



Jorge Angelo Mitrione Souza

**Efeitos do Uso de Substrato de Alta Permissividade
Dielétrica em Diversos Tipos de Antenas de Micro-ondas**

Tese de Doutorado

Tese apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio como parte dos requisitos parciais para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marbey Manhães Mosso

Rio de Janeiro
Setembro de 2014



Jorge Angelo Mitrione Souza

Efeitos do Uso de Substrato de Alta Permissividade Dielétrica em Diversos Tipos de Antenas de Micro-Ondas

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Marbey Manhães Mosso
Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Profa. Maria Cristina Ribeiro Carvalho

Centro de Estudos em Telecomunicações- PUC-Rio

Prof. Glaucio Lima Siqueira

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Marco Antonio Grivet Mattoso Maia

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Dr. Antonio Dias de Macedo Filho

Alfadelta-Rio Desenvolvimento de Sistemas Ltda

Prof. Ricardo Marques Ribeiro

UFF

Profa. Leni Joaquim de Matos

UFF

Prof. José Eugenio Leal

Coordenador Setorial do Centro
Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 15 de setembro de 2014

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Jorge Angelo Mitrione Souza

Possui graduação em Engenharia Elétrica com Ênfase em Telecomunicações pela Universidade do Estado do Rio de Janeiro (2005), graduação em Graduação Plena em Licenciatura em Física pela Fundação Técnica Educacional Souza Marques (2008) e mestrado em Telecomunicações pela Universidade Federal Fluminense (2011).

Ficha Catalográfica

Souza, Jorge Angelo Mitrione

Efeitos do uso de substrato de alta permissividade dielétrica em diversos tipos de antenas de micro-ondas / Jorge Angelo Mitrione Souza; orientador: Marbey Manhães Mosso – 2014.

142 f.; 30 cm

Tese (doutorado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2014.

Inclui bibliografia

1. Engenharia elétrica – Teses. 2. Micro linhas. 3. Antenas impressas. 4. Substratos. 5. Superstratos. 6. Constantes dielétrica. 7. Impedância. 8. Ganho radiação. I. Mosso, Marbey Manhães Silva. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Dedico inicialmente este trabalho a Deus, senhor de todas as Variáveis Aleatórias. Dedico este trabalho aos meus pais Jorge Angelo de Mendonça Souza e Eliana Gelsomina Mitrione Souza e aos meus avós Angelo de Souza (in memoriam) e Georgina Cecília de Mandonça Souza pelo apoio irrestrito a mim desde a infância. A minha companheira Vanessa Przybylski Ribeiro Magri por toda a ajuda durante o desenvolvimento desta Tese.

Agradecimentos

Ao CNPq pelo fornecimento da Bolsa de Estudos para o desenvolvimento deste trabalho.

À Rogers Corporation pelo fornecimento dos substratos utilizados ao longo desta Tese.

Ao professor Marbey Manhães Mosso por todo o auxílio e esclarecimento de minhas dúvidas ao longo da Tese.

Aos colegas de laboratório Ilídio Ferreira, Juliana Carvalho, Gelza Barbosa, Gidy Navarro e Cyd Delgado (in memoriam) pela troca de ideias e pelo auxílio durante a Tese.

Ao corpo técnico do CETUC / PUC Rio pelo auxílio na montagem e medição dos dispositivos desenvolvidos.

Aos amigos Mônica Rosa, Elizabeth Araújo e Carlos Mascarenhas (in memoriam) pela constante e incessante troca de ideias ao longo da tese.

Aos amigos os quais me ausentei e que não reclamaram da minha ausência ao longo do desenvolvimento da Tese.

Resumo

Souza, Jorge Angelo Mitrione; Mosso, Marbey Manhães (Orientador). **Efeitos do uso de substrato de alta permissividade dielétrica em diversos tipos de antenas de micro-ondas.** Rio de Janeiro, 2014. 142p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

A presente tese descreve e analisa a utilização de substratos e superstratos dielétricos para a otimização do desempenho de antenas impressas configuradas através de microlinhas. São avaliadas as características de casamento de impedância, geração de ondas de superfície, ganho, diretividade, facilidade de montagem, facilidade de medição, diagrama de radiação e possibilidade de miniaturização. São avaliadas também as antenas configuradas através de guias dielétricos para aplicações na banda milimétrica e no domínio do Terahertz. Um procedimento inicial para seleção do substrato, do superstrato e do modelo de antena é sugerido. Várias antenas utilizando microlinhas são simuladas, realizadas e caracterizadas.

Palavras-chave

Micro linhas; antenas impressas; substratos; superstratos; constantes dielétrica; impedância; ganho; radiação.

Abstract

Souza, Jorge Angelo Mitrione; Mosso, Marbey Manhães (Advisor). **Effects of high permittivity dielectric substrates applied over microwave printed circuits**. Rio de Janeiro, 2014. 142p. DSc. Thesis – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This work presents the research, design and optimization of the fundamental effects of dielectric substrate and superstrate over printed antennas performance. Impedance matching, surface waves generation, gain, directivity, assembling, pattern diagram and miniaturization are investigated. A new dielectric waveguide antenna is also investigated for millimetric and Terahertz applications. A initial criteria for choosing a more efficient substrate, superstrate for a specific antenna model is suggested. Several antennas models are simulated, realized and measured.

Keywords

Micro strip lines; printed antenas; substrates; superstrates; dielectric constant; impedance; gain; radiation.

Sumário

1 Introdução	16
2 Linhas Planares e Substratos Dielétricos	18
2.1. Linhas Planares	18
2.2. Substratos Dielétricos	22
2.2.1. Constante Dielétrica	24
2.2.2. Fator de Dissipação ou Tangente de Perdas	26
2.2.3. Altura do Substrato	30
2.2.4. Espessura da metalização	31
2.3. Parâmetros Principais das Linhas Planares	33
2.3.1. Impedância Característica	33
2.3.2. Velocidade de Fase e Comprimento de Onda	34
2.4. Modos Propagantes em Linhas Planares	35
2.5. Substratos e Antenas Impressas	37
2.6. Comentários Finais e Conclusões	39
3 Miniaturização de Antenas <i>Loop</i> Utilizando Substratos Dielétricos	40
3.1. Elementos Básicos de uma Antena <i>Loop</i>	40
3.2. Antena <i>Loop</i> sob um Substrato sem Plano de Terra	44
3.3. Utilização de Superestrato Associado a uma Antena <i>Loop</i> Construída Sobre um Substrato sem plano de terra	47
3.4. Comentários e Conclusões do Capítulo 3	54
4 Antenas <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> Associadas a Substratos e Superstratos [11– 14, 31]	56
4.1. As antenas <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i>	56
4.2. Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> com Segmento Único	62
4.3. Antenas em <i>Patch</i> Contendo Múltiplos Segmentos	66
4.3.1. Log Periódica de 4 Segmentos	67
4.3.2. Log Periódica de 5 Segmentos	69
4.4. Comentários Finais e Conclusões	72

5 Antenas em formato de fenda	74
5.1. <i>Slotlines</i> e Suas Aplicações	74
5.2. Antena em <i>Slot</i> Alimentada por uma <i>Microstrip Line</i>	76
5.3. Antena em <i>Slot</i> com Alimentação em Leque	78
5.4. Comentários Finais e Conclusões	80
6 Antenas realizadas através de Guias de Onda Dielétricos	82
6.1. Ideia Básica	82
6.2. Antena com Guia de Onda no FR4	83
6.3. Antena com Guia de Onda no <i>Rogers RT / Duroid R5880</i>	88
6.4. Comentários Finais e Conclusões	93
7 Comentários Finais e Conclusões	94
7.1. Comentários	94
7.2. Principais resultados	96
7.3. Trabalhos futuros.	97
8 Bibliografia	98
9 Anexos	101
9.1. Artigos	101
9.2. <i>Datasheets</i> dos substratos utilizados nesta tese	126
9.3. Medida da <i>Patch</i> Antena Log Periódica de Múltiplos Segmentos	138

Lista de Figuras

Figura 1 - A Linha de Transmissão <i>Microstrip</i>	18
Figura 2 - Equivalente da Microlinha a partir da Teoria das Imagens	19
Figura 3 - Linha Planar Acoplada	19
Figura 4 - Exemplo de Linha de Transmissão Coplanar Simples (4a) e Com Plano de Terra (4b)	20
Figura 5 - Linha Coplanar sem Plano de Terra	20
Figura 6 - Modelo de <i>Slot Line</i>	21
Figura 7 - Modelo de <i>Stripline</i>	21
Figura 8 – Relação entre a Energia Dissipada no Dielétrico e a Energia Armazenada	27
Figura 9 – Efeito pelicular na fronteira entre o espaço livre e meio condutor	29
Figura 10 – Efeito da Concentração da Corrente em uma microlinha	30
Figura 11 – Substrato com as Suas Metalizações	30
Figura 12 – Introdução de um Meio Dielétrico	33
Figura 13 – Modelo Utilizado para o Casamento da Impedância	41
Figura 14 – Modelo de Antena de Quadro ou Antena <i>Loop</i> Utilizado para as Simulações Computacionais	43
Figura 15 – S (1,1) da Antena Loop Octogonal com $\ell = 190 \text{ mm}$ no Espaço Livre Apresentando Melhor Casamento de Impedância em $f = 1,54 \text{ GHz}$	43
Figura 16 – Diagramas de Radiação da Antena Loop em Formato Octogonal no Espaço Livre com $\ell = 190 \text{ mm}$	44
Figura 17 – Parâmetro S (1,1) da Antena de Quadro Simulada no RT / <i>Duroid 5880</i> ®	45
Figura 18 – Diagrama de radiação do Ganho da Antena de Quadro para o Substrato <i>Rogers RT / Duroid 5880</i> ® em $f = 1,51 \text{ GHz}$	46
Figura 19 – Comparativo da Primeira Frequência de Ressonância da Antena de Quadro Simulada	46
Figura 20 – Novo Modelo da Antena	48
Figura 21 – Diagrama Associado ao Modelo Equivalente da Linha de Transmissão	48

Figura 22 – Perda de Retorno do Modelo Equivalente da Linha de Transmissão para $L1 = 1,27\text{ mm}$, $L2 = 2\text{ mm}$ e $L3 = 1,25\text{ mm}$	49
Figura 23 – Esquemática da Medição do Conjunto	50
Figura 24 – Simulação do Modelo Teórico e Medição do Modelo Experimental	51
Figura 25 – Diagramas de Radiação Simulados do ganho para a antena de quadro	51
Figura 26 – Diagrama Medido do Conjunto Usando o LabVolt®	52
Figura 27 – Antena <i>Patch</i> e os Campos de Franja em Antenas <i>Microstrip</i>	57
Figura 28 – Relação Entre o Comprimento Físico e o Comprimento Efetivo do Patch	58
Figura 29 – Distribuição das Linhas de Campo Elétrico de uma Antena em <i>Patch</i> e a formação do Campo Distante	59
Figura 30 – Modelo Equivalente de Linha de Transmissão de uma Antena em <i>Patch</i>	59
Figura 31 – Outros Modelos de Antenas em <i>Patch</i>	59
Figura 32 – Alimentação de uma Antena em <i>Patch</i> a partir de um Cabo Coaxial	60
Figura 33 – Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> com Alimentação por Microlinha	60
Figura 34 – Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> Excitada por uma Fenda	61
Figura 35 – Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> Projetada para Funcionar em $f = 10\text{ GHz}$	63
Figura 36 – Resultado Comparativo da Simulação e Medição da Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> sem a influência do superstrato	64
Figura 37 – Diagrama de Radiação 2D da Antena <i>Microstrip</i> de 1 Segmento	64
Figura 38 – Resultado Comparativo da Antena <i>Patch</i> sem e sob a influência do Superstrato de Titanato de Bário	65
Figura 39 – Antena <i>Microstrip</i> em <i>Patch</i> em Formato Log Periódico Projetado com Múltiplos Segmentos	67
Figura 40 – Antena Log Periódica simulada e medida	68
Figura 41 – Perda de retorno comparativa da Antena Log periódica de quatro segmentos com e sem o superstrato	69
Figura 42 – Perda de retorno simulada de uma Antena Log Periódica de cinco segmentos	70
Figura 43 – Corte Transversal do <i>Setup</i> da Antena Log Periódica e o Superstrato	71

Figura 44 – Resultado Comparativo da Perda De Retorno de uma Antena Log Periódica de Cinco Segmentos com Titanato de Bário	71
Figura 45 – Gráfico Comparativo da Perda de Retorno com e sem o Efeito do Superstrato	72
Figura 46 – Linha <i>slotline</i>	74
Figura 47 – Corte Transversal que Ilustra as Linhas de Campo Elétrico e de Campo Magnético Existentes em uma Slotline	75
Figura 48 – Modelo de <i>Slotline</i> Desenvolvido com o Destaque da <i>Microstrip Line</i> que Alimenta a Antena	76
Figura 49 – Comparação da perda de retorno da antena em <i>slot</i> medida e simulada.	77
Figura 50 – Resultado da Medida da Perda de Retorno da Antena <i>Slotline</i> com o Efeito do Superstrato	77
Figura 51 – Antena em <i>slot</i> projetada com alimentação em leque	78
Figura 52 – Gráfico Comparativo Entre a Simulação e a Medição da Perda de Retorno da Antena em <i>Slot</i> da Figura 52	79
Figura 53 – Resultado da Medida da Perda de Retorno da Antena com Alimentação em Leque sob Efeito do Titanato de Bário.	80
Figura 54 – Geometria do guia SIWG e RWG equivalente	82
Figura 55 – Transição <i>microstrip</i> para SIWG	83
Figura 56 – Antena desenvolvida a partir de um guia SIWG para o substrato FR4.	84
Figura 57 – Simulação da Antena Excitada por um Guia SIWG em FR4	85
Figura 58 – Diagrama de Radiação 2D da Antena Alimentada por um Guia SIWG no FR4	85
Figura 59 – Simulação da antena alimentada pelo guia SIWG no FR4 com o superstrato de titanato de bário	86
Figura 60 – Diagrama de radiação 2D da antena alimentada por um guia SIWG no FR4	87
Figura 61 – Gráfico comparativo da perda de retorno simulada da antena alimentada por um guia SIWG no FR4 sem e com o efeito do titanato de bário	87
Figura 62 – Antena com alimentação em guia no <i>Rogers RT / Duroid R5880</i>	89
Figura 63 – Perda de retorno simulada da antena com alimentação pelo guia SIWG no substrato <i>Rogers RT / Duroid R5880</i>	89

Figura 64 – Diagrama de radiação 2D da antena com alimentação pelo guia SIWG no <i>Rogers RT / Duroid R5880</i>	90
Figura 65 – Resultado da perda de retorno simulada da antena em guia SIWG com o efeito do superstrato	91
Figura 66 – Diagramas de radiação 2D da antena em guia no <i>RT / Duroid R5880</i> com o efeito do superstrato	92
Figura 67 – Resultado comparativo da simulação da perda de retorno da antena com alimentação pelo guia SIWG sem e com o efeito do superstrato	92
Figura 68 – Medida da Perda de Retorno de uma Antena Log Periódica de Quatro Segmentos	138
Figura 69 – Resultado da Medição da Perda de Retorno da Antena <i>Patch</i> Log Periódica de Cinco Segmentos	139
Figura 70 - Antena de quadro com perímetro igual a 130 mm no instante anterior ao processo de soldagem 13940	
Figura 71 - Setup da antena de quadro com o superstrato de titanato de bário	141
Figura 72 - Antena <i>patch</i> com segmento único	141
Figura 73 - Antena <i>patch</i> em formato log periódico com quatro e com cinco segmentos	142
Figura 74 - Antena em fenda com alimentação por uma microlinha	142
Figura 75 - Antena em fenda com alimentação em leque	142

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Tabela Contendo Substratos Dielétricos e Suas Propriedades	23
Tabela 2 - Vantagens e Desvantagens das Espessuras de Cobre	32
Tabela 3 - Tabela Contendo os Valores de Largura da Linha para Microstrip, Coplanar Waveguide e Slotline	36
Tabela 4 – Relação entre a altura do substrato e o Ganho de um modelo de antena para <i>Rogers RT / Duroid 5880®</i>	37
Tabela 5 – Relação entre a constante dielétrica e o Ganho de um modelo de antena	38
Tabela 6 - Indicação da Frequência de Ressonância, Ganho e da Perda de Retorno da Antena com o Efeito do Superstrato	54
Tabela 7 - Dados de Projeto da Antena Log Periódica de Quatro Segmentos ...	68
Tabela 8 - Dimensões da Antena em <i>Patch</i> com Cinco Segmentos	70
Tabela 9 - Dimensões do Guia SIWG projetado para utilização no FR4	84
Tabela 10 - Dimensões do Guia SIWG projetado para utilização no RT / <i>Duroid R5880</i>	88

Lista de Acrônimos

ADS – *Advanced Design System*

CETUC – Centro de Estudos de Telecomunicações da PUC – Rio

CPW – *Coplanar Waveguide*

GPS – *Global Positioning System*

HF – *High Frequency*

HFSS – *High Frequency Structural Simulator*

ϵ_r – Permissividade Relativa

ϵ_{eff} – Permissividade Efetiva

PCB – *Printed Circuit Board*

PTFE – *polytetrafluorethylene* – Teflon®

RWG – *Rectangular Waveguide*

SiGe – Silício Germânio

SIWG – *Substrate Integrated Waveguide*

χ_e – Susceptibilidade Elétrica

TE – Transversal Elétrico

TEM – Transversal Elétrico Magnético

TM – Transversal Magnético

UHF – *Ultra High Frequency*

VHF – *Very High Frequency*

VSWR – *Voltage Standing Wave Ratio*

1

Introdução

A presente tese tem como motivação a crescente utilização de novos tipos de antenas nos telefones celulares, *Iphones*, *Tablets*, *GPS*, sensores moveis, micro células. Apesar da apresentação frequente de novos modelos associados aos dispositivos sem fio, seus desempenhos são pouco superiores e apresentam as mesmas dificuldades, como baixo ganho, que os anteriores. As técnicas de adaptação e miniaturização de antenas utilizando micro linhas têm apresentado quase sempre penalidades no ganho dos dispositivos desenvolvidos.

Um item que tem sido pouco explorado é a variação do desempenho das antenas realizadas através de micro linhas a partir de uma avaliação inicial dos substratos utilizados, suas dimensões e propriedades elétricas. Poucos estudos têm sido dedicados à avaliação de um modelo de antena em função das linhas de transmissão configuradas sobre substratos de constante dielétrica de valores reduzidos e/ou até valores muito elevados [16, 17, 19, 24]. Outro tópico pouco detalhado é o estudo de estruturas de casamento de impedância e transformação de modo não balanceado para balanceado.

A partir destas observações, a presente tese tem como objetivo principal a utilização de substratos dielétricos para a melhoria do desempenho de antenas impressas configuradas através de micro linhas. Desta forma, cada modelo de antena é avaliado em função do seu casamento de impedância, a geração de ondas de superfície, ganho, diretividade, facilidade de montagem, facilidade de medição e diagrama de radiação. Adicionalmente, são avaliadas as possibilidades de miniaturização de cada modelo sem a penalização de seus ganhos.

Como objetivos adicionais, podem ser destacados a avaliação inicial do modelo de antena em função das diversas constantes dielétricas, espessuras, perdas e facilidades de manipulação dos diversos substratos disponíveis. Trata-se da formulação de um procedimento inicial para investigar a maior ou menor compatibilidade entre um determinado modelo de antena, uma determinada micro linha e um determinado substrato. Outro objetivo adicional é o estudo de

antenas configuradas através de guias dielétricos para aplicações na banda milimétrica e no domínio do Terahertz. As antenas estudadas são simuladas através das ferramentas computacionais ADS, HFSS e Designer, sempre que possível, são realizadas e caracterizadas.

Além da presente introdução, o capítulo 2 apresenta a descrição de um conjunto de microlinhas mais adequadas para o projeto de antenas planares. A ideia básica deste capítulo é a de realização de uma avaliação para determinar os materiais, a microlinha de realização e o modelo de antena mais adequado para atender a uma determinada especificação, isto é, a formulação de um procedimento inicial.

Ao longo do capítulo 3, esta avaliação é utilizada para o desenvolvimento de antenas *loop* na frequência de 1 GHz, considerando a redução de sua dimensão, isto é, sua miniaturização, mantendo o seu ganho típico. Uma avaliação idêntica é apresentada para uma antena dipolo.

Ao longo do capítulo 4, são estudadas, realizadas e caracterizadas as Antenas *Patch*. Também, neste capítulo, são apresentadas antenas log periódicas configuradas através de múltiplos *Patches*. Todos os modelos são avaliados também associados a um superstrato.

Ao longo do capítulo 5 são estudadas as antenas em *slotlines* utilizando soluções faixa estreita e soluções faixa larga sem e com superstratos.

Ao longo do capítulo 6, são estudados modelos de antenas excitadas por guias dielétricos capazes de operar na banda milimétrica e também no domínio do Terahertz. Os modelos apresentados são também avaliados utilizando superstratos.

Finalmente, o capítulo 7 apresenta os comentários finais e as conclusões.

2

Linhas Planares e Substratos Dielétricos

O presente capítulo descreve, inicialmente, algumas das linhas planares mais frequentemente utilizadas no desenvolvimento de antenas impressas. Em seguida, são apresentadas as principais características destas linhas e dos substratos utilizados para realizá-las associadas às definições de comprimento de onda, velocidade de fase, impedância característica e constante dielétrica. Os modos propagantes e a associação destas linhas com as antenas são introduzidos.

2.1

Linhas Planares

A estrutura mais comum de uma linha de transmissão planar é aquela em que uma ou mais fitas de metal estão localizadas sobre uma das superfícies de um substrato, sendo a outra superfície totalmente metalizada [1,4,5,16].

A linha planar mais utilizada é a *microstrip line*, que consiste em uma fita condutora de largura W colocada em um substrato com constante dielétrica ϵ_r e altura H . A Figura 1 ilustra esta microlinha em um substrato com plano de terra.

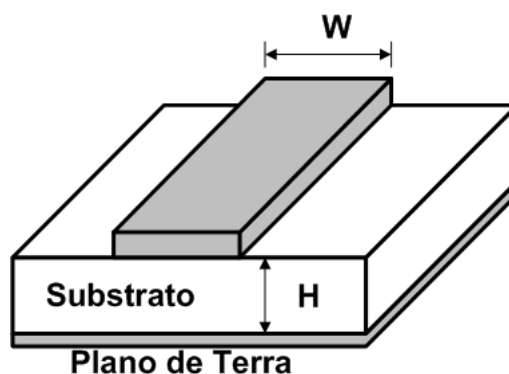


Figura 1 – A Linha de Transmissão *Microstrip*

A teoria das imagens mostra o equivalente desta microlinha que são duas microlinhas paralelas colocadas em lados opostos de um substrato com

constante dielétrica ϵ_r e altura $2 \cdot H$. A Figura 2 apresenta o equivalente da microlinha ao utilizar a teoria das imagens.

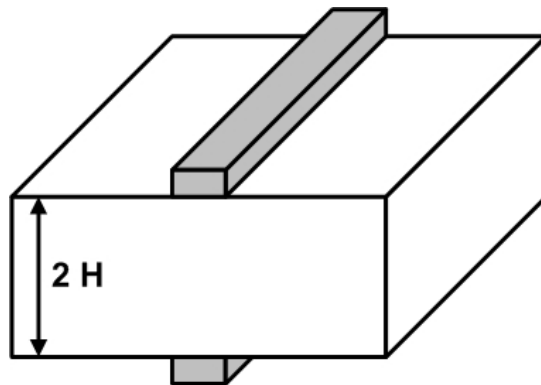


Figura 2 – Equivalente da Microlinha a partir da Teoria das Imagens

A linha de transmissão planar pode ser realizada utilizando técnicas de fabricação PCB (*Printed Circuit Board*), que resultam em baixo custo, precisão e tolerância razoáveis.

Outros modelos de linhas planares podem ser realizados tais como a linha planar acoplada, que suporta dois modos de transmissão: um modo ímpar, onde tensões e correntes em sentidos opostos trafegam nas duas linhas e um modo par o qual as tensões e as correntes trafegam no mesmo sentido nas duas linhas. A Figura 3 mostra um exemplo de linha planar acoplada [1,4,5,16].

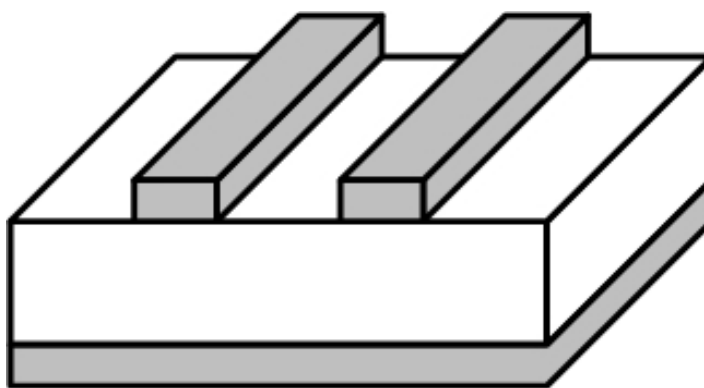


Figura 3 – Linha Planar Acoplada

Um outro modelo de linha de transmissão planar é a linha coplanar constituída por planos de terra laterais e uma linha central. A inclusão destes planos paralelos reduz os campos espúrios que podem aparecer eliminando o

acoplamento eletromagnético. A Figura 4 ilustra dois exemplos de linhas de transmissão coplanar: A Figura 4a é a linha de transmissão coplanar simples e a Figura 4b é a linha de transmissão coplanar simples com plano de terra [1,4,5,16].

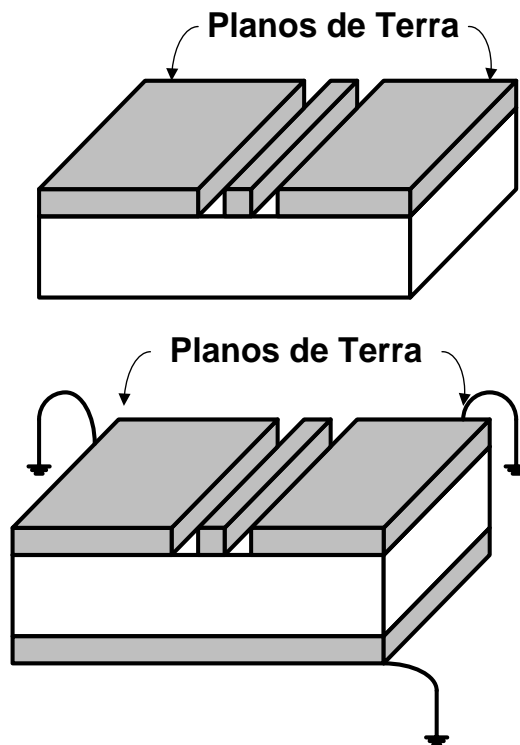


Figura 4 – Exemplo de Linha de Transmissão Coplanar Simples (4a) e Com Plano de Terra (4b)

Outro modelo muito utilizado é a linha bifilar, realizada sem o plano de terra como se vê na Figura 5.

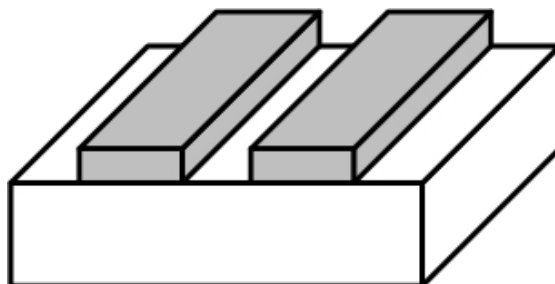


Figura 5 – Linha Coplanar sem Plano de Terra

Outro tipo de linha de transmissão planar é a linha de abertura ou *slot line* ilustrado na Figura 6. A linha de abertura não é utilizada como os outros formatos de linhas descritos anteriormente [1,4,5,16].

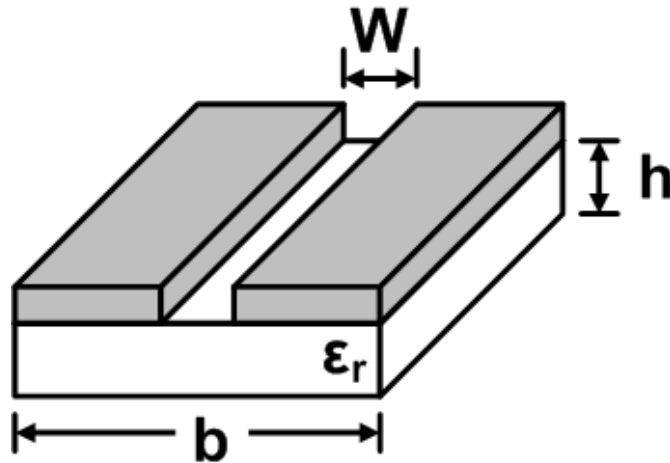


Figura 6 – Modelo de *Slot Line*

O último modelo de linha de transmissão planar frequentemente utilizado é a *stripline* constituída por uma fita metálica mergulhada em um substrato entre dois planos condutores apresentado na Figura 7 [1,4,5,16].

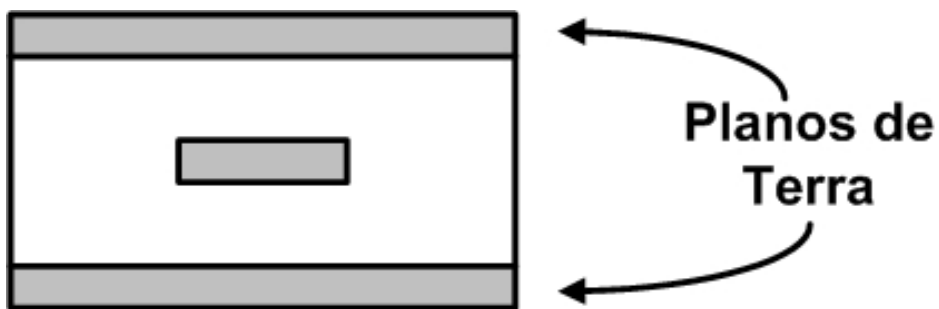


Figura 7 – Modelo de *Stripline*

2.2

Substratos Dielétricos

Para a realização de circuitos de micro – ondas é importante considerar a frequência de operação, o substrato a ser utilizado, a espessura da metalização do substrato e a altura do substrato [1 – 5].

O substrato é um material físico constituído como uma “folha” com espessuras que variam de alguns microns até poucos centímetros apresentando formatos retangulares ou em pastilha. Metalizações de filme fino são impressas em pastilhas de substratos para a realização de circuitos eletrônicos. Circuitos impressos são constituídos por metalizações de cobre ou de metais sobre folhas retangulares de diversas espessuras.

O substrato contendo uma linha de transmissão de micro-ondas deve possuir boa resistência mecânica, ter boa condutividade térmica e permitir uma montagem fácil.

Os substratos dielétricos utilizados em micro – ondas precisam ter tangente de perda com valores reduzidos possibilitando que os campos elétricos propagantes nestas linhas sofram atenuação reduzida [4,5].

A constante dielétrica e a espessura do substrato deverão ser constantes na manufatura, caso contrário, as linhas de transmissão não funcionarão conforme o projeto. Isso acontece, pois a constante de fase e a impedância característica da linha de transmissão dependem destes dois fatores [4,5].

Um material bastante utilizado para a montagem de circuitos na faixa de micro – ondas é o PTFE ou *polytetrafluorethylene*, mais conhecido como Teflon®. Este material possui constante dielétrica de 2,1 e uma tangente de perda de 0,0002 para a faixa de 1 MHz e de 0,0005 na faixa de micro – ondas. Juntamente a este material, pode ser adicionado fibra de vidro ou *epoxy*, o que faz aumentar a constante dielétrica de 2,2 para até 4,5 [4,5].

Com a utilização de compósitos cerâmicos como, por exemplo, o óxido de titânio para o preenchimento do substrato como material dopante, a constante dielétrica pode ser aumentado para valores próximos de 15. Outros materiais

cerâmicos podem ser utilizados como o óxido de alumínio (*alumina*), nitrato de Boro e até Safira, porém estes materiais são mais trabalhosos para serem utilizados [2,3].

Se for necessária a construção de circuitos integrados monolíticos de micro – ondas, outros materiais podem ser utilizados como Germânio, Silício, Silício Germânio, Arseneto de Gálio e Fosfeto de Índio. Estes materiais podem ter valores elevados de constante dielétrica e apresentar tangentes de perdas não muito elevadas [2,3].

A Tabela 1 apresenta alguns materiais utilizados como substratos dielétricos com suas características principais como a constante dielétrica, e a tangente de perda.

Tabela 1 – Tabela Contendo Substratos Dielétricos e Suas Propriedades

Material	Constante Dielétrica	Tangente de Perda
PTFE com Laminado de Vidro	2,84	0,001 – 0,002
PTFE com Fibra de Vidro	2,26	0,0005 – 0,001
CuFlon® ¹	2,1	0,0004
RT / Duroid 5880® ²	2,26	0,001
RT / Duroid 6035HTC® ²	3,6	0,0013
RT / Duroid 6006® ²	6,45	0,0027
RT / Duroid 6010® ²	10,7	0,0023
Epsilam 10® ³	13	
FR4	4,4 – 4,8	0,018
Nitrato de Boro	5,12	
Silício	11,7 – 12,9	0,001 – 0,003
Germânio	16	
SiGe	12,9 – 15	
Arseneto de Gálio	12,9	0,0005 – 0,001
Alumina	9,6 – 10,1	0,0005 – 0,002
Safira	9,4	0,0002

¹CuFlon é uma marca registrada da *PolyflonCompany*.

² RT / Duroid é uma marca registrada da *Rogers Corporation*.

³Epsilam 10 é uma marca registrada da *3M Corporation*.

Óxido de Berílio	6,7	0,001 – 0,002
D – 15 Mg Ti® ⁴	15	0,0002
D – 38 Ba Ti® ⁴	37	0,0005
D – 4 Cordelite® ⁴	4,5	0,0002
D – 50 Ba Ti® ⁴	50	0,0005
DS 6 – Forsterite® ⁴	6,3	0,0002
MCT – 70® ⁴	70	0,0015
MCT – 100® ⁴	100	0,0015
MCT – 115® ⁴	115	0,0015
MCT – 140® ⁴	140	0,0015

2.2.1

Constante Dielétrica

Dependendo da faixa de frequência de operação do circuito em micro-ondas é necessário utilizar um material com maior ou com menor constante dielétrica [4,5].

Conforme o aumento da constante dielétrica, a energia de micro-ondas se propaga pelo material com uma velocidade de onda menor, e assim, a constante dielétrica pode ser definida como um material que proporciona a energia de micro-ondas se deslocar com uma velocidade menor do que a velocidade que a energia se deslocaria no espaço livre.

A constante dielétrica de um material é referida sempre em relação à constante dielétrica do espaço livre. A velocidade da onda neste meio é sempre menor do que a velocidade da onda no espaço livre e é calculada a partir do inverso da raiz quadrada da constante dielétrica relativa do meio [4,5].

Observe – se para o caso específico de uma linha microstrip as linhas de campo percorrem o espaço livre (ϵ_0) e o dielétrico (ϵ_r). Resulta então uma mistura de dielétricos entre ϵ_0 e ϵ_r onde o valor da constante dielétrica efetiva

⁴Os substratos iniciados pela letra D e os substratos MCT são marcas registradas da Trans – Tech Company. Os substratos MCT são Titanatos de Cálcio e Magnésio.

varia entre os valores de ϵ_0 e ϵ_r , e na definição de constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} para uma *microstrip line* obtida a partir da equação 1:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot F\left(\frac{W}{h}\right) \quad 1$$

Onde w é a largura da *microstrip line* e h é a altura do substrato. E a função F indicada na equação 1, é obtida a partir da equação 2:

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{10 \cdot h}{w}\right)}} \quad 2$$

Desta forma, a constante dielétrica efetiva pode ser determinada com um erro de precisão de 2%, com a equação 3:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{10 \cdot h}{w}\right)}} \quad 3$$

A equação da constante dielétrica foi aprimorada [7 - 9], ao aplicar a espessura metálica da linha de transmissão do substrato. Assim, a equação 3 é re – escrita como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{12 \cdot h}{w}\right)}} - 0,217 \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot \frac{T}{\sqrt{w \cdot h}} \quad 4$$

Nesta nova equação, caso a razão entre a largura da linha w e a altura do substrato h seja maior do que um, a função $F\left(\frac{W}{h}\right)$ passa ser igual a um e considera-se somente a largura da linha de transmissão.

2.2.2

Fator de Dissipação ou Tangente de Perdas

As diversas linhas de transmissão realizadas através de configurações em *microstrip*, *stripline*, *slotlines*, *cpws* ou qualquer outro tipo de microlinha apresentam perdas associadas aos dielétricos e às suas metalizações [1 – 5].

Entretanto, deve ser ressaltado que, nestas linhas, as perdas nos dielétricos correspondem, aproximadamente, a apenas 20% de suas perdas totais e as perdas devido à metalização correspondem (aproximadamente) a 80% destas perdas totais.

A partir das equações de Maxwell é possível escrever a densidade de fluxo elétrico \vec{D} , como:

$$D = \epsilon \cdot E \quad 5$$

Sendo ϵ a permissividade elétrica do substrato que estiver sendo utilizado e E o campo elétrico no mesmo.

Em um meio dielétrico com ou sem perdas, a aplicação de um campo elétrico externo resulta na formação de dipolos elétricos no interior do material. Estes dipolos são formados pelo deslocamento entre os centros de carga positiva e os centros de cargas negativas e são descritos pelo vetor polarização elétrica P . O vetor P relaciona-se com o campo elétrico através da relação:

$$P = \epsilon_0 \cdot \chi_e \cdot E \quad 6$$

Considerando um meio de resposta linear, na equação **6**, ϵ_0 é a permissividade do vácuo e χ_e é a susceptibilidade elétrica do meio.

$$D = \epsilon_0 \cdot E + P \rightarrow D = \epsilon_0 \cdot E + \epsilon_0 \cdot \chi_e \cdot E \quad 7$$

A equação 7 indica, inicialmente, uma relação linear entre os vetores D e E, entretanto, em um meio com perdas, χ_{ϵ} é um número complexo e expressa um desalinhamento entre D e E.

Desta forma, em um meio dielétrico com perdas, a permissividade elétrica é descrita como:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad 8$$

Então:

$$D = (\epsilon' - j\epsilon'') \cdot E \quad 9$$

Isto é, as perdas em um dielétrico estão associadas ao desalinhamento entre os tensores D e E devido a anisotropia do dielétrico. Deve ser observado que $(j\epsilon'' \cdot E)$ é a energia dissipada no dielétrico devido a este desalinhamento e $(\epsilon' \cdot E)$ está associada à energia armazenada.

$$K = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad 10$$

A equação 10 indica, então, o desalinhamento entre estes tensores.

