MARCUS GRILO

Antenas têxteis de micro-ondas

**São Paulo
2017**

MARCUS GRILO

Antenas têxteis de micro-ondas

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

**São Paulo
2017**

MARCUS GRILO

Antenas têxteis de micro-ondas

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

Área de Concentração:
Engenharia Elétrica

Orientadora:
Profa. Dra. Fatima Salete Correra

**São Paulo
2017**

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catlogação-na-publicação

Grilo, Marcus

Antenas têxteis de micro-ondas / M. Grilo -- versão corr. -- São Paulo, 2017.
186 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Antenas têxteis 2.Micro-ondas 3.Sistemas vestíveis 4.Acoplamento por proximidade 5.Banda dupla I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho primeiramente a Deus por ter-me dado forças e sabedoria, aos meus familiares pelo amor, apoio e compreensão e em especial: a meus pais, Marcos e Vanda, que me possibilitaram chegar até aqui, a minha irmã Daniele e a minhas sobrinhas Isabelle e Marina, por todo amor e carinho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo imenso amor, por estar comigo em todos os momentos, por me conceder oportunidades e meios de realizá-las.

A Nossa Senhora de Aparecida pela sua proteção, pela sua intercessão, por me amparar e estar ao meu lado na minha alegria, por sua presença de mãe que acolhe, que cuida, que ama.

A todos os mentores espirituais que me guardam e me orientam.

A minha família, Marcos, Vanda, Daniele, Isabelle e Marina por existirem e estarem comigo sempre.

A Profa. Dra. Fatima Salete Correra, minha orientadora, pela oportunidade de realizar meu doutorado na Escola Politécnica da USP e por conduzir sabiamente todo o processo dessa pesquisa. Enriqueceu meus conhecimentos através de suas valiosas sugestões e pela sua pronta disponibilidade, apoio e amizade.

Ao meu amigo Mestre Murilo Hiroaki Seko, pelas excepcionais sugestões, grandes ajudas na elaboração dos artigos e pela convivência ao longo desses quatro anos de trabalho.

Aos especialistas do grupo de Micro-ondas: Marcio de Almeida Valle, Antonio Sandro Verri, Marco Aurélio Luqueze, Antonio Dias Matteo e Wesley Becary, pela convivência e colaboração na realização deste trabalho.

Ao técnico Jair Pereira de Sousa pelo auxílio na construção de protótipos.

Ao Laboratório de Microeletrônica, por manter à disposição equipamentos, instrumentos e serviços.

À Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, pela oportunidade de realização desse doutorado.

A todos aqueles que de forma direta ou indireta colaboraram para a realização desta tese, meu agradecimento.

À Capes pelo apoio financeiro.

Todo movimento vibratório que até hoje, como no futuro, pode ser transmitido através de um condutor, poderá ser transmitido através de um feixe luminoso; e, por esse mesmo fato, poderá ser transmitido sem o concurso desse agente.

Padre Landell de Moura

RESUMO

Neste trabalho, foram desenvolvidas antenas têxteis de micro-ondas para aplicação em sistemas vestíveis, operando nas bandas ISM de 2,45 GHz e 5,8 GHz. Foram compiladas informações sobre o estado da arte em antenas têxteis, sendo realizado um estudo sobre antenas planares de micro-ondas e técnicas de alimentação das mesmas. Foi feita uma prospecção dos processos de fabricação de antenas têxteis de micro-ondas, definindo-se o processo e materiais têxteis usados na construção das antenas desenvolvidas. Procedeu-se à caracterização do tecido usado como substrato das antenas determinando-se suas características eletromagnéticas, utilizadas no projeto das antenas. Foram desenvolvidas antenas de microfita com plaqueta retangular e alimentação por sonda coaxial, para banda ISM de 2,45 GHz. Investigou-se o efeito da espessura do substrato da antena, tendo-se obtido experimentalmente larguras de banda de 4,8% e 6,0% para substratos com 0,7 mm e 1,4 mm de espessura, respectivamente. Foi proposta uma antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade que integra um transformador de um quarto de comprimento de onda ao circuito de alimentação, resultando em alargamento de banda da antena. Essa configuração foi utilizada no projeto de quatro antenas, que demonstraram experimentalmente larguras de banda de 11,2%, 13,4%, 17,0% e 24,0%. Uma configuração de antena têxtil empregando cavidade de um quarto de modo foi proposta para operação em banda dupla, sendo a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato – SIW, empregada em sua fabricação. Foi desenvolvido um procedimento de projeto para essa antena, o qual foi aplicado ao projeto de uma antena de banda dupla para as faixas ISM e 2,45 GHz e 5,8 GHz. Os resultados experimentais demonstraram operação em banda dupla, com largura da banda inferior de 9,3%, e largura da banda superior de 9,2%. A antena de cavidade de quarto de modo apresentou as vantagens de maior ganho e menores dimensões relativamente às antenas têxteis de microfita desenvolvidas. De forma geral, os resultados experimentais dos protótipos construídos apresentaram boa concordância com os resultados fornecidos por simulação, demonstrando que as configurações de antenas propostas atenderam a seus objetivos, e a efetividade dos procedimentos de projeto adotado.

Palavras-chave: Antenas têxteis. Micro-ondas. Sistemas Vestíveis. Acoplamento por proximidade. Cavidade de um quarto de modo. Banda dupla. SIW. Bandas ISM.

ABSTRACT

In this work, textile microwave antennas for use in wearable systems operating at 2.45 GHz and 5.8 GHz ISM bands were developed. Information on the state of art in textile antennas were compiled, and a study on microwave planar antennas and feeding techniques was performed. Processes for manufacturing textile microwave antennas were presented, and the fabrication process and textile materials used in this work were defined. The electromagnetic characteristics of the fabric used as antenna substrate were experimentally obtained, and used in the antenna design. Microstrip antennas using rectangular patch and coaxial probe feed were designed to operate at the 2.45 GHz ISM band. The effect of the antenna substrate thickness on the antenna characteristics was investigated, and experimental bandwidths of 4,8% and 6% were demonstrated for antennas with 0.7 mm and 1.4 mm thick substrates, respectively. A microstrip antenna fed by proximity coupling, including a quarter wavelength transformer at the feeding circuit, was proposed, resulting in the widening of the antenna bandwidth. This configuration was used to design four antennas, which experimentally demonstrated bandwidths of 11.2%, 13.4%, 17.0% and 24.0%. A textile antenna configuration employing a fourth mode cavity was proposed for dual band operation. Substrate integrated waveguide technology – SIW, was used for the antenna manufacturing. A design procedure was developed for this antenna, which has been applied to the design of a dual band antenna for the 2.45 GHz and 5.8 GHz ISM bands. The experimental results of this antenna demonstrated dual band operation, with 9.3% bandwidth at the lower band and 9.2% bandwidth at the higher band. The quarter mode cavity antenna presented the advantages of increased gain and smaller area than the designed textile microstrip antennas. In general, the experimental results of the fabricated prototypes exhibited good agreement with the results provided by simulation, demonstrating that the textile antenna configurations proposed met their expected performance and validating the design procedures adopted.

Keywords: Textile Antennas. Microwave. Wearable systems. Coupling proximity. Quarter mode cavity. Dual band. SIW. ISM bands.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Exemplo de aplicação de antena têxtil: (a) operador usando antena tipo chicote e (b) antena têxtil incorporada a roupa do usuário.....	27
Figura 2 - Componentes utilizados em um sistema vestível eletrônico.	28
Figura 3 - Configuração de uma antena de plaqueta de microfitas retangular.....	42
Figura 4 - Formas geométricas típicas de patch de microfitas: (a) retangular, (b) quadrada, (c) circular, (d) dipolo e (e) triangular.	43
Figura 5 - Alimentação por linha de microfitas pela borda (<i>edge-fed</i>): (a) antena e (b) circuito equivalente.....	46
Figura 6 - Alimentação indentada de microfitas (<i>inset-fed</i>): (a) antena; (b) circuito equivalente.....	46
Figura 7 - Alimentação por sonda coaxial: (a) antena; (b) circuito equivalente.	49
Figura 8 - Alimentação via acoplamento por abertura: (a) antena; (b) circuito equivalente.....	50
Figura 9 Alimentação via acoplamento por proximidade: (a) antena; (b) circuito equivalente.....	52
Figura 10 - Comprimento efetivo de uma plaqueta retangular de microfitas: (a) vista superior; (b) vista lateral.....	55
Figura 11 - Antena com plaqueta retangular e alimentação por microfitas indentada.	56
Figura 12 - Variação da resistência normalizada de entrada da plaqueta ao longo de uma distância y_0 normalizada em relação à borda.	58
Figura 13 - Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada ...	59
Figura 14 - Topologia de um guia de onda em SIW e sua equivalência com um guia de onda retangular convencional.	61

Figura 15 - Antenas em cavidade SIW: (a) antena de microfita; (b) antena de fenda.	62
Figura 16 - Topologia de uma cavidade em SIW e sua equivalência: (a) cavidade ressonante retangular SIW; (b) cavidade ressonante retangular convencional.	63
Figura 17 - Métodos de alimentação para antenas em cavidade em SIW: (a) Linha coplanar com plano terra; (b) linha de microfita; (c) linha taper; (d) sonda coaxial. ..	64
Figura 18 - Tecido condutor PCPTF.....	68
Figura 19 - Materiais utilizados para fabricação das antenas têxteis; (a) estile de precisão; (b) régua de precisão; (c) máquina de costura; (d) máquina de colocar ilhoses.	73
Figura 20 - Filtro rejeita faixa: (a) leiaute; (b) circuito esquemático.	75
Figura 21 - Filtro rejeita faixa em 2,5 GHz com substrato denim; (a) protótipo fabricado; (b) leiaute desenhado no HFSS.	76
Figura 22 - Filtro rejeita faixa em 5,8 GHz com substrato denim; (a) protótipo fabricado; (b) leiaute desenhado no HFSS.	76
Figura 23 – Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz - curvas simuladas adotando denim com $\epsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$ e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.	78
Figura 24 - Otimização dos valores de constante dielétrica relativa e de tangente de perdas - curvas simuladas e curva medida de S_{21} versus frequência do filtro rejeita faixa de 2,5 GHz: (a) otimização da constante dielétrica relativa; (b) otimização da tangente de perdas.	79
Figura 25 - Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz - curvas simuladas com parâmetros otimizados do denim – $\epsilon_r = 1,77$ e $tg\delta = 0,05$, e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.	80

Figura 26 - Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz - curvas simuladas adotando denim com $\epsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$ e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.	81
Figura 27 -. Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz - curvas simuladas com parâmetros otimizados do denim – $\epsilon_r = 1,70$ e $tg\delta = 0,07$, e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.	82
Figura 28 - Antena de microfita de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial.	84
Figura 29 - Modelo de simulação das antenas alimentadas por sonda coaxial: (a) vista frontal; (b) vista posterior.	85
Figura 30 - Simulação inicial da antena de microfita de plaqueta retangular com $h = 0,7$ mm e dimensões fornecidas pelo modelo de linha de transmissão: (a) perda de retorno; (b) impedância de entrada.	86
Figura 31 Simulação inicial da antena de microfita de plaqueta retangular com $h = 1,4$ mm e dimensões fornecidas pelo modelo de linha de transmissão: (a) perda de retorno; (b) impedância de entrada.	87
Figura 32 - Otimização do ponto de alimentação da antena com $h = 0,7$ mm, alimentada por sonda coaxial: (a) Impedância de entrada; (b) perda de retorno da antena otimizada.	88
Figura 33 - Otimização do ponto de alimentação da antena com $h = 1,4$ mm, alimentada por sonda coaxial: (a) Impedância de entrada; (b) perda de retorno.	90
Figura 34 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores de constante dielétrica relativa do denim.	91
Figura 35 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores de tangente de perdas do denim.	92

Figura 36 - Perda de retorno simulada da antena 1 versus frequência para diferentes valores de espessura do substrato denim.	92
Figura 37 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores do comprimento da plaqueta radiante.	93
Figura 38 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores da largura da plaqueta radiante.	94
Figura 39 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para camadas metálicas de PCPTF e cobre e diferentes pontos de alimentação da antena.	95
Figura 40 - Antena fabricada com alimentação por sonda coaxial com $h = 0,7$ mm.	96
Figura 41 - Antena fabricada com alimentação por sonda coaxial com $h = 1,4$ mm.	96
Figura 42 - Coeficiente de reflexão de entrada simulado e medido da antena com $h = 0,7$ mm e alimentação coaxial.	97
Figura 43 - Coeficiente de reflexão de entrada simulado e medido da antena com $h = 1,4$ mm e alimentação coaxial.	98
Figura 44 – Medida do diagrama de radiação das antenas.	99
Figura 45 - Diagramas de radiação simulados e medidos da antena com $h = 0,7$ mm com alimentação coaxial: (a) plano H e (b) plano E.	99
Figura 46 - Diagramas de radiação simulados e medidos da antena com $h = 1,4$ mm com alimentação coaxial: (a) plano H e (b) plano E.	100
Figura 47 - Antena de microfita de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial.	106
Figura 48 - Representação esquemática da antena de alimentação via acoplamento por proximidade.	107

Figura 49 - Fluxograma do projeto da antena de microfitas alimentada via acoplamento por proximidade.	110
Figura 50 - Impedância de entrada Z_{edge} simulada vista no plano da borda da plaqueta para $W = 39$ mm, 49 mm e 59 mm, para frequência de 2 a 3 GHz.	112
Figura 51 - Perda de retorno versus frequência da antena projetada usando $W_2 = 5$ mm.	112
Figura 52 - Impedância de entrada Z_{in} simulada para $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm: (a) carta de Smith e (b) perda de retorno.	113
Figura 53 - Perda de retorno simulada da antena para $W_2 = 9$ mm e 10 mm.	114
Figura 54 - Modelo de simulação da antena posicionada sobre o braço de um modelo de corpo humano.	115
Figura 55 - Fotografia dos protótipos das antenas com alimentação por acoplamento por proximidade.	116
Figura 56 - Perda de retorno simulada e medida das antenas fabricadas: (a) $W_2 = 5$ mm; (b) $W_2 = 6$ mm; (c) $W_2 = 7$ mm e (d) $W_2 = 8$ mm.	117
Figura 57 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 5$ mm: (a) plano H e (b) plano E.	118
Figura 58 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 6$ mm: (a) plano H e (b) plano E.	119
Figura 59 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 7$ mm: (a) plano H e (b) plano E.	119

Figura 60 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 8$ mm: (a) plano H e (b) plano E.....	120
Figura 61 - Protótipo de antena fabricada posicionada no braço de uma pessoa real a ser medida.....	121
Figura 62 - Perda de retorno simulada e medida das antenas para o modelo computacional do corpo humano e proximidade do corpo humano, respectivamente: (a) $W_2 = 5$ mm; (b) $W_2 = 6$ mm; (c) $W_2 = 7$ mm e (d) $W_2 = 8$ mm.	122
Figura 63 - Geometria da antena em cavidade SIW: (a) cavidade ressonante retangular em SIW e (b) antena empregando um quarto de cavidade SIW.....	124
Figura 64 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{101} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	128
Figura 65 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{201} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	129
Figura 66 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{102} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	129
Figura 67 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{202} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	130
Figura 68 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{301} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	130
Figura 69 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{103} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	131
Figura 70 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{302} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	131

Figura 71 – Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW.	132
Figura 72 - Simulação da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial no modo TE ₁₀₁ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	133
Figura 73 - Simulação da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial no modo TE ₁₀₃ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	133
Figura 74 - Geometria da cavidade ressonante reduzida à metade.	134
Figura 75 - Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW reduzida à metade.	134
Figura 76 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE ₁₀₁ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	135
Figura 77 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE ₁₀₂ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	135
Figura 78 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE ₁₀₃ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	135
Figura 79 - Geometria da cavidade ressonante reduzida à um quarto de sua dimensão inicial.	136
Figura 80 - Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW reduzida um quarto de modo.	137
Figura 81 - Simulação da cavidade SIW um quarto no modo TE ₁₀₁ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	137
Figura 82 - Simulação da cavidade SIW um quarto no modo TE ₁₀₃ : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.	137
Figura 83 - Fotografia da antena SIW usando cavidade ressonante de um quarto de modo: (a) Vista Frontal e (b) vista posterior.	139

Figura 84 - Curvas simulada e experimental de S_{11} versus frequência da antena SIW de banda dupla.....	140
Figura 85 - Sistema de coordenadas e posição a antena SIW de banda dupla na medida de diagramas de radiação.	140
Figura 86 - - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena SIW fabricada de banda dupla: (a) plano H e (b) plano E.	141
Figura 87 - Diagrama de radiação simulado e medido em 5,8 GHz para a antena SIW fabricada de banda dupla: (a) plano H e (b) plano E.	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Propriedades do tecido condutor PCPTF.....	68
Tabela 2 - Propriedades eletromagnéticas do denim em 2,45 GHz, apresentadas na literatura.	70
Tabela 3 - Dimensões dos filtros rejeita-faixa projetados.....	75
Tabela 4 - Valores finais de constante dielétrica e tangente de perda.	82
Tabela 5 - Dimensões iniciais das antenas alimentadas por sonda coaxial em 2,45 GHz.....	85
Tabela 6 - Dimensões finais das antenas alimentadas por sonda coaxial em 2,45 GHz.....	90
Tabela 7 – Resultados simulados e medidos das antenas com alimentação por sonda coaxial	98
Tabela 8 - Ganho simulado e medido das antenas com alimentação por sonda coaxial.	101
Tabela 9 - Largura de feixe de meia potência das antenas com alimentação por sonda coaxial.	101
Tabela 10 - Dimensões da antena alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 5$ mm, operando em 2,45 GHz.	111
Tabela 11 - Frequência central e largura de banda simulada e medida das antenas.	117
Tabela 12 - Ganho e largura de feixe de meia potência simulado e medido para as quatro antenas.	120
Tabela 13 - Frequência central e largura de banda simulada e medida das antenas na presença do corpo humano.....	123

Tabela 14 - Valores das frequências de ressonância dos sete primeiros modos da cavidade SIW projetada.	128
Tabela 15 - Valores das frequências de ressonância da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial.	133
Tabela 16 - Valores das frequências de ressonância dos modos cavidade SIW obtidos por simulação para cavidade reduzida à metade.	136
Tabela 17 - Dimensões finais da antena SIW com cavidade de um quarto de modo.	138
Tabela 18 - Ganho e largura de feixe de meia potência simulado e medido para a antena SIW de banda dupla em cavidade.	142
Tabela 19 - Características das antenas desenvolvidas.	146

LISTA DE ABREVIATURAS E DE SIGLAS

EM	Eletromagnética
FDTD	Finite Difference Time Domain
GSM	Global System for Mobile Communications
GPS	Global Positioning System
HFSS	High frequency Structural Simulator
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
ISM	Industrial Scientific and Medical
LME-EPUSP	Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
PCPTF	Pure Copper Polyester Taffeta Fabric
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PVC	Polyvinyl Chloride
QMSIW	Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide
RF	Radiofrequência
SAR	Specific Absorption Rate
SIW	Substrate Integrated Waveguide
UWB	Ultra-wideband
WBAN	Wireless body Area Network
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

LISTA DE SÍMBOLOS

ε_r	Constante dielétrica relativa do substrato.
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre.
W	Largura do elemento radiante.
L	Comprimento do elemento radiante.
h	Espessura do substrato.
t	Espessura do metal.
d	Distância da borda do substrato até a borda da plaqueta.
λ_d	Comprimento de onda no substrato.
W_L	Largura da linha de microfitas.
W'_L	Largura efetiva da linha de microfitas.
ε_{reff}	Constante dielétrica efetiva.
Z_0	Impedância característica.
η_0	Impedância intrínseca do espaço livre.
$\bar{H}$	Campo magnético.
$\bar{M}$	Corrente do dipolo magnético.
S	Comprimento entre o centro da fenda e a borda da plaqueta.
L_s	Comprimento de linha de microfitas terminado em circuito aberto, que se estende após a fenda de acoplamento.
W_e	Largura da linha <i>embedded microstrip line</i> .
Z_{emb}	Impedância característica da linha <i>embedded microstrip line</i> .
ε_{reff}^{emb}	Constante dielétrica efetiva da linha <i>embedded microstrip line</i> .
h_1	Espessura do substrato de baixo.
h_2	Soma das espessuras dos dois substratos e da espessura dos metal da linha <i>embedded</i> .

ΔL	comprimento do franjamento do campo elétrico.
f_r	Frequência de ressonância.
c	Velocidade da luz no espaço livre.
y_0	Posição do ponto de alimentação da plaqueta ao longo de seu comprimento.
$R_{in}(y = 0)$	Resistência de entrada na extremidade da plaqueta.
$R_{in}(y = y_0)$	Resistência de entrada na posição y_0 no interior da plaqueta.
G_1	Condutância de uma fenda radiante isolada.
G_{12}	Condutância mútua entre as duas fendas riantes.
J_0	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.
k_0	Número de onda no espaço livre.
J_b	Densidade de corrente na face inferior da plaqueta.
J_t	Densidade de corrente na face superior da plaqueta.
a	Largura da cavidade SIW.
b	Comprimento da cavidade SIW.
D	Diâmetro dos postes metálicos.
p	Espaçamento periódico entre postes metálicos.
q	Distância entre as bordas dos postes e da cavidade.
a_{eff}	Largura efetiva da cavidade ressonante.
b_{eff}	Comprimento efetivo da cavidade ressonante.
μ_r	Constante de permeabilidade relativa.
λ_{df}	Comprimento de onda em meio dielétrico ilimitado
$tg\delta$	Tangente de perdas.
R_s	Resistência superficial.
σ	Condutividade do tecido condutor.

λ_{eff}	Comprimento de onda efetivo.
L_t	Comprimento da linha de transmissão.
L_{d1}	Distância da borda da linha de microfita a borda do filtro rejeita.
L_{d2}	Distância da borda do toco a borda do filtro rejeita faixa.
W_f	Largura da linha de microfita do filtro rejeita faixa.
W_t	Largura do toco em aberto do filtro rejeita faixa.
Z_{in}	Impedância de entrada.
W_1	Largura da linha de microfita.
L_1	Comprimento da linha de microfita.
W_2	Largura da linha <i>embedded microstrip line</i> .
L_2	Comprimento da linha <i>embedded microstrip line</i> .
Z_{edge}	Impedância na borda da plaqueta.
f_0	Frequência central.
C_1	Distância da borda do substrato dielétrico a borda da cavidade SIW
a_1	Largura da cavidade SIW de um quarto de modo.
b_1	Comprimento da cavidade SIW de um quarto de modo.
f_1	Frequência inferior da cavidade.
f_2	Frequência superior da cavidade.

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	25
1.1. Justificativa.....	25
1.2. Revisão da literatura	28
1.3. Objetivos	34
1.4. Organização da tese	36
2. PRINCÍPIOS TEÓRICOS	39
2.1 Introdução.....	39
2.2 Antenas de microfita	40
2.2.1 Características principais.....	41
2.2.2 Técnicas de alimentação	44
2.2.2.1 Alimentação por linha de microfita	45
2.2.2.2 Alimentação por sonda coaxial	48
2.2.2.3 Alimentação via acoplamento por abertura.....	50
2.2.2.4 Alimentação via acoplamento por proximidade	52
2.2.3 Métodos de análise da antena de microfita retangular	53
2.2.3.1 Modelo de linha de transmissão	54
2.2.3.2 Modelo de cavidade.....	59
2.3 Antenas em tecnologia SIW.....	60
2.3.1 Tecnologia SIW	60
2.3.2 Antena em cavidade ressonante em SIW.....	62
2.4 Conclusões parciais.....	66
3. MATERIAIS E PROCESSO DE FABRICAÇÃO.....	67
3.1 Tecido condutor	67
3.2 Substrato dielétrico têxtil	69
3.3 Fabricação	71
3.4 Caracterização do substrato denim.....	74
3.4.1 Resultados experimentais	77
3.5 Conclusões parciais	82
4. ANTENAS DE MICROFITA	83
4.1 Projeto de antena em tecido alimentada por sonda coaxial.....	83
4.1.1 Especificações e projeto da antena	83
4.1.2 Otimização computacional das antenas	88

4.1.3	Fabricação das antenas.....	95
4.1.4	Resultados experimentais.....	97
4.1.5	Conclusões parciais.....	101
5.	PROJETO DE ANTENAS EM TECIDO ALIMENTADAS VIA ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE	104
5.1	Antena têxtil alimentada via acoplamento por proximidade	104
5.2	Especificações e projeto da antena	104
5.3	Simulação computacional da antena.....	111
5.4	Fabricação da antena.....	115
5.5	Resultados experimentais	116
5.6	Conclusões parciais	123
6.	ANTENA EM TECIDO DE BANDA DUPLA EM TECNOLOGIA SIW	124
6.1	Geometria e princípio de funcionamento da antena.....	124
6.2	Especificações e projeto da antena	126
6.3	Simulação computacional da antena.....	127
6.4	Fabricação da antena.....	138
6.5	Resultados experimentais	139
6.6	Conclusões parciais	142
7.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	144
6.1.	Conclusões	144
6.2.	Sugestões para trabalhos futuros	147
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	148
	Apêndice A – Programa em MatLab	158
	Apêndice B – Artigo publicado em congresso internacional.....	159
	Apêndice C – Artigo publicado em congresso nacional	164
	Apêndice D – Artigo publicado em periódico.....	169
	Apêndice E – Artigo publicado em periódico	179

1. INTRODUÇÃO

Resumo: Este capítulo descreve a justificativa, objetivos e revisão da literatura técnica desta tese de doutorado, apresentando como motivação o interesse por antenas mais leves, flexíveis e de custo reduzido, levando a uma nova linha de pesquisa: estudo e desenvolvimento de antenas em substratos têxteis na faixa de frequência de micro-ondas. Ao final do capítulo, um breve resumo é apresentado do que é discutido nos capítulos subsequentes da tese.

1.1. Justificativa

O avanço nos sistemas de comunicação sem fio vem proporcionando aos usuários, facilidades no acesso rápido às informações. Com a evolução e transformações no setor de telecomunicações nos últimos anos, devido ao aumento da busca por acesso e novos serviços de transmissão de dados, vêm surgindo novas linhas de pesquisa na microeletrônica. Dentre essas novas linhas de pesquisa podemos citar o interesse por dispositivos mais leves, mais compactos, flexíveis e de custo reduzido, que podem ser utilizadas em diversas áreas: militar, segurança, biomédica e telecomunicações.

Atualmente, há um interesse em aplicações de radiofrequência (RF) em redes locais sem fio – *Wireless Local Area Network* (WLAN) e redes de corpo sem fio – *Wireless Body Area Network* (WBAN), operando nas bandas para aplicações industriais, científicas e médicas – *Industrial Scientific and Medical* (ISM), de 2,45 GHz ou 5,8 GHz para enlaces com curta ou longa distância. Nesse tipo de comunicação, o transmissor e o receptor possuem como elemento em comum a antena, através da qual é realizado o envio e a recepção de sinais.

Em aplicações WLAN e WBAN, onde o peso, custo, facilidade de instalação dos equipamentos são limitantes, são empregadas antenas do tipo de microfita para atender a esses requisitos. Essas antenas são fabricadas tradicionalmente usando substratos dielétricos e metais rígidos, sendo pouco flexíveis e não podendo ser dobradas devido ao risco de danificar a antena.

A utilização de materiais flexíveis para o desenvolvimento de antenas de microfita é de grande interesse, proporcionando aplicações inovadoras, que antes ficavam limitadas devido à dificuldade de integrar a antena em superfícies irregulares. Nesse contexto, diferentes tipos de substratos flexíveis vêm sendo estudados, como polímeros¹ e papel², empregando diversos processos tecnológicos para fabricação de antenas.

Substratos têxteis são de grande interesse para uso em antenas vestíveis, dado sua flexibilidade, baixo custo de materiais e de fabricação, sendo facilmente integradas a vestimentas de forma discreta e sem comprometer o conforto do usuário. Dessa forma, o estudo e desenvolvimento de antenas de microfita empregando substratos têxteis são de elevado interesse, constituindo um desafio aos pesquisadores.

Materiais têxteis têm aplicações em quase todas as nossas atividades, dado que usamos roupas e estamos rodeados por tecidos em quase todos os nossos ambientes. Desse modo, antenas têxteis podem ser facilmente integradas em objetos de nosso uso diário, e espera-se que a nova geração de roupas tenha equipamentos para receber e transmitir dados de forma discreta.

O uso de antenas de têxteis de microfita em sistemas WBAN é vantajoso, pois a face da antena que fica em contato com as vestes do usuário é revestida por uma camada condutora que constitui o plano de terra, minimizando a radiação eletromagnética em direção ao corpo humano.

Antenas de microfita utilizando materiais têxteis vêm sendo usadas na área militar, substituindo as antenas do tipo chicote do equipamento de comunicação de campo, como mostrado na Figura 1. Nesse caso, a antena têxtil oferece uma vantagem adicional relativa à segurança, pois é incorporada ao uniforme de forma discreta, diminuindo a possibilidade do inimigo localizar o usuário³.

Figura 1 - Exemplo de aplicação de antena têxtil: (a) operador usando antena tipo chicote e (b) antena têxtil incorporada a roupa do usuário.

(a)

(b)

Fonte: Adaptado de Lee³

A Figura 2 apresenta outro exemplo de um sistema vestível complexo, desenvolvido no projeto Proetex (PROtection E-TEXTile) para uso de equipes de socorro a desastres, como terremotos, incêndios, inundações e ataques terroristas. Esse projeto envolve 23 parceiros de oito países e abrange o desenvolvimento de e-têxteis para diversos sistemas vestíveis^{4,5}.

O traje é composto por uma vestimenta com duas partes – interna e externa. O traje permite a localização precisa do usuário por meio de um sistema de posicionamento – *Global Positioning System* (GPS), usando uma antena ativa, integrado à vestimenta externa. Sensores na vestimenta interna ficam em contato com o corpo do usuário, permitindo monitorar sinais vitais, como pulsação e temperatura corporal. Um sistema *Bluetooth* realiza a comunicação entre equipamentos instalados nas vestes externa interna, empregando antenas têxteis de microfita. O traje contém adicionalmente, baterias para alimentação dos sistemas, fios e cabos de conexão. As botas que completam o traje são equipadas com sensores de gás, bateria e sistema de comunicação.

Figura 2 - Componentes utilizados em um sistema vestível eletrônico.

Fonte: Adaptado de Lee³

Existe atualmente um amplo campo de pesquisa em antenas têxteis, abrangendo o estudo de materiais para essa finalidade⁶, técnicas de fabricação⁷ e configurações das antenas propriamente ditas⁸.

Assim, antenas têxteis constituem um tema de interesse para desenvolvimento de trabalhos acadêmicos, permitindo contribuições originais e aplicações no panorama tecnológico atual e futuro.

1.2.Revisão da literatura

Antenas vestíveis são um tema recente de pesquisa, sendo que uma das primeiras propostas sobre o assunto surgiu em 2001, quando Salonen, et al⁹ apresentaram uma antena planar de formato-F invertida – *Planar Inverted-F Antenna* (PIFA), para a operação de banda dupla, construída sobre um substrato flexível não especificado. Essa antena foi concebida para ser colocada na manga da roupa e operar na faixa GSM de 900 MHz e Bluetooth de 2,4 GHz. Embora a antena não tenha operado adequadamente na banda de frequências mais baixa, mostrou um bom desempenho em 2,4 GHz, mesmo com a presença do corpo humano.

Mais tarde Salonen e Hurme¹⁰, apresentaram uma antena de microfita construída com substrato têxtil, destinado a aplicações WLAN em 2,4 GHz. A antena foi fabricada com tecido de lã e as partes condutoras feitas de tecido de malha de cobre. Os resultados simulados e medidos apresentados foram satisfatórios na frequência requerida, sendo o componente de fácil fabricação.

Além disso, Salonen, et al.¹¹ em 2004, propuseram uma antena de microfita quadrada com aparo de cantos opostos, com polarização circular. Essa antena foi construída empregando cinco diferentes tecidos sintéticos como substratos. Os tecidos foram caracterizados para determinação da constante dielétrica relativa na frequência 1,575 GHz utilizada em GPS. Os valores medidos de constante dielétrica relativa variaram entre 1,1 e 1,7. As partes condutoras da antena foram feitas de fita de cobre. Foi demonstrado que os materiais têxteis utilizado eram adequados para uso em antenas com polarização circular. Foi considerado, no entanto, que a elasticidade mecânica desses tecidos poderia causar problemas no desempenho da antena.

Nesse mesmo ano, Salonen, Rahmat-Samii e Kivikoski¹² investigaram uma antena de microfita têxtil para aplicação em WLAN que foi testada na proximidade do corpo humano. Verificou-se que a impedância e as características de radiação da antena foram pouco afetadas pela proximidade do corpo humano, concluindo-se que antenas têxteis poderiam substituir eventualmente antenas feitas em placas de circuito impresso.

Salonen, Kim e Rahmat-Samii¹³ abordaram o desenvolvimento da antena têxtil de banda dupla em forma de E para aplicações portáteis. Nesta pesquisa, foram considerados o feltro como substrato e fita de cobre como condutor para projetar uma antena operando em bandas centradas nas frequências 2,2 GHz e 3,0 GHz. As características da impedância de entrada da antena e de radiação foram obtidas por meio de simulações utilizando método das diferenças finitas no domínio do tempo – *Finite Difference Time Domain* (FDTD) e validadas por medições. Modelagem numérica da taxa de absorção específica – *Specific Absorption Rate* (SAR) foi também realizada. Os resultados mostraram claramente que a antena construída em substrato têxtil foi adequada para a operação multibanda pretendida.

Locher, et al⁷ demonstraram técnicas de fabricação de antenas têxteis, usando tecidos com características dielétricas como substrato e tecidos condutores para o radiador e o plano de terra. Construíram quatro antenas totalmente têxteis para aplicações em *Bluetooth* e WPAN. Concluiu-se que as dimensões do radiador e plano de terra recortados no tecido condutor não devem ser alteradas durante o processo de fixação dos mesmos no substrato têxtil da antena. Adicionalmente, os materiais usados para fixar os tecidos condutores no substrato, tais como, cola líquida, fitas adesivas e linha de costura, deverão ser escolhidos de forma a não prejudicar as propriedades elétricas do condutor. Destacou-se que a estabilidade mecânica da antena é necessária para que a mesma mantenha suas características, e que pode ser obtida usando como tecidos que não sejam de malha como substrato ou como plano de terra. Comentou-se a importância da antena apresentar radiação perpendicular ao radiador, a fim de evitar que o corpo humano fique exposto a radiação desnecessária.

Januszkiewicz, et al¹⁴ em 2008, apresentou uma antena de dipolo flexível para operar na banda ISM de 2,45 GHz. Neste estudo, o diagrama de radiação da antena foi medido com a mesma colocada na proximidade de um modelo antropomórfico (*phantom*), basicamente um manequim de fibra de vidro, preenchido com uma solução líquida, com propriedades similares às do corpo humano. Os resultados mostraram que a antena é adequada para o funcionamento na proximidade do corpo humano com bom casamento de impedância para 50 Ω na faixa de frequência desejada.

Hertleer, et al⁵ em 2009, investigaram antenas vestíveis para uso em roupas de proteção para uso profissional. As antenas foram projetadas para operar em 2,45 GHz, sob cenários práticos e seu comportamento foi discutido. Tecido sintético de aramida foi usado como substrato e os elementos condutores foram realizados com tecido condutor que adere ao tecido de aramida quando aquecido. As antenas demonstraram que podem ser usadas de forma confiável para estabelecer a comunicação entre a estação base e o usuário da antena têxtil, mesmo em um ambiente real, com presença do corpo humano, e quando a antena está sujeita a flexão e deformações.

Carter, et al¹⁵ em 2010, construíram uma antena com polarização circular, em substrato de feltro, com radiador retangular com aparo de cantos opostos de tecido condutor *Zelt*. Os elementos em tecido condutor foram fixados no substrato por meio de costura com linha dielétrica. A alimentação da antena foi realizada por sonda coaxial. A antena foi projetada para aplicação no monitoramento de pacientes operados, tendo apresentado 3,7 dB de ganho e 8 dB de diretividade em 915 MHz. Os resultados mostraram boa concordância entre as simulações e as medidas.

Diversos autores, investigaram materiais dielétricos e condutores para fabricação de antenas têxteis¹⁶⁻¹⁸. Entre esses materiais pode-se destacar: denim, feltro e flanela para substratos, e *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* (PCPTF), *ShieldIt Super* (SH) e fita adesiva de cobre tradicional para as partes condutoras. Todos esses materiais mostraram-se adequados para serem utilizados em fabricação de antenas têxteis.

Os fabricantes de fitas adesivas de cobre e dos tecidos e condutores fornecem o valor da condutividade e a espessura desses materiais, que podem ser usados diretamente no projeto das antenas têxteis. No entanto, no caso de substratos têxteis dielétricos, pouca informação é encontrada sobre a constante dielétrica relativa e tangente de perdas dos mesmos, de modo que essas características devem ser determinadas experimentalmente.

Técnicas utilizando linhas de transmissão planares descritas em Declercq e Rogier¹⁹; Amaro, et al²⁰ e Mantash et al²¹, foram empregadas de modo a extrair a constante dielétrica relativa e tangente de perdas de substratos têxteis. Em geral, os tecidos apresentam uma baixa constante dielétrica relativa, pois, como são materiais muito porosos, a presença de ar faz a constante dielétrica relativa ser próxima de um.

