

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA POLITÉCNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS

MURILO HIROAKI SEKO

**Sistema portátil medidor de radiação de microondas**

São Paulo  
2009

MURILO HIROAKI SEKO

**Sistema portátil medidor de radiação de microondas**

Trabalho de conclusão de curso apresentado  
à Escola Politécnica da Universidade de São  
Paulo para a obtenção do título de  
Engenheiro Eletricista.

Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Orientadora: Dra. Fatima Salete Correra

São Paulo  
2009

## FOLHA DE APROVAÇÃO

OK

## DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, Wagner e Paula*

*e*

*à minha irmã, Cristiane*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço à Profª. Dra. Fatima Salete Correra pela sempre dedicada e atenciosa orientação dada ao longo de todo o período de elaboração deste trabalho.

Agradeço aos técnicos Jair Pereira de Souza, da Sala de Medidas, Ana Rita Pereira dos Santos, da Sala Limpa e Raimundo Izidro de Moura, da Oficina Mecânica, pela indispensável ajuda na trabalhosa tarefa de transferir o trabalho do papel para uma realidade física.

## RESUMO

SEKO, M. H. **Sistema portátil medidor de radiação de microondas.** 2009. Trabalho de conclusão de curso (Graduação) – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

Este trabalho de conclusão de curso de graduação consiste no desenvolvimento de um sistema portátil medidor de radiação de microondas, que mede a densidade de potência de ondas eletromagnéticas de radiofrequência na faixa de microondas. O projeto de um sistema medidor de radiação de microondas envolve projetos de diversos subsistemas que operam em radiofrequências e em baixas frequências e a integração dos mesmos. Este documento apresenta o projeto de um sistema portátil medidor de radiação de microondas, descrevendo e analisando as suas etapas de desenvolvimento, prototipagem, testes e medidas.

Palavras-chave: detector de microondas, antenas planares, radiação eletromagnética.

## ABSTRACT

SEKO, M. H. **Portable microwave radiation meter system.** 2009. Final work (Undergraduate course) – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

This final work of undergraduate course consists of the design of a portable microwave radiation meter system, which measures the power density of microwaves. The design of a microwave radiation meter system involves design of various subsystems operating in radiofrequencies and low frequencies and the integration of all them. This document presents the design of a portable microwave radiation meter system, reporting and analyzing its stages of development, prototyping, tests and measurements.

Keywords: microwave detector, planar antennas, electromagnetic radiation.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Limite seguro para exposição humana contínua a ondas eletromagnéticas de radiofrequências - IEEE Standard C95.1-1991.....	21
Figura 2. Circuito retificador de meia onda com filtro capacitivo.....	31
Figura 3. Topologia do sistema.....	32
Figura 4. Vista lateral de uma antena de microfita com substrato multicamada constituído por ar e substrato flexível de microondas .....	36
Figura 5. Leiaute das camadas impressas das antenas (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,8 GHz.....	39
Figura 6. Vistas em perspectiva dos desenhos das antenas projetadas (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,4 GHz.....	40
Figura 7. Curvas de $S_{11}$ versus frequência resultantes das simulações eletromagnéticas sobre as antenas (a) Módulo de $S_{11}$ para a antena de 2,45 GHz; (b) Módulo de $S_{11}$ para a antena de 5,8 GHz; (c) $S_{11}$ em formato de carta de impedâncias normalizada em $50 \Omega$ para a antena de 2,45 GHz; (d) $S_{11}$ em formato de carta de impedâncias normalizada em $50 \Omega$ para a antena de 5,8 GHz.....	41
Figura 8. Diagramas de radiação tridimensionais de ganho em campo distante (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,8 GHz.....	42
Figura 9. Diagrama elétrico do circuito detector a diodo polarizado.....	44
Figura 10. Modelo de circuito para o diodo 5082-2229.....	47
Figura 11. Curva corrente versus tensão do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo a $25^{\circ}\text{C}$ (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.....	48
Figura 12. Características de admitância versus frequência do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo com autopolarização (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.....	48
Figura 13. Características de admitância versus frequência do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo com polarização externa (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.....	49
Figura 14. Diagrama elétrico de simulação do circuito detector a diodo.....	50
Figura 15. Formas de onda das tensões nas saídas do circuito detector a diodo simulado (a) Saída DC_OUT_1; (b) Saída DC_OUT_2.....	51
Figura 16. Formas de onda das correntes nos diodos do circuito detector a diodo simulado (a) Diodo DIODED; (b) Diodo DIODET.....	51
Figura 17. Forma de onda da tensão sobre o diodo detector DIODED.....	51

Figura 18. Nível da componente contínua da tensão na saída (resposta) do circuito detector a diodo simulado versus potência de entrada (a) Resposta; (b) Resposta ao quadrado.....	52
Figura 19. Influência da temperatura na curva de resposta versus potência de entrada do circuito detector (Nível da componente contínua da tensão na saída em função da potência de entrada) (a) Com o estágio de compensação de temperatura; (b) Sem o estágio de compensação de temperatura (saída tomada somente em DC_OUT_1). .....	53
Figura 20. Diagrama elétrico do circuito de condicionamento do sinal detectado.....	54
Figura 21. Diagrama elétrico do circuito de apresentação de dados. ....	56
Figura 22. Diagrama elétrico do circuito de polarização.....	63
Figura 23. Dimensões do indutor construído.....	65
Figura 24. Leiaute da placa de circuito impresso (a) Camada superior; (b) Camada inferior; (c) Camada de componentes.....	67
Figura 25. Diagrama elétrico do circuito de caracterização de componentes. ....	69
Figura 26. Leiaute do circuito de caracterização de componentes. ....	70
Figura 27. Fotografia do circuito de caracterização de componentes construído (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior aproximada.....	70
Figura 28. Medidas de parâmetros de espalhamento versus frequência sobre o circuito de caracterização do capacitor Johanson 101R09C100JV4 (a) Módulo em decibéis de $S_{11}$ ; (b) Fase de $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de $S_{21}$ ; (d) Fase de $S_{21}$ .....	72
Figura 29. Medidas de parâmetros de espalhamento versus frequência sobre o circuito de caracterização do indutor (a) Módulo em decibéis de $S_{11}$ ; (b) Fase de $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de $S_{21}$ ; (d) Fase de $S_{21}$ .....	74
Figura 30. Diagrama elétrico do protótipo do circuito detector a diodo.....	77
Figura 31. Leiaute do protótipo do circuito detector a diodo. ....	78
Figura 32. Fotografia do protótipo do circuito detector a diodo construído.....	78
Figura 33. Resposta versus potência de entrada do protótipo do circuito detector a diodo (a) Resposta em 2,45 GHz; (b) Resposta em 5,8 GHz. ....	80
Figura 34. Resposta quadrática versus potência de entrada do protótipo do circuito detector a diodo (a) Resposta quadrática em 2,45 GHz; (b) Resposta quadrática em 5,8 GHz.....	80
Figura 35. Fotografia dos protótipos das antenas construídos.....	81
Figura 36. Curvas de $S_{11}$ versus frequência obtidas a partir de medidas feitas sobre as antenas (a) Módulo de $S_{11}$ para a antena de 2,45 GHz; (b) Módulo de $S_{11}$ para a antena de 5,8 GHz; (c) $S_{11}$ em formato de carta de impedâncias normalizada em $50 \Omega$ para a antena de 2,45 GHz; (d) $S_{11}$ em formato de carta de impedâncias normalizada em $50 \Omega$ para a antena de 5,8 GHz. ....	82

Figura 37. Esquema da montagem de caracterização das antenas.....	83
Figura 38. Diagrama elétrico do protótipo em baixa frequência.....	86
Figura 39. Fotografia do protótipo em baixa frequência construído.....	87
Figura 40. Medidas de parâmetros de espalhamento versus frequência sobre o circuito de caracterização do resistor de entrada R1 (a) Módulo em decibéis de $S_{11}$ ; (b) Fase de $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de $S_{21}$ ; (d) Fase de $S_{21}$ .....	89
Figura 41. Diagrama elétrico de simulação do circuito de caracterização do resistor.....	91
Figura 42. Modelo de circuito elétrico equivalente para o resistor.....	92
Figura 43. Módulos dos parâmetros de espalhamento versus frequência simulados para o modelo de resistor (a) Módulo em decibéis de $S_{11}$ ; (b) Módulo em decibéis de $S_{21}$ .....	92
Figura 44. Modelos de circuito elétrico equivalente (a) Modelo de um capacitor; (b) Modelo do indutor em bobina.....	94
Figura 45. Diagrama elétrico de simulação do modelo do circuito detector a diodo levando em conta as não idealidades de componentes reais.....	95
Figura 46. Resposta versus potência de entrada do modelo do circuito detector a diodo simulado levando em conta as não idealidades de componentes reais (a) Resposta; (b) Resposta ao quadrado.....	96
Figura 47. Fotografia do protótipo final construído (a) Vista externa; (b) Vista interna.....	98
Figura 48. Resposta versus potência de entrada do circuito detector a diodo do protótipo final (a) Resposta em 2,45 GHz; (b) Resposta em 5,8 GHz.....	100

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores dos ganhos máximos em campo distante das antenas obtidos por simulação. ....	43
Tabela 2 – Valores dos ganhos máximos em campo distante calculados a partir das medidas dos protótipos das antenas. ....	85
Tabela 3 – Dados das antenas do protótipo final.....	100
Tabela 4 – Especificações do protótipo final.....	108
Tabela 5 – Lista de componentes adquiridos externamente. ....	110

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>ADS</b>	Advanced Design System
<b>CA</b>	Corrente alternada
<b>CC</b>	Corrente contínua
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology
<b>EAGLE</b>	Easily Applicable Graphical Layout Editor
<b>FR-4</b>	Flame Retardant 4
<b>GIMP</b>	GNU Image Manipulation Program
<b>HB</b>	Harmonic Balance
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>ISM</b>	<i>Industrial, scientific and medical</i>
<b>LC</b>	Indutor – capacitor
<b>LED</b>	<i>Light-emitting diode</i>
<b>LME/USP</b>	Laboratório de Microeletrônica da Universidade de São Paulo
<b>LCD</b>	<i>Liquid crystal display</i>
<b>MIC</b>	<i>Microwave integrated circuit</i>
<b>PVC</b>	Cloreto de polivinila
<b>RC</b>	Resistor – capacitor
<b>RF</b>	Radiofrequência
<b>S</b>	<i>Scattering</i>
<b>SMA</b>	<i>Subminiature version A</i>
<b>SMD</b>	<i>Surface mount device</i>
<b>SPICE</b>	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
<b>SOIC</b>	<i>Small outline integrated circuit</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

<b>D</b>	Vetor deslocamento elétrico
<b>B</b>	Vetor indução magnética
<b>E</b>	Vetor campo elétrico
<b>H</b>	Vetor campo magnético
<b>J</b>	Vetor densidade de corrente
<b>dl</b>	Vetor elemento de comprimento de linha
<b>ds</b>	Vetor elemento de área de superfície
<b>dv</b>	Elemento de volume
$\rho$	Densidade volumétrica de carga elétrica
$\mu$	Permeabilidade magnética de um meio
$\epsilon$	Permissividade elétrica de um meio
<b>W</b>	Vetor de Poynting instantâneo
<b>S</b>	Superfície fechada
<b>P</b>	Potência total instantânea que atravessa uma superfície fechada S
$\omega$	Frequência angular do campo elétrico ou magnético
<b>W<sub>m</sub></b>	Média temporal do vetor de Poynting
<b>P<sub>m</sub></b>	Média temporal da potência total que atravessa superfície fechada S
<b>R</b>	Distância entre duas antenas
<b>D</b>	Maior dimensão física de uma antena; diâmetro de bobina
$\lambda$	Comprimento de onda de uma onda eletromagnética irradiada em um meio
<b>v</b>	Velocidade da luz em um meio
<b>f</b>	Frequência de uma onda eletromagnética
<b>U</b>	Intensidade de radiação de uma antena
<b>r</b>	Distância entre um ponto considerado e um elemento irradiador

$W_{rad}$	Densidade de potência em ponto considerado e na direção entre este e um elemento irradiador
$\phi$	Coordenada esférica angular de elevação
$\theta$	Coordenada esférica angular azimutal
D	Diretividade de uma antena
$U_0$	Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica
$P_{rad}$	Potência total irradiada por uma antena
G	Ganho de uma antena
$\epsilon_{cd}$	Eficiência condutiva e dielétrica de uma antena
$P_C$	Potência fornecida a uma carga
$W_{rec}$	Densidade de potência que chega a uma antena em uma direção considerada
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão de tensão entre uma antena e uma carga
$\rho_w$	Vetor de polarização de uma onda incidente
$\rho_a$	Vetor de polarização de uma antena
$P_r$	Potência fornecida a uma carga por sua antena receptora
$P_t$	Potência transmitida a uma antena transmissora
$G_r$	Ganho de uma antena receptora
$G_t$	Ganho de uma antena transmissora
$\Gamma_t$	Coefficiente de reflexão de tensão entre uma antena transmissora e o circuito a ela acoplado
$\Gamma_r$	Coefficiente de reflexão de tensão entre uma antena receptora e a sua carga
RL	Resistor de carga; resistor de carga do circuito detector a diodo
IN	Nó de entrada do circuito retificador de meia onda
OUT	Nó de saída do circuito retificador de meia onda
CL	Capacitor de filtragem; capacitor de filtragem do circuito detector a diodo
W	Largura da microfita de antena de microfita

$f_r$	Frequência de ressonância de microfita impressa; frequência de ressonância de circuito LC
$\epsilon_r$	Constante dielétrica de substrato
L	Comprimento da microfita de antena de microfita; indutância de bobina; indutância do indutor de circuito LC
$\epsilon_{ref}$	Constante dielétrica efetiva de substrato
h	Espessura de substrato
$\epsilon_2$	Constante dielétrica para substrato multicamada
RF_IN	Nó de entrada de sinal de radiofrequência do circuito detector a diodo
BIAS	Nó de saída do circuito de polarização
RB1	Resistor do divisor de tensão de polarização do circuito detector a diodo
RB2	Resistor do divisor de tensão de polarização do circuito detector a diodo
DC_OUT_1	Nó positivo de saída diferencial do circuito detector a diodo
DC_OUT_2	Nó negativo de saída diferencial do circuito detector a diodo
DIODED	Diodo detector do circuito detector a diodo
CRF	Capacitor de bloqueio de sinal contínuo do circuito detector a diodo
CB	Capacitor de aterramento de sinais de radiofrequência do circuito detector a diodo
LB	Indutor de bloqueio de sinais de radiofrequência do circuito detector a diodo
DIODET	Diodo de compensação de <i>offset</i> e temperatura do circuito detector a diodo
RT	Resistor de carga do diodo de compensação de <i>offset</i> e temperatura do circuito detector a diodo
R1	Resistor de entrada do circuito detector a diodo; resistor para a operação do circuito integrado regulador de tensão LM317 do circuito de polarização
CD	Capacitor do modelo de circuito equivalente dos diodos do circuito detector a diodo
LD	Indutor do modelo de circuito equivalente dos diodos do circuito detector a diodo