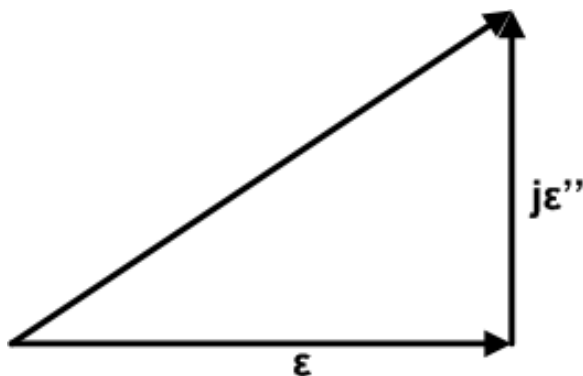


Figura 8 – Relação entre a Energia Dissipada no Dielétrico e a Energia Armazenada

Quando a energia se propaga com perdas reduzidas, o ângulo entre o vetor deslocamento elétrico D e o eixo que indica a energia armazenada é reduzido [4,5].

Os substratos dielétricos utilizados em micro-ondas precisam ter tangente de perda com valores reduzidos possibilitando que os campos elétricos propagantes nestas linhas sofram atenuação reduzida [4,5].

Com os substratos de micro-ondas é importante que a energia fique armazenada no substrato e o armazenamento desta energia resulta em uma baixa perda na metalização no mesmo.

As perdas nos condutores são descritas, de uma forma geral, pela lei de ohm na equação 11:

$$J_T = \sigma \cdot E \quad 11$$

Para estes condutores considera – se uma condutividade elevada, porém não infinita, como ocorre na maior parte dos casos práticos. Pode – se supor que um bom condutor exibe uma impedância superficial descrita pela equação 12:

$$Z_m = \frac{1+j}{\sigma \cdot \delta_s} \quad 12$$

O campo elétrico tangencial e a corrente “superficial” do condutor são relacionadas pela equação 13:

$$E_T = Z_m \cdot J_s \quad 13$$

Na interface de separação entre o condutor e o espaço livre, o campo elétrico penetra no condutor e decai muito rapidamente através de uma expressão exponencial. A Figura 9 ilustra este decaimento.

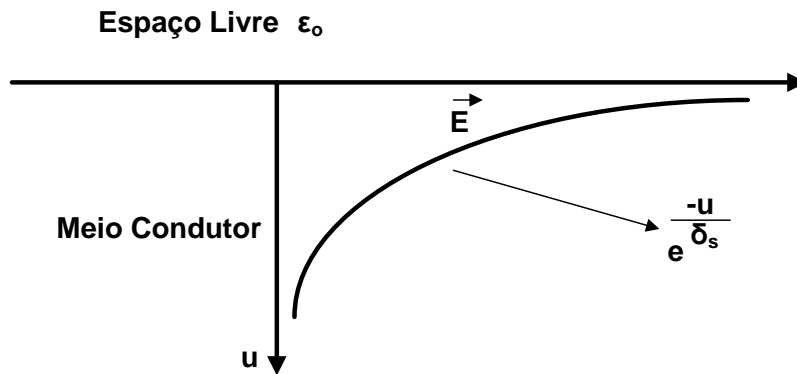


Figura 9 – Efeito pelicular na fronteira entre o espaço livre e o meio condutor

A expressão do campo no interior do condutor é dada pela equação 14:

$$E(u) = E_0 \cdot e^{-\frac{u}{\delta_s}} \quad 14$$

A constante δ_s é chamada de profundidade pelicular (*skin depth*) e é definida pela equação 15, quando $\frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon} \gg 1$:

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad 15$$

À medida que a condutividade tende a infinito (condutor perfeito), a profundidade pelicular tende a zero, ou seja, a corrente tende a se concentrar na superfície.

Nas linhas de transmissão, as correntes associadas a um modo de propagação situam – se na periferia e, também, nas extremidades das linhas. A Figura 10 ilustra este efeito em uma linha *microstrip*.

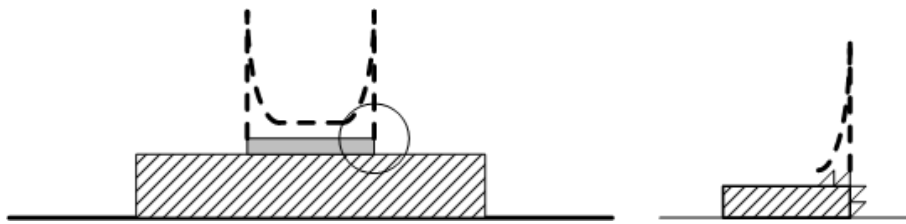


Figura 10 – Efeito da Concentração da Corrente em uma microlinha

Os efeitos que ocorrem nas extremidades das várias linhas planares são extremamente difíceis de ser modelados. Na maior parte das referências, diversos comprimentos de linha tem a sua atenuação medida e um valor médio de atenuação em dB/mm é utilizado.

2.2.3

Altura do Substrato

Na montagem de circuitos de micro – ondas é interessante determinar que para uma constante dielétrica relativa ϵ_r de um material e para a largura da linha w de transmissão existe uma altura de substrato h , que é a melhor para a sua montagem. Dependendo do modelo de linha planar a ser realizada, a altura do substrato pode estar relacionada com a altura de um ou de dois substratos [1,16].

A Figura 11 apresenta o substrato com a metalização em suas faces externas e a altura do substrato para a *stripline* e a *microstrip*.

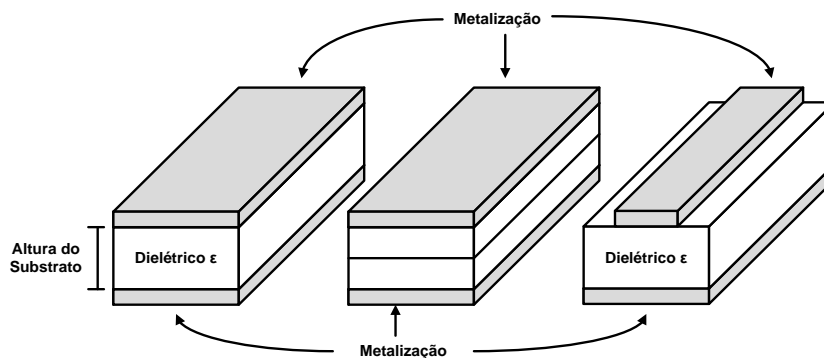


Figura 11 – Substrato com as Suas Metalizações

Qualquer metalização que é inserida no substrato não faz parte da altura do mesmo sendo uma altura adicional que deve ser considerada na realização da microlinha [5,6].

2.2.4

Espessura da metalização

Em geral, as superfícies dos substratos dielétricos são metalizados com cobre. Outros metais como ouro, prata e ligas metálicas também podem cobrir tais substratos semicondutores. A quantidade de preenchimento de cobre ou do metal varia entre 0,5 até 2 onças por pé quadrado (varia entre 152,57 até 610,30 gramas por metro quadrado). Esta metalização resulta em uma espessura entre 18 e 70 micrômetros para o cobre sobre os substratos. Dependendo da aplicação a ser utilizada, a metalização pode ser ainda menor, sendo preenchida com menos do que 0,5 onça por pé quadrado [4,5,6].

A espessura da metalização adequada deve considerar o valor da corrente que a linha está conduzindo, pois valores elevados de corrente devem utilizar espessuras maiores para que haja a dissipação do calor gerado no material [4,5,6].

A Tabela 2 indica as vantagens e as desvantagens para cada altura de metalização com cobre:

Tabela 2 – Vantagens e Desvantagens das Espessuras de Cobre

Altura de 2 onças de cobre:
Boa densidade de cobre para aplicações de alta potência
O cobre irá eliminar as aberturas entre as linhas planares se estas forem estreitas
As linhas planares estreitas são inconsistentes se possuírem comprimento longo
Boa densidade para aplicações em geral
É uma altura padrão de metalização
Altura de 1 onça de cobre:
Altura normal para a montagem de linhas planares e de striplines
Menores espaçamentos para as aberturas das linhas planares
Pode ser utilizada para aplicações de média potência
É uma altura padrão de metalização
Altura de 0,5 onça de cobre:
Usada para aplicações de baixa potência
É excelente para aberturas estreitas e para cortes
Não deve ser utilizada para aplicações de alta potência
É uma altura padrão de metalização
Altura de 0,25 onça de cobre:
Utilizada somente para aplicações de muito baixa potência
É excelente para aberturas estreitas e linhas planares muito estreitas
Não é uma altura padrão de metalização. Disponível somente para pedidos especiais

2.3

Parâmetros Principais das Linhas

Considerando – se a aproximação quasi – TEM, as linhas planares são caracterizadas pela sua impedância característica, pela sua velocidade de fase e do seu comprimento de onda.

2.3.1

Impedância Característica

Para uma linha planar TEM com o dielétrico como ar, tem – se para a sua impedância característica:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow Z_{c0} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad 16$$

Introduzindo – se um dielétrico entre os planos condutores e por analogia do modo TEM, com o modelo de capacitor de placas paralelas, obtém – se a equação 17:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0 \cdot \epsilon_{ef}}} = \frac{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} = \frac{Z_{c0}}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad 17$$

A Figura 12 apresenta a Introdução de um meio dielétrico.

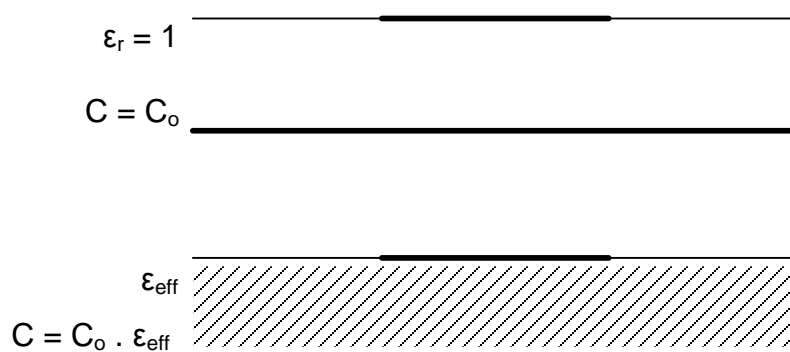


Figura 12 – Introdução de um Meio Dielétrico

2.3.2

Velocidade de Fase e Comprimento de Onda

No vácuo, a velocidade de fase da onda propagante é definida pela equação 18:

$$v_c = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad 18$$

Para uma linha TEM com substrato de constante dielétrica efetiva ϵ_{ef} , e de acordo com a Figura 12, a capacitância passa a ter valor:

$$C = C_o \cdot \epsilon_{ef} \quad 19$$

Assim, a velocidade de fase pode ser definida pela equação:

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o \cdot \epsilon_{ef}}} = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \therefore v_\phi = \frac{v_c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad 20$$

Sabe – se que o comprimento elétrico θ é definido por:

$$\theta = \beta \cdot \ell = \frac{\omega}{v_\phi} \cdot \ell = \frac{2\pi \cdot f}{v_\phi} \cdot \ell = \frac{2 \cdot \pi}{\frac{v_\phi}{f}} \cdot \ell = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\ell}{\lambda} \quad 21$$

Como visto na equação 20, $v_\phi = \frac{v_c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$ e tem – se para o comprimento elétrico:

$$\theta = \frac{\omega \cdot \ell}{v_\phi} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_m} \cdot \ell \quad 22$$

onde:

$\lambda_m \rightarrow$ Comprimento de onda em uma linha planar

Desta forma, a equação 23 relaciona os comprimentos de onda e a constante dielétrica efetiva:

$$\frac{\lambda_o}{\lambda_m} = \sqrt{\epsilon_{ef}} \therefore \lambda_m = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad 23$$

Verifica – se, então, que a introdução de um dielétrico com constante elétrica efetiva ϵ_{ef} reduzirá o comprimento elétrico λ_m relativamente ao comprimento elétrico λ_o do espaço livre.

2.4

Modos Propagantes em Linhas Planares

As linhas planares se comportam como estruturas de ondas guiadas e apresentam vários modos de propagação, sendo geralmente híbridos e, portanto, apresentam todas as componentes de campo elétrico e campo magnético, isto é, E_x, E_y, E_z e H_x, H_y, H_z . Para sua utilização, as geometrias $(W, H, W/H)$ onde W é a largura da linha planar, H é a altura do substrato e as constantes dielétricas envolvidas são limitadas para que as componentes E_z e H_z ao longo do eixo de propagação sejam extremamente reduzidas. Desta forma resulta o denominado modo “quasi – TEM” permitindo que seja definida uma impedância característica para cada uma destas linhas.

A Tabela 3 apresenta os resultados dos valores das larguras de linhas para as impedâncias características das mesmas em diversos valores de frequências.

Tabela 3 – Tabela Contendo os Valores de Largura da Linha para Microstrip, Coplanar Waveguide e Slotline

Substrato: Alumina		$\epsilon_r = 9,6$
<i>Microstrip Line</i>		
Largura W para:	$f_1 = 2 \text{ GHz}$	$f_2 = 12 \text{ GHz}$
$Z = 50 \ \Omega$	1,22 mm	1,46 mm
$Z = 100 \ \Omega$	0,15 mm	0,20 mm
$Z = 150 \ \Omega$	0,01 mm	0,02 mm
<i>Coplanar Waveguide</i>		
		gap = 1 mm
Largura W para:	$f_1 = 2 \text{ GHz}$	$f_2 = 12 \text{ GHz}$
$Z = 50 \ \Omega$	18,88 mm	18,88 mm
$Z = 100 \ \Omega$	0,52 mm	0,52 mm
$Z = 150 \ \Omega$	0,06 mm	0,06 mm
Substrato: Rogers RT / Duroid R6010®		$\epsilon_r = 10,2$
<i>Slotline</i>		
Abertura G para:	$f_1 = 2 \text{ GHz}$	$f_2 = 12 \text{ GHz}$
$Z = 50 \ \Omega$	0,06 mm	0,03 mm
$Z = 100 \ \Omega$	0,25 mm	0,34 mm
$Z = 150 \ \Omega$	1,06 mm	0,81 mm

Observa-se na Tabela 3 que as dimensões que realizam as impedâncias características variam com a frequência nas linhas *microstrip* e *slotline*. No caso das linhas coplanares, as dimensões obtidas apresentam menor dispersão com a frequência que as linhas anteriores.

2.5

Substratos e Antenas Impressas

O desempenho das antenas impressas é usualmente descrito pela perda de retorno em sua porta de entrada, banda passante de operação, ganho e diagrama de radiação. Estes parâmetros que caracterizam o desempenho destas antenas dependem fortemente do modelo de antena selecionado, sua microlinha de realização, constante dielétrica, altura e tangente de perdas do substrato utilizado [3].

A variação do desempenho de um modelo de antena em função, por exemplo, da constante dielétrica do substrato utilizado difere, significativamente, quando outro modelo realizado no mesmo substrato é considerado.

A mesma observação é válida para a altura do substrato, sua tangente de perdas e também para a microlinha de realização. Entretanto, apesar destas variações, algumas observações comuns a todos os modelos de antenas podem ser consideradas, dentre elas:

1. O aumento da tangente de perdas de um substrato reduz a eficiência de radiação e o ganho das antenas;
2. Quando a altura dos substratos é aumentada, ganhos mais elevados podem ser obtidos.

A Tabela 4 ilustra o ganho obtido quando um mesmo modelo é projetado e simulado utilizando um mesmo dielétrico com três alturas diferentes:

Tabela 4 – Relação entre a altura do substrato e o Ganho de um modelo de antena para *Rogers RT / Duroid 5880*[®]

Substrato: Rogers RT / Duroid 5880 [®]	$\epsilon_r = 2,2$
h (mm)	Ganho (dB)
$h = 0,125$	$(G - 1,11)$
$h = 0,25$	$(G - 0,26)$
$h = 0,5$	G

Considerando ainda que um modelo de antena foi projetado e simulado em cinco materiais com constantes dielétricas diferentes, a Tabela 5 ilustra o comportamento do ganho destas realizações, negligenciando – se as perdas:

Tabela 5 – Relação entre a constante dielétrica e o Ganho de um modelo de antena

Materiais	ϵ_r	Ganho (dB)
Ar	1,0	G
RT / Duroid 5880®	2,2	$(G - 0,2)$
Epoxy®	4,4	$(G - 0,5)$
Ni S	7,0	$(G - 0,56)$
RT / Duroid 6010®	10,2	$(G - 1,53)$

Evidentemente, a espessura do substrato está associada à presença do plano de terra nas antenas impressas. O ganho destas antenas é ampliado quando o substrato possui um valor de espessura convenientemente ajustado em que o plano de terra passa a operar como plano refletor.

Alguns modelos de antenas como a *microstrip* circular, “*square microstrip*” e espiral são descritas na literatura utilizando seus planos de terra como plano refletor. As espessuras utilizadas apresentam valores próximos a $\lambda/4$, resultando em espessuras com valores superiores a 20 mm, pois $\lambda_0/4 = 75 \text{ mm para } 1 \text{ GHz}$.

Como os substratos comerciais não apresentam espessuras nesta ordem de grandeza, as realizações de antena com esta altura de substrato h utilizam várias camadas de substratos.

Uma alternativa interessante é utilizar os substratos sem plano de terra mas como um suporte conveniente para alojar as antenas. Para constantes dielétricas de valor reduzido, o comportamento destas configurações se apresenta muito próximo do comportamento destas antenas no espaço livre.

2.6

Comentários Finais e Conclusões

Ao longo do presente capítulo foram apresentados os principais substratos e configurações de linhas de transmissão adequadas para o projeto e desenvolvimento de antenas planares. São observadas as características de impedância, comprimento de onda, dispersão, constante dielétrica, constante dielétrica efetiva e perdas. São também indicadas as condições de propagação através de modos QUASI-TEM e a influência dos vários substratos no desempenho destas antenas.

As observações apresentadas na seção 0 foram utilizadas em todos os projetos descritos nos próximos capítulos, isto é, foram avaliados os substratos e as microlinhas mais adaptados aos modelos simulados e / ou realizados.

3

Miniaturização de Antenas *Loop* Utilizando Substratos Dielétricos

O presente capítulo apresenta o desenvolvimento de um método de redução das dimensões de antenas *loop* ou de quadro utilizando substratos e superstratos dielétricos. Um conjunto de simulações e medições é apresentado, ilustrando e justificando os procedimentos adotados. A redução de 62% das dimensões físicas deste tipo de antena é descrita.

3.1

Elementos Básicos de uma Antena *Loop*

Uma antena frequentemente utilizada em aplicações de rádio, militares e em telefonia celular é a antena de quadro ou antena *loop*. Este modelo de antena é utilizado devido à grande simplicidade de fabricação e instalação. Possui diferentes formatos como retângulo, quadrado, triângulo, elipse, sendo utilizado mais frequentemente o formato circular.

A antena de quadro ou antena *loop* possui comportamento indutivo quando o seu tamanho é da ordem de $0,1 \cdot \lambda$ e é largamente utilizado nas faixas de HF, VHF e UHF. Na faixa de micro – ondas, esta antena é utilizada como sonda de medição de campo e antena direcional em rádio navegação [7 – 11].

A antena de quadro eletricamente pequena possui baixa resistência de radiação com valores menores que as resistências de perdas, por isso dificilmente são usadas como antenas para transmissão, entretanto, existem formas para que a sua resistência de radiação seja aumentada. A primeira delas é aumentar eletricamente seu comprimento e a segunda, é ampliar o número de oltas da antena. Uma terceira forma para aumentar a resistência de radiação é a inserção de um núcleo de ferrite com alta permeabilidade magnética dentro do quadro da antena e, assim, aumentar a intensidade do campo magnético e a sua resistência de radiação [7 – 11].

As antenas eletricamente grandes são utilizadas, principalmente, em redes direcionais de antenas proporcionando a radiação máxima através do eixo perpendicular ao quadro e, para que isso aconteça, é necessário que o comprimento físico da antena seja, aproximadamente, igual ao comprimento de onda no espaço livre [7].

Uma antena de quadro ou *loop* não possui componentes reativos quando seu comprimento físico é igual a $1,14 \cdot \lambda$, sendo seu componente resistivo com o valor de 150Ω e sua resistência de radiação é igual a 125Ω . [7]

Desta forma, o presente capítulo dedica atenção especial à miniaturização deste dispositivo.

A Figura 13 ilustra uma antena de quadro sendo alimentada por um gerador de micro – ondas de 50Ω em modo não balanceado. Um transformador que é capaz de produzir excitação de modo balanceado além de converter impedância é colocado entre os terminais da antena e do gerador. Para tal, um *Balun* comercial com relação de transformação $r = 3$ foi colocado para realizar este casamento de impedância entre o valor de 50Ω do gerador e de 150Ω da antena.

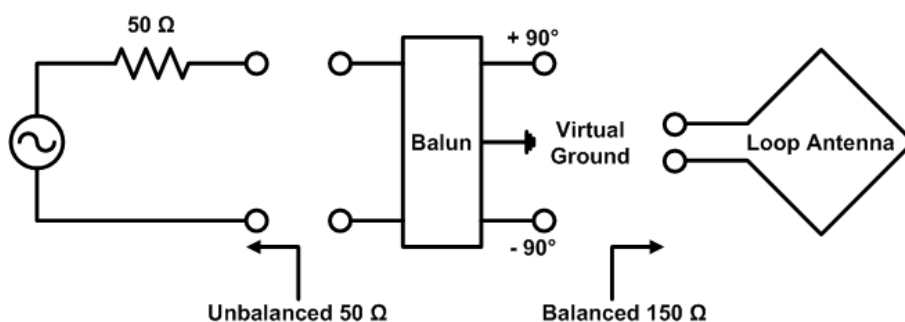


Figura 13 – Modelo Utilizado para o Casamento da Impedância

Uma antena de quadro com grande dimensão irradia omnidirecionalmente na direção do seu plano e são instaladas, normalmente, na direção vertical. Elas possuem valores de resistências de perda pequenos em relação aos valores da

resistência de radiação e possuem boa eficiência quando o casamento de impedância é obtido.

A frequência inicial de trabalho desta antena foi de **1,8 GHz**. Para esta frequência, a equação 24 indica como comprimento de onda:

$$c = \lambda \cdot f \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f} \therefore \lambda = \frac{3 \times 10^8}{1,8 \times 10^9} = 0,16667 \text{ m} = 166,67 \text{ mm} \quad 24$$

Assim, para uma frequência de trabalho de **1,8 GHz**, a equação 25 mostra que o seu comprimento, para que não apareçam componentes reativas, deve ser igual a:

$$\ell = 1,14 \cdot \lambda = 1,14 \cdot 0,16667 = 0,19 \text{ m} = 190 \text{ mm} \quad 25$$

Foram feitas simulações com uma antena de quadro ou antena *loop* em formato octogonal, sub-dividida em sete trechos, possuindo comprimento de $\lambda/8$ e os braços de alimentação da antena possuindo comprimento de $\lambda/16$, para que somados os comprimentos possam fazer o comprimento de $\lambda/8$ restante. Como cada braço da antena possui comprimento de $\lambda/8$, seu comprimento é calculado a partir da equação 26:

$$\ell_B = \frac{\ell'}{8} = \frac{190}{8} = 23,75 \text{ mm} \quad 26$$

A antena *loop* construída através de segmentos de $\lambda/8$ e $\lambda/16$ é apresentada na Figura 14. A simulação da perda de retorno e do diagrama de radiação desta antena com $\ell = 190 \text{ mm}$ no espaço livre é apresentada na Figura 15 e na Figura 16, da qual se observa que o melhor casamento de impedância ocorre para $f = 1,54 \text{ GHz}$.

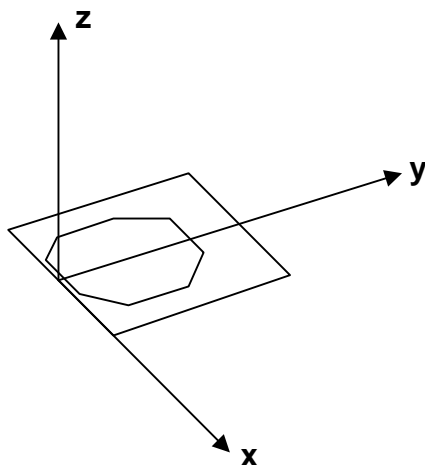


Figura 14 – Modelo de Antena de Quadro ou Antena *Loop* Utilizado para as Simulações Computacionais

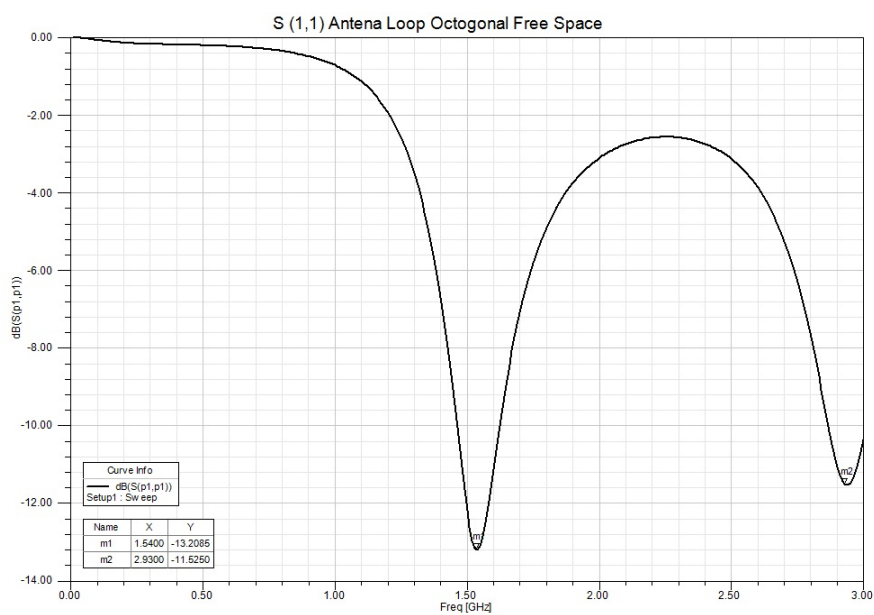


Figura 15 – S (1,1) da Antena Loop Octogonal com $\ell = 190 \text{ mm}$ no Espaço Livre Apresentando Melhor Casamento de Impedância em $f = 1,54 \text{ GHz}$

Deve ser observado que uma antena *loop* no espaço livre, semelhante a antena simulada na Figura 14 apresenta a melhor perda de retorno na frequência de $f = 1,8 \text{ GHz}$. O deslocamento de sua ressonância de $f_1 = 1,8 \text{ GHz}$ para $f_2 = 1,54 \text{ GHz}$ deve – se ao formato de oito segmentos. A transição entre

estes segmentos possui um comportamento reativo que corresponde a uma pequena variação do comprimento elétrico de cada um dos trechos de $\lambda/8$.

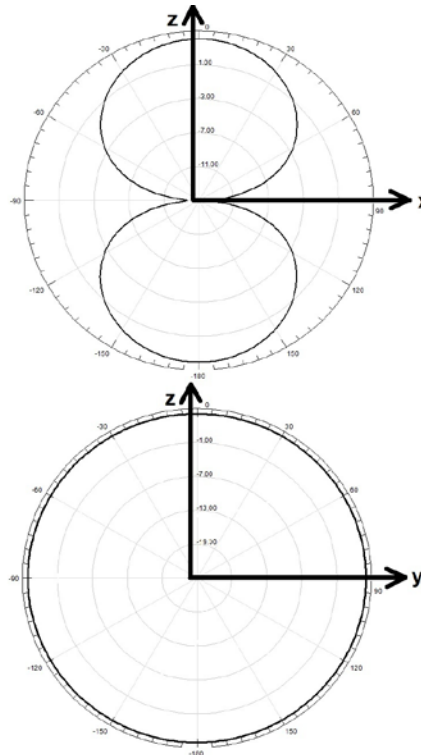


Figura 16 – Diagramas de Radiação da Antena Loop em Formato Octogonal no Espaço Livre com $\ell = 190 \text{ mm}$

3.2

Antena Loop sob um Substrato sem Plano de Terra

A antena *loop* simulada sobre um substrato *Rogers RT / Duroid 5880®* sem plano de terra, com constante dielétrica $\epsilon_r = 2,2$ apresenta a primeira ressonância em $f = 1,51 \text{ GHz}$. O resultado encontrado da simulação da perda de retorno é ilustrado na Figura 17.

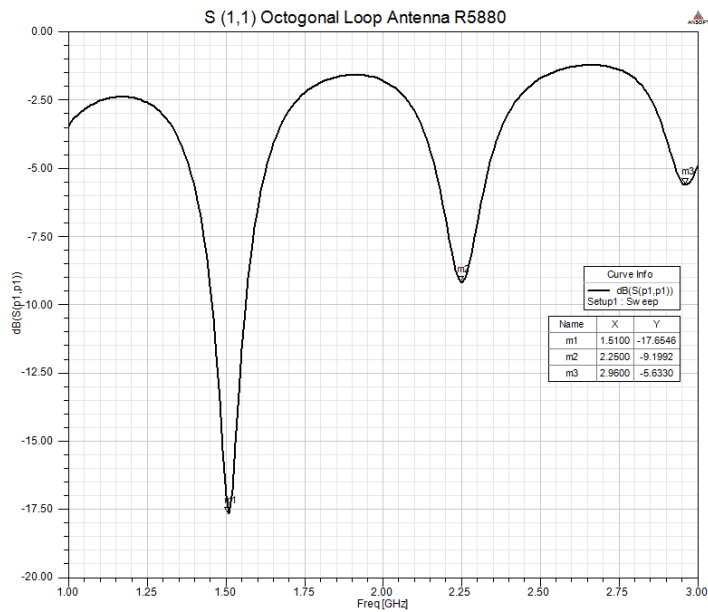


Figura 17 – Parâmetro S (1,1) da Antena de Quadro Simulada no RT / Duroid 5880®

Deve ser observado que ao ser introduzido um substrato com $\epsilon_r = 2,2$, com altura $h = 1,27 \text{ mm}$ e sem plano de terra, sob a antena loop a sua primeira ressonância reduziu – se de $f_1 = 1,54 \text{ GHz}$ para $f_2 = 1,51 \text{ GHz}$.

O diagrama de radiação 2D da antena em $f = 1,51 \text{ GHz}$ é apresentado na Figura 18:

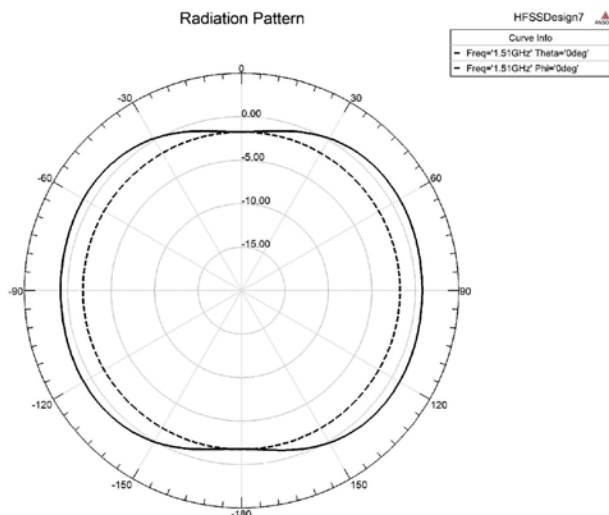


Figura 18 – Diagrama de radiação do Ganho da Antena de Quadro para o Substrato *Rogers RT / Duroid 5880*® em $f = 1,51 \text{ GHz}$

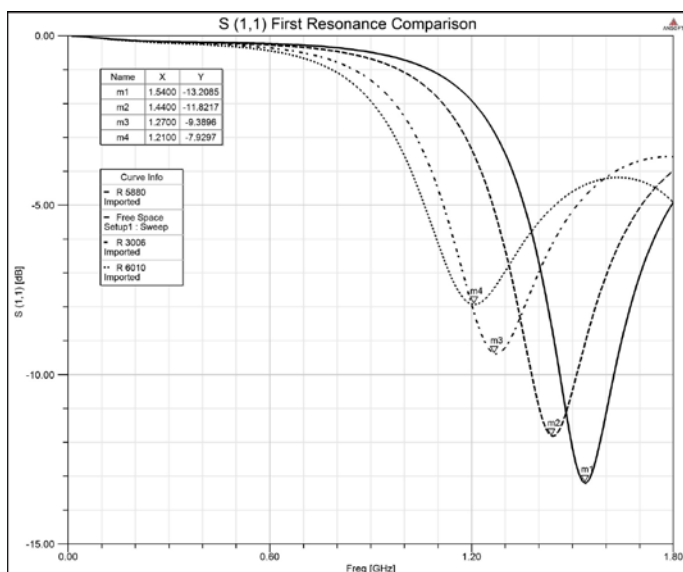


Figura 19 – Comparativo da Primeira Frequência de Ressonância da Antena de Quadro Simulada

A influência de substratos colocados sob antenas *loop* de oito segmentos é apresentada na Figura 19 e indica que as frequências de ressonância destas antenas são reduzidas com o aumento das constantes dielétricas envolvidas. Deve ser observado que quando estas antenas são simuladas e realizadas com

substratos com plano de terra, os ganhos obtidos são amplamente reduzidos. Ganhos elevados são obtidos apenas quando as espessuras dos substratos correspondem a de um projeto de antenas refletoras.

3.3

Utilização de Superestrato Associado a uma Antena *Loop* Construída Sobre um Substrato sem plano de terra

A realização de antenas impressas associadas a multicamadas de diferentes substratos dielétricos tem sido utilizada para ampliação de ganho das mesmas. Um modelo equivalente utilizando trechos de linhas de transmissão representando estes substratos tem sido, frequentemente, utilizado para descrever como este ganho é ampliado. Neste capítulo, as camadas e superstratos dielétricos são utilizados de forma diferente das aplicações até então reportadas. Em vez de otimização do ganho, estas multicamadas são utilizadas para a redução das dimensões físicas de uma antena *loop* sem que seu ganho seja reduzido [18, 31].

Considere – se, inicialmente, que uma antena foi dimensionada para operar no espaço livre na frequência de $f = 1\text{ GHz}$. Assim, o seu comprimento físico é calculado de acordo com a equação 27:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9} = 0,3 \text{ m} = 300 \text{ mm} \quad 27$$

Para que a antena funcione sem componentes reativos, o seu novo perímetro [7] deve ser igual ao valor encontrado pela equação 28:

$$\ell = 1,14 \cdot \lambda = 1,14 \cdot 300 = 341,2 \text{ mm} \quad 28$$

Um novo modelo de antena, contendo um substrato e um superstrato, foi desenvolvido para funcionar na frequência de ressonância de $f = 1\text{ GHz}$. A Figura 20 ilustra este novo modelo da antena.

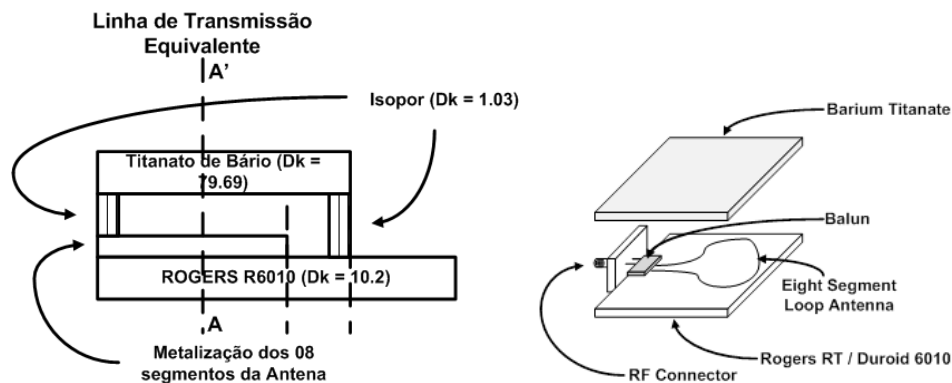


Figura 20 – Novo Modelo da Antena

O substrato utilizado é o *Rogers RT / Duroid R6010*® com altura $h = 1,27\text{ mm}$ e constante dielétrica $\epsilon_r = 10,2$. O superstrato é o Titanato de Bário com altura $h = 1,25\text{ mm}$ e constante dielétrica $\epsilon_r = 79,69$. Estes materiais possuem baixas perdas dielétricas de acordo com a Tabela 1.

Um modelo equivalente de linha de transmissão associado a um eixo perpendicular indicado na Figura 20 é apresentado na Figura 21. Cada trecho de substrato apresenta uma impedância característica expressa pela equação 29:

$$Z_C = \left(\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)$$

29

Onde $\eta_0 = 377\Omega$ é a impedância intrínseca do ar

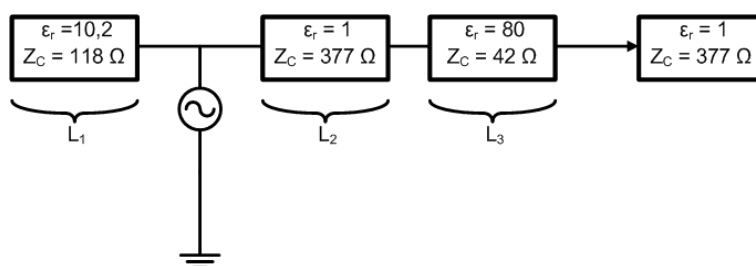


Figura 21 – Diagrama Associado ao Modelo Equivalente da Linha de Transmissão da Figura 20

A perda de retorno do modelo equivalente da linha de transmissão representado pelo termo $S(3,3)$ é indicada na Figura 22.