A influência de condições ambientais e de uso no desempenho das antenas têxteis é apresentada na literatura, considerando a antena têxtil em diferentes condições de umidade²², imersa em água de chuva e água do mar²³, degradação da antena têxtil devido a processo de lavagem²⁴, efeito da presença do corpo humano^{4,8,12-14} e efeito de curvatura na antena^{7,25,26}.

No caso da presença de água os autores Yahya et al²³, desenvolveram uma antena de banda ultra larga – *Ultra-wideband* (UWB) com substrato denim. Esse estudo visou verificar a permissividade elétrica do denim e coeficiente de reflexão da antena quando a mesma era imersa em água do mar e da chuva. Os resultados mostram que a permissividade elétrica do denim é alterada devido à água absorvida (água da chuva e água do mar). O coeficiente de reflexão da antena nessas duas condições foi afetado, sendo que as antenas imersas em água foram seriamente afetadas, não podendo ser utilizadas em UWB. No entanto, as antenas umedecidas por água da chuva ou do mar podem ser empregadas em aplicações que requerem $|S_{11}| < -6$ dB.

Uma avaliação sistemática e abrangente de SAR em diferentes antenas têxteis nas frequências de 2,45, 5,2 e 5,8 GHz foi apresentada em 2015, por Soh et al⁸. Valores de SAR são dependentes da distância entre a antena e o corpo humano. A configuração da antena e o tamanho do plano de terra que protege o corpo contra a radiação da antena são críticos para assegurar que a antena funcione abaixo do limite de segurança.

A impedância de entrada e os diagramas de radiação de uma antena têxtil alimentada por sonda coaxial são investigados experimentalmente, em condições de curvaturas para verificar a compatibilidade com as aplicações sem fio. Os autores Sankaralingam e Gupta²⁶ utilizam cilindros de Policloreto de Polivinila – *Polyvinyl Chloride* (PVC), com curvaturas equivalentes às de partes do corpo como braço, perna e ombro. A antena foi fixada sobre os cilindros, de modo a ficar curvada ao longo do seu comprimento. Observou-se que a frequência de ressonância da antena sofre desvios devido à curvatura da mesma. Isso se deve ao fato da curvatura provocar uma redução do comprimento efetivo da antena, de modo que a frequência de ressonância desloca-se para valores superiores à da antena plana. Quanto menor o raio de curvatura, maior o incremento na frequência de ressonância da mesma.

No caso dos diagramas de radiação, observou-se um aumento no ângulo de 3 dB do plano de elevação, sendo que quanto maior a curvatura da antena, maior o alargamento do ângulo de 3 dB. No plano de azimuth, não foram verificadas variações significativas do ângulo de 3 dB para a antena dobrada com raios

diferentes. Os resultados demonstram que a antena é adequada para comunicação sem fio, quando submetida a dobras.

Alguns autores dedicaram-se a transformar objetos do dia a dia em antenas vestíveis. Sanz-Izquierdo et al.^{27,28} apresentam um botão metálico que funciona como antena com características de banda dupla, nas frequências de 2,4 GHz e 5,2 GHz. A antena foi colocada em um casaco, sendo usada na proximidade do corpo humano. Foram obtidos resultados semelhantes de coeficiente de reflexão de entrada da antena em medidas realizadas com e sem a presença do corpo humano.

O mesmo autor²⁹ explora usar uma fivela de um cinto convencional como antena, trazendo como vantagem em relação à antena botão a facilidade de remoção da antena, pois a mesma está fixada no cinto e não nas vestes do usuário. A antena foi alimentada por uma linha de microfita em substrato denim, fixada ao cinto, e os resultados demonstraram que a antena funciona nas bandas de frequência de 2,45 GHz e 5,2 GHz para aplicações *Bluetooth* e WLAN.

Mantashet, et al.³⁰ em 2011, elaboraram uma antena têxtil do tipo monopolo usando um zíper, para aplicação em *Wireless Fidelity* (WiFi), sendo que um protótipo foi fabricado para operar em 2,5 GHz. A antena zíper foi caracterizada através da medida da perda de retorno e dos diagramas de radiação. Os resultados mostraram que o comportamento da antena é equivalente ao de um monopolo convencional.

Recentemente, antenas baseadas em guias de onda integrado ao substrato (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*), foram propostas e fabricadas em materiais têxteis³¹⁻³⁹. A primeira antena têxtil feita nessa tecnologia foi proposta em 2010 por Sanz-Izquierdo, et al.³¹, que construíram uma antena de fenda em uma guia de ondas SIW, usando denim como substrato. O guia SIW foi projetado com frequência de corte de 3,3 GHz, sendo alimentado por uma linha *taper* e terminado em curto-circuito. O comprimento e a posição da fenda radiante foram otimizados computacionalmente de modo minimizar a perda de retorno da estrutura na frequência de 5,2 GHz. Os resultados experimentais demonstraram a viabilidade de realizar antenas têxteis em tecnologia SIW.

As paredes laterais dos guias SIW usados em antenas têxteis são construídos em substratos de tecido, podendo ser realizadas por meio de ilhoses metalizados ou trilhas bordadas com fio condutor, que interconectam as camadas metálicas que

constituem as paredes superior e inferior do guia^{33,34}. Essas antenas são excelentes componentes para aplicações portáteis, podendo operar em banda larga³⁵ ou em múltiplas bandas de frequência³⁶.

Foram propostas antenas têxteis miniaturizadas usando tecnologia SIW, empregando guia de ondas integrado ao substrato de meio modo^{36,37} – *Half Mode Substrate Integrated Waveguide* (HMSIW) e guia de ondas integrado ao substrato de um quarto de modo³⁸ – *Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide* (QMSIW). Os autores utilizam uma estratégia de miniaturização levando em conta que a distribuição simétrica do campo elétrico na cavidade define planos de simetria, os quais se comportam como paredes magnéticas virtuais. A cavidade é então dividida ao longo desses planos de simetria, eliminando-se metade de sua área, no caso de operação com meio modo (HMSIW), ou eliminando-se três quartos da área da cavidade, no caso de operação com um quarto de modo (QMSIW).

Com esse procedimento obtém-se uma miniaturização significativa da antena, com redução de 50% de área para antenas construídas com HMSIW e redução de 75% de área para antenas empregando QMSIW, sem significativa perda no desempenho de radiação e de perda de retorno de entrada.

Diante disso, verifica-se que a tecnologia SIW permite projetar antenas têxteis, com baixo custo de produção, miniaturização das dimensões físicas, com banda larga ou múltiplas bandas de operação.

A pesquisa em antenas têxteis está em pleno desenvolvimento, gerando constantemente novas contribuições em configurações de antenas e abrindo caminho para novas aplicações de tecnologias vestíveis.

1.3. Objetivos

Esta tese de doutorado tem como objetivo desenvolver uma metodologia para projeto e fabricação de antenas têxteis, para o uso em sistemas vestíveis, bem como propor novas configurações para essas antenas.

Para alcançar esse objetivo, foi realizado um estudo sobre antenas têxteis operando em frequências de micro-ondas. Esse estudo foi desenvolvido por meio de

pesquisa bibliográfica, a qual abordou técnicas de fabricação de antenas em tecnologia têxtil, configurações de antenas têxteis propostas na literatura, e análise da influência da proximidade do corpo humano sobre o desempenho de antenas têxteis. O referido estudo deu suporte às demais etapas desenvolvidas nesta tese.

Em seguida, foram escolhidos os materiais a serem utilizados como substrato e camadas condutoras para a confecção das antenas têxteis de microfita que foram desenvolvidas nesta tese. Essa escolha foi baseada nos trabalhos apresentados na literatura recente. O método a ser utilizado na caracterização do substrato dielétrico têxtil também foi estabelecido.

Em outra etapa, adotaram-se as bandas ISM de 2,45 GHz e 5,8 GHz para o desenvolvimento das antenas têxteis desta pesquisa, dado que essas bandas são utilizadas em sistemas WLAN e WBAN, sendo de interesse para tecnologias vestíveis.

Posteriormente, as antenas têxteis projetadas foram analisadas e otimizadas com o auxílio de simulação eletromagnética computacional. Utilizou-se o simulador de estruturas de alta frequência – *High Frequency Structural Simulator* (HFSS) na simulação eletromagnética das antenas. A otimização computacional visou que as antenas apresentassem coeficiente de reflexão de entrada inferior a -10 dB nas bandas de frequência desejadas. Foram realizadas análises do ganho e eficiência de radiação, bem como dos diagramas de radiação das antenas projetadas. Foi realizado um estudo da influência de desvios nas dimensões da antena, como espessura de substrato, largura e comprimento do elemento radiante, visando analisar o impacto da precisão do processo de fabricação no desempenho da antena.

No HFSS utilizou-se um modelo de corpo humano para simular o comportamento da antena em condições próximas do corpo humano. O estudo do efeito da curvatura da antena em seu desempenho também foi abordado neste trabalho.

Foram projetadas antenas têxteis de microfita para sistemas de comunicação sem fio na banda ISM de 2,45 GHz com banda estreita e banda larga, e uma antena banda dupla para atender às bandas ISM de 2,45 GHz e 5,8 GHz.

Na sequência, protótipos foram construídos e caracterizados, realizando-se medidas de perda de retorno, diagrama de radiação e do efeito da proximidade do corpo humano, com intuito de validar os resultados de simulação computacional.

Finalmente, os resultados experimentais das antenas construídas foram comparados com resultados fornecidos por simulação eletromagnética, discutindo-se os méritos e as limitações das antenas desenvolvidas neste trabalho.

O presente trabalho foi desenvolvido junto ao Grupo de Micro-ondas do Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (LME - EPUSP), onde são realizados projetos de circuitos e antenas planares de micro-ondas, empregando, em geral, substratos cerâmicos ou laminados de alta frequência. As antenas aqui apresentadas são as primeiras projetadas em substrato têxtil nesse grupo.

1.4. Organização da tese

Este trabalho está organizado em seis capítulos, como descrito a seguir.

O capítulo 1 inicia-se com uma introdução, apresentando a justificativa da escolha do tema desta tese, que se situa no contexto da aplicação de antenas têxteis de microfita em sistemas de comunicação vestíveis. É apresentada uma revisão da literatura de antenas têxteis desenvolvidas na comunidade acadêmica, abordando suas características principais, suas vantagens e limitações. Os objetivos desta tese, bem como a organização da mesma, também são descritos.

No capítulo 2, são abordados os conceitos teóricos utilizados no desenvolvimento das antenas têxteis, abrangendo antenas de microfita, técnicas de alimentação de antenas de microfita, cavidades ressoantes em tecnologia SIW e antenas em tecnologia SIW.

No capítulo 3, são comentados os materiais e os processos de fabricação de antenas têxteis, com ênfase nos usados nesta pesquisa. São apresentados o tecido condutor *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* utilizado na confecção do radiador, linhas de alimentação e plano de terra, e o substrato dielétrico têxtil denim, empregados na confecção dos protótipos. Em seguida, são descritos os processos

de fabricação de antenas têxteis reportados na literatura técnica. Por fim, é apresentado o método de extração de constante dielétrica relativa e tangente de perdas do substrato dielétrico têxtil usado na fabricação das antenas, juntamente com os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 4, é apresentado o estudo da antena têxtil de microfita usando plaqueta retangular, alimentada por sonda coaxial. São projetadas duas antenas com frequência central de 2,45 GHz, com espessuras diferentes de substrato, a fim de avaliar o impacto desse parâmetro na largura da banda de operação da antena. São descritas as etapas de simulação e otimização das antenas empregando simulador eletromagnético. Apresenta-se a fabricação e caracterização das antenas, sendo os resultados experimentais comparados aos resultados de simulação e discutidos.

No capítulo 5 é proposta uma antena de microfita têxtil usando plaqueta radiante retangular alimentada via acoplamento por proximidade. Essa antena foi modificada, integrando um transformador de um quarto de comprimento de onda à linha de alimentação acoplada à plaqueta radiante. Essa modificação visou o alargamento da banda de operação da antena e facilidade de fabricação da antena usando materiais têxteis. São apresentadas as etapas de projeto, simulação, fabricação e caracterização de quatro antenas com a configuração proposta, centradas em 2,45 GHz, projetadas para se obter diferentes larguras de banda de operação. O projeto das antenas é validado pela comparação entre resultados simulados e experimentais, constatando-se a capacidade da configuração em gerar antenas com diferentes larguras de bandas, superiores às obtidas por antenas de microfita tradicionais.

O capítulo 6 apresenta a proposição de uma antena têxtil com dupla banda usando uma cavidade ressonante de um quarto de modo, alimentada por sonda coaxial, construída em tecnologia SIW. A antena utiliza os modos TE_{101} e TE_{103} da cavidade ressonante para gerar suas duas bandas de operação. É apresentado o procedimento desenvolvido para o projeto dessa antena e sua aplicação a uma antena que atenda às bandas ISM de 2,45 e 5,8 GHz. São fornecidas informações sobre a fabricação da antena têxtil em tecnologia SIW, comparando-se seus resultados simulados e experimentais.

Finalmente, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre as antenas desenvolvidas, destacando-se seus méritos e suas limitações, bem com sugestões de pesquisas que podem ser realizadas futuramente como continuidade e complementação as atividades realizadas neste trabalho.

2. PRINCÍPIOS TEÓRICOS

Resumo: Neste capítulo são apresentadas a teoria de antenas de microfitas e de antenas com cavidade ressonante em SIW, empregadas nas antenas têxteis desenvolvidas nesta tese. Para um melhor entendimento dos experimentos abordados nos próximos capítulos, conceitos de análises e projetos dessas antenas são apresentados e técnicas de alimentação dos mesmos são descritas e discutidas.

2.1 Introdução

Antenas desempenham um papel crítico e essencial em sistemas de comunicação sem fio. Uma das primeiras dificuldades com que se depara em um projeto de antenas consiste na escolha do tipo de antena a utilizar. As antenas apresentam diversos tipos, tais como: dipolos, microfitas, espirais, helicoidais, cornetas, antenas de refletor, antenas de lente, entre outras, bem como arranjos agrupando várias antenas.

A escolha do tipo de antena depende dos requisitos específicos de cada aplicação, como polarização, ganho, largura de feixe de meia potência, relação frente-costas, entre outras características do diagrama de radiação.

No caso de antenas têxteis uma consideração determinante é que as mesmas devem ser integradas às roupas do usuário, operando na proximidade do corpo humano. Dessa forma, é importante que as antenas apresentem baixo nível de radiação em direção ao corpo do usuário, e que suas características sofram alterações reduzidas devido à curvatura e presença do corpo humano.

Adicionalmente, as antenas têxteis são fabricadas com materiais não convencionais, basicamente substratos de tecidos dielétricos, com camadas metálicas constituídas por tecido condutor ou bordadas com linhas condutoras. O uso desses materiais limita a escolha do tipo da antena, dado que a mesma deve apresentar facilidade de fabricação e baixa sensibilidade a variações dimensionais advindas da precisão do processo de fabricação com materiais têxteis.

Nesta tese foram estudadas antenas têxteis em microfita e em tecnologia SIW, dado que esses tipos de antenas apresentam as seguintes vantagens para aplicações vestíveis:

- possuem plano de terra, o que protege o corpo do usuário de radiação Eletromagnética (EM), quando a antena é usada como transmissora de sinais;
- utilizam radiadores bidimensionais, de fácil fabricação em tecnologia têxtil;
- podem utilizar diferentes geometrias de radiador, o que permite obter diferentes diagramas de radiação;
- sua estrutura apresenta relativa simplicidade, sendo discretas, moldáveis a superfícies planas e não planas, como requerido em sistema de comunicação vestível.

Dessa forma, antenas de microfita, bem como antenas em tecnologia SIW propostas mais recentemente, são candidatas naturais para o desenvolvimento de antenas têxteis para aplicação em sistemas de comunicação vestível.

2.2 Antenas de microfita

Devido ao surgimento de substratos com baixas perdas, boas propriedades mecânicas e novos processos de fabricação, como a fotolitografia, sugeriram as primeiras ideias sobre antena de microfita na década de 50. Desde então, propriedades tais como volume reduzido, baixo custo, formato ajustável e compatibilidade com circuitos integrados têm, cada vez mais, justificado o uso dessas antenas.

As antenas de microfita, conhecidas também como antenas tipo *patch*, são estruturas amplamente utilizadas na faixa de frequência de micro-ondas e que empregam radiadores em forma laminar. Deschamps⁴⁰, em 1953 nos Estados Unidos da América, e pouco tempo depois Gutton e Baissinot⁴¹ em 1955 na França, fizeram as primeiras publicações relacionadas a esse tipo de antenas.

A configuração da antena de microfita como conhecida nos dias atuais foi publicada posteriormente por Howell⁴² e Munson⁴³, que aplicaram o conceito de antenas de microfita no desenvolvimento de antenas com polarização linear e

circular, e de arranjo de antenas moldável, com controle de apontamento de feixe, respectivamente. A partir de então, inúmeras pesquisas sobre antenas de microfita foram realizadas, buscando técnicas de métodos de análise e síntese, verificando-se a expansão de seu campo de aplicações aeronáuticas e aeroespaciais. Outras aplicações atuais são rádio móvel e comunicação sem fio.

2.2.1 Características principais

As antenas de microfita apresentam diversas características de interesse, tais como dimensões e peso reduzidos, discretas, processo de fabricação simples, baixo custo. Além disso, permitem uma variedade de polarizações e de formas de diagrama de radiação^{44,45}.

No entanto, antenas de microfita também apresentam algumas desvantagens. Apresentam dimensões consideravelmente grandes quando o objetivo é operar em frequências relativamente baixas, de centenas de mega-hertz. Adicionalmente, operam em bandas de frequência muito estreitas e têm eficiência relativamente baixa⁴⁶.

A estrutura típica de uma antena de microfita é constituída de um substrato dielétrico, com constante dielétrica relativa, ϵ_r , cuja espessura é muito menor do que o comprimento de onda no espaço livre, λ_0 , em sua faixa de frequência de operação. Elementos condutores de espessura muito menor do que λ_0 , são impressos nas faces superior e inferior do substrato, formando o elemento radiante e o plano de terra, respectivamente.

A Figura 3 mostra a configuração da antena de microfita utilizando como radiador uma plaqueta (*patch*) retangular, sendo W e L a largura e o comprimento do elemento radiante, h a espessura do substrato, t a espessura do metal e d a distância da borda do substrato até a borda da plaqueta.

Figura 3 - Configuração de uma antena de plaqueta de microfita retangular.

Fonte: próprio autor.

Os substratos mais comuns utilizados em projetos de antenas de microfita, apresentam constante dielétrica relativa na faixa de $2 \leq \epsilon_r \leq 12$, sendo que valores mais baixos de ϵ_r e substratos mais espessos resultam em antenas de microfita com maior eficiência e maior largura de banda. Substratos com altos valores de constante dielétrica relativa são vantajosos para miniaturização da antena de microfita, mas apresentam maiores perdas devido à maior concentração de linhas de campo no substrato do que no ar^{46,47}.

A forma da plaqueta que constitui o radiador influencia na distribuição de correntes no mesmo e, conseqüentemente, na distribuição do campo radiado pela antena. A plaqueta condutora pode apresentar vários formatos geométricos regulares, como retângulo e círculo, até configurações derivadas, como em anel ou fractais, o que possibilita a obtenção de antenas com diferentes características de radiação. Os polígonos regulares são os mais utilizados para simplificar a análise e a construção das antenas. O material condutor normalmente utilizado é cobre depositado em laminados de alta frequência e ouro em substratos cerâmicos, como alumina. A Figura 4 apresenta algumas formas geométricas utilizadas em elementos radiantes de antenas de microfita, como retangular, quadrada, circular, dipolo e triangular.

Figura 4 - Formas geométricas típicas de patch de microfita: (a) retangular, (b) quadrada, (c) circular, (d) dipolo e (e) triangular.

Fonte: próprio autor

As antenas de microfita de geometrias tradicionais com elementos radiantes com geometrias retangular e circular apresentam características semelhantes. Na operação do modo fundamental, são antenas direcionais com máxima radiação na direção perpendicular ao plano do elemento radiante e apresentam largura de banda estreita na ordem de 1% ou menor⁴⁶. Usualmente, os elementos radiantes retangulares possuem comprimento L de aproximadamente metade do comprimento de onda no substrato, λ_d .

Diversos métodos para projetar analiticamente antenas de microfita são relatados na literatura^{48,49}. Dentre esses métodos, os modelos de linha de transmissão e de cavidade são utilizados usualmente para o projeto de antenas de microfita com elemento radiante retangular. São conhecidos comumente por modelos aproximados para antena de microfita. Os modelos analíticos consideram mecanismos simplificados de radiação da antena, permitindo uma primeira aproximação ao projeto de antenas, através de expressões simples. As dimensões da antena obtidas por modelos analíticos são posteriormente otimizadas empregando simulações eletromagnéticas, de modo a se obter maior precisão no projeto.

O uso de ferramentas de simulação eletromagnética é essencial para o projeto de antenas de microfita com elementos radiantes de geometrias mais complexas, empregando elementos radiantes com geometrias não regulares, contendo fendas ou chanfros, ou fractais, por exemplo.

O elemento radiante da antena de microfita usualmente comporta inúmeros modos ressonantes, que possuem frequências de ressonância bem definidas. O modo de ressonância em que a antena irá operar e a banda de operação da mesma

dependem do formato do elemento radiante e do plano de terra, do substrato empregado, bem como da técnica de alimentação e de circuitos de casamento de impedância utilizados para alimentar a antena⁵⁰.

2.2.2 Técnicas de alimentação

A estrutura de alimentação é um item importante no projeto de antenas de microfita, tratando-se de uma transição entre a linha de transmissão de entrada e o elemento radiante da antena de microfita. Selecionar a técnica de alimentação a ser utilizada consiste em observar fatores importantes, tais como: a eficiência na transferência de potência entre a plaqueta e a alimentação, ou seja, o casamento de impedância entre as mesmas, e a minimização da radiação espúria da estrutura de alimentação, a fim de reduzir efeitos não desejados no diagrama de radiação⁴⁸.

Técnicas de alimentação de antenas de microfita são descritas na literatura, sendo que as mais proeminentes são^{46,47}:

- alimentação por linha de microfita, realizada por meio de uma trilha condutora, em geral com largura muito menor que a da plaqueta, sendo fácil de fabricar e com casamento de impedância simples;
- alimentação por sonda coaxial, onde o condutor central de um cabo coaxial é conectado à plaqueta radiante e o condutor externo ao plano de terra. É de fácil construção e de casamento de impedância simples;
- alimentação via acoplamento por abertura, que emprega dois substratos sobrepostos, separados por um plano de terra. O elemento radiante é construído na face superior do substrato de cima. Uma linha de microfita posicionada na face inferior do substrato de baixo acopla eletromagneticamente o sinal de micro-ondas ao elemento radiante através de uma fenda no plano de terra; e
- alimentação via acoplamento por proximidade, que emprega dois substratos sobrepostos, sendo que o elemento radiante é posicionado sobre a face superior do substrato de cima e o plano de terra reveste a face inferior do substrato de baixo. A alimentação da antena é realizada através de uma fita metálica inserida entre os dois substratos, a qual forma uma linha de

transmissão do tipo *embedded microstrip line*⁵¹ em conjunto com o plano de terra.

Nas próximas seções apresenta-se uma explanação sobre estes tipos de alimentação da antena.

2.2.2.1 Alimentação por linha de microfita

Esse método de alimentação é considerado simples, e consiste em conectar diretamente uma linha de microfita de largura W_L na plaqueta. A resistência de ressonância na borda da plaqueta é função da largura da mesma, sendo geralmente elevada. Essa resistência pode ser reduzida aumentando-se a largura da plaqueta. No entanto, essa a razão entre a largura e o comprimento da plaqueta deve ser menor que dois ($W/L \leq 2$), para evitar redução da eficiência da antena⁴⁶.

Nessas condições, usualmente obtém-se valores resistência no centro da borda da plaqueta da ordem 150 a 300 Ω . Para obter-se casamento de impedância entre a linha de microfita de entrada com impedância característica de 50 Ω e a plaqueta, uma alternativa é deslocar o ponto de conexão dessas duas estruturas para uma posição entre o centro e a extremidade da borda da plaqueta.

Devido à alta impedância na extremidade da plaqueta, o deslocamento da linha de microfita em relação ao centro da borda da plaqueta, como mostrado na Figura 5(a). Caso a alimentação seja realizada no centro da borda da plaqueta, a utilização de um circuito de casamento de impedância, como por exemplo, um transformador de $\lambda_d/4$, deve ser projetado.

A Figura 5(b) mostra o circuito equivalente da antena usando alimentação na borda da plaqueta, ao longo de sua largura W . O circuito RLC paralelo representa a plaqueta ressonante, enquanto circuito LC em “T” representa o degrau ou *step* entre as larguras da microfita e da plaqueta⁴⁸.

Figura 5 - Alimentação por linha de microfita pela borda (*edge-fed*): (a) antena e (b) circuito equivalente.

Fonte: próprio autor

Alternativamente, a alimentação da plaqueta por linha de microfita pode ser realizada deslocando sua posição de inserção para o interior da plaqueta, por meio de dois cortes feitos na mesma, como ilustrado na Figura 6(a). Nesse caso, a linha de microfita é introduzida em um ponto no interior da plaqueta, para obter casamento de impedância de entrada.

O circuito equivalente da antena com alimentação indentada é apresentado na Figura 6(b), sendo que o circuito RLC paralelo representa a plaqueta ressonante, enquanto o indutor em série representa a linha indentada⁴⁷.

Figura 6 - Alimentação indentada de microfita (*inset-fed*): (a) antena; (b) circuito equivalente.

Fonte: próprio autor

Esses dois modos de alimentação por linha de microfita são muito semelhantes em funcionamento, e tem a vantagem de simplicidade de fabricação,

possibilitando a construção da estrutura de alimentação e da antena ao mesmo tempo. A alimentação fica como uma extensão da plaqueta radiante.

Apesar da facilidade de fabricação, o emprego de alimentação por linha de microfita produz usualmente largura de banda estreita em antena de microfita de geometria tradicional. Além disso, quando este tipo de alimentação é empregado em substratos mais espessos, visando alargamento de banda, as ondas de superfície e a radiação espúria geradas pela linha de alimentação são maiores, e acabam limitando a largura de banda em tipicamente 2% a 5%, e ocasionando alterações no diagrama de radiação da antena de microfita^{46,47}.

O projeto da linha de alimentação de microfita considera aspectos da geometria da mesma. Devido à estrutura aberta da linha de microfita, o campo EM não está totalmente confinado no dielétrico, mas está parcialmente presente no ar que circunda a linha. Neste caso, o franjamento dos campos pelas bordas laterais faz com que a largura da linha de microfita pareça eletricamente (W'_L) maior que sua dimensão física (W_L). Como parte das ondas se propaga no substrato e outra no ar, uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}) é introduzida para levar em conta esse franjamento. A impedância característica (Z_0) da linha de microfita pode ser obtida por meio das eq. (1) - (4), que consideram o efeito da espessura do condutor⁵²:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln\left(\frac{8h}{W'_L} + 0,25 \frac{W'_L}{h}\right) & \text{para } W_L/h \leq 1, \\ \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \left[\frac{W'_L}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W'_L}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{para } W_L/h \geq 1. \end{cases} \quad (1)$$

Onde:

$$\frac{W'_L}{h} = \begin{cases} \frac{W_L}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W_L}{t}\right) & \text{para } W_L/h \leq 1/2\pi, \\ \frac{W_L}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{para } W_L/h \geq 1/2\pi. \end{cases} \quad (2)$$

E a constante dielétrica efetiva é calculada por:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(W_L/h) - \frac{(\varepsilon_r - 1)(t/h)}{4,6\sqrt{W_L/h}} \quad (3)$$

Com:

$$F(W_L/h) = \begin{cases} (1 + 12h/W_L)^{-1/2} + 0,04(1 - W_L/h)^2 & \text{para } W_L/h \leq 1, \\ (1 + 12h/W_L)^{-1/2} & \text{para } W_L/h \geq 1. \end{cases} \quad (4)$$

Sendo:

W_L : largura da linha de microfita, W'_L : largura efetiva da linha de microfita, η_0 : impedância intrínseca do espaço livre, h : espessura do substrato, t : espessura do metal e ε_r : constante dielétrica relativa do substrato.

As eq. (1) - (4) não consideram a dependência da impedância característica da linha de microfita com a frequência, mas para a maioria dos propósitos são suficientemente precisas.

2.2.2.2 Alimentação por sonda coaxial

Na alimentação por sonda coaxial ou ponta de prova (*coaxial probe*), o condutor interno do coaxial é conectado à plaqueta radiante e seu condutor externo é conectado ao plano de terra da antena, como mostrado na Figura 7(a). A sonda coaxial insere o sinal em um ponto interno ao radiador com impedância próxima à impedância característica da linha de alimentação coaxial, maximizando a transferência de potência. A alimentação por sonda coaxial é de fácil construção, utilizando técnica de soldagem tradicional. Possui a vantagem de simplicidade de projeto, sendo que o posicionamento correto do ponto de alimentação permite obter o casamento de impedância de entrada da antena de microfita.

A Figura 7(b) mostra o circuito equivalente da antena de microfita alimentada por sonda coaxial – o circuito RLC paralelo representa a plaqueta ressonante, enquanto o indutor em série representa indutância da sonda coaxial⁴⁷.

Figura 7 - Alimentação por sonda coaxial: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Fonte: próprio autor

O uso de alimentação da antena de microfita por sonda coaxial tem, no entanto, algumas limitações, resultando em antenas com banda estreita de operação. Quando substratos mais espessos são utilizados com o intuito de aumentar a largura de banda da antena de microfita, a alimentação por sonda coaxial requer o uso de uma sonda de maior comprimento. Consequentemente, ocorre aumento da radiação espúria da sonda, aumento da potência de ondas de superfície, bem como da indutância em série do circuito equivalente da antena, resultante do comprimento da sonda⁴⁸.

Dessa forma a banda de operação de antenas de microfita com alimentação por sonda coaxial fica usualmente limitada entre 2% e 5%. Esse tipo de alimentação pode ser usado em arranjos de antenas, nos quais diversos conectores coaxiais são soldados em paralelo para alimentar os elementos radiantes. No entanto, a construção de arranjos com elevado número de elementos radiantes exige uma grande quantidade de soldagens, o que torna sua fabricação difícil e compromete sua confiabilidade⁴⁷.

Ambos os casos anteriores, alimentação por linha de microfita e por sonda coaxial, possuem assimetrias inerentes, que geram modos de ordem mais alta e produzem radiação de polarização cruzada. Para contornar esse problema, foram

introduzidas técnicas de alimentação sem contato físico entre a alimentação e a plaqueta, como o uso do acoplamento⁴⁶.

2.2.2.3 Alimentação via acoplamento por abertura

A alimentação via acoplamento por abertura emprega dois substratos sobrepostos, separados por um plano de terra. O elemento radiante é construído na face superior do substrato de cima. Uma linha de microfita terminada em circuito aberto é posicionada na face inferior do substrato de baixo e acopla eletromagneticamente o sinal de micro-ondas ao elemento radiante através de uma fenda no plano de terra. Essa estrutura é mostrada na Figura 8(a).

Neste tipo de alimentação, o plano de terra provê uma maior isolamento eletromagnética entre a linha de alimentação e a plaqueta. Isso minimiza interferências de radiação espúria proveniente da linha de microfita⁴⁷.

Figura 8 - Alimentação via acoplamento por abertura: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Fonte: próprio autor.

O casamento de impedância entre a plaqueta e a linha de alimentação pode ser realizado: por meio do formato, dimensões posicionamento da fenda; através do controle da largura da linha de alimentação terminada em circuito aberto e do posicionamento da linha de alimentação sob a plaqueta⁴⁶.

A fenda de acoplamento é posicionada próximo ao centro da plaqueta onde o campo magnético da mesma é máximo. Nessas condições a fenda pode ser modelada por um dipolo magnético horizontal equivalente, que representa a

componente de campo magnético tangencial à fenda. O acoplamento pode ser determinado a partir da eq. (5), em função do campo magnético ($\vec{H}$) da plaqueta e da corrente do dipolo magnético equivalente⁴⁸ ($\vec{M}$):

$$\text{Acoplamento} \sim \iiint_V \vec{M} \cdot \vec{H} dV \sim \sin\left(\pi \frac{S}{L}\right), \quad (5)$$

onde S é o comprimento entre o centro da fenda e a borda da plaqueta. Da eq. (5) verifica-se que o acoplamento máximo ocorre quando a fenda está centrada em $S = L/2$. Assim a excitação se encontra no centro da plaqueta, reduzindo o aparecimento de modos de ordem superior, resultando em boa pureza de polarização.

Quando são utilizados dois materiais dielétricos diferentes, um para a plaqueta e outro para a linha de alimentação, torna-se possível a otimização individual de desempenho de cada um desses elementos. No entanto, estruturas multicamadas elevam o custo de fabricação.

A Figura 8(b) mostra o circuito elétrico equivalente da antena de microfita alimentada via acoplamento por abertura. A plaqueta ressonante aparece como um circuito RLC paralelo, sendo a fenda representada pela indutância associada ao acoplamento magnético entre a plaqueta e a linha de microfita. Esse modelo inclui adicionalmente o trecho da linha de microfita entre a entrada e a fenda, e o trecho de linha de microfita terminado em circuito aberto, com comprimento L_s , que se estende após a fenda de acoplamento⁴⁸.

O comprimento da fenda pode ser dimensionado de modo a aumentar a largura de banda de antena. Com esse objetivo, utiliza-se uma fenda com comprimento tal que a mesma ressoe próximo da frequência de ressonância da plaqueta, formando com a mesma uma única banda de operação, com maior largura.

Caso não se objetive o alargamento de banda, o comprimento da fenda é dimensionado de modo que sua frequência seja distante da frequência de ressonância da plaqueta, não interferindo na banda da antena. Nesse caso a fenda é dita “não ressonante”.

2.2.2.4 Alimentação via acoplamento por proximidade

Nesse tipo de alimentação utilizam-se dois substratos sobrepostos, sendo que a placa ressonante é posicionada sobre a face superior do substrato de cima e o plano de terra na face inferior do substrato de baixo. A alimentação da antena é realizada através de uma fita metálica inserida entre os dois substratos, que forma uma linha de transmissão do tipo *embedded microstrip line*⁵¹ em conjunto com o plano de terra. A Figura 9(a) mostra a configuração da antena.

A linha de alimentação, de largura W_e , é terminada em circuito aberto e acopla eletromagneticamente o sinal de micro-ondas ao elemento radiante. A natureza capacitiva deste método de acoplamento está mostrada no circuito elétrico equivalente da antena, apresentado na Figura 9(b). Nessa figura, o acoplamento entre a linha de alimentação e a placa é modelado por um capacitor em série com o circuito RLC em paralelo, que representa a placa ressonante⁴⁷.

Figura 9 Alimentação via acoplamento por proximidade: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Fonte: próprio autor

A utilização da alimentação via acoplamento por proximidade permite otimizar a largura de banda de operação da antena e reduzir a radiação espúria da linha de alimentação terminada em circuito aberto. Essa redução é obtida usando o substrato de baixo com menor espessura, e o aumento da largura de banda pode ser alcançado empregando-se substrato de cima mais espesso⁴⁸.

Considerando dois substratos de mesma constante dielétrica (ϵ_r), o cálculo da impedância característica da linha *embedded* (Z_{emb}) é realizado com as eq. (1) e (2)

da linha de microfita descritas anteriormente, e a constante dielétrica efetiva da linha *embedded* é dada por⁵¹:

$$\varepsilon_{eff}^{emb} = \varepsilon_r \left(1 - e^{\left(\frac{-1,55h_2}{h_1}\right)}\right), \quad (6)$$

sendo h_1 a espessura do substrato de baixo e h_2 a soma das espessuras dos dois substratos e da espessura do metal da linha *embedded*.

O casamento de impedância entre a plaqueta e a linha de alimentação depende da razão entre as larguras da plaqueta e da linha de alimentação, e do comprimento S do trecho de linha terminado em circuito aberto.

Assim como na alimentação por abertura, acoplamento máximo ocorre quando a linha *embedded* está situada no centro da plaqueta e seu comprimento é metade do comprimento da plaqueta: $S = L/2$.

Dentre as configurações apresentadas, a de acoplamento por proximidade apresenta a maior largura de banda de até 13%, mas sua fabricação é um pouco mais difícil por exigir um bom alinhamento entre a plaqueta e a linha de entrada⁴⁶.

2.2.3 Métodos de análise da antena de microfita retangular

As técnicas analíticas mais usuais para análise de antenas de microfita com plaqueta retangular são o modelo de linha de transmissão e o método de cavidade. Foram os primeiros métodos a serem desenvolvidos, usam simplificações e oferecem soluções analíticas para o entendimento dos fenômenos físicos em questão. A simplicidade desses modelos é mantida à custa da precisão dos resultados alcançados⁴⁸.

O modelo da linha de transmissão é o mais simples e resulta em uma boa percepção física da operação da antena, mas é menos preciso. O modelo de cavidade é mais preciso, mas tem maior complexidade.

Embora tenham sido desenvolvidos modelos analíticos simplificados para a plaqueta retangular, normalmente, antenas possuem estruturas complexas, incluindo

diferentes geometrias do elemento radiante e de estrutura de alimentação, dificultando a obtenção de equações analíticas para utilização em seu projeto.

Programas de simulação eletromagnética permitem modelar a estrutura completa da antena, tornando possível o projeto de antenas complexas através de métodos de iteração numérica e de procedimentos de otimização computacional.