DC_OUT_AMP	Nó de saída do circuito de acondicionamento do sinal detectado
V <sub>DC_OUT_AMP</sub>	Tensão do nó de saída do circuito de acondicionamento do sinal detectado
V <sub>DC_OUT_1</sub>	Tensão do nó positivo de entrada do circuito de acondicionamento do sinal detectado
V <sub>DC_OUT_2</sub>	Tensão do nó negativo de entrada do circuito de acondicionamento do sinal detectado
P2	Resistência do resistor variável P2; resistor variável de controle de ganho do circuito de acondicionamento do sinal detectado
V_REC	Nó de saída de teste do circuito de polarização
R4	Resistor do divisor resistivo do circuito de apresentação de dados
R5	Resistor do divisor resistivo do circuito de apresentação de dados
P3	Resistor variável de controle de alarme do circuito de apresentação de dados
P4	Resistor variável de controle de luminosidade do <i>display</i> de cristal líquido do circuito de apresentação de dados
S2	Chave de controle de modo de operação do sistema
R2	Resistor do circuito de <i>debounce</i> da chave de controle de modo de operação do sistema
C5	Capacitor do circuito de <i>debounce</i> da chave de controle de modo de operação do sistema
L1	Indutor de estabilização do microcontrolador do circuito de apresentação de dados
C6	Capacitor de estabilização do microcontrolador do circuito de apresentação de dados
C7	Capacitor de estabilização do microcontrolador do circuito de apresentação de dados
V <sub>ADC_BAT_MIN</sub>	Tensão máxima do nó entrada do circuito de apresentação de dados de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria
V <sub>ADC_BAT</sub>	Tensão do nó de entrada do circuito de apresentação de dados de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria

$V_{ADC\_BAT\_MAX}$	Tensão mínima do nó entrada do circuito de apresentação de dados de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria
$V_{V\_REC\_MAX}$	Tensão máxima do nó $V\_REC$
$V_{V\_REC\_MIN}$	Tensão mínima do nó $V\_REC$
$V_{IND\_BAT}$	Valor de indicação percentual do estado da bateria no <i>display</i> de cristal líquido do circuito de apresentação de dados
$V_{V1}$	Tensão fornecida pela bateria do circuito de polarização
$V_{IND24G}$	Valor de indicação da densidade de potência para o modo 2,45 GHz no <i>display</i> de cristal líquido do circuito de apresentação de dados
$K_{24G}$	Constante de escala para o modo 2,45 GHz
$V_{DC\_OUT\_AMP}$	Tensão do nó $DC\_OUT\_AMP$
$B$	Constante de deslocamento de polarização
$K_{58G}$	Constante de escala para o modo 5,8 GHz
$S1$	Chave principal de alimentação do circuito de polarização
$D1$	Diodo de proteção do circuito de polarização
$P1$	Resistor variável de controle da tensão de saída do circuito de polarização
$C1$	Capacitor de filtragem de altas frequências do circuito de polarização
$C4$	Capacitor de filtragem de altas frequências do circuito de polarização
$C2$	Capacitor para a operação do circuito integrado regulador de tensão LM317 do circuito de polarização
$C3$	Capacitor para a operação do circuito integrado regulador de tensão LM317 do circuito de polarização
$d$	Diâmetro de fio de cobre de bobina
$l$	Comprimento de bobina
$N$	Número de espiras de bobina
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar
$P1$	Porta 1 do analisador de redes vetorial HP8722D; nó de entrada do circuito de caracterização

P2	Porta 2 do analisador de redes vetorial HP8722D; nó de entrada do circuito de caracterização
G <sub>1</sub>	Ganho máximo da antena 1
G <sub>2</sub>	Ganho máximo da antena 2
S <sub>11</sub> <sup>(1)</sup>	Parâmetro de espalhamento S <sub>11</sub> da antena 1
S <sub>11</sub> <sup>(2)</sup>	Parâmetro de espalhamento S <sub>11</sub> da antena 2
PT	Resistor variável de teste do protótipo em baixa frequência
C	Capacitância do capacitor de circuito LC
P <sub>24G</sub>	Potência de entrada máxima do circuito detector a diodo em 2,45 GHz
G <sub>24G</sub>	Ganho máximo em campo distante da antena de 2,45 GHz em 2,45 GHz
S <sub>11</sub> <sup>(24G)</sup>	Coefficiente de reflexão de tensão da antena de 2,45 GHz em 2,45 GHz
P <sub>58G</sub>	Potência de entrada máxima do circuito detector a diodo em 5,8 GHz
G <sub>58G</sub>	Ganho máximo em campo distante da antena de 5,8 GHz em 5,8 GHz
S <sub>11</sub> <sup>(58G)</sup>	Coefficiente de reflexão de tensão da antena de 5,8 GHz em 5,8 GHz
V <sub>58G</sub>	Tensão máxima de saída do circuito detector a diodo em 5,8 GHz
Δ <sub>0</sub>	Variação mínima do resultado da conversão analógico-digital do microcontrolador
ε <sub>24G</sub>	Erro máximo aproximado da indicação de densidade de potência no modo 2,45 GHz pelo <i>display</i> de cristal líquido
ε <sub>58G</sub>	Erro máximo aproximado da indicação de densidade de potência no modo 5,8 GHz pelo <i>display</i> de cristal líquido
α <sub>24G</sub>	Desvio percentual de ganho da antena de 2,45 GHz
α <sub>58G</sub>	Desvio percentual de ganho da antena de 5,8 GHz
W <sub>indicado24G</sub>	Indicação de densidade de potência pelo <i>display</i> de cristal líquido no modo de operação 2,45 GHz
W <sub>indicado58G</sub>	Indicação de densidade de potência pelo <i>display</i> de cristal líquido no modo de operação 5,8 GHz

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	19
2	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	20
3	PROPOSIÇÃO.....	22
4	CONCEITUAÇÃO TEÓRICA.....	23
4.1	Conceitos básicos de antenas e propagação.....	23
4.2	Detecção a diodo.....	30
5	DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA.....	32
5.1	Descrição geral.....	32
5.2	Metodologia de projeto.....	33
5.3	O sistema portátil medidor de radiação de microondas.....	35
5.3.1	Projeto da antena.....	35
5.3.2	Projeto do detector a diodo.....	43
5.3.3	Projeto do subsistema de acondicionamento do sinal detectado.....	54
5.3.4	Projeto do subsistema de apresentação de dados.....	55
5.3.5	Projeto do subsistema de polarização.....	62
5.3.6	Implementação física e empacotamento.....	64
5.4	Protótipos e testes.....	68
5.4.1	Caracterização de componentes.....	68
5.4.2	Protótipo do subsistema detector a diodo.....	76
5.4.3	Protótipo da antena.....	81
5.4.4	Protótipo em baixa frequência.....	85
5.5	Análise comparativa dos resultados experimentais e simulações.....	88
5.5.1	Subsistema detector a diodo.....	88
5.5.2	Antena.....	97
5.6	Protótipo final, calibração e testes.....	97
5.7	Custos de desenvolvimento.....	108
5.8	Discussão e conclusão.....	111
5.9	Sugestões para trabalhos futuros.....	111
	REFERÊNCIAS.....	113
	APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	115

## 1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste documento é apresentar o projeto de um sistema portátil medidor de radiação de microondas. Inicialmente, o texto faz uma breve introdução sobre o contexto e as possíveis aplicações de um medidor de radiação de microondas. Em seguida, é descrito o projeto proposto, juntamente com as suas especificações.

É feita uma conceituação sobre os aspectos teóricos relevantes e essenciais tratados no projeto. São discutidos conceitos de antenas e propagação e detecção a diodo.

Segue-se então com a descrição do desenvolvimento do projeto. São descritas inicialmente a topologia do sistema e a metodologia que foi adotada para se desenvolver o projeto. Depois, são detalhados os projetos de cada parte do sistema, mostrando-se e discutindo-se as soluções adotadas.

A seguir, são mostrados os protótipos construídos e os resultados de testes e medições feitos sobre os mesmos e sobre componentes e dispositivos. Esses resultados são interpretados e discutidos, fazendo-se uma comparação entre os comportamentos esperados teoricamente e os medidos experimentalmente.

Em seguida, tendo-se um exemplar do protótipo final construído, são mostrados os resultados dos testes e medições finais. Esses são discutidos e avaliados, dando origem às especificações finais, como, por exemplo, precisão e consumo de potência, obtidas para o sistema portátil medidor de radiação de microondas.

Finalmente, são feitas considerações finais sobre o projeto, com uma discussão e uma conclusão dos aspectos gerais relevantes abordados, além de uma sugestão para trabalhos futuros.

## 2 CONTEXTUALIZAÇÃO

Atualmente, existem muitos aparelhos eletrônicos que operam em radiofrequências na faixa de microondas e irradiam potência na forma de ondas eletromagnéticas nessas frequências. Muitos deles, principalmente os destinados ao uso doméstico, utilizam a banda *Industrial, scientific and medical* (ISM) de 2,4 a 2,5 GHz, que é uma faixa de frequências não licenciada e livre para o uso em aplicações industriais, científicas, médicas e para a utilização doméstica. Como exemplos podem ser citados telefones e roteadores sem fio, bem como fornos de microondas.

A irradiação de potência e a propagação das ondas irradiadas pelo ar atravessando grandes distâncias é objetivo de muitos desses aparelhos eletrônicos, como os de comunicação sem fio, que transmitem e recebem informações pelo ar por meio das ondas eletromagnéticas. Já em outros aparelhos, a irradiação de potência e a propagação por longas distâncias não são desejadas, como é o caso dos fornos de microondas, cujo objetivo é irradiar potência somente dentro de um espaço limitado.

Em ambos os casos, os níveis de potência irradiados por esses produtos eletrônicos devem ser monitorados a fim de se garantir a segurança das pessoas que estão expostas à radiação eletromagnética por eles emitida. A exposição contínua a altos níveis de radiação eletromagnética pode causar danos à saúde humana. Por exemplo, na faixa de frequências de 2,4 a 2,5 GHz, é possível que as moléculas de água, gordura e açúcares dos tecidos de organismos vivos entrem em ressonância com as ondas eletromagnéticas, o que causa o seu aquecimento e, dependendo da potência destas, pode provocar alterações na estrutura dessas moléculas [1].

Internacionalmente existem normas para a regulamentação dos níveis de potência irradiados por aparelhos eletrônicos que estabelecem limites seguros para a exposição humana a ondas eletromagnéticas de radiofrequências. A Figura 1, extraída de [2], mostra

graficamente, em função da frequência, os limites seguros de densidade de potência para exposição humana contínua estabelecidos pela norma da Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) IEEE Standard C95.1-1991.

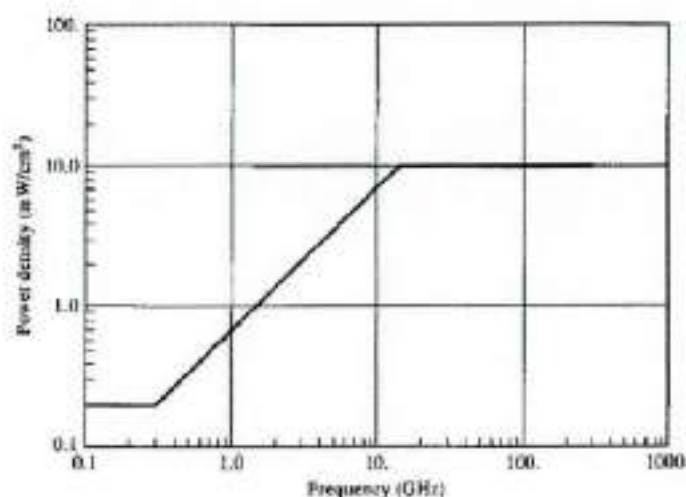


Figura 1. Limite seguro para exposição humana contínua a ondas eletromagnéticas de radiofrequências - IEEE Standard C95.1-1991.

Medidores de radiação na banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz podem ser utilizados para a medição da densidade de potência irradiada por aparelhos eletrônicos que operam nessa faixa de frequências. Eles podem ser utilizados também para localizar elementos que irradiam potência em forma de ondas eletromagnéticas nessas frequências, e para verificar se os níveis de densidade de potência medidos em uma região atendem aos padrões internacionais de segurança em relação à exposição humana contínua a ondas eletromagnéticas.

Protótipos de baixo custo podem ser de interesse comercial, tendo como alvo usuários domésticos que desejem medir os níveis de radiação de equipamentos aos quais estão expostos.

### 3 PROPOSIÇÃO

O projeto consiste no desenvolvimento e na caracterização de um sistema portátil medidor de radiação de microondas, que mede a densidade de potência de ondas eletromagnéticas de frequências na faixa de microondas.

Esse sistema deve apresentar um empacotamento eletromecânico rígido, com tamanho reduzido, e que proteja os circuitos contra exposição a meios agressivos. O sistema deve possuir alimentação interna por pilhas ou baterias substituíveis, de forma que o mesmo seja portátil.

O equipamento deve conter um método para a medida da carga disponível nas pilhas ou baterias que o alimentam, permitindo ao usuário identificar a necessidade de sua reposição para a correta operação do sistema medidor de radiação.

Como especificação de projeto, o sistema deverá medir sinais com frequências na banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz. Os níveis máximo e mínimo de densidade de potência medidos devem ser de  $0,1 \text{ mW/cm}^2$  e  $1,0 \text{ mW/cm}^2$ , respectivamente. Deseja-se uma precisão de, no mínimo,  $0,1 \text{ mW/cm}^2$ .

Os dados das medidas devem ser apresentados em um *display* de cristal líquido (LCD) na forma numérica em  $\text{mW/cm}^2$ . Um alarme sonoro e luminoso deve ser disparado quando o nível medido de radiação eletromagnética for superior a um limite inferior estabelecido, que é ajustável pelo usuário por meio de um *knob* de ajuste, para qualquer valor dentro da faixa de operação do sistema medidor de radiação.