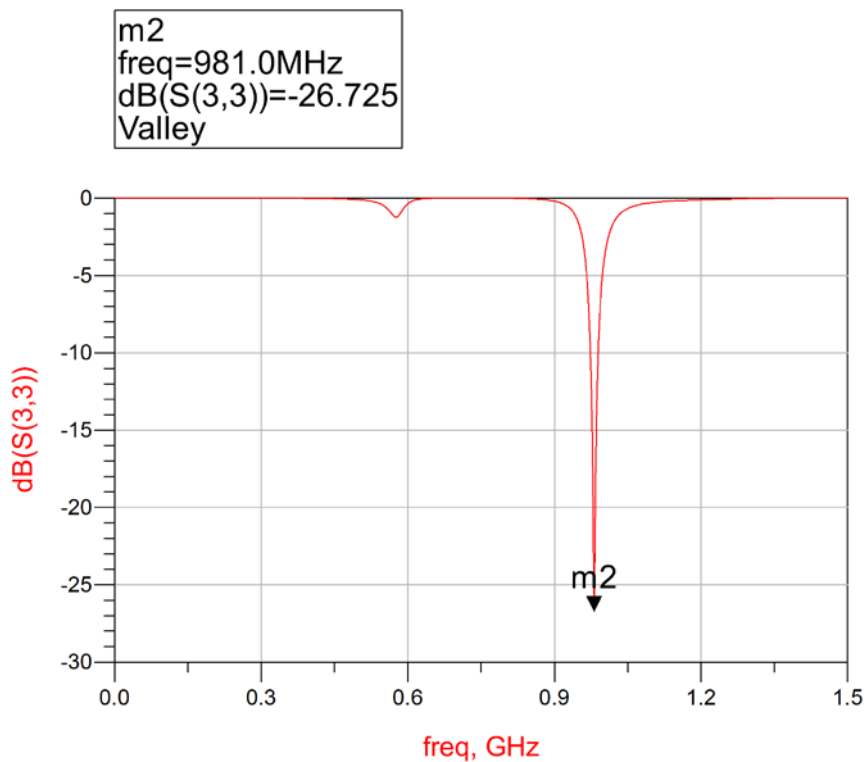


Figura 22 – Perda de Retorno do Modelo Equivalente da Linha de Transmissão para $L_1 = 1,27 \text{ mm}$, $L_2 = 2 \text{ mm}$ e $L_3 = 1,25 \text{ mm}$

No modelo da linha de transmissão, a fonte de tensão representa a antena. O trecho de linha em aberto, antes da fonte de tensão, representa o substrato *Rogers RT / Duroid R6010®* com $L = 1,27 \text{ mm}$. Os outros substratos e o espaço livre estão representados por $L_2 = 2 \text{ mm}$; $Z_C = 377\Omega$, $L_3 = 1,25 \text{ mm}$; $Z_C = 42\Omega$ e $R = 377 \Omega$.

A perda de retorno próximo a 1 GHz obtida através da simulação elétrica indica a transferência de potência do sinal para o espaço livre, pois as perdas nos trechos de linha são negligenciadas.

A configuração gerada pelo substrato e pelos superstratos (ar + Titanato de Bário) altera, de forma significativa, a constante dielétrica em torno da antena *loop*. Resulta, então, uma nova frequência de ressonância da antena em $f = 600 \text{ MHz}$.

O comprimento físico da antena *loop*, instalado, no interior desta configuração, é paulatinamente reduzido de seu valor inicial até que sua frequência de ressonância retorne ao valor $f = 1\text{ GHz}$. Esta configuração de substratos opera, também, de acordo com a lei de Snell (*ray optics*) [31] : Os raios gerados pela antena tem sua direção alterada, possibilitando que o ganho da estrutura seja otimizado. Todo este procedimento foi iniciado através de simulações utilizando as ferramentas computacionais AGILENT/ADS, HFSS e DESIGNER da ANSOFT. Em seguida, realizaram-se várias medições da perda de retorno e do ganho da antena em função das distâncias entre o substrato e o superstrato e vários comprimentos do *loop*.

Obtém-se, então, para $f = 1\text{ GHz}$ um novo perímetro $\ell = 130\text{ mm}$ e um ganho e diagrama de radiação semelhante ao de um *loop* no espaço livre.

O conjunto final obtido é simulado (simulação eletromagnética) na faixa de frequência entre 3 MHz e 3 GHz, pois pode se observar o comportamento da antena como antena *loop* com comprimento curto e antena *loop* com comprimento longo. As medidas foram realizadas utilizando o analisador de redes vetorial 8714ET da Hewlett Packard®. O novo conjunto foi medido de acordo com a Figura 23.

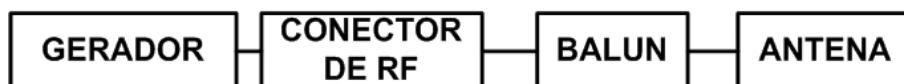


Figura 23 – Esquematização da Medição do Conjunto

Após a simulação e a medição serem realizadas, foram comparados os dados do coeficiente de reflexão para a faixa de frequência utilizada e o resultado está descrito na Figura 24:

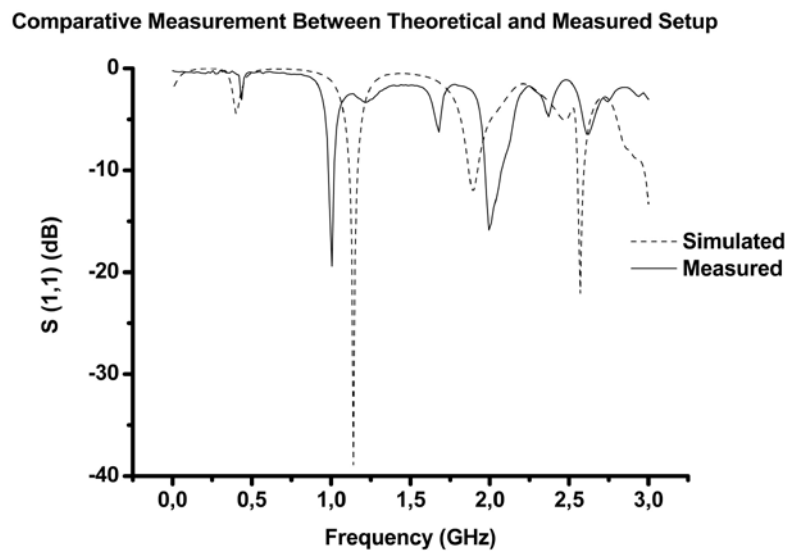


Figura 24 – Simulação do Modelo Teórico e Medição do Modelo Experimental

Os diagramas de radiação simulados eletromagneticamente do Ganho Total do conjunto foram colocados na Figura 25. Os diagramas de radiação estão definidos variando o ângulo de azimute e variando o ângulo de elevação.

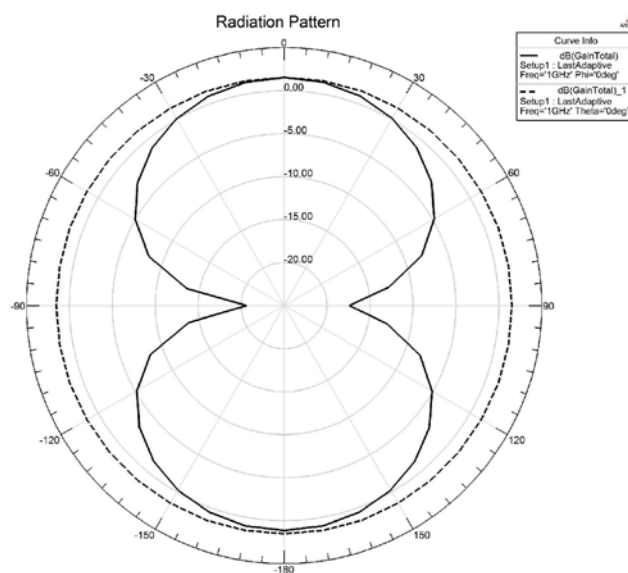


Figura 25 – Diagramas de Radiação Simulados do ganho para a antena de quadro

A antena de quadro foi então desenvolvida e realizada possuindo um perímetro $\ell = 130\text{ mm}$ para $f = 1\text{ GHz}$, e com isso, o fator de redução da antena definido pela constante R na equação 30 é calculado por:

$$R = \frac{\text{Novo comprimento da Antena}}{\text{Comprimento da Antena no Espaço Livre}} = \frac{0,130}{0,342} = 0,3801 \quad 30$$

A antena foi colocada no LabVolt® para a medição do diagrama de radiação. O LabVolt® é um aparelho o qual pode medir diagramas de radiação na frequência de 1 GHz a partir da comparação do diagrama de radiação de uma antena previamente conhecida com o diagrama de radiação da antena que se quer medir. O resultado da medição da antena *loop* com o superstrato no LabVolt® é apresentada na Figura 26.

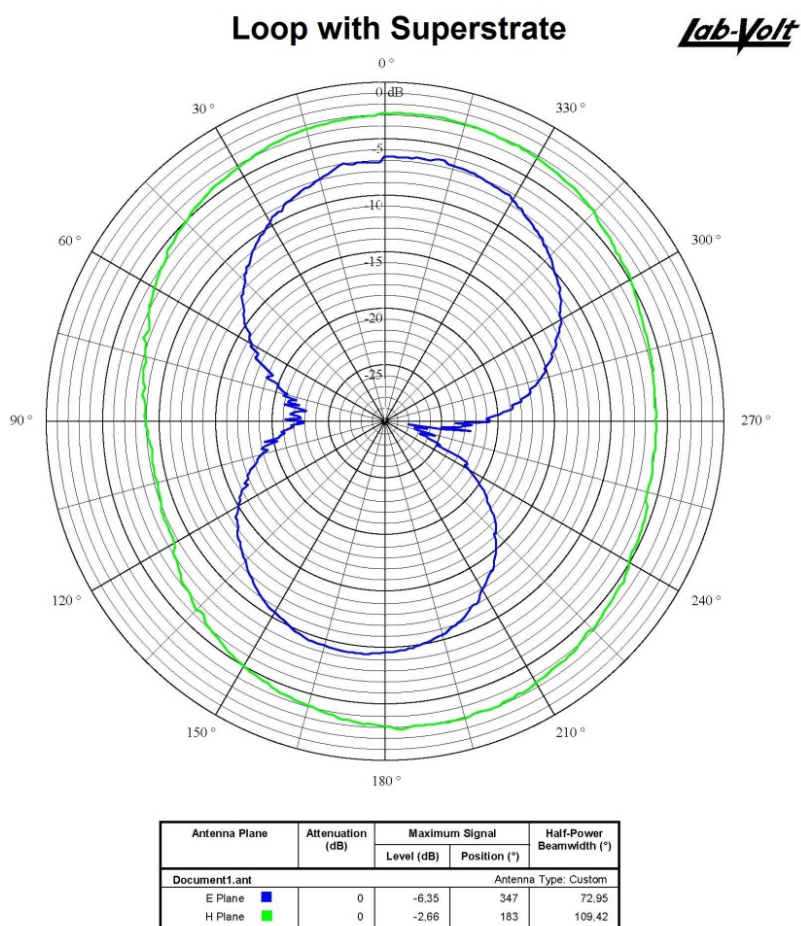


Figura 26 – Diagrama Medido do Conjunto Usando o LabVolt®

Deve, então, ser destacado que uma redução de dimensões de **62%** é obtida mantendo as características de ganho da antena.

Em relação à Figura 26, o *E – Plane* descrito no LabVolt® corresponde ao plano yz e o *H – Plane* corresponde ao plano xy na Figura 14.

Todo o procedimento apresentado para a redução de dimensões, mantendo as características de ganho da antena *loop* foi simulado para um dipolo elétrico suportado, mecanicamente, por um substrato R6010, com altura **$H = 1,27\text{ mm}$** . Um superstrato de Titanato de Bário foi utilizado. Os ganhos e as perdas de retorno obtidas estão apresentados na Tabela 6:

Tabela 6 – Indicação da Frequência de Ressonância, Ganho e da Perda de Retorno da Antena com o Efeito do Superstrato

Dipolo	FreqRess (GHz)	Ganho (dB)	Perda de Retorno (dB)
Sem Superstrato	1	2.1971	21.6414
Com superstrato Altura em mm			
0.5 mm	0.7	2.131	10.5705
1 mm	0.75	2.251	13.8175
1.5 mm	0.78	2.2727	17.0194
2 mm	0.8	2.3183	18.9778
2.5 mm	0.82	2.3362	23.9956
3 mm	0.84	2.3705	31.1479
3.5 mm	0.85	2.4171	33.5034
4 mm	0.87	2.4619	32.3802
4.5 mm	0.88	2.7824	30.1221
5 mm	0.89	2.5741	29.7933

O ganho apresentado é ligeiramente superior ao resultado obtido utilizando o dipolo sobre o R6010 sem superstrato. Uma redução de dimensão de 30% é obtida com ganho **$G = 2,131\text{ dB}$** . Nesta opção, a perda de retorno obtida é de **$L_R = 10,75\text{ dB}$** . Para uma redução de 12%, obteve-se um ganho **$G = 2,78\text{ dB}$** e uma perda de retorno de **$L_R = 30,12\text{ dB}$** .

3.4

Comentários e Conclusões do Capítulo 3

A etapa inicial do presente capítulo foi dedicada ao estudo da influência dos substratos dielétricos sobre as antenas *loop*. Como exemplo, uma antena *loop* no espaço livre operando na frequência de 1 GHz com comprimento elétrico $\ell = 1,14 \cdot \lambda$ é projetada, simulada e realizada. A antena é excitada através de um *balun* com relação de transformação $r = 3$. Um sistema de medição com impedância característica de $Z_c = 50 \Omega$ é utilizado e uma impedância balanceada de 150Ω é verificada nos terminais da antena através de uma perda de retorno de 20 dB na frequência de projeto.

Em seguida, uma antena *loop* no formato octogonal, montada sobre um substrato R6010 ($\epsilon_r = 10,2$), sem plano de terra, e associada a um superstrato de Titanato de Bário ($\epsilon_r = 79,69$) com a mesma dimensão física do *loop* no espaço livre é concebida, simulada, realizada e medida. A configuração formada pelo substrato, espaço livre e superstrato altera de forma significativa a constante dielétrica do meio e uma nova frequência de ressonância em $f = 600 \text{ MHz}$ é obtida. Uma série de simulações reduzindo o comprimento físico do *loop* e alterando as distâncias entre o substrato e o superstrato são implementadas, até que a frequência $f_2 = 1 \text{ GHz}$ seja novamente obtida. A Lei de Snell (*Ray Optics*) e o modelo de linha de transmissão, equivalente ao arranjo de substratos, indicam que os campos podem ser alinhados na direção desejada e assim, ajustar o ganho da antena. Um conjunto de testes com a configuração realizada permitiu que resultados semelhantes aos simulados fossem obtidos. Desta forma, uma nova antena *loop* com perda de retorno e ganho similar a uma antena no espaço livre é obtida, mas com uma redução do comprimento físico de 61%. Deve, também, ser destacado que os diagramas de radiação nos planos E e H são também semelhantes aos de um *loop* no espaço livre. O mesmo procedimento de simulação foi realizado para uma antena dipolo suportada por um substrato R6010 na frequência de 1 GHz. Neste caso, a redução de dimensão máxima foi de 30 por cento.

A utilização de multicamadas de substratos para a redução do comprimento físico de antenas constitui um tópico ainda não reportado na literatura científica.

4

Antenas *Microstrip* em *Patch* Associadas a Substratos e Superstratos

Neste capítulo será investigado o efeito da associação de superstratos nas antenas *microstrip* em *patch* de um único segmento e de antenas em múltiplos segmentos em formato log periódico.

São indicados os resultados teóricos da perda de retorno, dos diagramas de radiação e os valores dos ganhos totais das antenas sem e com o efeito do superstrato aplicado.

4.1

As antenas *Microstrip* em *Patch*

Algumas antenas em *microstrip* são realizadas através de um *patch* condutor impresso em um substrato com plano de terra possuindo propriedades como baixo peso e fabricação fácil [11 – 14].

As antenas *microstrip em patch* podem ser utilizadas em sistemas de comunicação e aproximação de aviões, radares, transmissão de TV, comunicação pessoal e em *paggers* e aparelhos celulares [11 – 14]. São estruturas de meio comprimento de onda e o modo ressonante fundamental é o modo TM_{01} e a sua frequência de ressonância é definida pela equação 31:

$$f \cong \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

31

Onde c é a velocidade da luz, L é o comprimento do *patch* e ϵ_r é a permissividade relativa (ou constante dielétrica) do substrato com plano de terra.

A partir da equação 31 é possível comprovar que o comprimento L do *patch* é proporcional a $1/\sqrt{\epsilon_r}$, e, desta forma, se o substrato utilizado possuir

maior constante dielétrica menor será o comprimento para uma determinada frequência de operação.

A largura W precisa ter como medida a metade do comprimento de onda correspondente da média dos dois meios de acordo com a equação **32**:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}$$

32

Onde c é a velocidade da luz, W é a largura do *patch* e ϵ_r é a permissividade relativa (ou constante dielétrica) do substrato com plano de terra.

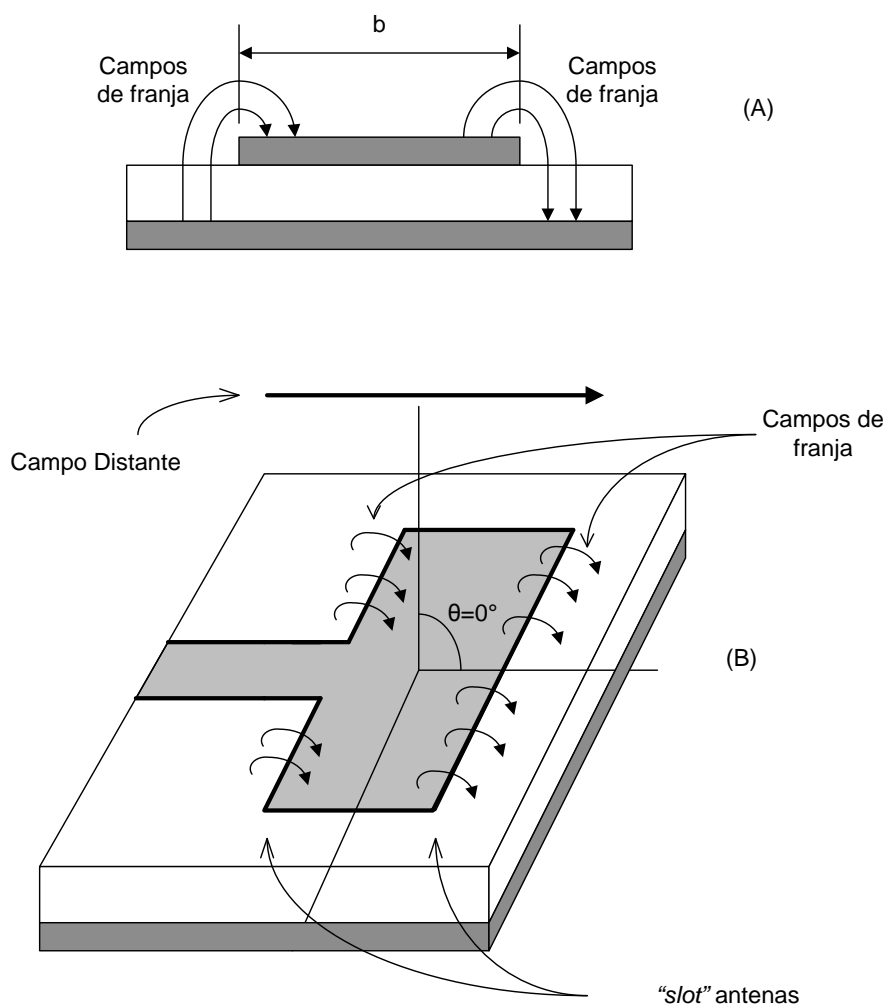


Figura 27 – Antena Patch e os Campos de Franja em Antenas Microstrip

Na Figura 27 a antena *patch* apresenta os campos de franja a partir das bordas do *patch*.

As franjas resultantes dos campos entre as bordas dos *patches* e o plano de terra operam como duas aberturas. Estas aberturas geram campos distantes que se adicionam.

Estes campos de franja que aparecem nas bordas da antena torna o comprimento efetivo L_{eff} do *patch* um pouco maior do que o comprimento L .

Este comprimento L no modo ressonante fundamental, sem os campos de franja, é definido pela equação 33:

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad 33$$

E o comprimento efetivo L_{eff} pode ser calculado a partir da equação 34:

$$L_{eff} = L + 2 \cdot \Delta L \quad 34$$

A Figura 28 mostra as dimensões físicas e efetivas do *patch*. A Figura 29 e a Figura 30 mostram as linhas de campo elétrico do modo ressonante fundamental e o modelo equivalente de linha de transmissão para uma antena em *patch*:

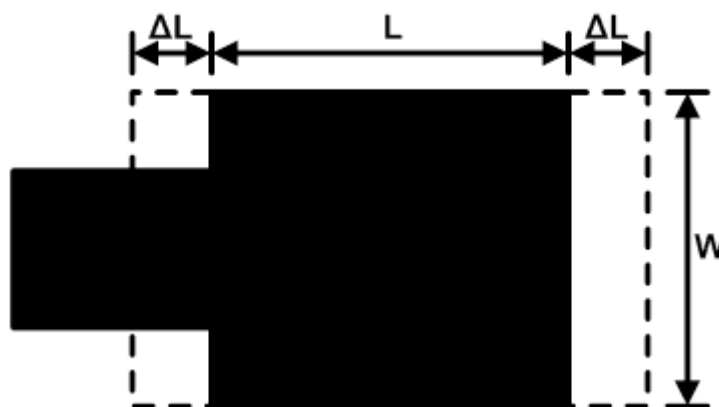


Figura 28 – Relação Entre o Comprimento Físico e o Comprimento Efetivo do Patch



Figura 29 – Distribuição das Linhas de Campo Elétrico de uma Antena em Patch e a formação do Campo Distante

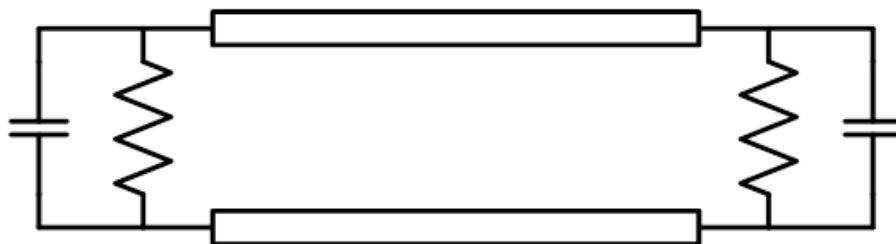


Figura 30 – Modelo Equivalente de Linha de Transmissão de uma Antena em Patch

Existem outros modelos de antenas em *patch* simples irradiantes como o quadrado, triângulo, semi circular e em anel de acordo com a Figura 31.



Figura 31 – Outros Modelos de Antenas em Patch

A antena em *patch* pode ser excitada de três formas diferentes: a primeira forma é a de excitação através de uma ponta coaxial através de um furo no substrato. A segunda forma de excitação é através de uma excitação por uma microlinha que parte de uma das extremidades do substrato e é presa ao *patch*. A última forma de excitação é através de uma microlinha localizada em um segundo substrato abaixo do plano de terra e este plano possui uma abertura ou

slot para que o campo excitado pela microlinha possa ser transmitido para o *patch* localizado na parte superior do primeiro substrato. A Figura 32, a Figura 33 e a Figura 34 mostram os três tipos de excitações para uma antena em *patch*.

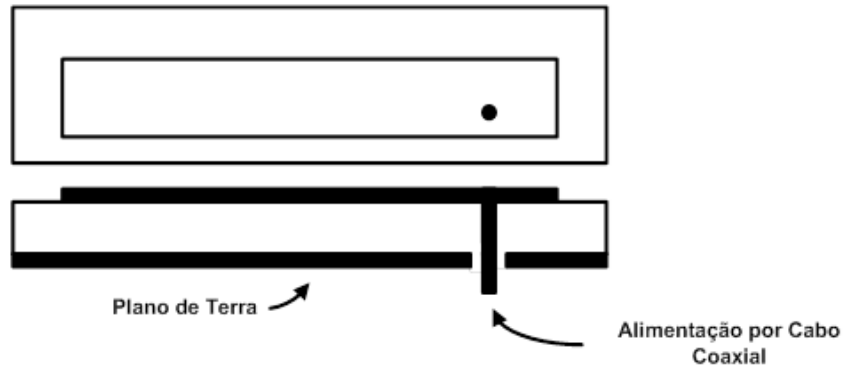


Figura 32 – Alimentação de uma Antena em *Patch* a partir de um Cabo Coaxial



Figura 33 – Antena Microstrip em *Patch* com Alimentação por Microlinha

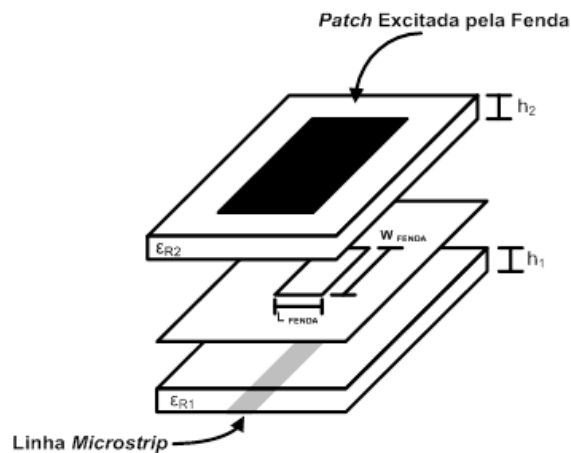


Figura 34 – Antena *Microstrip em Patch* Excitada por uma Fenda

Duas características importantes para o desenvolvimento de antenas em *patch* é determinar o *voltage standing – wave ratio* (VSWR) conhecido também como taxa de onda estacionária e o fator de qualidade. O VSWR é relacionado ao coeficiente de reflexão obtido entre as impedâncias da linha de transmissão e da antena. O coeficiente de reflexão é calculado a partir da equação 35:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad 35$$

Onde:

Z_{in} → Impedância de Entrada da Antena

Z_o → Impedância Característica da Linha de Transmissão que alimenta a

Antena

A partir do resultado do coeficiente de reflexão, o valor do VSWR é determinado a partir da equação 36:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad 36$$

Além da obtenção do valor do VSWR, outra característica importante das antenas *patch em microstrip* é o fator de qualidade da antena.

Nas antenas em *microstrip* o fator de qualidade está relacionado com as perdas da antena, que são tipicamente as perdas de radiação, de condução, de onda de superfície e do substrato. O cálculo do fator de qualidade é definido em relação a todas as perdas de acordo com a equação 37:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad 37$$

Onde:

Q_t → Fator de Qualidade Total

Q_{rad} → Fator de Qualidade em função das perdas de radiação

Q_c → Fator de Qualidade em função das perdas por condução

Q_d → Fator de Qualidade em função das perdas no dielétrico

Q_{sw} → Fator de Qualidade em função das perdas por ondas de superfície

e a largura de banda fracional é inversamente proporcional ao fator de qualidade total da antena de acordo com a equação 38:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_o} = \frac{1}{Q_t} \quad 38$$

4.2

Antena *Microstrip* em *Patch* com Segmento Único

De acordo com as características da antena *microstrip* descritas anteriormente, uma antena *microstrip em patch* foi simulada no substrato da Rogers RT6035HTC®, definido no capítulo 2 para a frequência de $f = 10 \text{ GHz}$. O substrato utilizado possui altura $h = 0,762 \text{ mm}$. A Figura 35 apresenta o modelo de antena em *patch* simulada e desenvolvida.

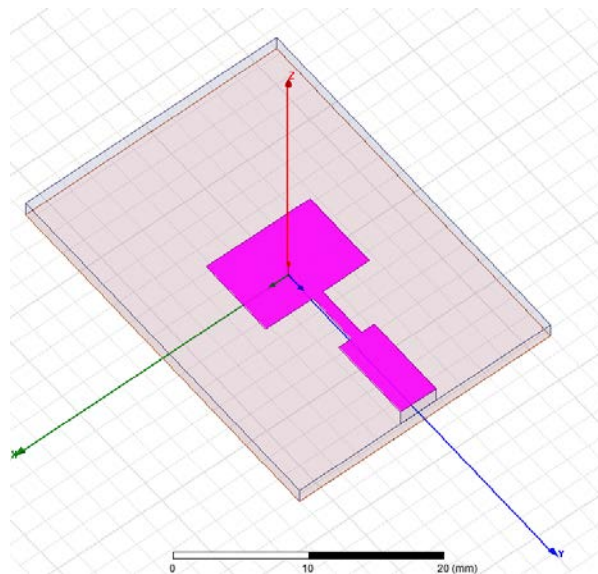


Figura 35 - Antena *Microstrip em Patch* Projetada para Funcionar em $f = 10 \text{ GHz}$

A antena *patch* foi simulada utilizando o programa computacional HFSS da Ansoft e foi calculada a sua perda de retorno. A simulação foi realizada na faixa entre 8 e 12 GHz.

Em seguida, a antena foi realizada e montada para a medição no Analisador Escalar da Hewlett Packard modelo 3757A e a perda de retorno foi medida na faixa de frequência da simulação. A Figura 36 apresenta o resultado comparativo da simulação e da medição da perda de retorno da antena. O melhor desempenho obtido na medição deve-se às perdas metálicas que as microlinhas que realizam esta antena apresentam. Estas perdas, extremamente difíceis de serem modeladas, não estão incluídas na simulação.

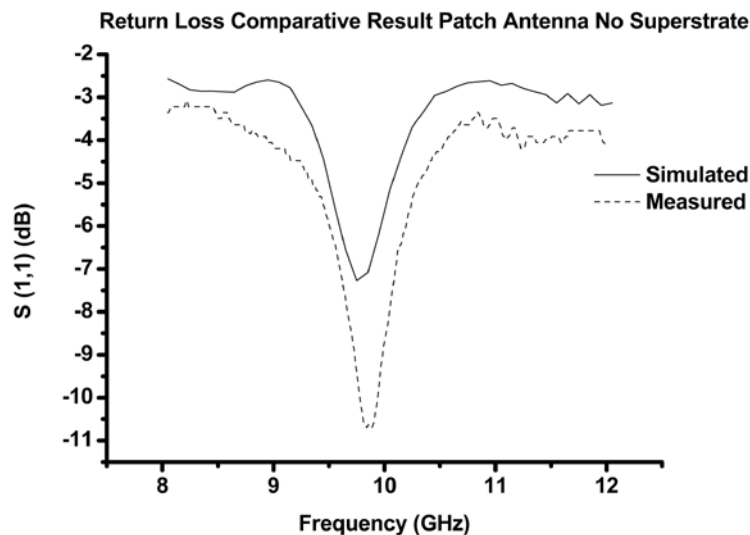


Figura 36 – Resultado Comparativo da Simulação e Medição da Antena *Microstrip* em *Patch* sem a influência do superstrato

A Figura 37 apresenta o diagrama de radiação da antena simulada no HFSS na frequência de ressonância. O ganho total da simulação da antena foi de $G = 7,88 \text{ dB}$.

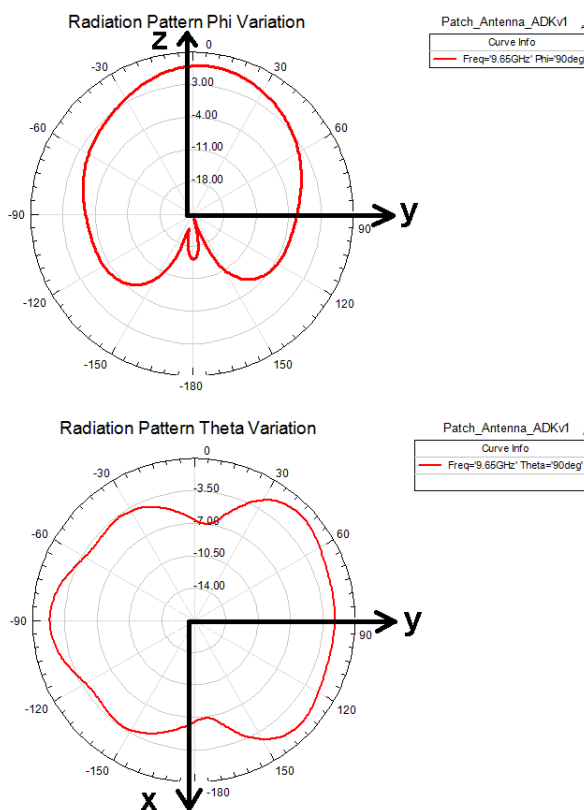


Figura 37 – Diagrama de Radiação 2D da Antena *Microstrip* de 1 Segmento

Em um segundo momento é colocado um superstrato de Titanato de Bário em forma de placa com altura $h_2 = 1,25 \text{ mm}$ a uma distância $d = 2,5 \text{ mm}$, possuindo as mesmas propriedades indicadas na Tabela 1. Este novo conjunto também teve a perda de retorno medida na mesma faixa de frequência da antena sem o superstrato. A Figura 38 mostra o resultado da medida da antena com e sem o efeito do superstrato.

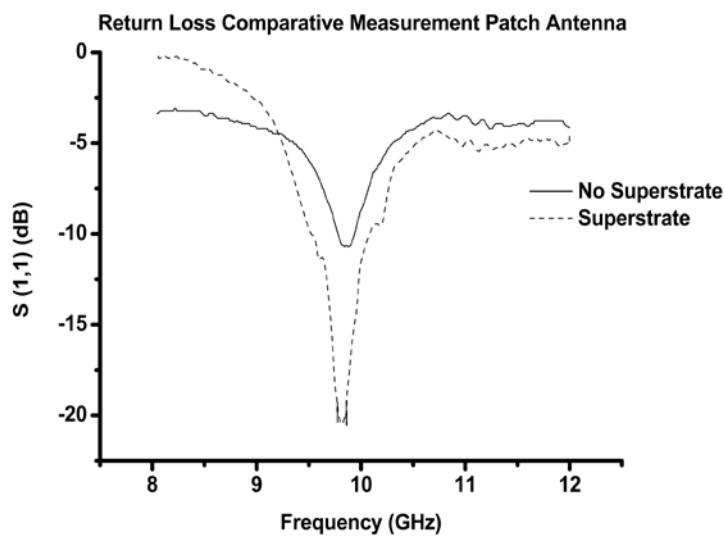


Figura 38 – Resultado Comparativo da Antena *Patch* sem e sob a influência do Superstrato de Titanato de Bário

Ao comparar os resultados obtidos da perda de retorno da antena *patch* com e sem o superstrato, a Figura 38 que mostra o efeito da adição do superstrato indica uma melhora substancial do valor da perda de retorno da antena não havendo alteração no valor da frequência de ressonância. O superstrato dielétrico opera segundo a lei de Snell (*ray optics*) e alinha os campos em uma direção preferencial resultando em uma melhora da perda de retorno, e diminuição da banda passante.[31]

Apesar de haver uma melhoria no valor da perda de retorno da antena o ganho da antena com o efeito do substrato ficou em $G = 5,66 \text{ dB}$, quase 2 dB abaixo do valor obtido da antena sem o efeito do superstrato.

4.3

Antenas em *Patch* Contendo Múltiplos Segmentos

As antenas em *patch* contendo múltiplos segmentos, concebidas nesta tese, foram projetadas em formato log periódico. A antena Log Periódica é projetada para funcionar de forma semelhante a um conjunto de antenas simples na obtenção de uma maior largura de banda e suas dimensões estão relacionadas em valores logarítmicos.

Os comprimentos (L), as larguras (W), o comprimento da alimentação (l), a largura da alimentação (w), a altura do substrato (h) e a distância entre cada alimentação (d) entre dois *patches* consecutivos estão definidos por uma relação indicada pela equação 39:

$$\tau = \frac{h_{m+1}}{h_m} = \frac{L_{m+1}}{L_m} = \frac{W_{m+1}}{W_m} = \frac{w_{m+1}}{w_m} = \frac{d_{m+1}}{d_m} \quad 39$$

Assim, uma antena *microstrip em patch* em formato log periódico foi simulada para uma frequência de ressonância $f = 10 \text{ GHz}$, utilizando os programas HFSS da Ansoft e ADS da Agilent em um substrato RT / Duroid R5880 cujas propriedades elétricas estão descritas na Tabela 1. A faixa de frequência da simulação variou entre $f_1 = 8,5 \text{ GHz}$ e $f_2 = 11,5 \text{ GHz}$. A Figura 39 ilustra o modelo de antena simulado:

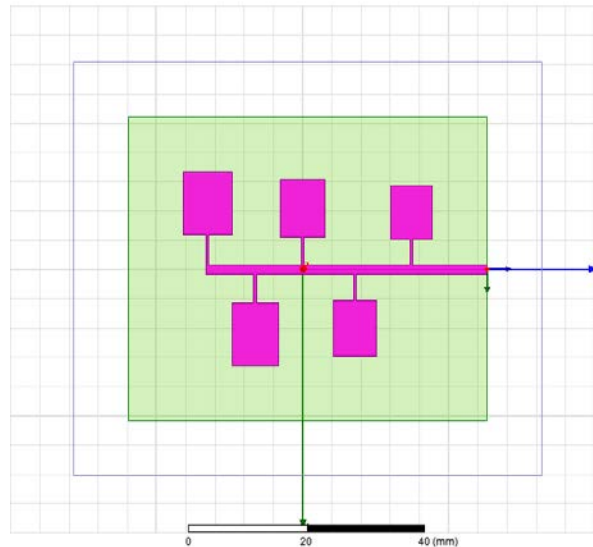


Figura 39 – Antena Microstrip em Patch em Formato Log Periódico Projetado com Múltiplos Segmentos

Normalmente, os valores de L , W , l , w e d podem ser dimensionados utilizando a relação log periódica. No entanto, a constituição da altura do substrato na forma log periódica não é facilmente realizável.

Assim, para a montagem da antena log periódica, são mantidas a altura do substrato h e a largura da alimentação w com valores constantes e os outros itens do projeto e do desenvolvimento da antena podem utilizar a razão definida na equação 39.