Os resultados apresentados neste trabalho foram obtidos através de simulação usando o programa comercial HFSS, utilizado na otimização das dimensões da plaqueta e da estrutura de alimentação das antenas projetadas, cujos valores iniciais foram obtidos através de modelos analíticos.

A seguir é descrito o modelo da linha de transmissão para antenas de plaqueta retangular utilizado neste trabalho, e brevemente comentado o modelo de cavidade.

2.2.3.1 Modelo de linha de transmissão

O modelo de linha de transmissão pode ser visto como o mais simples dos métodos analíticos para a compreensão do desempenho de antenas de microfitas. Neste modelo, a plaqueta da antena de microfita é vista como uma linha de transmissão ressonante. Esse modelo considera que não há variação nos campos transversais, ou seja, que o campo somente varia ao longo do comprimento da plaqueta, sendo que a radiação ocorre a partir do franjamento de campos nas extremidades terminadas em circuito aberto da linha de transmissão⁴⁵.

A Figura 10(a) apresenta uma antena de microfita retangular, que pode ser modelada por uma linha de transmissão de baixa impedância característica, terminada em aberto, com comprimento L e largura W . Nesse modelo a operação da antena é atribuída ao campo radiado por duas fendas de largura W e comprimento ΔL , separadas por uma distância L , que corresponde ao comprimento do elemento radiante. A Figura 10(b) mostra as linhas campo elétrico concentradas em sua maior parte no substrato, e desprendendo-se das duas fendas para o ar nas extremidades da plaqueta.

Figura 10 - Comprimento efetivo de uma plaqueta retangular de microfita: (a) vista superior; (b) vista lateral.

Fonte: Adaptado de Balanis⁴⁶.

Devido aos efeitos de borda que ocasionam franjamento do campo elétrico nas extremidades do radiador, a plaqueta da antena de microfita tem comprimento elétrico maior que seu comprimento físico L , o qual é estendido por uma distância ΔL em suas duas extremidades terminadas em circuito aberto, resultando em um comprimento efetivo $L + 2\Delta L$. A extensão do comprimento da linha de transmissão devido ao franjamento do campo elétrico é uma função da constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}) e da razão entre largura e espessura do substrato (W/h), apresentada pela eq. (7)⁴⁶:

$$\Delta L = h(0,412) \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}, \quad (7)$$

onde a constante dielétrica efetiva ϵ_{reff} é calculada pelas eq. (3) - (4) utilizando $W_L = W$, sendo W a largura da plaqueta de antena.

Considerando o efeito de franjamento, o comprimento da plaqueta de uma antena de microfita retangular, operando na frequência de ressonância f_r , pode ser determinado conforme a eq.(8)⁴⁶:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L, \quad (8)$$

onde, c é a velocidade da luz no espaço livre e f_r a frequência de ressonância da antena. A largura da plaqueta para um radiador eficiente, pode ser calculado através da eq. (9) apresentada a seguir⁴⁴:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (9)$$

Uma vez projetadas as dimensões L e W do radiador retangular, é necessário determinar o ponto de conexão entre a estrutura de alimentação da antena e a plaqueta radiante. A alimentação é usualmente conectada em um ponto da plaqueta situado na metade da largura da mesma, $W/2$, de modo a evitar excitar modos transversais ao modo principal de operação da antena.

Dessa forma resta determinar a posição do ponto de alimentação ao longo do comprimento da plaqueta, representado por y_0 na Figura 11 que ilustra o ponto de conexão entre radiador e linha de entrada em uma antena com alimentação por microfita indentada. A impedância de entrada da antena é um parâmetro essencial para o projeto da mesma, e que varia ao longo de seu comprimento.

Figura 11 - Antena com plaqueta retangular e alimentação por microfita indentada.

Fonte: próprio autor.

A impedância de entrada de uma antena de microfita retangular na frequência de ressonância é puramente resistiva, e pode ser calculada pela eq. (10) expressa a seguir⁵³:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right), \quad (10)$$

sendo que $R_{in}(y = 0)$ é a resistência de entrada na extremidade da plaqueta, $R_{in}(y = y_0)$ a resistência de entrada desejada na posição y_0 no interior da plaqueta. A resistência $R_{in}(y = 0)$ na extremidade da plaqueta pode ser calculada, levando em conta a condutância e efeitos de acoplamentos mútuos entre as duas fendas⁵³, conforme a eq. (11):

$$R_{in}(y = 0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}, \quad (11)$$

onde o sinal (+) é usado para modos com distribuição ímpar de tensão de ressonância sob a plaqueta e entre as fendas, enquanto o sinal menos (-) é usado para modos com distribuição par de tensão de ressonância. Os valores de G_1 e G_{12} são respectivamente a condutância de uma fenda radiante isolada e condutância mútua entre as duas fendas rariantes, sendo obtidas pelas eq. (12)-(13) a seguir^{46,53}:

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta, \quad (12)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta, \quad (13)$$

sendo que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero e k_0 o número de onda no espaço livre. Assim a eq. (10) pode ser reescrita como sendo⁴⁶:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (14)$$

Pela eq. (14) observa-se que a resistência de entrada pode ser alterada, escolhendo uma posição, a uma distância y_0 além da fenda 1. A Figura 12 apresenta a resistência de entrada da antena normalizada, em função da distância entre a borda da plaqueta e o ponto de alimentação da antena, normalizada pelo comprimento da antena. Nota-se que, o valor máximo ocorre na borda da fenda ($y_0 = 0$) e que seu valor mínimo ocorre no centro da plaqueta ($y_0 = L/2$). Conforme o ponto de alimentação desloca-se da borda em direção ao centro da plaqueta, a resistência de entrada diminui chegando a zero no centro.

Figura 12 - Variação da resistência normalizada de entrada da plaqueta ao longo de uma distância y_0 normalizada em relação à borda.

Fonte: próprio autor.

Assim, uma alimentação indentada ou por sonda coaxial pode ser empregada para casar com a antena de microfita de forma eficiente.

O ponto de conexão de alimentação, seja por sonda coaxial ou microfita indentada, é escolhido a uma distância da borda da antena na qual a resistência da plaqueta seja a mesma que a impedância de referência utilizada, geralmente 50Ω em frequências de micro-ondas, visando casamento de impedância.

2.2.3.2 Modelo de cavidade

O modelo da cavidade possui maior precisão e modela a antena de microfita como uma cavidade ressonante, preenchida por dielétrico. As faces superior e inferior da cavidade são a plaqueta radiante e o plano de terra, respectivamente, sendo representadas por paredes elétricas. As quatro laterais da cavidade são circuitos abertos, sendo representadas por paredes magnéticas⁴⁸. Os campos na antena são considerados como os campos dos modos ressonantes da cavidade.

Os campos abaixo da plaqueta com formatos regulares, como retangulares, por exemplo, podem ser expressos como a somatória dos campos dos vários modos ressonantes. Os campos de franja, em torno da plaqueta, são levados em conta, assim dimensões efetivas são consideradas no modelo. O campo distante e a potência de radiação são calculados a partir da corrente magnética equivalente em torno da plaqueta. Os campos de franja e a potência radiada não são incluídos dentro da cavidade, mas localizados em suas bordas⁴⁵.

A Figura 13 ilustra a densidade de carga e a densidade da corrente na antena, que são utilizadas no cálculo dos modos ressonantes no modelo de cavidade da antena⁴⁶. O movimento destas cargas cria densidades de corrente correspondente J_b e J_t nas faces inferior e superior da plaqueta, respectivamente.

Figura 13 - Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada

Fonte: Adaptado de Balanis⁴⁶.

O modelo de cavidade ressonante não foi utilizado no projeto das antenas desenvolvidas neste trabalho. Seu equacionamento não é aqui apresentado, mas encontra-se descrito em^{46,48}.

2.3 Antenas em tecnologia SIW

Antenas de microfita ou de fenda têm sido incluídas em cavidades em guia de ondas, sendo denominadas na literatura como *cavity-backed antennas*. A associação do elemento radiante, seja uma plaqueta ou fenda, com a cavidade em guia de ondas resulta na melhoria de diversas características da antena, como redução da radiação traseira, maior isolamento entre a antena e elementos nas suas vizinhanças, e supressão de ondas de superfície que reduzem significativamente a eficiência de radiação de antenas de microfita⁵⁴.

No entanto, cavidades em guias de onda são estruturas metálicas, sendo rígidas e pesadas, não atendendo aos requisitos flexibilidade e de conforto do usuário desejados para antenas vestíveis.

Com o surgimento da tecnologia SIW tornou-se possível construir cavidades em guia de ondas que podem ser integradas ao substrato têxtil, permitindo a construção de antenas denominadas *SIW cavity-backed antennas* para aplicações vestíveis. Neste trabalho a tecnologia SIW foi aplicada ao desenvolvimento de antenas têxteis do tipo *SIW cavity-backed antenna*, visando miniaturização de suas dimensões físicas e operação em banda dupla.

Nesta seção é descrita a tecnologia SIW e são apresentados resumidamente aspectos teóricos de antenas em cavidade ressonante SIW.

2.3.1 Tecnologia SIW

Guias de ondas são amplamente utilizados em frequências de micro-ondas e ondas milimétricas, devido à sua baixa perda, alta capacidade de potência e elevado índice de mérito. São também usados em antenas, como a antena corneta empregada como alimentador de antenas refletoras, em sistemas de caracterização de antenas de alto ganho e em arranjos de antenas. Contudo, estruturas em tecnologia de guias de ondas possuem alto custo de fabricação e sua integração com tecnologias planares é difícil, dependendo de transições complexas⁵⁵.

Como alternativa ao guia de ondas metálico, foi proposta a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato (SIW), que permite construir estruturas similares a

guias de onda em forma planar. As estruturas SIW são fabricadas diretamente em substrato de baixas perdas, sendo as paredes laterais do guia de ondas realizadas através de furos periódicos metalizados que interconectam as paredes superior e inferior do guia, definidas nas camadas metálicas das faces do substrato. Dessa forma, em guias de onda integrados ao substrato, a onda eletromagnética é praticamente confinada no substrato, tal como uma estrutura de guia de ondas. A Figura 14 apresenta esquematicamente a topologia de um guia de ondas em tecnologia SIW.

Figura 14 - Topologia de um guia de onda em SIW e sua equivalência com um guia de onda retangular convencional.

Fonte: Adaptado de CHEN e WU⁵⁶.

Devido à descontinuidade das paredes laterais de guias SIW, formadas por furos metalizados, não há propagação de fluxo de corrente longitudinal nas mesmas. Dessa forma modos transversais magnéticos (TM) não se propagam nessas estruturas. Guias de ondas SIW suportam somente a propagação de modos quasi-transversal elétrico, similar a modos transversal elétrico (TE) em guias de onda metálicos⁵⁶.

No desenvolvimento de circuito de micro-ondas, como, por exemplo, filtros, a perda de transmissão reduzida na faixa de passagem e alta rejeição de demais frequências são as considerações de projeto mais cruciais, e influenciam na escolha de materiais e tecnologia do filtro. Nesses aspectos a tecnologia SIW apresenta vantagens sobre as tecnologias planares tradicionais.

Diversos componentes SIW passivos e ativos foram desenvolvidos, incluindo guia de ondas, ressoadores, filtros, amplificadores, divisores e combinadores de

potência, acopladores e osciladores. Sendo uma tecnologia planar com elevado índice de mérito, pode ser aplicada ao projeto de antenas utilizando cavidades ressonantes SIW^{55,57}.

2.3.2 Antena em cavidade ressonante em SIW

Através da tecnologia SIW é possível construir antenas inseridas em cavidades ressonantes ou mesmo antenas com fenda em cavidades ressoantes, como ilustrado na Figura 15. Antenas em cavidades de guia de ondas ganharam interesse dos projetistas de antenas devido à sua configuração em miniatura, apresentando vantagens similares às de antenas em cavidades metálicas, como maior isolamento e redução dos lóbulos traseiros^{54,58}.

Figura 15 - Antenas em cavidade SIW: (a) antena de microfita; (b) antena de fenda.

Fonte: Adaptado de Awida e Fathy⁵⁸ e Agneessens et al⁵⁹.

A estrutura física de uma cavidade ressonante SIW é ilustrada na Figura 16(a). Nessa figura, as dimensões a e b são a largura e o comprimento da cavidade SIW respectivamente, h é a espessura do substrato, ϵ_r é a constante dielétrica relativa do substrato, D o diâmetro dos postes metálicos, p o espaçamento periódico entre postes metálicos, t a espessura do condutor e q a distância entre as bordas dos postes e da cavidade. Os parâmetros a_{eff} e b_{eff} são a largura e o comprimento efetivos da cavidade ressonante, respectivamente, sendo equivalentes às dimensões de uma cavidade em guia de ondas retangular com faces laterais metálicas contínuas, como ilustrado na Figura 16(b).

Figura 16 - Topologia de uma cavidade em SIW e sua equivalência: (a) cavidade ressonante retangular SIW; (b) cavidade ressonante retangular convencional.

Fonte: próprio autor.

Antenas em cavidades SIW apresentam algumas características que são muito atraentes para aplicações em antenas têxteis. Permite a integração de componentes ativos e passivos em um único substrato por meio de um processo de produção de baixo custo⁵⁹. A radiação em direções indesejadas é minimizada pelos furos metalizados, que atuam como uma parede elétrica eficaz. Isto melhora o isolamento entre os dispositivos de micro-ondas posicionados junto ao corpo do usuário e os tecidos humanos, reduzindo dois efeitos indesejados em tecnologias vestíveis: a influência da presença do corpo humano sobre as características da antena e a absorção de radiação eletromagnética pelo usuário. Dessa forma antenas têxteis com cavidades ressonantes SIW apresentam vantagens quando comparadas com outros tipos de antenas usadas em sistemas vestíveis, como antenas têxteis de microfita.

Alguns trabalhos na literatura utilizando antenas têxteis em cavidade ressonante SIW mostram a versatilidade dessas antenas para diversas aplicações: banda larga³⁵, operação de banda dupla, e miniaturização³⁶, mantendo o desempenho elétrico mesmo na proximidade do corpo humano. Na fabricação de antenas com cavidade ressonante SIW são utilizados ilhoses metálicos para implementar os postes condutores em materiais têxteis, requeridos por essa tecnologia. Dessa forma é possível o desenvolvimento de antenas de peso leve e com isolamento em relação ao corpo do usuário, integradas a circuitos eletrônicos de sistemas vestíveis.

Adicionalmente, antenas com cavidade ressonante possibilitam a redução de tamanho da antena, utilizando técnicas de miniaturização que exploram a simetria da distribuição do campo eletromagnético no interior da cavidade. Essas técnicas vêm sendo aplicadas ao projeto de antenas usando materiais têxteis e tecnologia SIW, utilizando cavidades ressonantes dos tipos HMSIW³⁷ e QMSIW³⁸.

Como mostrado na Figura 17, diferentes métodos podem ser utilizados para alimentar antenas em cavidades SIW^{33,57,60}. A Figura 17(a) apresenta uma antena constituída por uma fenda radiante construída na parede superior de uma cavidade SIW que é alimentada por uma linha coplanar com plano de terra, localizada na parede oposta à da fenda, projetada para impedância característica tipicamente de 50Ω . Uma linha de microfita conectada diretamente a cavidade SIW pode também ser utilizada para alimentar a antena, como ilustrado na Figura 17(b). Usualmente a linha microfita é projetada para ter impedância característica de 50Ω . A Figura 17(c) mostra a alimentação da cavidade ressonante SIW por meio de uma transição do tipo linha *taper*. Essa linha tem como objetivo casar a impedância da linha de microfita de entrada com a impedância da cavidade SIW através de um trecho de microfita de largura variável. Uma expressão analítica aproximada para o cálculo da linha *taper* é apresentada na literatura⁶¹. Além de alimentação por métodos planares, antenas de cavidade SIW podem ser alimentadas por estruturas não planares, por exemplo, por sonda coaxial, como mostrado na Figura 17(d).

Figura 17 - Métodos de alimentação para antenas em cavidade em SIW: (a) Linha coplanar com plano terra; (b) linha de microfita; (c) linha taper; (d) sonda coaxial.

(c)

(d)

Fonte: próprio autor.

Geralmente as cavidades ressonantes SIW têm altura h pequena em relação à sua largura e comprimento, sendo usualmente projetadas para operar em modos TE_{m0n} , que não dependem de h . Para uma antena de cavidade SIW, a frequência de ressonância operando no modo TE_{m0n} é obtida pela eq.(15)⁶²:

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2}, \text{ modos } TE_{m0n} \quad (15)$$

onde c é a velocidade de luz no vácuo, ϵ_r e μ_r são a constante dielétrica relativa e a constante de permeabilidade relativa do substrato, respectivamente, m e n correspondem aos índices do modo de ressonância da cavidade, associados respectivamente à largura e ao comprimento da mesma. Os valores a_{eff} e b_{eff} – largura e comprimento efetivos da cavidade ressonante, são obtidos pelas eq. (16) - (17)⁶²:

$$a_{eff} = a - \frac{D^2}{0,95p} \quad (16)$$

$$b_{eff} = b - \frac{D^2}{0,95p} \quad (17)$$

O diâmetro D dos postes condutores e o passo p de espaçamento entre os mesmos devem obedecer às eq. (18) e (19), respectivamente, para bom desempenho da cavidade SIW, evitando espalhamento de campo⁶²:

$$D < \frac{\lambda_{df}}{5} \text{ sendo } \lambda_{df} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (18)$$

$$p \leq 2D, \quad (19)$$

onde,

λ_0 : comprimento de onda no espaço livre na frequência de interesse

λ_{df} : comprimento de onda em meio com constante dielétrica relativa ϵ_r .

2.4 Conclusões parciais

Neste capítulo foram apresentados resumidamente os princípios teóricos de antenas têxteis de microfitas, bem como os métodos de alimentação dessas antenas. Foram apresentadas considerações referentes à fabricação de antenas de microfita em substratos têxteis.

Foram consideradas as antenas em cavidade ressonante SIW, que permitem projetar antenas tipo *cavity-backed antennas* em substratos têxteis, apresentando-se as vantagens das mesmas para uso em aplicações vestíveis. Foi descrita a estrutura de guias de ondas integrados ao substrato, fornecendo-se equações para cálculo da frequência de ressonância dos modos TE_{m0n} de cavidades SIW retangulares, utilizados em antenas em cavidade ressonante SIW.

3. MATERIAIS E PROCESSO DE FABRICAÇÃO

Resumo: Neste capítulo são descritos os passos que precederam o projeto das antenas têxteis, possibilitando a escolha dos materiais e processos de fabricação utilizados, bem como a obtenção dos parâmetros do substrato têxtil empregados no projeto e simulação das antenas. São apresentados o tecido condutor e o substrato têxtil utilizados nesta pesquisa e métodos usuais de fabricação de antenas têxteis. É descrito o procedimento adotado para caracterização do substrato têxtil, visando determinar a constante dielétrica e tangente de perdas do mesmo, que são informações essenciais para o projeto das antenas.

3.1 Tecido condutor

Para a fabricação do elemento radiante e do plano de terra da antena têxtil é necessário utilizar um elemento condutor que possa ser facilmente fixado ao substrato têxtil, de preferência de forma permanente, e que tenha boa flexibilidade, como requerido para aplicações vestíveis.

Fitas de cobre com adesivo em uma de suas faces foram utilizadas em algumas aplicações, mas sua aderência ao substrato têxtil demonstrou baixa durabilidade. Tecidos condutores revestidos por adesivo termicamente ativado também apresentaram problemas de aderência.

Duas soluções que atendem aos requisitos de material condutor para antenas têxteis são tecidos condutores costurados sobre o substrato, e linha condutora bordada no substrato de tecido dielétrico. Nesta tese, adotamos o uso de tecidos condutores costurados ao substrato para a fabricação de antenas integráveis em roupas. Esses tecidos são obtidos através do entrelaçamento de fios metálicos com materiais têxteis usuais.

A seleção de um tecido condutor adequado constitui um passo importante na fabricação de uma antena têxtil. Para o projeto de antenas têxteis, um tecido condutor precisa satisfazer alguns requisitos⁷.

- O tecido condutor deve ter baixa resistência elétrica para minimizar as perdas condutivas da antena que degradam sua eficiência de radiação;
- O tecido condutor, assim como o tecido dielétrico utilizado como substrato da antena, deve ser flexível de modo que a antena possa moldar-se aos movimentos do corpo;
- Deve ser leve, de modo a resultar em antenas com peso reduzido.

Entre os tecidos condutores encontrados na literatura e adquiridos para realização desta pesquisa está o *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* (PCPTF™), fabricado pela LessEMF⁶³. O PCPTF é um tecido brilhante, feito com 35% de cobre puro, e possui as vantagens de ser flexível e leve. Além disso, pode ser facilmente cortado e fixado ao substrato dielétrico têxtil por meio de costura, sendo compatível com a fabricação de antenas têxteis. Uma fotografia desse tecido é mostrada na Figura 18, sendo suas propriedades apresentadas na Tabela 1.

Figura 18 - Tecido condutor PCPTF

Fonte: Próprio autor.

Tabela 1 - Propriedades do tecido condutor PCPTF.

Propriedades	Valores
Resistência superficial (R_s)	0,05 $\Omega/\square$
Espessura (t)	0,08 mm
Peso	80 g/m ²

Fonte: Ref.⁶³

Para o projeto da antena utilizando tecidos condutores, o parâmetro importante é a condutividade, que não é fornecida diretamente pelo fabricante. No entanto a condutividade pode ser calculada a partir da resistência superficial e da espessura do tecido condutivo, através da eq. (20)⁴⁸:

$$\sigma = \frac{1}{R_s t} \quad (20)$$

Onde R_s é a resistência de superficial dada em $\Omega/\square$ e t a espessura do tecido condutor. Assim o valor da condutividade do PCPTF calculada a partir dos dados do fabricante é de $2,5 \times 10^5$ S/m. Observa-se que a condutividade do tecido condutor é duas ordens de grandeza inferior à do cobre puro. Esse valor reduzido de condutividade do material do plano de terra e do radiador das antenas têxteis de microfita ocasiona diminuição da eficiência de radiação, redução de ganho e alargamento da banda de operação da antena.

3.2 Substrato dielétrico têxtil

Em geral, os materiais têxteis usados como substratos das antenas de microfita apresentam constante dielétrica relativa de valor reduzido, próximo à unidade, por serem materiais muito porosos e com presença de ar entre suas fibras.

O valor baixo de constante dielétrica relativa do substrato têxtil reduz as perdas devidas a ondas de superfície que são ligadas à propagação da onda guiada dentro dos substratos. As perdas de potência devidas à propagação de ondas de superfície podem ser desprezadas desde que a relação apresentada na eq. (21) seja respeitada⁴⁸. Portanto, o baixo valor de constante dielétrica relativa dos substratos têxteis permite o uso de substratos mais espessos, o que aumenta a largura de banda da antena.

$$\frac{h}{\lambda_o} \leq \frac{0,3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (21)$$

Devido à sua ampla utilização reportada na literatura, o tecido denim foi o material escolhido para ser usado como substrato dielétrico na presente pesquisa. No entanto, os resultados e discussões aqui apresentados para antenas com substrato denim podem ser aplicados a antenas empregando outros tipos de substratos dielétricos têxteis.

Antes de realizar o projeto da antena têxtil é importante caracterizar o substrato dielétrico, determinando sua constante dielétrica relativa (ϵ_r) e sua tangente de perdas ($tg\delta$). A Tabela 2 apresenta alguns valores desses parâmetros fornecidos na literatura para substrato denim, na frequência de 2,45 GHz.

Tabela 2 - Propriedades eletromagnéticas do denim em 2,45 GHz, apresentadas na literatura.

Substrato denim		
Constante dielétrica (ϵ_r)	Tangente de perdas ($tg\delta$)	Referência
1,6	0,05	[64]
1,7	0,07	[65]
1,8	0,025	[66]

Fonte: próprio autor.

Na Tabela 2 verificamos que existe uma variação nos valores da constante dielétrica relativa e da tangente de perdas do denim apresentados na literatura. Essa variação está relacionada com o processo e com a cor do corante usados na tintura do denim. O denim é encontrado em uma grande gama cores, sendo que o corante mais utilizado é o índigo. Este corante não tem muita afinidade com o algodão, por isso o tingimento é restrito à superfície dos fios, que ficam revestidos na camada mais externa por um anel azul, mantendo seu núcleo branco.

Diante da variedade de cores e de processos de fabricação do denim, são encontrados na prática diferentes valores para as características eletromagnéticas desse material. Logo, existe a necessidade de se determinar experimentalmente a constante dielétrica e a tangente de perdas do material têxtil que será utilizado na fabricação da antena. Esses valores devem ser empregados nas etapas de projeto e simulação da antena. Dessa forma, minimiza-se o desvio entre o desempenho da antena obtido por simulação computacional e o resultante de medidas elétricas do protótipo fabricado.

3.3 Fabricação

No processo de fabricação da antena em substrato têxtil, a etapa de fixação da plaqueta condutora sobre o substrato dielétrico é crítica. Em primeiro lugar, as dimensões físicas projetadas devem ser mantidas quando o radiador da antena for incorporado ao substrato. Em segundo lugar, os materiais e processos utilizados nesse procedimento não devem prejudicar as propriedades elétricas da plaqueta condutora. Dentre esses processos podemos citar^{7,16-18}:

- Uso de cola líquida para fixar o tecido condutor sobre o substrato têxtil;
- Fixação de fitas adesivas de cobre sobre o substrato têxtil por pressão;
- Fixação de tecidos condutores termicamente ativados ao substrato têxtil, usando pressão e temperatura;
- Fixação de tecido condutor sobre o substrato têxtil por meio de costura com linha dielétrica.

➤ *Cola líquida*

São apresentadas na literatura antenas têxteis com tecido condutor fixado ao substrato por processo de colagem com cola líquida. A aplicação de cola líquida sobre o tecido condutor mostrou efeitos de desvio de frequência de ressonância da antena e de aumento de perdas no dielétrico^{7,67}. Do ponto de vista elétrico, verificou-se que a cola líquida atua como isolante entre os fios condutores e que a falta de homogeneidade da camada de cola ocasiona variação da resistência elétrica do tecido condutor ao longo da plaqueta e do plano de terra. Quanto a propriedades mecânicas, notou-se que as colas líquidas depois de secas ficam rígidas e quebradiças, deixando o tecido endurecido, reduzindo sua flexibilidade.

➤ *Fitas adesivas de cobre*

Fitas de cobre recobertas por material adesivo em uma de suas faces são uma opção de material condutor que pode ser diretamente fixado sobre o substrato têxtil da antena, aderindo-se ao mesmo simplesmente por meio de pressão^{19,21,22,25}. Fitas adesivas colantes têm a vantagem de possuir uma condutividade da mesma

ordem do cobre, reduzindo as perdas condutivas da antena e possibilitando o projeto de antenas com maior ganho. Por outro lado, o adesivo que as reveste pode degradar-se com o passar do tempo, fazendo com que a fita condutiva se desprenda do tecido.

➤ *Tecidos condutores termicamente ativados*

Os tecidos condutores revestidos por adesivos ativados por temperatura aderem ao substrato quando aquecidos e mostraram bons resultados em aplicações de antenas têxteis^{5,7,21,22}. O adesivo que reveste uma das faces desses tecidos é depositado uniformemente em sua fabricação, formando uma camada fina e homogênea.

Apesar da facilidade do processo de fixação do tecido condutor termicamente ativado, verificou-se experimentalmente neste trabalho que a penetração do adesivo no substrato têxtil alterou a permissividade relativa do mesmo, ocasionando desvios de frequência de ressonância de antenas de microfita.

➤ *Costura com linha dielétrica*

A fixação do tecido condutor sobre o substrato têxtil por meio de costura com linha dielétrica foi utilizada na fabricação das antenas desta pesquisa. O processo de fixar tecido condutor sobre o substrato têxtil usando costura com linha dielétrica apresenta ótimos resultados^{15,16,20}, mas exige atenção na fabricação para evitar a formação de bolhas de ar entre os materiais. É importante evitar a formação de rugas no tecido condutor durante o processo de costura, pois as rugas criam distâncias desiguais entre o elemento radiador da antena e o plano de terra, resultando em distorção da característica da antena.

A fim de garantir que o tecido condutor fique em contato com o substrato têxtil dielétrico, as costuras devem fixar as bordas dos condutores, e adicionalmente deve-se realizar linhas de costura com espaçamentos menores que 2 cm no interior da plaqueta radiante⁶⁷.

A agulha utilizada no processo de costura atravessa o tecido condutor do elemento radiante, o substrato têxtil e o tecido condutor que constitui o plano de terra da antena. Deve-se garantir que pequenas fibras condutoras não sejam puxadas do elemento radiador e do plano de terra através do substrato, ocasionando curtos-circuitos localizados entre essas duas partes. Além disso, a pressão da costura deve ser controlada de modo a não ocasionar uma compressão excessiva no substrato, afetando sua espessura.

Importante ressaltar que para incorporar a parte metálica da antena ao substrato, inicialmente a parte metálica deve ser cortada nas dimensões em que foi projetada, para depois ser fixada no substrato.

A Figura 19 mostra as ferramentas que foram utilizadas para a fabricação dos protótipos das antenas têxteis projetadas neste trabalho. Tecidos condutores e substratos de denim foram cortados utilizando estiletes e régua. Posteriormente uma máquina de costura e uma máquina de colocar ilhoses foram utilizadas para fixação das partes metálicas ao substrato.

Figura 19 - Materiais utilizados para fabricação das antenas têxteis; (a) estiletes de precisão; (b) régua de precisão; (c) máquina de costura; (d) máquina de colocar ilhoses.

(a)

(b)

(c)

(d)

Fonte: próprio autor.

Nesta pesquisa, as geometrias a serem recortadas sobre o tecido condutor foram desenhadas no programa *Corel Draw* e impressas sobre uma folha de papel, sendo recortadas de modo a se obter moldes com as dimensões desejadas. A seguir fixou-se a geometria impressa em papel com uma pequena quantidade de cola bastão sobre o tecido condutor e recortou-se o mesmo com o formato desejado. A cola bastão é uma cola com pouco grau de fixação e não cria uma película sólida no tecido. O corte feito com estilete foi realizado com auxílio de uma régua metálica, sendo mais preciso que o corte com tesoura, pois não cria rebarbas nas laterais cortadas.

3.4 Caracterização do substrato denim

Na literatura encontramos diversas técnicas para determinação de constante dielétrica relativa e tangente de perdas, como métodos não ressonantes que funcionam em uma faixa de frequência^{19,21}, ou métodos ressonantes, que fornecem resultados em uma frequência única^{20,21}.

O procedimento adotado neste trabalho para determinar os parâmetros eletromagnéticos do denim foi o desenvolvimento de dois filtros de microfita rejeita faixa, centrados em 2,5 GHz e em 5,8 GHz, frequências centrais das antenas que se pretendia projetar.

Os filtros foram projetados utilizando como espessura do denim seu valor médio, medido com paquímetro em 10 pontos ao longo de uma amostra de tecido com 10 cm x 10 cm, que resultou em $h = 0,7$ mm. Para o projeto foram considerados valores de constante dielétrica relativa e de tangente de perdas do denim apresentados na literatura, adotando-se $\epsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$.

Como mostrado na Figura 20, o filtro é constituído por uma linha de microfita com comprimento de um quarto de comprimento de onda na frequência a ser rejeitada, conectada em paralelo à linha de microfita principal. A largura das linhas de microfita foi projetada de modo a resultar em linhas de transmissão com impedância característica de 50Ω . O comprimento desse toco é de um quarto de comprimento de onda da frequência central da banda de rejeição do filtro, sendo calculado pela eq. (22), onde λ_{eff} é o comprimento de onda efetivo na frequência de

projeto e ε_{reff} é a constante dielétrica efetiva da linha de microfita definida nas eq. (3)-(4).

$$L_t = \frac{\lambda_{eff}}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (22)$$

Figura 20 - Filtro rejeita faixa: (a) leiaute; (b) circuito esquemático.

Fonte: próprio autor.

O parâmetros L_{d1} e L_{d2} foi atribuído um valor de $\approx 5h$ para efeito de franjamento de campo. Os filtros rejeita-faixa centrados em 2,5 GHz e 5,8 GHz projetados foram simulados e otimizados no simulador computacional HFSS, de modo a operar nas frequências de rejeição desejadas. A Tabela 3 apresenta as dimensões finais dos elementos dos filtros projetados, sendo os parâmetros do leiaute definidos na Figura 20(a).

Tabela 3 - Dimensões dos filtros rejeita-faixa projetados.

Dimensões finais do filtro projetados		
Parâmetros do leiaute	Filtro de 2,5 GHz	Filtro de 5,8 GHz
W_f	2,4 mm	2,4 mm
W_t	2,4 mm	2,4mm
L_f	98 mm	98 mm
L_{d2}	3,5 mm	16,7mm
L_{d1}	18,8 mm	18,8 mm
L_t	23,5 mm	10,5 mm

Fonte: próprio autor.

O plano de terra e as linhas de microfita foram fabricados usando tecido condutor PCPTF e colados sobre o substrato de denim com cola a base de água em bastão.

Visando obter resultados precisos durante a caracterização elétrica dos filtros, os mesmos foram montados sobre uma base de latão, evitando-se que as linhas de microfita sofressem dobras que poderiam interferir na resposta em frequência do filtro. Os filtros foram fixados sobre o suporte de latão por meio de parafusos e arruelas. A entrada e a saída dos filtros foram soldadas a conectores SMA, aparafusados na base de latão.

A seguir as Figura 21 e Figura 22 apresentam fotografias dos protótipos dos filtros rejeita-faixa de 2,5 GHz e 5,8 GHz, respectivamente, bem como o leiaute desenhado no HFSS, usados como modelos de simulação dos mesmos.

Figura 21 - Filtro rejeita faixa em 2,5 GHz com substrato denim; (a) protótipo fabricado; (b) leiaute desenhado no HFSS.

Fonte: próprio autor.

Figura 22 - Filtro rejeita faixa em 5,8 GHz com substrato denim; (a) protótipo fabricado; (b) leiaute desenhado no HFSS.

Fonte: próprio autor.

Os tocos em aberto utilizados nos filtros funcionam como circuitos ressonantes, conectados em paralelo à linha de microfita localizada entre a entrada

e saída do filtro. Na frequência em que o teco em aberto tem comprimento elétrico de 90° , o mesmo impõe um curto-circuito no ponto de conexão com a microfita de transmissão, bloqueando a transmissão do sinal de entrada para a saída, na frequência de ressonância.

Após a construção dos filtros, as dimensões das linhas de microfita foram medidas com paquímetro e os modelos de simulação dos filtros foram alterados para representar com precisão os protótipos construídos. Esses novos modelos foram utilizados para simular os filtros rejeita-faixa. Considerando-se que os modelos de simulação usam as dimensões reais dos filtros fabricados, pode-se concluir que diferenças entre resultados simulados e medidos são devidos os valores incorretos de constante dielétrica relativa e tangente de perdas do substrato usadas nas etapas de simulação. Para obter a constante dielétrica relativa e tangente de perdas da amostra de substrato usada na fabricação dos filtros, otimizou-se o valor desses parâmetros de modo que os resultados das simulações computacionais apresentassem boa concordância com os resultados medidos.

3.4.1 Resultados experimentais

Os filtros rejeita faixa foram projetados usando linhas de microfita com impedância característica 50Ω , assumindo um valor aproximado da constante dielétrica e da tangente de perdas do dielétrico. Após o projeto, os filtros foram simulados no HFSS de modo a obter rejeição na frequência desejada. Em seguida, os filtros foram construídos e suas dimensões foram medidas com o paquímetro, de modo a conferir imperfeições devido a fabricação.

Logo após, as etapas de projeto e fabricação, foram realizadas medidas das curvas de perda de retorno e de perda de inserção versus frequência dos filtros construídos – $S_{11}(dB) \times f$ e $S_{21}(dB) \times f$. Os resultados experimentais e simulados da resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz são apresentados na Figura 23. Os resultados de simulação foram obtidos utilizando $\epsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$.

Figura 23 – Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz - curvas simuladas adotando denim com $\varepsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$ e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

A perda de inserção medida do filtro, Figura 23(a), mostra um pequeno desvio de frequência e uma banda um pouco mais larga, comparativamente aos resultados de simulação. Devido a isso, a constante dielétrica e a tangente de perdas do substrato denim foram ajustadas através de simulações computacionais de modo a otimizar a concordância entre as curvas simuladas e medidas de $S_{11}(dB) \times f$ e $S_{21}(dB) \times f$. A Figura 24(a) ilustra o efeito do valor da constante dielétrica relativa do substrato na resposta em frequência do filtro, apresentando curvas obtidas por simulações computacionais com ε_r variando de 1,6 a 1,8. Pode-se observar que a constante dielétrica da amostra de denim utilizada como substrato encontra-se entre 1,7 e 1,8, valores que fornecem a melhor concordância entre a frequência de máxima rejeição simulada com a medida.

A Figura 24(b) mostra o efeito do valor da tangente de perdas sobre a resposta do filtro rejeita-faixa, apresentando curvas para valores de $tg\delta$ entre 0,02 e 0,06. Verifica-se, como esperado, que o aumento do valor da tangente de perdas ocasiona um alargamento de banda do filtro, de modo que a perda de inserção simulada fica mais próxima dos resultados medidos do filtro. Pelas curvas nota-se que o valor da tangente de perdas da amostra de denim utilizada como substrato está compreendido entre 0,04 e 0,06.