Adicionalmente à proposta de projeto inicial descrita acima, optou-se mais tarde por se acrescentar ainda uma opção de medição de sinais com frequências na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz, que é uma banda que é cada vez mais utilizada por aparelhos eletrônicos sem fio. Essa escolha ocorreu devido a testes feitos sobre um protótipo construído, os quais indicavam a possibilidade de operação também nessa banda. Devido também a testes sobre protótipos,

optou-se também por se aumentar a faixa de medidas de densidade de potência medida para zero a  $1,4 \text{ mW/cm}^2$ , ampliando a funcionalidade do sistema.

## 4 CONCEITUAÇÃO TEÓRICA

Neste item são apresentados os conceitos teóricos básicos relevantes e essenciais para o entendimento e acompanhamento do projeto, bem como para a interpretação de especificações, resultados e conclusões. São discutidos a seguir conceitos sobre antenas e propagação e detecção a diodo.

### 4.1 Conceitos básicos de antenas e propagação

O comportamento dos campos elétrico e magnético [3] é regido pelas quatro equações de Maxwell, apresentadas a seguir em sua forma integral.

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \iiint_V \rho \, dv \quad (1)$$

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0 \quad (2)$$

$$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (3)$$

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} \quad (4)$$

Onde:

$\mathbf{D}$  = vetor deslocamento elétrico ou indução elétrica ( $\text{C/m}^2$ )

$\mathbf{B}$  = vetor indução magnética (T)

$\mathbf{E}$  = vetor campo elétrico (V/m)

$\mathbf{H}$  = vetor campo magnético (A/m)

$\mathbf{J}$  = vetor densidade de corrente ( $\text{A/m}^2$ )

$d\mathbf{l}$  = vetor elemento de comprimento de linha (m)

$d\mathbf{s}$  = vetor elemento de área de superfície ( $m^2$ )

$dv$  = elemento de volume ( $m^3$ )

$\rho$  = densidade volumétrica de carga elétrica ( $C/m^3$ )

Considerando-se um meio sem fontes, isolante, homogêneo, linear e isotrópico, e utilizando-se os teoremas de Gauss e Stokes, as equações de Maxwell podem ser reescritas na forma diferencial, como segue:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (6)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{H} \quad (7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D} = \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{E} \quad (8)$$

Onde:

$\mu$  = permeabilidade magnética do meio (H/m)

$\varepsilon$  = permissividade elétrica do meio (F/m)

Dessas equações, após manipulações matemáticas, pode-se prever a existência de ondas eletromagnéticas que se propagam em um meio.

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{E} \quad (9)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{H} \quad (10)$$

Como se pode ver, (9) e (10) representam equações tridimensionais de onda. Em uma onda desse tipo, os campos elétrico e magnético sempre existirão juntos.

Para o tratamento de antenas e propagação [3], é de grande importância a grandeza associada à potência de uma onda eletromagnética, que é o vetor de Poynting instantâneo, definido por (11).

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (11)$$

Onde:

$$\mathbf{W} = \text{vetor de Poynting instantâneo (W/m}^2\text{)}$$

Pode-se, pela definição, ver que o módulo do Vetor de Poynting representa uma densidade de potência instantânea e sua direção representa a direção de propagação da onda, ou propagação da potência.

Pode-se, portanto, concluir que a potência total instantânea que atravessa uma superfície fechada  $S$  é dada por (12).

$$P = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} \quad (12)$$

Em aplicações de engenharia elétrica, são utilizadas variações harmônicas de campos no tempo. Sendo assim, os campos elétrico e magnético podem ser representados utilizando a notação fasorial e definindo-se campos complexos, que têm as seguintes relações com aqueles:

$$\mathbf{E}(x, y, z; t) = \text{Re}[\underline{\mathbf{E}}(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}] \quad (13)$$

$$\mathbf{H}(x, y, z; t) = \text{Re}[\underline{\mathbf{H}}(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}] \quad (14)$$

Onde:

$$\omega = \text{frequência angular do campo elétrico ou magnético (rad/s)}$$

A medida mais interessante de potência em aplicações de engenharia elétrica é a média temporal do vetor de Poynting, dada por (15).

$$\mathbf{W}_m = \frac{1}{2} \text{Re}[\underline{\mathbf{E}} \times \underline{\mathbf{H}}^*] \quad (15)$$

Da mesma forma que anteriormente, obtém-se daí a potência média que atravessa uma superfície fechada.

$$P_m = \oint_S \mathbf{W}_m \cdot d\mathbf{s} \quad (16)$$

Para uma antena que está localizada dentro da superfície fechada e que irradia potência na forma de ondas eletromagnéticas, essa equação pode ser utilizada para calcular a potência média irradiada pela antena.

Em aplicações práticas, há maior interesse em se fazer a análise quando as antenas transmissora e receptora se encontram distantes uma da outra o suficiente para uma se localizar na região de campo distante (região de Fraunhofer) da outra. Nessa região, a distribuição angular das componentes de campo independe da distância entre as antenas. Em geral, a região de campo distante pode ser dada por (17).

$$R > 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (17)$$

Onde:

$D$  = maior dimensão física da antena (m)

$\lambda$  = comprimento de onda da onda eletromagnética irradiada no meio (m)

Sendo:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (18)$$

Onde:

$v$  = velocidade da luz no meio (m/s)

$f$  = frequência da onda eletromagnética (m)

A intensidade de radiação em uma dada direção é definida por (19).

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{rad}(r, \theta, \phi) \quad (19)$$

Onde:

$r$  = distância entre um ponto considerado e o elemento irradiador (m)

$W_{rad}$  = densidade de potência no ponto considerado e na direção entre este e o elemento irradiador ( $W/m^2$ )

$\phi, \theta$  = coordenadas esféricas angulares do ponto especificado (rad)

A intensidade de radiação representa a quantidade de potência irradiada por unidade de ângulo sólido e depende somente da direção considerada.

A diretividade de uma antena depende da direção considerada e é a relação entre a intensidade de radiação na direção considerada e a intensidade de radiação em qualquer direção se a potência irradiada fosse irradiada com distribuição uniforme sobre uma superfície esférica (isotropicamente).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (20)$$

Onde:

$U_0$  = intensidade de radiação de uma fonte isotrópica (W/esferorradiano)

$P_{\text{rad}}$  = potência total irradiada pela antena (W)

Assim, a diretividade representa a propriedade da antena em irradiar mais potência em uma direção do que em outra.

O ganho de uma antena representa a propriedade diretiva desta juntamente com as suas perdas por dissipação térmica em condutores e dielétricos.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (21)$$

Onde:

$e_{cd}$  = eficiência condutiva e dielétrica da antena (adimensional)

Quando se fornece um valor de ganho ou diretividade, mas não se especifica a sua direção, fica implícita a direção na qual eles atingem máximo valor.

A área ou abertura efetiva de uma antena é a área que, multiplicada pela densidade de potência incidente na antena, resulta na potência fornecida à carga a qual se encontra conectada. Essa área tem uma relação direta com a diretividade da antena, expressa por (22).

$$A_{ef}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (22)$$

$$P_C(\theta, \phi) = A_{ef}(\theta, \phi) \cdot W_{rec}(\theta, \phi) \quad (23)$$

Onde:

$P_C$  = potência fornecida à carga (W)

$W_{rec}$  = densidade de potência que chega à antena na direção considerada ( $\text{W}/\text{m}^2$ )

Considerando-se, além das perdas condutivas e dielétricas da antena, o descasamento de impedâncias entre a antena e a sua carga, e o descasamento de polarização entre a onda eletromagnética incidente e a antena, a relação passa a ser expressa por (24).

$$A_{ef}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \cdot (1 - |\Gamma|^2) \cdot |\rho_w \cdot \rho_a|^2 \quad (24)$$

Onde:

$\Gamma$  = coeficiente de reflexão de tensão entre a antena e a carga (adimensional)

$|\rho_w \cdot \rho_a|^2$  = fator de perda de polarização (adimensional)

$\rho_w$  = vetor de polarização da onda incidente (adimensional)

$\rho_a$  = vetor de polarização da antena (adimensional)

Para o cálculo da potência disponibilizada pela antena receptora à sua carga, dada uma antena transmissora e considerando-se que a onda eletromagnética chegue à antena receptora diretamente, sem reflexões ou absorções por obstáculos entre as duas antenas, utiliza-se a equação de transmissão de Friis.

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \quad (25)$$

Onde:

$P_r$  = potência fornecida à carga pela antena receptora (W)

$P_t$  = potência transmitida à antena transmissora (W)

$G_r$  = ganho da antena receptora (adimensional)

$G_t$  = ganho da antena transmissora (adimensional)

$R$  = distância entre as antenas transmissora e receptora (m)

Novamente, considerando-se, além das perdas condutivas e dielétricas da antena, os descasamentos de impedâncias e polarização, a relação passa a ser expressa por (26).

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot (1 - |\Gamma_t|^2) \cdot (1 - |\Gamma_r|^2) \cdot |\rho_w \cdot \rho_c|^2 \quad (26)$$

Onde:

$\Gamma_t$  = coeficiente de reflexão de tensão entre a antena transmissora e o circuito a ela acoplado (adimensional)

$\Gamma_r$  = coeficiente de reflexão de tensão entre a antena receptora e a carga (adimensional)

#### 4.2 Detecção a diodo

O diodo, por sua característica corrente-tensão não linear, pode ser utilizado para a geração de formas de onda com frequências diferentes das dos sinais aos quais ele é submetido.

Uma aplicação disso é a geração de sinais em corrente contínua (CC) a partir de sinais em corrente alternada (CA). Um circuito eletrônico que executa a tarefa de gerar uma componente de sinal em CC a partir de um sinal em CA é denominado retificador [6].

A Figura 2 mostra um circuito retificador de onda, denominado retificador de meia onda com filtro capacitivo.

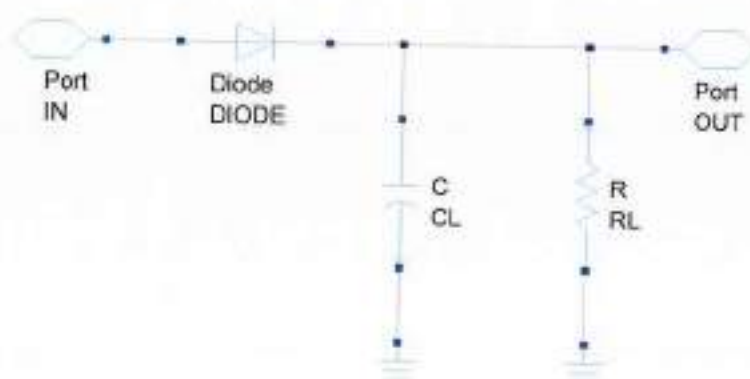


Figura 2. Circuito retificador de meia onda com filtro capacitivo.

O resistor  $R_L$  representa a carga do circuito. O sinal em CA entra pelo nó de entrada IN e, no nó de saída OUT, obtém-se um sinal praticamente em CC.

Analisando-se no domínio da frequência, o diodo, por sua característica corrente-tensão não linear, gera várias componentes harmônicas do sinal de entrada e uma componente em CC. O comportamento do diodo produz no circuito, a uma tensão de entrada senoidal, uma corrente retificada de meia onda, sendo o sinal de saída, portanto, retificado. O capacitor CL, conectado em paralelo com a carga, funciona como um filtro passa-baixas. Ele deve possuir um valor de capacitância suficientemente elevado de forma a comportar-se como uma impedância de valor infinito para essa componente em CC e como baixa impedância para as outras. Adicionalmente, a resistência do resistor  $R_L$  deve ser suficientemente maior do que a impedância do capacitor nas componentes alternadas do sinal. Com isso, obtém-se na saída do circuito um sinal praticamente em CC, que cresce monotonicamente com ao aumento da amplitude do sinal em CA de entrada.

## 5 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

### 5.1 Descrição geral

O sistema portátil medidor de radiação de microondas consiste em um sistema que pode ser subdividido em vários subsistemas, cada um desempenhando uma tarefa. A Figura 3 ilustra essa subdivisão e a relação entre essas várias partes.

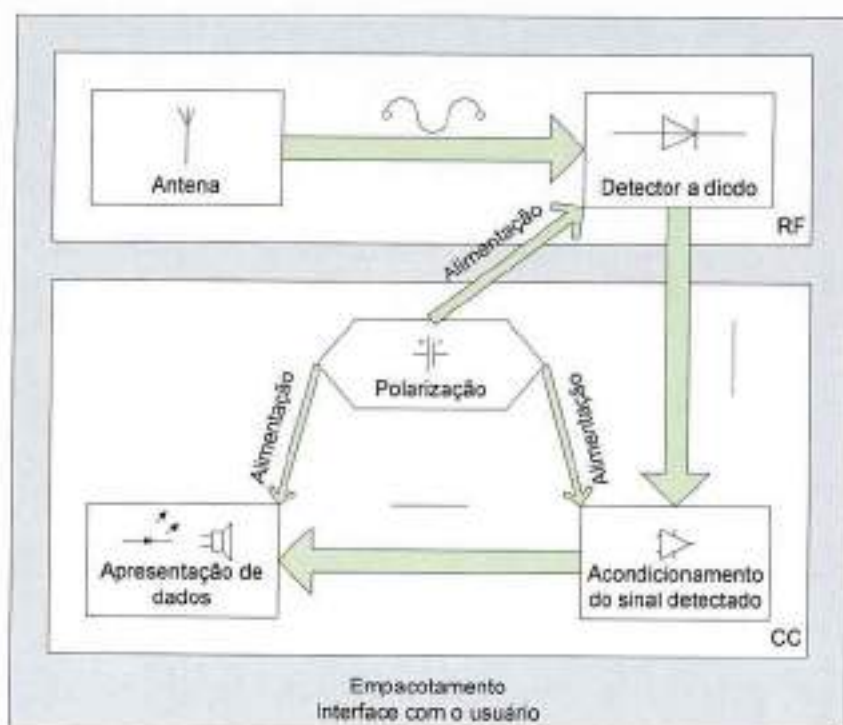


Figura 3. Topologia do sistema.

A antena capta a onda eletromagnética de radiofrequência (RF) que se propaga no ar e envia um sinal de RF para o circuito detector a diodo.

Ele, por sua vez, retifica e filtra esse sinal, fornecendo ao subsistema de acondicionamento do sinal detectado um sinal praticamente em CC, cujo nível é relacionado com a potência de entrada, que é diretamente proporcional à densidade de potência da onda eletromagnética captada pela antena.

O subsistema de acondicionamento do sinal detectado amplifica o sinal na sua entrada para níveis compatíveis com a entrada do subsistema de apresentação de dados.