4.3.1

Log Periódica de 4 Segmentos

O primeiro modelo de antena desenvolvido é o modelo da log periódica de quatro elementos. A Tabela 7 indica os dados de projeto da antena log periódica de 4 segmentos:

Tabela 7 – Dados de Projeto da Antena Log Periódica de Quatro Segmentos

Frequência (GHz)	Comprimento (mm)	Largura (mm)	Comprimento da Alimentação (mm)	Largura da Alimentação (mm)
$f_2 = 9 \text{ GHz}$	$L = 7,95$	$W = 10,30$	$l = 4,86 \text{ mm}$	$w = 0,48 \text{ mm}$
$f_3 = 9,5 \text{ GHz}$	$L = 7,62$	$W = 9,89 \text{ mm}$	$l = 4,66 \text{ mm}$	$w = 0,48 \text{ mm}$
$f_4 = 10 \text{ GHz}$	$L = 7,31$	$W = 9,51 \text{ mm}$	$l = 4,48 \text{ mm}$	$w = 0,48 \text{ mm}$
$f_5 = 10,5 \text{ GHz}$	$L = 7,03$	$W = 9,16 \text{ mm}$	$l = 4,32 \text{ mm}$	$w = 0,48 \text{ mm}$

A Figura 40 apresenta a antena log periódica de quatro segmentos, simulada no HFSS da Ansoft na faixa de frequência entre $f_1 = 6 \text{ GHz}$ e $f_2 = 12 \text{ GHz}$:

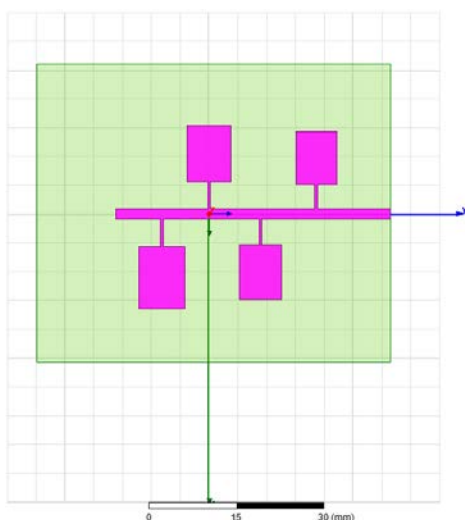


Figura 40 – Antena Log Periódica simulada e medida

O gráfico da perda de retorno da antena simulada log periódica de quatro segmentos com e sem o superstrato de titanato de bário está na Figura 41:

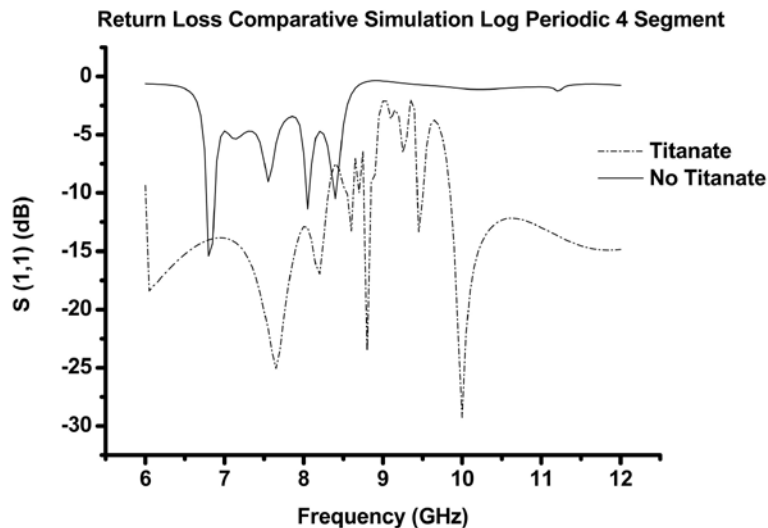


Figura 41 – Perda de retorno comparativa da Antena Log periódica de quatro segmentos com e sem o superstrato

Pode – se observar um aumento de 15 dB na perda de retorno quando é empregado o superstrato de titanato de bário nos resultados simulados. Nota-se, também, que na simulação da antena com o efeito do superstrato provoca o deslocamento da frequência de ressonância da antena para 10 GHz. O superstrato opera como um alinhador de campo em uma direção preferencial melhorando o desempenho, mas reduzindo a banda (*Lei de Snell / Ray Optics*).

4.3.2

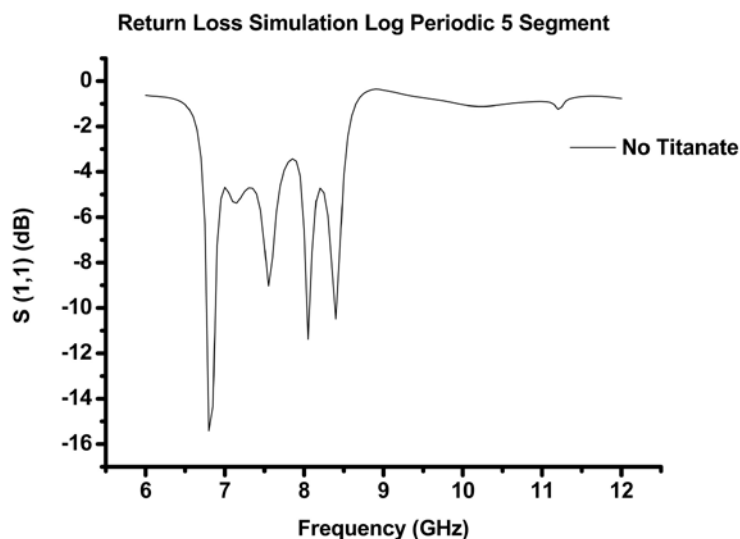
Log Periódica de 5 Segmentos

Cada *patch* da antena foi projetado para ressoar em uma frequência distinta e os parâmetros de projeto estão descritos conforme a Tabela 8:

Tabela 8 – Dimensões da Antena em *Patch* com Cinco Segmentos

Frequência (GHz)	Comprimento (mm)	Largura (mm)	Comprimento da Alimentação (mm)	Largura da Alimentação (mm)
$f_1 = 9 \text{ GHz}$	$L = 8,78 \text{ m}$	$W = 10,96$	$l = 8,33 \text{ m}$	$w = 1,73 \text{ m}$
$f_2 = 9,5 \text{ GHz}$	$L = 8,32 \text{ m}$	$W = 10,39$	$l = 7,89 \text{ m}$	$w = 1,73 \text{ m}$
$f_3 = 10 \text{ GHz}$	$L = 7,91 \text{ m}$	$W = 9,87 \text{ m}$	$l = 7,50 \text{ m}$	$w = 1,73 \text{ m}$
$f_4 = 10,5 \text{ GHz}$	$L = 7,53 \text{ m}$	$W = 9,40 \text{ m}$	$l = 7,14 \text{ m}$	$w = 1,73 \text{ m}$
$f_5 = 11 \text{ GHz}$	$L = 7,19 \text{ m}$	$W = 8,97 \text{ m}$	$l = 6,82 \text{ m}$	$w = 1,73 \text{ m}$

O ganho simulado desta antena é de $G = 10,37 \text{ dB}$, e o resultado da perda de retorno da antena simulada no HFSS é apresentado na Figura 42:

**Figura 42 – Perda de retorno simulada de uma Antena Log Periódica de cinco segmentos**

A melhora da perda de retorno é drasticamente aumentada ao se adicionar um superstrato de Titanato de Bário com constante dielétrica $\epsilon_r = 79,69$ e altura $h = 1,25 \text{ mm}$ a uma distância $d = 1,5 \text{ mm}$ da antena log periódica. A Figura 43 expõe o corte transversal do novo *setup* contendo a antena mais o superstrato:

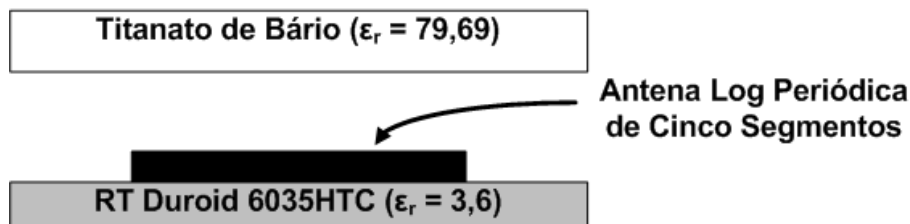


Figura 43 – Corte Transversal do Setup da Antena Log Periódica e o Superstrato

Foi feita uma nova simulação contendo o conjunto substrato mais superstrato (ar e Titanato de Bário) para a mesma faixa de frequência da simulação mostrada na Figura 42 e cujo resultado é ilustrado na Figura 44:

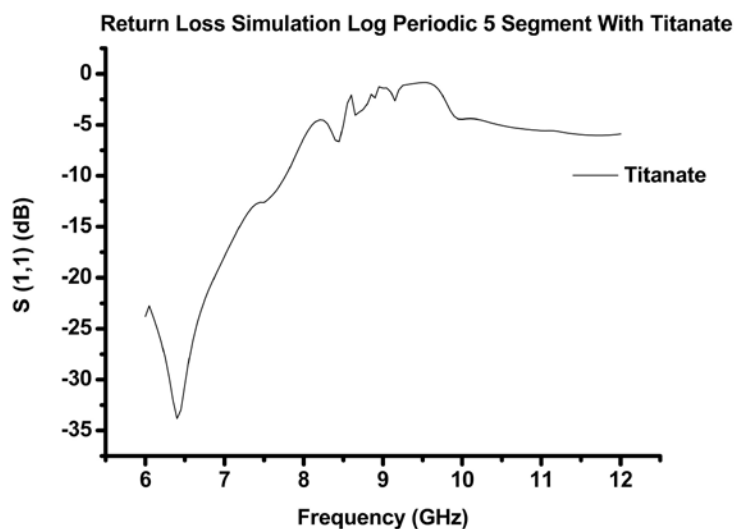


Figura 44 – Resultado Comparativo da Perda De Retorno de uma Antena Log Periódica de Cinco Segmentos com Titanato de Bário

O novo ganho obtido através da utilização do superstrato foi de $G = 11,03 \text{ dB}$ indicando um aumento de $0,7 \text{ dB}$. O gráfico comparativo do efeito da inclusão do superstrato na medição da antena log periódica é colocado na Figura 45:

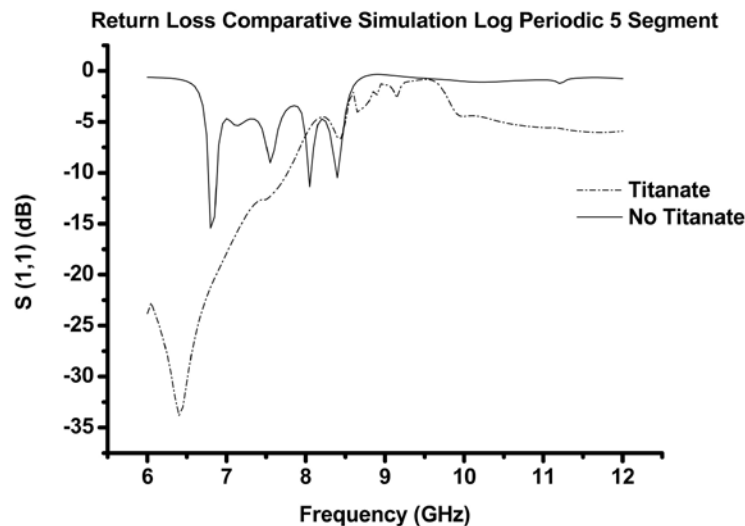


Figura 45 – Gráfico Comparativo da Perda de Retorno com e sem o Efeito do Superstrato

Conforme observado na Figura 45 nota-se, também, uma melhora da perda de retorno do conjunto em quase **15 dB**. Observou-se, também, um deslocamento na frequência de ressonância na faixa de 0,5 GHz. Mais uma vez, nota-se uma diminuição no valor da largura de banda da antena ao se adicionar o superstrato de titanato de bário.

4.4

Comentários Finais e Conclusões

Neste capítulo, pode-se observar nas antenas *microstrip* em *patch* e nas antenas log periódicas, que o efeito do superstrato não causou uma diminuição sensível do comprimento elétrico. Verifica-se que os superstratos permitem um aumento do ganho, melhora da perda de retorno e diminuição da banda passante da antena. A pequena sensibilidade da banda passante de operação, com a presença do superstrato, deve-se à distribuição do campo elétrico responsável pelo campo distante estar contida entre as bordas dos “*patches*” e seus respectivos planos de terra.

Os superstratos podem alterar o ganho total da antena devido a influência do alinhamento dos campos distantes propagados conforme a Lei de Snell / *Ray Optics*.

Outros fatores, que influenciaram nos resultados obtidos nas medições, foram as dificuldades de realização física das antenas. A precisão necessária para estas realizações não foram obtidas devido ao método utilizado para fotografação e ataque químico disponível no laboratório do CETUC.

Entretanto, apesar destas limitações, as antenas log-periódicas foram realizadas com quatro e com cinco segmentos apresentaram resultados semelhantes aos simulados.

Estes resultados podem ser observados no anexo 9.3.

5

Antenas em formato de fenda

No presente capítulo são inicialmente descritas as propriedades básicas das antenas em fenda ou antenas em “*slot*”. Em seguida, um projeto centrado em 10 GHz é apresentado e a utilização de um superstrato é avaliada através dos resultados de simulações e medições.

5.1

Slotlines e Suas Aplicações

A *Slotline* é uma linha de transmissão planar alternativa sendo proposta para utilização em circuitos integrados de micro – ondas. A configuração básica da *slotline* consiste em uma fenda estreita aberta em uma das superfícies metalizadas do dielétrico enquanto que a outra superfície do dielétrico pode não ser metalizada ou pode apresentar uma linha de transmissão para alimentação. Este modelo de linha de transmissão possui baixo custo e pequena dimensão. Atualmente as antenas que utilizam *slotlines* podem ser utilizadas como rastreadores em dispositivos com *RFID*, em crachás para controle de acesso, em sistemas automotivos, em dispositivos militares na área de radar e para medir as características dielétricas dos substratos na faixa de micro – ondas [16, 17, 19-29]. A Figura 46 ilustra uma das possibilidades de configuração da *slotline*:

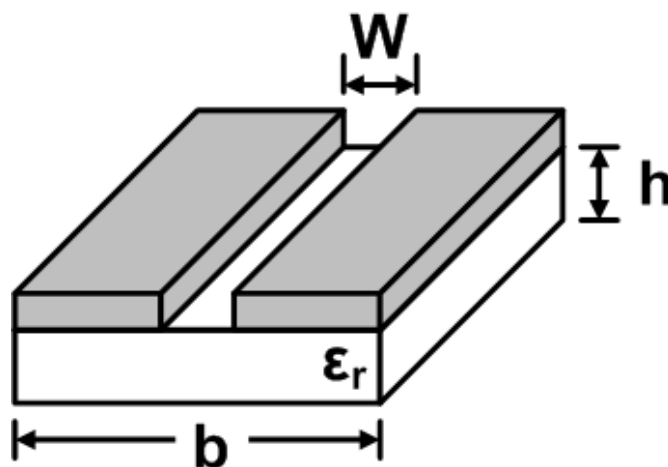


Figura 46 – Linha *slotline*

A *slotline* permite uma flexibilidade no dimensionamento e no projeto de circuitos integrados de micro – ondas ao combinar a *slotline* como plano de terra no mesmo substrato onde os circuitos são ativados. Pode – se também combinar elementos de circuitos que não são utilizados nas soluções tradicionais de microlinhas (como curtos, estubes em série ou linhas de alta impedância, filtros, acopladores e em dispositivos com ferrite).

Em uma *slotline*, a onda se propaga através da fenda com a componente de campo elétrico estando ligeiramente alinhada com a direção da mesma e da metalização do dielétrico. O campo magnético tende a uma direção perpendicular a fenda. O modo de propagação é quase um modo TE. A Figura 47 apresenta a distribuição dos campos para uma *slotline*:

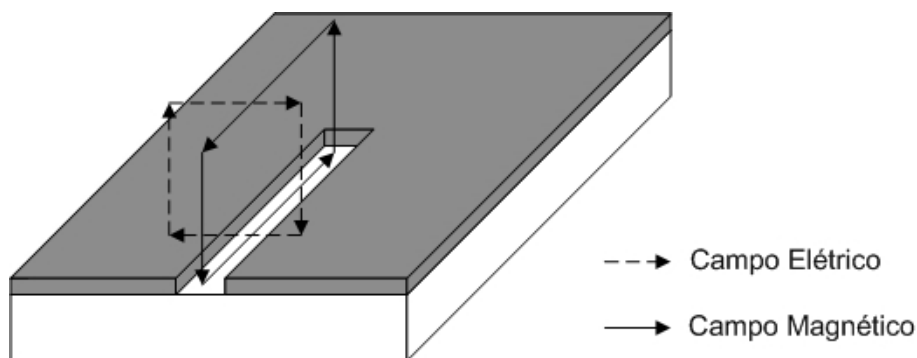


Figura 47 – Corte Transversal que Ilustra as Linhas de Campo Elétrico e de Campo Magnético Existentes em uma Slotline

Para que a antena *slot* seja utilizada com eficiência razoável, é necessário que a constante dielétrica do substrato utilizado possua baixo valor. Se essa constante possuir valor elevado, a eficiência de radiação da antena realizada será muito reduzida, pois os campos ficarão confinados no substrato. Nesta condição, a configuração *slotline* atua de forma mais adequada como linha de transmissão. Quanto maior for a constante dielétrica, mais importante será o papel da espessura da metalização, pois os campos ficarão mais confinados na fenda no modo dominante de propagação.

5.2

Antena em *Slot* Alimentada por uma *Microstrip Line*

Considere uma antena em *slot* projetada e desenvolvida para a frequência de 10 GHz no substrato da *Rogers RT / Duroid 5880®* com constante dielétrica $\epsilon_r = 2,2$, conforme a tabela 1. A altura do substrato é de **10 mil = 0,254 mm**. A frequência de simulação e de medição foi entre $f_1 = 5 \text{ GHz}$ e $f_2 = 15 \text{ GHz}$. A Figura 48 mostra o modelo de antena em *slot* projetada para a frequência de 10 GHz em destaque a *microstrip line* que alimenta a antena:

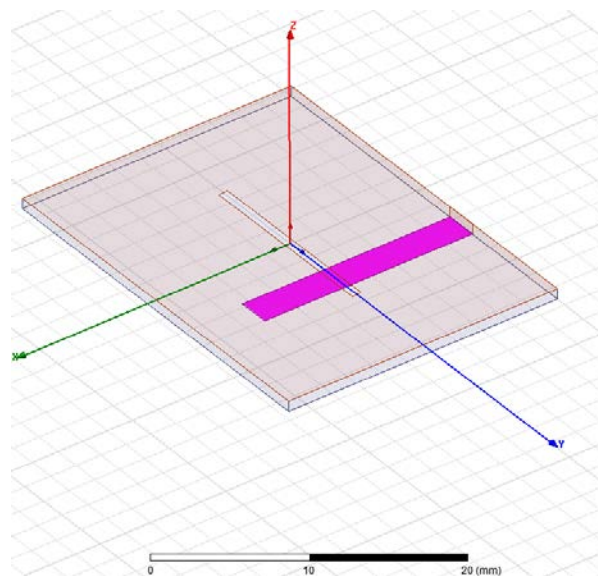


Figura 48 – Modelo de *Slotline* Desenvolvido com o Destaque da *Microstrip Line* que Alimenta a Antena

A antena em *slot* teve sua perda de retorno medida no Analisador Vetorial da Hewlett Packard modelo 8720C. O ganho da antena foi $G = 5,47 \text{ dB}$. O resultado comparativo da perda de retorno da antena em *slot* é apresentado na Figura 49:

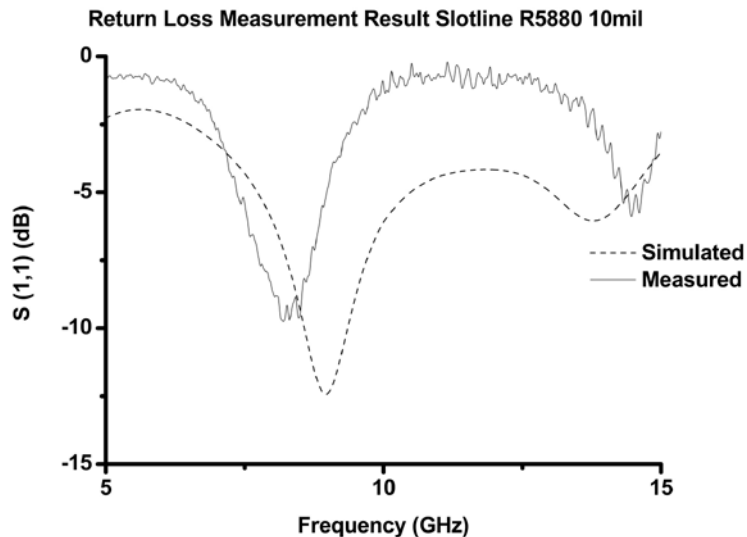


Figura 49 – Comparação da perda de retorno da antena em *slot* medida e simulada.

Em seguida, a antena em *slot* teve adicionado um superstrato de Titanato de Bário com constante dielétrica $\epsilon_r = 79,69$, adicionado no plano do *slot* a uma distância $d = 2\text{ mm}$. Mais uma vez, a perda de retorno e o ganho da antena, agora com o efeito do superstrato, foram medidos. O ganho da antena com o efeito do Titanato ampliou-se de $G = 5,47\text{ dB}$ para $G = 7,07\text{ dB}$. A Figura 50 expõe o resultado da medição da perda de retorno que foi alterada de $L_R = 12,5\text{ dB}$ para $L_R = 23\text{ dB}$.

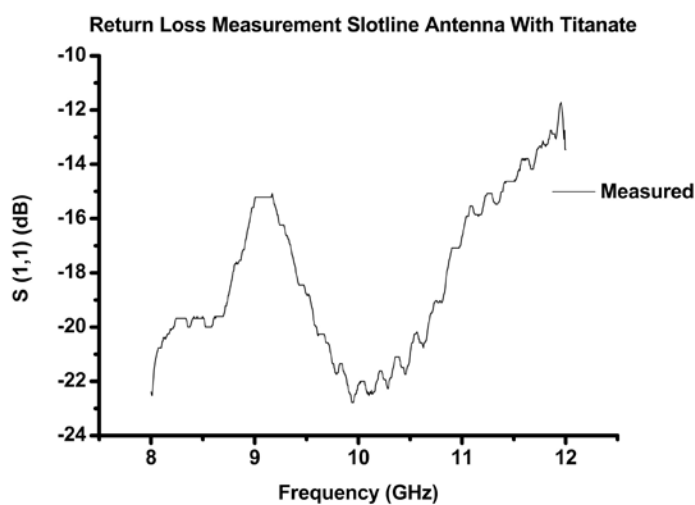


Figura 50 – Resultado da Medida da Perda de Retorno da Antena *Slotline* com o Efeito do Superstrato

5.3

Antena em *Slot* com Alimentação em Leque

Um segundo modelo de antena em *slot* foi simulado e projetado no mesmo substrato do primeiro modelo, para funcionar na frequência $f = 10 \text{ GHz}$, porém, este novo modelo de antena possui uma diferença: a alimentação do *slot* é feita com um leque, cuja abertura está localizada no mesmo ponto da abertura do *slot*. A Figura 51 ilustra este novo modelo da antena *slot*.

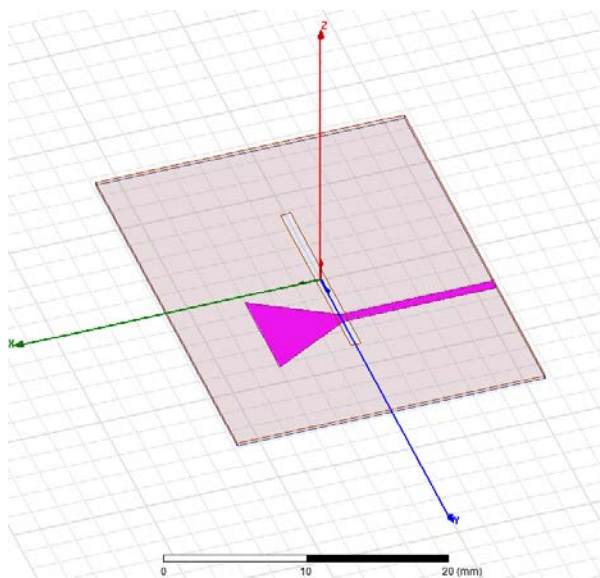


Figura 51 – Antena em *slot* projetada com alimentação em leque

A antena com a nova alimentação em leque foi medida e simulada na faixa entre $f_1 = 8 \text{ GHz}$ e $f_2 = 12 \text{ GHz}$. O gráfico comparativo da perda de retorno da antena para esta faixa de frequência é apresentado na Figura 52:

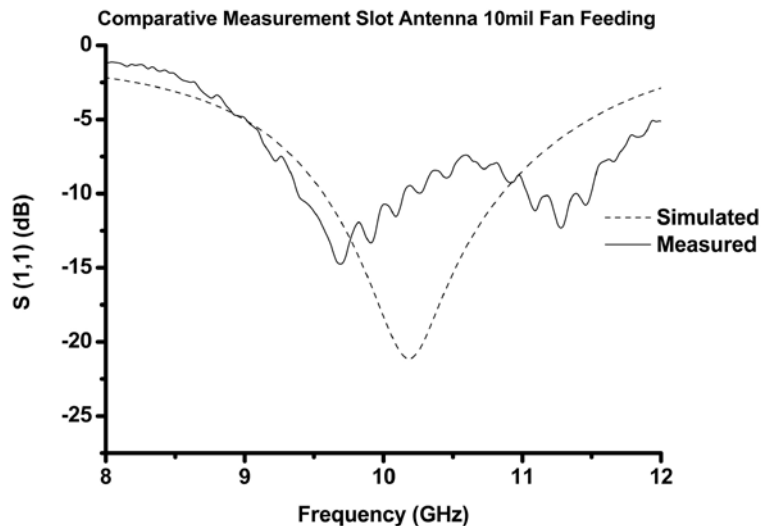


Figura 52 – Gráfico Comparativo Entre a Simulação e a Medição da Perda de Retorno da Antena em Slot da Figura 51

A análise da Figura 52 percebe-se que a alimentação em leque aumentou a largura de banda da antena para 3 GHz, ao ter como base o valor da perda de retorno de 5 dB. Este aumento na largura de banda é de quase 100% em relação ao resultado da perda de retorno do modelo da antena *slotline* ilustrado na Figura 48. Houve uma diferença de aproximadamente 7 dB em relação ao menor valor da perda de retorno entre o modelo teórico e a antena realizada. O ganho da antena com alimentação em leque ficou em $G = 5,27 \text{ dB}$. A diferença entre o resultado observado na simulação e o resultado obtido na medição é devido à grande dificuldade de realização das fotoferramentas com o processo disponível no CETUC, principalmente do alinhamento correto do início do estubo em leque abaixo do ponto médio da fenda.

Do mesmo modo que para o modelo anterior da antena *slot* foi introduzido o superstrato de Titanato de Bário na antena e mais uma vez foi medida a perda de retorno, desta vez do conjunto antena e superstrato de Titanato de Bário. A Figura 53 apresenta o resultado medido:

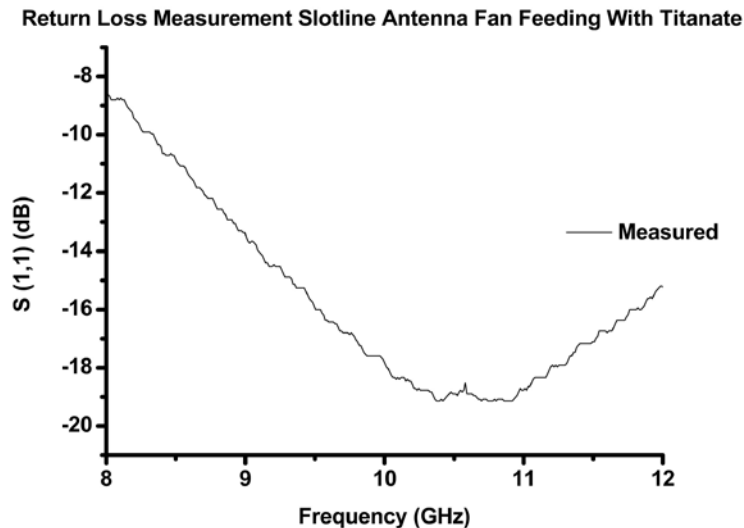


Figura 53 – Resultado da Medida da Perda de Retorno da Antena com Alimentação em Leque sob Efeito do Titanato de Bário.

Observando a Figura 53, pode – se notar uma alteração no valor da frequência para a faixa de $f = 10,8 \text{ GHz}$ na perda de retorno da antena. O superstrato (Titanato de Bário e ar) alterou a frequência de ressonância da antena deslocando para uma frequência maior do que 10 GHz, com o valor do seu ganho sendo igual a $G = 5,36 \text{ dB}$.

5.4

Comentários Finais e Conclusões

O presente capítulo apresentou a antena em *slot* projetada e desenvolvida para a frequência de $f = 10 \text{ GHz}$. Dois modelos foram desenvolvidos e projetados e suas características foram apresentadas.

O superstrato de Titanato de Bário cuja característica elétrica foi apresentada na Tabela 1, foi aplicado no plano do *slot* da antena e as características desse novo conjunto foram comparadas com a antena em *slot* sem o efeito do superstrato. Nestas antenas, o superstrato atua principalmente no alinhamento dos feixes irradiados, seguindo a lei de Snell [31], permitindo uma melhora na perda de retorno e no ganho. Alguns testes foram realizados

aproximando o superstrato da fenda, que realiza a antena para a redução de suas dimensões. Entretanto, este procedimento reduz de forma significativa o ganho da antena.

É possível então observar que para uma antena *slot* faixa larga, o superstrato possibilitou a manutenção do ganho, da banda passante e uma melhora na perda de retorno.

6

Antenas realizadas através de Guias de Onda Dielétricos

Ao longo do presente capítulo são apresentadas antenas que utilizam guias dielétricos como base para sua concepção. A propagação em um meio dielétrico confinado evitando algumas perdas nas linhas impressas ou nas paredes dos guias de ondas é utilizada como elemento principal na confecção destas antenas.

6.1

Ideia Básica

A antena é realizada a partir da utilização de guias SIWG (*Substrate Integrated Waveguide*) com o respectivo modo de propagação e a sua frequência de corte. O guia SIWG (*Substrate Integrated Waveguide*) é modelado por meio da propagação de modos TE e TM, como num guia retangular RWG (*Rectangular Waveguide*), onde as camadas de metalização superior e inferior do substrato formam as respectivas paredes dos guias. As paredes laterais são formadas por vias metalizadas de circuito impresso, alinhadas paralelamente, de forma a evitar a radiação e confinar as ondas que se propagam no guia. A utilização do teorema de Floquet permite dimensionar de forma correta as distancias entre estas vias e seus diâmetros. Um guia de onda convencional propagando o modo TE_{10} é utilizado como guia equivalente para permitir uma descrição simplificada do SIWG [30].

A Figura 54 indica a geometria do SIWG.

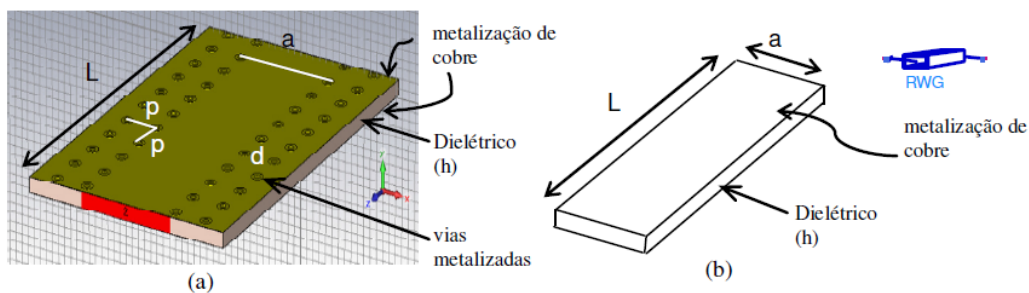


Figura 54 – Geometria do guia SIWG e RWG equivalente

O guia SIWG é excitado através de um transformador de impedância dimensionado entre uma linha *microstrip* na sua entrada, isto é, entre 50Ω e sua impedância de onda que apresenta valores entre $(100 - 200)$ ohms. A Figura 55 ilustra este transformador [30].

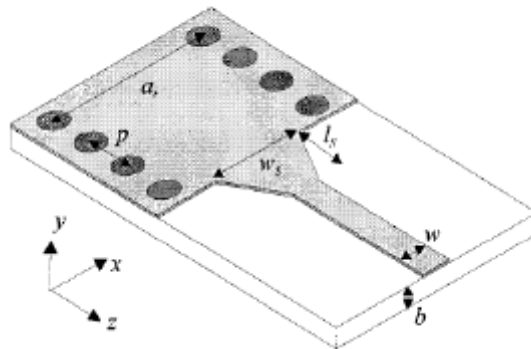


Figura 55 – Transição *microstrip* para SIWG

Quando uma das superfícies é removida a partir de um determinado comprimento do guia, os campos continuam a se propagar no interior do dielétrico. A parte não metalizada do dielétrico é interrompida formando um circuito aberto em uma das suas extremidades, Resulta então, ao longo do dielétrico não metalizado, um diagrama de onda estacionária.

6.2

Antena com Guia de Onda no FR4

O primeiro modelo de antena foi projetado para o substrato FR4 cujas propriedades elétricas estão definidas também na Tabela 1. Para este modelo de antena, as propriedades do guia SIWG estão definidas na Tabela 9.

Tabela 9 – Dimensões do Guia SIWG projetado para utilização no FR4

SIWG FR4	
λ_{TE10} corte	9,33 mm
λ_{TE20} corte	4,67 mm
Distância entre os centros dos furos do guia (p)	1,85 mm
Diâmetro dos furos do guia (d)	1 mm

A antena foi projetada para funcionar em frequências acima de $f = 9 \text{ GHz}$.

Foi realizada a simulação do modelo da antena na faixa de frequência entre $f_1 = 8 \text{ GHz}$ e $f_2 = 80 \text{ GHz}$. Uma alteração proposta para o guia desenvolvido no FR4 é a abertura do guia em direção às suas extremidades. A Figura 56 mostra o desenho deste novo guia projetado para o substrato FR4.

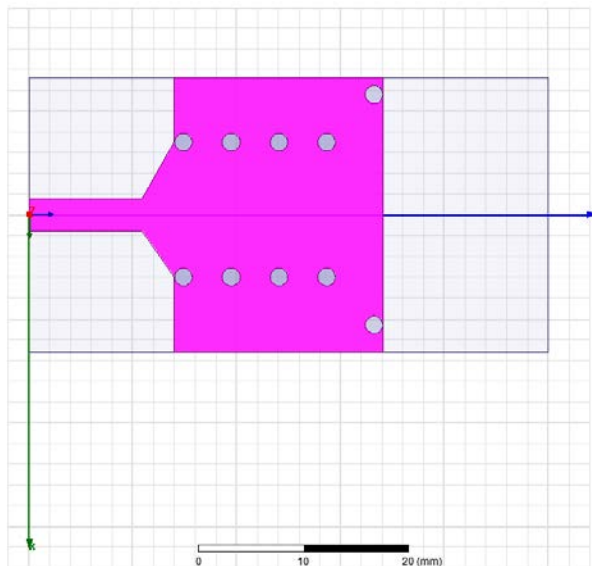


Figura 56 – Antena desenvolvida a partir de um guia SIWG para o substrato FR4.

A perda de retorno simulada para este modelo de antena é ilustrada na Figura 57:

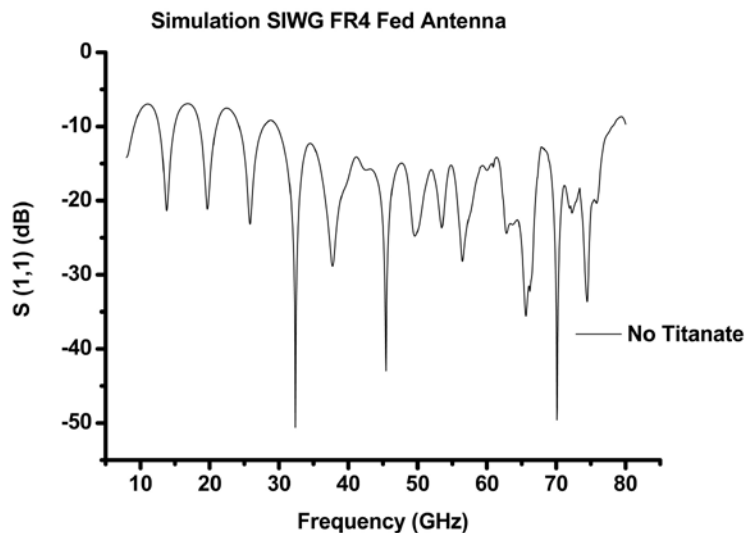


Figura 57 – Simulação da Antena Excitada por um Guia SIWG em FR4

O ganho simulado da antena em $f = 32,35 \text{ GHz}$ foi de $G = 12,13 \text{ dB}$ e o seu diagrama de radiação é apresentado na Figura 58:

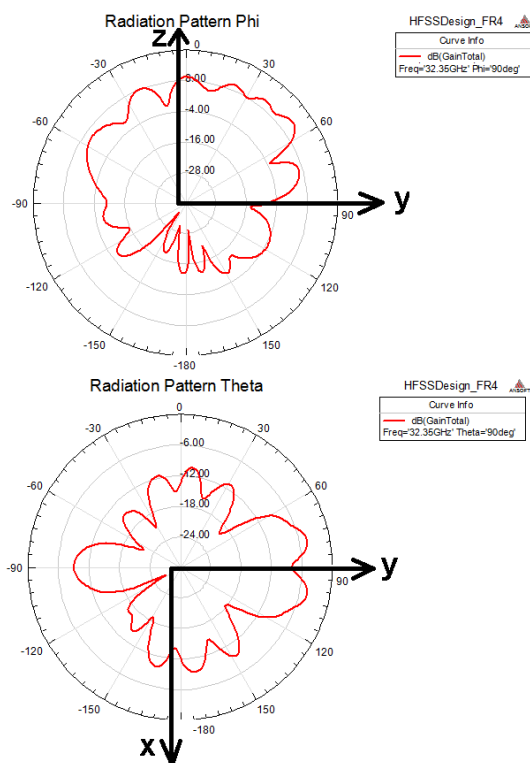


Figura 58 – Diagrama de Radiação 2D da Antena Alimentada por um Guia SIWG no FR4

Um superstrato de Titanato de Bário com características elétricas definidas na Tabela 1 foi colocado a uma distância $d = 2,93 \text{ mm}$ acima do plano do guia. A faixa de frequência da simulação é a mesma faixa de frequência da simulação da antena sem o superstrato. A Figura 59 ilustra o resultado da simulação da antena com o superstrato:

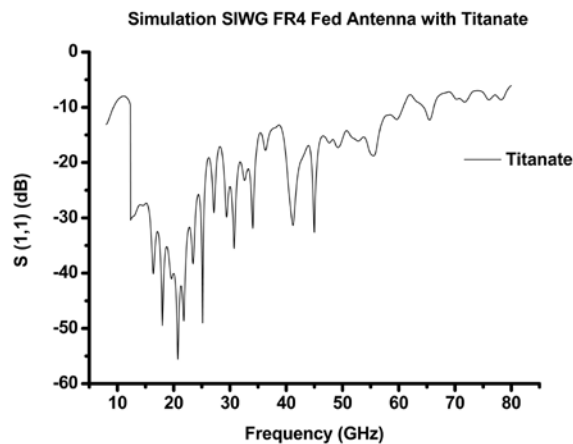


Figura 59 – Simulação da antena alimentada pelo guia SIWG no FR4 com o superstrato de titanato de bário

O ganho da antena com o superstrato de titanato de bário foi simulado e apresentou o valor de $G = 7,63 \text{ dB}$. Também foi simulado o diagrama de radiação da antena com o titanato de bário. O diagrama de radiação da antena com o titanato de bário é representado na Figura 60:

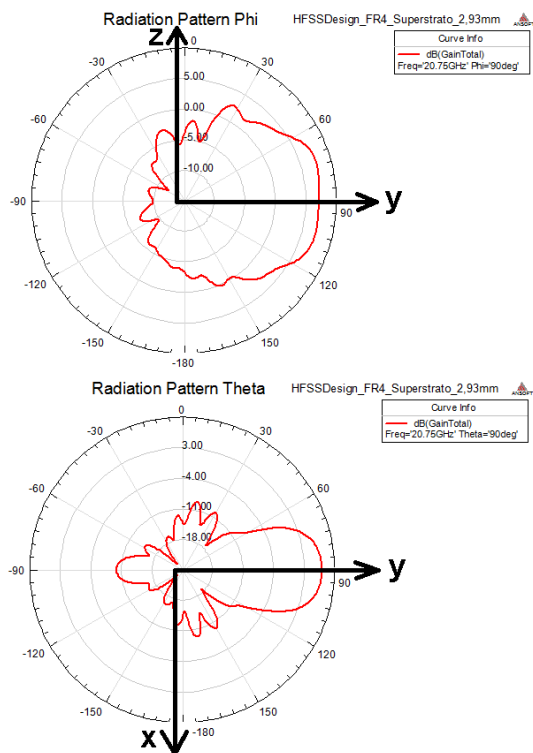


Figura 60 – Diagrama de radiação 2D da antena alimentada por um guia SIWG no FR4

A Figura 61 mostra o gráfico comparativo da simulação da perda de retorno da antena alimentada pelo guia no FR4 sem e com o efeito do titanato de bário.