Figura 24 - Otimização dos valores de constante dielétrica relativa e de tangente de perdas - curvas simuladas e curva medida de S_{21} versus frequência do filtro rejeita faixa de 2,5 GHz: (a) otimização da constante dielétrica relativa; (b) otimização da tangente de perdas.

Fonte: próprio autor.

Considerando-se os resultados apresentados na Figura 24, considerou-se que os parâmetros do substrato denim utilizado tinham os seguintes valores: $\epsilon_r = 1,77$ e $tg\delta = 0,05$, na frequência de 2,5 GHz. As curvas simuladas do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz empregando esses valores para os parâmetros do denim e os resultados experimentais correspondentes são ilustrados na Figura 25. A perda de inserção medida do filtro de 2,5 GHz apresenta excelente concordância com os resultados da simulação na faixa de frequências considerada. A curva simulada de perda de retorno versus frequência é coerente com o resultado medido, apresentando, no entanto uma diferença da ordem de 1 a 3 dB em relação à medida para frequências entre 2,5 GHz e 4,0 GHz. Essa diferença pode ser atribuída a efeitos que não foram considerados na simulação, como irregularidades introduzidas pela soldagem de conectores e pequenas imperfeições na fabricação do filtro, como bolhas de ar no próprio denim e entre o denim e o tecido condutor. A boa concordância entre resultados simulados e medidos apresentados na Figura 25, indica que os valores de constante dielétrica relativa e de tangente de perdas obtidos pelo processo de otimização computacional são adequados para o projeto de antenas têxteis em 2,5 GHz, subsequentes nesta tese.

Figura 25 - Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 2,5 GHz - curvas simuladas com parâmetros otimizados do denim – $\varepsilon_r = 1,77$ e $tg\delta = 0,05$, e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

O filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz foi projetado seguindo os mesmos procedimentos descritos para o filtro de 2,5 GHz. Após o projeto, o filtro foi simulado no HFSS para resultar na rejeição da frequência desejada, adotando-se para o denim os valores iniciais de $\varepsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$. Devido à frequência mais elevada, variações nas dimensões do filtro rejeita faixa de 5,8 GHz têm maior impacto na frequência de máxima rejeição do que no caso do filtro de 2,5 GHz. Assim, após a construção do filtro, suas dimensões foram medidas com o auxílio de um paquímetro. Neste caso, o comprimento do toco em aberto foi alterado no modelo de simulação para $L_t = 10,3$ mm, que corresponde à dimensão medida com o paquímetro. A simulação do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz foi refeita considerando o novo valor de comprimento do toco em aberto. Os resultados experimentais e simulados da resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz são apresentados na Figura 26.

Como pode ser visto na curva de perda de inserção versus frequência da Figura 26(a), a frequência de máxima rejeição medida está em boa concordância com a obtida na curva simulada, e a banda de 10 dB experimental resultou pouco mais larga que a simulada. Adicionalmente, observa-se na Figura 26(b) que a perda de retorno medida na frequência central do filtro rejeita-faixa foi significativamente inferior à simulada, o que reforça a indicação de que as perdas do substrato foram

subestimadas na simulação. Assim, o valor de constante dielétrica relativa usada nas simulações iniciais permaneceu inalterado, e o valor da tangente de perdas utilizado nas simulações computacionais do filtro foi ajustado, de modo a obter boa concordância entre curvas medidas e simuladas de $S_{11}(dB) \times f$ e $S_{21}(dB) \times f$.

Figura 26 - Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz - curvas simuladas adotando denim com $\epsilon_r = 1,7$ e $tg\delta = 0,02$ e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

As curvas finais de simulação do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz usando como parâmetros do denim $\epsilon_r = 1,70$ e $tg\delta = 0,07$, são apresentadas na Figura 27, juntamente com as curvas experimentais do filtro. As curvas simuladas de perda de retorno versus frequência e de perda de inserção versus frequência do filtro de 5,8 GHz mostram coerência com valores da literatura e boa concordância com as curvas medidas.

Os valores finais adotados para a constante dielétrica relativa e a tangente de perdas do denim em torno das frequências de 2,5 GHz e de 5,8 GHz, obtidos de modo a ajustar resultados de simulações computacionais aos resultados experimentais, são mostrados na Tabela 4.

Figura 27 -. Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa de 5,8 GHz - curvas simuladas com parâmetros otimizados do denim – $\epsilon_r = 1,70$ e $tg\delta = 0,07$, e curvas medidas: (a) perda de inserção; (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

Tabela 4 - Valores finais de constante dielétrica e tangente de perda.

Substrato denim		
Frequência	2,5 GHz	5,8 GHz
Constante dielétrica (ϵ_r)	1,77	1,7
Tangente de perda ($tg\delta$)	0,05	0,07

Fonte: próprio autor.

3.5 Conclusões parciais

Neste capítulo foram apresentados, de forma comparativa, os materiais e processos de fabricação usuais de antenas têxteis reportados na literatura, com ênfase nos adotados nesta pesquisa.

O procedimento para caracterização do substrato dielétrico denim através de método ressonante empregando um filtro rejeita-faixa foi descrito, apresentando-se os resultados experimentais obtidos e o processo de extração da constante dielétrica relativa e da tangente de perdas a partir dos mesmos. Os valores experimentais obtidos para os parâmetros do denim foram coerentes com os apresentados na literatura, tendo sido usados nas etapas de projeto e de simulação das antenas têxteis dessa tese.

4. ANTENAS DE MICROFITA

Resumo: A seguir, apresenta-se o desenvolvimento de antenas têxteis de microfita empregando denim como substrato e tecido condutor PCPTF para fabricação do radiador, das linhas de alimentação e do plano de terra. Foram desenvolvidas antenas para banda ISM de 2,45 GHz usando como elemento radiante uma plaqueta retangular. Inicialmente foram desenvolvidas duas antenas com alimentação por sonda coaxial e espessura de substrato de 0,7 mm e 1,4 mm, verificando-se o efeito desse parâmetro na banda de 10 dB da antena. Na sequência foram desenvolvidas quatro antenas usando o mesmo elemento radiante e alimentação via acoplamento por proximidade, visando alargamento da banda de operação. São apresentados o projeto das antenas, sua fabricação, bem como resultados experimentais e simulados das mesmas.

4.1 Projeto de antena em tecido alimentada por sonda coaxial

A estrutura utilizada como ponto de partida foi a antena alimentada por sonda coaxial apresentada na seção 2.2.2.2. Esta antena apresenta uma estrutura clássica, de baixa complexidade, sendo sua fabricação viável para aplicações em substratos têxteis.

4.1.1 Especificações e projeto da antena

Foram projetadas duas antenas de microfita de plaqueta retangular, utilizando dois valores diferentes de espessura de substrato têxtil de denim, operando na banda ISM de 2,45 GHz, que corresponde à faixa de frequências entre 2,4000 GHz a 2,4835 GHz. Há virtualmente um número ilimitado de formatos geométricos que a plaqueta da antena de microfita pode assumir, possibilitando a obtenção de antenas com diferentes características de radiação. Em um procedimento comum de fabricação de antenas têxteis, o elemento radiante é recortado de uma folha de material condutivo e posteriormente fixado sobre um substrato têxtil por meio de costura. Nesse caso, torna-se interessante o uso do elemento radiante retangular, que facilita a fabricação da antena têxtil devido à simplicidade de sua geometria.

A banda de operação utilizada nas especificações das antenas desenvolvidas é a banda de impedância correspondente à faixa de frequências na qual a perda de retorno é menor que -10 dB.

A Figura 28 apresenta a configuração da antena de plaqueta retangular alimentada por meio de sonda coaxial, juntamente com os sistemas de coordenadas cartesianas xyz e esféricas $r\theta\phi$ adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões geométricas. A sonda coaxial é conectada na metade da largura da plaqueta, à distância y_0 da borda do elemento radiante, medida paralelamente ao comprimento L da plaqueta. Uma distância d entre a borda da plaqueta e a borda do substrato dielétrico é utilizada, de modo a comportar o franjamento dos campos nas bordas da plaqueta.

Figura 28 - Antena de microfita de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial.

Fonte: próprio autor.

Os materiais usados no projeto e fabricação das antenas são: denim, para o substrato dielétrico, e o tecido condutor PCPTF, para o elemento radiante, linhas de alimentação e plano terra. As características elétricas do denim foram determinadas experimentalmente usando-se a técnica apresentada no capítulo 3, tendo sido obtidas constante dielétrica $\epsilon_r = 1,77$ e tangente de perdas $\tan\delta = 0,05$ para a frequência de 2,45 GHz, sendo esses os valores utilizados no projeto das antenas. Com referência ao PCPTF, foram utilizados no projeto os parâmetros fornecidos pelo fabricante, a saber, condutividade $\sigma = 2,5 \times 10^5$ S/m e espessura $t = 0,08$ mm.

As antenas têxteis usando plaqueta retangular e alimentação por sonda coaxial foram projetadas para duas espessuras distintas de substrato: $h = 0,7$ mm e

$h = 1,4$ mm. O procedimento de projeto seguiu o modelo da linha de transmissão descrito na seção 2.2.3.1 para obtenção dos valores iniciais de projeto. Um programa foi feito em MatLab (apresentada no apêndice A) para os cálculos dessas dimensões iniciais com os seguintes parâmetros de entrada: frequência central da antena, constante dielétrica relativa (ϵ_r) do substrato e espessura do substrato (h). Os parâmetros de saída são: largura da plaqueta (W), comprimento da plaqueta (L) e ponto de conexão da sonda coaxial (y_o). As dimensões iniciais das duas antenas projetadas são listadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Dimensões iniciais das antenas alimentadas por sonda coaxial em 2,45 GHz

Parâmetros	Antena 1 $h = 0,7$ mm	Antena 2 $h = 1,4$ mm
W	52 mm	52 mm
L	45,5 mm	45,1 mm
y_o	16 mm	15,7 mm
d	10 mm	10 mm

Fonte: próprio autor.

Em seguida, essas dimensões iniciais foram utilizadas para gerar modelos de simulação usados no HFSS, de modo a verificar as curvas de perda de retorno das antenas em função da frequência. Os modelos de simulação incluíram os conectores SMA utilizados na alimentação das antenas, com condutor central de 1,1 mm de diâmetro e condutor externo de 3,8 mm, preenchido com dielétrico de teflon com constante dielétrica de $\epsilon_r = 2.1$. O modelo de simulação é ilustrado na Figura 29.

Figura 29 - Modelo de simulação das antenas alimentadas por sonda coaxial: (a) vista frontal; (b) vista posterior.

Fonte: próprio autor.

As Figura 30(a) e (b), apresentam, respectivamente, as curvas da perda de retorno e da impedância de entrada versus frequência da antena de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial, usando substrato com $h = 0,7$ mm e os valores de L , W e y_0 calculados pelas equações do modelo aproximado.

Figura 30 - Simulação inicial da antena de microfita de plaqueta retangular com $h = 0,7$ mm e dimensões fornecidas pelo modelo de linha de transmissão: (a) perda de retorno; (b) impedância de entrada.

Fonte: próprio autor.

Na Figura 30(a) pode-se notar que a frequência de ressonância da antena é 2,35 GHz e na Figura 30(b) verifica-se que o máximo da resistência de entrada da antena ocorre na mesma frequência. Devido à utilização de valores iniciais obtidos pelo cálculo via método da linha de transmissão, a antena se encontra com uma frequência inferior ao especificado. Adicionalmente, a impedância de entrada da antena na frequência de 2,35 GHz é $Z_{in} = 9,5 + i44,2 \Omega$, associando uma resistência de baixo valor com uma reatância indutiva significativa. Dessa forma, a antena não se encontra conjugadamente casada com a impedância de referência de 50Ω , resultando num valor mínimo de perda de retorno $S_{11} = -1,8$ dB em 2,35 GHz.

Gráficos da perda de retorno e impedância de entrada versus frequência obtidos da simulação computacional da antena de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial com $h = 1,4$ mm são apresentados nas Figura 31(a) e (b), respectivamente.

Figura 31 Simulação inicial da antena de microfita de plaqueta retangular com $h=1,4$ mm e dimensões fornecidas pelo modelo de linha de transmissão: (a) perda de retorno; (b) impedância de entrada.

Fonte: próprio autor.

Pela Figura 31(a) e (b) nota-se o mesmo comportamento da antena anterior, sendo que a máxima resistência de entrada ocorre na frequência de ressonância de 2,35 GHz. A impedância de entrada é indutiva nessa frequência ($Z_{in} = 23,9 + i56,5 \Omega$) e antena não se encontra conjugadamente casada para 50Ω ($S_{11} = -3,6$ dB).

Os resultados das simulações das antenas indicam que o modelo de linha de transmissão tem sérias limitações para aplicação em antenas têxteis. Esse modelo não considera o efeito da tangente de perdas do substrato e da condutividade do material condutor. Em antenas fabricadas com laminados de micro-ondas a tangente de perdas é reduzida e as camadas metálicas são geralmente de cobre, tendo elevada condutividade. No entanto, a tangente de perdas dos substratos têxteis é mais elevada e a condutividade dos tecidos condutores é mais reduzida que em laminados de alta frequência, comprometendo a precisão do cálculo das dimensões da antena usando o modelo de linha de transmissão.

O desvio de frequência de ressonância de ambas as antenas para valores inferiores aos especificados indica que os comprimentos das plaquetas são maiores que o necessário para atingir o objetivo, devendo ser reduzidos.

O comportamento da impedância de entrada de ambas as antenas pode ser modelado por um circuito RLC paralelo, que representa a plaqueta ressonante, em série com um indutor, que corresponde ao efeito da sonda coaxial. Para obter

melhor casamento de entrada da antena a posição da sonda de alimentação deve ser deslocada no sentido da borda da antena, com aumento de sua componente resistiva. Assim, a antena foi re-projetada utilizando otimização por simulações computacionais para alcançar a frequência central de operação de 2,45 GHz, com casamento de impedância melhor que 10 dB na banda ISM. Isso é descrito na seção que se segue.

4.1.2 Otimização computacional das antenas

As dimensões das antenas foram computacionalmente otimizadas, variando-se interativamente o comprimento da antena e a posição da sonda coaxial de alimentação, de modo a obter simultaneamente a frequência central especificada e bom casamento de impedância.

Para exemplificar esse procedimento, a Figura 32(a) mostra a impedância de entrada da antena alimentada por sonda coaxial com $h = 0,7$ mm e com as dimensões calculadas pelo modelo de linha de transmissão. Essa impedância é representada na carta de Smith pela curva em vermelho, para frequências entre 2,2 GHz e 2,7 GHz.

Figura 32 - Otimização do ponto de alimentação da antena com $h = 0,7$ mm, alimentada por sonda coaxial: (a) Impedância de entrada; (b) perda de retorno da antena otimizada.

Fonte: próprio autor.

Um melhor casamento de impedância da antena pode ser obtido deslocando-se a sonda coaxial em direção à borda da plaqueta. Dessa forma, a posição y_0 da sonda coaxial foi reduzida gradualmente até que uma impedância de entrada próxima à 50Ω fosse obtida. Esse resultado é ilustrado na curva em azul, na condição de $y_0 = 2 \text{ mm}$, como mostrado na Figura 32(a). Observa-se nessa figura, que a sonda coaxial posicionada próximo da borda da plaqueta resulta em melhor casamento de antena. A Figura 32(b) apresenta a perda de retorno da antena otimizada, onde se pode notar o excelente casamento de impedância da antena na frequência de operação e uma faixa de passagem simétrica em torno de 2,45 GHz. Durante a etapa de fabricação verificou-se a impossibilidade de soldar a sonda coaxial a 2 mm da borda do tecido condutor, de modo que a mesma foi posicionada a $y_0 = 3,6 \text{ mm}$, posição que causa uma degradação aceitável nos valores simulados de perda de retorno.

A curva vermelha apresentada na Figura 33(a) corresponde à impedância de entrada da antena alimentada por sonda coaxial usando substrato com $h = 1,4 \text{ mm}$, com as dimensões calculadas pelo modelo de linha de transmissão, para frequências entre 2,2 GHz e 2,7 GHz. A sonda coaxial foi deslocada em direção a borda da plaqueta, até a condição de $y_0 = 2 \text{ mm}$, resultando na curva em azul mostrada na Figura 33(a). É possível notar que a posição ideal para a sonda coaxial deve ser entre 2 mm e 15,7 mm, que correspondem às curvas azul e vermelha respectivamente, sendo que a posição da sonda coaxial otimizada resultou em $y_0 = 8,3 \text{ mm}$. Como esperado, com o aumento da espessura do substrato, maiores impedâncias na borda da plaqueta são observadas e o ponto de alimentação não ficará tão próximo da borda como no caso do substrato mais fino.

Com essa finalidade, a posição y_0 da sonda é reduzida até que a impedância de entrada da antena case com a impedância característica do conector SMA, porem numa frequência inferior a 2,45 GHz. Logo, as dimensões W e L da plaqueta são otimizadas para casar a antena na frequência de operação de 2,45 GHz. A Figura 33(b) mostra o gráfico da perda de retorno com frequência centrada em 2,45 GHz.

Figura 33 - Otimização do ponto de alimentação da antena com $h = 1,4$ mm, alimentada por sonda coaxial: (a) Impedância de entrada; (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

A Tabela 6 lista os valores otimizados das dimensões das plaquetas e da posição do ponto de alimentação de ambas as antenas. É importante ressaltar que após a fabricação das antenas, as dimensões das mesmas foram conferidas com paquímetro.

Tabela 6 - Dimensões finais das antenas alimentadas por sonda coaxial em 2,45 GHz

Dimensões finais das antenas alimentadas por sonda coaxial em 2,45 GHz		
Parâmetros	Antena 1- $h = 0,7$ mm	Antena 2 - $h = 1,4$ mm
W	51,0 mm	50,0 mm
L	44,0 mm	43,3 mm
y_o	3,6 mm	8,2 mm
d	25 mm	10,0 mm

Fonte: próprio autor.

Na sequência do projeto da antena, foi realizado um estudo para verificar a influência de variações na espessura do substrato, na constante dielétrica relativa do substrato, na condutividade do tecido condutor e nas dimensões da plaqueta sobre o desempenho da antena. Foram realizadas simulações computacionais da antena usando substrato com $h = 0,7$ mm, considerando desvios típicos nesses parâmetros da antena, verificando-se sua influência na resposta em frequência da antena projetada.

A. Influência de desvios dos valores de constante dielétrica relativa e de tangente de perdas.

A constante dielétrica relativa do substrato da antena tem um papel importante na concepção da mesma e desvios no seu valor irão resultar em uma antena operando abaixo ou acima da frequência central especificada. Uma vez que as antenas de microfita são usualmente de banda estreita, um pequeno erro no valor da constante dielétrica relativa do substrato poderá resultar em uma antena funcionando fora da banda desejada. O impacto da constante dielétrica relativa – ϵ_r , do denim na frequência central da antena foi avaliada a partir de simulações computacionais da antena, para valores de ϵ_r variando de 1,6 a 1,8 com passos de 0,1, mantendo todos os demais parâmetros da antena constantes. Como mostrado na Figura 34, variações de $\pm 0,1$ em ϵ_r têm um impacto significativo na frequência central de funcionamento da antena. A constante dielétrica de denim relatada na literatura técnica⁶⁴⁻⁶⁶ varia entre 1,6 a 1,8. Assim, a medição precisa das características dielétricas de substratos têxteis deve ser realizada antes do projeto da antena, para se obter resultados experimentais que atendam às especificações.

Figura 34 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores de constante dielétrica relativa do denim.

Fonte: próprio autor.

Valores de tangente de perdas na faixa de 0,01 a 0,05 também foram considerados durante as simulações de antena. O desvio na tangente de perdas teve um efeito de segunda ordem sobre a frequência central da mesma, afetando principalmente a magnitude da perda de retorno e a banda de passagem, como apresentado na Figura 35.

Figura 35 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores de tangente de perdas do denim.

Fonte: próprio autor.

B. Influência de desvios na espessura do substrato denim.

Substratos têxteis apresentam alguma variação de espessura ao longo de sua extensão. Por exemplo, a espessura da medida ao longo de uma amostra do substrato denim estudado neste trabalho resultou em $h = 0,7 \pm 0,1$ mm. Além disso, o processo de costura das camadas condutoras da antena sobre o substrato produz uma ligeira redução da sua espessura, e afeta o comportamento da antena.

A Figura 36 apresenta os resultados simulados para a perda de retorno da antena quando a espessura do substrato varia de 0,6 mm até 0,8 mm. Os resultados simulados indicaram que, na faixa de valores considerados, a espessura do substrato afeta a frequência central e a banda de operação da antena, podendo causar degradação de sua perda de retorno.

Figura 36 - Perda de retorno simulada da antena 1 versus frequência para diferentes valores de espessura do substrato denim.

Fonte: próprio autor.

C. Influência de desvios nas dimensões da plaqueta W e L .

As dimensões da plaqueta retangular da antena afetam diretamente o comportamento da mesma e podem variar durante a fabricação do protótipo. Assim, o efeito de variações na largura W e comprimento L da plaqueta retangular foi analisado através de simulações computacionais, considerado a tolerância de corte do processo de fabricação utilizado.

Verificou-se que o processo usado nesta pesquisa para cortar o tecido condutor tinha uma precisão de ± 0.5 mm de cada aresta de corte, resultando em uma variação de até ± 1 mm na largura W e comprimento L da plaqueta. A Figura 37 mostra a perda de retorno da antena simulada para uma largura fixa ($W = 51$ mm) e um comprimento variável ($L = 46 \pm 1$ mm). Como esperado, o comprimento L da plaqueta tem uma forte influência sobre a frequência central da antena. No presente caso, verificou-se que uma variação de ± 1 mm de L causou um deslocamento de $\pm 4,4\%$ sobre a frequência central da antena, o que indica a necessidade de controlar firmemente o comprimento da plaqueta durante seu processo de fabricação.

Figura 37 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores do comprimento da plaqueta radiante.

Fonte: próprio autor.

A Figura 38 mostra a perda de retorno da antena simulada, ao variar a largura da plaqueta ($W = 51 \pm 1$ mm), mantendo constante o seu comprimento ($L = 46$ mm). A largura da plaqueta da antena retangular está relacionada com a sua eficiência de radiação e tem um efeito de segunda ordem na sua frequência de ressonância. Os resultados da simulação indicaram uma mudança de $\pm 0,4\%$ na frequência central de funcionamento da antena para uma variação de ± 1 mm da

largura da plaqueta W , confirmando que o seu impacto na frequência central da antena não é significativo.

Figura 38 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para diferentes valores da largura da plaqueta radiante.

Fonte: próprio autor.

D. Influência da condutividade no elemento radiador e plano de terra sobre a posição do ponto de alimentação ' y_0 '

A posição do ponto de alimentação está relacionada com a impedância de entrada da antena e é fortemente afetada pela condutividade σ das camadas metálicas utilizadas para fabricar o elemento radiador e plano de terra da antena. Este efeito não é significativo em antenas de microfita usando substratos de micro-ondas convencionais com camadas de cobre, devido à sua alta condutividade. No entanto, tecidos condutores utilizados em antenas têxteis possuem uma condutividade de cerca de duas ordens de grandeza menor do que o cobre, o que afeta fortemente a posição ideal do ponto de alimentação da antena. A Figura 39 compara o desempenho da antena de microfita, tendo em conta as camadas metálicas de PCPTF ($\sigma = 2,5 \times 10^5$ S/m) e de cobre ($\sigma = 5,7 \times 10^7$ S/m).

O ponto de alimentação ideal para camadas condutivas de PCPTF é $y_0 = 3,6$ mm, resultando em -40 dB de perda de retorno para a antena simulada em 2,45 GHz. No entanto, considerando camadas metálicas de cobre, esse ponto de alimentação resulta em uma perda de retorno simulada de $-8,9$ dB. Neste caso, o ponto de alimentação deve ser movido para $y_0 = 11,5$ mm de modo a recuperar uma condição de bom casamento de impedância. Esses resultados são apresentados na Figura 39, onde se verifica adicionalmente o efeito de alargamento de banda ocasionado pelo uso do tecido condutor, que apresenta um valor de condutividade

inferior ao do cobre. É importante ressaltar que esse alargamento de banda se dá devido a perdas condutivas, a custo da redução da eficiência de radiação da antena e do ganho da mesma.

Estes resultados mostram que é essencial conhecer a condutividade do material utilizado para fabricar o elemento radiador e o plano de terra, a fim de realizar um projeto adequado da antena.

Figura 39 - Perda de retorno simulada da antena 1 ($h = 0,7$ mm) versus frequência para camadas metálicas de PCPTF e cobre e diferentes pontos de alimentação da antena.

Fonte: próprio autor.

4.1.3 Fabricação das antenas

As antenas 1 e 2 foram fabricadas e caracterizadas, e seu desempenho experimental foi comparado com os resultados da simulação a fim de validar os procedimentos de projeto aqui apresentados.

Para fabricação das antenas, o radiador retangular e o plano de terra foram recortados em tecido condutor com auxílio de estilete, sendo suas dimensões conferidas com um paquímetro. O plano de terra e o radiador foram primeiramente fixados ao substrato denim usando uma pequena quantidade de cola bastão. Na sequência as geometrias em tecido condutor foram costuradas sobre o substrato com linha de algodão a fim de se obter uma fixação permanente, com espessura uniforme. A estrutura foi alimentada através de um conector SMA 50 Ω posicionado na parte posterior da estrutura da antena. O condutor central do conector foi inserido através de um furo no substrato até o plano do radiador, ao qual foi soldado utilizando processo convencional com solda de estanho e ferro de solda. O mesmo processo foi utilizado para soldar a flange do conector ao plano de terra da antena.

A Figura 40 e a Figura 41 apresentam fotografias dos protótipos das antenas fabricadas com $h = 0,7$ mm e $h = 1,4$ mm, respectivamente. A antena com $h = 1,4$ mm utilizou duas camadas de denim com $h = 0,7$ mm. Comparando-se as fotografias das duas antenas, verifica-se que na antena com $h = 0,7$ mm a costura com linha de algodão concentrou-se na região do radiador, enquanto que na antena com substrato mais espesso a costura com linha de algodão estendeu-se por toda a área do substrato, de modo a fixar as duas camadas de denim que o compõem.

Figura 40 - Antena fabricada com alimentação por sonda coaxial com $h = 0,7$ mm.

(a) Vista Frontal

(b) Vista Posterior

Fonte: próprio autor.

Figura 41 - Antena fabricada com alimentação por sonda coaxial com $h = 1,4$ mm.

(a) Vista Frontal

(b) Vista Posterior

Fonte: próprio autor.

4.1.4 Resultados experimentais

A perda de retorno das antenas projetadas nesta tese foi medida usando o Analisador Vetorial de Redes HP8722D. Os resultados medidos foram comparados com os resultados simulados, analisando-se a concordância entre os valores simulados e experimentais da frequência central e da banda de 10 dB de cada antena.

A Figura 42 apresenta o coeficiente de reflexão versus frequência da antena com substrato de 0,7 mm de espessura usando alimentação por sonda coaxial, demonstrado a boa concordância entre resultados simulados e experimentais.

Figura 42 - Coeficiente de reflexão de entrada simulado e medido da antena com $h = 0,7$ mm e alimentação coaxial.

Fonte: próprio autor.

O coeficiente de reflexão versus frequência da antena com substrato de $h = 1,4$ mm de espessura e alimentação por sonda coaxial é mostrado na Figura 43. Como no caso da antena com $h = 0,7$ mm, observou-se excelente concordância entre a frequência central simulada e a medida, e uma banda de operação experimental ligeiramente superior à obtida em simulação.

Figura 43 - Coeficiente de reflexão de entrada simulado e medido da antena com $h = 1,4$ mm e alimentação coaxial.

Fonte: próprio autor.

Os resultados simulados e medidos das antenas com alimentação por sonda coaxial são resumidos na Tabela 7. Como esperado, o uso de um substrato mais espesso resultou em alargamento da banda de operação da antena.

Tabela 7 – Resultados simulados e medidos das antenas com alimentação por sonda coaxial.

h (mm)	Frequência central (GHz)		Banda percentual (%)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
0,7	2,45	2,45	3,2	4,8
1,4	2,45	2,45	5,3	6,0

Fonte: próprio autor.

Os diagramas de radiação das antenas com alimentação por sonda coaxial foram medidos em câmara anecóica construída no Laboratório de Microeletrônica da USP, utilizada em aplicações didáticas. A fotografia do arranjo de medida do diagrama de radiação e o sistema de coordenadas adotado são apresentados na Figura 44. A antena de referência utilizada foi uma antena de microfita com radiador de plaqueta retangular construído em laminado de alta frequência. O arranjo de medida utilizado não é profissional, mas permitiu avaliar em primeira aproximação as características de radiação das antenas, como o ganho e a largura de feixe de meia potência.

Figura 44 – Medida do diagrama de radiação das antenas.

(a) Arranjo de medida

(b) Sistema de coordenadas

Fonte: próprio autor.

A Figura 45 apresenta os diagramas de radiação do plano H e do plano E da antena com $h = 0,7$ mm e a Figura 46 apresenta esses diagramas de radiação da antena com $h = 1,4$ mm. Verificou-se que os diagramas de radiação medidos apresentaram forma geral e direção de apontamento em concordância com os obtidos nas simulações computacionais.

Figura 45 - Diagramas de radiação simulados e medidos da antena com $h = 0,7$ mm com alimentação coaxial: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Figura 46 - Diagramas de radiação simulados e medidos da antena com $h = 1,4$ mm com alimentação coaxial: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

A Tabela 8 apresenta dos valores simulados e medidos de ganho máximo das antenas com alimentação por sonda coaxial e a Tabela 9 os valores de largura de feixe de meia potência. Nessas tabelas observa-se que os valores de ganho máximo medidos são da ordem de 0,2 a 0,3 dB inferiores aos previstos nas simulações computacionais. Para a antena com $h = 0,7$ mm, verificou-se que o valor experimental de largura de feixe de meia potência resultou 8,75% superior ao simulado no plano $x-y$ e 10% inferior no plano $z-x$. Os resultados experimentais de largura de feixe de meia potência da antena com $h = 1,4$ mm foram 7,5% superior ao simulado no plano $x-y$, e 11,7% inferior ao simulado no plano $z-x$.

A diferença entre valores experimentais e simulados da largura de feixe de meia potência das antenas caracterizadas pode ser atribuída a diversos fatores. Primeiramente a simulação empregou um modelo de substrato plano e homogêneo, No entanto, o denim usado na fabricação das antenas é rugoso, sendo constituído por fibras entrelaçadas, como pode ser observado na Figura 40 e na Figura 41. Além disso, as medidas de diagrama de radiação podem ter sido afetadas por pequenas imperfeições, como curvaturas indesejadas na antena, devido à alta flexibilidade do substrato.

Tabela 8 - Ganho simulado e medido das antenas com alimentação por sonda coaxial.

Antenas	Ganho máximo (dB)	
	Simulado	Medido
$h = 0,7 \text{ mm}$	0,86	0,56
$h = 1,4 \text{ mm}$	1,65	1,42

Fonte: próprio autor.

Tabela 9 - Largura de feixe de meia potência das antenas com alimentação por sonda coaxial.

Antena	Plano	Largura de feixe de meia potência	
		Simulado	Medido
$h = 0,7 \text{ mm}$	x-y	80	87
	z-x	100	90
$h = 1,4 \text{ mm}$	x-y	80	86
	z-x	102	90

Fonte: próprio autor.

4.1.5 Conclusões parciais

A concepção de antenas que empregam tecidos têxteis metálicos para realização do elemento radiador deve centrar-se em formas que utilizam plaquetas que sejam fáceis de ser cortadas usando ferramentas de corte de tecido convencionais. O uso de radiadores com geometria retangular facilita o corte da plaqueta, o que, conseqüentemente, aumenta a precisão de suas dimensões físicas.

O desempenho de uma antena projetada foi simulado considerando desvios típicos da permissividade relativa do denim e espessura. Os desvios nas dimensões do elemento irradiante devido ao processo usado para cortar o tecido condutor também foram simulados. As análises dos resultados da simulação indicaram que um erro de +/- 0,1 na constante dielétrica relativa do denim usado no projeto da antena, resultaria em um protótipo de antena fora da banda ISM de 2,45 GHz.

O mesmo problema pode ser produzido por um erro de +/- 0,5 mm sobre o corte de cada borda do comprimento do elemento radiador, durante a fabricação da antena. Variações típicas da espessura do denim e na largura do elemento radiador, mostraram efeitos de segunda ordem sobre a resposta em frequência da antena simulada. O efeito da condutividade do tecido utilizado como elemento radiador e

plano de terra, afeta de maneira significativa o ponto ideal de alimentação da antena e a largura de banda da mesma.

Esse efeito é mais significativo na antena com substrato mais fino, $h = 0,7$ mm. O uso de substratos mais espessos reduz o impacto da baixa condutividade do tecido condutor. Devido a antena apresentar condutividade baixa e espessura de substrato fina, impedância menor que 50Ω é obtida na borda da plaqueta. Quando a espessura do substrato foi aumentada ($h = 1,4$ mm), impedâncias maiores que 50Ω foram apresentadas e conseqüentemente o ponto de alimentação foi deslocado para o interior da plaqueta.

Para o projeto de antenas têxteis é importante controlar o processo de corte do elemento radiador de modo que seu comprimento esteja com valor de cálculo preciso. A condutividade do material utilizado nas camadas da antena deve ser levada em conta no projeto da antena, para a determinação precisa do ponto ideal de alimentação da antena.

Estas recomendações para a concepção de antenas têxteis foram aplicadas ao projeto de duas antenas de microfita retangular. Os resultados simulados e medidos dos protótipos fabricados estavam em boas concordâncias e atendendo as especificações das mesmas, sem a necessidade de ajuste ou de novas etapas do projeto.

Os resultados experimentais dos diagramas de radiação apresentaram em geral boa concordância com os simulados. O ganho experimental das antenas foram de 0,45 dB e 1,42 dB, para $h = 0,7$ mm e 1,4 mm, respectivamente. Esses valores indicam a baixa eficiência dessas antenas têxteis, devido às perdas condutivas do tecido condutor e às perdas dielétricas do substrato têxtil.

O uso de substrato mais espesso refletiu-se no aumento de ganho da antena e no alargamento da banda de operação, cujo valor experimental passou de 4,8% para 6,0%.

Alargamento adicional da banda de operação poderia ser obtido com o uso de substratos mais espessos. No entanto, a espessura do substrato é limitada pela necessidade de se evitar propagação de ondas superficiais. Além disso, o projeto de

antenas têxteis deve considerar sua futura integração em vestimentas sem comprometer o conforto do usuário, o que também impõe limites à mesma.

Dessa forma investigou-se a possibilidade de aumentar a banda de operação da antena sem aumento adicional da espessura do substrato. Com esse objetivo, foram desenvolvidas antenas têxteis com alimentação via acoplamento por proximidade, como apresentado a seguir.

5. PROJETO DE ANTENAS EM TECIDO ALIMENTADAS VIA ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE

Resumo: Neste capítulo é apresentada uma antena têxtil alimentada via acoplamento por proximidade com configuração original, cujo circuito de alimentação inclui um transformador de um quarto de comprimento de onda, visando alargamento da banda de operação. É apresentado o procedimento de projeto desenvolvido e sua aplicação a quatro antenas com diferentes bandas de operação. São apresentados resultados simulados e medidos das antenas projetadas, estudando-se o efeito de curvatura e de proximidade do corpo humano na frequência central e largura de banda das antenas.

5.1 Antena têxtil alimentada via acoplamento por proximidade

Visando o alargamento de banda, foram desenvolvidas quatro antenas alimentadas via acoplamento por proximidade. A configuração tradicional dessas antenas foi alterada, de modo que a linha de alimentação atuasse como um circuito de casamento de impedância. Foi proposto um procedimento de projeto para essas antenas que permite obter diferentes larguras de banda através da escolha adequada da impedância e largura da linha de alimentação.

O circuito de alimentação das antenas alimentadas via acoplamento por proximidade foi desenvolvido visando facilidade de fabricação da antena têxtil e alargamento da banda de operação da mesma, sendo constituído por uma linha de transmissão terminada em circuito aberto, acoplada eletromagneticamente ao elemento radiante, associada a um transformador de um quarto de comprimento de onda, para fins de casamento de impedância. Na sequência, são descritos o projeto das antenas, sua fabricação e caracterização, apresentando-se suas curvas de perda de retorno versus frequência e diagramas de radiação simulados e medidos.

5.2 Especificações e projeto da antena

Foram projetadas quatro antenas de microfita de plaqueta retangular sobre substrato têxtil, usando acoplamento por proximidade como método de alimentação.

As antenas foram projetadas para operar na frequência central de 2,45 GHz. A fim de alargar a banda de operação da antena, utilizou-se um transformador de impedância de um quarto de comprimento de onda em cascata com a linha em aberto que alimenta a plaqueta radiante. A possibilidade de aumentar a largura de banda dessas antenas foi investigada durante o projeto, visando determinar o potencial de controlar a largura de banda de operação da antena através da impedância do transformador de um quarto de comprimento de onda.

Com esse objetivo, foi estabelecido um procedimento de projeto passo a passo para a antena têxtil alimentada via acoplamento por proximidade, que permite o aumento e a otimização da sua largura de banda de operação. Os limites de largura de banda para este alargamento são examinados para uma antena operando na banda ISM de 2,45 GHz. O efeito da proximidade do corpo humano e o efeito da curvatura das antenas sobre a frequência central e a largura de banda das mesmas também são investigados por meio de simulação eletromagnética computacional e resultados experimentais.