O subsistema de apresentação de dados faz uma conversão analógico-digital do sinal recebido por ele, processa os dados convertidos e os codifica adequadamente para a apresentação em um LCD e para o disparo dos alarmes sonoro e luminoso. Esse subsistema também processa as intervenções do usuário, que são feitas por meio do botão de seleção de operação e do *knob* ajustador de alarme. Além disso, há um sistema de teste de bateria, sendo que o resultado do teste também é apresentado no LCD.

O subsistema de polarização fornece uma alimentação em CC precisa e regulada para os subsistemas que necessitam de polarização, que são: o detector a diodo e os subsistemas de acondicionamento do sinal detectado e de apresentação de dados.

O empacotamento consiste numa caixa de proteção mecanicamente robusta que envolve todos os subsistemas, onde se localizam os elementos de interface com o usuário [botão, LCD, *knob* e diodo emissor de luz (LED)].

## 5.2 Metodologia de projeto

Definidas as especificações iniciais e a topologia do sistema portátil medidor de radiação de microondas, chegou-se a uma subdivisão conveniente para o projeto do mesmo. Ele, em si, constitui-se de vários projetos, sendo um para cada um dos subsistemas descritos anteriormente.

Inicialmente, foram realizados os projetos dos subsistemas que operam em radiofrequências, que são a antena e o detector a diodo. Para auxílio nos projetos, foram utilizados o *software* CST Studio Suite 2009 (CST 2009), da Computer Simulation Technology (CST), e o pacote de ferramentas computacionais de projeto Advanced Design System 2009 (ADS 2009), da Agilent Technologies.

Em seguida, foram projetados os subsistemas de acondicionamento do sinal detectado e o subsistema de apresentação de dados, que engloba toda a programação da parte digital do circuito. Para a edição e a compilação do código-fonte do programa do microcontrolador, utilizou-se o pacote de programas WinAVR. O subsistema de polarização foi projetado em seguida.

Seguiu-se, então, para a primeira implementação física das partes projetadas, que foi a construção de protótipos. Eles foram individualmente submetidos a testes e medidas, caracterizando-se assim os subsistemas fisicamente construídos. Então, testes e medidas foram feitos também com todas as partes integradas.

O circuito detector a diodo foi caracterizado individualmente em banda larga de frequências, demonstrando capacidade em operar em frequências mais altas, como mencionado anteriormente. Assim, optou-se por se adicionar a opção de medição de sinais com frequências na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz, ampliando a funcionalidade do sistema portátil medidor de radiação de microondas. Para que isso fosse possível, foram necessárias pequenas alterações no projeto que foi feito até o momento da construção de protótipos, o qual era baseado na operação em banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz. Essas alterações foram o projeto de uma nova antena, utilizada alternativamente à outra quando se quer medir sinais na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz, e uma alteração no projeto do subsistema de apresentação de dados, para se adicionar um novo modo de operação (as referidas alterações nos projetos já estão contidas nas discussões dos projetos dos subsistemas antena e de apresentação de dados). Em suma, os projetos dos subsistemas foram feitos com base na operação do sistema medidor de radiação na banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz, sendo que os subsistemas antena e de apresentação de dados foram, em seguida, adaptados para a operação do sistema na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz.

Estando concluída a parte de prototipagem, passou-se para a construção do protótipo final, o qual também foi submetido a testes e medições, para caracterização, e a um procedimento de calibração. Tendo em vista os resultados de testes sobre o protótipo final, optou-se por calibrar o equipamento de uma forma que fosse obtida uma faixa maior de medição de densidade de potência, ampliando a funcionalidade do sistema medidor de radiação, como já foi mencionado anteriormente (essa alteração no projeto será discutida junto ao procedimento de calibração). Finalmente, tendo a calibração do sistema realizada, foram obtidas as suas especificações finais.

### **5.3 O sistema portátil medidor de radiação de microondas**

A seguir, serão detalhados os projetos dos vários subsistemas que compõem o sistema portátil medidor de radiação de microondas.

#### **5.3.1 Projeto da antena**

Como já foi mencionado, adicionalmente à proposta inicial de projeto, decidiu-se, após resultados positivos de testes feitos sobre o protótipo do circuito detector a diodo, por se adicionar ao sistema portátil medidor de radiação de microondas a função de medição de sinais de RF na faixa de frequências da banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz. Para isso, foram projetadas duas antenas: uma para operação na banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz; outra para operação na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz.

As antenas projetadas são do tipo microfita, em formato retangular, construídas sobre um substrato multicamada, que é formado por um substrato flexível de microondas, que suporta a camada metálica da microfita, e por uma camada de ar entre o substrato flexível e o plano de terra. A antena é alimentada por uma sonda inserida através do substrato

multicamada e conectada à microfita, a qual é constituída pelo pino central de um conector coaxial, como mostra a Figura 4.

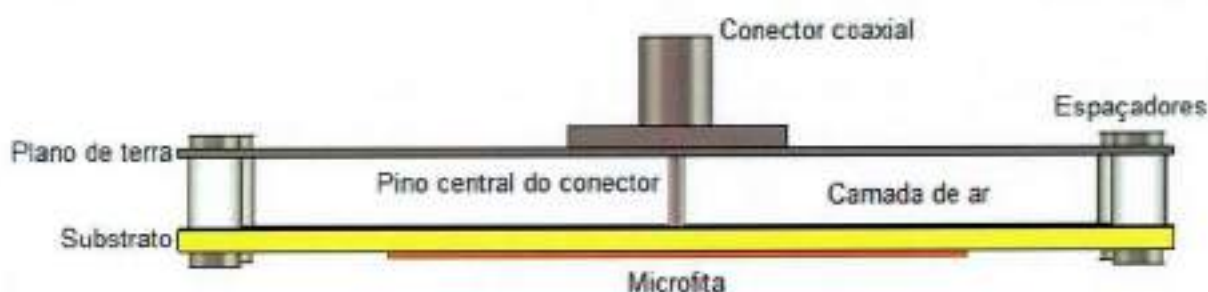


Figura 4. Vista lateral de uma antena de microfita com substrato multicamada constituído por ar e substrato flexível de microondas

As antenas foram projetadas seguindo as equações de dimensões de antenas de microfita (27) e (28) [4] para operar nas frequências centrais de 2,45 e de 5,8 GHz.

$$W = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (27)$$

Onde:

$W$  = largura da microfita (m)

$f_r$  = frequência de ressonância da microfita (Hz)

$\epsilon_r$  = constante dielétrica do substrato (adimensional)

$$L = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2 \cdot h \cdot 0,412 \cdot \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (28)$$

Onde:

$L$  = comprimento da microfita (m)

$\epsilon_{ref}$  = constante dielétrica efetiva do substrato (adimensional)

$h$  = espessura do substrato (m)

Sendo:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}^{-1} \quad (29)$$

É importante ressaltar que essas equações foram desenvolvidas para antenas de microfita retangulares construídas em substrato de camada única, com constante dielétrica  $\epsilon_r$ . No caso de antenas construídas sobre substratos multicamada, deve-se usar um valor de constante dielétrica  $\epsilon_{r2}$  equivalente dessa estrutura. O uso da estrutura multicamada ocasiona a diminuição da constante dielétrica equivalente do substrato e o conseqüente alargamento da banda de operação da antena de microfita [5].

Para o projeto e a simulação das antenas adotou-se como substrato o substrato *Flame Retardant 4* (FR-4), com os seguintes parâmetros: constante dielétrica de 4,4, perdas dielétricas desprezíveis, espessura do substrato de 1,6 mm e camada metálica condutora perfeita de 17  $\mu\text{m}$  de espessura.

Adotou-se como plano de terra uma placa metálica de área de superfície idêntica à do substrato e espessura de 0,6 mm.

Como já mencionado, a camada de ar foi inserida com o intuito de se aumentar a banda de operação das antenas. Adotou-se uma espessura de 5,0 mm para a referida camada de ar, para a antena de frequência 2,45 GHz, e uma espessura de 2,0 mm, para a antena de frequência 5,8 GHz.

Como a inserção da camada de ar altera a constante dielétrica do material por onde passam as ondas eletromagnéticas (substrato multicamada de FR-4 e ar), fez-se o projeto das antenas de forma iterativa, fazendo-se simulações eletromagnéticas e recálculos da constante dielétrica do material e das dimensões da microfita, seguindo o procedimento descrito a seguir.

Inicialmente são fixados os parâmetros do substrato flexível FR-4, como as suas dimensões e características elétricas (constante dielétrica  $\epsilon_r$ , permeabilidade magnética e perdas), bem como a espessura da camada de ar, dimensões do plano de terra e sua condutividade.

Estima-se inicialmente uma constante dielétrica  $\epsilon_{r2}$  para o conjunto substrato FR-4 e camada de ar com valor  $1,0 < \epsilon_{r2} < 4,4$ .

A partir de  $\epsilon_{r2}$ , calculam-se as dimensões da microfita (largura e comprimento) utilizando-se (27) e (28).

Desenha-se a antena e se faz a simulação eletromagnética da mesma utilizando-se o *software* CST 2009.

A partir dos resultados da simulação, faz-se uma nova estimativa de  $\epsilon_{r2}$ : se a frequência de ressonância da microfita (frequência central de operação da antena) for maior, a nova estimativa para  $\epsilon_{r2}$  é um valor menor do que o atual; caso contrário, é maior. A justificativa é de que se a frequência de ressonância resultante da simulação for maior do que a desejada, a microfita projetada deveria ter sido maior, já que, por (27) e (28), as suas dimensões são inversamente proporcionais à frequência de ressonância. Olhando-se para (27) e (28), para a frequência de ressonância desejada fixa, pode-se ver que, para que a microfita fosse maior,  $\epsilon_{r2}$  deveria ter um valor menor.

Todo o procedimento desde o cálculo das dimensões da microfita é repetido por várias vezes até que a frequência de ressonância obtida na simulação seja a desejada.

Por fim, ajusta-se o ponto de alimentação da microfita, a fim de se obter o ponto no qual ocorre a menor perda de retorno.

Terminado o procedimento, que foi realizado duas vezes, sendo uma para o projeto de uma antena de frequência central 2,45 GHz, e outra para o de uma de frequência central

5,8 GHz, foram obtidas as dimensões de cada uma. A Figura 5 mostra os leiautes da camada impressa de cada uma das antenas projetadas com as suas respectivas dimensões.

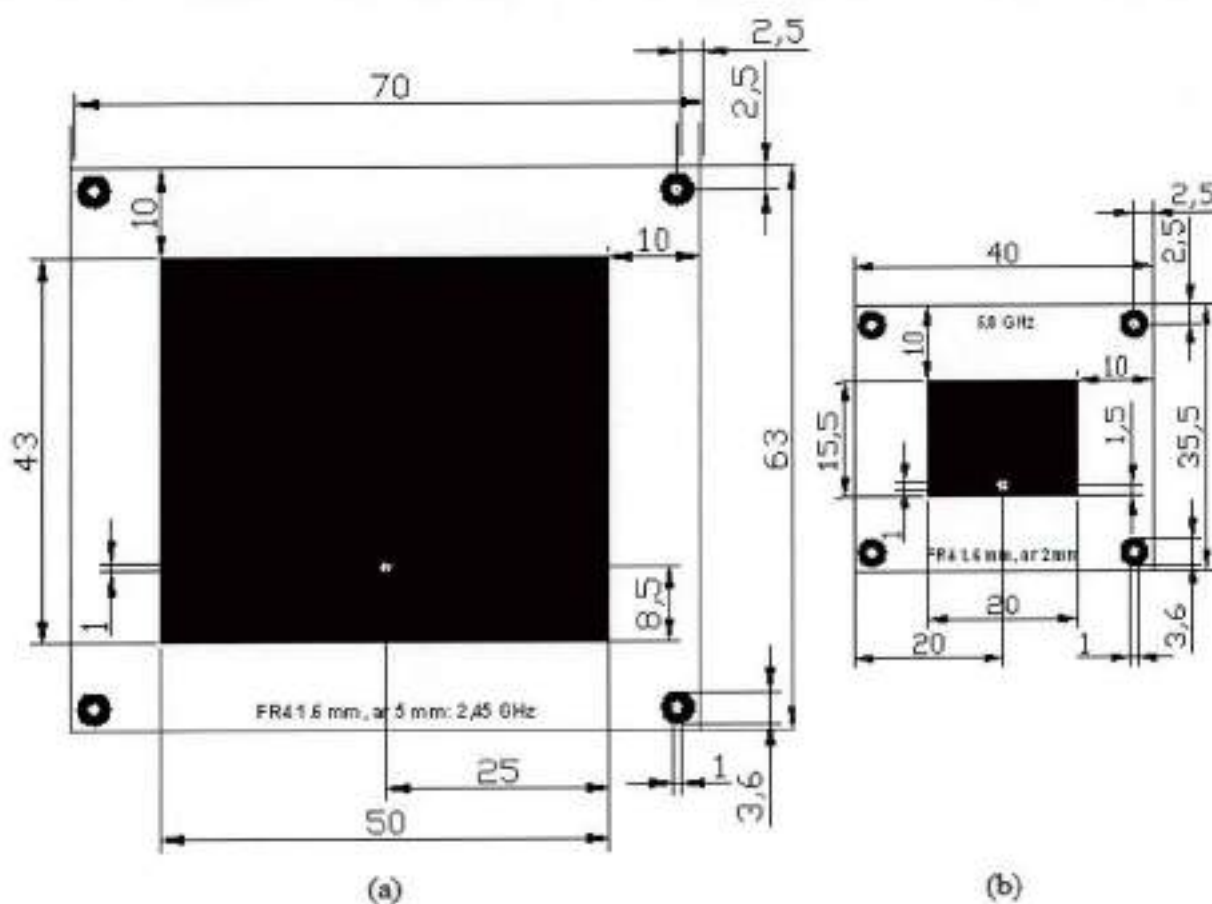


Figura 5. Leiaute das camadas impressas das antenas (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,8 GHz.

Os leiautes mostrados na Figura 5 correspondem à vista frontal das antenas desenhadas utilizadas na simulação eletromagnética que resultaram na frequência desejada. As suas vistas em perspectiva são mostradas na Figura 6.