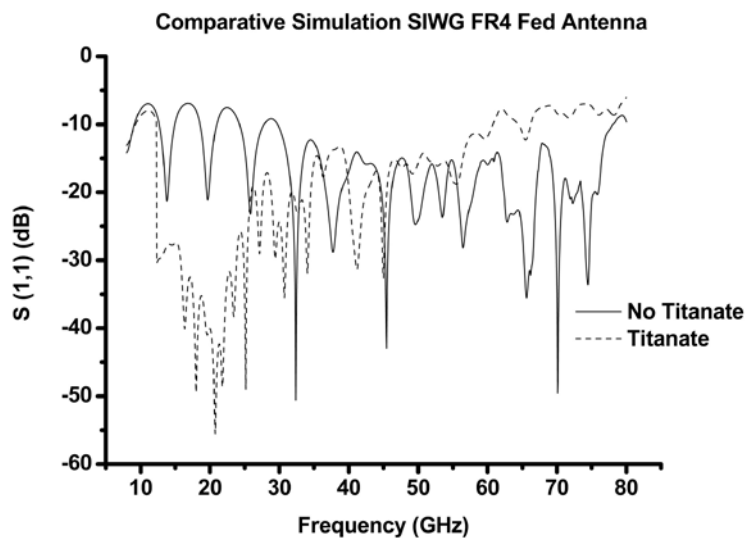


Figura 61 – Gráfico comparativo da perda de retorno simulada da antena alimentada por um guia SIWG no FR4 sem e com o efeito do titanato de bário

Nota-se, na Figura 61, um aumento na largura de banda da antena na faixa de frequência entre $f_1 = 12,5 \text{ GHz}$ e $f_2 = 25 \text{ GHz}$ para uma perda de retorno no valor de $L_R = 25 \text{ dB}$, enquanto que na antena sem o efeito do superstrato apareceram valores da perda de retorno em $L_R = 20 \text{ dB}$.

6.3

Antena com Guia de Onda no Rogers RT / Duroid R5880

Um segundo modelo de antena foi simulado em um substrato *Rogers RT / Duroid R5880*®, com propriedades elétricas definidas na Tabela 1. A antena foi projetada para funcionar em frequências acima de $f = 9 \text{ GHz}$. Para este modelo de antena, as características estão definidas na Tabela 10:

Tabela 10 – Dimensões do Guia SIWG projetado para utilização no RT / Duroid R5880

SIWG RT / Duroid R5880	
λ_{TE10} corte	13,48 mm
λ_{TE20} corte	6,74 mm
Distância entre os centros dos furos do guia (p)	2,5 mm
Diâmetro dos furos do guia (d)	1,5 mm

A Figura 62 ilustra a antena projetada com alimentação em Guia no substrato *Rogers RT / Duroid R5880*®:

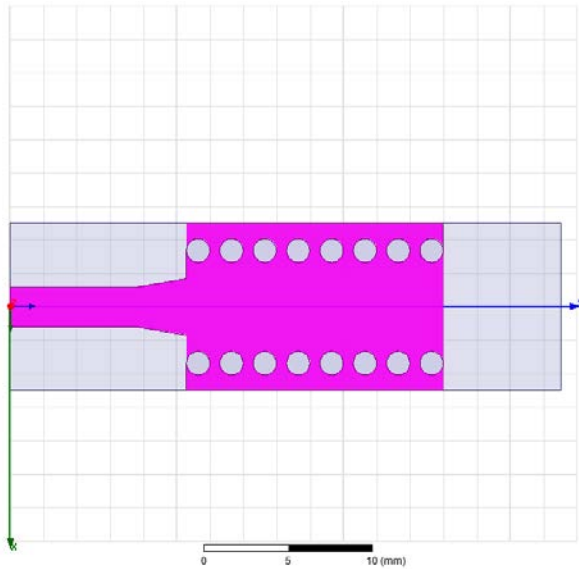


Figura 62 – Antena com alimentação em guia no *Rogers RT / Duroid R5880*

A antena foi simulada na faixa de frequência entre $f_1 = 8 \text{ GHz}$ e $f_2 = 80 \text{ GHz}$. A Figura 63 apresenta o resultado da simulação da perda de retorno deste modelo de antena com alimentação pelo guia SIWG:

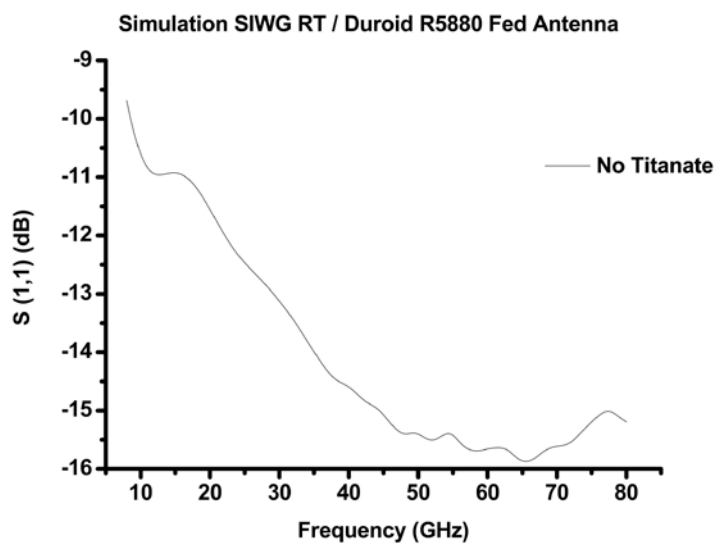


Figura 63 – Perda de retorno simulada da antena com alimentação pelo guia SIWG no substrato *Rogers RT / Duroid R5880*

Ao observar a Figura 63 percebe-se que o melhor resultado desta antena foi na faixa de frequência de $f = 65 \text{ GHz}$. O ganho também foi simulado e obteve como resultado $G = 2,67 \text{ dB}$. A Figura 64 mostra o diagrama de radiação 2D da antena com o guia SIWG:

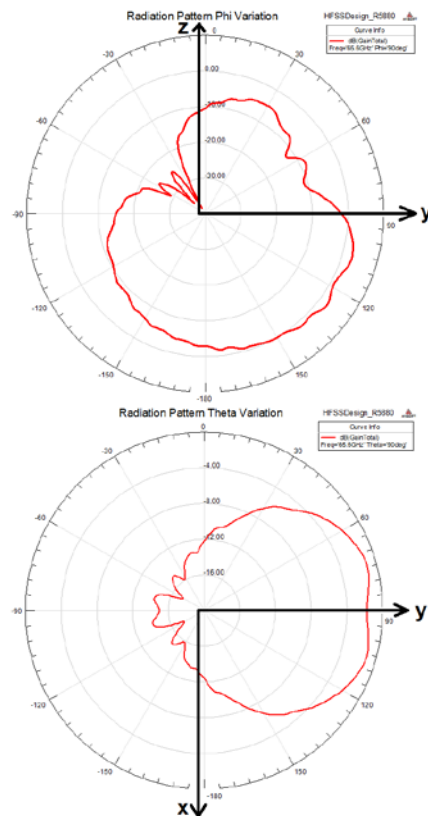


Figura 64 – Diagrama de radiação 2D da antena com alimentação pelo guia SIWG no Rogers RT / Duroid R5880

A seguir, foi colocado um superstrato de Rogers RT / Duroid R5880 em formato curvo a uma distância $d = 12 \text{ mm}$ do guia e foram simuladas as mesmas características da antena com o efeito do superstrato. A Figura 65 apresenta o resultado da perda de retorno da antena com o efeito do superstrato:

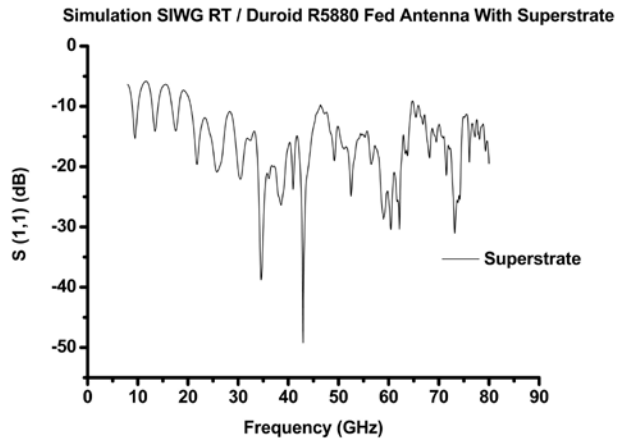


Figura 65 – Resultado da perda de retorno simulada da antena em guia SIWG com o efeito do superstrato

Em relação à Figura 63, o efeito do superstrato provocou uma aumento de quase 30 dB na perda de retorno simulada porém trouxe a ressonância para 43 GHz. O ganho da antena foi ampliado para $G = 13,09 \text{ dB}$. A Figura 66 mostra os diagramas de radiação 2D da antena com o efeito do superstrato e a Figura 67 apresenta o resultado comparativo da perda de retorno sem e com o efeito do superstrato:

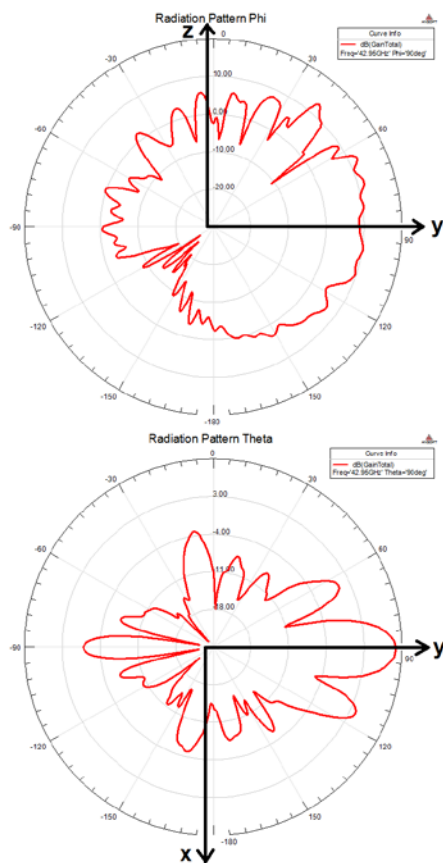


Figura 66 – Diagramas de radiação 2D da antena em guia no *RT / Duroid R5880* com o efeito do superstrato

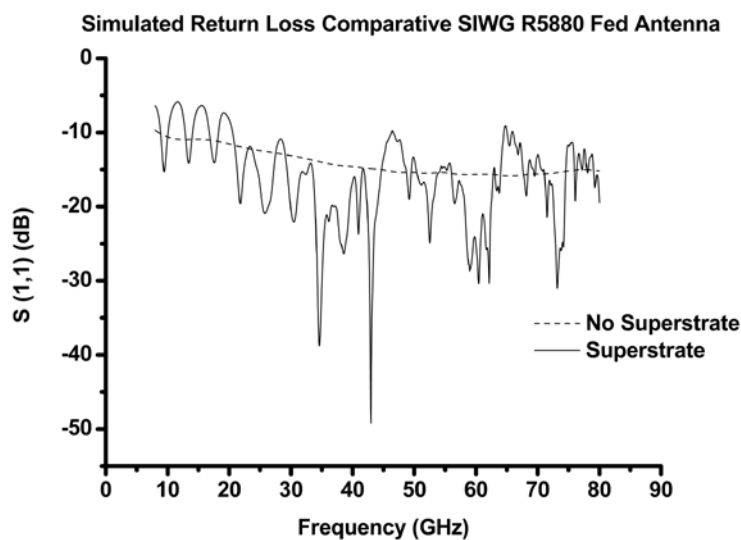


Figura 67 – Resultado comparativo da simulação da perda de retorno da antena com alimentação pelo guia SIWG sem e com o efeito do superstrato

6.4

Comentários Finais e Conclusões

O presente capítulo introduz uma antena excitada por um guia dielétrico tendo como meio propagante um trecho dielétrico não metalizado. A antena apresenta várias frequências com adaptação de impedância, ganho e diagrama de radiação interessante para várias aplicações. Estas características podem ser melhoradas com a utilização de superstratos. Outra característica extremamente importante é a operação com eficiência em frequências da banda milimétrica.

Estas configurações apresentam baixíssimo custo de realização e simplicidade mecânica, destacando-se um modelo utilizando o substrato FR4, conhecido como o de menor custo, apresentando ganho superior a 12 dB na frequência de 36 GHz. Até o presente momento, estes resultados não foram encontrados na literatura técnico-científica relacionada a esta área.

7

Comentários Finais e Conclusões

7.1

Comentários

Os projetos de antenas planares partem sempre das especificações e avaliações sobre os modelos de antenas mais adequados para atendê-las, entretanto, os resultados da presente tese indicam a conveniência de, nesta etapa inicial, serem considerados os modelos de antenas e as diversas configurações de micro linhas e materiais possíveis de serem utilizados. Em geral, mais de uma solução revela-se eficiente. Segue-se então uma segunda etapa de simulação associada à disponibilidade dos materiais e também de suas propriedades físicas e elétricas. A partir dos resultados destas simulações, seleciona-se um modelo de antena e uma nova etapa de simulação é implementada dedicada à análise detalhada deste modelo, estudando-se, inclusive, a utilização de diferentes substratos, superstratos e geometrias. Os resultados deste detalhamento indicam, então, um modelo a ser realizado. A realização e montagem deste modelo são seguidas de medições caracterizando a perda de retorno, o ganho e o diagrama de radiação. Uma avaliação final dos resultados obtidos indica se o projeto está atendendo às especificações mínimas desejadas ou se será necessário retornar a etapa inicial ou alguma etapa intermediária.

Em todos os modelos desenvolvidos e/ou simulados, apresentados ao longo desta tese, foi utilizado apenas um superstrato. Esta opção foi adotada devido a dificuldades práticas de realização de antenas com vários superstratos empilhados. Outro fator determinante desta opção foi o aumento exponencial dos tempos de simulação envolvido. Além destas limitações, verificou-se através de algumas simulações que a utilização de vários superstratos reduz muito a banda passante de todos os modelos e não atua na redução das dimensões físicas de nenhum dos modelos testados.

As dificuldades principais verificadas ao longo desta tese podem ser destacadas através dos seguintes itens:

a) A não disponibilidade de estações de trabalho de muito alta velocidade.

Esta dificuldade é frequente na simulação eletromagnética e resulta em tempos de execução extremamente longos para alguns modelos. Algumas soluções não foram adequadamente testadas e / ou evitadas devido a períodos que podiam ser superiores a 24 / 48 horas.

b) Laboratório do CETUC: Medições de Ganho somente nas frequências de 1 GHz e 10 GHz.

Nem sempre os projetos realizados funcionam na frequência prevista. Uma solução alternativa utilizada para a medição do ganho em frequências diferentes foi a utilização de um enlace contendo duas antenas operando em transmissão e recepção e distanciadas de acordo com a condição de campo distante. O parâmetro $S(2,1)$ do enlace foi medido via analisador escalar ou vetorial. Este procedimento foi ativado para a obtenção do ganho direto, em visibilidade, a partir das antenas padronizadas disponíveis, entretanto, este procedimento não permite a obtenção do diagrama de radiação.

c) Disponibilidade limitada de materiais.

Em muitos estudos, o material / substrato com a constante dielétrica, tangente de perdas, espessura, metalização e propriedades mecânicas ideais não estavam disponíveis no laboratório. Alguns materiais capazes de atender às avaliações foram extremamente difíceis de serem adquiridos. Até mesmo algumas especificações necessárias para as simulações não foram disponibilizadas.

d) Tecnologia de realização de antenas impressas com precisão limitada.

O laboratório de micro-ondas e sistemas óticos do CETUC utiliza para o desenvolvimento de dispositivos e componentes a tecnologia de foto gravação e corrosão similar à aplicada ao desenvolvimento de placas face simples e face dupla. Esta tecnologia nem sempre atende ao grau

de precisão requerida em antenas tipo “*patch*” e “*slot*” e, ainda, é limitada para a realização das antenas via guias dielétricos, apresentadas nos capítulos anteriores. Desta forma, muitos modelos de antenas tiveram que ser realizados e medidos várias vezes, até que um modelo atendesse às dimensões físicas obtidas no desenvolvimento do projeto.

7.2

Principais resultados

Os principais resultados podem ser destacados pelos seguintes itens:

1. Os valores apresentados nas tabelas 4 e 5, obtidos através de medições, simulações e consulta à literatura, indicando as relações entre a geometria, a constante dielétrica, a tangente de perdas dos substratos, a microlinha de realização e o desempenho das antenas.
2. A concepção, simulação e realização de uma antena *loop* associada a um superstrato de Titanato de Bário operando em 1 GHz, com redução de sua dimensão em 62%, mantendo o ganho original do *loop*. Nenhuma referência contendo este resultado e este método de trabalho foi encontrada na literatura até o presente.
3. O estudo das Antenas *Patch*, *multipatches* / Log Periódicas e antenas em *slotline*, verificando que a utilização dos superstratos não permite que as dimensões das antenas sejam alteradas de forma significativa. Os superstratos permitem o alinhamento dos campos irradiados (Lei de Snell) aumentando o ganho e reduzindo a banda passante destas antenas.
4. O estudo e simulação de antenas alimentadas através de guias SIWG. Nesta etapa, antenas utilizando substratos de custo reduzido apresentaram ganho de 12 dB em frequências de 36 GHz. Todas as antenas configuradas via guias SIWG apresentaram ganho elevados na banda milimétrica. Este modelo de antena e seu desempenho não foram encontrados na literatura científica até a presente data.

5. Foi apresentado um novo procedimento de desenvolvimento e projeto de antenas planares priorizando uma etapa inicial de avaliação do modelo de antena planar associada aos substratos utilizáveis e às características físicas e elétricas do material.

7.3

Trabalhos futuros

Podem ser destacados como trabalhos futuros a adaptação dos resultados apresentados para o desenvolvimento de antenas dedicadas aos sistemas móveis, o desenvolvimento de conjunto de antenas, o desenvolvimento de antenas excitadas por guias dielétricos utilizando novos substratos de muito baixas perdas para aplicações no domínio do terahertz.

Bibliografia

1. COLLIN R. E., "Foundations for Microwave Engineering", John Wiley & Sons, 2nd. Edition, 2010.
2. AFSAR M. N., BUTTON K., "Precise Millimeter – Wave Measurements of Complex Refractive Index, Complex Dielectric Permittivity and Loss Tangent of GaAs, Si, SiO₂, Al₂O₃, BeO, Macor and Glass", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, no. 2, February 1983.
3. ____, "Dielectric Properties of Millimeter Wave Materials", IEEE MTT-S Symposium Digest, pp. 522 – 524, June 1984.
4. LAVERGHETTA T. S., "Microwave Materials: The Choice is Critical", Microwave Journal, vol. 28, pp 163, 1985.
5. ____, "Microwaves and Wireless Simplified", Artech House, 2nd Edition, 2005.
6. ____, "Microwave Materials and Fabrication Techniques", Artech House, 3rd Edition, 2000.
7. SCHMITT R., "Electromagnetics Explained: A Handbook for Wireless / RF, EMC and High Speed Electronics", Newnes, 1st. Edition, 2002.
8. HAMMERSTAD E., JENSEN Ø., "Accurate Models for Microstrip Computer – Aided Design", Microwave Symposium Digest, 1980 IEEE MTT-S International, pp. 407 – 409, May 1980.
9. HAMMERSTAD E., "Equations for Microstrip Circuit Design", Conference Proceedings for 5th. European M. C. , September 1975.
10. SCHNEIDER M. V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits", Bell System Technical Journal, Vol. 48, no. 5, pp. 1421 – 1444, May – June 1969.
11. BALANIS C. A., "Antenna Theory: Analysis and Design", John Wiley and Sons, 3rd Edition, 2005.
12. WONG K. L., "Compact and Broadband Microstrip Antennas", John Wiley and Sons, 2002.
13. KUMAR G., RAY K. P., "Broadband Microstrip Antennas", Artech House, 2003.

14. SÁNCHEZ – HERNANDEZ D. A., “Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals”, Artech House, 2008.
15. “The General Properties of Si, Ge, SiGe, SiO₂ and Si₃N₄”, Virginia Semiconductor, June 2002, endereço: [“http://www.virginiasemi.com/pdf/generalpropertyssi62002.pdf”](http://www.virginiasemi.com/pdf/generalpropertyssi62002.pdf), Acessado em 30/05/2014
16. GUPTA K. C., GARG R., BAHL I. J., “Microstrip Lines and Slotlines”, Artech House, 1996.
17. ROBINSON G.H., ALLEN J. L., “Slot Line Application to Miniature Ferrite Devices”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT – 17, número 12, December 1969.
18. LOSEE F. A., “RF Systems, Components and Systems Handbook”, 2nd Edition, Artech House, 2005.
19. COHN S. B., “Slotline on a Dielectric Substrate”, IEEE Trans. on Microwave Tech. , MTT – 17, Vol.10, Oct. 1969, p. 768 – 778.
20. _____, “Slotline Field Components”, IEEE Trans. On Microwave Theory, Feb. 1972, p. 172 – 174.
21. KITAZAWA T., FUJIKI Y., HAYASHI Y., SUZUKI M., “Slotline with Thick Metal Coating”, IEEE Trans. On Microwave Theory, Sep. 1973, p.580 – 582.
22. KITAZAWA T., HAYASHI Y., SUZUKI M., “Analysis of the Dispersion Characteristic of Slotline with Thick Metal Coating”, IEEE Trans. On Microwave Theory, Vol. MTT – 28, no. 4, April 1980.
23. DENG G., WANG C., CHEN P., “A Novel Microstrip Slot Antenna”, 4th Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 12 to 14 October 2008.
24. POZAR D., “Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line”, Electronics Letters, Vol. 21, No.2, pp 49 – 50, January 1985.
25. HONG W., BEHDAD N., SARABANDI K., “Size Reduction of Cavity – Backed Slot Antennas”, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 5, May 2006.
26. AZADEGAN R., SARABANDI K., “Design of Miniaturized Slot Antennas”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 8 to 11 July 2001.
27. AKHAVAN H. G., MIRSHEKAR – SYAHKAL D., “Slot Antennas for Measurement of Properties of Dielectrics at Microwave Frequencies”,

- National Conference on Antennas and Propagation, 30 March to 1 April 1999.
28. NAKANO H., YAMAUCHI J., “Printed Slot and Wire Antennas: A Review”, Proceeding of the IEEE, Vol. 100, No. 7, pp. 2158 – 2168, July 2012.
 29. AL – JOUMAYLY M., BEHDAD N., “Unidirectional Miniaturized Slot Antennas”, IEEE Radio and Wireless Symposium, 22 – 24 January 2008.
 30. MAGRI V. P. R., “Integração de circuitos de altas velocidades por meio de guia de onda semicondutores e substratos FR-4”, Tese de Doutorado, PUC – Rio, 2011.
 31. YANG H. Y., ALEXOPOULOS N. G., “Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas Through Multiple Superstrates”, IEEE Antennas and Propagation, vol. AP – 35, no.7, May 1987.

Large Printed Loop Antenna Dimension Reduction Through Layered Substrates

Jorge A.M. Souza *IEEE Member*, Marbey M. Mosso
 CETUC – Telecommunications Educational Center of PUC
 – Rio
 PUC - Rio
 Rio de Janeiro, Brazil
 mitrione@cetuc.puc-rio.br

Vanessa P. R. Magri
 TET – Telecommunications and Electronic Department
 UFF
 Niterói, Brazil
 vanessamagri@telecom.uff.br

Abstract—This paper presents a new way to use multilayered substrates configurations aiming to, instead to optimize the gain of a printed loop antenna, to obtain a significant reduction of the antenna dimension. A circular loop antenna transformed in an octagonal shaped loop antenna is conceived, simulated, realized and measured. A new antenna inside a multilayer configuration presenting a dimension reduction of 61% is obtained.

Keywords—Loop Antenna, Balun, High Dielectric Substrate Constant.

I. Introduction

Loop Antenna is a practical, simple and inexpensive type of antenna. Small loop or magnetic loop antennas has a high inductive impedance. Usually, they are associated with a tuning parallel capacitor to achieve matching in AM radio receivers. Small loop antennas radiates along the plane of the loop [3].

The large loop antennas are resonant when its size is equal a 1.14λ . In this wavelength their impedance is equal to 150Ω and their radiation resistance is equal to 125Ω [4]. Impedance matching and maximum radiation efficiency can be achieved in configurations as a rectangle, square, triangle and it's most efficient as a circle. Those antennas radiates omnidirectional in a direction normal to its plane (xy plane in this work) and are usually installed in the vertical direction. Those antennas are frequently used in HF, VHF and UHF bands [2,6]. One important disadvantage of the large loop antenna is their dimension when applied below 2 GHz.

Gain enhancement of printed circuit antennas relying on superstrate covers has been proposed [8]. A transmission line analogy associated with a set of dielectric layers arranged in a convenient manner has being used to model and to obtain gain performances of about 20 dB in printed dipole configurations [9]. In this paper, the transmission line analogy is employed in a different approach: Instead to obtain gain enhancement, a loop antenna dimension reduction is focused. Then, a circular loop antenna reshaped as an octagonal loop is realized over a teflon ungrounded substrate. The antenna dimension is reduced by using a high ϵ_R superstrate cover.

Besides this introduction, Section II describes the basic loop antenna realization and introduces the transmission line equivalent of the dielectric layers arrangement. Section III shows the proposed antenna simulations and measurements. Section IV presents the final comments, conclusions and future works.

II. Loop Antenna Basic Configuration

A resonant loop antenna is dimensioned to operate in free space at $f = 1$ GHz. The resulting 1.14λ resonant length of this antenna is $L = 341.76$ mm.

Initially, this free space loop antenna reflection behavior is simulated and shows a return loss of 20 dB at 1 GHz. Then, a new octagonal eight segments loop antenna with the same $L = 341.76$ mm length assembled according figure 1 is designed.

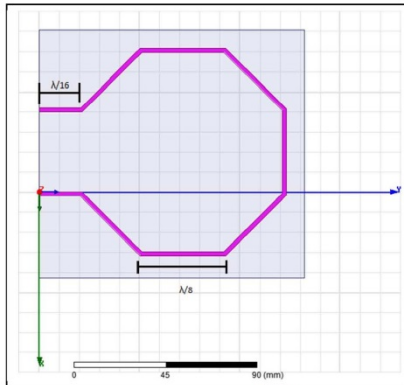


Figure 1 – A new octagonal eight segment loop antenna designed.

This antenna is simulated assembled over a Rogers R6010 substrate with dielectric constant $Dk = 10.2$ and thickness $H = 1.27$ mm without ground plane and under a superstrate of Barium Titanate with dielectric constant $Dk = 79.69$ according figure 2.

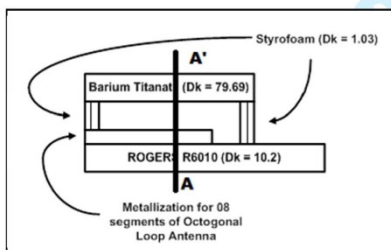


Figure 2 – The new scheme for the loop antenna and the superstrate.

The environment created by the substrate and superstrate changes the dielectric constant and a new resonant frequency over 600 MHz is obtained. Besides, this multilayered structure operates according to Snell's law: Most of the rays emanating from the antenna are bent in a prescribed direction achieving a suitable gain condition. Then, the length of the octagonal loop antenna is reduced until the resonance reach 1 GHz again while the gain is adjusted to maintain its original value. This procedure is initially achieved using computational programs as Agilent ADS, HFSS and Designer from Ansoft. The whole setup reflection coefficient and pattern diagram behavior is also simulated. Besides simulations, this octagonal loop antenna performance with dimension reductions has been measured in a series of trials for several superstrata distances.

The analogy between a propagation signal in the normal line AA' with a transmission line is presented [10] in figures 3 and 4. Each substrate characteristic impedance is obtained through the relation 1:

$$Z_c = \left[\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \right] \text{ --- } \eta_0 = 377\Omega \quad (1)$$

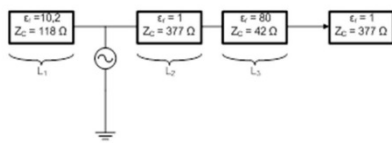


Figure 3 - Transmission line equivalent circuit of figure 2.

In the transmission line model the voltage source represents the antenna. The open transmission line before the voltage source represents the substrate Rogers RT / Duroid 6010™ with $L = 1.27 \text{ mm}$. The other substrates and the free space are represented by $L_2 = 2 \text{ mm}$; $Z_C = 377\Omega$, $L_3 = 1,25 \text{ mm}$; $Z_C = 42\Omega$ and $R = 377\Omega$. The return loss of 25 dB obtained near $f = 1 \text{ GHz}$ indicates the power transfer to free space in this frequency.

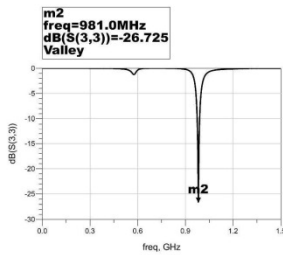


Figure 4 - Reflection coefficient simulation at generator input for $L_1=1,27 \text{ mm}$, $L_2= 2 \text{ mm}$ and $L_3=1,25 \text{ mm}$.

III. Loop Antennas Simulations and Measurements

The whole setup reflection coefficient behavior with $L = 130 \text{ mm}$ is simulated between 3 MHz up to 3 GHz. This wide frequency range is used to verify the antenna behavior as a small loop and as a large loop. Besides the simulations, measurements using the RF Network Analyzer model 8714ET from Hewlett Packard are implemented.

The measurement main set-up is assembled according figure 5 and the figure 6 illustrates the comparative measurement between the setup simulation and the setup assembled.

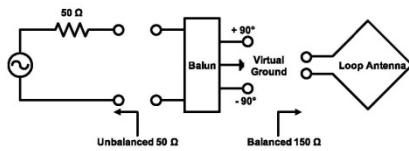
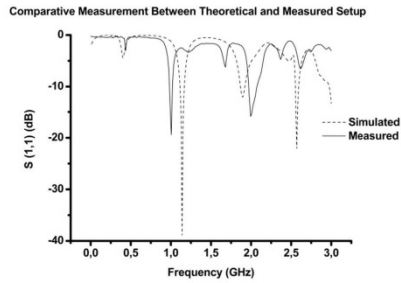


Figure 5 - Block Diagram illustrating the setup where a balun converting from unbalanced to balanced mode and 50Ω to 150Ω impedance level.

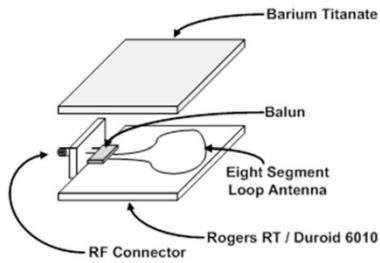


17
18
19
20
21
22
23

Figure 6 – Antenna with $L = 130$ mm assembled over R6010 without ground plane and under Barium Titanate 2 mm above

In figure 6 there is a difference between the simulated and measured resonance frequency. This fact occurs because the simulation environment is ideal and for measurement we have losses in RF connections.

Figure 7 shows the octagonal large loop antenna realized over R6010 without ground plane, the excitation balun, the 50Ω connector located at the unbalanced side and the superstrate located over the loop antenna.



39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

Figure 7 - Balun and large loop antenna realized with the Superstrate located over the Setup.

The figure 8 shows the xyz space and the respective octogonal loop antenna.

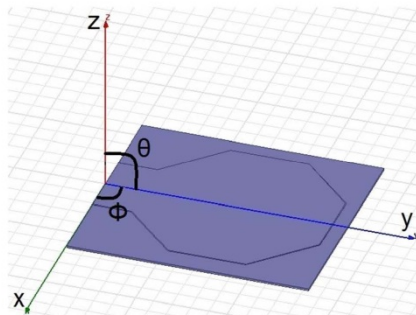


Figure 8 – The xyz space and the respective phi and theta angles which explain the radiation patterns.

The pattern radiation of Total Gain from the octagonal loop setup over an ungrounded substrate with the superstrate are simulated using the HFSS and are shown in figures 9a and 9b.

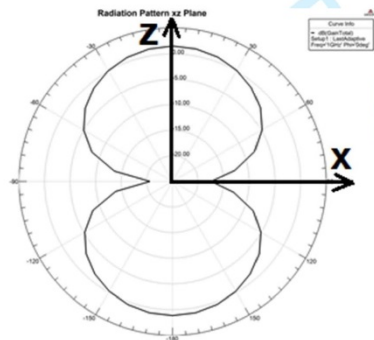


Figure 9a - Total Gain Pattern Radiation for the antenna with superstrate indicating the radiation on xz plane.

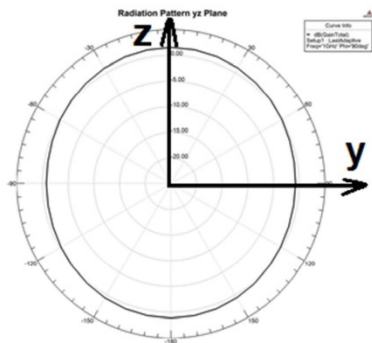


Figure 9b - Total Gain Pattern Radiation for the antenna with superstrate indicating the radiation on yz plane.

As seen before, for $f = 1\text{GHz}$, the resonant free space impedance at $L = 1.14\lambda$ results in $L = 341.76\text{ mm}$. For the layered octagonal new antenna with the ungrounded substrate and the superstrate, the resonant impedance for $f = 1\text{ GHz}$ is achieved for $L = 130.04\text{ mm}$.

The reduction factor obtained is:

$$R = \frac{\text{New Antenna Dimension}}{\text{Free Space Loop Antenna Dimension}} = 0.3805$$

So, the antenna length is reduced by 61.95%.

The antenna is also measured using Labvolt to discover the far field pattern radiation. Figure 9 shows the measurement setup mounted at CETUC and the octagonal loop antenna is used as a receiving antenna. The transmitting antenna used was a log periodic antenna set for $f = 1\text{ GHz}$.



Figure 9 – Setup mounted at CETUC and the octagonal loop antenna is used at receiving antenna.

The figure 10 shows the result of the setup mounted to measure the radiation.

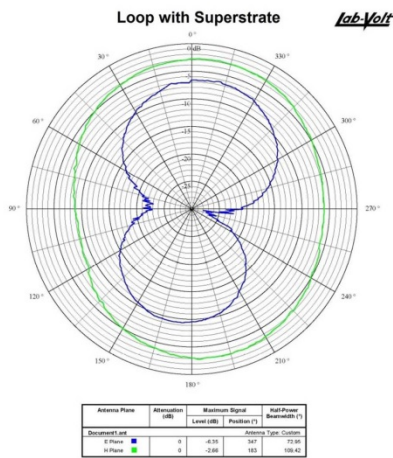


Figure 10 – The Measured Radiation using Labvolt for the setup with the superstrate.

Using Labvolt and relating to figure 8, when the antenna is measured in E Plane this means that the antenna is placed over the xy plane and when the antenna is measured in H Plane means that the antenna is placed over the xz plane.

iv. Final Comments and Future Works

In this work, a loop antenna is initially simulated and measured for a free space length $L = 1.14 \cdot \lambda$ at $f = 1\text{GHz}$.

During the free space loop antenna measurements it is verified that the Antenna Input impedance for $L = 1.14 \cdot \lambda$ is over 150Ω . A balun with a transform relation $r = 3$ is selected to produce balanced excitation and impedance matching in a 50Ω measurement system [1].

Then, a new octagonal loop antenna assembled over a Rogers R6010 ungrounded substrate associated with a Barium Titanate superstrate is simulated, realized and measured. As the substrate and superstrate environment operates by changing the dielectric constant ϵ_r of the medium, A new resonance frequency of 600 MHz is obtained.

A series of simulations reducing the antenna length and the superstrate distance cover are achieved until the resonant frequency of 1 GHz is obtained again. Ray optics, Snell law and transmission line equivalence indicates that rays can be bent by the substrates in a suitable direction to adjust the gain. A series of practical experiments reproduces the gain and the return loss behavior obtained in simulations. Then, an new antenna loop with similar return loss and gain of a free space loop but 61% of length reduction is realized. Besides, the E-plane and H-plane pattern diagram also similar to the free space large loop antennas.

Another interesting consideration is the reduced length used in the transmission line equivalent model in axe AA' indicated in figure 2. In general, $(\lambda/4)$ length models are employed. In general, $(\lambda/4)$ models are employed. [8 – 10]

Finally, it is important to mention that to use the substrate multilayer structure to reduce antennas dimensions and recover the original gain, to the authors knowledge, has not been reported.