A banda de operação utilizada nas especificações das antenas desenvolvidas é a banda de impedância correspondente à faixa de frequências na qual a perda de retorno é maior que 10 dB. Assim, considerando-se que a antena é projetada para operar na banda ISM de 2,45 GHz, a mesma deve apresentar perda de retorno maior que 10 dB na faixa de frequências de 2,4000 GHz a 2,4835 GHz.

A Figura 47 apresenta a configuração das antenas projetadas, que empregam dois substratos de denim sobrepostos. O elemento radiante é posicionado sobre a face superior do substrato de cima e o plano terra na face inferior do substrato de baixo. A alimentação das antenas é realizada através de uma fita metálica inserida entre os dois substratos e forma uma linha de transmissão do tipo *embedded microstrip line* em conjunto com o plano terra. Essa linha é terminada em circuito aberto e acopla eletromagneticamente o sinal de micro-ondas ao elemento radiante.

Figura 47 - Antena de microfita de plaqueta retangular com alimentação por sonda coaxial.

Fonte: próprio autor.

Para viabilizar a soldagem de um conector à entrada da antena, um trecho do substrato superior próximo à borda foi removido, de modo a expor a fita condutora, resultando em uma linha de microfita de 50Ω , com largura W_1 e comprimento L_1 .

A linha de alimentação recoberta pelo substrato superior tem largura W_2 , sendo constituída por dois trechos: a linha de acoplamento situado abaixo do elemento radiante, com comprimento S ; e a linha entre a borda do elemento radiante e a borda do substrato superior, com comprimento L_2 .

O projeto desse tipo de antena tem um grau de complexidade mais elevado do que o da antena apresentada na sessão anterior, tendo sido desenvolvido o procedimento de projeto descrito a seguir.

- *Dimensões da plaqueta radiante.*

Os valores iniciais da largura W e do comprimento L do elemento radiante foram calculados usando o modelo da linha de transmissão descrito na seção 2.2.3.1, empregando as eq. (7) - (9).

Esses parâmetros foram posteriormente otimizados usando simulação EM 3D do modelo computacional completo da antena.

O comprimento L foi alterado para ajustar a frequência central da antena e a largura W foi otimizada para se obter a impedância desejada na borda do radiador.

- Projeto da linha de alimentação.

A Figura 48 mostra uma representação esquemática da vista superior da antena com alimentação via acoplamento por proximidade. Inicialmente a antena com radiador retangular e alimentação via acoplamento por proximidade foi projetada da forma proposta por Pozar⁶⁸, que utilizou como circuito de alimentação um trecho de linha de microfita *embedded* com impedância característica $Z_{emb} = 50 \Omega$. A largura W da plaqueta é ajustada de modo que a impedância vista na borda da plaqueta, Z_{edge} , seja igual a 50Ω , resultando em uma impedância de entrada da antena Z_{in} de 50Ω também.

Figura 48 - Representação esquemática da antena de alimentação via acoplamento por proximidade.

Fonte: próprio autor.

No entanto, linhas de microfita *embedded* com impedância característica 50Ω podem ser de difícil fabricação em tecnologias têxteis. Considerando os materiais usados nessa tese – denim com $\epsilon_r = 1,77$ e $tg\delta = 0,05$ e $h = 0,7$ mm, e as eq. (1) - (2) e (6), a largura da microfita resulta $W_2 = 2,21$ mm, para $Z_{emb} = 50 \Omega$, em 2,45 GHz.

Entretanto, linhas de microfita com dimensões estreitas, da ordem de 2 mm, dificultam a realização da antena usando tecnologia têxtil. Considerando-se que a tolerância de fabricação no processo de corte do tecido condutor seja de $\pm 0,25$ mm, verifica-se que a impedância Z_{emb} poderia variar entre 46,8 e 53,9 Ω , afetando o desempenho da antena.

Assim, a fim de reduzir a sensibilidade de Z_{emb} às tolerâncias de fabricação, foi imposto que o valor de W_2 fosse igual ou maior a 5 mm. O uso de fita condutora

com maior largura também contribui para melhorar a robustez mecânica da antena têxtil, uma vez que tiras estreitas são frágeis e mais sujeitas a rasgos.

Sendo $W_2 \geq 5$ mm isso implica em $Z_{emb} \leq 28,4 \Omega$. Como se deseja que a antena tenha uma impedância de entrada $Z_{in} = 50 \Omega$, decidiu-se utilizar a linha de microfita *embedded* como um transformador de impedância de um quarto de comprimento de onda, capaz de transformar a impedância da borda da plaqueta radiadora Z_{edge} na impedância de entrada $Z_{in} = 50 \Omega$.

Portanto, concebeu-se o procedimento de projeto do circuito de alimentação da antena seguindo as etapas descritas a seguir.

- Escolhe-se a largura da linha de alimentação, respeitando a condição $W_2 \geq 5$ mm.
- Calcula-se a impedância de linha de microfita *embedded* usando as eq. (1) - (2) e (6), transcritas e adaptadas para a Figura 47, a seguir:

$$Z_{emb} = \begin{cases} \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{reff}^{emb}}} \ln\left(\frac{8h}{W_2'} + 0,25 \frac{W_2'}{h}\right) & \text{para } W_2/h \leq 1, \\ \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}^{emb}}} \left[\frac{W_2'}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W_2'}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{para } W_2/h \geq 1. \end{cases}$$

$$\frac{W_2'}{h} = \begin{cases} \frac{W_2}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W_2}{t}\right) & \text{para } W_2/h \leq 1/2\pi, \\ \frac{W_2}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{para } W_2/h \geq 1/2\pi. \end{cases}$$

$$\epsilon_{reff}^{emb} = \epsilon_r \left(1 - e^{\left(\frac{-1,55(2h+t)}{h}\right)}\right)$$

- Usando a eq. (22), calcula-se a impedância Z_{edge} a ser vista na borda da plaqueta de modo que a mesma seja casada para 50 ohms pelo transformador de um quarto de comprimento de onda, formado pela linha de microfita *embedded*.

$$Z_{edge} = \frac{Z_{emb}^2}{Z_{in}} = \frac{Z_{emb}^2}{50} \quad (22)$$

A impedância Z_{edge} depende dos parâmetros do substrato – h , ϵ_r , W , L , da largura W_2 da microfita e comprimento da linha de acoplamento, S . Uma vez que h , ϵ_r , e W_2 já estão definidos e S depende de L , os únicos parâmetros que podem ser variados para se obter o valor de impedância Z_{edge} desejado são a largura W e L da plaqueta. Sendo que a frequência central da antena de microfita é dependente do comprimento L , esse parâmetro é calculado para obter um específico valor para f_0 . Assim, a largura W será otimizada de modo a obter o valor de impedância Z_{edge} desejada.

- Calcula-se o comprimento físico da linha de microfita *embedded* de modo que o mesmo corresponda a um quarto de comprimento de onda na frequência central de operação da antena, usando a eq. (23).

$$L_2 = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_{reff}^{emb}}} \quad (23)$$

- Calcula-se o comprimento S da linha de acoplamento, considerando-se a condição de máximo acoplamento de sinal⁶⁸, dada pela eq. (24).

$$S = \frac{L}{2} \quad (24)$$

O comprimento S da linha de alimentação e a razão entre a largura W da plaqueta e a largura W_2 da linha de alimentação afeta a impedância vista pelo circuito de alimentação no plano da borda da plaqueta, podendo ser usados para controlar o casamento de impedância da antena⁶⁸.

- Altera-se a largura W da plaqueta de modo que a impedância vista em sua borda seja o valor de Z_{edge} fornecido pela eq. (22). Esse procedimento é realizado iterativamente por meio de simulações EM/3D da plaqueta da antena alimentada pela linha de acoplamento com as dimensões W_2 e S previamente calculadas.

O fluxograma desse projeto é ilustrado na Figura 49 e foi aplicado ao projeto de quatro antenas usando alimentação via acoplamento por proximidade, com diferentes larguras W_2 da linha de alimentação.

As antenas foram projetadas para operar na frequência central $f_0 = 2,45$ GHz, usando camadas de substrato denim com espessura $h = 0,7$ mm e tecido condutor PCPTF.

Figura 49 - Fluxograma do projeto da antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade.

Fonte: próprio autor.

A seguir simulações desse projeto são mostradas com respectivas dimensões calculadas das antenas. O efeito da proximidade do corpo humano é investigado

através de simulações computacionais, avaliando-se o desempenho em perda de retorno da antena.

5.3 Simulação computacional da antena

O procedimento descrito anteriormente foi aplicado ao projeto de uma antena têxtil de plaqueta retangular com frequência central de 2,45 GHz, escolhendo-se $W_2 = 5$ mm. Esse valor de W_2 resultou em uma linha de microfita *embedded* com impedância característica $Z_{emb} = 28,4 \Omega$. Dessa forma, impondo-se $Z_{edge} = 16,1 \Omega$, obtém-se $Z_{in} = 50 \Omega$, como desejado. As dimensões W e L foram otimizadas no HFSS, de modo a obter a impedância Z_{edge} requerida para perda retorno mínima na frequência de 2,45 GHz. Os valores obtidos para as dimensões da antena, definidas na Figura 47, são mostrados na Tabela 10.

Tabela 10 - Dimensões da antena alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 5$ mm, operando em 2,45 GHz.

Parâmetros	Valores
L_2	23,5 mm
W	49 mm
L	43,1 mm
S	21,6 mm
W_1	2,3 mm
L_1	5 mm
d	10 mm

Fonte: próprio autor.

A dependência de Z_{edge} com a largura W da plaqueta pode ser vista na Figura 50, onde são apresentadas curvas da impedância Z_{edge} simulada, normalizada para 50Ω , para $W = 39$ mm, 49 mm e 59 mm. Essas curvas foram obtidas removendo o transformador de um quarto de comprimento de onda do modelo de simulação, de modo que a entrada da antena ficasse no plano da borda da plaqueta. Como mostrado nessa figura, verifica-se que a impedância Z_{edge} diminui com o aumento da largura da plaqueta, W , alterando a impedância de entrada da antena.

Figura 50 - Impedância de entrada Z_{edge} simulada vista no plano da borda da plaqueta para $W = 39$ mm, 49 mm e 59 mm, para frequência de 2 a 3 GHz.

Fonte: próprio autor.

A Figura 51 apresenta a curva simulada da perda de retorno versus frequência da antena projetada usando $W_2 = 5$ mm, onde se verifica excelente casamento de impedância na frequência central da faixa de operação e banda de 10 dB de 11,0 %. Essa banda de 10 dB é significativamente maior que a prevista por simulações para as antenas com alimentação por sonda coaxial aqui apresentadas – bandas de 3,2% e 5,3% para espessura de substrato de 0,7 mm e 1,4 mm, respectivamente.

Figura 51 - Perda de retorno versus frequência da antena projetada usando $W_2 = 5$ mm.

Fonte: próprio autor.

Considerando-se o bom desempenho indicado nas simulações para a antena com alimentação via acoplamento por proximidade projetada, foi decidido realizar um estudo visando determinar a potencialidade de aumentar sua banda de 10 dB. O parâmetro utilizado nesse estudo foi a largura da microfita de alimentação, W_2 .

Assim, foram realizadas simulações da antena, com as dimensões apresentadas na Tabela 10, e com diferentes larguras da microfita de alimentação.

A Figura 52 apresenta os resultados de impedância de entrada normalizada e de perda de retorno da antena para W_2 de 5 mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm, simulados para frequências entre 2 GHz e 3 GHz.

Como apresentado na Figura 52(a), a curva de impedância de entrada normalizada para $W_2 = 5$ mm passa praticamente pelo centro da carta de Smith na frequência central de operação da antena, indicando que $Z_{in} \approx 50 \Omega$. Se o valor de W_2 é ligeiramente incrementado, o valor da perda de retorno da antena na frequência central diminui, mas a impedância de entrada Z_{in} ficará dentro do círculo de 10 dB na Carta de Smith em uma banda de frequências. Esse efeito corresponde ao alargamento da banda de operação da antena obtido com o aumento de W_2 mostrado na Figura 52(b). Nessa figura observa-se que o aumento da largura da microfita de alimentação de 5 mm para 8 mm ocasionou um alargamento gradual da banda de operação, de 11,0% para 22,5%.

Figura 52 - Impedância de entrada Z_{in} simulada para $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm: (a) carta de Smith e (b) perda de retorno.

Fonte: próprio autor.

Se a largura de W_2 for aumentada para valores acima de 8 mm, o valor da perda de retorno da antena próximo da frequência central é deteriorado e a banda

de operação da antena divide-se em duas bandas distintas mais estreitas, como observado na Figura 53, que mostra a simulação da perda de retorno da antena para $W_2 = 9$ mm e 10 mm. Assim, os resultados simulados indicam que a banda de 10 dB da antena projetada é limitada em aproximadamente 22%.

Outra possibilidade, que não foi investigada nesta tese, é obter o alargamento da banda da antena variando-se a largura W da plaqueta e mantendo W_2 constante.

Figura 53 - Perda de retorno simulada da antena para $W_2 = 9$ mm e 10 mm.

Fonte: próprio autor.

As simulações computacionais indicaram que o ganho da antena não foi significativamente afetado por valores de W_2 entre 5 e 8 mm, resultando em torno de 0,8 dB. Assim como no caso das antenas apresentadas anteriormente, o valor do ganho é prejudicado pelas perdas dos materiais têxteis utilizados na fabricação da antena.

Completando a simulação da antena projetada, procedeu-se à investigação do efeito de curvatura e de proximidade do corpo humano em sua frequência central e largura de banda. Nessas simulações, a antena projetada foi adaptada à forma de um braço e posicionado sobre um modelo computacional de corpo humano, resultando em uma curvatura de 5 cm de raio, como mostrado na Figura 54.

Figura 54 - Modelo de simulação da antena posicionada sobre o braço de um modelo de corpo humano.

Fonte: próprio autor.

As simulações indicaram que a frequência central variou de 2,47 GHz e a 2,48 GHz para W_2 entre 5 mm e 8 mm. As bandas de 10 dB obtidas por simulação foram: 9,3%, 12,1%, 15,7% e 19,8%, respectivamente para $W_2 = 5\text{mm}$, 6mm, 7mm e 8 mm. Esses resultados indicaram que a curvatura e a proximidade do corpo humano ocasionaram um aumento discreto na frequência central das antenas e redução da ordem de 10% a 15% em suas bandas de operação.

5.4 Fabricação da antena

Quatro protótipos da antena com alimentação via acoplamento por proximidade foram fabricados para diferentes valores de $W_2 = 5\text{ mm}$, 6 mm, 7 mm e 8 mm. As demais dimensões das antenas são as mesmas, sendo apresentadas na Tabela 10.

As antenas foram fabricadas usando o mesmo processo empregado na construção das antenas alimentadas por sonda coaxial, aqui apresentado. A Figura 55 mostra uma fotografia das antenas fabricadas.

Figura 55 - Fotografia dos protótipos das antenas com alimentação por acoplamento por proximidade.

(a)

(b)

Fonte: próprio autor.

5.5 Resultados experimentais

As quatro antenas fabricadas foram medidas usando um analisador vetorial de redes para determinar sua perda de retorno. Os diagramas de radiação das antenas com alimentação via acoplamento por proximidade foram medidos em câmara anecóica construída no Laboratório de Microeletrônica da USP, utilizada em aplicações didáticas. A Figura 56 mostra a perda de retorno simulada e medida para as quatro antenas fabricadas para frequências de 1,0 GHz a 4,0 GHz. As larguras de banda medidas foram: 11,2%, 13,4%, 17,0%, e 24,0% para $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm, respectivamente. Os resultados para frequência central e largura de banda são apresentados na Tabela 11. Boa concordância é observada entre resultados simulados e medidos para a perda de retorno.

Como pode ser observado na Tabela 11, os valores de largura de banda obtidos são significativamente maiores que os das antenas de plaqueta retangular alimentadas por sonda coaxial. Isso demonstra a potencialidade das antenas com alimentação via acoplamento por proximidade em alargamento de banda.

Figura 56 - Perda de retorno simulada e medida das antenas fabricadas: (a) $W_2 = 5$ mm; (b) $W_2 = 6$ mm; (c) $W_2 = 7$ mm e (d) $W_2 = 8$ mm.

Fonte: próprio autor.

Tabela 11 - Frequência central e largura de banda simulada e medida das antenas.

W_2 (mm)	f_0 (GHz)		Largura de banda (%)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
5	2,45	2,49	11,0	11,2
6	2,45	2,45	14,7	13,4
7	2,45	2,53	19,2	17,0
8	2,45	2,50	22,5	24,0

Fonte: próprio autor.

As Figura 57, Figura 58, Figura 59 e Figura 60 mostram os diagramas de radiação normalizado simulado e medido no plano H e plano E em 2,45 GHz, para as antenas com $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm, respectivamente. Os diagramas de radiação das antenas apresentam similaridade nas curvas simuladas e medidas, com ganhos típicos de 0,4 dB medidos e largura de feixe de meia potência ao redor de 105° .

As curvas dos diagramas de radiação das quatro antenas apresentam boa concordância entre a simulação e medidas, quanto a forma do diagrama, largura de feixe de meia potência.

Figura 57 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antenna fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 5$ mm: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Figura 58 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 6$ mm: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Figura 59 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 7$ mm: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Figura 60 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena fabricada alimentada via acoplamento por proximidade, com $W_2 = 8$ mm: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Resultados detalhados para o ganho e largura de feixe de meia potência simulado e medidos são mostrados na Tabela 12 para as quatro antenas fabricadas com alimentação via acoplamento por proximidade.

Tabela 12 - Ganho e largura de feixe de meia potência simulado e medido para as quatro antenas.

Ganho (dB)			Largura de feixe de meia potência no plano H (°)		Largura de feixe de meia potência no plano E (°)	
W_2 (mm)	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
5	0,80	0,40	120	95	105	100
6	0,78	0,42	120	96	105	103
7	0,80	0,43	120	105	105	102
8	0,70	0,47	120	110	105	104

Fonte: próprio autor.

O desempenho experimental das antenas foi avaliado quanto à curvatura e proximidade do corpo humano, tendo-se medido a perda de retorno com cada antena posicionada no braço de uma pessoa real, como ilustrado na Figura 61. As antenas foram fixadas com fita crepe nas bordas no braço e, com auxílio de um cabo

coaxial de baixas perdas, a antena foi conectada à porta do analisador vetorial de redes para medidas de perda de retorno.

Figura 61 - Protótipo de antena fabricada posicionada no braço de uma pessoa real a ser medida.

Fonte: próprio autor.

A Figura 62 mostra as curvas simuladas e medidas de perda de retorno para as antenas com $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm, respectivamente, considerando a curvatura das antenas e o efeito de proximidade de corpo humano. Na Figura 62 observa-se de modo geral que o valor medido da frequência central das antenas está ligeiramente superior a 2,45 GHz, como previstos nas simulações usando um modelo computacional do corpo humano. Para $W_2 = 5$ mm, 6 mm, 7 mm e 8 mm, as frequências centrais medidas são: 2,49 GHz, 2,46 GHz, 2,54 GHz, e 2,49 GHz, respectivamente. Os valores de largura de banda medidos para esse mesmo valores de W_2 são: 10,0%, 13,4%, 15,3%, e 22,8%, respectivamente.

Especificamente para antena com $W_2 = 8$ mm, observa-se que valor de perda de retorno medido na frequência central é um pouco menor do que 10 dB, mostrando uma tendência de separação da banda em duas bandas menores, nesse caso extremo de alargamento de banda.

A Tabela 13 resume os resultados simulados e medidos para frequência central e largura de banda das antenas posicionadas sobre um braço humano. De forma geral, observa-se uma boa concordância entre os resultados medidos e

simulados. Ambos os resultados indicam que a proximidade do corpo humano e da curvatura antenna tem o efeito de ocasionar aumento da frequência central e redução na largura de banda da antenna.

Figura 62 - Perda de retorno simulada e medida das antenas para o modelo computacional do corpo humano e proximidade do corpo humano, respectivamente: (a) $W_2 = 5$ mm; (b) $W_2 = 6$ mm; (c) $W_2 = 7$ mm e (d) $W_2 = 8$ mm.

Fonte: próprio autor.

Tabela 13 - Frequência central e largura de banda simulada e medida das antenas na presença do corpo humano.

W_2 (mm)	f_0 (GHz)		Largura de banda (%)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
5	2,47	2,49	9,3	10,0
6	2,47	2,46	12,1	13,4
7	2,48	2,54	15,7	15,3
8	2,47	2,49	19,8	22,8

Fonte: próprio autor.

5.6 Conclusões parciais

Uma antena vestível alimentada via acoplamento por proximidade foi projetada, analisada e construída. Esta antena, que utiliza o acoplamento por proximidade, tem uma configuração original proposta nesta pesquisa, empregando uma estrutura de alimentação composta por uma linha de alimentação acoplada ao elemento radiante e cascadeada a um transformador de impedância de um quarto de onda. A configuração proposta permitiu alargamento de banda relativo à antena com mesmo elemento radiante e alimentação por sonda coaxial. A largura da linha de alimentação comportou-se como um parâmetro de projeto, possibilitando projetar antenas com diferentes larguras de banda. Um procedimento de projeto foi proposto para essa configuração de antena, tendo como um dos parâmetros de entrada a largura da linha de alimentação.

Essa configuração de antena é compatível com a tecnologia de fabricação de antenas têxteis, tendo sido utilizada no projeto e fabricação de quatro antenas têxteis, centradas em 2,45 GHz, concebidas usando o procedimento de projeto proposto neste trabalho. O uso da linha de alimentação em cascata com um transformador de impedância, ambos com largura variando de 5 mm a 8 mm resultou em antenas com larguras de banda experimentais de 11,2% a 24,0%. Estes valores são significativamente maiores do que as antenas têxteis retangulares alimentadas por sonda coaxial realizadas nesse trabalho. Apesar do efeito de proximidade corpo humano e de curvatura, todas as antenas são capazes de cobrir inteiramente a banda ISM de 2,45 GHz. Simulações e resultados experimentais apresentaram boa concordância, validando a configuração de antena e o procedimento de projeto propostos.

6. ANTENA EM TECIDO DE BANDA DUPLA EM TECNOLOGIA SIW

Resumo: A seguir, apresenta-se o desenvolvimento de uma antena têxtil banda dupla empregando cavidade ressonante SIW. A configuração dessa antena é uma proposta original desta pesquisa, e utiliza guia de ondas integrado ao substrato de um quarto de modo³⁸ – *Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide* (QMSIW), o que resulta na miniaturização da antena. Foi desenvolvida uma antena em substrato denim, operando nas bandas de frequência ISM de 2,45 GHz e 5,8 GHz. Na sequência, são descritos a geometria da antena e seu princípio de funcionamento, apresentando-se a técnica de projeto utilizada, resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos.

6.1 Geometria e princípio de funcionamento da antena

A antena dupla banda proposta foi construída usando um quarto de uma cavidade ressonante SIW, sendo alimentada por meio de sonda coaxial. A Figura 63 apresenta a geometria da antena. Como visto nessa figura, as paredes laterais da cavidade são constituídas por postes metálicos que interligam o radiador e o plano de terra da antena. A alimentação é realizada por sonda coaxial, sendo que a radiação se dá através das fendas resultantes do corte realizado para reduzir a cavidade a um quarto de seu tamanho.

Figura 63 - Geometria da antena em cavidade SIW: (a) cavidade ressonante retangular em SIW e (b) antena empregando um quarto de cavidade SIW.

Fonte: próprio autor.

O funcionamento dessa antena envolve o uso de dois modos ressonantes, sendo as dimensões da cavidade projetadas para que esses modos ressoem na frequência central das bandas de operação desejadas. Os modos ressonantes utilizados são o modo TE_{101} para a banda inferior de 2,45 GHz e o modo TE_{103} para a banda superior de 5,8 GHz. O diâmetro dos postes metálicos que formam as paredes laterais da cavidade SIW e a distância entre os mesmos são escolhidos para operação adequada da cavidade. As dimensões da cavidade ressonante são então calculadas de modo que dois de seus modos ressonantes ocorram nas frequências centrais das bandas de operação da antena de banda dupla.

A escolha dos modos de ressonância da cavidade a serem utilizados deve considerar simultaneamente os seguintes critérios:

- A frequência de ressonância de cada modo deve corresponder ao centro de cada banda de operação da antena.
- A distribuição de correntes dos modos ressonantes deve ser tal que o corte da cavidade para um quarto de sua área total não suprima esses modos.
- Ambos os modos devem poder ser excitados a partir do mesmo ponto, de modo que seja utilizado apenas um ponto para a alimentação de ambas as bandas de operação da antena.
- Os modos devem resultar em uma antena com dimensões não críticas para fabricação em tecnologia de antenas têxteis.

Os modos TE_{101} e TE_{103} atenderam simultaneamente a esses critérios, tendo sido utilizados no projeto da antena.

A cavidade ressonante SIW possui outros modos TE com frequência de ressonância entre os modos TE_{101} e TE_{103} , no entanto esses modos são suprimidos quando a cavidade é cortada para um quarto de sua dimensão original. Esse efeito é discutido no projeto da antena, onde os modos de operação da cavidade ressonante retangular e da antena usando um quarto da cavidade são apresentados.

6.2 Especificações e projeto da antena

A antena em cavidade SIW é especificada para atender as frequências centrais das bandas ISM de 2,45 GHz e de 5,8 GHz, associadas às seguintes bandas de frequência:

- Banda inferior – 2,4000 a 2,4835 GHz.
- Banda superior – 5,7250 a 5,8500 GHz.

Na cavidade SIW utilizou-se substrato com $h = 4,2$ mm, considerando que o índice de mérito da cavidade aumenta com o aumento da altura da mesma. Esse aspecto é especialmente benéfico no projeto de antenas fabricadas em materiais têxteis, reduzindo o efeito de suas perdas sobre o ganho da antena.

Como apresentado na sessão 2.3.2, a frequência de ressonância dos modos TE_{m0n} suportados nesse tipo de cavidade é dada pela eq. (15). Os modos de ressonância TE_{101} e TE_{103} são selecionados para ressoar nas frequências de ressonância desejadas – f_1 para 2,45 GHz e f_2 para 5,8 GHz. Assim, resolvendo-se o sistema formado pelas eq.(25)-(26) para a_{eff} e b_{eff} é possível calcular a largura e o comprimento efetivos da cavidade ressonante.

$$f_1 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{r1}}} \sqrt{\left(\frac{1}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{1}{b_{eff}}\right)^2}, \quad (25)$$

$$f_2 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{r2}}} \sqrt{\left(\frac{1}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{3}{b_{eff}}\right)^2} \quad (26)$$

Onde,

ϵ_{r1} é a constante dielétrica relativa do substrato na frequência f_1 .

ϵ_{r2} é a constante dielétrica relativa do substrato na frequência f_2 .

No caso do denim, as medidas realizadas indicaram $\epsilon_{r1} = 1,77$ e $\epsilon_{r2} = 1,70$, valores muito próximos e utilizados nas eq. (25) e (26). Nessa condição verifica-se que o sistema de eq. (25) e (26) só pode ser resolvido quando $f_1/f_2 > 1/3$, ou seja, $f_2 < 3 \cdot f_1$. Essa condição é satisfeita para as frequências especificadas, tendo sido obtidos $a_{eff} = 68,4$ mm e $b_{eff} = 62,1$ mm.

O diâmetro D dos postes condutores e o passo p de espaçamento entre os mesmos foram escolhidos obedecendo aos critérios das eq. (18) e (19), respectivamente. As condições calculadas foram: $D < 18,4$ mm em 2,45 GHz, $D < 7,9$ mm em 5,8 GHz e $p \leq 8$ mm.

No caso da antena com cavidade SIW os postes condutivos foram realizados fisicamente por meio de ilhoses com diâmetro $D = 4$ mm, espaçados de centro a centro $p = 8$ mm. Essas dimensões atendem aos critérios apresentados nas eq. (18) e (19) nas frequências de projeto.

A largura total a e o comprimento total b da cavidade são calculados pelas eq. (16) - (17), resultando em $a = 70,5$ mm e $b = 67,2$ mm, respectivamente.

6.3 Simulação computacional da antena

Após os cálculos das dimensões da cavidade ressonante, foram realizadas simulações da mesma usando o *sol/ver* Eigenmode no HFSS para calcular os modos próprios ou ressonâncias da cavidade. O *sol/ver* Eigenmode encontra as frequências de ressonância da estrutura e os campos das frequências ressonantes. Nesse tipo de solução não é introduzido sinal de alimentação, não havendo uma porta de entrada, e, conseqüentemente, essa simulação não exibe dados de parâmetros S.

A Tabela 14 apresenta os valores das frequências de ressonância dos sete primeiros modos da cavidade SIW projetada, obtidas pelo *sol/ver* Eigenmode e pela eq. (15). Observa-se boa concordância entre os dois métodos de cálculo das frequências de ressonância da cavidade. As frequências de ressonância dos modos TE_{101} e TE_{103} resultaram no centro das bandas ISM de 2,45 GHz e 5,8 GHz, como projetado. Observa-se na mesma tabela a presença de modos indesejados, com frequências de ressonância entre as dos modos a serem utilizados na antena. Como será visto na sequência, esses modos são suprimidos quando a cavidade ressonante é sucessivamente reduzida à metade e a um quarto de seu tamanho original.

Tabela 14 - Valores das frequências de ressonância dos sete primeiros modos da cavidade SIW projetada.

Modos	f_r (GHz)	
	Simulado HFSS	Calculado pela eq. (15)
TE ₁₀₁	2,45	2,45
TE ₂₀₁	3,77	3,76
TE ₁₀₂	3,99	3,98
TE ₂₀₂	4,91	4,90
TE ₃₀₁	5,27	5,26
TE ₁₀₃	5,79	5,8
TE ₃₀₂	6,14	6,13

Fonte: próprio autor.

As Figuras a seguir apresentam a distribuição de campo elétrico e de correntes, características dos modos ressonante listados na Tabela 14.

Figura 64 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE₁₀₁: (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

(a)

(b)

Fonte: próprio autor.

Figura 65 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{201} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 66 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{102} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 67 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{202} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 68 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{301} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 69 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{103} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 70 - Simulação da cavidade SIW projetada no modo TE_{302} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Numa segunda etapa de simulação o sinal de entrada foi alimentado à cavidade por meio de sonda coaxial, procedendo-se à simulação da cavidade SIW no domínio de frequência. A posição da sonda coaxial foi otimizada por meio de simulações, visando excitar os modos de ressonância da antena. A posição adotada para a sonda na nesta simulação é mostrada na Figura 63(a), a uma distância $P_z = 19$ mm do centro da cavidade e na metade da largura da cavidade ($a/2$). A partir dessa simulação foi obtida a curva de S_{11} versus frequência, apresentada na Figura 71.

Figura 71 – Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW.

Fonte: próprio autor.

A presença da sonda coaxial alterou ligeiramente as frequências de ressonância dos modos excitados na cavidade SIW, como mostrado na Tabela 15. Esse deslocamento de frequência é compensado na otimização final da antena através de ajustes em suas dimensões.

Tabela 15 - Valores das frequências de ressonância da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial.

Modos excitados	f_r (GHz)	
	Simulado HFSS	Calculado pela eq. (15)
TE ₁₀₁	2,54	2,45
TE ₁₀₂	3,98	3,98
TE ₃₀₁	5,41	5,26
TE ₁₀₃	5,78	5,8
TE ₃₀₂	6,58	6,13

Fonte: próprio autor.

A sonda coaxial afeta adicionalmente o campo elétrico e a distribuição de corrente em suas proximidades, como apresentado nas Figura 72 e Figura 73 para os modos de interesse TE₁₀₁ e TE₁₀₃, respectivamente.

Figura 72 - Simulação da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial no modo TE₁₀₁: (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 73 - Simulação da cavidade SIW projetada alimentada por sonda coaxial no modo TE₁₀₃: (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

A Figura 74 apresenta a geometria da cavidade ressonante reduzida à metade. O corte vertical da estrutura suprime os modos cujas linhas de correntes são interrompidas por esse procedimento. Dessa forma a curva de S_{11} versus frequência apresenta mínimos referentes aos modos ressonantes TE_{101} , TE_{102} , TE_{103} que são excitados na cavidade, como mostra a Figura 75. O ponto de alimentação da cavidade e suas dimensões foram otimizados de modo a se obter perda de retorno reduzida nos modos ressonantes de interesse – TE_{101} e TE_{103} , com frequências de ressonância desses modos coincidentes com o centro das bandas de operação da antena a ser projetada. O modo TE_{301} não foi excitado devido a posição da sonda coaxial na cavidade.

Figura 74 - Geometria da cavidade ressonante reduzida à metade.

Fonte: próprio autor.

Figura 75 - Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW reduzida à metade.

Fonte: próprio autor.

As Figura 76, Figura 77 e Figura 78 apresentam o campo elétrico e a distribuição de correntes dos modos TE_{101} , TE_{102} e TE_{103} , respectivamente, para a cavidade SIW reduzida à metade, com alimentação por sonda coaxial.

Figura 76 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE_{101} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 77 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE_{102} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 78 - Simulação da cavidade SIW reduzida à metade no modo TE_{103} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

A Tabela 16 apresenta as frequências de ressonância dos modos TE_{101} , TE_{102} e TE_{103} obtidos por simulação para cavidade reduzida à metade. A otimização das dimensões e ponto de alimentação da cavidade permitiram obter frequências de ressonância dos modos de interesse coincidentes com os calculados para a cavidade ressonante completa.

Tabela 16 - Valores das frequências de ressonância dos modos cavidade SIW obtidos por simulação para cavidade reduzida à metade.

Modos excitados	f_r (GHz)	
	Simulado HFSS	Calculado - cavidade completa
TE_{101}	2,45	2,45
TE_{102}	4,07	3,98
TE_{103}	5,8	5,8

Fonte: próprio autor.

Na sequência a cavidade ressonante foi cortada para um quarto de sua dimensão original, como apresentado na Figura 79. O corte horizontal da cavidade ressonante interrompeu as linhas de corrente do modo TE_{102} , suprimindo o mesmo. As dimensões e ponto de alimentação foram novamente otimizados. A curva simulada de perda de retorno versus frequência da cavidade ressonante com um quarto de modo é apresentada na Figura 80, onde se verifica a presença apenas dos modos TE_{101} e TE_{103} na faixa de frequência de 1 a 7 GHz, como desejado.

Figura 79 - Geometria da cavidade ressonante reduzida à um quarto de sua dimensão inicial.

Fonte: próprio autor.

Figura 80 - Curva simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante SIW reduzida um quarto de modo.

Fonte: próprio autor.

As Figura 81 e Figura 82 apresentam o campo elétrico e a distribuição de correntes dos modos TE_{101} e TE_{103} da cavidade com um quarto de modo, que ocorrem respectivamente nas frequências de ressonância de 2,45 GHz e 5,8 GHz.

Figura 81 - Simulação da cavidade SIW um quarto no modo TE_{101} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

Figura 82 - Simulação da cavidade SIW um quarto no modo TE_{103} : (a) Campo elétrico e (b) distribuição de correntes.

Fonte: próprio autor.

As dimensões resultantes da otimização das dimensões da antena e da posição de ponto de alimentação são apresentadas na Tabela 17. Essas dimensões estão ilustradas na Figura 63(b).

Tabela 17 - Dimensões finais da antena SIW com cavidade de um quarto de modo.

Parâmetros	Valores
L_y	37,5 mm
L_z	37,5 mm
a_1	28,5 mm
b_1	28,5 mm
p	8 mm
q	3 mm
P_y	5 mm
P_z	20 mm
C_1	20 mm

Fonte: próprio autor.

Os resultados de simulação da antena, indicaram que a mesma opera na frequência central de 2,45 GHz com banda de 10 dB de 8,97% (2,35 GHz a 2,57 GHz) e na frequência central de 5,8 GHz com banda de 10 dB de 10,17% (5,52 GHz a 6,11 GHz).

O ganho da antena simulado foi de 5,0 dB em 2,45 GHz e 5,6 dB em 5,8 GHz, superior aos valores de ganho das antenas têxteis de microfitas apresentadas nos capítulos anteriores. O fato do aumento da espessura do substrato aumenta o ganho, diminuindo as perdas da antena.

6.4 Fabricação da antena

A antena SIW de banda dupla foi fabricada e caracterizada, comparando-se seu desempenho experimental com os resultados da simulação, a fim de validar os procedimentos de projeto aqui apresentados.

A fabricação da antena foi realizada empregando o processo descrito anteriormente no item 4.1.3, usado na fabricação das antenas de microfita aqui apresentadas. Adicionalmente, os postes metálicos que formam as paredes laterais da cavidade SIW de um quarto de modo foram realizados na prática por meio de ilhoses metálicos inseridos através do substrato de denim, de modo a interconectar as camadas metálicas do elemento radiante e do plano de terra. A estrutura foi alimentada pela sonda coaxial realizada por meio de um conector SMA 50 Ω .

A Figura 83 apresenta fotografias das faces superior e inferior da antena SIW usando cavidade ressonante de um quarto de modo.

Figura 83 - Fotografia da antena SIW usando cavidade ressonante de um quarto de modo: (a) Vista Frontal e (b) vista posterior.

Fonte: próprio autor.

6.5 Resultados experimentais

A antena SIW de banda dupla foi caracterizada através da medida da curva S_{11} versus frequência, realizando-se a medida dos diagramas de radiação nas frequências centrais das duas bandas de operação.