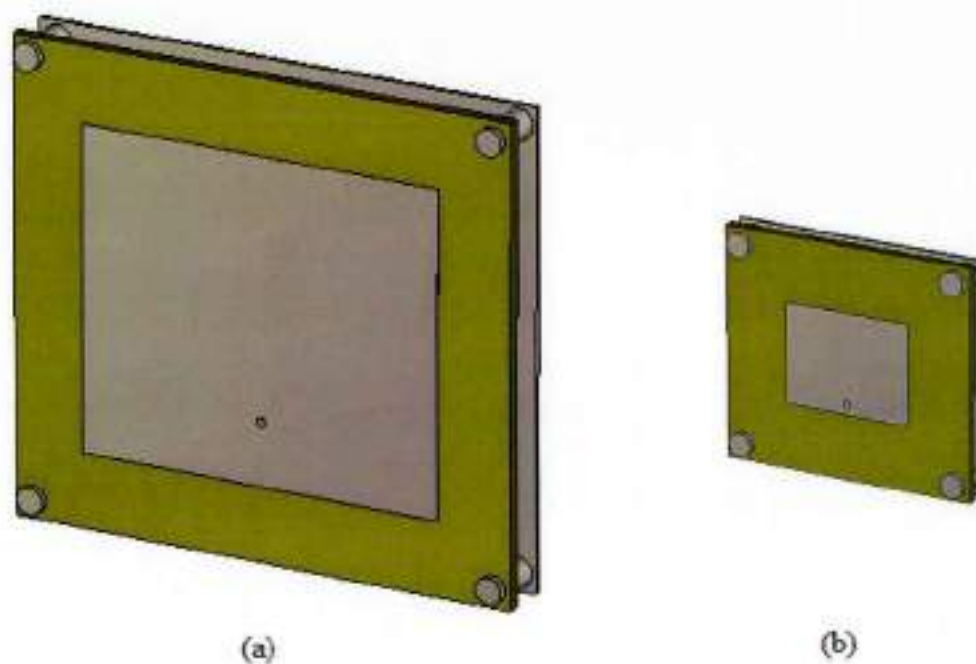


Figura 6. Vistas em perspectiva dos desenhos das antenas projetadas (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,4 GHz.

Da simulação eletromagnética, foram obtidas as curvas do parâmetro de espalhamento  $S_{11}$  e os diagramas de radiação de cada antena projetada.

A Figura 7 mostra, para cada uma, a curva do parâmetro  $S_{11}$  versus frequência em formato cartesiano e em formato de carta de impedâncias normalizada em  $50 \Omega$ , juntamente com a curva de  $S_{11}$  da simulação de uma antena sem camada de ar, para que fique evidenciada a diferença de banda de operação, justificando assim a opção por antenas com camada de ar para a obtenção das bandas desejadas.

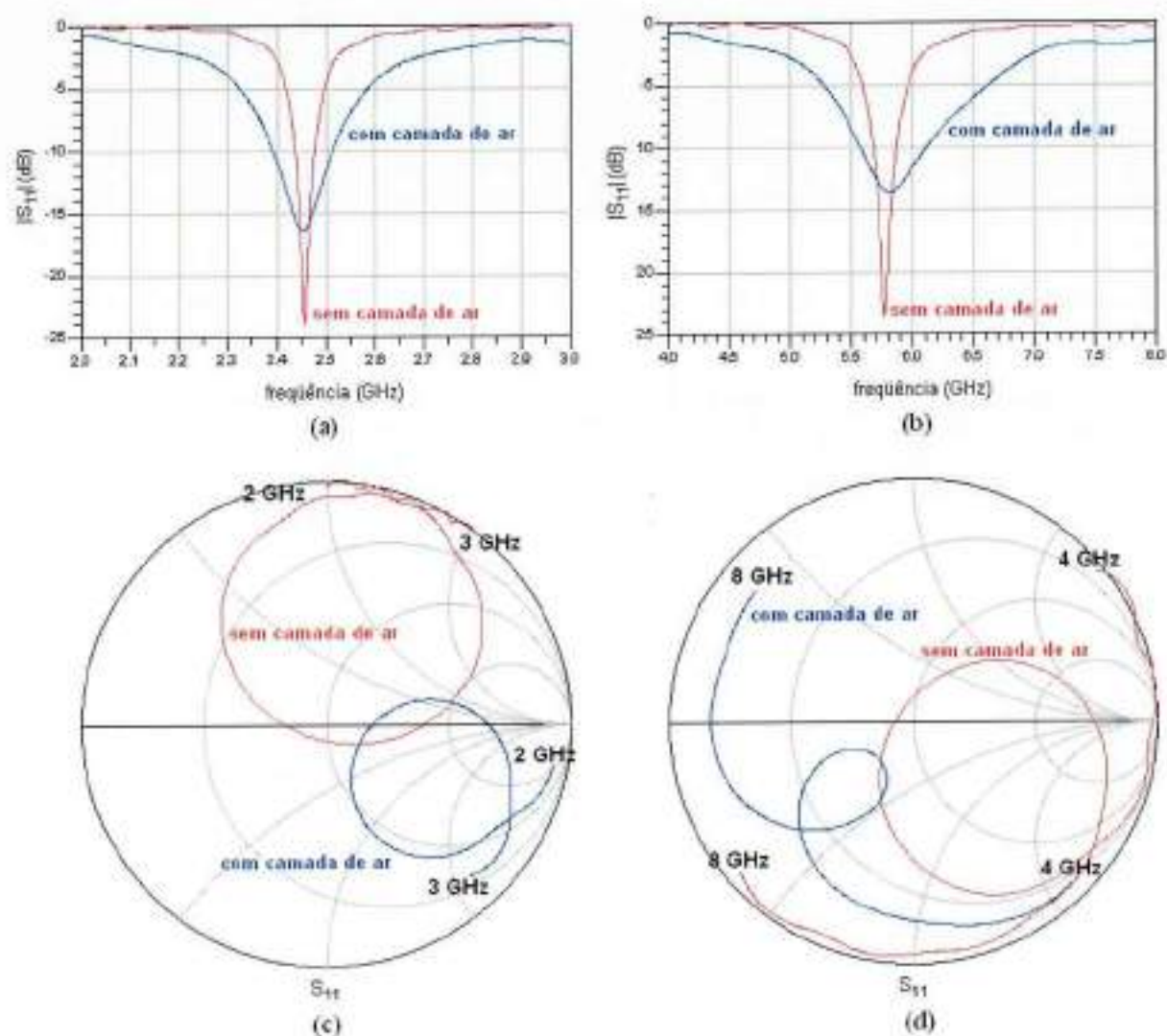


Figura 7. Curvas de  $S_{11}$  versus frequência resultantes das simulações eletromagnéticas sobre as antenas (a) Módulo de  $S_{11}$  para a antena de 2,45 GHz; (b) Módulo de  $S_{11}$  para a antena de 5,8 GHz; (c)  $S_{11}$  em formato de carta de impedâncias normalizada em  $50 \Omega$  para a antena de 2,45 GHz; (d)  $S_{11}$  em formato de carta de impedâncias normalizada em  $50 \Omega$  para a antena de 5,8 GHz.

Para a antena de 2,45 GHz, observa-se uma banda de 120 MHz entre as frequências de 2,39 e 2,51 GHz, na qual o parâmetro  $S_{11}$  tem módulo menor do que -10 dB. Para a antena de 5,8 GHz, a banda com essa característica ocorre entre 5,58 e 6,10 GHz, o que corresponde a uma banda de largura 520 MHz.

Um módulo de  $S_{11}$  menor do que -10 dB na faixa de operação de uma antena significa que a mesma tem retorno de potência devido à reflexão de 10% ou menos para todas as

freqüências dentro dessa faixa. Essa é uma característica desejada para o sistema medidor de radiação, pois garante que a potência entregue ao circuito detector a diodo tenha uma variação menor do que 10% ao longo da faixa de freqüências de operação.

A Figura 8 mostra, para cada antenna projetada, o seu respectivo diagrama de radiação de ganho em campo distante em formato tridimensional, obtido por simulação eletromagnética.

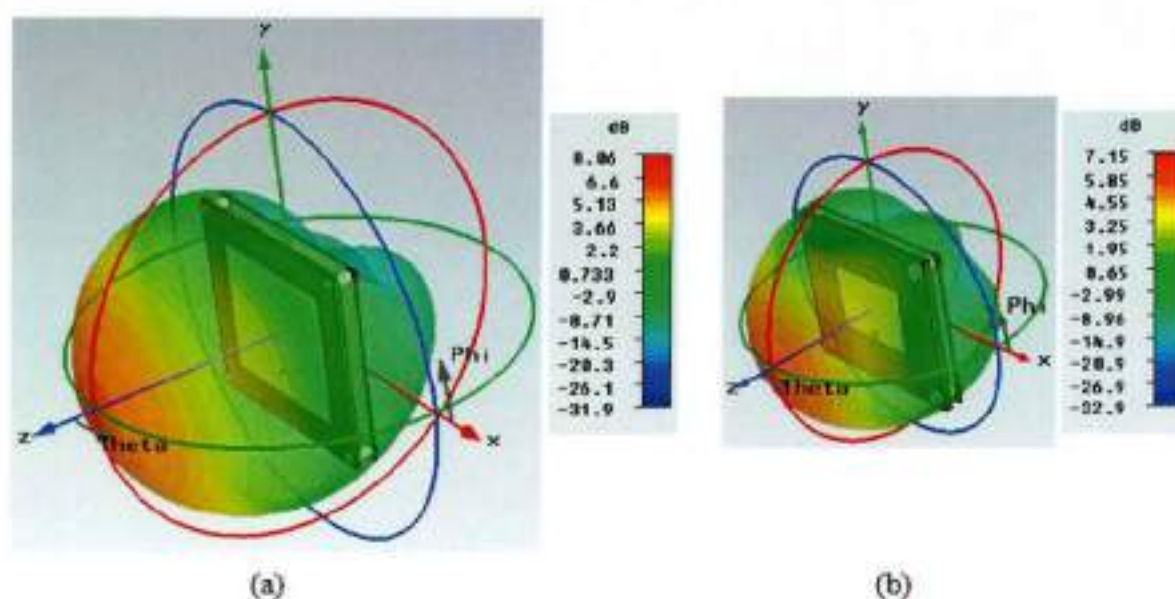


Figura 8. Diagramas de radiação tridimensionais de ganho em campo distante (a) Antena de 2,45 GHz; (b) Antena de 5,8 GHz.

O ganho máximo em campo distante simulado da antenna de 2,45 GHz é de 8,061 dB, e o da de 5,8 GHz é de 7,149 dB. Ambas têm a direção de máxima intensidade de radiação perpendicular ao plano da microfita, o que é característico de uma antenna desse tipo.

Para as freqüências das extremidades das bandas ISM nas quais se quer operar, que são 2,4, 2,5, 5,725 e 5,875 GHz, os ganhos máximos em campo distante obtidos na simulação são de 8,111, 8,059, 7,333 e 6,926 dB, respectivamente. Esses valores são resumidos na Tabela 1. Os diagramas de radiação têm essencialmente o mesmo formato.

Tabela 1 – Valores dos ganhos máximos em campo distante das antenas obtidos por simulação.

Protótipo	Frequência	Ganho
Antena de 2,45 GHz	2,4 GHz	8,111 dB
	<b>2,45 GHz</b>	<b>8,061 dB</b>
	2,5 GHz	8,059 dB
Antena de 5,8 GHz	5,725 GHz	7,333 dB
	<b>5,8 GHz</b>	<b>7,149 dB</b>
	5,875 GHz	6,926 dB

Assim, pode-se concluir que cada antena projetada tem um comportamento praticamente uniforme dentro das faixas de frequências de operação.

### 5.3.2 Projeto do detector a diodo

Foi escolhido o projeto de um detector a diodo polarizado em CC. O diodo escolhido foi um diodo de barreira Schottky (metal-semicondutor) de código 5082-2229 [7], fabricado pela Hewlett-Packard<sup>®</sup>. A escolha do diodo foi feita com base na sua disponibilidade no Laboratório de Microeletrônica da Universidade de São Paulo (LME/USP) e nas suas especificações de frequência de operação e de características parasitárias, que são adequadas para o projeto.

A escolha pelo detector polarizado em CC foi feita baseando-se nas características favoráveis que são obtidas quando se utiliza esse tipo de circuito.

A primeira dessas características é o fato de que em detectores não polarizados a detecção não é bem sucedida quando há na entrada do circuito níveis baixos de potência. Isso ocorre devido à baixa sensibilidade do diodo não polarizado a baixas tensões. Esse comportamento não ocorre em detectores polarizados.

Outra característica diz respeito à resposta de um detector não polarizado para diferentes faixas de potências de entrada. Na faixa de potências altas de entrada, o detector não

polarizado comporta-se como um detector de grandes sinais, cuja resposta é linear, ou seja, a sua tensão de saída é proporcional à tensão de entrada [8]. Entretanto, para potências de entrada baixas, o comportamento é de um detector de pequenos sinais, que é uma condição de operação que obedece à lei quadrática, ou seja, a tensão de saída é proporcional ao quadrado da tensão de entrada [8]. Em um detector a diodo polarizado, a polarização desloca o ponto de operação do dispositivo, fazendo com que a resposta seja linear também na faixa de potências de entrada baixas. Para os propósitos do projeto, é desejável que o comportamento da saída seja uniforme por toda a faixa de potências de entrada.

A Figura 9 mostra o diagrama elétrico do circuito detector a diodo polarizado que foi projetado.

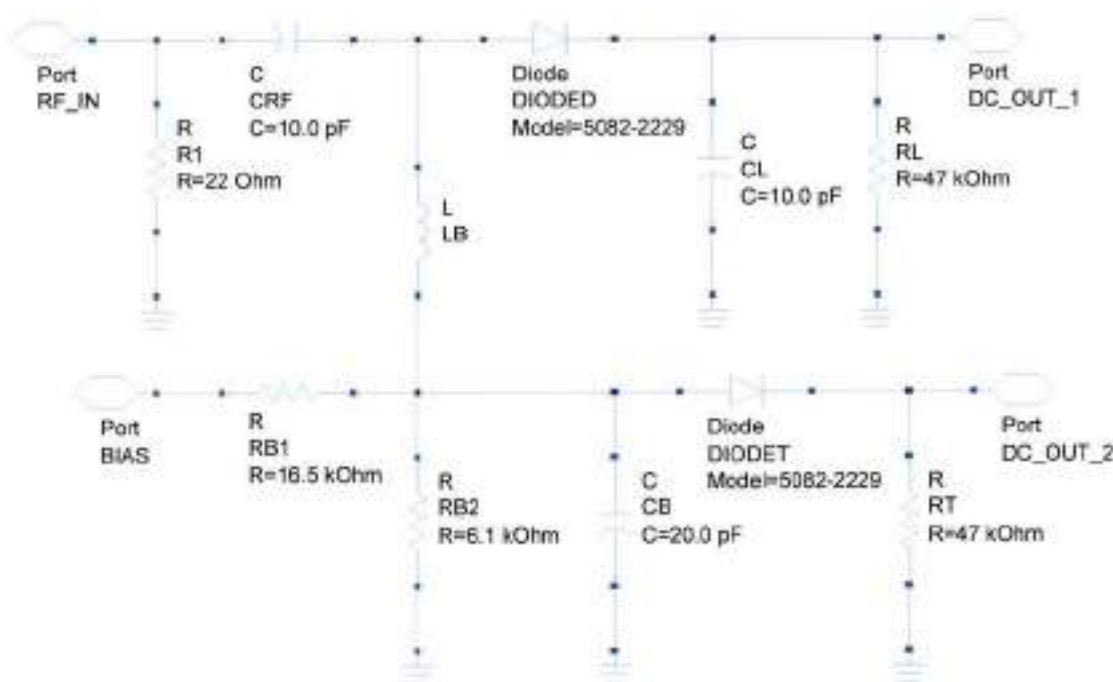


Figura 9. Diagrama elétrico do circuito detector a diodo polarizado.