Optimisation of a device for pick-up of low-frequency radio signals and transmission over polymer optical fibres

Ricardo M. Ribeiro · Andrés P. L. Barbero ·
 Odair S. Xavier · Jorge A. M. Souza · Marbey M. Mosso

Received: 23 November 2011 / Accepted: 29 November 2012 / Published online: 11 December 2012
 © Institut Mines-Télécom and Springer-Verlag France 2012

Abstract The development of passive (without RF amplifier) and optimised VHF-detector/optical-modulator circuit module as a device for operation in the 88–108 MHz band will be described in this paper. It uses illumination-type light-emitting diodes (LEDs) emitting at 650 nm as the light source, coupled with poly(methyl methacrylate) polymer optical fibre. Reactive impedance matching is performed between the optoelectronic light source and the antenna by taking into account the some capacitance variation with the frequency of the antenna and of the biased LED, not resolved with the packaging parasitic effects. The relatively simple device presented here and named wireless-over-polymer optical fibre may be useful in many low-frequency radio-over-fibre applications and may contribute to energy savings.

Keywords Radio-over-fibre · Optoelectronics · Polymer optical fibres · Photonic antenna · Conjugate impedance matching · Reactance impedance matching

1 Introduction

Most of the research activities on wireless-over-fibre (WoF) technology are focused on high-frequency analogue links (in gigahertz) using single-mode and sometimes multi-mode silica optical fibres intended for transmitting, receiving and

distributing RF signals or in antenna remoting [1]. However, low-frequency WoF links typically below the “microwave-band” (say <800 MHz), may be of interest. New wireless networks like those operating on a 400-MHz carrier frequency in Europe and Australia [2] and 700 MHz in the USA are some examples. The Federal Communications Commission (FCC) is opening the frequency bands that were used in the past for analogue services [3] and are now to be used in many new digital services. Another system of interest may work at even lower frequencies, such as <120 MHz [4, 5]. The lower-frequency (<120 MHz) as well as higher-frequency bands are also of interest for military defence applications such as remote antenna units on ships and airplanes, that currently rely on the use of high-frequency (HF) bands, namely on battlefields, etc. [4 and references therein, 6–10].

Many commercially available analogue or digital fibre-optic links are designed for broadband operation and, hence, are not optimised for narrowband or low-frequency applications. Analogue communications links usually require narrower wideband matching when compared with digital links [11–13]. Therefore, it is often necessary to design custom, impedance-matched fibre-optic transceivers for lowest loss within a selected spectral band or central frequency. Usually, an impedance matching from 50 Ω of a generator to 2–20 Ω resistive impedance of a laser diode (LD) or light-emitting diode (LED), or from 50 Ω impedance of an instrument (oscilloscopes, electric spectrum analysers, etc.) and the high-impedance photo-diodes are enough for most purposes, i.e. for broadband matching, no antenna is involved in either case. However, in the case of wireless transceivers that comprise an antenna, it may become interesting to achieve a wideband resonating circuit that requires approximate conjugate impedance matching. The reason is the need to pick up as much power as possible from the radio waves.

R. M. Ribeiro (✉) · A. P. L. Barbero · O. S. Xavier
 Departamento de Engenharia de Telecomunicações,
 Universidade Federal Fluminense,
 Niterói, RJ 24.210-240, Brazil
 e-mail: rmr@pq.cnpq.br

J. A. M. Souza · M. M. Mosso
 Centro de Estudos em Telecomunicações,
 Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro,
 Rio de Janeiro, RJ 22.453-900, Brasil

To the best of the authors' knowledge, relatively few papers dealing with impedance matching between antennas and optoelectronic devices (particularly optical sources) are available in the literature. From the 1990s, the research group of Maricot reported on circuits with passive reactive matching between a 50- Ω generator and LDs with impedance of a few ohms [14] and network analyser (50 Ω) with PIN photo-diodes [15] but without using any antennas. The papers [14, 15] describe the use of metal-insulator-metal capacitors and spiral inductors to build impedance matching networks. An enhancement of 11.4 dB is achieved for the complete Tx–Rx link operating at 5.6 GHz central frequency with 600 MHz spectral width (~ 10 % of the central frequency).

The active integrated antenna concept was introduced in 2000 describing conjugate impedance matching between an antenna and an amplifier to optimise the gain and the noise figure [16]. More recently (2004), Cryan and colleagues [17] have introduced the photonic active integrated antennas (PhAIA) concept. At least until 2004 [17], it was known that some work has been done looking at the integration of optoelectronic devices with antennas, but this has concentrated on the receiver side, e.g. photo-diodes [18]. Other papers from the same group [19–22] report resistive impedance matching between printed antennas and LD or photo-diode leading to PhAIAs. In these papers, the optoelectronic devices are characterised by their impedance as a function of frequency. PhAIAs have applications for in-building and campus wireless LAN systems, where the fibre backbone is used to extend the limited coverage of standard wireless hotspots. The simplicity of an optimised Tx is quite useful for WiFi signal distribution [19, 22]. Another paper [23] describes a printed photonic antenna (microstrip) using LDs and electronic amplifier. The bias-T accomplishes impedance matching and takes into account antenna resonance.

Loop antennas are not new, but are simple, well known, easy to build and useful for detection of RF electric and magnetic fields [24]. Furthermore, we have been witnessing a kind of “rebirth” in applications involving loop antennas, for example, for flood embankments where an optical fibre is used to transmit the reference signal from one of the antennas [25], for wireless energy transfer [26]. Examples of applications of micro-loop antennas [27] include mobile phones [28], magnetic field optoelectronic micro-probes [29], UHF RFID tags for metallic identification [30] and a photonic antenna integrated with a polymer contact lens [31]. In this last example, conjugate impedance matching was not really carried out.

In order to greatly simplify manufacturing and manipulation, and also to provide robustness while lowering the cost of low-frequency (starting at <120 MHz) WoF systems, since 2006 our group have carried out some original work on the development of simple systems named “optoelectronic

probes” based on polymer optical fibres (POFs) or “wireless-over-polymer optical fibres (WoPOFs)” (see Section 2). LEDs and Resonant-Cavity LEDs (RC-LEDs) coupled with poly(methyl methacrylate) (PMMA) or PF POFs may be used instead of LDs and single-mode silica optical fibres. POFs are easier, safer and cheaper to handle than silica fibres [4, 32], especially the connection between light sources, photo-detectors and POFs. RC-LEDs generate stimulated radiation instead of spontaneous radiation, which is the case with LEDs [32]. Therefore, RC-LEDs are faster than LEDs and need less care than LDs. Furthermore, multi-GHz modulated light-emitting transistors at 4.3 GHz [33] and diodes at 7 GHz [34] are currently under development.

This paper shows new experimental results on the development of a passive (i.e. without any amplifier) 88–108 MHz frequency range RF-detector/optical-modulator (Tx module) using simple illumination-type LEDs as visible optical sources. The light generated from such sources is efficiently coupled and transmitted through PMMA POFs up to the photo-detector. The present paper is an extension of our work [35] which was originally presented at GRO-WAN 2011 in Brest, France. We believe the present paper provides at least three original direct or indirect contributions as described below.

1.1 Saving energy

In the present work, saving energy may be viewed as a minor and also as a major contribution. Minor contributions merely originate from the passive and optimised nature of the Tx module. Given that the Tx does not use any electronic amplifiers and that its circuit is nearly conjugate impedance matched, the Tx uses a reactive impedance matching circuit. The major contribution comes from the potentially widespread use of present simple low-frequency WoPOF links for signal distribution to smaller wireless networks cells covered with low-power antennas, instead of feeding few low-frequency band antennas with a high-power RF carrier. In addition to avoiding the use of amplifiers, efficient impedance matching may also reduce the amplifier gain set in the Tx or Rx. Furthermore, reactive matching does not add noise as is the case with the use of resistive elements, which also dissipates even more energy due to inherent ohmic losses.

1.2 Reactive impedance matching for the wireless-optoelectronic transceiver

This paper takes into account the electrical impedance (resistance, reactance and possibly the capacitance) [14] variations of the loop antenna and the LED for the design of an approximate conjugate impedance matching network, when the voltage or current bias is selected and the RF

frequency varies. As pointed out above, one advantage of reactive matching is avoiding resistive elements that generate ohmic losses.

To achieve wideband conjugate matching, it is necessary to have detailed knowledge of optoelectronic device input impedance. However, this has not been widely studied since in standard optical-communication systems, simple wideband-matching techniques, such as series resistors, are often used and detailed knowledge of the input impedance is less critical.

Currently, many light-emitting devices are fabricated with varying impedance values. A vertical-cavity surface-emitting laser, for instance, typically has a resistive impedance value in the 17- to 50- Ω range [17, 19, 20, 36]. However, the inclusion of reactance components in the matching network may improve the performance characteristics such as high-frequency response, time-domain response, transition time of pulses, settling time, bandwidth, jitter, etc. It may also include the variation of the shape of an optical pulse produced by the light source. The values of tunable capacitors and inductors may also be set to compensate for transients associated with packaging parasitic reactance.

Most circuits are optimised without rigorous conjugate impedance matching being carried out because many practical concerns besides maximum transfer power should also be taken into account [37]. Nevertheless, paper [37] also describes a few cases where conjugate impedance matching is useful, as for the maximum pick up of energy from a certain spectral band of the radio waves.

1.3 Use of LEDs as optical sources

Usually, red and infrared LEDs have a relatively linear P-I response characteristic, whereas LDs have some nonlinearity or threshold effect. Therefore, LEDs may present better linearity than LDs [38, 39], which is crucial in analogue and digital multilevel transmissions.

Because of the non-coherent nature of LEDs, lower intensity fluctuations are expected when compared with LDs [40], thus in principle enabling larger signal-noise-ratio in analogue links. Although commercial LEDs exhibit a slow response when compared with LDs, recent research has shown multi-GHz-modulated light-emitting transistor and diodes [33, 34] that are promising milestones.

This paper aims to directly treat the second contribution and indirectly the first and third ones.

2 Optoelectronic probes (WoPOFs) and the hybrid Tx module

“Optoelectronic probes” are useful devices and have been described in the literature. In principle, “optoelectronic

probes” may be viewed as the optical version of the well-known “electromagnetic probes” ([41], and references therein, using an optical fibre instead of a metallic cable for signal transmission. Many applications require detecting, measuring or tracking the waveforms and their frequency amplitude components from low to high frequency radio signals propagating through the environment (e.g. antenna characterisation, electromagnetic pollution monitoring, remote link to/from antennas, EMC tests [4, 5, 42]). Furthermore, since 2000 there has been an increasing interest in transceivers operating at low frequencies for many applications [4 and references therein].

“Optoelectronic probes” can be assumed to be the basic block that is useful by itself, but may also be extended to operate as a WoF repeater for remoting antennas, to irradiate an electromagnetically shielded environment with radio signals, to precisely measure the complete RF waveforms [4], etc. As schematically shown in Fig. 1, an “optoelectronic probe” comprises three modules: an optical transmitter (Tx), an optical fibre and an optical receiver (Rx). The optical receiver essentially comprises an amplified photo-diode and a broadband electrical connector enabling at least the connection of the “optoelectronic probes” with oscilloscopes or electrical spectrum analysers (ESAs) for signal display and processing. If the “optoelectronic probe” is thought to be part of a wireless repeater, the signal provided by the Rx generally should be amplified to feed an antenna, etc.

2.1 The matching network of the Tx

This paper aims to optimise the Tx module. The latter is a hybrid transmitter, i.e. an optoelectronic and RF connected sections that in turn comprise three sub-modules as is schematically shown in Fig. 2: the antenna, the impedance matching network and the optical source. A bias-T device (not drawn in Fig. 2) is used to combine the DC bias from a voltage (or current) source and the RF signal generated by the antenna leading to a composite signal to drive the LED. At the same time, the bias-T should electrically isolate the

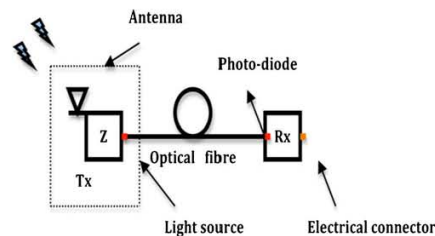


Fig. 1 The schematic drawing of an “optoelectronic probe” to be viewed also as a basic block of more complex devices

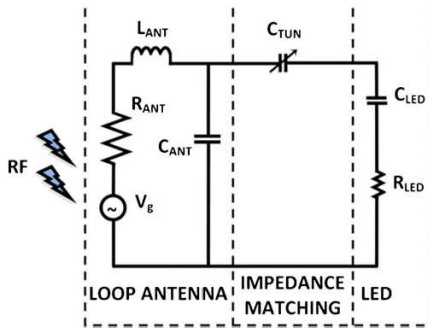


Fig. 2 The three-section equivalent electrical circuit of the hybrid Tx module. The packaging parasitic effects are included in R_{LED} , C_{LED} , R_{ANT} and C_{ANT}

loop antenna and the bias source of the DC bias and the RF signals, respectively. It should be observed that the packaging parasitic inductances and capacitances are not explicitly included in the circuit diagram. The reason is because the R_{ANT} , C_{ANT} , R_{LED} and C_{LED} are all calculated from the measurements of the antenna and LED effective impedance (resistance and reactance). Therefore, the parasitic effects automatically contribute to the effective resistance and reactance of the circuit components.

Figure 3 shows a picture of the loop antenna connected (welded) to a reactance conjugate match network, i.e. a single RF tuning capacitor in turn welded to a male SMA connector. The tuning capacitor is ceramic UHF one with few picofarads capacitance from American Technical Ceramics [43], specified as 100B-xx0-K-Px-500 where xx means the capacitance in picofarad. As shown on the left-hand side of Fig. 3, two wires appear out of the loop antenna. In the middle appears the small ceramic capacitor. On the right-hand side, appears the male SMA connector. This connector was placed for convenience, i.e. to first connect the loop antenna for impedance characterisation (see Section 2.3) and then to connect the antenna with the



Fig. 3 Picture of the loop antenna and its two wires (left) welded to the impedance match ceramic capacitor (middle), in turn welded to the male SMA connector (right)

female connector of the bias-T that is also shown on the right hand side of Fig. 3.

Another male SMA connector was welded to the red DieMount [44] LED emitting 4-mW optical power into the POF at 650 nm [45].

Because the amplitude of the radio signals radiated from the far field is generally very weak and the present WoPOF does not use an amplifier in its Tx module, a key component used in the latter is the POF-coupled LED from DieMount (see Fig. 1) [44, 45]. It was originally intended for highly efficient “cold” illumination purposes only [44]. In order to optimise the light power generated from LED dies and launched into the POF to be guided, DieMount developed the so named “POF-coupled LED” arrangement as is schematically shown in Fig. 4 [44]. The LED die, typically with 300 μm size or less, is placed in the focus of a parabolic micro-reflector that is integrated into the microstructured submount in the process. The micro-reflector is able to “recycle” the generated light and to launch into a large diameter optical fibre (>0.7 mm) as the 1-mm-diameter standard PMMA POF [32]. As a consequence, the coupling efficiency from the semiconductor die to 1-mm-diameter POF is increased up to five times in comparison to conventional butt coupling.

It is interesting to observe that the DieMount guarantees neither minimum bandwidth nor minimum data throughput from their POF-coupled LEDs. Nevertheless, this paper and some others [32], and references therein have shown that these surface-emitting LEDs can be modulated up to tens of MHz.

A wireless-optoelectronic Tx module should extract as much RF power as possible from the incident electromagnetic wave and at the same time to generate a time-dependent optical signal with maximum modulation depth, without generation of harmonics or 3rd-order component contents. The Tx module should be highly linear and very efficient [1]. These tasks may be achieved by properly biasing the LED and performing (almost) conjugate impedance matching between the antenna and the LED. In special situations where the density power of the incident wave on the antenna is strong enough, the LED may be driven even

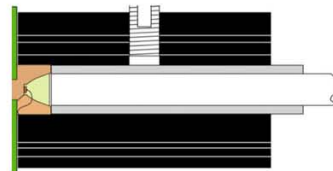


Fig. 4 Schematic drawing of the POF-coupled LED arrangement from DieMount GmbH [44]

without bias and impedance matching since the circuit is able to provide $V > V_{\text{threshold}}$.

2.2 The optoelectronic characterisation of the POF-coupled DieMount LEDs

Figure 5 shows the $I_{\text{DC}} \times V_{\text{BIAS}}$ plots for the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs presenting $V_{\text{threshold}}=1.7$ V and $V_{\text{threshold}}=2.3$ V, respectively.

Figure 6 shows the normalised optical power \times DC current ($P_{\text{opt}} \times I_{\text{DC}}$) plots for the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs, which present an almost linear dependence, to 50 and to 10 mA, respectively. From the manufacturer datasheet [44] and the linear $P_{\text{opt}} \times I_{\text{DC}}$ dependence shown in Fig. 6, the DC gain of the red LED is given by $4=0.2$ mW/mA, which is a value that may be different in the RF regime [46].

It is well known that more bandwidth can be extracted from LEDs by using current-sources instead of voltage-sources [5]. However, an antenna is a voltage source and a passive Tx is consequently bandwidth limited. In this paper, the Tx optimisation using an almost conjugate matching circuit is a useful technique to mitigate the bandwidth limitation. Another method is to use a current driver in the Tx, turning it into an active device [5]. Anyway, it must be remembered that the almost conjugate matching procedure may be also applied to an active Tx.

Figure 7 shows the frequency response plots of the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs when a 150-MHz bandwidth-amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs is used.

Figure 7 was achieved from measurements using voltage instead of current drive signals. Therefore, it is expected that the bandwidth of the LEDs be not fully explored [5]. Nevertheless, the plots of Fig. 7 clearly show that the optical bandwidth of the green LED (22 MHz) is larger than that of

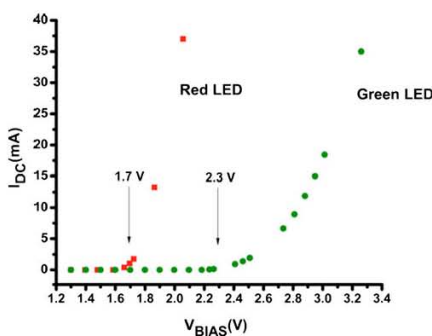


Fig. 5 $I_{\text{DC}} \times V_{\text{BIAS}}$ plots for the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs

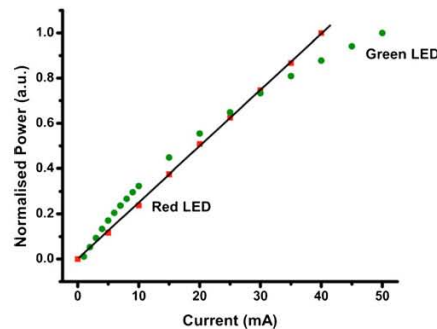


Fig. 6 $P_{\text{opt}} \times I_{\text{DC}}$ plots for the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs

the red (14 MHz) one. In principle, it seems that the green LED is better suited to the Tx than the red one because of its larger bandwidth and due to the known smaller attenuation of the PMMA fibre in the green window [32]. However, our experiments using small fibre links (~ 5 m length) have shown the best results using the red LED as the light source. The reason is easy to explain. Assuming that the silicon photo-diode generates the same photo-current for both wavelengths $I_{\text{ph}}(520 \text{ nm})=I_{\text{ph}}(650 \text{ nm})$. The optical powers launched into the POF as to be 2.3 mW at 20 mA (520 nm) and 4.0 mW at 20 mA (650 nm). The photo-diode responsivities as to be $R(520 \text{ nm})=0.32$ mA/mW and $R(650 \text{ nm})=0.45$ mA/mW. The POF attenuation coefficients are 85 (520 nm) and 160 dB/km (650 nm). A simple calculation shows that in up to ~ 52 m PMMA POF length, it is worth to be used with the red LED instead of the green one. On the other hand, Fig. 7 shows that even at 100 MHz, there is ~ 5 dB “more” red light available than the green one. This is

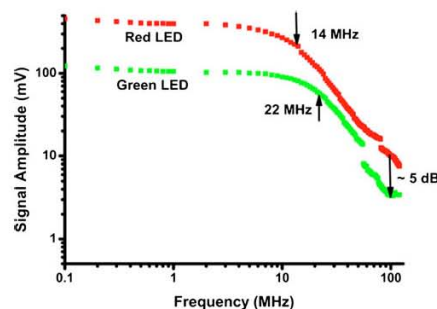


Fig. 7 Frequency response plots for the red (650 nm) and green (520 nm) LEDs

in reasonable agreement with the ~3.5 dB margin also given by the aforementioned theoretical calculation.

2.3 The electrical impedance characterisation of the devices

The measurements displayed in Figs. 8 and 9 were carried out by using a network analyser to measure the VSWR as a function of launched frequency f in the LED and in the loop antenna with each device having a single port. Once the $VSWR(f)$ is known, the effective resistive impedance $R(f)$ and reactance $X(f)$ can be both calculated.

Figure 8 shows the plot of the resistive and reactive impedance of the 650 nm LED under $V_{bias} = 2.3$ V bias voltage as measured in the 80–120 MHz frequency range.

From Fig. 8, one achieves an almost constant $R_{LED} = 10.5 \Omega$ resistive impedance for the 650-nm LED in the 80- to 120-MHz frequencies range. As is expected, the reactive impedance is negative, i.e. capacitive reactance, because of the growth of charge depletion region in the LED quantum wells. When the LED is forward biased, the charge separation and/or dielectric constant of medium undergo changes, thus leading to capacitance variations. Indeed, simple calculations from the reactance measured in the 80- to 120-MHz frequency range show that by applying 2.3 V bias voltage, the $C_{LED}(f)$ LED capacitance varies from 400 to 100 pF. However, this is only an approximate approach because it is likely that the LED also presents parasitic inductance $L_{parasitics}$ and capacitance $C_{parasitics}$ (see Section 3.3).

Figure 9 shows the plot of the effective resistive and reactive impedance of the 10×12 -cm rectangular one-turn ($N=1$) loop antenna, as measured in the 88- to 108-MHz frequency range (FM band).

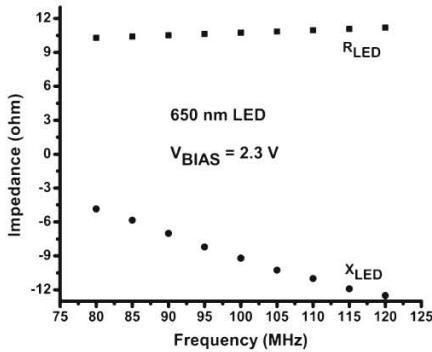


Fig. 8 a Plot of the resistive and reactive impedance of the 650 nm LED under 2.3 V bias voltage from 80 to 120 MHz frequency range. The packaging parasitic effects are automatically included in the measurements

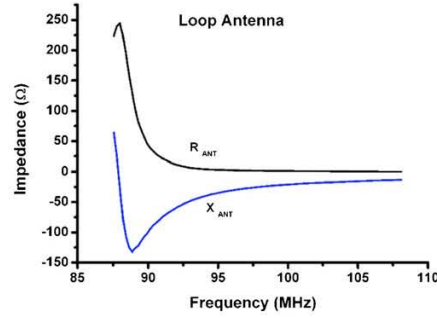


Fig. 9 Plot of the resistive and reactive impedance of the 10×12 -cm rectangular $N=1$ loop antenna in the FM-band (88–108 MHz) spectrum. The parasitic effects are automatically included in the measurements

Figure 9 shows rather small resistive impedance ($R_{ANT} \sim 2 \Omega$) for the loop antenna in the 88- to 108-MHz range. Figure 9 also shows that at least in the FM band, a negative effective reactance was achieved that yields the predominance of capacitive reactance, rather than inductive reactance. Taking into account such capacitive predominance, a simple calculation allows one to determine the $C_{ANT}(f)$ to be in the few picofarads (<10 pF) capacitance range, as will be demonstrated below.

2.4 The complete PMMA-based WoPOFs for 88–108 MHz frequency range

In the present stage of development, an external DC voltage source is being used to bias the LED. The RF signal and the DC voltage from the antenna and source, respectively, are both coupled with the LED by means of a ZFBT 4R2GW model bias-T (100 kHz–4.2 GHz) device from mini-circuits with 0.6 dB insertion loss.

Figure 10 shows a picture of the complete PMMA-based WoPOF for 88–108 MHz (FM band) under operation. The present optical link uses ~5 m length of PMMA POF, but it may be extended up to few dozen meters because of attenuation limitation typically at 140–180 dB/km of PMMA



Fig. 10 Picture of the PMMA-based WoPOF for 88–108 MHz frequency range under operation. The Tx module appears on the left, the PMMA POF with white polyethylene jacket in the middle and the Rx in the right of the figure

POFs. On the left side of Fig. 10, the Tx module appears, in the middle the PMMA POF link, and at the right the 150 MHz bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs. A simple optical coupling adaptor like a small white plastic cylinder is fitted into the Rx aperture in order to align the POF end and the active photo-diode chip. The output coaxial cable from the photo-receiver may be connected to an oscilloscope or ESA. The other cable provides the bias voltage to the photo-diode and their integrated amplifier. The photo-receiver is RF-shielded by the manufacturer.

3 Results and discussion

3.1 The measured spectra with the WoPOF in the 0–300 MHz frequency range

Figure 11 shows the FM spectrum radiated from the far field, highlighting 20 channels that could be detected and measured when the WoPOF of Fig. 10 (without the impedance matching circuit) was connected to an MS2664 model ESA from Agilent. The vertical and horizontal axes are displayed in microvolts and megahertz scales, respectively. The spectrum radiated from the far field means that the FM-modulated radio broadcast is available in the environment and is used for convenience, because neither an anechoic chamber nor an RF field meter were available in our Laboratory at the time of the experiments.

Figure 12 shows an expanded (lower resolution) 10–300 MHz spectrum containing the plot shown in Fig. 11. The vertical and horizontal axes are displayed in millivolts

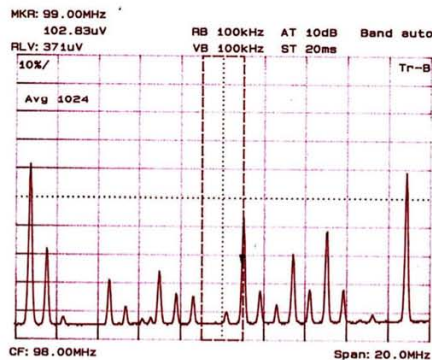


Fig. 11 Plot of the FM-band spectrum as measured with the WoPOF shown in Fig. 10 but without the impedance matching circuit. Vertical axis, 0–371 μ V (37.1 μ V/div). Horizontal axis, 88–108 MHz (2 MHz/div)

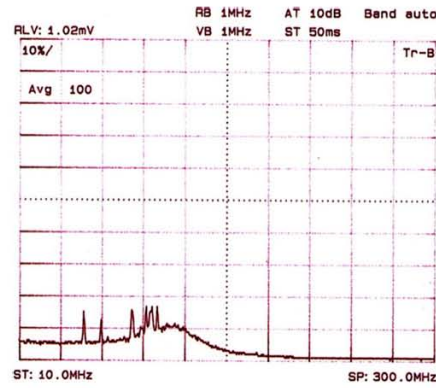


Fig. 12 Plot of the extended 10–300 MHz band spectrum as measured using the WoPOF shown in Fig. 10 but without the impedance matching circuit. Vertical axis, 0–1.02 mV (0.1 mV/div). Horizontal axis, 10–300 MHz (29 MHz/div)

and megahertz scales, respectively. The FM band is again detected (displayed with lower resolution). Two peaks centred around 55.8 and 68.0 MHz now appear. Both peaks originate from the analogue TV broadcast. The 55.8 and 68.0 MHz central frequencies seem to be the not-very-well-resolved video-carrier of channels 2 (55.25 MHz) and 4 (67.25 MHz) in Rio de Janeiro, Brazil.

Figures 13 and 14 both show an expanded 10–300 MHz spectrum that could be detected and measured with the

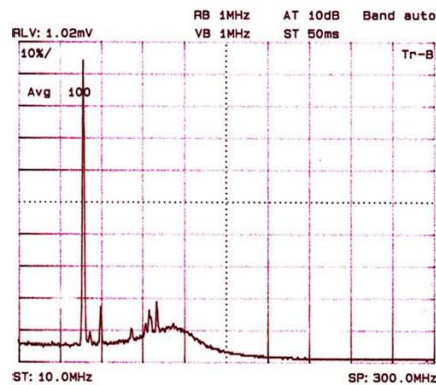


Fig. 13 Plot of the extended 10–300 MHz band spectrum as measured using the WoPOF shown in Fig. 10 but now with the impedance matching circuit ($C_{TDR}=7.5$ pF). Vertical axis, 0–1.02 mV (0.1 mV/div). Horizontal axis, 10–300 MHz (29 MHz/div)

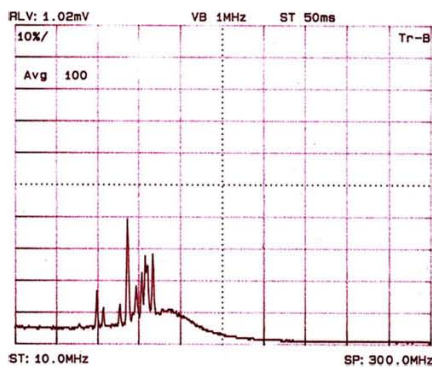


Fig. 14 Plot of the extended 10–300 MHz band spectrum as measured using the WoPOF shown in Fig. 10 but now with the impedance matching circuit ($C_{TUN}=3.3$ pF). Vertical axis, 0–1.02 mV (0.1 mV/div). Horizontal axis, 10–300 MHz (29 MHz/div)

complete WoPOF shown in Fig. 10 but using a single capacitor of $C_{TUN}=7.5$ pF and then $C_{TUN}=3.3$ pF, respectively, as the matching network (see Fig. 2). The vertical and horizontal axes are both again displayed in mV and MHz scales, respectively.

In all measurements shown by the spectra displayed in Figs. 11, 12, 13 and 14, independent tests were carried out to confirm whether the WoF transmission is true or not. In the first test, the loop antenna was disabled from the circuit. In the second test, the POF was de-coupled from the photo-receiver. Finally, in the third test, the DC bias voltage was turned off. In all three cases the signal seen in the oscilloscope or ESA disappeared. Therefore, the detected and the displayed signals were all true, i.e. the radio signals were really picked up by the Tx, transmitted by the POF and detected by using the Rx.

3.2 Calculations by assuming the absence of parasitic effects

In a first approach, the experimental results may be roughly explained by assuming an equivalent electrical circuit as is shown Fig. 2 and by using fixed values of loop antenna and LED capacitances, i.e. assuming both are independent of frequency f and none packaging parasitic effects. Simple calculations and numerical simulations using the advanced design system (ADS) software from Agilent may be carried out in order to approximately explain the spectra of Figs. 13 and 14 when compared with those of Fig. 12. The influence of the bias-T is assumed to be negligible because of the high values of bias-T inductance and capacitance [20].

From the “loop antenna” circuit section of Fig. 2, the impedance dependence on frequency from Fig. 9 and after a

simple calculation for 90 MHz using $X_{ANT}=\omega L_{ANT}-1/\omega C_{ANT}$ ($X_{ANT}=-125$ Ω), one obtains $C_{ANT}\cong 4.5$ pF, taking into account $L_{ANT}=480$ nH. The latter was calculated by using the well-known Grover formula [47] for inductances. Repeating the previous calculation but now from the LED impedance displayed on Fig. 8 and using $X_{LED}=1/\omega C_{LED}$, one obtains ($X_{LED}=-7$ Ω) $C_{LED}\cong 252.7$ pF as the LED junction capacitance at 90 MHz.

Figure 15 shows the plot of the calculations for the normalised $|S_{21}|$ parameter, based on the equivalent circuit displayed in Fig. 2, when the capacitances are all fixed and the frequency (f) is varied from 10 to 300 MHz. All the resonance frequency peaks are assigned by using an arrow and their values are also displayed. The resonance peak calculations show that all of them are around the 0 dB level.

The first calculation assuming an unmatched circuit (without C_{TUN}) gives $f_{RES}=14.4$ MHz as the resonance peak frequency that is far from the FM band. Along the latter band, calculations have shown an average $|S_{21}|\cong -28$ dB almost flattened. Using a ceramic tuning capacitor of $C_{TUN}=7.5$ pF, $C_{TUN}=3.3$ pF and $C_{TUN}=1.2$ pF fixed capacitances, the resonance peak shifts toward the centre of the FM band. As is displayed in Fig. 15, calculations show f_{RES} ($C_{TUN}=7.5$ pF)=67.2 MHz, f_{RES} ($C_{TUN}=3.3$ pF)=83.0 MHz and f_{RES} ($C_{TUN}=1.2$ pF)=97.2 MHz.

Figure 16 was generated from Fig. 15, where the three plots of the optimised response $|S_{21}|$ (C_{TUN})– $|S_{21}|$ (unmatched) from 10 to 300 MHz are displayed for $C_{TUN}=7.5$, 3.3 and 1.2 pF. The resonance peaks are the same as those shown in Fig. 15. The horizontal line indicates the 0 dB level of the

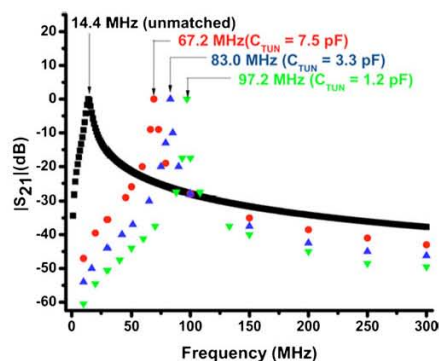


Fig. 15 Plots of the normalised $|S_{21}|$ parameter simulations (10–300 MHz) using the ADS software for unmatched circuit, with $C_{TUN}=7.5$ pF, $C_{TUN}=3.3$ pF and $C_{TUN}=1.2$ pF by assuming fixed capacitances (absence of parasitic effects) of $C_{ANT}=4.5$ pF and $C_{LED}=252.7$ pF, and the equivalent circuit shown in Fig. 2. All the resonance peaks are assigned with an arrow

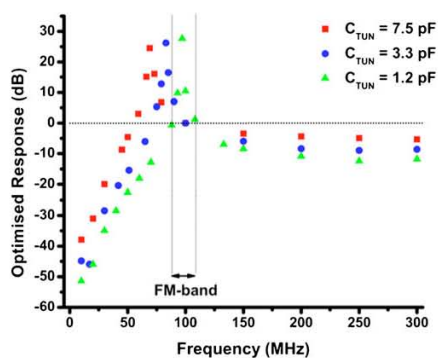


Fig. 16 Plots of the optimised response $|S_{21}| (C_{TUN}) |S_{21}|$ (unmatched) from 10 to 300 MHz using with $C_{TUN}=7.5$ pF, $C_{TUN}=3.3$ pF and $C_{TUN}=1.2$ pF by assuming fixed capacitances (absence of parasitic effects) of $C_{ANT}=4.5$ pF and $C_{LED}=252.7$ pF. All the plots were generated from the plots in Fig. 15

optimised response. The two vertical lines mark the FM band. All the calculated points above the 0 dB level are due to the inclusion of the matching capacitor C_{TUN} in the circuit.

Figure 17 is a zoom of Fig. 16 where the 55- to 115-MHz frequency range is “magnified” and includes the FM band. The horizontal line now indicates the 10-dB level of the optimised response used as the criterion of the calculated spectral bandwidth Δf of $|S_{21}| (C_{TUN}) - |S_{21}|$ (unmatched) around the resonance frequency f_{RES} for each plot. This criterion is similar to the 11.4-dB adopted by Maricot [14, 15]. From Fig. 17, $\Delta f(C_{TUN}=7.5$ pF)=13.5 MHz, $\Delta f(C_{TUN}=3.3$ pF)=10.8 MHz and $\Delta f(C_{TUN}=1.2$ pF)=7.0 MHz can

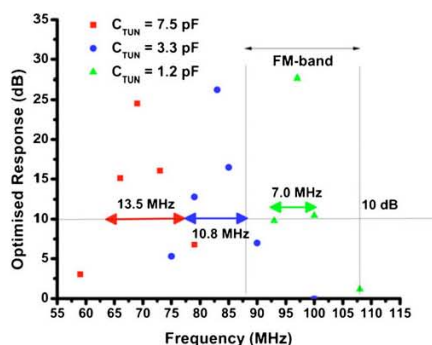


Fig. 17 Zoom of Fig. 16 plotting the frequency range from 55 to 115 MHz, including the FM band

be achieved. The 7.0-MHz occupies 35 % of the FM band. However, the remaining plots, occupying even wider spectra around f_{RES} , are theoretically outside the FM band.

Comparing the experimental measurements shown by Figs. 12 (unmatched) and 13 ($C_{TUN}=7.5$ pF), it can be seen that the 55.8-MHz is highly enhanced by ~ 19.5 dB, while the 68-MHz is only slightly enhanced by ~ 1.7 dB. The FM band is little affected. A significant enhancement of the 68-MHz peak was expected because of the resonance peak around 67.2 MHz and 24.4 dB level above the unmatched circuit, as is given by the theoretical model (see Fig. 17). These experimental results are not explained by the theoretical model, partially due to the use in the calculations of C_{ANT} and C_{LED} as fixed capacitance values corresponding to the 90-MHz frequency.

Now, comparing the experimental measurements shown in Figs. 12 (unmatched) and 14 ($C_{TUN}=3.3$ pF), it can be seen that the 89-MHz peak is enhanced by ~ 12.7 dB, while the clear “weighing” of the FM band as a whole is also observed. Figure 17 shows $f_{RES}=83$ MHz (26.2 dB above the unmatched circuit) and a theoretical enhancement of ~ 9.0 dB for the 89-MHz peak. Figure 17 also shows some response optimisation (<10 dB) in the FM band due to the inclusion of $C_{TUN}=3.3$ pF. Although these theoretical results do not fully explain the measurements results, a better agreement is achieved when comparing this circuit with $C_{TUN}=7.5$ pF.

Finally, by setting $C_{TUN}=1.2$ pF, the resonant peak is calculated to be $f_{RES}=97.2$ MHz, i.e. approximately in the centre of the FM band with an enhancement of ~ 27.8 dB above the response of the unmatched circuit. Figure 17 suggests in a theoretical point of view a significant enhancement of the FM band as a whole when the $C_{TUN}=1.2$ pF capacitor is used in the matching circuit of the Tx. Although 1.2 pF UHF ceramic capacitors are commercially available and seem to be the best suited for our device, they were unavailable in our Laboratory.

3.3 Calculations by assuming $C=C(f)$ frequency-dependent capacitances that includes the packaging parasitic effects

In this section, a more realistic physical picture is assumed, i.e. the effective capacitances of the LED and of the loop antenna are both assumed to be frequency dependent as is shown by the plots of Figs. 18 and 19, respectively [36, 48, 49]. By means of simple calculations, Figs. 18 and 19 were generated from the reactance plots displayed in Figs. 8 and 9, respectively.