A Figura 84 apresenta a curvas simulada e experimental de S_{11} versus frequência. Como apresentado nessa figura, houve excelente concordância entre resultados simulados e experimentais quanto à frequência central e à largura de banda das duas faixas de frequência de operação da antena. Os resultados

experimentais indicaram que a antena atua na banda ISM de 2,45 GHz com banda de 9,29% e na banda ISM de 5,8 GHz com banda de 9,31%.

Figura 84 - Curvas simulada e experimental de S_{11} versus frequência da antena SIW de banda dupla.

Fonte: próprio autor.

As medidas de diagrama de radiação da antena SIW de dupla banda foram realizadas com a antena posicionada no sistema de coordenadas como apresentado na Figura 85.

Figura 85 - Sistema de coordenadas e posição a antena SIW de banda dupla na medida de diagramas de radiação.

Fonte: próprio autor.

A Figura 86 apresenta os diagramas de radiação de plano H e plano E da antena SIW de banda dupla na frequência de 2,45 GHz. Nessa figura observa-se

que ambos os diagramas medidos apresentaram boa concordância com os resultados simulados.

Figura 86 - Diagrama de radiação simulado e medido em 2,45 GHz para a antena SIW fabricada de banda dupla: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Os diagramas de radiação de plano H e plano E da antena SIW de banda dupla na frequência de 5,8 GHz são apresentados na Figura 87. Nessa figura observa-se que ambos os diagramas medidos apresentaram boa concordância com os resultados simulados quanto à direção de apontamento e largura de feixe de meia potência.

Figura 87 - Diagrama de radiação simulado e medido em 5,8 GHz para a antena SIW fabricada de banda dupla: (a) plano H e (b) plano E.

Fonte: próprio autor.

Resultados simulados e medidos do ganho e da largura de feixe de meia potência são mostrados na Tabela 18, para as frequências centrais das duas bandas da antena SIW. Observa-se nessa tabela que o ganho da antena em 2,45 GHz determinado experimentalmente é de 3,1 dB, tendo ficado 1,5 dB abaixo do simulado. Esse ganho é superior ao obtido para as antenas têxteis de microfita apresentadas nos capítulos 4 e 5, que apresentaram ganhos entre 0,3 e 1,5 dB em 2,45 GHz. O ganho da antena com cavidade SIW medido 5,8 GHz foi de 4,3 dB, confirmando a vantagem dessa configuração de antena quanto a ganho para uso em antenas têxteis.

Tabela 18 - Ganho e largura de feixe de meia potência simulado e medido para a antena SIW de banda dupla em cavidade.

f_0 (GHz)	Ganho (dB)		Largura de feixe de meia potência no plano H (°)		Largura de feixe de meia potência no plano E (°)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
2,45	4,6	3,1	80	80	77,5	85
5,8	5,0	4,3	75	70	105	102,5

Fonte: próprio autor.

6.6 Conclusões parciais

Neste capítulo foi proposta uma antena têxtil usando cavidade ressonante SIW de um quarto de modo. Essa geometria foi utilizada visando obter uma antena com duas bandas de operação, e ainda miniaturizada e com maior ganho que as antenas têxteis de microfita apresentadas nesta tese. Optou-se pela realização da cavidade ressonante em tecnologia SIW, que pode ser fabricada em substratos têxteis empregando de ilhoses metálicos, de baixo custo e alta disponibilidade no mercado.

Foi desenvolvido um procedimento de projeto para a antena SIW com cavidade de um quarto de modo, empregando simulação eletromagnética para determinar os modos ressonantes suportados por cavidades de um quarto de modo. Esse procedimento foi aplicado ao projeto de uma antena com dimensões tais que

os modos ressonantes TE_{101} e TE_{103} ressoassem nas frequências centrais de 2,45 GHz e 5,8 GHz, gerando uma antena operando nessas duas bandas ISM.

As dimensões da antena foram otimizadas usando simulação eletromagnética, de forma a compensar o efeito do corte da cavidade em um quarto de sua dimensão original e a perturbação dos campos eletromagnéticos devido à presença da sonda coaxial de alimentação da antena. A antena foi fabricada e caracterizada, obtendo-se boa concordância entre resultados simulados e experimentais.

Quando comparada com as antenas de microfita anteriormente apresentadas, a antena SIW de um quarto de modo, além de oferecer duas bandas de operação, emprega um elemento radiante com dimensões reduzidas. A área do elemento radiante da antena em cavidade SIW resultou em 36% da área da plaqueta da antena de microfita com alimentação por sonda coaxial e em 39% da área da plaqueta da antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade. Além disso, a antena usando cavidade SIW de um quarto de modo apresentou ganho significativamente maior que as antenas em microfita desenvolvidas, o que é uma vantagem importante no caso de antenas têxteis cujo ganho é habitualmente baixo devido às perdas dos materiais usados em sua fabricação.

7. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1. Conclusões

O objetivo proposto para este trabalho foi atingido, tendo sido desenvolvidas antenas têxteis de micro-ondas para aplicação em sistemas vestíveis, com a proposição de novas configurações de antenas têxteis e respectivos procedimentos de projeto.

Foram realizados a prospecção do estado da arte em antenas têxteis, e estudos referentes à teoria de antenas planares de micro-ondas.

A pesquisa em técnicas de fabricação de antenas têxteis permitiu estabelecer o processo de fabricação que foi empregado para construir as antenas projetadas neste trabalho e os materiais têxteis a serem utilizados como substrato dielétrico e camadas metálicas das antenas. Neste trabalho, foram projetadas e investigadas antenas de microfita com materiais têxteis. Especificamente, foram utilizados tecido denim, como substrato dielétrico, e o tecido *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* (PCPTF), que é um tecido condutivo, para as partes metálicas das antenas.

Foi realizada determinação experimental das propriedades físicas do tecido denim usado como substrato, medindo-se sua constante dielétrica relativa e a tangente de perdas. Para caracterização do substrato dielétrico denim utilizou-se um método ressonante, empregando filtros do tipo rejeita-faixa em 2,45 GHz e 5,8 GHz, frequências de projeto das antenas. Os valores obtidos experimentalmente para os parâmetros do denim foram coerentes com os apresentados na literatura, tendo sido usados nas etapas de projeto e de simulação das antenas têxteis dessa tese.

A fim de viabilizar a fabricação das antenas têxteis, optou-se por desenvolver antenas com elementos radiantes com formato retangular, que pudessem ser definidos com relativa facilidade em tecidos têxteis metálicos usando ferramentas de corte de tecido convencionais. No entanto, os desenvolvimentos realizados neste trabalho podem ser estendidos a antenas têxteis empregando elementos radiantes com outras geometrias.

Foram projetadas, fabricadas e caracterizadas antenas têxteis com diferentes configurações, estudando-se a possibilidade de alargamento de banda, de aumento de ganho das antenas e de operação em banda dupla. Esses estudos geraram a proposição de configurações originais de antenas, compatíveis com a fabricação em tecnologia têxtil. As antenas desenvolvidas podem ser subdivididas em três categorias: antenas de microfita com plaqueta retangular e alimentação por sonda coaxial; antena de microfita com plaqueta retangular alimentada via acoplamento por proximidade; e antena de cavidade de um quarto de modo em tecnologia SIW. Resultados simulados e medidos foram apresentados para cada configuração estudada.

A antena de microfita com plaqueta retangular alimentada por sonda coaxial é uma configuração tradicional, sendo que seu projeto consolidou os processos de projeto, fabricação e caracterização usados neste trabalho. Foram desenvolvidas duas antenas para a banda ISM de 2,45 GHz, usando-se substrato de denim com 0,7 mm e 1,4 mm. Dessa forma, foi possível avaliar o efeito do alargamento de banda e aumento de ganho proporcionado pelo uso de substratos mais espessos. Os valores reduzidos de ganho dessa antena estão relacionados com as perdas condutivas e dielétricas dos materiais têxteis empregados em sua fabricação, sendo compatíveis com resultados apresentados na literatura.

Com o objetivo de obter antenas têxteis com bandas mais largas, foi estudada a antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade. A configuração original dessa antena foi modificada, usando-se linhas de alimentação do tipo linhas de microfita *embedded* com impedância característica menor que 50Ω , que resultam em tiras largas, que garantem a fabricação da antena em tecnologia têxtil com boa reprodutibilidade. O casamento de impedância da antena é realizado através de um transformador de um quarto de comprimento de onda. Foi desenvolvida uma metodologia de projeto para essa configuração de antena, que permitiu desenvolver antenas com quatro bandas de impedância de 10 dB diferentes, controladas pela largura da linha de alimentação. Larguras de banda de 11,2% até 24,0% em 2,45 GHz foram obtidas experimentalmente, o que demonstra que a configuração da antena proposta resulta efetivamente no alargamento de banda de antenas de microfita. Os efeitos de proximidade do corpo humano e de curvatura sobre a perda

de retorno de entrada da antena foram avaliados por meio de simulação computacional e de medidas.

Completando as atividades de pesquisa, projetou-se uma antena visando operação em banda dupla, capaz de atender às bandas ISM de 2,45 GHz e de 5,8 GHz. Adicionalmente, procurou-se uma configuração de antena que resultasse em um elemento radiante com dimensões reduzidas comparativamente à antena de microfita. Com esse objetivo foi proposta uma antena têxtil de cavidade de um quarto de modo, empregando tecnologia SIW. Essa é uma antena com configuração original, que utiliza os modos ressonantes TE_{101} e TE_{103} para obtenção das duas bandas especificadas para operação da antena. Foi desenvolvido um procedimento de projeto específico para essa antena. Esse procedimento foi aplicado ao desenvolvimento de uma antena de banda dupla, apresentou experimentalmente ganho de 3,1 dB em 2,45 GHz e de 4,3 dB em 5,8 GHz, com área de elemento radiante reduzida a menos de 40% da área das antenas têxteis de microfita de 2,45 GHz desenvolvidas neste trabalho.

A Tabela 19 resume os principais resultados experimentais obtidos com as antenas desenvolvidas neste trabalho.

Tabela 19 - Características das antenas desenvolvidas.

Antena		Frequência central medidas (GHz)	Faixa de bandas medidas (GHz)	Largura de banda fracionarias medidas (%)	Ganho medidos (dB)
Microfita alimentada por sonda coaxial	$h = 0,7\text{mm}$	2,45	2,39 a 2,51	4,8	0,56
	$h = 1,4\text{mm}$	2,45	2,38 a 2,52	6,0	1,42
Microfita alimentada via acoplamento por proximidade	$W_2 = 5\text{ mm}$	2,49	2,35 a 2,63	11,2	0,40
	$W_2 = 6\text{ mm}$	2,45	2,29 a 2,62	13,4	0,42
	$W_2 = 7\text{ mm}$	2,53	2,32 a 2,75	17,0	0,43
	$W_2 = 8\text{ mm}$	2,5	2,20 a 2,80	24,0	0,47
Antena SIW de banda dupla		2,47	2,36 a 2,59	9,2	3,1
		5,83	5,56 a 6,10	9,3	4,3

Fonte: próprio autor.

Concluindo, a pesquisa realizada permitiu dar contribuições originais em configurações de antenas têxteis de micro-ondas, bem como estabelecer procedimentos de projeto e técnicas de fabricação de antenas têxteis que permitem o desenvolvimento de futuras pesquisas nessa área.

Como resultado dessa tese, foram publicados artigos em eventos científicos nacionais e internacionais, assim como em revistas internacionais. Esses artigos são apresentados nos APÊNDICE B ao E. Um desses artigos foi premiado como melhor trabalho apresentado na área de antenas e micro-ondas durante a realização do MOMAG2014.

6.2. Sugestões para trabalhos futuros

Estando concluído este trabalho, algumas atividades podem ser apontadas como sugestões de atividades adicionais a serem realizadas futuramente como complementação e continuidade a esta pesquisa.

Uma proposta de atividade futura consiste em analisar a taxa de absorção específica (SAR), do corpo humano com a proximidade de antenas têxteis.

Outra sugestão é desenvolver antenas têxteis de microfita usando outras geometrias de elementos radiantes, que não a retangular.

Antenas têxteis para aplicações em sistemas UWB – Ultra Wide Band, constituem outro área de pesquisa que carece de contribuições originais.

Finalmente, desenvolver antenas têxteis usando camadas metálicas bordadas com linhas condutoras constitui uma linha de pesquisa que permite explorar geometrias complexas de elementos radiantes, como geometrias fractais, que são de difícil fabricação em tecnologias têxteis que utilizam tecidos condutores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BAYRAM, Y. Z.; VOLAKIS; J. L., SHIM; B-S.; KOTOV, N. A. Conductive Textiles and Polymer-Ceramic Composites for Novel Load Bearing Antennas. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2008, **Digest**... Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, p.1-4.

2. ZAIHASRA, W. N.; ISMAIL, M. Y. Slotted Dipole Microstrip Antenna Embedded on Paper Materials for Long Range Communications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SPACE SCIENCE AND COMMUNICATION, 2013, Malaysia. **Proceedings**... Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2013. p. 257-262.

3. LEE, G. **An Investigation Into the Feasibility of the Integration of Microwave Circuitry Into a Woven Textile**. 2013. p. 226. Tese (Doutorado em Filosofia) – Universidade de Loughborough, Loughborough, 2012.

4. HERTLEER, C.; ROGIER H.; VALLOZZI L.; DECLERCQ, F. A Textile Antenna Based on High-Performance Fabrics. In: ANTENNAS AND PROPAGATION EUCAP CONFERENCE, 2007, Edinburgh. **Proceedings**... Piscataway: Institution of Engineering and Technology, 2007. p. 1-5.

5. HERTLEER, C.; ROGIER H.; VALLOZZI L.; LANGENHOVE, L. V. A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.57, n. 4, p. 919-925, Apr. 2009.

6. TAK, J.; CHOI, J. An All-Textile Louis Vuitton Logo Antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 14, p. 1211-1214, Feb. 2015.

7. LOCHER, I.; KLEMM, M.; KIRSTEIN, T.; TROSTER, G. Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas. **IEEE Transactions on Advanced Packaging**, v. 29, n. 4, p. 777-788, Nov. 2006.

8. SOH, P. J. et al. Specific Absorption Rate (SAR) Evaluation of Textile Antennas. **IEEE Antennas Propagation Magazine**, v. 57, n. 2, p. 229-240, Apr. 2015.

9. SALONEN, P.; KEDKILAMMI, M.; RANTANEN, J.; SYDÄNHEIMO, L. A Novel Bluetooth Antenna on Flexible Substrate for Smart Clothing. In: INTERNATIONAL CONFERENCE SYSTEMS, MAN AND CYBERNETICS, 2001, Tucson. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2001. p. 789-794.

10. SALONEN, P.; HURME, L. A Novel Fabric WLAN Antenna for Wearable Applications. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2003, Columbus. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003. p. 700-703.

11. SALONEN, P.; RAHMAT-SAMII, Y.; SCHAFFRATH, M.; KIVIKOSKI, M. Effect of Textile Materials on Wearable Antenna Performance a Case Study of GPS Antennas. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2004, **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2004. p. 459-462.

12. SALONEN, P.; RAHMAT-SAMII, Y.; KIVIKOSKI, M. Wearable Antennas in the Vicinity of Human Body. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2004, **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2004. p. 467-470.

13. SALONEN, P.; KIM, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Dual-Band E-Shaped Patch Wearable Textile Antenna. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY

INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2005, **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2005. p. 466-469.

14. JANUSZKIEWICZ, L. et al. Textile Body Worn Exponentially Tapered Vee Antenna. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVES, RADAR AND WIRELESS COMMUNICATIONS, 2008, Wroclaw. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008. p. 1-4.

15. CARTER, J. et al. Inexpensive Fabric Antenna for Off-Body Wireless Sensor Communication. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2010, Toronto. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010. p. 1-4.

16. GRUPTA, B.; SANKARALINGAM, S.; DHAR, S. Development of wearable and implantable antennas in the last decade: A review. In: MEDITERRANEAN MICROWAVE SYMPOSIUM, 2010, **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010. pp. 251-267.

17. PUROHIT, S.; RAVAL, F. A Review on Wearable – Textile Patch Antenna. **International Journal of Scientific & Engineering Research**, v.4, n.12, p. 698-702, Dec. 2013.

18. PRIYA, A.; KUMAR, A.; CHAUHAN, B. Review of Textile and Cloth Fabric Wearable Antennas. **International Journal of Computer Applications**, v. 116, n. 17, p. 1-5, Apr. 2015.

19. DECLERCQ, F.; ROGIER, H. Characterization of Electromagnetic Properties of Textile Materials for the Use in Wearable Antennas. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2009, Charleston. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2009. p. 1-4.

20. AMARO, N.; MENDES, C.; PINHO, P. Bending Effects on a Textile Microstrip Antenna. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ANTENNAS AND PROPAGATION, 2011, Spokane. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2011. p. 282-285.

21. MANTASH, M.; TAROT, A. C.; COLLARDEY, S.; MAHDJOUBI, K. Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors. **International Journal of Antennas and Propagation**, v. 2012, Article ID 236505, p. 10, Feb. 2012.

22. JALIL, M. E. et al. Wetness Experiment for Compact CPW-fed Ultra Wideband Antenna Using Textile Material. In: ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON APPLIED ELECTROMAGNETICS, 2012, Melaka. **Proceedings...** Piscataway: Institution of Engineering and Technology, 2012. p. 298-301.

23. YAHYA, R.; KAMARUDIN, M. R.; SEMAN, N. Effect of Rainwater and Seawater on the Permittivity of Denim Jean Substrate and Performance of UWB Eye-Shaped Antenna. **IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS**, v. 13, p. 806-809, Apr. 2014.

24. FU, Y. Y. e al. Experimental Study on the Washing Durability of Electro-Textile UHF RFID tags. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 14, p. 466-469, Nov. 2015.

25. HU, B.; GAO, G. P.; HE, L. L.; CONG, X. D.; ZHAO, J. N. Bending and on-arm effects on a wearable antenna for 2.45 GHz body area network. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**. v. 13, p. 378-381, Jun. 2015.

26. SANKARALINGAM, S.; GUPTA, B. Development of Textile Antennas for Body Wearable Applications and Investigations on their Performance Under Bent Conditions. **Progress In Electromagnetics Research B**. v.22, p. 53-71, 2010.

27. SANZ-IZQUIERDO, B.; HUANG, F.; BATCHELOR, J.C. Covert Dual-Band Wearable Button Antenna. **Electronics Letters**, v. 42, n. 12, p. 668-670, Jun. 2006.
28. SANZ-IZQUIERDO, B.; BATCHELOR, J. C. Wlan Jacket Mounted Antenna. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON ANTENNA TECHNOLOGY: SMALL AND SMART ANTENNAS METAMATERIALS AND APPLICATIONS, 2007, Cambridge, **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007. p. 57-60.
29. SANZ-IZQUIERDO, B.; BATCHELOR, J. C. A Dual Band Belt Antenna. In: ANTENNA TECHNOLOGY: SMALL ANTENNAS AND NOVEL METAMATERIALS, 2008, Chiba, **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008. p. 374-377.
30. MANTASH, M.; TAROT, A.C.; COLLARDEY, S.; MAHDJOUBI, K. Wearable Monopole Zip Antenna. **Electronics Letters**, v. 47, n. 23, p. 1266-1267, Nov. 2011.
31. SANZ-IZQUIERDO, B.; WU, L.; BATCHELOR, J. C.; YOUNG, P. R. Textile Integrated Waveguide Slot Antenna. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2010, Toronto. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010. p. 1-4.
32. MORO, R.; AGNEESSENS, S.; ROGIER, H.; BOZZI, M. Wearable Textile Antenna in Substrate Integrated Waveguide Technology. **Electronics Letters**, v. 48, n. 16, p. 985-987, Aug. 2012.
33. MORO, R.; BOZZI, M.; AGNEESSENS, S.; ROGIER, H.; Compact Cavity-Backed Antenna on Textile in Substrate Integrated Waveguide (SIW) Technology. In: MICROWAVE CONFERENCE EUROPEAN, 2013, Nuremberg.

Proceedings... Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2013. p. 1007-1010.

34. KAUFMANN, T.; FUMEAUX, C. Wearable Textile Half-Mode Substrate Integrated Cavity Antenna Using Embroidered Vias. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**. v. 12, p. 805-808, July. 2013.

35. LEMEY, S.; ROGIER, H. SIW Textile Antennas as a Novel Technology for UWB RFID tags. In: RFID TECHNOLOGY AND APPLICATIONS CONFERENCE, 2014, Tampere. **Proceedings...** Piscataway: Institution of Engineering and Technology, 2014. p. 256-260.

36. AGNEESSENS, S.; ROGIER, H. Compact Half Diamond Dual-Band Textile HMSIW On-Body Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 62, n. 5, p. 2374-2381. 2014.

37. CAYTAN, O.; LEMEY, S.; AGNEESSENS, S.; GINSTE, D. V.; DEMEESTER, P.; LOSS, C.; SALVADO, R.; ROGIER, H. Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antenna on Cork Substrate. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 15, p. 162-165, May. 2015.

38. AGNEESSENS, S.; LEMEY, S.; VERVUST, T.; ROGIER, H. Wearable Small and Robust the Circular Quarter-Mode Textile Antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 14, p. 1482-1485, Jul. 2015.

39. MORO, R.; AGNEESSENS, S.; ROGIER, H.; DIERCK, A.; BOZZI, M. Textile Microwave Components in Substrate Integrated Waveguide Technology. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.63, n. 2, p. 422-432, Feb. 2015.

40. DESCHAMPS, G. A.; SICHAK, W. Microstrip Microwave Antennas. In: SYMPOSIUM ON THE USAF ANTENNA RESEARCH AND DEVELOPMENT PROGRAM, 1953, Allerton. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Engineers, 1953, p.18-27.
41. GUTTON, H. e BAISSINOT, G. Flat aerial for ultra-high frequencies, Patente Francesa, no. 703113, 1955.
42. HOWELL, J. Q. Microstrip Antennas. ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 1972, Williamsburg. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1972. p. 177-180.
43. MUNSON, R. E. Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Piscataway**, v.22, n.1, p. 74-78, Jan. 1974.
44. BAHL, I. J.; BHARTIA, P. **Microstrip Antennas**. Dedham: Artech House, 1980.
45. KUMAR, G.; RAY, K. P. **Broadband Microstrip Antennas**. Norwood: Artech House, 2003.
46. BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
47. POZAR, D. M. Microstrip Antennas. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v.80, n. 8, p. 1639-1645, Aug. 2006.
48. GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood: Artech House, 2001.

49. JAMES, J. R. HALL, P. S. **Handbook of Microstrip Antennas**. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
50. CARVER, K. R.; MINK, J. W. Microstrip Antenna Technology. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v.29, n.1, p. 2-24, Jan. 1981.
51. IPC-2141A. Design guide for high-speed controlled impedance circuit boards, **IPC Standard IPC-2141A**, 2004.
52. BAHL, I. J. **Lumped Elements for RF and Microwave Circuits**. Norwood: Artech House, 2003.
53. DERNERYD, A. G. A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v.26, n.4, p. 532-535, Jul. 1978.
54. KARMAKAR, N. C. Investigations Into a Cavity-Backed Circular-Patch Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.50, n.12, pp. 1706–1715, Dec. 2002.
55. HONG, W. Development of Microwave Antennas, Components and Subsystems Based on SIW Technology. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON MICROWAVE, ANTENNA, PROPAGATION AND EMC TECHNOLOGIES FOR WIRELESS COMMUNICATIONS, 2005, Beijing. **Proceedings...** Piscataway: Institution of Engineering and Technology, 2005. p. 14-17.
56. CHEN, X. P.; WU, K. Substrate Integrated Waveguide Filter. **IEEE Microwave Magazine**, v. 15, n. 5, p. 108-116, Aug. 2014.

57. BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, K. Review of Substrate Integrated Waveguide Circuits and Antennas. **IET Microwave. Antennas Propagation**, vol. 5, n. 8, p. 909–920, 2011.

58. AWIDA, M. H.; FATHY, A. E. Design Guidelines of Substrate Integrated Cavity Backed Patch Antennas. **IET Microwave. Antennas Propagation**, vol. 6, n. 2, p. 151–157, 2012.

59. AGNEESSENS, S.; LEMEY, S.; MORO, R.; BOZZI, M.; ROGIER, H. The Next Generation Textile Antennas Based on Substrate Integrated Waveguide Technology. In: GENERAL ASSEMBLY AND SCIENTIFIC SYMPOSIUM, 2014, Beijing. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014. p. 1-4.

60. LUO, G. Q.; WANG, T. Y.; ZHANG, X. H. Review of Low Profile Substrate Integrated Waveguide Cavity Backed Antennas. **International Journal of Antennas and Propagation**, vol. 2013, Article ID 746920, 7 pages, 2013. doi:10.1155/2013/746920.

61. DESLANDES, D. Design Equations for Tapered Microstrip to Substrate Integrated Waveguide Transitions. In: INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, 2010, **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010. pp. 704-707.

62. LOBATO-MORALES, H.; CHÁVEZ, A. C.; MURTHY, D. V. B.; CERVANTES, J. L. O. Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities. **Review of Scientific Instruments**, n.81, 2010.

63. Less EMF Inc. Disponível em: <<http://www.lessemf.com/1212.pdf>>. Acesso em: 19 de out. 2016.

64. STOPPA, M.; CHIOLERIO, A. Wearable electronics and smart textiles: A critical review, *Sensors* 14 (2014), 11957–11992.
65. JALIL, M. E.; RAHIM, M. K. A.; SAMSURI, N. A. Multiband antenna at ISM band using textile material," **Proceedings** of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.
66. JALIL, M. E.; RAHIM, M. K. A.; ABDULLAH M. A. Compact CPW-fed Ultra-Wideband (UWB) Antenna Using denim Textile Material" **Proceedings** of ISAP2012, Japan, 2012, pp.30-33.
67. SALVADO, R.; LOSS, C.; GONÇALVES, R.; PINHO, P. Textile materials for the design of wearable antennas: A survey. **Sensors** 12 (2012), 15841–15857.
68. POZAR, D. M.; KAUFMAN, B. Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling. **Electronics Letters**, vol. 23, pp. 368-369, Apr. 1987.

Apêndice A – Programa em MatLab

```

Programa de Cálculo de Projeto de Antenas de microfita retangular
alimentada por sonda coaxial

clc;
clear all;
format long
er=input('Enter the dielectric constant:');
h=input('Enter the substrate thickness (in mm)');
f=input('Enter the frequency (GHz):');
wid=(3e8/(2*f))*(sqrt(2/(er+1)));
e_eff=((er+1)/2)+ ((er-1)/2)* (1+((12*h)/wid))^-0.5);
l_eff=(3e8/(2*f*sqrt(e_eff)));
del_l=((e_eff+0.3)*((wid/h)+0.264))/((e_eff-
0.258)*((wid/h)+0.8)))*(0.412*h);
L=l_eff-(2*del_l);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
la=(3e8/f);
k=(2*pi)/la;
x=k*(wid);
i1=-2+cos(x)+(x.*sinint(x))+(sin(x)/x);
g1=i1/(120*pi*pi);           %Conductance

jb=besselj(0,(k.*L.*sin(th)));
a=@(th)((sin((x./2).*cos(th))./cos(th)).^2).*(besselj(0,(k.*L.*sin(
th))).*(sin(th)).^3);
a1=quad(a,0,pi);
g12=a1/(120*pi*pi);         %in siemens
r_in=1/(2*(g1+g12));        %in ohms

inset=(L/pi)*(acos(sqrt(50/r_in)));           %in m

disp(['A Largura é:',num2str(wid),' m'])
disp(['O Comprimento é:',num2str(L),' m'])
disp(['Ponto de Alimentação:',num2str(inset),' m'])

```

Apêndice B – Artigo publicado em congresso internacional

Parametric Study of Rectangular Patch Antenna Using Denim Textile Material

Marcus Grilo and Fatima Salete Correra
 Department of Electronic Systems Engineering
 Polytechnic School, University of São Paulo
 São Paulo- Brazil
 marcus.grilo@usp.br
 fcorrera@lme.usp.br

Abstract—This paper presents a textile patch antenna designed for WBAN applications at 2.45 GHz ISM band. The antenna uses denim as substrate and conductive fabric for the ground plane and radiator layers. The main purpose of this paper is to analyze the influence of typical deviation of denim properties and patch radiator dimensions on the performance of the antenna. The parameters considered in the analysis are the relative permittivity and thickness of denim and the width and length of the rectangular patch radiator. The dependence of the central operation frequency of the antenna on those parameters was studied using the antenna reflection coefficient obtained from EM simulations. Rules of thumb for one-shot design were derived and applied to design a rectangular patch antenna. An antenna prototype was fabricated and measured, demonstrating a 10 dB impedance band of 4.8 % centered at 2.45 GHz, in good agreement with simulated results.

Keywords—Microstrip Patch Antenna, textile antenna, denim, WBAN.

I. INTRODUCTION

In recent years, flexible and textile antennas have becoming ever more attractive due to their application in wearable systems [1,2]. The new wireless protocols for body area networks and personal area networks (BANs and PANs) operating in the 2.45 GHz band are highly attractive as future solutions for radio frequency identification (RFID), smart home and military applications [3-5]. Wearable antennas need to be hidden and of low profile. This requires a possible integration of the antenna elements within everyday clothing. The microstrip patch antenna is a representative candidate for any wearable application, as it can be made conformal for integration into clothing [6-8].

Conductive textiles are commercially available and have been successfully used in textile antennas [9-11]. Fabrics have been used as dielectric substrates. Effects of antenna bending on its impedance and radiation characteristics are presented in [12-14]. These results shows shift in resonance frequency and changes input impedance of the antenna.

However, little information is found on the electromagnetic properties of regular commercialized textiles. Parameters as relative permittivity and thickness of the dielectric material are crucial in the design of antennas, determining the dimensions of the antenna radiator. The choice of the thickness of the dielectric material is a

compromise between efficiency and bandwidth of the antenna [14]. Moreover, the thickness of the substrate also influences the geometric sizing of the antenna. However, fabrics are flexible and compressible materials, which thickness and density might change with low pressures. Furthermore, the fact that the antenna be sewn can result in variations on its thickness.

All these features are somehow difficult to control in real applications of textiles. Therefore it is important to know how they may influence the behavior of the antenna, in order to minimize any unwanted effects. This paper presents a study of the impact of variations of these parameters on the characteristics of patch antenna manufactured on denim substrate, with metal layers of *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* (PCPTF) [15].

This paper is organized as follows. Section II describes the textile materials used for an antenna manufacturing. Section III presents the design of a textile rectangular patch antenna for 2.45 ISM band and an analysis of the influence of deviations on the textiles fabrics characteristics and radiator dimensions in the antenna performance. One-shot design recommendations are suggest along this section. Section IV presents the antenna manufacturing process and section V compares measured and simulated antenna frequency response. Conclusions are drawn in section VI.

II. DESIGN METHODOLOGY

A. Microstrip patch antenna

A microstrip patch antenna consists of a metallic radiating patch on top of a dielectric substrate which has a ground plane on the other side as shown in Fig. 1.

Fig.1. A microstrip patch antenna.

Microstrip patch antennas are appropriate to be produced out of textile material mainly because of their compact geometry and planar profile. The radiating elements may be square, rectangular, circular, triangular, and elliptical or some other common shape [14].

B. Design specification

The antenna was designed to operate at the unlicensed 2.45 GHz ISM band.

C. Textile Material

The textile materials employed in the designed antenna are denim as the dielectric substrate and PCPTF for the conductive radiator and ground plane. The selection of an appropriate conductive textile is an important step in the design of a textile antenna. Properties of PCPTF provided by supplier are given in table I.

TABLE I. PROPERTIES OF THE CONDUCTIVE FABRIC USED - PCPTF.

Properties	Conductive Textile Material
Surface resistance	0.05 Ohm/sq
Conductivity	2.5×10^5 S/m
Thickness (t)	0.08 mm
Weight	80 g/m ²

PCPTF is made using 35% of copper and has the advantages of being flexible, light weight, easy to be cut, sewn and meant to be used in electromagnetic shielding applications. The denim fabric is one of the best candidates for use as substrate on textile antennas, since it is durable, inelastic, low thickness, comfortable for user and low cost material.

The permittivity and the loss tangent of denim substrate were extracted using the techniques explained in [16] with the aid of electromagnetic simulation, resulting in $\epsilon_r = 1.6$ and $\tan\delta = 0.01$ at 2.45 GHz. The substrate thickness was measured along a 10 mm x 10 mm denim sample using a caliper rule and $h = 0.72 \pm 0.1$ mm was obtained.

D. Antenna Design

A 2.45 GHz rectangular patch antenna was designed using the experimental data obtained for the denim and the characteristics of the conductive fabric PCPTF from the manufacture datasheet.

The sensitivity of the designed antenna was analyzed assuming variations of the relative permittivity and thickness of denim.

The impact of deviations on the dimensions of the radiator, which usually results from the process of cutting and fastening the conductive layers on the denim substrate, was also simulated. Using the design procedure presents in [14], a simple rectangular microstrip antenna was designed, using the following equations:

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

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

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

where,

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4)$$

The antenna dimensions were optimized using HFSS [17] and are presented in Table II.

TABLE II. DIMENSIONS OF TEXTILE PATCH ANTENNA.

Parameter	Dimension (mm)
W	51
L	46
y_0	3.6
d	25

The designed antenna presented a simulated 10 dB impedance bandwidth of 3.2% centered at 2.45 GHz.

Fig. 2 presents the simulated far-field radiating patterns of the designed antenna at 2.45 GHz. The simulation indicated a maximum antenna gain of 2.1 dB. This relatively low gain is due mainly to the conductive losses on the radiator and ground plane.

Fig 2. Simulated normalized radiation pattern.

The influence of the substrate characteristics and of the radiator dimensions on the frequency response of the designed antenna was studied by means of computer simulations, considering typical deviation on these antenna parameters.

III. PARAMETRIC STUDY OF PATCH ANTENNA

A. Influence of deviations on relative permittivity ' ϵ_r ' and loss tangent ' $\tan\delta$ '

The relative permittivity of the antenna substrate has a significant role in the antenna design and deviations on its value will result in an antenna operating below or above the specified central frequency. Since microstrip antennas are narrowband, a relatively small error in the value of the substrate relative permittivity can result in an antenna operating out of the desired band.

The impact of denim ϵ_r on the antenna central frequency was evaluated from computer simulations of the antenna carried out for ϵ_r ranging from 1.5 to 1.8 with 0.1 steps, keeping all other parameters constant. As shown in Fig. 3, variations of ± 0.1 in ϵ_r have a significant impact in the antenna operating band. The relative permittivity of denim reported in technical literature varies from 1.6 to 1.8 [1-4]. Thus, the accurate measurement of dielectric characteristics of textiles should be performed before the antenna design for one-shot design procedure.

Fig.3. Simulated return loss of the antenna versus frequency as a function of denim relative permittivity ' ϵ_r '.

Values of loss tangent in the range of 0.01 to 0.05 were also considered during the antenna simulations. The deviation on the loss tangent had a second order effect on the antenna center frequency, affecting mainly the return loss magnitude.

B. Influence of deviations on denim thickness ' h '

The thickness of textile substrates presents some variation along their extension. For example, the measured thickness of denim substrate studied in this paper is $h = 0.72 \pm 0.1$ mm. Furthermore, the procedure of sewn the conductive layers of the antenna on the substrate produces a slight reduction of its thickness, and affects the antenna behavior.

Fig. 4 presents the simulated results for the antenna return loss when for substrate thickness varies from 0.5 to 0.8 mm. As shown in Fig. 4, the thickness of the substrate will affect the operating frequency band of the antenna and cause degradation on its return loss.

Fig.4. Simulated return loss of the antenna x frequency as a function of denim thickness ' h '.

C. Influence of deviations on radiator dimensions ' L ' and ' W '

The influence of deviations on the rectangular patch radiator dimensions on the center frequency of the antenna was analyzed by means of computer simulations, varying independently the width W and length L of the radiator around their design values. It was assumed that the process used to cut the radiator conductive fabric have an accuracy of ± 0.5 mm at each edge cut, resulting variation up to ± 1 mm on W and L .

Fig. 5 shows the simulated antenna return loss for a width fixed ($W = 51$ mm) and length variable ($L = 46 \pm 1$ mm). As expected, the length of the radiator L has a strong influence on the antenna central frequency. In the present case it was found that a variation of ± 1 mm in L caused a displacement of $\pm 4.4\%$ on the antenna center frequency, indicating the need to control strongly the length of the radiator during the antenna fabrication process.

Fig.5. Simulated return loss of the antenna x frequency as a function of the radiator length ' L '.

Fig. 6 shows the simulated antenna return loss, when varying the radiator width ($W = 51 \pm 1$ mm) and keeping its length constant ($L = 46$ mm). The radiator width of the rectangular patch antenna is related to its radiation efficiency and has a second order effect on its resonance frequency. Simulation results indicated a shift of $\pm 0.4\%$ at the operating center frequency of the antenna for a variation of ± 1 mm in the radiator width W , confirming that its impact on antenna central frequency is not significant.

Fig.6. Simulated return loss of the antenna x frequency as a function of the radiator width ' W '.

The design of textile antennas employing metallic fabrics should focus on antennas using radiator shapes that are easy to be cut using conventional fabric cut tools. The use of radiators with rectangular geometry facilitates the cutting of the patch, hence increasing the accuracy of its physical dimensions.