O circuito possui um nó de entrada RF\_IN para o sinal de RF e um nó de entrada BIAS para a polarização, a qual deve ser de uma tensão contínua de 5,0 V para maior facilidade de

projeto, pois, assim, o subsistema de polarização terá de gerar apenas um valor de tensão, como será visto mais adiante.

Os resistores RB1 e RB2 foram escolhidos de forma que a polarização do diodo seja uma corrente contínua de  $20 \mu\text{A}$ , que é uma polarização característica para a utilização de diodos Schottky de microondas em detectores.

Foi colocado, em cada um dos nós de saída DC\_OUT\_1 e DC\_OUT\_2, um resistor de carga de valor  $47 \text{ k}\Omega$ , que é um valor alto, fornecendo ao diodo boas características de sensibilidade e detecção [9], e fazendo com que a constante RC de CL e RL seja alta, diminuindo a ondulação na saída do circuito. Esse par de componentes, juntamente com o diodo DIODED, formam um retificador de meia onda com filtro capacitivo.

Para se obter uma polarização que resultasse na corrente de  $20 \mu\text{A}$  no diodo, como já mencionado, foi colocado logo em seguida do nó de entrada BIAS um divisor resistivo. Para se obter essa polarização, foi considerado o conjunto da fonte de tensão contínua de  $5,0 \text{ V}$ , com o divisor resistivo, os diodos e os resistores de carga de  $47 \text{ k}\Omega$ . É por esse conjunto que o sinal de polarização passa. Em CC, os capacitores comportam-se como impedâncias infinitas, e os indutores, como impedâncias nulas. Justamente por esse motivo, foram colocados os capacitores CRF e CB e o indutor LB.

O capacitor CRF bloqueia o sinal de polarização, que é em CC, para que a antena e o resistor de entrada R1 não o recebam. O indutor LB possui impedância nula para o sinal de polarização, o que faz com que este seja entregue ao diodo DIODED da mesma forma que ao diodo DIODET. Para sinais de altas frequências, esse indutor comporta-se como uma impedância alta, impedindo que a maior parte do sinal de entrada em radiofrequências passe também por esse diodo e cause grandes perturbações na rede que deveria ser alimentada somente pela polarização (divisor resistivo, DIODET e RT). O capacitor CB comporta-se

como uma baixa impedância para altas frequências, o que ajuda a diminuir ainda mais a presença de sinal de RF no diodo de compensação térmica.

Como se pode notar, os diodos DIODED e DIODET, com seus respectivos resistores de saída RL e RT, formam dois estágios simétricos, a menos de CL, em paralelo. Esses diodos foram dispostos dessa maneira com o objetivo de atuarem como um par casado, ou seja, terem características elétricas muito semelhantes. Ambos recebem a mesma polarização em CC. O estágio que possui o diodo DIODED, que além de RL possui o capacitor de carga CL, é um retificador de meia onda com filtro capacitivo, que corresponde à parte do circuito que desempenha a função de detector. O estágio que possui o diodo DIODET é um circuito de estabilização, que recebe a mesma polarização em CC do que DIODED, mas não recebe o sinal de RF de entrada. Ele tem duas funções: cancelamento de *offset* devido à polarização e compensação térmica.

A saída do circuito é tomada diferencialmente entre a saída de um estágio e a do outro, ou seja, entre os nós DC\_OUT\_1 e DC\_OUT\_2. Isso faz com que o *offset* devido à polarização do diodo seja cancelado, já que o circuito do subsistema de polarização foi projetado de forma que ambos recebam o mesmo sinal de polarização.

Sendo um dispositivo semicondutor, o diodo tem as suas características dependentes da sua temperatura de operação. Variações nesta causam variações nas tensões contínuas de polarização das saídas nos nós DC\_OUT\_1 e DC\_OUT\_2. Tomando-se a saída diferencialmente entre estes nós, tem-se que as variações de temperatura são compensadas, já que elas irão atingir ambos os diodos.

Por fim, o resistor de entrada R1 foi colocado para corrigir o nível de potência de entrada de forma a evitar excesso de potência no diodo, impedindo que a tensão reversa de ruptura seja atingida ou até mesmo que o dispositivo se danifique. O valor de R1 depende dos

níveis de potência que serão entregues ao do circuito, que, por sua vez, dependem diretamente da antena utilizada.

Foram feitas simulações do circuito detector utilizando-se o pacote de ferramentas computacionais de projeto ADS 2009.

Inicialmente, foi desenvolvido um modelo de circuito elétrico equivalente para o diodo, constituído pelo modelo SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) de diodo acrescido de componentes passivos que modelam o seu encapsulamento. Os valores dos elementos do modelo foram obtidos por otimização manual de parâmetros e comparação de simulações desse modelo com as especificações da folha de dados do dispositivo 5082-2229 [7]. O modelo obtido é mostrado na Figura 10.

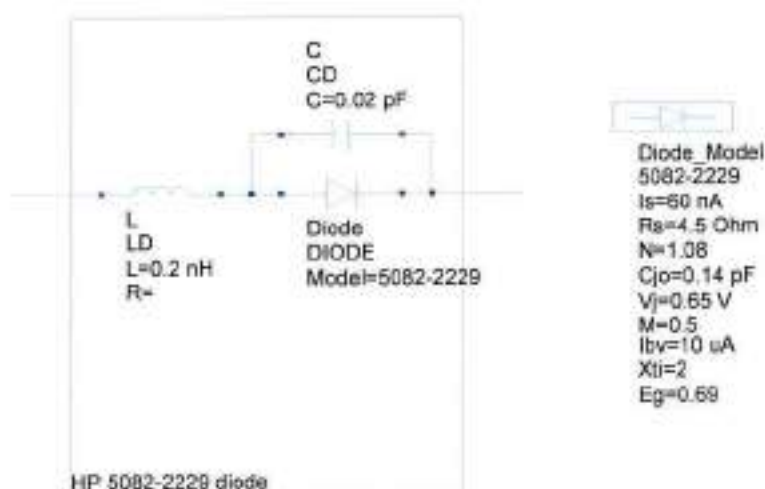
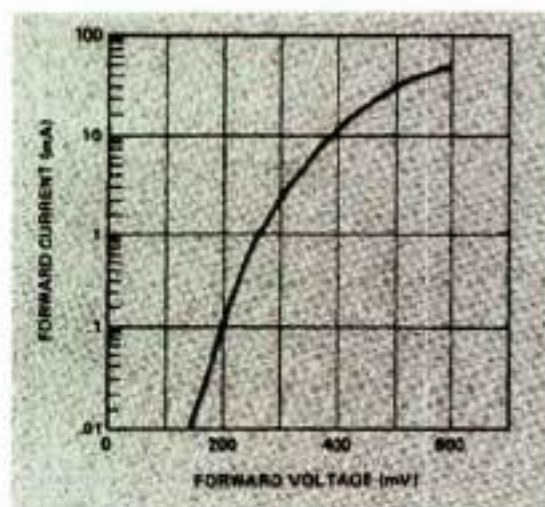
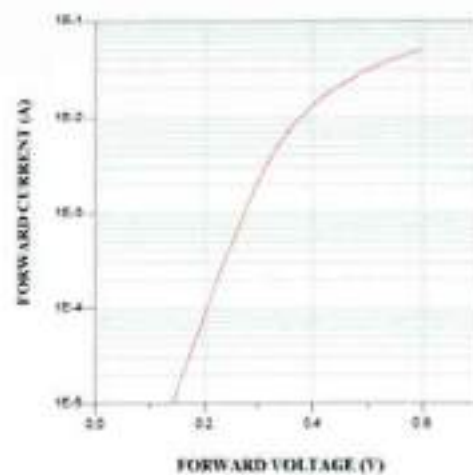


Figura 10. Modelo de circuito para o diodo 5082-2229.

CD e LD representam, respectivamente, a capacitância do encapsulamento e a indutância do terminal do componente. A seguir são mostrados gráficos comparativos entre as simulações do modelo e as especificações da folha de dados do dispositivo.

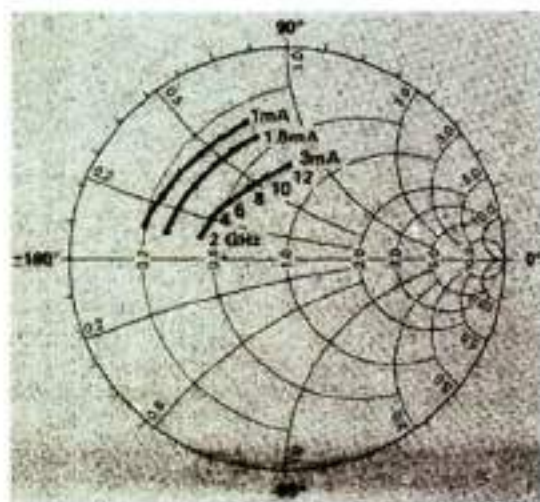


(a)

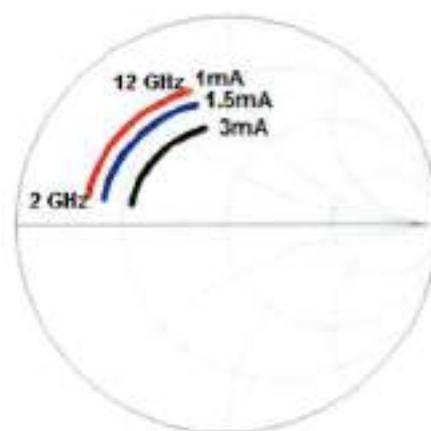


(b)

Figura 11. Curva corrente versus tensão do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo a 25°C (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.



(a)



(b)

Figura 12. Características de admitância versus frequência do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo com autopolarização (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.

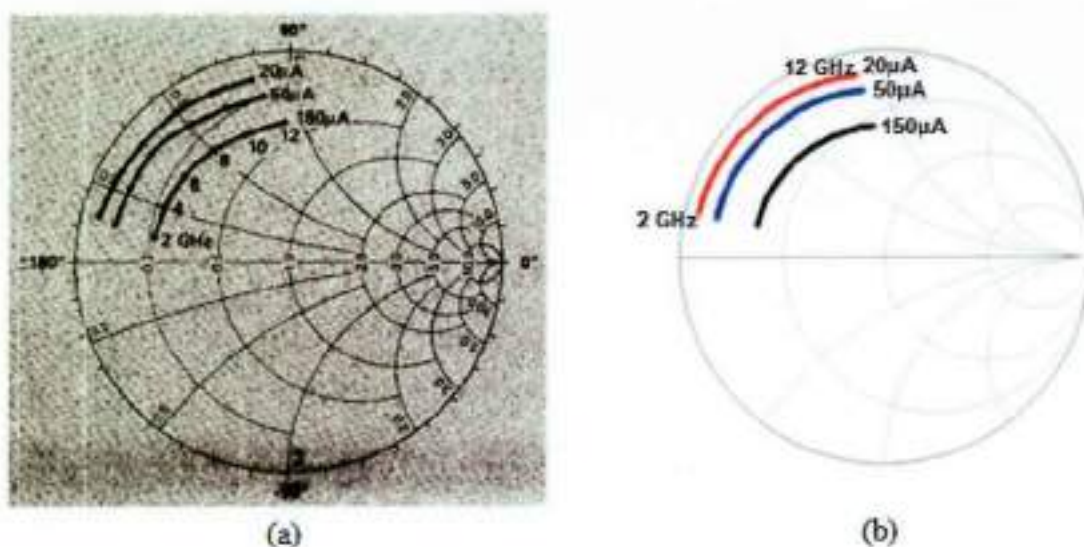


Figura 13. Características de admitância versus frequência do diodo 5082-2229 e do seu respectivo modelo com polarização externa (a) Dados do fabricante; (b) Resultados da simulação.

Pode-se ver, então, que o modelo obtido apresentou resultados bastante razoáveis e pôde ser utilizado nas simulações do circuito detector.

Utilizando (22) e (23), tendo a especificação do sistema medidor de radiação que estabelece o limite superior de  $1,0 \text{ mW/cm}^2$  de densidade de potência medida e um ganho de antena de 8,061 dB, obtém-se a máxima potência disponível ao circuito detector a diodo, que é de, aproximadamente, 76 mW, para a frequência de 2,45 GHz.

O diagrama elétrico de simulação do circuito é mostrado na Figura 14.