Figure 2 in principle shows a relatively simple equivalent circuit of the Tx module. The parasitic capacitances and inductances are not explicitly included in the circuit topology. However, the method here presented is based on the

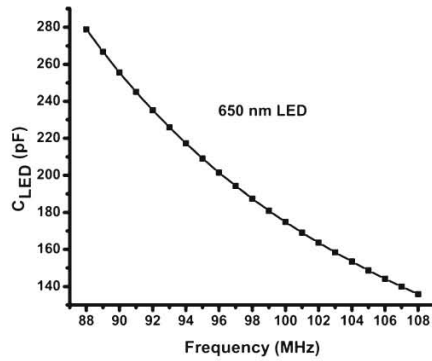


Fig. 18 Effective capacitance (C_{LED}) versus frequency of the 650-nm LED in the FM band

direct measurements of the effective resistance and reactance of the antenna and the optoelectronic device (LED) as is shown in Figs. 8 and 9. For instance, it is very difficult to measure the junction capacitance of the LED alone because the presence of parasitic capacitance and inductances is unavoidable. On the other side, it is also very difficult to measure such parasitic parameters alone. Therefore, the measured reactance of the LED and antenna as shown in Figs. 8 and 9 automatically includes the packaging inductances and capacitances. Alternatively, $C_{parasitic}$ and $L_{parasitic}$ may be explicitly represented in the circuit of Fig. 2. Nevertheless, this procedure, for example, requires the knowledge of the junction capacitance, $C_{parasitic}$ and $L_{parasitic}$ of the LED that is a difficult task. Following such procedure, the

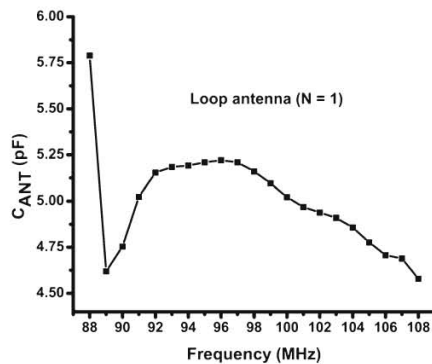


Fig. 19 Effective capacitance (C_{ANT}) versus frequency of the one-turn loop antenna in the FM band

C_{LED} and C_{ANT} described below are really effective parameters in the sense they comprise also the parasitic effects.

Based on the effective $C_{LED}=C_{LED}(f)$ and $C_{ANT}=C_{ANT}(f)$ dependences shown in Figs. 18 and 19, new simulations using the ADS software were carried out, still using the same equivalent circuit and parameters as were done in the previous section.

Although it is difficult to separate the junction capacitance of LED from the packaging parasitic, the dependence $C_{LED}=C_{LED}(f)$ comprises a mixing of effects. However, assuming the presence of parasitic inductance only ($L_{parasitic}=1$ nH), simple calculation from the data of Fig. 8 shows a frequency dependence of junction capacitance alone. The question is somewhat complex but Fig. 8 of the paper of Callegaro [48] shows the frequency dependence of capacitance of a gas capacitor. Of course the physical systems are not the same, but since a LED comprises a PN junction, it is not an absurd the existence of a $C_{JUNCTION}(f)$ dependence. Anyway, in this paper our procedure is to use $C_{LED}(f)$ (and $C_{ANT}(f)$) as to be an effective capacitance.

Similar to Fig. 15, Fig. 20 shows the calculation plots of the $|S_{21}|$ parameter when the LED and loop antenna effective capacitances are both dependent on frequency (f), now varied from 88 to 108 MHz, i.e. the FM band. The resonance frequency peaks corresponding to $C_{TUN}=3.3$ ($f_{RES}=89$ MHz) and 1.2 pF ($f_{RES}=92$ MHz) are assigned by using an arrow and their values are also displayed. The frequency peak corresponding to $C_{TUN}=7.5$ pF is essentially the same as that associated with $C_{TUN}=3.3$ pF, i.e. $f_{RES}=89$ MHz.

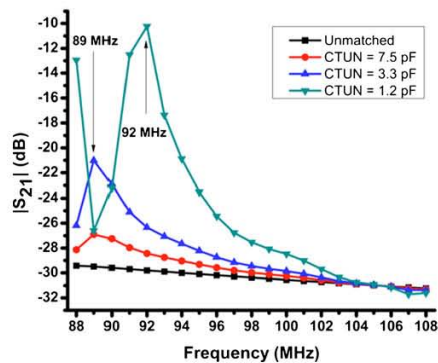


Fig. 20 Plots of the $|S_{21}|$ parameter simulations (88–108 MHz) using the ADS software for unmatched circuit, with $C_{TUN}=7.5$ pF, $C_{TUN}=3.3$ pF and $C_{TUN}=1.2$ pF by assuming (effective) variable capacitances of $C_{ANT}=C_{ANT}(f)$ according Fig. 18 and $C_{LED}=C_{LED}(f)$ according Fig. 19, and the equivalent circuit shown in Fig. 2. All the resonance peaks are assigned with an arrow

Figure 21 was generated from Fig. 20, where the three plots of the optimised response $|S_{21}|(C_{TUN})$ $|S_{21}|$ (unmatched) from 88 to 108 MHz are displayed for $C_{TUN}=7.5$, 3.3 and 1.2 pF. The resonance peaks are the same as those shown in Fig. 20.

The 10-dB level above the response of the unmatched circuit is again used as the criterion of the calculated spectral bandwidth Δf of the $|S_{21}|(C_{TUN})$ $|S_{21}|$ (unmatched) optimised response around the resonance frequency f_{RES} for each plot. It must be remembered that this criterion is similar to the 11.4-dB adopted by Maricot [14, 15]. From Fig. 21, $\Delta f(C_{TUN}=1.2 \text{ pF})=3.5 \text{ MHz}$ corresponding to 17.5 % of the FM band is achieved, while the other plots are below the 10-dB level.

From Fig. 20, when the circuit is unmatched, the frequency dependence and the level of $|S_{21}|$ is essentially the same as those shown in Fig. 15, i.e. an almost flat response around -30 dB. Figure 21 clearly shows that the insertion of the C_{TUN} in the equivalent circuit of Fig. 2 leads to partial enhancement of the FM band, and no attenuation below the unmatched configuration.

By comparing Fig. 12 with 13 when the $C_{TUN}=7.5 \text{ pF}$ is used, it is clear that the out-of-FM-band channel peaking at 55.8 MHz is highly enhanced, but the FM band itself is little affected, including the 89-MHz channel. This is in reasonable agreement with the optimised response plot corresponding to $C_{TUN}=7.5 \text{ pF}$ of Fig. 21 that is closer to the unmatched circuit response.

By comparing Fig. 12 with 14 when the $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ is used, it is clear that the inside-FM-band channel peak at 89.0 MHz is enhanced by 12.7 dB and the FM band itself is

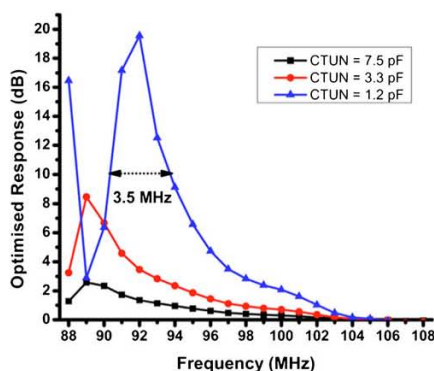


Fig. 21 Plots of the optimised response $|S_{21}|(C_{TUN})$ $|S_{21}|$ (unmatched) from 88 to 108 MHz with $C_{TUN}=7.5 \text{ pF}$, $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ and $C_{TUN}=1.2 \text{ pF}$ by assuming (effective) variable capacitances of $C_{ANT}=C_{ANT}(f)$ and $C_{LED}=C_{LED}(f)$. All the plots were generated from the plots in Fig. 20

significantly affected. This is partially in agreement with the plot corresponding to $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ in Fig. 21. The theoretical plot now leads to 89.0 MHz resonance peak at 8.0 dB above the unmatched circuit, instead of 83 MHz, as in the model explained in Section 3.2. This approximately explains the peak at 89 MHz. The plot response corresponding to $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ is higher than the unmatched level up to 102 MHz. However, a comparison between Figs. 12 and 14 shows that the FM band as a whole is enhanced. In this way, even the present, somewhat refined theoretical model for $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ underestimates the optimised response, at least in the FM band.

The theoretical plot corresponding to $C_{TUN}=1.2 \text{ pF}$ (Fig. 21) clearly shows a remarkable optimised response up to ~20 dB above the unmatched circuit in the FM-band. The resonance peak is now centred at 92 MHz, a different value from what was achieved from the previous model (97.2 MHz), i.e. the centre of the FM band. In any case, the FM band is theoretically enhanced up to ~104 MHz and presents 3.5 MHz at 10 dB spectral width.

4 Conclusions

By using simple and inexpensive commercially available components, including a non-Telecom LED and PMMA plastic optical fibres, a WoPOF with passive (without amplifiers) Tx could be built and optimised to work in the FM band (88–108 MHz). In order to optimise the prototype, an almost conjugate matching network using a single ceramic capacitor (3.3 pF capacitance) was designed from a simple model based on the complete (88–108 MHz range) impedance knowledge (including the packaging parasitic effects) of the loop antenna and the LED. This procedure can be seen as a design of an optimised “optoelectronic-RF circuit” intended to be broadband for a specific RF-band. Indeed the placement of a single tuning capacitor of $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ raises the FM band as a whole. The use of $C_{TUN}=1.2 \text{ pF}$ may optimise the Tx response even further. The channel around 89 MHz is most improved for $C_{TUN}=3.3 \text{ pF}$ and is in agreement with the model of frequency-dependent effective capacitances of the loop antenna and the LED. However, when the $C_{TUN}=7.5 \text{ pF}$ capacitor was placed in the circuit, the 55.8-MHz channel was highly enhanced, but it was outside the FM band.

Despite the theoretical model to be adopted, it seems that the use of $C_{TUN}=1.2 \text{ pF}$ may significantly improve the WoPOF response in the FM band. The comparison of experimental results with the two theoretical models shows that the effective $C=C(f)$ is best fitted. The precise impedance characterisation of the loop antenna and optoelectronic devices on RF frequencies is not an easy task. Furthermore,

the experimental tests were carried out using non-controllable radio signals.

To the extent that the conjugate matching circuits should be made broadband with as high efficiency as possible for each of the frequency components belonging to the target band, one may envisage the possibility of a “passively adaptive” matching circuit. The latter means that the components of the wireless transceiver, and possibly including the matching network, may exhibit suitable intrinsic capacitance and/or inductance frequency dependence. It should be remembered that as the frequency is increased, distributed matching elements should be used rather than lumped elements. An active light-controlled component impedance of a matching network was just filed as a patent [49].

The main experimental results of this paper are shown in Figs. 13 (with $C_{TUN}=7.5$ pF) and 14 (with $C_{TUN}=3.3$ pF) when compared with Fig. 12 (without C_{TUN}). Even using non-controlled radio waves without an anechoic chamber, a clear difference is observed using the same DC bias on the LED, i.e. the same energy consumption. In this way, the absolute power consumption of the LED (and thus the treated optoelectronic-RF device) is estimated from Figs. 5 and 8 as to be $R_{LED}I_{DC}^2 \approx 10.5 \times (30 \text{ mA})^2 \approx 9.5$ mW.

In this way, we believe the probably unique development we have carried out in the last few years can generate simple passive WoPOF systems with acceptable efficiency in many situations, not requiring the use of amplifiers in the Tx module. Further design can even improve the performance of the WoPOF by using slightly little or much more sophisticated impedance matching circuits. Furthermore, it is believed that this paper is one of the first to present detailed studies and use of de-embedded non-Telecom ultra-bright LEDs in the low-frequency range. Although the present development as a “proof-of-principle” has been carried out around the 100-MHz frequency, mostly due to suitability reasons and limitations on resources in our Laboratory, the idea using the presented procedure of design can also be applied for example to a wireless transceiver for 2.4 GHz carrier [17, 19, 20, 22] and others. A complete discussion of the analogue link here presented is naturally important. However is out of the scope of the paper, mainly due limitation of space and the fact that the paper is focused on the reactive impedance matching performed between the optoelectronic light source and the antenna. The analogue link parameters: gain, bandwidth (impedance matching), noise and distortion are not completely independent with each other, and a complete detailed discussion is left to a further publication. Finally, the main idea of this paper may also be naturally extended to other types of optoelectronic sources and photo-detectors, as well as to the deployment of links using per-fluorinated POFs [32] or silica optical fibres allowing longer distances between the Tx and Rx.

Acknowledgements The authors would like to thank Dr. Luca Callegaro of Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica, Turin, Italy for fruitful discussions and the Brazilian agencies CNPq/MCT, Capes/MEC and Faperj for the financial support of this research. One of the authors (Ricardo M. Ribeiro) would like to thank the granted Post-Doctoral fellowship of Capes/MEC under contract number BEX 9096/11-6.

References

- Williamson RC, Esmann RD (2008) RF Photonics. *J Light Technol* 26(9):1145–1151
- Stewart A (2008) Reviewing the 400 MHz band. Government Planning Section, Australian Communications and Media Authority (2 May 2008)
- Stillwell A (2008) FCC adopts rules for unlicensed use of television white spaces. News, Federal Communications Commission (4 November 2008)
- Ribeiro RM, Xavier OS, Souza JAM, Barbero APL (2009) An optoelectronic probe with loss compensation for electromagnetic monitoring at low frequencies. *Meas Sci Technol* 20(11):115111.1–115111.9
- Quilez M, Silva F, Riu P (1998) Low cost optical link to monitor EUT's susceptibility tests. In: 14th International Symposium of Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Pologne, pp. 229–232
- Urick VJ, Hastings A, Dexter JL, Williams KJ, Sunderman C, Diehl J, Colladay K (2008) Field test on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics. Naval Research Laboratory, NRL/MR/5652–08-9137 (31 July 2008)
- Pappert SA, Berry MH, Hart SM, Orazi RJ, Koyama LB, Li ST (1994) Ultrawide shipboard electrooptic electromagnetic environment monitoring. Technical Report 1646, Naval Command Control and Ocean Surveillance Center, San Diego, CA (May 1994)
- Pappert SA, Lin SC, Orazi RJ, Mc Landrich MN, Yu PKL, Li ST (1991) Broadband electromagnetic environment monitoring using semiconductor electroabsorption modulators. *Proc SPIE* 1476:282–293
- Jacobs EW, Olsen RB, Rodgers JS, Evans DC, Weiner TE, Lin C (2007) RF-over-fiber and optical processing for navy applications. OSA/OFC, Paper OWU1
- Pappert SA, Sun CK, Orazi RJ, Welner TE (2000) Microwave fiber optic links for shipboard antenna applications. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, Dana Point, CA, USA, 21–25 May, pp. 345–348
- Maricot S, Vilcot JP, Decoster D, Renaud JC, Rondi D, Hirtz P, Blondeau R, de Cremoux B (1993) Reactively matched optoelectronic transceivers on InP substrate for 6 GHz operation. *IEEE MTT-S Digest*, paper CC-6, pp. 1067–1070
- Goldsmith CL, Kanack B (1993) Broad-band reactive matching of high-speed directly modulated laser diodes. *IEEE Microw Guid Wave Lett* 3(9):336–338
- Ghafouri-Shiraz H, Wong WM (2000) Matching network for microwave applications of semiconductor laser diodes (LDS): consideration of the effects of electrical parasitics and LD carrier-dependent impedance. *Microw Opt Technol Lett* 25(3):197–200
- Maricot S, Vilcot JP, Decoster D (1991) Improvement of microwave signal optical transmission by passive matching of optoelectronic devices. *Microw Opt Technol Lett* 4(13):591–595
- Maricot S, Vilcot JP, Decoster D, Renaud JC, Rondi D, Hirtz P, Blondeau R, de Cremoux B (1992) Monolithic integration of

- optoelectronic devices with reactive matching networks for microwave applications. *IEEE Photon Technol Lett* 4(11):1248–1250
16. Andrenko AS, Ikeda Y, Nakayama M, Ishida O (2000) Impedance matching in active integrated antenna receiver front end design. *IEEE Microw Guid Wave Lett* 10(1):16–18
 17. Cryan MJ, Dragas M, House T, Varazza R, Hill M, Yu S, Ronson J (2004) A 2.4-GHz Wireless-Over-Fibre Transmitter using a photonic active integrated antennas (PhAIA). OSA/CLEO, paper CWA4
 18. Hirata A, Nagatauma T (2001) 120 GHz millimetre-wave antenna for integrated photonic transmitter. *Electron Lett* 37(24):1460–1461
 19. Sittakul V, Cryan MJ (2007) A fully bidirectional 2.4-GHz wireless-over-fiber system using photonic active integrated antennas (PhAIAs). *J Light Technol* 25(11):3358–3365
 20. Sittakul V, Cryan MJ (2009) A 2.4-GHz wireless-over-fiber system using photonic active integrated antennas (PhAIAs) and lossless matching circuits. *J Light Technol* 27(14):2724–2731
 21. Yashchysyn Y, Chizh A, Malyshev S, Modelski J (2010) Technologies and Applications of Microwave Photonic Antennas. In: Xth International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science (TCSET'2010), Lviv-Slavske, Ukraine, 23–27 February, pp. 11–14 (2010)
 22. Assimakopoulos P, Sittakul V, Nkansah A, Gomes N, Cryan M, Wake D (2011) Comparison Between Remote Antenna Units with Detachable Antennas and Photonic Active Integrated Antennas for Indoor Applications. In: XXX URSI General Assembly and Scientific Symposium of International Union of Radio Science (URSIGASS 2011), Istanbul, Turkey, August 13–20, Paper FP1.4
 23. Nanyan NF, Hashim SZM, Ngah R, Rahayu Y, Prakoso T (2010) An active uplink photonic antenna. In: Proceedings of 2010 IEEE Asia-Pacific Conference on Electromagnetic (APACE 2010), Port Dickson, Malaysia, 9–11 November, pp. 1–4
 24. Silva F, Sánchez F, Riu PJ, Pallás-Areny R (1997) Low-cost near-field probe for simultaneous E and H measurement with analog optical link. In: Proceedings of the IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Austin, TX, USA, 18–22 August, pp. 533–536
 25. Beziuk G, Pralat A (2003) Examination of flood embankments via measurement of mutual impedance of loop antennas operating at high frequency. In: Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'03), Toulouse, France, 21–25 July, vol. 4, pp. 2508–2510
 26. Park J, Tak Y, Kim Y, Kim Y, Nam S (2011) Investigation of adaptive matching methods for near-field wireless power transfer. *IEEE Trans Antenn Propag* 59(5):1769–1773
 27. Ahn S, Park S, Noh Y, Park D, Choo H (2010) Design of an on-glass vehicle antenna using a multiloop structure. *Microw Opt Technol Lett* 52(1):107–110
 28. Li WY, Wong KL (2009) Seven-band surface-mount loop antenna with a capacitively coupled feed for mobile phone application. *Microw Opt Technol Lett* 51(1):81–88
 29. Miyakawa T, Nishikawa K, Nishida K (2005) An optical-waveguide-type magnetic field probe with loop antenna element. *Electron Comm Jpn* 88(4):18–26
 30. Ng ML, Leong KS, Cole PH (2006) A small passive UHF RFID tag for metallic item identification. In: Proceedings of the International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSC2006), Chiang Mai, Thailand, pp. 141–144
 31. Pandley J, Liao, Yu-Te, Lingley A, Parviz B, Otis B (2009) Toward an active contact lens: Integration of a wireless power harvesting IC. In: IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS 2009), Beijing, China, 26–28 November, pp. 125–128
 32. Ziemann O, Krauser J, Zamzow PE, Daum W (2008) POF handbook: optical short range transmission systems, 2nd edn. Springer, Berlin
 33. Walter G, Wu CH, Then HW, Feng M, Holonyak N Jr (2009) 4.3 GHz optical bandwidth light emitting transistor. *Appl Phys Lett* 94:241101–241103
 34. Walter G, Wu CH, Then HW, Feng M, Holonyak N Jr (2009) Tilted-charge high speed (7 GHz) light emitting diode. *Appl Phys Lett* 94:231125–231127
 35. Souza JAM, Mosso MM, Ribeiro RM, Barbero APL, Xavier OS, Júnior SSO (2011) Optoelectronic/Rf passive circuits for low-frequency wireless-over-plastic optical fibres (WoPOFs) transmissions—reduction of antennas powering. GROWAN, Brest, France
 36. Roach, S.D. (2006) Circuitry and methods for improving the performance of a light emitting element. US Patent 7,049,759 B2 (23 May 2006)
 37. McLaughlin JC, Kaiser KL (2007) Deglorifying the maximum power transfer theorem and factors in impedance selection. *IEEE Trans Educ* 50(3):251–255
 38. Wu J, Wu JL, Kuo CC (1988) Linearization of laser-diode nonlinearity for broadband analog fibre-optic communication. *Int J Optoelectron* 3(6):523–533
 39. Xia C, Rosenkranz W (2005) Mitigation of laser nonlinearity and channel ISI simultaneously by using nonlinear equalization for 4-ASK signalling in MMF links. *Proceeding of SPIE* 6021:60211B
 40. Rumyantsev SL, Shur MS, Bilenko Y, Kosterin PV, Salzberg BM (2004) Low frequency noise and long-term stability of noncoherent light sources. *J Appl Phys* 96(2):966–969
 41. Ma MT, Kanda M, Crawford ML, Larsen EB (1985) A review of electromagnetic compatibility/interference measurement methodologies. *Proc IEEE* 73(3):388–411
 42. Sánchez FJ, Riu PJ, Quilez M, Silva F (2003) A low-cost analog fiber optic link for EMC applications. In: 15th International Symposium of Electromagnetic Compatibility, Zurich, Swiss, pp. 667–672
 43. American Technical Ceramics (2012). Available from www.atceramics.com
 44. DieMount GmbH (2012). Available from www.diemount.de
 45. Lingenauer M, Saathoff J, Kragl H (2004) LEDs in the spotlight—a highly efficient module integrates plastic optics. *Laser + Photonik*, pp. 14–27 (September 2004)
 46. Camatel S, Nespola A, Cardenas D, Abrate S, Gaudio R (2007) LED non-linearity characterization and compensation. In: Proceedings of the 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, Turin, Italy, 10–12 September, pp. 56–59
 47. Grover FW (2009) Inductance calculations. Dover Books on Engineering, Mineola
 48. Callegaro L (2009) The metrology of electrical impedance at high frequency: a review. *Meas Sci Technol* 20(2):022002
 49. Newberg IL (1995) Optoelectronic controlled RF matching circuit. US Patent 5(444):564

Optimized Optoelectronic/RF Probe for Low-Frequency Wireless-over-Fiber Transmissions

Jorge Angelo Mitrione Souza and Marbey Manhães
Mosso

Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia
Universidade Católica Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 22.453-
900

mitrione@cetuc.puc-rio.br

Ricardo Marques Ribeiro, Andrés Pablo Lopes
Barbero, Odair da Silva Xavier

Departamento de Engenharia de Telecomunicações,
Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, Brasil,
24.210-240

mmr@pq.cnpq.br

Abstract - It is shown the development of a passive VHF-detector/optical-modulator (Tx module) for 88-108 MHz band. It uses illumination-type Light-Emitting Diodes (LEDs) at 650 nm as optical sources coupled to a POF, usually limited to ~ 100 m length. Reactance matching is achieved by taking into account the capacitance variation of the LED under the bias voltage.

Index Terms – LED, Loop Antenna, Optoelectronic, Radio – over - Fiber

I. INTRODUCTION

Most of researches on Wireless-over-Fibre (WoF) technology are rightly focused on high-frequency analogue links (GHz) using single-mode and sometimes multi-mode silica optical fibres for transmitting, receiving, distributing signals or antenna remoting [1]. However, low-frequency WoF links typically below the “microwave-band” (say < 800 MHz) may be of interest due to the new wireless networks as those operating on 400 MHz carrier frequency in Europe and Australia [2], and 700 MHz in the USA. The Federal Communications Commission (FCC) is opening the frequency bands used in the past for the analogue services [3] now to be used in new digital services. Another systems of interest may work at even lower frequencies as < 120 MHz [4]. The latter lower-frequency bands are also of interest for military defence as the use for many antennas remoting on ships, use of High-Frequency (HF) band on the battlefield, etc [4-6]. Many commercially available analogue fibre-optic links are designed for broadband operation and, hence, are not optimized for many narrowband or low-frequency applications. Therefore, it is often necessary to design custom, impedance-matched fibre-optic transceivers for lowest loss within a selected frequency band or central frequency.

Usually, an impedance matching from 50 Ω of a generator to 2-20 Ω resistive impedance of a LD or LED is enough for the most of purposes. However, in case of a wireless transceiver that comprise an antenna, may becomes

interesting to achieve a broadband resonating circuit that requires a nearly conjugate impedance matching.

In order to simplify the manufacturing, manipulation, to provide robustness and lowering the cost of low-frequency (starting at < 120 MHz) WoF systems, since 2006 our group have been carried out probably the unique efforts on systematic development of simple systems here named as “optoelectronic probes” or “WoPOFs” (see section 2). LEDs and Resonant-Cavity LEDs (RC-LEDs) coupled to PMMA or perfluorinated POFs may be used instead of laser diodes (LDs) and single-mode silica optical fibres. POFs are easier, safer and cheaper to handle than silica fibres [4,7], specially the connection among light sources, photo-detectors and POFs. RC-LEDs generate stimulated radiation instead of spontaneous as done by LEDs [7]. Therefore RC-LEDs are faster than LEDs and need less care than LDs. Furthermore, multi-GHz modulated light-emitting transistor at 4.3 GHz [8] and diodes at 7 GHz [9] are in active development.

Loop antennas are not new but are simple, well known, easy to build and useful for detection of RF magnetic fields. Furthermore, we have been witnessing a kind of applications “rebirth” of loop antennas [10].

This paper show new experimental results on the development of a passive 88-108 MHz RF-detector/optical-modulator (Tx module) using simple illumination-type Light-Emitting Diodes (LEDs) as visible optical sources. Such sources are efficiently coupled to Poly-Methyl-Methacrylate (PMMA) POFs. We believe this paper provides three new contributions:

1. Energy saving. It can be seen as minor and also major contributions. The former becomes from the energy saved because of the passive (without amplifiers) and optimized nature of the Tx module. The latter becomes from the potentially widespread use of present simple WoPOF links for signal distribution to smaller cells covered with low-power antennas instead of feeding low-frequency band antennas with high-power.

2. Take into accounts the changes of LED impedance (resistance, and mainly the capacitance and capacitive reactance) [11] when the voltage or current bias is selected and the frequency varies, for the design of an (conjugate) impedance matching network.
3. Use of LEDs as optical sources. Because of noncoherent nature of LEDs, lower intensity fluctuations when compared with LDs [12] is expected, thus enabling larger signal-noise-ratio in analogue links. Although present commercial LEDs have slow response when compared with LDs, recent researches have shown multi-GHz modulated light-emitting transistor and diodes [8,9].

II. "OPTOELECTRONIC PROBES"

"Optoelectronic probes" are useful or potentially useful in many applications that require detection, measurement or tracking the waveforms and their frequency amplitude components from low to high frequencies radio signals propagating through the environment, as examples: antennas characterization, electromagnetic pollution monitoring, remote link to/from antennas, EMC tests, etc [4]. Furthermore, since 2000 there has been a growing interest in transceivers operating in low frequencies for many applications [4].

This paper is focused on "optoelectronic probes" as the basic block that is useful itself, but may also be extended to operate as a WoF repeater for remoting antennas or to cover an electromagnetically shielded environments, to precisely measure the complete RF waveforms [4], etc.

An "optoelectronic probe" comprise three modules: Tx, fibre and Rx. This paper aims to optimise the Tx module that in turn comprises also three sub-modules as shown in Figure 1: the antenna, the impedance matching network and the optical source. The other modules are the fibre that links the Tx with Rx, and the Rx. The latter essentially comprises an amplified photo-diode and a broadband electrical connector enabling the use of oscilloscopes or electrical spectrum analyser (ESAs) for signal display and processing. A Bias Tee is used to combine the DC bias from a voltage source and the RF signal generated by the antenna to drive the LED. At the same time, the Bias Tee isolates the loop antenna and the voltage source from the DC bias and the RF signal, respectively.

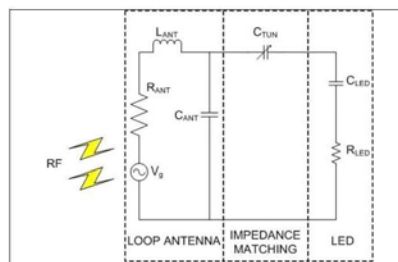


Figure 1. The equivalent electrical circuit of the Tx module

III. THE IMPEDANCE UNMATCHED TX – THE FIRST VERSION OF THE "OPTOELECTRONIC PROBE"

Figure 2 shows a picture of the first version (unmatched circuit of Tx) of an "optoelectronic probe" prototype for 88-108 MHz frequency range.



Figure 2. The first version of the "optoelectronic probe" prototype for 88-108 MHz frequency range

The first version of the "optoelectronic probe" uses a Tx comprising a circuit as shown in Figure 1 using a 10x12 cm rectangular one-turn loop antenna with BNC connector, a PCB type T1G model Bias Tee (10 kHz – 1 GHz) from Thorlabs, an 650 nm hyper-red model LED from DieMount GmbH [13] coupling 4 mW @ 20 mA into to 5m of PMMA POF and the 150 MHz bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs as the Rx.

Figure 3 shows the FM spectrum radiated from the far-field highlighting the 10 (A-J) channels detected and measured on site "A". The vertical and horizontal axes are in pW and MHz scales, respectively. All channels could be detected and demodulated in audio band when the "optoelectronic probe" was connected to an ESA/VNA MS2034A model from Anritsu.

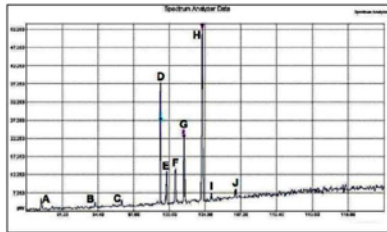


Figure 3. The measured FM spectrum on site "A" by using the "optoelectronic probe" shown in Figure 2. Vertical axis: 2.262 - 52.263 pW and 5 pW/div. Horizontal axis: 88 - 120 MHz and 3.2 MHz/div.

IV. THE IMPEDANCE MATCHED TX - THE SECOND VERSION OF THE "OPTOELECTRONIC PROBE"

A. The conjugate impedance match network

Figure 4 shows a picture of the loop antenna which is now connected to a male SMA connector by means of a reactance conjugate match network using a single capacitor. The latter is a few pF ceramic UHF capacitor. The male SMA connector was placed for convenience, i.e. to connect the antenna for characterization and then to connect the group antenna + capacitor with the LED source. It should be observed that Figure 2, in comparison with Figure 4, shows the 2-wires directly welded to the (BNC) connector, i.e. without the conjugate impedance matching capacitor.

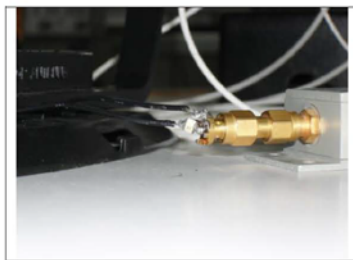


Figure 4. Picture of the loop antenna and its 2-wires (left) welded to the impedance match capacitor (middle) in turn welded to the male SMA connector (right)

Figure 5 shows a picture of the female SMA connector welded to the red LED.



Figure 5. Picture of the female SMA connector (left) welded to the Diemount 650 nm POF-coupled LED (right)

B. The characterization of the devices

Figure 6 shows the plot of the resistive and reactive impedance of the DicMount LED under 2.3 V bias voltage measured in the FM-band.

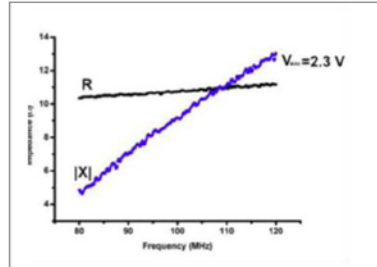


Figure 6. Plot of the resistive and reactive impedance of the 650 nm Diemount LED under 2.3 V bias voltage from 80 to 120 MHz

From Figure 6 we achieve 10.5 Ω resistive impedance almost constant. When the LED is forward biased, the charge separation and/or dielectric constant of medium change. Indeed, simple calculations from the reactance measured at 80 and 120 MHz show that under 2.3 V bias voltage applied, the LED capacitance varies from to 400 to 100 pF, respectively.

Figure 7 shows rather small resistive impedance for the loop antenna in the FM-band. A negative effective reactance was achieved that yields the predominance of capacitive reactance.

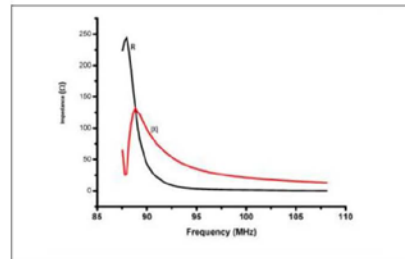


Figure 7. Plot of the measured resistive and reactive impedance of the N = 1 loop antenna in the FM-band spectrum.

C. The complete Tx module

Figure 8 shows a picture of the complete Tx under operation. In the present stage of development, an external DC voltage source is used to polarize the LED. The RF signal from the antenna and the DC voltage are both coupled to the

LED by means of a ZFBT – 4R2GW model Bias Tee device from Mini-Circuits.



Figure 8. Picture of the complete optimised Tx. We can see the ZFBT-4R2GW model Bias Tee in the middle and the red LED shining in the right

D. The PMMA-POF based “optoelectronic probe” for 88-108 MHz

Figure 9 shows a picture of the PMMA-POF based “optoelectronic probe” for 88-108 MHz (FM-band) under operation. The present optical link use the same length of PMMA POF. At right of Figure 9, we can see the 150 MHz bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs and the simple optical coupling between the POF and the active photo-diode chip. The coaxial cable from the photo-receiver may be connected to an oscilloscope or ESA. The other cable provides the bias voltage to the photo-diode and their integrated amplifier.



Figure 9. Picture of the PMMA-POF based “optoelectronic probe” for 88-108 MHz under operation

V. RESULTS AND DISCUSSIONS

Figure 10 shows an expanded 10-300 MHz spectrum. The vertical and horizontal axes are in mV and MHz scales, respectively. The FM-band is again detected with lower resolution, but two peaks around 55.8 MHz and 68.0 MHz are now appearing.

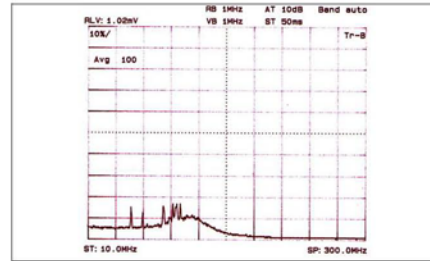


Figure 10. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured with the “optoelectronic probe” of Figure 9 without the impedance matching circuit. Vertical axis: 0 – 1.02 mV and 0.1 mV/div. Horizontal axis: 10 - 300 MHz and 29 MHz/div.

Figures 11 and 12 and shows an expanded 10-300 MHz spectrum detected and measured with the complete “optoelectronic probe” shown in Figure 9 using $C_{TUN} = 7.5$ pF and $C_{TUN} = 3.3$ pF capacitance for the conjugate match capacitor network, respectively. The vertical and horizontal axes are both again in mV and MHz scales, respectively.

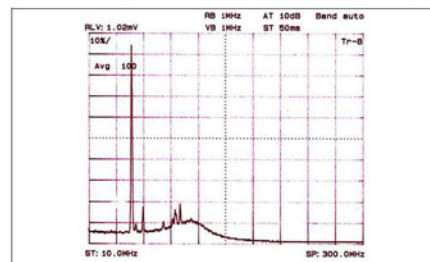


Figure 11. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured with the “optoelectronic probe” of Figure 9 with the impedance matching circuit ($C_{TUN} = 7.5$ pF).

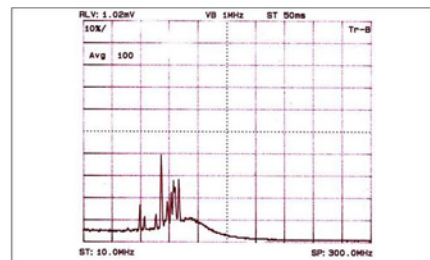


Figure 12. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured with the “optoelectronic probe” of Figure 9 with the impedance matching circuit ($C_{TUN} = 3.3$ pF).

In all measurements shown by the spectra in Figures 3, 10-12, tests were done to confirm the true wireless over fibre

transmission. In the first test, the loop antenna is disabled from the circuit. In the second test, the POF is unbound from the photo-receiver. Finally, in the third test the DC bias voltage is turned off. In all three cases the signal seen in the oscilloscope or ESA have disappeared.

Assuming an equivalent electrical circuit of Figure 1, simple calculations may be carried out in order to approximately explain the spectra of Figures 11 and 12 when compared with Figure 10. The influence of the Bias Tee is negligible for high values of Bias Tee inductance and capacitance [14].

VI. CONCLUSIONS

By using simple and low cost commercially available components, including a non-Telecom LED and plastic optical fibres, a WoPOF with passive Tx can be built to work in the FM-band.

In a first prototype version, none conjugate matching was used in the Tx circuit. The "optoelectronic probe" thus built was able to display 20 channels along the FM-band (88-108 MHz). Furthermore, it was possible to "hear" many FM commercial channels by using an ESA capable of audio demodulation.

In a second prototype version, a simple conjugate matching network using a single ceramic capacitor (3.3 pF capacitance) was designed from a simple model based on the complete impedance measurement of the loop antenna and the LED. The latter procedure can be seen as a design of an optimized "optoelectronic-RF circuit" intended to be broadband for a specific RF-band. Indeed the placement of the tuning capacitor raises the FM-band as a whole, although the channels around 90 MHz are the most improved according with the simple model outlined. However, when the 7.5 pF capacitor was placed in the circuit, the 55.8 MHz channel was highly enhanced while the model fails because it lead to a resonance peak around 67 MHz. One of the probably reason becomes from the use of capacitance values of the LED and loop antenna at 90 MHz, instead of 55.8 MHz.

Therefore, a minor contribution to the energy saving becomes from the non-amplified nature of the Tx module. A major contribution may become from the potentially spreading use of present simple WoPOF links instead of antennas fed with high-power in low frequency band.

Further design can be improved the performance of the "optoelectronic probe" by using a little more sophisticated impedance matching circuits.

