2,0581436
Continua na próxima página		

Tabela B.2 – continuação da página anterior

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{44}$	27,494099	0,84138664
$Z_{45}$	1,5411302	-2,0506571
$Z_{46}$	0,46673123	0,97313347
$Z_{47}$	-0,55922828	0,43765735
$Z_{48}$	-0,31825419	-0,44975296
$Z_{51}$	-0,31309643	-0,43324377
$Z_{52}$	-0,55986256	0,43920668
$Z_{53}$	0,46471023	0,97295269
$Z_{54}$	1,5410516	-2,05022419
$Z_{55}$	27,495664	0,84186669
$Z_{56}$	1,796431	-2,0596044
$Z_{57}$	0,49609995	0,85242676
$Z_{58}$	-0,72065733	0,31428653
$Z_{61}$	0,30777498	-0,35175082
$Z_{62}$	-0,45162636	-0,41847859
$Z_{63}$	-0,77168813	0,46670799
$Z_{64}$	0,46691863	0,97327157
$Z_{65}$	1,7963713	-2,0592032
$Z_{66}$	27,524779	0,6782826
$Z_{67}$	1,5149095	-2,0770235
$Z_{68}$	0,27924165	1,0437127
$Z_{71}$	0,27871457	0,153966
$Z_{72}$	0,20810496	-0,40096474
$Z_{73}$	-0,44829673	-0,41931056
$Z_{74}$	-0,55931387	0,43770577
$Z_{75}$	0,49598014	0,85256392
$Z_{76}$	1,5146983	-2,0765101
$Z_{77}$	27,41913	0,94288467
Continua na próxima página		

Tabela B.2 – continuação da página anterior

Impedância	Parte real ( $\Omega$ )	Parte imaginária ( $\Omega$ )
$Z_{78}$	1,8002829	-1,9870564
$Z_{81}$	-0,18918574	0,2258535
$Z_{82}$	0,29100747	0,16612693
$Z_{83}$	0,32846324	-0,36180207
$Z_{84}$	-0,31809645	-0,45474616
$Z_{85}$	-0,72413176	0,31396814
$Z_{86}$	0,27883842	1,0471788
$Z_{87}$	1,8026465	-1,997554
$Z_{88}$	28,808184	0,54349284