D. Influence of the radiator and ground plane layers conductivity on the feed point ' y_0 '

The feed point position is related to the input impedance of the antenna and is strongly affected by the conductivity σ of the metallic layers used to fabricate the antenna radiator and ground plane. This effect is not significant in patch antennas using conventional microwave substrates plated with copper layers, due to its high conductive. However, conductive fabrics used on textile antennas have conductivity about one or two orders of magnitude lower than copper, affecting strongly the ideal antenna feed point.

Fig.7 compares the performance of the designed patch antenna, considering the metallic layers using PCPTF ($\sigma = 2.5 \times 10^5$ S/m) and copper ($\sigma = 5.7 \times 10^7$ S/m). The ideal feed point for PCPTF layers is $y_0 = 3.6$ mm, resulting in -40 dB of simulated antenna return loss at 2.45 GHz.

Considering metallic layers of copper, the same feed point gives a simulated antenna return loss of -8.9 dB, causing impedance mismatch. In this case, the feed point has to be moved to $y_0 = 11.5$ mm in order to recover a good impedance matching condition.

The lower conductivity of the conductive fabric results in antennas with larger bandwidth than the ones using copper, as shown in Fig. 7, at the expense of degradation of antenna gain. These results show that it is essential to know the conductivity of the material used to fabricate the radiator and ground plane in order to do a one-shot design.

Fig.7. Simulated antenna return loss as a function of the metallic layers material and feed point ' y_0 '.

The use of metallic layers with lower conductivity will increase the antenna losses, reducing its radiation efficiency.

IV. ANTENNA FABRICATION PROCESS

The antenna presented in section II.D was designed according to the criteria of one-shot design derived in this paper. In the antenna design, the measured values of the physical characteristics of the substrate, ϵ_r and $\tan\delta$, were used. The radiator shape is rectangular, and is made of conductive fabric, cut to precise dimensions. This antenna was fabricated and characterized, and its experimental performance was compared to simulation results in order to validate the design rules presented here.

Fig 8 presents a photograph of the antenna prototype. The ground plane and the radiator were first attached to the denim substrate using a glue stick, and after they were additionally sewn in order to obtain a uniform thickness. The structure is fed by a 50 Ω SMA connector positioned at the bottom of the antenna structure. The center conductor of the connector reaches the radiator through a hole in the substrate. The conductive fabric accepted conventional solder process for the connector without damages.

Fig.8. Antenna photograph.

V. RESULTS AND ANALYSIS

A. Return Loss

The simulated and measured return loss of the proposed antenna are shown in Fig. 9. The measurements were performed using an HP8722D network analyzer.

Fig.9. Simulated and experimental return loss of antenna as a function of the frequency.

Both simulated and measured results indicated that the antenna operates at center frequency of 2.45 GHz, with excellent impedance matching. The bandwidth of measured results is slightly higher than the simulated one. The 10 dB return loss bandwidth of the simulated antenna is 3.2% (2.41–2.49 GHz) and the measured one is 4.8%

(2.39–2.51 GHz). Good agreement between the experimental and simulated values is observed and, in both cases, the antenna showed to have sufficient bandwidth to cover the ISM systems requirement. Despite all the uncertainties associated with the manufacturing of textile antennas, the experimental results met the design specifications, so that the goal of one-shot design was achieved.

VI. CONCLUSIONS

A textile antenna for 2.45 GHz ISM band application is presented, analyzed and fabricated. The antenna substrate was denim and conductive fabric was used as the rectangular radiating element and ground plane.

The performance of the designed antenna was simulated considering typical deviations of the denim relative permittivity and thickness. Deviations on the radiating element dimensions due to the process used to cut the conductive fabric were also simulated. The analysis of the simulation results indicated that an error of ± 0.1 on the relative permittivity of denim used on the antenna design could result in an antenna prototype operating out of the 2.45 GHz ISM band. The same problem could be produced by an error of ± 0.5 mm on the cut of each edge of the radiator element length during the antenna fabrication. Typical variations on denim thickness and on the radiator width had second order effects on the simulated frequency response of the antenna. The effect of the conductivity of the fabric used on the radiator and ground plane was also evaluated and affects in a significant way the ideal antenna feed point and the antenna bandwidth.

For one-shot design it is important to characterize the textile substrate determining its relative permittivity (and loss tangent) at the antenna operating frequency. It is also important to control radiator cut process so that its length met the design value accurately. The conductivity of the material used on the radiator and ground plane layers has to be account on the antenna design, for a precise design of the ideal antenna feed point and bandwidth.

These recommendations for one-shot design were applied to the design of the rectangular microstrip patch antenna. The measured frequency response of the antenna prototype was in very good agreement with the simulated results and met the antenna specifications, without the need of tuning or new design steps.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors wish to acknowledge the support of CAPES and FAPESP.

References

- [1] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, and K. Mahdjoubi, "Investigation of flexible textile antennas and AMC reflectors,"

- International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2012, article ID 236505, 10 pages, doi:10.1155/2012/236505.
- [2] M. E. Jalil, M. K. A. Rahim, and M. A. Abdullah, "Compact CPW-fed Ultra-Wideband (UWB) Antenna Using denim Textile Material" Proceedings of ISAP2012, Japan, 2012, pp.30-33.
- [3] R. J. Langley, K. L. Ford, and H. J. Lee, "Switchable on/off-body communication at 2.45 GHz using textile microstrip patch antenna on stripline" Antennas and Propagation (EUCAP), 6th European Conference, 2012, pp. 728-731.
- [4] H. A. Rahim, M. F. Abd Malek, I. Adam, K. M. Juni, and M. I. M. Saleh, "Basic characteristics of a textile monopole antenna for Body-Centric wireless communications" IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2012, pp.272 – 275.
- [5] T. Kaija, J. Lilja, and P. Salonen, "Exposing textile antennas for harsh environment," in *Proceedings of 2010 Military Communications Conference*, San Jose, CA, USA, 31 October–3 November 2010; pp. 737–742.
- [6] Z. Wang, L. Zhang, D. Psychoudakis, and J. L. Volakis, "Flexible textile antennas for body-worn communication," in *Proceedings of IEEE International Workshop on Antenna Technology*, Tucson, ZA, USA, 5–7 March 2012; pp. 205–208.
- [7] B. Grupta, S. Sankaralingam, and S. Dhar, "Development of wearable and implantable antennas in the last decade," A Review. In *Proceedings of Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Guzelyurt, Turkey, 25–27 August 2010, pp. 251–267.
- [8] M. A. R. Osman, M. K. A. Rahim, N. A. Samsuri, H. A. M. Salim, and M. F. Ali, "Embroidered fully textile wearable antenna for medical monitor in gap plications," *Progress In Electromagnetics Research*, 2011, vol. 117, pp.321-337.
- [9] M. I. Jais, M. F. Jamlos, M. Jusoh, T. Sabapathy, M. R. Kamarudin, R. B. Ahmad, A. A. H. Azemi, E. I. Azmi, P. J. Soh, 4, G. A. E. Vandenbosch and N. L. K. Ishak, "A novel 2.45GHz switchable beam textile antenna (SBTA) for out door wireless body area network (WBAN) applications," *Progress In Electromagnetics Research*, 2013, vol. 138, pp.613-627.
- [10] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein, and G. Tröster, "Design and characterization of purely textile patch antennas". *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol.29, pp.777–788, 2006.
- [11] H. A. Rahim, M. F. A. Malek, I. Adam, K. M. Juni, and M. I. M. Saleh, "Basic characteristics of a textile monopole antenna for body-centric wireless communications," *IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, 2012, pp.272 - 275
- [12] S. Dey, N. Saha and S. Biswas, "Design and performance analysis of UWB circular disc monopole textile antenna and bending consequences," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp.1129 – 1133.
- [13] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Development of textile antennas for body wearable applications and investigations on their performance under bent conditions," *Progress In Electromagnetics Research B*, 2010, vol. 22, pp.53-71.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1996.
- [15] <http://www.lessemf.com/1212.pdf>
- [16] Y. H. Chou, M. J. Jeng, Y. H. Lee, and Y. G. Jan, "The measurements of RF dielectric constant, dielectric loss coefficient, and conductor loss coefficient in PCB," *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, 2010, pp.264-267.
- [17] High Frequency Structure Simulator (HFSS), Ansoft Corporation Pittsburgh, PA.

Apêndice C – Artigo publicado em congresso nacional

Antena patch retangular em substrato têxtil alimentada via acoplamento por proximidade

Marcus Grilo e Fatima Salete Correra
Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos
Escola Politécnica, Universidade de São Paulo
São Paulo, Brasil
marcus.grilo@usp.br fcorrera@lme.usp.br

Resumo — Este artigo apresenta o projeto de antenas *patch* usando plaqueta retangular construídas sobre substrato têxtil, tendo sido desenvolvidas duas antenas alimentadas via acoplamento por proximidade e uma alimentada por sonda coaxial, para fins de comparação. O circuito de alimentação das antenas alimentadas via acoplamento por proximidade foi desenvolvido visando a facilidade de fabricação da antena têxtil e aumento da banda de operação da mesma, sendo constituído por uma linha de transmissão terminada em circuito aberto, acoplada eletromagneticamente ao elemento radiante e associada a um transformador de um quarto de comprimento de onda para fins de casamento de impedância. As antenas foram fabricadas usando substrato denim e tecido condutor para elementos radiantes, planos terra e linhas de alimentação. Os resultados experimentais apresentaram boa concordância com os simulados, tendo sido obtidas antenas centradas em 2,45 GHz, com banda de impedância fracionária de 6% para a antena alimentada por sonda coaxial e de 11,7% e 15,5% para as antenas alimentadas via acoplamento por proximidade. Verificou-se experimentalmente a possibilidade de aumento de banda da antena através do uso de alimentação via acoplamento capacitivo, bem como do controle da largura da banda através das dimensões da linha de alimentação.

Palavras-chaves — antenas têxteis; *patch* retangular; acoplamento por proximidade; micro-ondas.

I. INTRODUÇÃO

Antenas *patch* são uma solução de interesse em diversos sistemas de comunicação sem fio, devido à simplicidade de estrutura, peso e espessura reduzidos e baixo custo. Além disso, essas antenas podem ser facilmente integradas aos circuitos de RF usando substrato simples ou multicamada [1]-[2].

Nos últimos anos, antenas *patch* usando substratos têxteis [3]-[4] têm se tornado fonte de estudos devido ao crescente interesse em eletrônicos vestíveis e ao rápido progresso das aplicações de comunicações sem fio.

Nessa área, redes sem fio usando protocolos do tipo BAN (*Body Area Networks*) operando na faixa de 2,45 GHz são atraentes para aplicação em sistemas de identificação por rádio frequência RFID (*Radio Frequency Identification*) e em casas inteligentes (*Smart Houses*). [5]-[6].

Antenas *patch* com substrato têxtil, quando comparadas com as construídas em substratos convencionais, têm a

vantagem de poderem ser integradas em roupas, visando ao rastreamento, localização em tempo real e atividades de resgate [7]-[8]. As topologias mais simples usam alimentação por sonda coaxial ou por linha de microfitas indetada, mas geralmente resultam em banda estreita [9].

Algumas técnicas simples, tais como utilização de substratos mais espessos, utilização de elementos parasitas para obter resposta em frequência com ressonância dupla e redução do plano terra, proporcionam um aumento da banda de operação dessas antenas. Entretanto, essas soluções têm alguns inconvenientes. À medida que a espessura do substrato aumenta, ondas superficiais são introduzidas, desviando parte da potência que poderia ser radiada [9]. A redução do plano terra em antenas têxteis não é desejada, uma vez que o mesmo protege os tecidos do corpo da radiação eletromagnética. A utilização de elementos parasitas resulta em topologias mais complexas, que dificultam a fabricação de antenas têxteis.

No caso de antenas têxteis, as perdas dos materiais dielétricos e condutores usualmente empregados também ocasionam aumento de banda não intencional, às custas da redução da eficiência de radiação da antena e, conseqüentemente, de seu ganho [9].

Para as aplicações práticas, é interessante estudar métodos que permitam projetar antenas têxteis que operem em uma banda de frequências especificada. Antenas *patch* retangular usando alimentação via acoplamento por proximidade são promissoras para atender a esse objetivo e são investigadas neste trabalho [10]-[12].

Neste artigo, são apresentados o projeto, a fabricação e os resultados experimentais de três antenas têxteis empregando elemento radiante em forma de plaqueta retangular, sendo uma delas alimentada por sonda coaxial e duas delas via acoplamento por proximidade. Na seção II, é descrita a metodologia de projeto dessas antenas, apresentando-se um circuito de alimentação via acoplamento por proximidade. Esse circuito facilita a fabricação da antena têxtil e ao mesmo tempo permite obter um bom casamento da impedância de entrada da antena. O processo de fabricação dessas antenas usando substrato denim e tecido condutor é descrito na seção III. A seção IV apresenta os resultados simulados e experimentais das antenas desenvolvidas, destacando o aumento de banda de operação obtido com o

uso de alimentação via acoplamento por proximidade. Ao final, são apresentadas as conclusões deste trabalho.

II. METODOLOGIA DE PROJETO

A. Especificação das Antenas

Foram projetadas antenas *patch* retangular sobre substrato têxtil usando dois métodos de alimentação distintos: por sonda coaxial e via acoplamento por proximidade. As antenas foram projetadas para operar na frequência central de 2,45 GHz. A largura de banda dessas antenas foi investigada durante o projeto, visando comparar o potencial das mesmas quanto a esse parâmetro.

B. Materiais Têxteis

Os materiais usados no projeto e fabricação das antenas são: denim, para o substrato dielétrico, e PCPTF (*Pure Copper Polyester Taffeta Fabric*), para o elemento radiante, linhas de alimentação e plano terra [13].

As características elétricas do denim foram determinadas experimentalmente usando-se a técnica apresentada em [14], tendo sido obtidas constante dielétrica $\epsilon_r = 1,77$ e tangente de perdas $\tan\delta = 0,05$, sendo esses os valores utilizados no projeto das antenas.

A espessura do substrato foi medida ao longo de uma amostra de denim com área de 10 mm × 10 mm, usando paquímetro, resultando em um valor médio de 0,7 mm.

Com referência ao PCPTF, foram utilizados no projeto os parâmetros fornecidos pelo fabricante, a saber, condutividade $\sigma = 2,5 \times 10^5$ S/m e espessura $t = 0,08$ mm.

C. Antena com Alimentação por Sonda Coaxial

Antenas de microfitas são estruturas que empregam elementos radiantes em forma laminar, ou seja, de espessura muito pequena (muito menor do que o comprimento de onda de operação da antena no espaço livre – λ_0), sendo geralmente usadas em frequências de micro-ondas. Em sua forma mais simples, consistem em duas placas condutoras paralelas separadas por uma fina camada dielétrica, denominada substrato, sendo uma das placas o elemento radiante e a outra o plano terra.

Há virtualmente um número ilimitado de formatos geométricos que o elemento radiante pode assumir, possibilitando a obtenção de antenas com diferentes características de radiação. Em um procedimento comum de fabricação de antenas têxteis, o elemento radiante é recortado de uma folha de material condutivo e posteriormente fixado sobre um substrato têxtil por meio de colagem ou costura [15]. Nesse caso, torna-se interessante o uso do elemento radiante retangular, que facilita a fabricação da antena têxtil devido à simplicidade de sua geometria. A Fig. 1 apresenta a topologia de uma antena *patch* retangular alimentada por meio de sonda coaxial, sendo W e L a largura e o comprimento do elemento radiante, h a espessura do substrato e d a distância da borda do substrato até a borda da plaqueta. A sonda coaxial é conectada à distância y_0 da borda

do elemento radiante, medida paralelamente ao comprimento L da plaqueta.

Fig. 1. Antena de microfita com alimentação por sonda coaxial.

No projeto, optou-se por usar um substrato mais espesso formado por duas camadas de denim sobrepostas, que resultaram em espessura média de substrato $h = 1,4$ mm. Essa opção visou à redução das perdas condutivas da antena [16], dado que a condutividade do PCPTF usado como condutor é da ordem de 200 vezes menor que a do cobre.

A antena têxtil usando plaqueta retangular e alimentação coaxial foi projetada seguindo o procedimento descrito em [9], utilizando as seguintes equações:

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

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

onde,

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (4)$$

Na sequência, as dimensões do elemento radiante e a posição ideal de conexão da sonda coaxial de alimentação da antena foram otimizadas utilizando o programa de simulação eletromagnética *HFSSTM*. Essas dimensões são apresentadas na Tabela I.

TABELA I. DIMENSÕES DA ANTENA ALIMENTADA POR SONDA COAXIAL.

Parâmetro	Dimensão (mm)
W	38
L	43,3
h	1,4
y_0	8,2
d	25

De acordo com os resultados de simulação, a antena projetada opera na frequência central de 2,45 GHz com 5,3% (2,39 – 2,52 GHz) de largura de banda fracionária de impedância de 10 dB.

D. Antena com Alimentação via Acoplamento por Proximidade.

Foram projetadas duas antenas *patch* retangular com alimentação via acoplamento por proximidade, com o intuito de obter aumento de banda. A Fig. 2 apresenta a topologia das antenas projetadas, que empregam dois substratos sobrepostos de denim. O elemento radiante é posicionado sobre a face superior do substrato de cima e o plano terra na face inferior do substrato de baixo. A alimentação das antenas é realizada através de uma fita metálica inserida entre os dois substratos e forma uma linha de transmissão do tipo *embedded microstrip line* em conjunto com o plano terra [17]. Essa linha é terminada em circuito aberto e acopla eletromagneticamente o sinal de micro-ondas ao elemento radiante.

Fig.2. Antena de *patch* com alimentação via acoplamento por proximidade.

Para viabilizar a soldagem de um conector à entrada da antena, um trecho do substrato superior próximo à borda foi removido, de modo a expor a fita condutora, resultando em uma linha de microfita de 50Ω , com largura W_1 e comprimento L_1 .

A linha de alimentação recoberta pelo substrato superior tem largura W_2 , sendo constituída por dois trechos: a linha de acoplamento situado abaixo do elemento radiante, com comprimento S ; e a linha entre a borda do elemento radiante e a entrada da antena, na borda do substrato superior, com comprimento L_2 .

O projeto desse tipo de antena tem um grau de complexidade mais elevado do que o da antena apresentada na Fig. 1. O comprimento S da linha de acoplamento afeta o nível de acoplamento de sinal ao elemento radiante. A razão entre S e a largura W da plaqueta afeta a impedância da antena vista pelo circuito de alimentação no plano da borda do elemento radiante.

O procedimento de projeto consistiu em adotar valores iniciais para os parâmetros da antena, realizando-se na sequência uma etapa de otimização conjunta desses parâmetros empregando simulação EM 3D.

Os valores iniciais do elemento radiante foram calculados usando (1) a (4). Como valor inicial do comprimento da linha de alimentação sob o elemento radiante adotou-se $S = L/2$, condição adequada para máximo acoplamento de sinal [12].

Visando a facilitar a fabricação da antena têxtil, adotou-se como requisito de projeto que a largura W_2 deveria ser

maior ou igual a 5 mm ao longo de toda a fita condutora recoberta pelo substrato superior, a fim de facilitar sua fabricação por processo de corte do tecido condutor PCPTF. No entanto, simulações eletromagnéticas mostraram que, usando-se tiras de largura $W_2 \geq 5$ mm, a impedância da antena vista no plano da borda do elemento radiante resultava em valores inferiores a 50Ω , requerendo o uso de um circuito de casamento de impedância para se obter antenas com perda de retorno adequada. A fim de obter o casamento dessa impedância para 50Ω , a linha *embedded* de comprimento L_2 foi projetada para atuar como um transformador de impedância de um quarto de comprimento de onda.

O comprimento L_2 foi calculado usando (5) a (7), sendo e'_r a constante dielétrica efetiva da linha *embedded* [17].

$$L_2 = \frac{\lambda_{ef}}{4} \quad (5)$$

onde,

$$\lambda_{ef} = \frac{c}{f\sqrt{e'_r}} \quad (6)$$

$$e'_r = \epsilon_r \left(1 - e^{\left(\frac{-1,55h_2}{h_1} \right)} \right) \quad (7)$$

Dois antenas com alimentação via acoplamento por proximidade foram projetadas, uma com W_2 de 5 mm e outra com W_2 de 6 mm, que resultaram em linhas *embedded* com impedâncias características de $28,3 \Omega$ e $24,6 \Omega$, respectivamente. Nas etapas de otimização das antenas, variou-se a largura W do elemento radiante, de modo que a impedância da antena no plano da borda do referido elemento pudesse ser casada para 50Ω pelas linhas *embedded*. Verificou-se que valores de W próximos a 46 mm conduziam a um bom casamento de impedância de entrada da antena para ambos os valores de W_2 considerados, obtendo-se duas antenas com diferentes larguras de banda.

As dimensões finais do elemento radiante e da linha de alimentação das antenas projetadas são apresentadas na Tabela II.

TABELA II. DIMENSÕES DAS ANTENAS ALIMENTADAS VIA ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE.

Parâmetro	Dimensão (mm)
W	46,2
L	42,3
h_1	0,7
h_2	1,48
d	10
S	18,2
W_2	5 e 6
L_2	24,3
W_1	2,3
L_1	5

Os resultados de simulação das antenas indicaram frequência central de operação de 2,45 GHz para ambas as antenas e larguras de bandas fracionárias de impedância de 10 dB de 11,7% (2,31 – 2,6 GHz) para a antena com $W_2 = 5$ mm e de 15,9% (2,25 – 2,64 GHz) para a antena com $W_2 = 6$ mm.

III. PROCESSO DE FABRICAÇÃO DAS ANTENAS

Inicialmente, as estruturas em denim e em tecido condutor PCPTF que formam o substrato, o plano terra, o elemento radiante e a linha de alimentação das antenas foram cortados com um estilete. Na sequência, as estruturas em tecido condutor foram posicionadas sobre seus respectivos substratos de denim e fixadas aos mesmos por meio de costura com linha dielétrica. Uma transição SMA/linha de microfita foi conectada à entrada da antena, usando ferro de solda e solda de estanho-chumbo.

Fotografias das antenas fabricadas são apresentadas nas Fig. 3 e 4.

Fig. 3. Antena com alimentação por sonda coaxial.

Fig. 4. Antena com alimentação via acoplamento por proximidade.

IV. RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS

As antenas fabricadas foram caracterizadas na faixa de frequências de 1 a 4 GHz através da medida de sua perda de retorno de entrada, usando analisador de redes vetorial HP 8722D.

A Fig. 5 mostra as curvas de perda de retorno de entrada simulada e medida da antena com alimentação por sonda coaxial. Verifica-se que os resultados medidos e simulados estão em boa concordância. Essa antena possui frequência central de 2,45 GHz, com excelente casamento de

impedância para 50 Ω . A largura de banda medida é de 6% (2,38 – 2,52 GHz).

A Fig. 6 apresenta as curvas de perda de retorno de entrada simulada e medida da antena com alimentação via acoplamento por proximidade com $W_2 = 5$ mm.

Os resultados medidos e simulados dessa antena demonstram excelente casamento de impedância na frequência central de 2,45 GHz. A largura de banda medida foi de 11,7% (2,34 – 2,63 GHz). Observou-se aumento de banda, em relação à antena com alimentação por sonda coaxial.

Fig. 5. Perda de retorno versus frequência para a antena com alimentação por sonda coaxial.

Fig. 6. Perda de retorno versus frequência para a antena com alimentação via acoplamento por proximidade com $W_2 = 5$ mm.

Para obter maior aumento de banda, a largura W_2 da antena com alimentação via acoplamento por proximidade foi alterada para 6 mm, mantendo-se as demais dimensões da antena. A Fig. 7 mostra as curvas de perda de retorno de entrada simulada e medida da antena com $W_2 = 6$ mm.

Fig. 7. Perda de retorno versus frequência para antena com alimentação via acoplamento por proximidade com $W_2 = 6$ mm.

Novamente, verifica-se que os resultados medidos e simulados estão em boa concordância. Essa antenna possui frequência central de 2,45 GHz, com bom casamento de impedância para 50 Ω . A largura de banda medida dessa antenna é de 15,5% (2,38 – 2,52 GHz).

A Fig. 8 apresenta as curvas medidas de perda de retorno em função de frequência das três antenas projetadas. Nessa figura, observa-se o aumento de banda de operação da antenna obtido com o uso de alimentação via acoplamento por proximidade. Verifica-se também que a largura W_2 da linha de alimentação permite ajustar a largura de banda da antenna.

Fig. 8. Curvas experimentais de perda de retorno versus frequência: antenna A: alimentação por sonda coaxial; antenas B e C: alimentação via acoplamento por proximidade com $W_2 = 5$ mm e $W_2 = 6$ mm, respectivamente.

V. CONCLUSÃO

Foi realizado um estudo sobre o aumento da banda de operação de antenas *patch* têxteis, comparando-se antenas alimentadas por sonda coaxial e via acoplamento por proximidade.

Foram projetadas, construídas e caracterizadas três antenas usando substrato denim e tecido condutor. O projeto da antenna com alimentação por sonda coaxial foi realizado usando um procedimento já estabelecido na literatura. Já no projeto das antenas alimentadas via acoplamento capacitivo, foi imposta uma restrição de leiaute para facilitar sua fabricação, que resultou em uma topologia diferenciada que associa a linha que acopla sinal ao elemento radiante e um transformador de um quarto de comprimento de onda.

Comparando-se os resultados experimentais de perda de retorno de entrada das três antenas projetadas verificou-se que todas apresentaram um comportamento em boa concordância com o simulado. Essa constatação indica que o processo de fabricação das antenas têxteis foi adequado, aproximando os protótipos reais aos modelos dos mesmos usados nas simulações eletromagnéticas.

Quanto ao desempenho das antenas, verificou-se, como esperado, que as versões que usam alimentação via acoplamento por proximidade resultam em antenas com bandas de operação mais largas do que a antenna que emprega alimentação por sonda coaxial.

Verificou-se também que a largura da linha de alimentação das antenas que empregam alimentação via acoplamento por proximidade pode ser usada para controlar

a largura de banda desse tipo de antenna.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Eng. Murilo Hiroaki Seko pelas valiosas sugestões durante a realização deste trabalho e à FAPESP e CAPES pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Ha, Y. B. Jung, D. Kim, C. W. Jung, "Textile Patch Antennas Using Double Layer Fabrics for Wrist Wearable Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 54, pp. 2697-2702 no. 12, December 2012.
- [2] Z. Wang, L. Zhang, D. Psychoudakis, and J. L. Volakis, "Flexible textile antennas for body-worn communication," in *Proceedings of IEEE International Workshop on Antenna Technology*, Tucson, ZA, USA, 5–7 March 2012; pp. 205–208.
- [3] R. Salvado, C. Loss, R. Gonçalves, P. Pinho, "Textile Materials for the Design of Wearable Antennas: A Survey," *Sensors*. Vol.12, pp.15841-15857, n.11, Nov. 2012.
- [4] A. Salam, A. A. Khan, M. S. Hussain, "Dual Band Microstrip Antenna for Wearable Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. 916-918, Vol. 56, no. 4, April 2014.
- [5] R. J. Langley, K. L. Ford, and H. J. Lee, "Switchable on/off-body communication at 2.45 GHz using textile microstrip patch antenna on stripline" *Antennas and Propagation (EUCAP), 6th European Conference*, pp. 728-731, 2012.
- [6] H. A. Rahim, M. F. Abd Malek, I. Adam, K. M. Juni, and M. I. M. Saleh, "Basic characteristics of a textile monopole antenna for Body-Centric wireless communications" *IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, pp.272 – 275, 2012.
- [7] M. A. R. Osman, M. K. A. Rahim, M. Azfar, N. A. Samsuri, F. Zubir, K. Kamardin, "Design, Implementation and Performance of Ultra-Wideband Textile Antenna" *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 27, pp. 307-325, 2011.
- [8] S. Sankaralingam, B. Gupta, "Development of Textile Antennas for Body Wearable Applications and Investigations on Their Performance Under Bent Conditions," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 22, pp. 53-71, 2010.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1996.
- [10] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proceedings IEEE*, vol. 80, no.1, pp. 79-81, January 1992.
- [11] D. H. Schaubert, D. M. Pozar and A. Adrian, "Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity: Comparison of theories and experiment," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, pp. 677-682, June 1989.
- [12] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electronics Letters*, vol.23, pp. 368-369, April 1987.
- [13] <http://www.lessemf.com/1212.pdf>
- [14] Y. H. Chou, M. J. Jeng, Y. H. Lee, and Y. G. Jan, "The measurements of RF dielectric constant, dielectric loss coefficient, and conductor loss coefficient in PCB," *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, pp.264-267, 2010.
- [15] M. Grilo, F. S. Correira, "Parametric study of rectangular patch antenna using denim textile material". In: 2013 SBMO/IEEE MTTs *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, August 2013.
- [16] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahn. *Microstrip Lines and Slotlines*, 1nd ed. Massachusetts: Artec, 1979
- [17] IPC-2141A, "Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards," March, 2004, IPC, Northbrook.

Apêndice D – Artigo publicado em periódico

Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 14, SI-1, July 2015

SI-103

Rectangular Patch Antenna on Textile Substrate Fed by Proximity Coupling

Marcus Grilo¹, Fatima Salete Correra²,
 Department of Electronic Systems Engineering
 Polytechnic School, University of São Paulo (USP)
 Av. Prof. Luciano Gualberto, trav. 3, nº 380, SP - São Paulo, Brazil
¹marcus.grilo@usp.br, ²fcorrera@lme.usp.br

Abstract— This paper presents a rectangular patch antenna fed by proximity coupling fabricated on textile substrate. The antenna was designed aiming at two objectives simultaneously: to facilitate the manufacture of the textile antenna and increase its operating frequency bandwidth. The antenna feeding circuit consists of a quarter wavelength impedance transformer cascaded to an open-ended transmission line, which is electromagnetically coupled to the antenna radiating element. Both impedance transformer and open-ended transmission line are realized by embedded microstrip lines and have the same width, facilitating the manufacture of the textile antenna. The antenna bandwidth can be increased by properly choosing the widths of the rectangular patch and feed lines. In the present study, the design and performance of textile rectangular patch antennas fed by proximity coupling and by coaxial probe are presented for comparison purposes. The antennas were designed for operation in the 2.45 GHz band and were fabricated using denim for the dielectric substrate and conductive fabric for the radiating element, ground plane, and feed lines. The experimental results are in good agreement with the simulated ones. The antenna fed by coaxial probe showed a fractional impedance bandwidth of 5.7% and the antennas fed by proximity coupling demonstrated bandwidths of 11.8% and 15.5%.

Index Terms— Microstrip antennas, Proximity coupling, Textile antennas.

I. INTRODUCTION

Patch antennas are an attractive solution for various wireless communication systems, due to their simplicity of structure, reduced weight and thickness, and low cost. Moreover, these antennas can be easily integrated into RF circuits using single or multilayer substrate [1], [2].

In recent years, patch antennas using textile substrates [3], [4] have attracted the attention of researchers due to the increasing interest in wearable electronics and the rapid progress of wireless communication applications. In this area, wireless networks employing BAN protocols (Body Area Networks) operating in the 2.45 GHz ISM band are suitable for use in radio frequency identification systems RFID and Smart Houses [5], [6]. When compared to antennas using conventional microwave substrates, patch antennas using textile substrates have the advantage of being easily integrated into clothing, for applications such as real-time tracking and rescue activities [7], [8]. Patch antennas fed

by coaxial probe or indented microstrip line are the simplest ones, but usually have narrowband performance [9]. Some simple design techniques can be applied to increase the operating frequency band of these antennas, such as the use of thicker substrates, parasitic elements added to the radiator, and reduced ground plane. However, these solutions have some drawbacks. The use of thicker substrates increases the excitation of surface waves, reducing the antenna efficiency [9]. Moreover, the reduction of the ground plane of textile antennas is not desirable, since it protects the user's body tissues from electromagnetic radiation. Furthermore, the use of parasitic elements leads to more complex topologies, making difficult the manufacture of textile antennas.

The materials that are usually employed as dielectric substrates and conductive layers of textile antennas have moderate losses, which cause unintended bandwidth increase at the expense of reducing the radiation efficiency of the antenna and thus its gain [9]. For practical applications, it is of interest to study textile antennas topologies that are easy to manufacture and have the potential to achieve increased operating bandwidths. Rectangular patch antennas fed by proximity coupling are promising for meeting this goal [10]–[12].

The organization of this paper is as follows: Section II presents the antennas design and describes a modified topology of proximity coupled patch antenna. The manufacturing process of the designed antennas using denim substrate and conductive fabric is described in Section III. In Section IV, simulated and experimental results of the designed antennas are presented and discussed. Finally, Section V shows the conclusions of the present research work.

II. ANTENNAS DESIGN

Rectangular patch antennas on textile substrate were designed using two different feeding methods: coaxial probe and proximity coupling. The antennas were designed to operate at the center frequency of 2.45 GHz. The performance of the designed antennas was investigated, in order to compare their operation bandwidths. The materials used in the antennas design and fabrication are: denim, as dielectric substrate, and PCPTF (Pure Copper Polyester Taffeta Fabric) for the radiating element, feeding lines, and ground plane [13]. The electrical characteristics of the denim used in the antennas design were determined experimentally using the technique presented in [14], resulting in dielectric constant $\epsilon_r = 1.77$ and loss tangent $\tan\delta = 0.05$. The thickness of the substrate was measured along a denim sample area of 10 mm $\times$ 10 mm using a caliper, resulting in an average value of 0.7 mm. The parameters of PCPTF were provided by the manufacturer: conductivity $\sigma = 2.5 \cdot 10^5$ S/m and thickness $t = 0.08$ mm.

A. Antenna using coaxial probe feed

Microstrip patch antennas used in microwave frequencies employ radiators composed by laminar elements, i.e., with thickness much smaller than the antenna operating wavelength in free space – λ_0 . In its simplest form, the patch antenna consists of two parallel conductive layers separated by a thin

dielectric layer, known as substrate, one of the conductive layers being the radiating element and the other one being the ground plane.

The radiating element can be designed using virtually an unlimited number of geometric shapes, resulting in antennas with different radiation characteristics. In a typical procedure for manufacturing textile antennas, the radiating element is cut from a sheet of conductive material and then fixed on a textile substrate by gluing or sewing [15]. In this case, rectangular patch radiators are often used, since its geometry simplicity facilitates the textile antenna manufacture. Fig. 1 shows the topology of a rectangular patch antenna fed by coaxial probe, where W and L are the width and the length of the radiating element, respectively, h is the substrate thickness, and d is the distance between the radiator and substrate edges. The coaxial probe is connected at a distance y_0 from the edge of the radiating element that provides good input impedance matching.

Fig. 1. Microstrip antenna fed by coaxial probe.

A thick substrate comprising two stacked layers of denim was used in the antenna design, resulting in an average substrate thickness $h = 1.4$ mm. The use of a thicker substrate aimed to reduce the conductive losses of the antenna [16]. The rectangular patch textile antenna using coaxial feed was designed following the procedure described in [9], using (1)–(4) and considering $\epsilon_r = 1.77$ and $h = 1.4$ mm.

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

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

where,

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} + 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4)$$

The dimensions of the patch radiator and connection position of the coaxial probe antenna feed were optimized using the electromagnetic simulation program HFSSTM, resulting $W = 38$ mm, $L = 43.3$ mm, $h = 1.4$ mm, $y_0 = 8.2$ mm, and $d = 25$ mm. According to the simulation, the designed antenna is expected to operate at the center frequency of 2.45 GHz with 5.3% fractional bandwidth for 10 dB return loss.

B. Antenna fed by proximity coupling

Two rectangular patch antennas fed by proximity coupling were designed. The design procedure was focused on obtaining antennas with increased bandwidths when compared to rectangular patch antennas using coaxial probe feed. Fig. 2 shows the topology of the designed antennas, which employ two attacked denim layers as dielectric substrate. The radiating element is placed on the upper face of the stacked substrate, and the ground plane on its lower face. A metallic strip is inserted between the two substrates and, together with ground plane, composes an embedded microstrip line that conducts the input signal up to the antenna radiator [17]. This line is terminated by an open-circuit and electromagnetically couples the microwave signal to the radiator.

Fig. 2. Patch antenna fed by proximity coupling.

A small length of the upper dielectric layer of the stacked substrate is removed, creating a bonding pad for soldering the input connector. The bonding pad is designed as a $50\ \Omega$ microstrip line with width W_1 and length L_1 . The signal feed line covered by the upper dielectric layer of the substrate has width W_2 and consists of two parts: the coupling line located below the radiating element – an embedded microstrip line with length S , and the open-ended line with length L_2 placed below the antenna radiator.

The design of this kind of antenna has a higher degree of complexity than that of the coaxial probe fed antenna. The length S of the coupling line affects the level of signal coupled to the radiating element. The radiator impedance seen by the feed line circuit at the radiating element edge depends on the ratio of S to W , where W is the patch width.

The design procedure consisted of determining a set of initial values for the antenna parameters, which were next optimized using 3D EM simulation. The initial values for the radiator dimensions, W and L , were calculated using (1)–(4). The start value used for the length of the feed line below the radiating element was $S = L/2$, a suitable condition for maximum signal coupling [12].

In order to facilitate the manufacture of the textile antenna, it was imposed that the width of the input line should be $W_2 \geq 5\ \text{mm}$ along the entire length of the embedded microstrip line, making the cutting process of the conductive fabric easier and more accurate.

However, electromagnetic simulations showed that the radiator impedance seen by the input line at the radiator edge was lower than $50\ \Omega$ for $W_2 \geq 5\ \text{mm}$. In order to achieve impedance matching to $50\ \Omega$, the embedded line length L_2 is designed to act as a quarter wavelength impedance transformer.