VIII. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank CNPq and FAPERJ for the financial support of this research. One of the authors (Jorge Mitrión) would like to thank the CAPES for granted M. Sc. Fellowship

IX. REFERENCES

- [1] R. C. Williamson and R. D. Esman, "RF Photonics", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, n° 9, 2008, pp. 1145-1151.
- [2] A. Stewart, "Reviewing the 400 MHz Band", Government Planning Section, Australian Communications and Media Authority, May 2, 2008.
- [3] A. Stillwell, "FCC Adopts Rules for Unlicensed Use of Television White Spaces", News, Federal Communications Commission, November 4, 2008.
- [4] R. M. Ribeiro, O. da S. Xavier, J. A. M. Souza and A. P. L. Barbero, "An Optoelectronic Probe With Loss Compensation for Electromagnetic Monitoring at Low Frequencies", *Measurement Science and Technology*, Vol. 20, n° 11, 2009, pp. 115111.1-115111.9.
- [5] V. J. Urick, A. Hastings, J. L. Dexter, K. J. Williams, C. Sunderman, J. Diehl and K. Colladay, "Field test on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics", Naval Research Laboratory NRL/MR/5652-08-9137, July 31, 2008.
- [6] S. A. Pappert, M. H. Berry, S. M. Hart, R. J. Orazi, L. B. Koyama and S. T. Li, "Ultrawide shipboard electrooptic electromagnetic environment monitoring", Technical Report 1646, Naval Command Control and Ocean Surveillance Center, San Diego CA, May, 1994.
- [7] O. Ziemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, "POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems", 2nd edition, Springer-Verlag, 2008.
- [8] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr., "4.3 GHz optical bandwidth light emitting transistor", *Applied Physics Letters*, Vol. 94, 2009, pp. 241101-241103.
- [9] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr., "Tilted-charge high speed (7 GHz) light emitting diode", *Applied Physics Letters*, Vol. 94, 2009, pp. 231125-231127.
- [10] S. Ahn, S. Park, Y. Noh, D. Park and H. Choo, "Design of an on-glass vehicle antenna using a multiloop structure", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, n° 1, 2010, pp. 107-110.
- [11] S. Maricot, J. P. Vilcot and D. Decoster, "Improvement of Microwave Signal Optical Transmission by Passive Matching of Optoelectronic Devices", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 4, n° 13, 1991, pp. 591-595.
- [12] S. L. Romyantsev, M. S. Shur, Y. Bilenko, P. V. Kosterin and B. M. Salzberg, "Low frequency noise and long-term stability of noncoherent light sources", *Journal of Applied Physics*, Vol. 96, n° 2, 2004, pp. 966-969.
- [13] M. Lingnauer, J. Saathoff and H. Kragl, "LEDs in the spotlight - A highly efficient module integrates plastic optics", *Laser + Photonik*, September 2004, pp. 14-27.
- [14] Michael de La Chapelle, "Computer-aided analysis and design of microwave fiber-optic links", *Microwave Journal*, Vol. 32, n° 9, 1989, pp. 179-186.

9.2

Datasheets dos substratos utilizados nesta tese

RO3000® Series Circuit Materials

RO3003™, RO3006™ and RO3010™

High Frequency Laminates

RO3000® high frequency circuit materials are ceramic-filled PTFE composites intended for use in commercial microwave and RF applications. This family of products was designed to offer exceptional electrical and mechanical stability at competitive prices.

RO3000 series laminates are circuit materials with mechanical properties that are consistent regardless of the dielectric constant selected. This allows the designer to develop multi-layer board designs that use different dielectric constant materials for individual layers, without encountering warpage or reliability problems.

The dielectric constant versus temperature of RO3000 series materials is very stable (Charts 1 and 2). These materials exhibit a coefficient of thermal expansion (CTE) in the X and Y axis of 17 ppm/°C. This expansion coefficient is matched to that of copper, which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, with typical etch shrinkage (after etch and bake) of less than 0.5 mils per inch. The Z-axis CTE is 24 ppm/°C, which provides exceptional plated through-hole reliability, even in severe thermal environments.


RO3000 series laminates can be fabricated into printed circuit boards using standard PTFE circuit board processing techniques, with minor modifications as described in the application note "Fabrication Guidelines for RO3000 Series High Frequency Circuit Materials."

RO3000 laminates are manufactured under an ISO 9002 certified system.



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Data Sheet



FEATURES AND BENEFITS:

Low dielectric loss (RO3003™ laminates)

- Laminates can be used in applications up to 77 GHz.

Excellent mechanical properties versus temperature

- Reliable stripline and multi-layer board constructions.

Uniform mechanical properties for a range of dielectric constants

- Ideal for multi-layer board designs with a range of dielectric constants
- Suitable for use with epoxy glass multi-layer board hybrid designs

Stable dielectric constant versus temperature and frequency (RO3003 laminates)

- Ideal for band pass filters, microstrip patch antennas, and voltage controlled oscillators.

Low in-plane expansion coefficient (match to copper)

- Allows for more reliable surface mounted assemblies
- Ideal for applications sensitive to temperature change
- Excellent dimensional stability

Volume manufacturing process

- Economical laminate pricing

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Automotive radar applications
- Global positioning satellite antennas
- Cellular telecommunications systems - power amplifiers and antennas
- Patch antenna for wireless communications
- Direct broadcast satellites
- Datalink on cable systems
- Remote meter readers
- Power backplanes

The world runs better with Rogers.®

Chart 1: R03003 Laminate Dielectric Constant vs. Temperature

The data in Chart 1 demonstrates the excellent stability of dielectric constant over temperature for R03003 laminates, including the elimination of the step change in dielectric constant, which occurs near room temperature with PTFE glass materials.

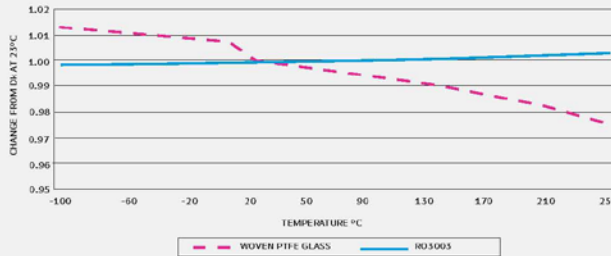


Chart 2: R03006 and R03010 Laminate Dielectric Constant vs. Temperature

The data in Chart 2 shows the change in dielectric constant vs. temperature for R03006™ and R03010™ laminates. These materials exhibit significant improvement in temperature stability of dielectric constant when compared to other high dielectric constant PTFE laminates.

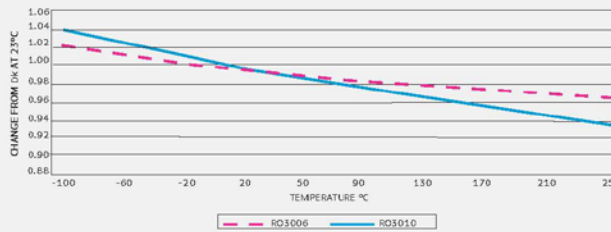
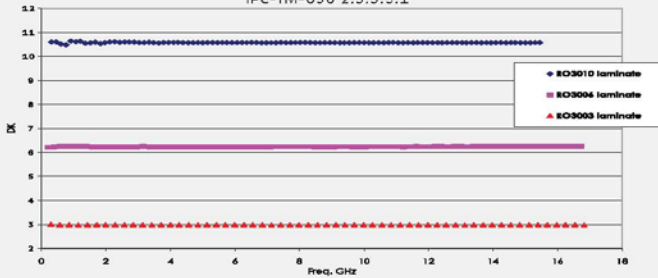


Chart 3: R03000 Series Laminates Dielectric Constant vs. Frequency
IPC-TM-650 2.5.5.5.1

Chart 3 demonstrates the stability of dielectric constant for R03000 series products over frequency. This stability simplifies the design of broadband components as well as allowing the materials to be used in a wide range of applications over a very broad range of frequencies.



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

The world runs better with Rogers.®

Property	Typical Value ⁽¹⁾			Direction	Unit	Condition	Test Method
	RO3003	RO3006	RO3010				
Dielectric Constant, ϵ_r Process	3.00 ± 0.04	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.30	Z	-	10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_r Design	3.00	6.50	11.20	Z	-	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan δ	0.0013	0.0020	0.0022	Z	-	10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	13	-160	-280	Z	ppm/°C	10 GHz 0-100°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dimensional Stability	0.01	0.5	0.5	X,Y	mm/m	COND A	ASTM D257
Volume Resistivity	10 ⁷	10 ⁵	10 ⁵		M Ω •cm	COND A	IPC 2.5.17.1
Surface Resistivity	10 ⁷	10 ⁵	10 ⁵		M Ω	COND A	IPC 2.5.17.1
Tensile Modulus	900	2068	1500	X, Y	MPa	23°C	ASTM D638
Water Absorption	<0.1	<0.1	<0.1	-	%	D24/23	IPC-TM-650 2.6.2.1
Specific Heat	0.9	0.86	0.8		J/g/K		Calculated
Thermal Conductivity	0.50	0.79	0.95	-	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	17	17	13	X	ppm/°C	-55 to 288°C	ASTM D3386-94
	16	17	11	Y			
	25	24	16	Z			
Td	500	500	500		°C TGA		ASTM D3850
Density	2.1	2.6	2.8		gm/cm ³		
Copper Peel Strength	12.7	7.1	9.4		lb/in	1 oz. EDC After Solder Float	IPC-TM-2.4.8
Flammability	V-0	V-0	V-0				UL 94
Lead Free Process Compatible	YES	YES	YES				



NOTES:

- (1) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.
- (2) The design DK is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Roger Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com/acm/technology>.



Data Sheet

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
RO3003: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.020" (0.50mm) 0.030" (0.75mm) 0.060" (1.52mm)	RO3003/RO3006/RO3010: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm)	½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED) 1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED) 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED) Other claddings may be available. Contact customer service.
RO3006/RO3010: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.025" (0.64mm) 0.050" (1.28mm)		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 RO3000, RO3003, RO3006, RO3010 are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 © 1993, 2002, 2004, 2005, 2010, 2011 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved.
 Revised 11/2011, 0952-1111-CC Publication #92-130 REV2



Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorp.com

Data Sheet
RT/duroid® 5870/5880 Laminates

RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates



Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
- Low moisture absorption
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency
- Excellent chemical resistance

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Broadband Antennas
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas

RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

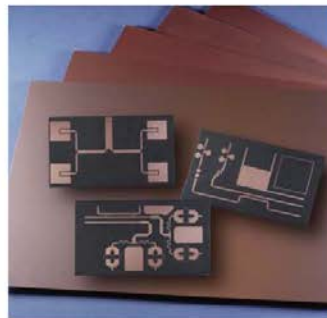
The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of $\frac{1}{8}$ to 2 ounces/ft.² (8 to 70µm) or reverse treated EDC on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled, electrodeposited or reverse treated copper foil, and weight of copper foil required.



The world runs better with Rogers.®

RT/duroid 5870/5880 Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE #1				DIRECTION	UNITS#1	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
#1 Dielectric Constant, ϵ_r Process	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
#1 Dielectric Constant, ϵ_r Design	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125		Z	ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 × 10 ⁷		2 × 10 ⁷		Z	Mohm-cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 × 10 ⁷		3 × 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D-638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
ultimate stress	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y	%	A	ASTM D-695
	9.8	8.7	6.0	7.2	X			
ultimate strain	9.8	8.6	4.9	5.8	Y	%	A	ASTM D-695
	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X			
Compressive Modulus	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D-695
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	%	A	ASTM D-695
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
ultimate strain	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z	%	A	ASTM D-695
	4.0	4.3	8.5	8.4	X			
Specific Heat	0.96 (0.23)	0.96 (0.23)	0.96 (0.23)	0.96 (0.23)	N/A	J/gK (cal/g/°C)	N/A	Calculated
	0.02	0.02	0.02	0.02	N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22	28	31	48	X Y	ppm/°C	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
	173	4.3	237	237	Z			
Td	500		500		N/A	°C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm ³	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	pli (N/mm)	1 oz (35µm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

[1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ -10GHz, 23°C, testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.
 [2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.
 [3] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
 [4] The design Dk is an average number from several different test lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/acm>.

STANDARD THICKNESS	STANDARD PANEL SIZE	STANDARD COPPER CLADDING
0.009" (0.127mm), 0.010" (0.254mm), 0.015" (0.381mm), 0.020" (0.508mm), 0.031" (0.787mm), 0.062" (1.575mm), 0.125" (3.175mm)	18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) 18" X 36" (457 X 915mm) 18" X 48" (457 X 1224mm)	1/4 oz. (9µm) electrodeposited copper foil depending on dielectric thickness 1/2 oz. (17µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited reverse treated EDC and rolled copper foil. Thick metal cladding are also available. Contact customer service for available claddings and panel sizes.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.
 RT/duroid, The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation. © 2014 Rogers Corporation. Printed in U.S.A. All rights reserved.
 Revised 1067 050614 Publication #92-101

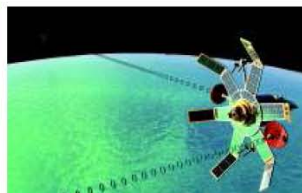


RT/duroid® 6035HTC High Frequency Laminate

RT/duroid® 6035HTC high frequency circuit materials are ceramic filled PTFE composites for use in high power RF and microwave applications.

With a thermal conductivity of almost 2.4 times the standard RT/duroid 6000 products, and copper foil (electrodeposited and reverse treat) with excellent long term thermal stability, RT/duroid 6035HTC laminates are an exceptional choice for high power applications.

Rogers advanced filler system enables excellent drill ability, reducing drilling costs as compared to standard high thermally conductive laminates which use alumina fillers.



Data Sheet

FEATURES/BENEFITS:

High Thermal conductivity

- Improved dielectric heat dissipation enables lower operating temperatures for high power applications

Low loss tangent

- Excellent high frequency performance

Thermally stable low profile and reverse treat copper foil

- Lower insertion loss and excellent thermal stability of traces

Advanced filler system

- Improved drill ability and extended tool life compared to alumina-containing circuit materials

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- High power RF and microwave amplifiers
- Power amplifiers, couplers, filters, combiners, power dividers



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

The world runs better with Rogers.®

At increasing power levels, Rogers measured the heat rise of a resistor placed on a microstrip circuit attached to a controlled heat sink. Thermal imaging was used to generate temperature rise data.

Comparison of WG-PTFE and RT/duroid 6035HTC laminate Thermal Images at 4 Watts:

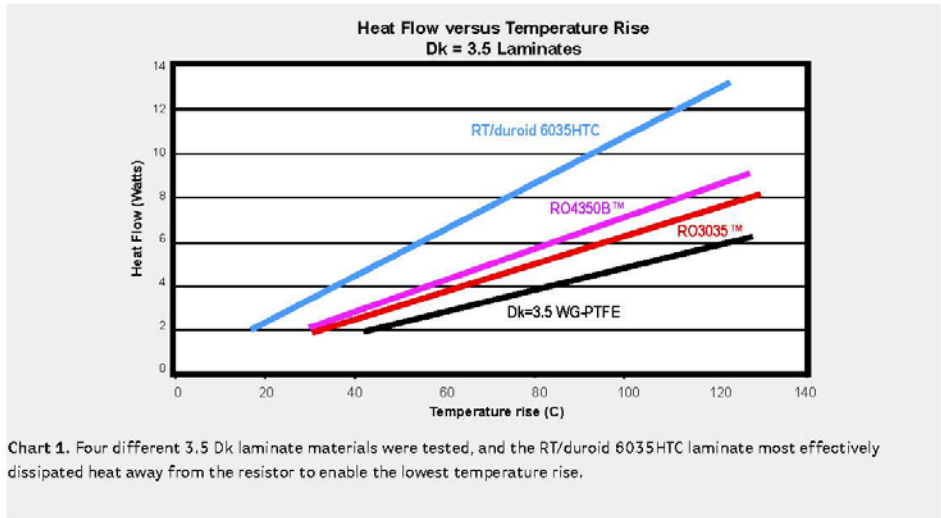
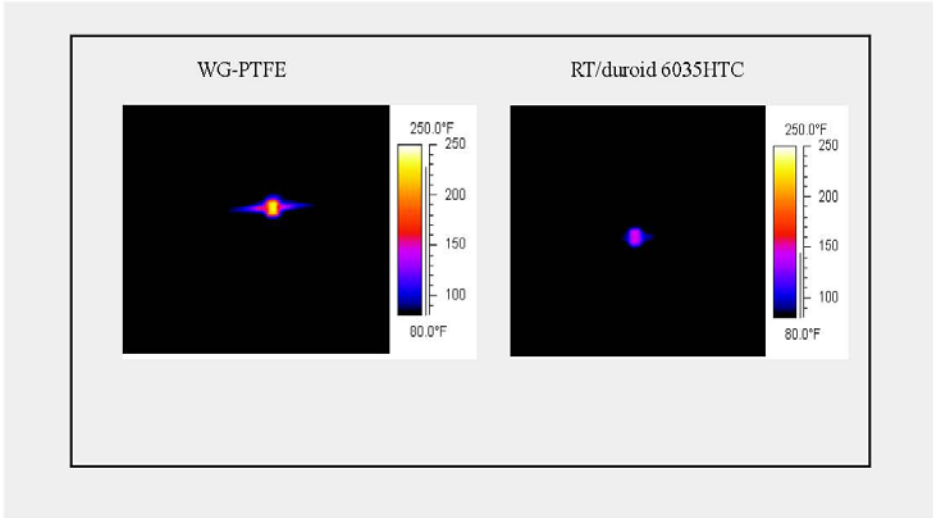


Chart 1. Four different 3.5 Dk laminate materials were tested, and the RT/duroid 6035HTC laminate most effectively dissipated heat away from the resistor to enable the lowest temperature rise.

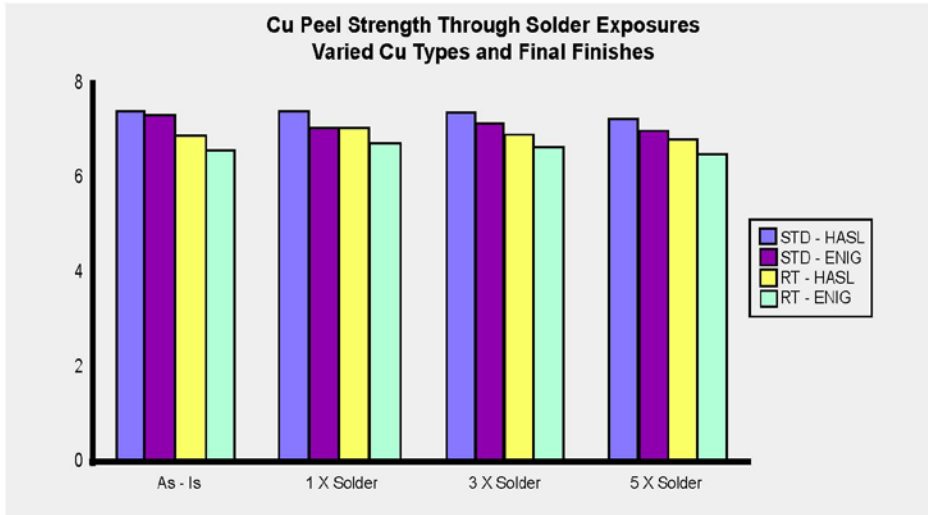


Chart 2. Illustrates the stable copper peel strength maintained on 0.125" copper trace widths after multiple sixty-second exposures to 288°C(550°F) solder. Rogers matched copper foils to RT/duroid 6035HTC, which exhibit excellent thermal stability after multiple high temperature exposures enabling long-term reliability of circuitry for high power, high temperature applications.

Property	Typical Value ⁽¹⁾ RT/duroid 6035HTC	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.50 ± 0.05	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.6	Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor,	0.0013	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r ,	-66	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	mod IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	10 ⁹		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Surface Resistivity	10 ⁹		MΩ	COND A	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Tensile Modulus	329 244	MD CMD	kpsi	40 hrs @ 23°C/50RH	ASTM D638
Dimensional Stability	-0.11 -0.08	CMD MD	mm/m (mils/inch)	0.030" 1 oz EDC foil Thickness after etch +E4/105	IPC-TM-650, 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	19	X	ppm/°C	-55 to 288°C	ASTM D-3386
	19	Y			
	39	Z			
Thermal Conductivity	1.44		W/m/K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06		%	D24/23	IPC-TM-650 2.6.2.1 ASTM D570
Density	2.2		gm/cm ³	23°C	ASTM D-792
Copper Peel Strength	7.9		pli	20 sec.@ 288°C	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	YES				

[1] Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

[2] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/acm>.

Standard Thickness	Standard Panel Size:	Standard Copper Cladding
0.010" (0.254mm)	12" X 18" (305 X 457mm)	½ oz. (18µm) Electrodeposited copper foil (HH/HH)
0.020" (0.508mm)	24" X 18" (610 X 457mm)	1 oz. (35µm) Electrodeposited copper foil (H1/H1)
0.030" (0.762mm)		2 oz. (70µm) Electrodeposited copper foil (H2/H2)
0.060" (1.524mm)		½ oz. (18µm) Reverse treat copper foil (SH/SH)
		1 oz. (35µm) Reverse treat copper foil (S1/S1)

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.

RO3035, RO4350B and RT/duroid are licensed trademarks of Rogers Corporation.

©2014 Rogers Corporation,

Revised 1092 073014 Publication #92-153



Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorp.com

Data Sheet
1,6000

RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates

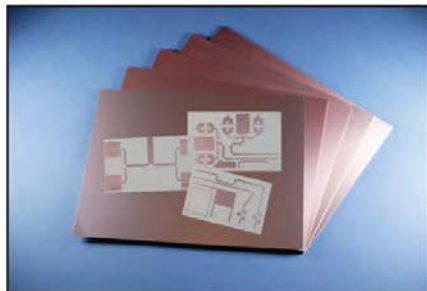


Features
• High dielectric constant for circuit size reduction.
• Low loss. Ideal for operating at X-band or below.
• Low Z-axis expansion for RT/duroid 6010LM. Provides reliable plated through holes in multilayer boards.
• Low moisture absorption for RT/duroid 6010LM. Reduces effects of moisture on electrical loss.
• Tight ϵ_r and thickness control for repeatable circuit performance.
Some Typical Applications
• Patch Antennas
• Satellite Communications Systems
• Power Amplifiers
• Aircraft Collision Avoidance Systems
• Ground Radar Warning Systems

RT/duroid® 6006/6010LM microwave laminates are ceramic-PTFE composites designed for electronic and microwave circuit applications requiring a high dielectric constant. RT/duroid 6006 laminate is available with a dielectric constant value of 6.15 and RT/duroid 6010LM laminate has a dielectric constant of 10.2.

RT/duroid 6006/6010LM microwave laminates feature ease of fabrication and stability in use. They have tight dielectric constant and thickness control, low moisture absorption, and good thermal mechanical stability.

RT/duroid 6006/6010LM laminates are supplied clad both sides with 1/2 oz. to 2 oz./ff² (18 to 70 μm) standard and reverse treated electrodeposited copper foil. Thick aluminum, brass, or copper plate on one side may be specified.



Standard tolerance dielectric thicknesses of 0.010", 0.025", 0.050", 0.075", and 0.100" (0.254, 0.635, 1.270, 1.905, 2.54 mm) are available. When ordering RT/duroid 6006 and RT/duroid 6010LM laminates, it is important to specify dielectric thickness and weight of copper foil required.

The world runs better with Rogers.®

Typical Values RT/duroid 6006, RT/duroid 6010LM Laminates

Property	Typical Value		Direction	Units [1]	Condition	Test Method
	RT/duroid 6006	RT/duroid 6010,2LM				
[2] Dielectric Constant ϵ_r Process	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.25	Z		10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped stripline
[3] Dielectric Constant ϵ_r Design	6.45	10.7	Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0027	0.0023	Z		10 GHz/A	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-410	-425	Z	ppm/°C	-50 to 170°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Surface Resistivity	7x10 ⁷	5x10 ⁸		Mohm	A	IPC 2.5.17.1
Volume Resistivity	2x10 ⁷	5x10 ⁸		Mohm • cm	A	IPC 2.5.17.1
Youngs' Modulus						
under tension	627 (91) 517 (75)	931 (135) 599 (81)	X Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D638 (0.1/min. strain rate)
ultimate stress	20 (2.9) 17 (2.5)	17 (2.4) 13 (1.9)	X Y	MPa (kpsi)	A	
ultimate strain	12 to 13 4 to 6	9 to 15 7 to 14	X Y	%	A	
Youngs' Modulus						
under compression	1069 (155)	2144 (311)	Z	MPa (kpsi)	A	ASTM D695 (0.05/min. strain rate)
ultimate stress	54 (7.9)	47 (6.9)	Z	MPa (kpsi)	A	
ultimate strain	33	25	Z	%		
Flexural Modulus						
	2634 (392) 1951 (283)	4364 (633) 3751 (544)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D790
ultimate stress	38 (5.5)	36 (5.2) 32 (4.4)	X Y	MPa (kpsi)	A	
Deformation under load						
	0.33 2.10	0.26 1.37	Z Z	%	24 hr/ 50°C/7MPa 24 hr/150°C/7MPa	ASTM D621
Moisture Absorption	0.05	0.01		%	D48/50°C, 0.050" (1.27mm) thick	IPC-TM-650, 2.6.2.1
Density	2.7	3.1		g/cm ³		ASTM D792
Thermal Conductivity	0.49	0.86		W/m ² K	80°C	ASTM C518
Thermal Expansion	47 34, 11.7	24 24.47	X Y,Z	ppm/°C	0 to 100°C	ASTM 3386 (5K/min)
Td	500	500		°C TGA		ASTM D3850
Specific Heat	0.97 (0.231)	1.00 (0.239)		J/g/K (BTU/lb/°F)		Calculated
Copper Peel	14.3 (2.5)	12.3 (2.1)		pli (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability Rating	V-0	V-0				UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

[1] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
 [2] Dielectric constant is based on .025 dielectric thickness, one ounce electroplated copper on two sides.
 [3] The design Dk is an average number from several different lot sizes of material and on the most common thickness A. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High-Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/oaen>.
 Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.005" (0.127mm) 0.010" (0.254mm) 0.025" (0.635mm) 0.050" (1.27mm) 0.075" (1.90mm) 0.100" (2.50mm) Non-standard thicknesses available	10" X 10" (254 X 254mm) 10" X 20" (254 X 508mm) *20" X 20" (508 X 508mm) - non-standard 18" X 12" (457 X 305 mm) *18" X 24" (457 X 610 mm) - non-standard [*note: the above 2 panel sizes are available in >0.025" only]	½ oz. (18 µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electro-deposited & reverse treated EDC copper foil. Heavy metal claddings are available, based on dielectric thickness. Contact Rogers' Customer Service.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.
 RT/duroid, The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 ©2014 Rogers Corporation. Printed in U.S.A. All rights reserved.
 Revised 1088-050614 Publication: #92-105

9.3

Medida da *Patch* Antena Log Periódica de Múltiplos Segmentos

A antena Log Periódica de múltiplos segmentos foi realizada utilizando o substrato Rogers 6035HTC cujas propriedades estão definidas na

Tabela 1. A medida da perda de retorno foi feita utilizando o Analisador de Rede Escalar modelo 3757A da Hewlett Packard na faixa de frequência entre $f_1 = 5 \text{ GHz}$ e $f_2 = 15 \text{ GHz}$. A Figura 68 apresenta a medida da perda de retorno para a antena patch de quatro segmentos:

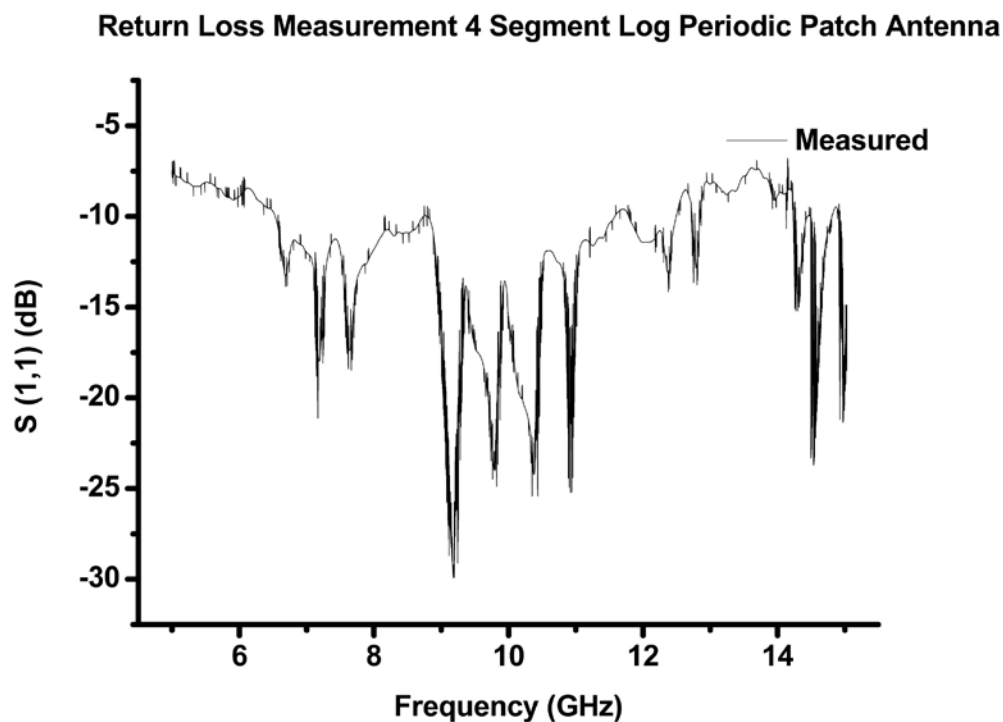


Figura 68 – Medida da Perda de Retorno de uma Antena Log Periódica de Quatro Segmentos

Observando a Figura 68 nota – se o aparecimento de vales com valores de perda de retorno abaixo de $L_R = 25 \text{ dB}$ na faixa de frequência entre $f_1 = 9 \text{ GHz}$ e $f_2 = 11 \text{ GHz}$. Esta faixa de frequência também apresenta valores abaixo de $L_R = 12,5 \text{ dB}$.

Também foi realizada uma antena em Patch em formato Log Periódica de cinco segmentos. Foi utilizado o mesmo substrato da Rogers 6035HTC cujas propriedades estão definidas na

Tabela 1. A faixa de frequência medida foi a mesma faixa de frequência utilizada da antena de quatro segmentos e o equipamento utilizado foi o Analisador Escalar de Rede modelo 3757A da Hewlett Packard. A Figura 69 apresenta o resultado da medição da perda de retorno para a Antena *Patch* Log Periódica de cinco segmentos:

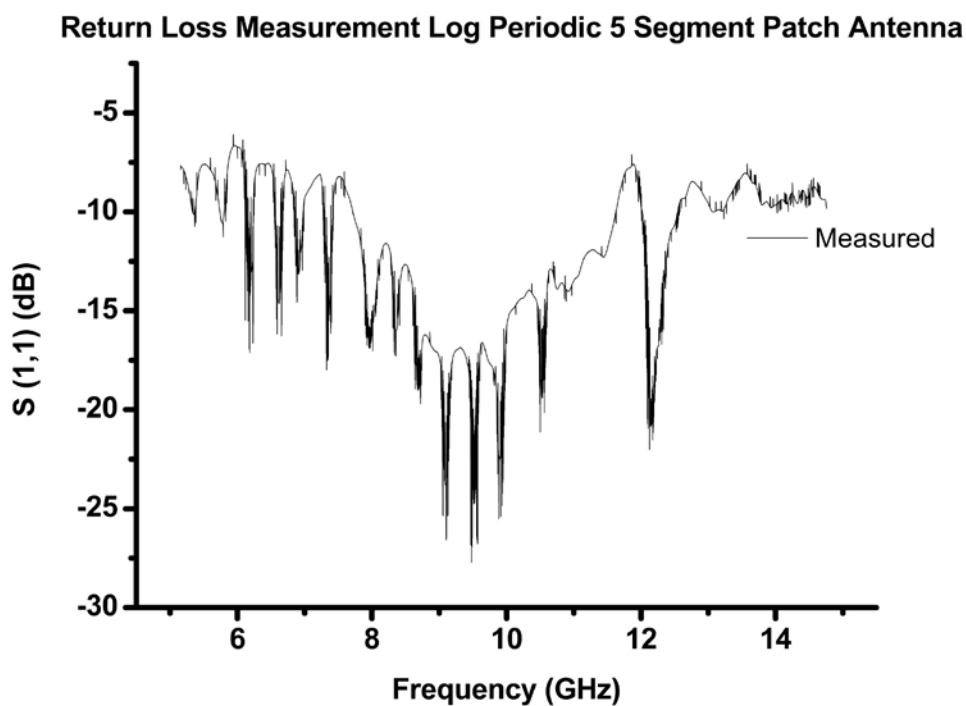


Figura 69 – Resultado da Medição da Perda de Retorno da Antena *Patch* Log Periódica de Cinco Segmentos

E observando a figura abaixo percebe – se valores de pico da perda de retorno abaixo de $L_R = 25 \text{ dB}$ para a faixa de frequência entre $f_1 = 9 \text{ GHz}$ e $f_2 = 10 \text{ GHz}$. E na faixa de frequência entre $8,5 \text{ GHz}$ e 10 GHz apresentam valores da perda de retorno abaixo de $L_R = 15 \text{ dB}$.

9.4

Modelos de antenas desenvolvidas ao longo da presente tese

Durante a presente tese foram desenvolvidos modelos de antenas em diversos formatos. Este anexo mostra os modelos projetados e medidos nos capítulos anteriores.

O primeiro modelo de antena desenvolvido e projetado na tese foi a antena de quadro no substrato *Rogers RT/Duroid 6010* o qual foi aplicado o superstrato de titanato de bário. A Figura 70 apresenta este modelo de antena com perímetro igual a 130 mm no instante anterior ao processo de soldagem.

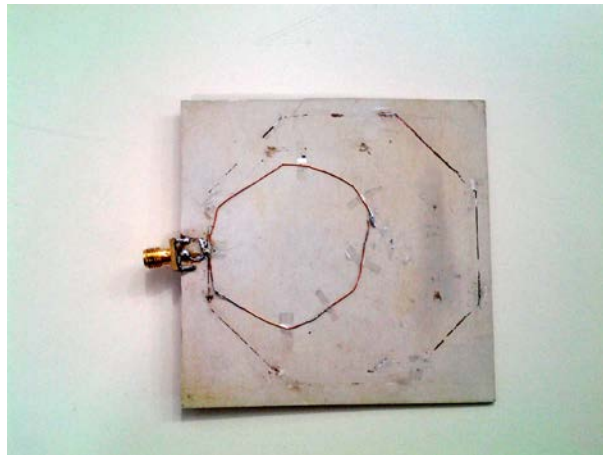


Figura 70 – Antena de quadro com perímetro igual a 130 mm no instante anterior ao processo de soldagem

A Figura 71 apresenta o setup da antena de quadro com o superstrato de titanato de bário para a medição dos diagramas de radiação com a indicação dos componentes do setup (balun, titanato de bário, o substrato o qual a antena está apoiada e o conector de rf):

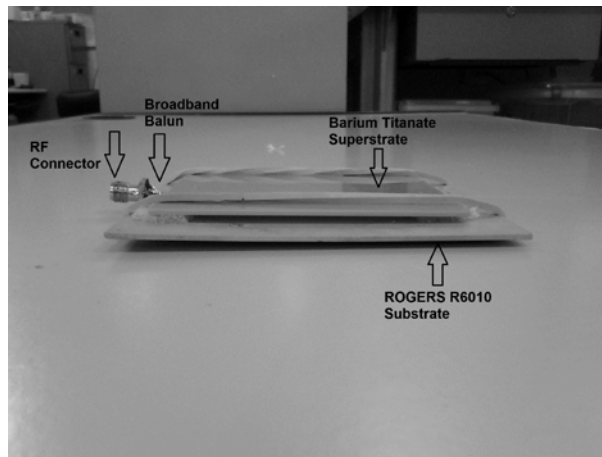


Figura 71 – Setup da antena de quadro com o superstrato de titanato de bário

No capítulo seguinte foram desenvolvidas as antenas em formato log periódico e em formato *patch*. O primeiro modelo de antena *patch* desenvolvida foi a antena com segmento único. A Figura 72 mostra a medição da perda de retorno da antena *patch* com segmento único.

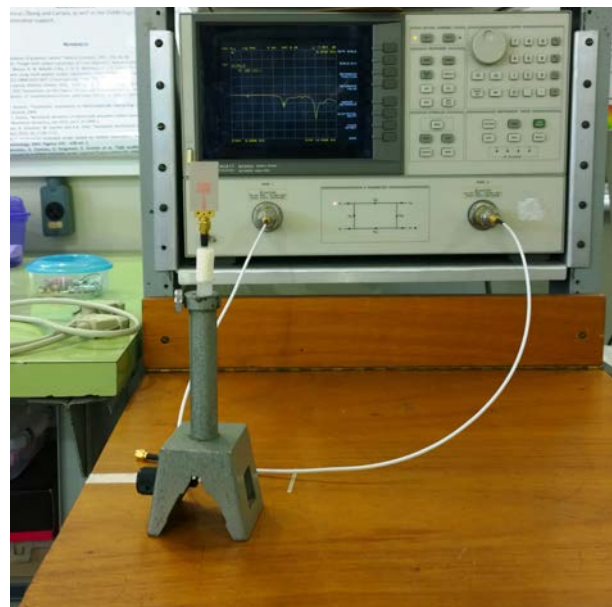


Figura 72 – Antena *patch* com segmento único

A seguir foram desenvolvidos os modelos de antena patch em formato log periódico com múltiplos segmentos. As antenas com múltiplos segmentos

desenvolvidas foram as antenas com quatro e com cinco segmentos. A Figura 73 ilustra as antenas em formato log periódico com quatro e com cinco segmentos.

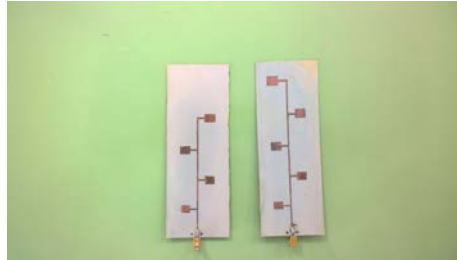


Figura 73 – Antena *patch* em formato log periódico com quatro e com cinco segmentos

Por fim, os últimos modelos de antenas desenvolvidos foram as antenas em fenda. Dois modelos de antenas em fenda foram projetados: a antena em fenda com alimentação através de uma microlinha e a antena em fenda com alimentação em leque. A Figura 74 e a Figura 75 apresentam as duas antenas em fenda:



Figura 74 – Antena em fenda com alimentação por uma microlinha



Figura 75 – Antena em fenda com alimentação em leque