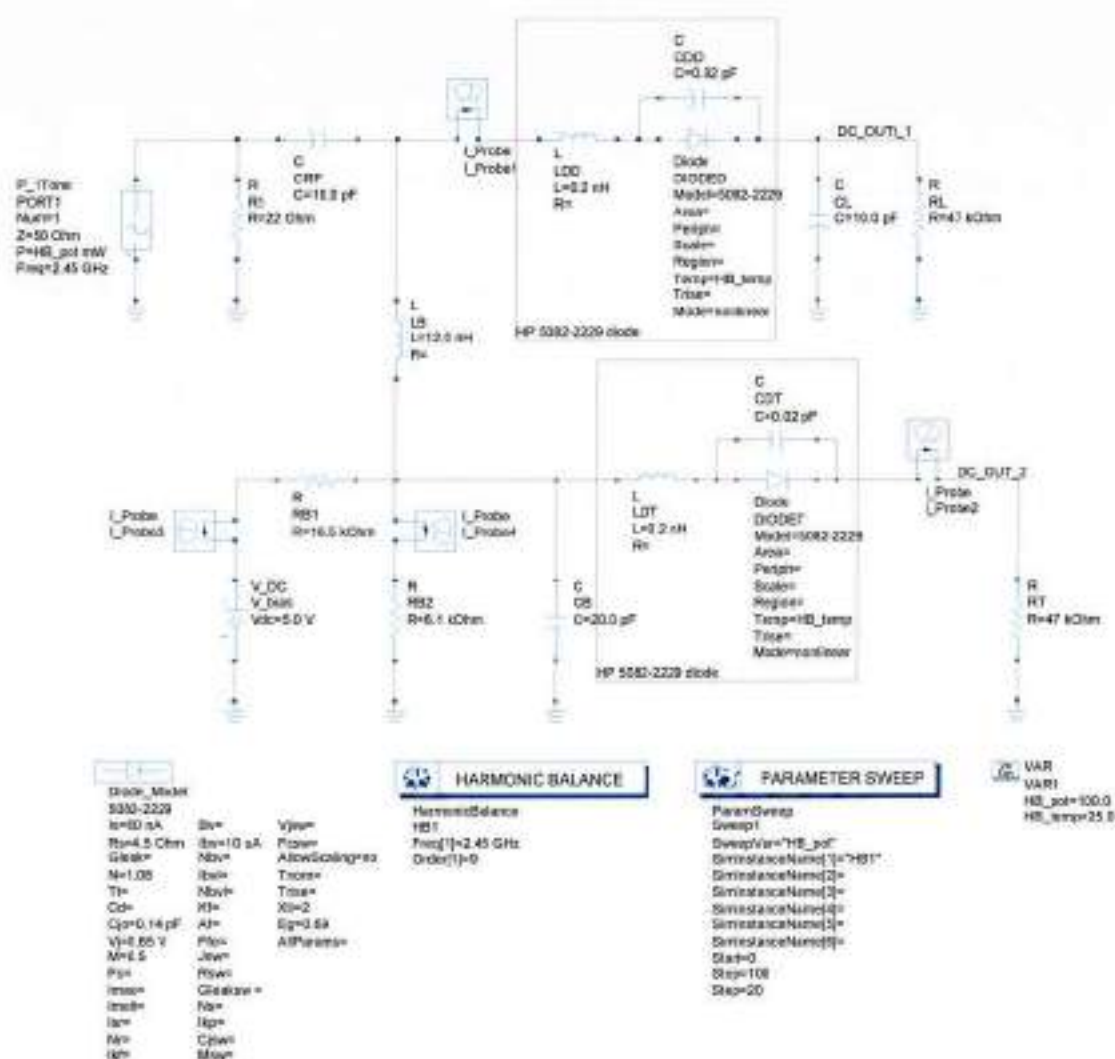


Figura 14. Diagrama elétrico de simulação do circuito detector a diodo.

Para a simulação do circuito detector, é colocado em sua entrada de RF um gerador senoidal de frequência 2,45 GHz e impedância interna de 50  $\Omega$ . A simulação é feita fazendo-se uma varredura de zero a 100 mW com passo de 20 mW na potência disponível desse gerador. Utilizou-se a simulação não linear pelo método de Balanceamento Harmônico (HB) disponível no ADS 2009, que fornece a resposta do circuito em regime permanente. Os resultados obtidos são formas de onda de tensões e correntes no domínio do tempo.

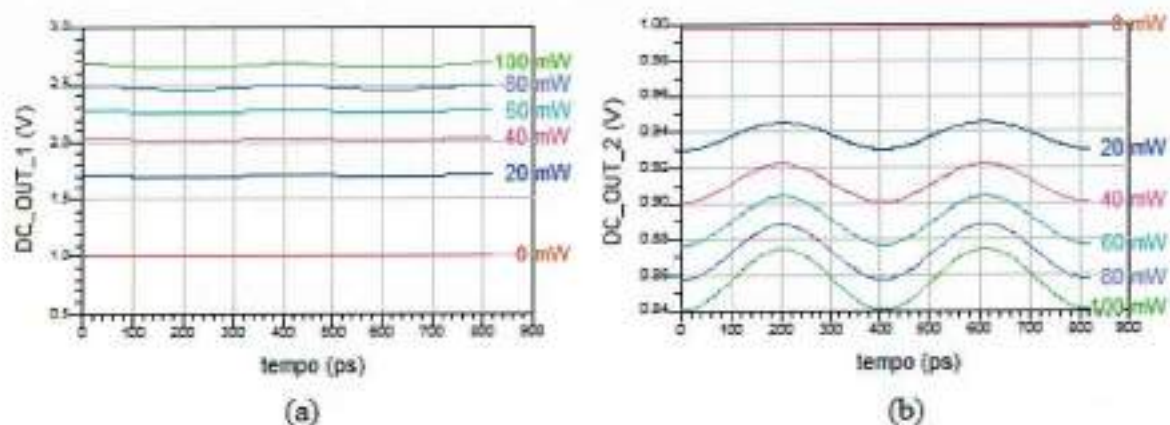


Figura 15. Formas de onda das tensões nas saídas do circuito detector a diodo simulado (a) Saída DC\_OUT\_1; (b) Saída DC\_OUT\_2.

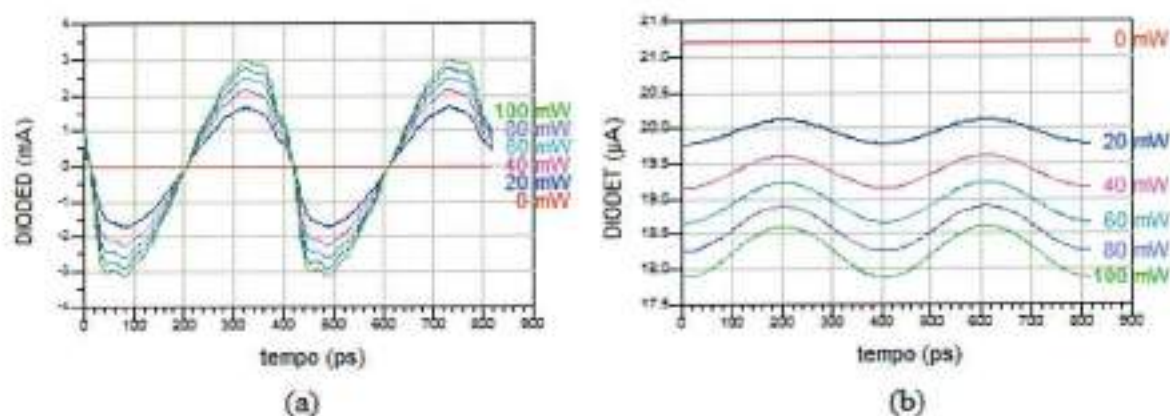


Figura 16. Formas de onda das correntes nos diodos do circuito detector a diodo simulado (a) Diodo DIODED; (b) Diodo DIODET.

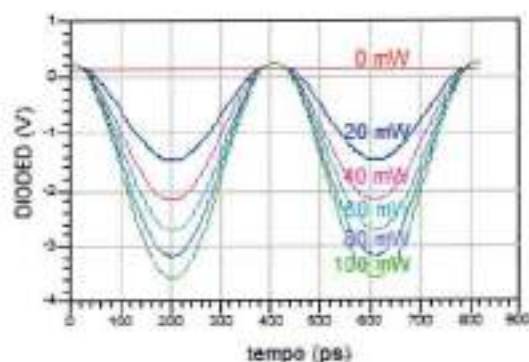


Figura 17. Forma de onda da tensão sobre o diodo detector DIODED.

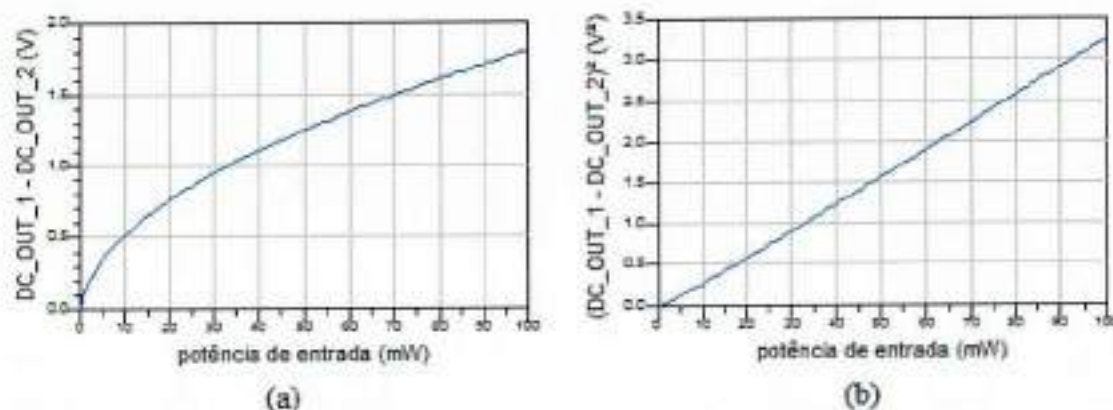


Figura 18. Nível da componente contínua da tensão na saída (resposta) do circuito detector a diodo simulado versus potência de entrada (a) Resposta; (b) Resposta ao quadrado.

Pelas simulações, pode-se ver que os níveis de potência de entrada do circuito são altos, o que pode ser constatado pelo fato de, mesmo sendo parte da potência dissipada pelo resistor R1, a potência recebida pelo diodo já é suficiente para a detecção de sinal. Isso elimina a necessidade do projeto de uma rede de casamento de impedâncias entre a saída da antena e a entrada do circuito detector. O resistor R1 teve o seu valor definido com o auxílio das simulações.

As formas de onda de tensão nas saídas do circuito apresentam fator de ondulação reduzido, o que pode ser visto na Figura 15(a) e na Figura 15(b), o que era esperado e desejado. A corrente de polarização em CC nos diodos, mostrada na Figura 16(a) e na Figura 16(b), é de aproximadamente  $21 \mu\text{A}$ , valor que condiz com o que foi projetado. Constata-se também, pela forma de onda da tensão no diodo, mostrada na Figura 17, que ele opera dentro da faixa especificada de tensão e corrente [7] e atua como um retificador de tensão.

Verifica-se também, pela Figura 18(b), o comportamento linear do circuito detector, que diz que a tensão retificada (saída deste) é diretamente proporcional à tensão de entrada do mesmo [8], ou seja, o quadrado da tensão de saída é proporcional à potência de entrada.

Foram feitas também simulações para se verificar a variação de comportamento do circuito nas frequências das extremidades da banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz, que são as

próprias, em relação à frequência central de 2,45 GHz. Não foi percebida variação de comportamento das curvas de resposta obtidas em relação às mostradas na Figura 18.

A influência da temperatura pôde também ser simulada e, por meio de simulações, foi possível fazer uma comparação entre o comportamento do circuito projetado e um circuito sem estágio simétrico de compensação de temperatura e *offset* em CC. Essa comparação foi feita comparando-se a saída do circuito projetado, tomada diferencialmente entre os nós DC\_OUT\_1 e DC\_OUT\_2, e o nó de saída DC\_OUT\_1 isoladamente. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 19.

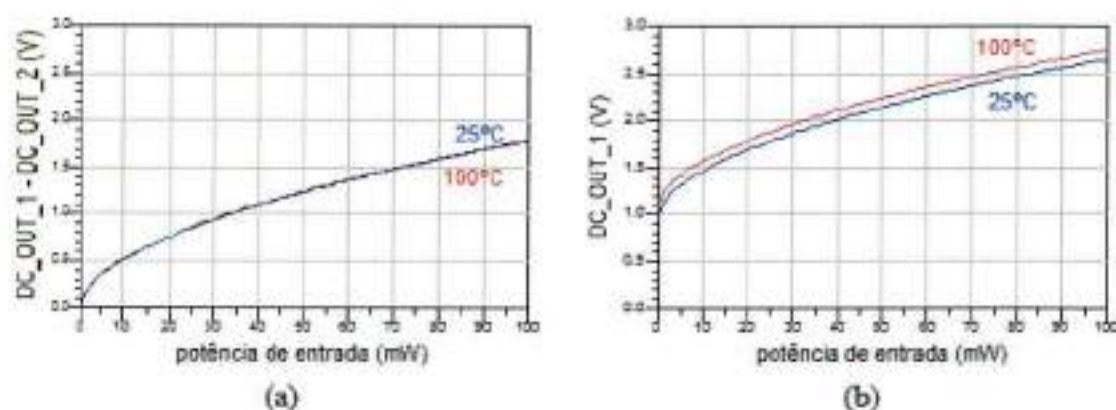


Figura 19. Influência da temperatura na curva de resposta versus potência de entrada do circuito detector (Nível da componente contínua da tensão na saída em função da potência de entrada) (a) Com o estágio de compensação de temperatura; (b) Sem o estágio de compensação de temperatura (saída tomada somente em DC\_OUT\_1).

Percebe-se que o circuito com o estágio de compensação de temperatura tem uma resposta significativamente menos sensível a variações térmicas do que um circuito sem o mesmo.

### 5.3.3 Projeto do subsistema de acondicionamento do sinal detectado

O subsistema de acondicionamento do sinal detectado é um estágio de amplificação que utiliza o circuito integrado amplificador de instrumentação MAX4194, fabricado pela MAXIM. O diagrama elétrico do circuito é mostrado na Figura 20.

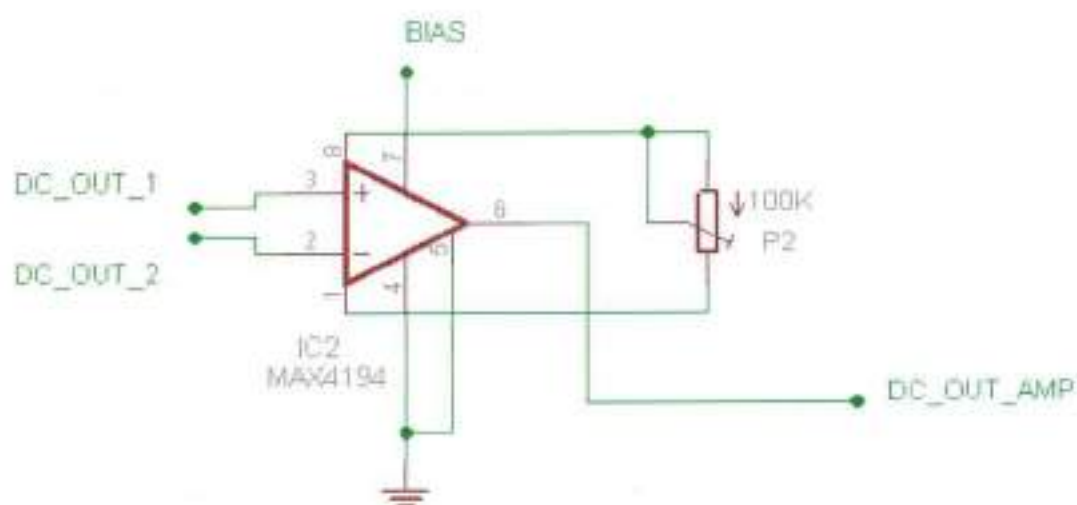


Figura 20. Diagrama elétrico do circuito de acondicionamento do sinal detectado.