The length L_2 was computed using (5)–(7), where e'_r is the effective dielectric constant of the embedded line [17].

Impedance matching to $50\ \Omega$ is achieved by using a quarter-wave transformer inserted between the antenna input and the radiator, composed by the embedded microstrip line section of length L_2 .

$$L_2 = \frac{\lambda_{ef}}{4} \quad (5)$$

where,

$$\lambda_{ef} = \frac{c}{f\sqrt{e'_r}} \quad (6)$$

$$e'_r = \epsilon_r \left(1 - e^{\left(\frac{-1.55h_2}{h_1} \right)} \right) \quad (7)$$

Two antennas fed by proximity coupling were designed, one with $W_2 = 5\text{ mm}$ and other with $W_2 = 6\text{ mm}$, which resulted in embedded microstrip lines with characteristic impedances of $28.3\ \Omega$ and $24.6\ \Omega$, respectively. The width W of the radiator was optimized using 3D EM simulation, so that the antenna impedance at the plane of the radiator edge could be matched to $28.3\ \Omega$ by the designed embedded microstrip lines a quarter-wavelength long. It was found that values close to 46 mm for W lead to good antenna input impedance matching for both values considered for W_2 , resulting in two antennas with distinct bandwidths. The final dimensions of the designed antennas using $W_2 = 5\text{ mm}$ and 6 mm are: $W = 46.2\text{ mm}$, $L = 42.3\text{ mm}$, $h_1 = 0.7\text{ mm}$, $h_2 = 1.48\text{ mm}$, $d = 10\text{ mm}$, $S = 18.2\text{ mm}$, $L_2 = 24.3\text{ mm}$, $W_1 = 2.3\text{ mm}$, and $L_1 = 5\text{ mm}$. Simulation results indicated operating center frequency of 2.45 GHz for both antennas and 10 dB impedance bandwidth of 11.8% for the antenna with $W_2 = 5\text{ mm}$, and 15.9% for the antenna with $W_2 = 6\text{ mm}$.

III. MANUFACTURING PROCESS

Initially, the denim fabric used as the antenna dielectric substrate and the PCPTF structures used as radiator, feed line, and ground plane were cut with a blade cutter. Subsequently, the conductive fabric structures were sewn on the denim substrate using dielectric line. A SMA launcher was connected to the antenna input, using soldering iron and tin-lead solder. Photographs of the fabricated antennas are shown in Figs. 3 and 4.

Fig. 3. Photograph of the antenna fed by coaxial probe.

Fig. 4. Photograph of the antenna fed by proximity coupling.

IV. RESULTS AND DISCUSSION

The input return loss of the antenna prototypes were measured from 1 to 4 GHz using HP8722D Vector Network Analyzer. Fig. 5 shows the simulated and measured results for the coaxial probe fed antenna, which are in good agreement. This antenna has a center frequency of 2.45 GHz, and measured bandwidth of 5.7%.

Fig. 5. Return loss versus frequency – coaxial probe fed antenna.

Fig. 6 shows simulated and measured return loss of the proximity coupling fed antenna using feed line width $W_2 = 5$ mm. Good impedance matching is observed at the center frequency of 2.45 GHz. The measured bandwidth of the proximity coupling fed antenna was 11.8%, demonstrating a significant increase when compared to the antenna fed by coaxial probe.

Fig. 6. Return loss versus frequency – proximity coupling fed antenna with $W_2 = 5$ mm.

The input return loss of the proximity coupling fed antenna with feeding line width $W_2 = 6$ mm, designed for additional increase in the operation bandwidth, is presented in Fig. 7. Again, it is noted

that the measured and simulated results are in good agreement. This antenna center frequency is 2.45 GHz, with good impedance matching to 50 Ω . The measured bandwidth of this antenna was increased to 15.5%.

Fig. 7. Return loss versus frequency – proximity coupling fed antenna with $W_2 = 6$ mm.

Fig. 8 shows the measured return loss versus frequency curves of the three designed antennas. This figure shows an increased operating bandwidth for the proximity coupling fed antennas when compared to the coaxial probe fed antenna. It is also noted that the width W_2 of the feeding line of the proximity coupling fed antenna is a design parameter that can be used to increase the antenna bandwidth.

Fig. 8. Measured return loss versus frequency curves: antenna A: coaxial probe fed antenna; antennas B and C: proximity coupling fed antennas with $W_2 = 5$ mm and 6 mm, respectively.

The antennas' radiation patterns were measured using a low cost anechoic chamber, as shown in Fig. 9 (a). The coordinate system employed in the measurements of the radiation patterns is presented in Fig. 9 (b).

(a) Anechoic chamber

(b) Coordinate system

Fig. 9. Measurement of the antennas' radiation patterns.

Fig. 10 shows simulated and measured radiation patterns of the antenna fed by coaxial probe and Figs. 11 and 12 present simulated and measured radiation patterns for the antennas fed by proximity coupling.

Fig. 10. Radiation patterns of the rectangular patch antenna fed by coaxial probe.

Fig. 11. Radiation patterns of the rectangular patch antenna fed by coupling proximity - $W_2 = 5$ mm.

Fig. 12. Radiation patterns of the rectangular patch antenna fed by coupling proximity - $W_2 = 6$ mm.

Table I presents the simulated and measured half-power beamwidth of the designed antennas, and Table II shows their simulated and measured maximum gains. The proximity coupling fed

antennas presented gains slightly smaller than the coaxial probe fed one, shown a tradeoff between gain and bandwidth.

TABLE I. HALF-POWER BEAMWIDTH

Antenna	Plane	Half-power Beamwidth (degrees)	
		Simulated	Measured
Coaxial probe fed antenna	x - y	80	86
	z - x	102	90
Proximity coupling fed antenna	x - y	120	93
$W_2 = 5$ mm	z - x	105	91
Proximity coupling fed antenna	x - y	120	87
$W_2 = 6$ mm	z - x	105	103

TABLE II. MAXIMUM ANTENNA GAIN

Antenna	Maximum Gain (dB)	
	Simulated	Measured
Coaxial probe fed antenna	1.65	1.42
Proximity coupling fed antenna		
$W_2 = 5$ mm	0.80	0.41
Proximity coupling fed antenna		
$W_2 = 6$ mm	0.78	0.33

V. CONCLUSION

A study was carried out on rectangular patch antennas using textile substrates in order to obtain an antenna topology resulting in both increased operation bandwidth and non-critical dimensions that facilitate textile antennas fabrication. The investigation was focused on rectangular patch antennas fed by proximity coupling. A feeding structure was proposed, which employs a quarter-wavelength transformer cascaded to an open-ended transmission line electromagnetically coupled to the radiator. It was noticed that distinct bandwidths can be achieved by adjusting the feeding line dimensions and radiator width.

A design procedure for the modified proximity coupling fed antenna is presented. Two textile rectangular patch antennas employing distinct input line widths were designed on denim substrate for operation at 2.45 GHz ISM band. A textile patch antenna fed by coaxial probe was also designed at the same band for comparison purposes.

The measured performance of the fabricated antennas was in good agreement with simulation results, demonstrating the effectiveness of the design procedure used. The measured antenna bandwidths were 5.7% for the coaxial probe fed antenna and 11.8% and 15.5% for proximity coupling fed antennas using 5 mm and 6 mm input line widths, respectively. The measured performance of the designed antennas demonstrated the potential of the modified proximity coupling fed antenna for increased bandwidth operation when compared to coaxial probe fed antennas.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank Eng. Murilo Hiroaki Seko for his valuable suggestions to this work and for his help in measuring the antenna prototypes, and CAPES for financial support.

REFERENCES

- [1] S. Ha, Y. B. Jung, D. Kim, C. W. Jung, "Textile Patch Antennas Using Double Layer Fabrics for Wrist Wearable Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 54, pp. 2697-2702 no. 12, December 2012.
- [2] Z. Wang, L. Zhang, D. Psychoudakis, and J. L. Volakis, "Flexible textile antennas for body-worn communication," in *Proceedings of IEEE International Workshop on Antenna Technology*, Tucson, ZA, USA, 5-7 March 2012; pp. 205-208.
- [3] R. Salvado, C. Loss, R. Gonçalves, P. Pinho, "Textile Materials for the Design of Wearable Antennas: A Survey," *Sensors*. Vol.12, pp.15841-15857, n.11, Nov. 2012.
- [4] A. Salam, A. A. Khan, M. S. Hussain, "Dual Band Microstrip Antenna for Wearable Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. 916-918, Vol. 56, no. 4, April 2014.
- [5] R. J. Langley, K. L. Ford, and H. J. Lee, "Switchable on/off-body communication at 2.45 GHz using textile microstrip patch antenna on stripline" *Antennas and Propagation (EUCAP), 6th European Conference*, pp. 728-731, 2012.
- [6] H. A. Rahim, M. F. Abd Malek, I. Adam, K. M. Juni, and M. I. M. Saleh, "Basic characteristics of a textile monopole antenna for Body-Centric wireless communications" *IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, pp.272 - 275, 2012.
- [7] M. A. R. Osman, M. K. A. Rahim, M. Azfar, N. A. Samsuri, F. Zubir, K. Kamardin, "Design, Implementation and Performance of Ultra-Wideband Textile Antenna" *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 27, pp. 307-325, 2011.
- [8] S. Sankaralingam, B. Gupta, "Development of Textile Antennas for Body Wearable Applications and Investigations on Their Performance Under Bent Conditions," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 22, pp. 53-71, 2010.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1996.
- [10] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proceedings IEEE*, vol. 80, no.1, pp. 79-81, January 1992.
- [11] M. Grilo, F. S. Correra, "Antena patch retangular em substrato têxtil alimentada via acoplamento por proximidade," MOMAG2014, Curitiba, Agosto de 2014.
- [12] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electronics Letters*, vol.23, pp. 368-369, April 1987.
- [13] Electromagnetic Field Shielding Fabrics. < <http://www.lessemf.com/1212.pdf> >.
- [14] Y. H. Chou, M. J. Jeng, Y. H. Lee, and Y. G. Jan, "The measurements of RF dielectric constant, dielectric loss coefficient, and conductor loss coefficient in PCB," *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, pp. 264-267, 2010.
- [15] M. Grilo, F. S. Correra, "Parametric study of rectangular patch antenna using denim textile material". In: 2013 SBMO/IEEE MTTs International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), August 2013.
- [16] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahn. *Microstrip Lines and Slotlines*, 1nd ed. Massachusetts: Artec, 1979.
- [17] IPC-2141A, "Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards," March, 2004, IPC, Northbrook.

Apêndice E – Artigo publicado em periódico

substrates, the efficiency of the system can be improved significantly. Simulation results show that when low loss substrate with $\tan \delta = 0.0018$ and permittivity 4.4 is assumed the efficiency rises across the band up to 82.5% (at 10.5 GHz) or higher as shown in Figure 9(a).

The peak realized gain variations of the proposed antenna in different cases are shown in Figure 9(b). The gain of the UWB antenna in free space lies in the range of 1.7 dBi–5.4 dBi in the UWB. When antenna is integrated with the PI-AMC structure, the gain of the antenna improves throughout the operating band and lies in the range of 5.4 dBi–9.9 dBi. Though, improvement in gain is not significant about 4 GHz, 7 GHz, and 10 GHz because at these frequencies the radiation efficiency of the system is low, at other frequency points gain is improved due to the PEC behavior. The measured and simulated results are in agreement. Further, the simulated peak realized gain in the case when the PI-AMC structure is designed on the substrate with permittivity 4.4 and loss tangent 0.0018 is also presented. The significant gain improvement is observed in the case of low loss substrate throughout the band.

4. CONCLUSION

The triple band PI-AMC structure as a back plane of a compact UWB antenna in a low profile configuration is investigated. The proposed multi-band PI-AMC structure has zero reflection phases about 4.0 GHz, 7.2 GHz, and 10.5 GHz. When UWB antenna is placed $0.09 \lambda_{2.6 \text{ GHz}}$ over the proposed multi-band AMC structure, the antenna performance at lower edge operating frequencies improves in comparison to antenna in the free space or over PEC. Radiation patterns of the antenna over PI-AMC shows significant improvement in the forward gain with much reduced back radiation over the operating band. However, the resonant behaviour of the PI-AMC structure over the lossy substrate results in degradation in gain at some points which can be mitigated by using the low loss substrates as demonstrated. In view of the above, it can be concluded that with the use of the UWB antenna over multi-band AMC structure, low profile high gain antenna with maximum radiation in forward direction and reduced back lobe can be achieved compared to the UWB.

ACKNOWLEDGMENT

Gaurav Kumar Pandey is thankful to University Grant Commission (UGC), New Delhi, India for providing financial support in terms of senior research fellowship (SRF).

REFERENCES

1. D. Sievenpiper, Z. Lijun, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 2059–2074.
2. T. Nakamura and T. Fukusako, Broadband design of circularly polarized microstrip patch antenna using artificial ground structure with rectangular unit cells, *IEEE Trans Antennas Propag* 59 (2011), 2103–2110.
3. J.C.I. Galarregui, A.T. Pereda, J.L.M. Falcon, I. Ederra, R. Gonzalo, and P.D. Maagt, Broadband radar cross-section reduction using AMC technology, *IEEE Trans Antennas Propag* 61 (2013), 6136–6143.
4. N.A. Abbasi and R.J. Langley, Multiband-integrated antenna/artificial magnetic conductor, *IET Microwave Antennas Propag* 5 (2010), 711–717.
5. H.J. Lee, K.L. Ford, and R.J. Langley, Independently tunable low profile dual-band high impedance surface antenna system for applications in UHF Band, *IEEE Trans Antennas Propag* 60 (2012), 4092–4101.
6. P. Prakash, M.P. Abegaonkar, A. Basu, and S.K. Koul, Gain enhancement of a CPW-fed monopole antenna using polarization-insensitive AMC structure, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 12 (2013), 1315–1318.
7. W. Yang, W. Che, and H. Wang, High gain design of a patch antenna using stub-loaded artificial magnetic conductor, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 12 (2013), 1172–1175.
8. L. Damaj, A.-C. Lepage, and X. Begaud, Compact wideband antenna above a wideband non-uniform artificial magnetic conductor, *Appl Phys A* 117 (2014), 705–711.
9. Federal Communication Commission, First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems, Washington, DC, 2002.
10. Ansys high frequency structure simulator (HFSS), Available at: www.ansys.com. Last accessed November 30, 2015.
11. Computer simulation technology microwave studio (CST MWS), Available at: www.cst.com. Last accessed November 30, 2015.

© 2016 Wiley Periodicals, Inc.

WEARABLE TEXTILE PATCH ANTENNA FED BY PROXIMITY COUPLING WITH INCREASED BANDWIDTH

Marcus Grilo, Murilo Hiroaki Seko, and Fatima Salete Corrêa
Department of Electronic Systems Engineering, Polytechnic School,
University of São Paulo, São Paulo 05508-970, Brazil;
Corresponding author: marcus.grilo@usp.br

Received 8 December 2015

ABSTRACT: This letter presents the design methodology of a textile rectangular patch antenna with increased bandwidth. The broadening of the antenna operating band is obtained by using a proximity coupling feed line cascaded to a quarter-wave impedance transformer. The design parameters used to enhance the antenna bandwidth are the widths of the feed line and impedance transformer. The proposed design procedure has been applied to the design of four antennas centered at 2.45 GHz using denim substrate and conductive fabric. All antennas have the same patch dimensions, but they were designed using different values for the widths of the feed line and impedance transformer. The measured 10-dB return loss bandwidth of the antenna prototypes are 11.2%, 13.4%, 17.0%, and 24.0%, in good agreement with simulated results. The effect of human body proximity and antenna curvature on the performance of the designed antennas has also been analyzed. The antenna configuration investigated has demonstrated to be able to increase the antenna operating band. The proposed design procedure is flexible, allowing the design of antennas with a variety of bandwidth values. © 2016 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 58:1906–1912, 2016; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.29942

Key words: patch antenna; proximity coupled antenna; textile antenna; wearable antenna

1. INTRODUCTION

Recently, wearable electronic systems have been shown to be a promising application field for the wireless communication technology. Due to their application in a wide range of areas, such as biomedical engineering, military communications, and Global System for Mobile Communications (GSM), wearable antennas using textile substrates have aroused great interest [1,2].

In order to be easily integrated into clothing, these antennas should be small, lightweight, and flexible. When in operation, wearable antennas are susceptible to bending and generally exposed to uncertain environment conditions, such as variable humidity and temperature levels, and proximity to the human

Figure 1 Geometry of the textile patch antenna fed by proximity coupling. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

body. These factors have an effect on the overall performance of the antenna, usually changing its center frequency and bandwidth [3,4]. Thus, it is desirable to design wearable antennas with increased bandwidth so that they can tolerate such frequency changes.

Textile patch antennas using rectangular radiator have been widely used for wearable applications since they are simple to design and easy to manufacture, resulting in low profile, lightweight, and unobtrusive antennas [5]. However, patch antennas typically present a small bandwidth (around a few percent), especially when fed by a coaxial probe or microstrip line [6]. In the case of textile antennas, the use of materials that have lower dielectric constant values and higher dielectric and conductive losses than conventional microwave laminates reduces the antenna Q -factor and, therefore, leads to some increase in its operating band [7]. Nevertheless, the availability of dielectric constant values is limited, and high dielectric and conductive losses may severely reduce the antenna radiation efficiency.

A traditional broadbanding technique for patch antennas is the use of thick dielectric substrate. However, the substrate thickness is limited by the excitation of surface waves [7], and thick textile antennas are bulky and difficult to integrate into clothes. Different patch geometries and elements added to it, such as slots and parasitic stubs, may be also employed to achieve larger bandwidths [8], but complex radiator shapes are usually difficult to manufacture using textile technology.

This work focuses on establishing a step-by-step design procedure for the textile patch antenna fed by proximity coupling proposed in Ref. 9 that enables the enhancement and optimization of its bandwidth. The limits of bandwidth widening for this antenna configuration are examined for an antenna operating in the 2.4 GHz Industrial Scientific and Medical (ISM) band

Figure 2 Schematic representation of the antenna. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Figure 3 Antenna design procedure flowchart

designed using the design methodology presented here. The effect of human body proximity and antenna curvature on the center frequency and bandwidth of the antenna are also investigated by means of computer electromagnetic simulation and experimental measurements.

2. ANTENNA CONFIGURATION AND DESIGN

2.1. Antenna Configuration

The geometry of the textile patch antenna fed by proximity coupling [9] is shown in Figure 1. A rectangular patch radiator of width W and length L is placed on the upper face of a dielectric substrate. This substrate is stacked on another dielectric substrate, which has a conductive strip of width W_f placed on its upper face and a conductive ground plane entirely covering its lower face. The strip is parallel to the radiator length and positioned symmetrically with respect to the radiator width. It can be split into two sections: the first strip section has length L_t and is an embedded microstrip line acting as a quarter-wave impedance transformer; the second strip section has length S and is a proximity coupling feed line that electromagnetically couples the antenna input signal to the radiator.

The material chosen for the antenna substrates is denim fabric (height $h = 0.7$ mm, dielectric constant $\epsilon_r = 1.77$, and loss tangent $\tan \delta = 0.05$). It is cheap, largely used for clothing, and thicker than other popular wearable fabric types, which enables the realization of antennas with larger bandwidth. The radiator, conductive strip, and ground plane are made of Pure Copper Polyester Taffeta Fabric (PCPTF) (thickness $t = 80$ μ m and conductivity $\sigma = 2.5 \cdot 10^5$ S/m), a commercially available flexible conductive fabric.

Figure 4 Impedance seen at the plane of the radiator input edge Z_{edge} for $W = 39$ mm, 49 mm, and 59 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Figure 5 Antenna input impedance Z_{in} for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

2.2. Antenna Design

Figure 2 shows a schematic representation of the antenna. A first design approach would be to design the antenna so that the characteristic impedance of the embedded microstrip line Z_{emb} and the impedance seen at the plane of the radiator input edge Z_{edge} are equal to 50Ω , leading to an antenna input impedance Z_{in} of 50Ω too.

According to Ref. 10, Z_{emb} is given by

$$Z_{emb} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (1)$$

where

$$W_e = W_f + 0.398t[1 + \ln(2h/t)] \quad (2)$$

and

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r \left[1 - \exp \left(-1.55 \frac{2h+t}{h} \right) \right] \quad (3)$$

These expressions are valid for $W_f/h > 1$.

Figure 6 Antenna return loss for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Figure 7 Antenna return loss for $W_f = 9$ mm and 10 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Considering the materials used, one obtains $W_f = 2.21$ mm from Eqs. (1)–(3) for $Z_{emb} = 50 \Omega$. However, accurate small dimensions are difficult to realize using textile technology. If a tolerance of ± 0.25 mm is considered for the fabric cutting process, Z_{emb} ranges between 46.8 and 53.9 Ω , which may affect the antenna performance. Thus, in order to reduce the sensitivity of Z_{emb} to manufacturing tolerances, a value greater than or equal to 5 mm is imposed for W_f . This also contributes to improve the mechanical robustness of the antenna since narrow strips are fragile and more subject to rips. Since $W_f \geq 5$ mm implies $Z_{emb} \leq 28.4 \Omega$, the embedded microstrip line is set to operate as a quarter-wave impedance transformer in order to obtain $Z_{in} = 50 \Omega$. Therefore, the antenna should be designed so that

Figure 8 Simulation model for the antenna on the arm of a human body model. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Figure 9 Photograph of the antenna prototypes: (a) front view; (b) back view. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

$$Z_{\text{edge}} = Z_{\text{emb}}^2 / Z_{\text{in}} = Z_{\text{emb}}^2 / (50 \Omega) \quad (4)$$

and

$$L_t = \frac{c}{4f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (5)$$

where $c = 3 \times 10^8$ m/s is the speed of light in vacuum, and f_0 is the antenna center frequency.

For maximum coupling of the feed line to the radiator [11],

$$S = L/2 \quad (6)$$

Z_{edge} is a function of h , ϵ_r , W , L , W_f , and S . Since h , ϵ_r , and W_f are already defined, and S depends on L , the only remaining free parameters that can be calculated to achieve the desired value of Z_{edge} are W and L . Because the resonant frequency of

the patch antenna is mainly dependent upon L , this parameter is calculated in order to obtain the specified value of f_0 . Thus, W should be optimized to achieve the desired value of Z_{edge} .

The following design procedure can then be defined: first, W_f is chosen satisfying $W_f \geq 5$ mm. Z_{emb} is obtained from Eqs. (1)–(3). Z_{edge} is calculated by using Eq. (4), and L_t is obtained from Eq. (5) considering the specified value of f_0 . Initial values for W and L are calculated by using equations from the transmission line model of the rectangular patch antenna [12]. Then these values are optimized by using computer electromagnetic simulation in order to obtain the correct values for Z_{edge} and f_0 , respecting the condition given by Eq. (6). A flowchart of the antenna design procedure is shown in Figure 3.

The design procedure described was applied to the design of a textile patch antenna centered at 2.45 GHz. Choosing $W_f = 5$ mm, the following values were obtained: $Z_{\text{emb}} = 28.4 \Omega$, $Z_{\text{edge}} = 16.1 \Omega$, $L_t = 23.5$ mm, $W = 49.0$ mm, $L = 43.1$ mm, and

Figure 10 Measured and simulated return loss of the antenna prototypes: prototype with (a) $W_f = 5$ mm; (b) $W_f = 6$ mm; (c) $W_f = 7$ mm; (d) $W_f = 8$ mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 1 Measured and Simulated Antenna Center Frequency and Bandwidth

W_f (mm)	f_0 (GHz)		Bandwidth (%)	
	Simulated	Measured	Simulated	Measured
5	2.45	2.49	11.0	11.2
6	2.45	2.45	14.7	13.4
7	2.44	2.53	19.2	17.0
8	2.44	2.50	22.5	24.0

$S = 21.6$ mm. W and L were optimized by using High Frequency Structure Simulator (HFSS) from ANSYS. The dependence of Z_{edge} on W can be seen in Figure 4, which shows simulated Z_{edge} in normalized Smith chart for $W = 39$ mm, 49 mm, and 59 mm. The other dimensions are the same as calculated before.

2.3. Bandwidth Enhancement

Although a larger bandwidth is already expected for patch antennas fed by proximity coupling, compared with the ones fed by coaxial probe or microstrip line, an additional bandwidth increase for the designed antenna can be achieved by changing the value of W_f .

The design procedure developed leads to an antenna with optimum return loss value at f_0 . If the value of W_f is slightly increased, the return loss value of the antenna at f_0 will decrease, but its input impedance Z_{in} will be within the 10-dB return loss circle of the Smith chart in a larger frequency band. This effect can be seen in Figure 5, which shows simulated Z_{in} in normalized Smith chart for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm (all other dimensions are kept the same as previously calculated). It can be seen from Figure 5 that the impedance locus shifts surrounding the center of the Smith chart when the value of W_f increases. The simulated antenna return loss is shown in Figure 6, indicating 10-dB return loss bandwidths of 11.0%, 14.7%, 19.2%, and 22.5% for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm, respectively. For $W_f > 8$ mm, the return loss values near the antenna center frequency deteriorate, and the antenna operating band is split into two distinct and narrower ones, as can be seen in Figure 7, which shows the simulated antenna return loss for $W_f = 9$ mm and 10 mm. Therefore, simulated results indicate that the antenna 10-dB return loss bandwidth is limited to about 22% for the radiator and substrate dimensions and materials employed.

For $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm, the simulated antenna gain is around 0.8 dB at 2.45 GHz. All simulations were performed by using HFSS.

2.4. Effect of Human Body Proximity and Antenna Curvature

Computer electromagnetic simulations were performed in order to analyze the effect of human body proximity and antenna curvature on the antenna center frequency and bandwidth. In these simulations, the designed antenna was placed on and conformal to the arm of a human body model, leading to a curvature of 5-cm radius, as shown in Figure 8. The center frequencies obtained from the simulations are 2.47 GHz, 2.47 GHz, 2.48 GHz, and 2.47 GHz for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm, respectively. For the same values of W_f , the simulated bandwidths are 9.3%, 12.1%, 15.7%, and 19.8%, respectively. These results indicate that the antenna exhibits slightly higher center frequency and lower bandwidth values when subject to the effect of human body proximity and antenna curvature.

3. ANTENNA MANUFACTURING

Four antenna prototypes have been fabricated, each one having a different value for W_f : 5 mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm. The other antenna dimensions are the same as previously calculated. The patch, conductive strip, ground plane, and substrates were manually cut by using blade cutter. The conductive elements were sewn on the substrates by using sewing machine with cotton thread. Additional seams were made in order to hold the substrates together avoiding the presence of air between the material layers. For measurement purposes, a coaxial connector was soldered to the impedance transformer by using soldering iron. Photographs of the antenna prototypes are shown in Figure 9.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

All antenna prototypes were measured by using vector network analyzer, for return loss measurements, and anechoic chamber, for radiation pattern measurements.

Figure 10 shows the measured and simulated return loss of all antenna prototypes from 1.5 GHz to 3.5 GHz. The measured antenna bandwidths are 11.2%, 13.4%, 17.0%, and 24.0% for $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm, respectively. A summary of results for center frequency and bandwidth is presented in Table 1. As can be seen in Table 1, the bandwidth values

Figure 11 Measured and simulated normalized radiation patterns at 2.45 GHz for the antenna prototype with $W_f = 5$ mm: (a) E -plane; (b) H -plane. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 2 Measured and Simulated Antenna Gain and Half-Power Beamwidths

W_f (mm)	Gain (dB)		E-plane Half-Power Beamwidth (degrees)		H-plane Half-Power Beamwidth (degrees)	
	Sim.	Meas.	Sim.	Meas.	Sim.	Meas.
5	0.80	0.40	105	100	120	95
6	0.78	0.42	105	103	120	96
7	0.80	0.43	105	102	120	105
8	0.70	0.47	105	104	120	110

obtained are significantly larger than the ones provided by textile patch antennas fed by coaxial probe or microstrip line [9,13]. Figure 11 shows the measured and simulated normalized *E*-plane and *H*-plane radiation patterns at 2.45 GHz for the antenna prototype with $W_f = 5$ mm. The radiation patterns of the other prototypes are similar, with typical measured gain around 0.4 dB and measured half-power beamwidths around 105°. Detailed results for gain and half-power beamwidths are given in Table 2 for all antenna prototypes. Good agreement between simulated and measured results is observed for both return loss and radiation patterns.

For the case in which the antenna is placed on the human body, return loss measurements were carried out placing the antenna prototypes on the arm of a real person, as shown in Figure 12. For $W_f = 5$ mm, 6 mm, 7 mm, and 8 mm, the measured center frequencies are 2.49 GHz, 2.46 GHz, 2.54 GHz, and 2.49 GHz, respectively. The measured bandwidths for the same values of W_f are 10.0%, 13.4%, 15.3%, and 22.8%, respectively. Table 3 summarizes the measured and simulated results for center frequency and bandwidth. For $W_f = 8$ mm, return loss values slightly lower than 10 dB were measured in a small frequency range near the antenna center frequency. Nevertheless, good agreement between measured and simulated results is observed for both antenna center frequency and bandwidth. In addition, when the effect of human body proximity and antenna curvature

Figure 12 Antenna prototype being measured on the arm of a real person. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 3 Measured and Simulated Center Frequency and Bandwidth of the Antenna on the Human Body

W_f (mm)	f_0 (GHz)		Bandwidth (%)	
	Simulated	Measured	Simulated	Measured
5	2.47	2.49	9.3	10.0
6	2.47	2.46	12.1	13.4
7	2.48	2.54	15.7	15.3
8	2.47	2.49	19.8	22.8

is considered, experimental results indicate tendencies of increase in center frequency and reduction in bandwidth, similarly to the behavior predicted by simulated results.

5. CONCLUSION

A wearable textile patch antenna fed by proximity coupling has been investigated. This antenna, which uses a proximity coupling feed line associated to a quarter-wave impedance transformer, is compatible with textile manufacturing technology and has proven to be able to provide increased bandwidth. Four textile patch antennas centered at 2.45 GHz have been designed by using the design procedure proposed in this work. The use of feed line and impedance transformer with width ranging from 5 mm to 8 mm resulted in antennas with experimental bandwidths from 11.2% to 24.0%. These values are significantly higher than those of textile patch antennas fed by coaxial probe or microstrip line. Despite the effect of human body proximity and antenna curvature, all antennas are still able to cover the 2.4 GHz ISM band (2.4–2.4835 GHz) entirely. Simulated and experimental results are in good agreement with each other, validating the design procedure proposed here and antenna configuration.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank Dr. Juliano Fujioka Mologni from Engineering Simulation and Scientific Software for providing the computational human body model used in this work. This work was supported by Coordination for the Improvement of Higher Education Personnel—Brazil (CAPES).

REFERENCES

1. J. Tak, S. Lee, and J. Choi, All-textile higher order mode circular patch antenna for on-body to on-body communications, *IET Microwave Antennas Propag* 9 (2015), 576–584.
2. R. Salvado, C. Loss, R. Gonçalves, and P. Pinho, Textile materials for the design of wearable antennas: A survey, *Sensors* 12 (2012), 15841–15857.
3. M. Stoppa and A. Chiolerio, Wearable electronics and smart textiles: A critical review, *Sensors* 14 (2014), 11957–11992.
4. P. Salonen and Y. Rahmat-Samii, Textile antennas: Effects of antenna bending on input matching and impedance bandwidth, *IEEE Aerosp Electron Syst Mag* 22 (2007), 10–14.
5. I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein, and G. Tröster, Design and characterization of purely textile patch antennas, *IEEE Trans Adv Packag* 29 (2006), 777–788.
6. D.M. Pozar, Microstrip antennas, *Proc IEEE* 80 (1992), 79–91.
7. R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Norwood, 2001.
8. G. Kumar and K.P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, Norwood, 2003.
9. M. Grilo and F.S. Correra, Rectangular patch antenna on textile substrate fed by proximity coupling, *J Microwave Optoelectron Electro-magn Appl* 14 (2015), 103–112.

10. Design guide for high-speed controlled impedance circuit boards, IPC Standard IPC-2141A, 2004.
11. D.M. Pozar and B. Kaufman, Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling, *Electron Lett* 23 (1987), 368–369.
12. C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Wiley, Hoboken, 2005.
13. E. Yilmaz, D.P. Kasilingam, and B. M. Notaros, Performance analysis of wearable microstrip antennas with low-conductivity materials, In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Diego, CA, 2008, pp. 1–4.

© 2016 Wiley Periodicals, Inc.

A FAST AND ACCURATE TECHNIQUE FOR FSS AND ANTENNA DESIGNS BASED ON THE SOCIAL SPIDER OPTIMIZATION ALGORITHM

P. S. Oliveira,¹ A. G. D'Assunção,¹ E. A. M. Souza,^{1,2} and C. Peixeiro³

¹Department of Communication Engineering, Federal University of Rio Grande Do Norte (UFRN), Natal, RN 59072-970, Brazil;

Corresponding author: adaildo@ct.ufrn.br

²National Institute of Space Research (INPE), Northeast Regional Center, Natal, RN 59076-740, Brazil

³Instituto De Telecomunicações, Instituto Superior Técnico, University of Lisbon, Lisboa 1049-001, Portugal

Received 9 December 2015

ABSTRACT: This paper presents a fast, accurate, and multifunctional electromagnetic optimization bioinspired technique that uses the social spider optimization algorithm (SSO). The proposed technique is applied to the design of a frequency selective surface (FSS), with Vicsek fractal patch elements, and an ultra wideband antenna (UWB), consisting of a ring monopole. In the proposed (synthesis) technique, the use of a database or the construction of a neural network is not required. The SSO algorithm communicates via scripts directly with the Ansoft HFSS software tool, enabling a good flexibility in the number of parameters to be optimized and reducing the required computation time. The accuracy and efficiency of the proposed technique is confirmed by comparison with experimental results and with other simulation techniques. © 2016 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 58:1912–1917, 2016; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.29941

Key words: spider social optimization; SSO; ultra wideband antenna; UWB antenna; frequency selective surface; FSS; computational intelligence

1. INTRODUCTION

The social and collective behavior of some animals, insects, has attracted the attention of researchers worldwide for several years. From this observation many global optimization algorithms have been developed in order to solve complex everyday life problems, such as particle swarm optimization (PSO) [1], artificial bee colony (ABC) [2], ant colony optimization (ACO) [3], and cuckoo algorithm [4]. The capacity to find good solutions to real-world complex problems can be explained due to self-organization and division of labor, enabling each agent of the swarm to carry on relatively simple activities. This phenomenon is called swarm intelligence [5].

The use of bioinspired algorithms to solve electromagnetic problems has become common and relevant in current research activities. One of the most used algorithms is the PSO intro-

duced in the field of electromagnetism by Robinson and Rahmat-Samii [6] and widely used in antennas syntheses [7], frequency selective surface design (FSS) [8], and path propagation prediction in wireless problems [9], for example. In addition, filter design results determined via genetic algorithm (GA), PSO, and ABC algorithms have been compared [10].

One of the areas of applications for bioinspired algorithms is the ultra wideband antenna design (UWB). An UWB antenna must provide a good response in a ultra wide frequency range, especially in the range between 3.1 GHz and 10.6 GHz. Particularly, an UWB communication system is based on the transmission of very short electromagnetic pulses and a very low power ultra wideband signal. These features make difficult the detection and interception of a UWB signal, which makes it suitable for military applications. Due to the use of low-power transmission, UWB systems operate simultaneously in the same frequency range of other wireless systems technologies such as Wi-Fi, WiMAX, and Bluetooth. To avoid interference, it is necessary to use modulation techniques and media access, as well as compliance to limited bandwidth and transmission power usage specifications [11].

The UWB antenna design has several goals but some may conflict. In manufacturing, for example, cost and reliability are important but inversely proportional requirements. A good compromise should be found between the conflicting goals. In terms of optimization, the multiobjective requirement usually involves multiple evaluation functions. Therefore, they should be considered simultaneously to solve the specific problem.

Another possible area of application for collective intelligence algorithms are the FSS structures. Usually a FSS is a two-dimensional periodic array composed of conducting patch or aperture (in thin metallic sheets) elements with many different shapes. Basically, FSSs have wave filtering behaviors and are designed to act as band-pass or band-reject spatial filters [12]. The dielectric properties of the FSS substrate, the geometric shape of the array element, the size of the unit cell, and the angle of the incident wave on the surface are relevant parameters influencing the overall frequency behavior of the FSS. However, some conflicting parameters are considered and, as in the case of UWB antenna studies, a balance should be found defining proper weights for each parameter in the search for a global optimum.

The main objective of this work is to propose the use of the spider social optimization (SSO) algorithm [13] to solve complex electromagnetic problems, such as UWB antenna and FSS design. The SSO algorithm was recently developed by Cuevas et al. [13] and demonstrates a high capacity and robustness in the search for global maximum or minimum compared with other bioinspired algorithms. Most algorithms based on swarm intelligence, such as PSO, ABC, and ACO map individuals (or agents) as unisex, with identical behavior. A division between the genders could bring some advantages like greater diversity in the population and better exploitation of the search space. The SSO is a mapping of the social behavior of some species of spiders living in society. The modeling in two genders, male and female, ensures greater reality in relation to the colonies of spiders found in nature.

It is common to find studies using evolutionary algorithms with the aid of a neural network or even interpolation functions [14–16]. The use of a neural network or interpolation is due to the need to evaluate candidate solutions. As the cost to develop an evaluation function for such activity is very large, the evaluation is performed based on information extracted from a database created previously. In spite of running, the technique is