DC\_OUT\_1 e DC\_OUT\_2 são os nós de entrada do circuito, enquanto DC\_OUT\_AMP é o seu nó de saída. BIAS é o nó de alimentação do circuito, que é uma tensão contínua de 5,0 V.

O circuito integrado MAX4194 é um amplificador de instrumentação com entrada e saída diferencial e ganho ajustável, e fornece na saída uma tensão que obedece à seguinte expressão [9]:

$$V_{DC\_OUT\_AMP} = (V_{DC\_OUT\_1} - V_{DC\_OUT\_2}) \cdot \left(1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{P2}\right) \quad (30)$$

Onde:

$V_{DC\_OUT\_AMP}$  = tensão de saída do amplificador de instrumentação (V)

$V_{DC\_OUT\_1}$ ,  $V_{DC\_OUT\_2}$  = tensões de entrada do amplificador de instrumentação (V)

P2 = resistência do resistor variável P2 ( $\Omega$ )

O ganho do amplificador pode ser ajustado, já que P2 é um resistor variável. O ajuste é feito para que os níveis de tensão no nó de saída DC\_OUT\_AMP estejam entre zero e 4,5 V, que é uma faixa adequada para a entrada do subsistema de apresentação de dados e para não se chegar à saturação do amplificador de instrumentação.

Como explicado anteriormente no item 5.3.2, a potência de entrada do circuito detector é de, no máximo e aproximadamente, 76 mW, considerando-se uma onda eletromagnética recebida com densidade de potência de  $1,0 \text{ mW/cm}^2$  por uma antena de ganho máximo 8,061 dB. Dos resultados das simulações, mais especificamente da Figura 18(a), tem-se que, para essa potência, a tensão na saída do circuito detector é de 1,590 V, o que se faz concluir que é necessário um ganho de valor 2,830 para o amplificador de instrumentação, o que significa que P2 deve ser ajustado para uma resistência de 27,320 k $\Omega$ , segundo (30).

Na prática, esse ganho deve ser ajustado para compensar eventuais desvios.

#### 5.3.4 Projeto do subsistema de apresentação de dados

O diagrama elétrico do circuito projetado para o subsistema de apresentação de dados é apresentado na Figura 21.

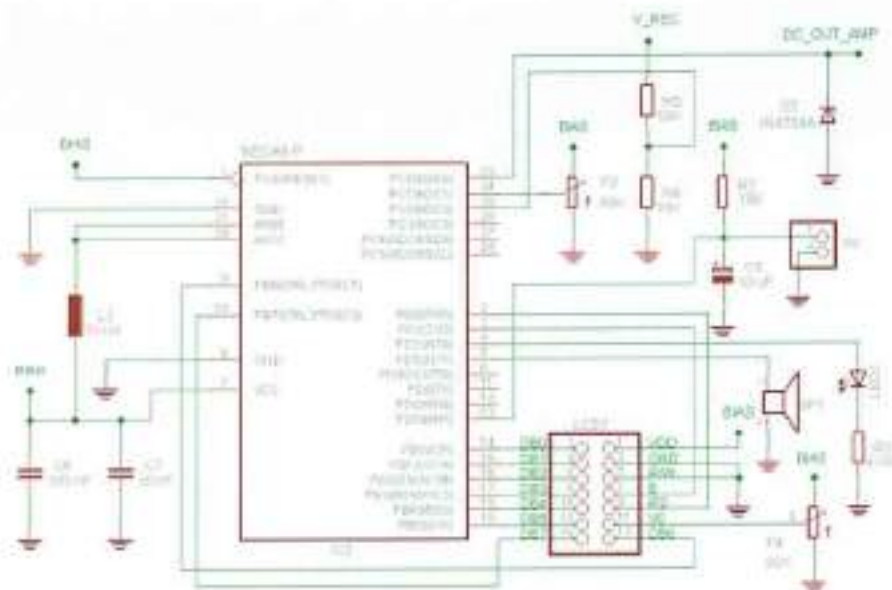


Figura 21. Diagrama elétrico do circuito de apresentação de dados.

O circuito recebe pelo nó de entrada DC\_OUT\_AMP um sinal de tensão dentro da faixa de zero a 4,5 V. Para proteger a entrada do microcontrolador de eventuais sobretensões, é colocado um diodo zener de 5,1 V entre esta e o nó de referência (terra).

O referido sinal é submetido à conversão analógico-digital para o processamento de dados e o controle dos elementos de apresentação de dados (LCD, LED e *buzzer*). Essa conversão é feita pelo módulo conversor analógico-digital do microcontrolador ATmega8, fabricado pela Atmel. Esse microcontrolador é utilizado para todas as tarefas de controle e processamento digital necessárias para o sistema.

O conversor analógico-digital do microcontrolador tem capacidade para converter, com uma resolução de 10 bits, seis sinais de entrada [10].

No nó de entrada DC\_OUT\_AMP, consta o sinal que é utilizado para a indicação numérica da densidade de potência medida.

O nó de entrada V\_REC corresponde a uma das saídas do circuito de polarização, que corresponde à tensão da bateria de alimentação menos a queda de tensão em um diodo, o que será explicado mais adiante. O sinal dessa entrada, que é em CC, passa por um divisor

resistivo constituído por R4 e R5, que divide a sua amplitude pela metade, e é colocado em outra entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador. O objetivo de se utilizar esse sinal é implementar um teste de bateria, o que é importante para que o sistema medidor de radiação opere corretamente fornecendo medidas com a precisão estabelecida.

A outra entrada de conversão analógico-digital que foi utilizada recebe um sinal de tensão contínua ajustável pelo resistor variável P3, que é acessível ao usuário. Esse sinal serve para se ajustar o nível mínimo de densidade de potência medida para que os alarmes sonoro e luminoso disparem. Estes, por sua vez, são implementados por um *buzzer* e um LED, respectivamente, que estão ligados cada um a uma a saída correspondente do microcontrolador.

O *display* de apresentação é um LCD 2x14 segmentos, e é ligado ao e controlado diretamente pelo microcontrolador. O resistor variável P4, ligado diretamente ao LCD, controla o contraste da imagem exibida pelo mesmo.

A chave S2, acessível ao usuário, possui um circuito de filtro de ruído (*debounce circuit*), implementado por R2 e C5. Ela tem a utilidade de alterar o estado de operação do sistema medidor de radiação entre teste de bateria, medidor de radiação de 2,45 GHz e medidor de radiação de 5,8 GHz. É uma chave do tipo normalmente-aberto.

O indutor L1 e os capacitores C6 e C7 são sugeridos pelo fabricante do microcontrolador para a estabilização dos sinais de alimentação e de referência do mesmo [10].

A programação do microcontrolador é a parte chave do funcionamento da interface com o usuário. O programa, que foi escrito em linguagem C e cujo código-fonte pode ser visto no Apêndice A, foi escrito e compilado utilizando o pacote de programas WinAVR, que é específico para a programação de microcontroladores Atmel de arquitetura AVR.

O programa inicializa as funções do microcontrolador e inicia-o no estado (modo) de teste de bateria (denominado "TESTE DE BATERIA"), para que o usuário tenha, como primeira informação, o estado da bateria de alimentação do sistema medidor de radiação. A estratégia dessa medição baseia-se no fato do subsistema de polarização ter a capacidade de fornecer em sua saída uma tensão contínua fixa de 5,0 V, enquanto a tensão da bateria for maior do que 7,5 V (esse fato foi comprovado experimentalmente). Assim, o sinal de entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador que é relacionado à medição do estado da bateria, que corresponde à entrada em V\_REC que passa pelo divisor resistivo de R5 e R4, pode assumir valores dentro de um determinado intervalo, como mostra (31).

$$V_{ADC\_BAT\_MIN} < V_{ADC\_BAT} < V_{ADC\_BAT\_MAX} \quad (31)$$

Onde:

$V_{ADC\_BAT\_MIN}$  = tensão máxima da entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria (V)

$V_{ADC\_BAT}$  = tensão da entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria (V)

$V_{ADC\_BAT\_MAX}$  = tensão mínima da entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador relacionada à medição do estado da bateria (V)

Sendo:

$$V_{ADC\_BAT\_MAX} = \frac{V_{V\_REC\_MAX}}{2} = \frac{9V - 0,7V}{2} = 4,15V \quad (32)$$

$$V_{ADC\_BAT\_MIN} = \frac{V_{V\_REC\_MIN}}{2} = \frac{7,5V - 0,7V}{2} = 3,4V \quad (33)$$

Onde:

$V_{V\_REC\_MAX}$  = valor máximo de tensão no nó de entrada V\_REC (V)

$V_{V\_REC\_MIN}$  = valor mínimo de tensão no nó de entrada V\_REC (V)

O valor de tensão 0,7 V foi utilizado porque a tensão em  $V_{REC}$  corresponde à tensão da bateria menos a queda de tensão no diodo que é colocado em série com a mesma no circuito do subsistema de polarização. Essa queda foi estimada em 0,7 V, que é aproximadamente a queda de tensão em condução de um diodo de silício de junção P-N, que é o tipo de diodo que foi utilizado.

O dado que é apresentado no LCD para indicar o estado da bateria é a diferença entre 100% e a porcentagem da diferença entre a tensão nominal de 9,0 V e a tensão que ela fornece em relação ao valor 1,5 V (máxima diferença entre as tensões nominal e mínima aceitável para a correta operação do circuito, como já visto anteriormente), na condição do circuito em funcionamento, já que a medição do estado da bateria deve ser feita quando ela estiver conectada à carga (fornecendo corrente).

$$V_{INDBAT} = 100\% - \left( \frac{9V - V_{V1}}{1,5V} \right) \cdot 100\% \quad (34)$$

Onde:

$V_{INDBAT}$  = valor de indicação do estado da bateria no LCD (%)

$V_{V1}$  = tensão fornecida pela bateria  $V1$  (V)

Isso quer dizer que, quando a bateria fornecer 9,0 V, a indicação será de 100%, enquanto que, para um fornecimento de 7,5 V, ela será de 0%.

Como as conversões analógico-digitais dependem da tensão de referência, que é a tensão de 5,0 V da saída do subsistema de polarização [10], que, como já mencionado, não varia enquanto a bateria fornecer uma tensão com valor maior do que 7,5 V, é possível se identificar quando a bateria está fornecendo essa tensão em seus terminais e, conseqüentemente, se identificar quando ela não está mais em condições de utilização.

Para valores de tensões menores do que 7,5 V, a conversão analógico-digital perde a referência de 5,0 V, mas, mesmo assim, sempre acusará que a tensão de sua entrada que testa a bateria estará menor do que a referência de comparação, ou seja, será sempre identificada como menor do que  $V_{ADC\_BAT\_MIN}$  (esse fato também foi verificado experimentalmente). Para tensões muito baixas, não há sequer energia suficiente para acender o LCD.

Agindo sobre a chave S2, o usuário passa o programa para o estado de medidor de radiação de 2,45 GHz (denominado "MODO 2,45 GHz").

Para cada um dos modos de operação, o LCD exibe, na sua primeira linha, o nome do estado e, na segunda linha, o valor numérico da grandeza medida no modo, juntamente com a sua unidade. Se a bateria estiver fraca, no lugar da indicação numérica dos dados de cada modo (segunda linha), aparecerá a mensagem "BATERIA FRACA", seja qual for o modo de operação presente, impedindo que o usuário faça leituras imprecisas de dados.

A outra e mais importante entrada de conversão analógico-digital do microcontrolador recebe o sinal de entrada em DC\_OUT\_AMP, que é o sinal de tensão analógico e praticamente contínuo relacionado à densidade de potência captada pelo sistema medidor de radiação. O programa, quando está no estado de medidor de radiação de 2,45 GHz, pega o resultado da conversão analógico-digital dessa entrada, soma-o a uma constante de deslocamento de polarização, que será explicada no item 5.6, e que no presente momento pode ser desconsiderada apenas para título de entendimento, eleva o resultado obtido ao quadrado, e multiplica o valor resultante a uma constante de escala, conforme (35), para que o resultado final seja a densidade de potência medida da onda eletromagnética em  $mW/cm^2$ .

$$V_{IND24G} = K_{24G} \cdot (V_{DC\_OUT\_AMP} + B)^2 \quad (35)$$

Onde:

$V_{IND24G}$  = valor de indicação da densidade de potência para o modo 2,45 GHz no LCD ( $mW/cm^2$ )

$K_{24G}$  = constante de escala para o modo 2,45 GHz ( $mW/cm^2/V^2$ )

$V_{DC\_OUT\_AMP}$  = tensão no nó de entrada DC\_OUT\_AMP (V)

B = constante de deslocamento de polarização (V)

A aplicação da operação quadrática sobre o valor da conversão analógico-digital deve-se ao fato de se desejar que a indicação do LCD seja a densidade de potência medida, a menos da constante de escala  $K_{24G}$ . A tensão  $V_{DC\_OUT\_AMP}$  é proporcional à tensão de saída do circuito detector, que, por sua vez, é proporcional à tensão do sinal de RF de entrada deste, como já mencionado [8]. Assim, o quadrado de  $V_{DC\_OUT\_AMP}$  é proporcional ao quadrado da referida tensão de RF de entrada, que é proporcional à densidade de potência medida. A constante de escala  $K_{24G}$  fará com que a indicação do LCD seja a própria densidade de potência.

Para que  $V_{DC\_OUT\_AMP}$  seja 4,5 V para uma densidade de potência medida de  $1,0 mW/cm^2$  (isso é obtido pelo ajuste da resistência de P2 do circuito de acondicionamento do sinal detectado, como já discutido),  $K_{24G}$  deverá assumir, conforme (35), o valor de  $0,049 mW/cm^2/V^2$  para uma indicação correta no *display*.

Reiterando, adicionalmente à proposta inicial de projeto, foi decidido se adicionar ao sistema medidor de radiação a função de medição de sinais de RF na faixa de frequências da banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz. Para isso, deve-se adicionar um novo estado de operação para o mesmo, que é o estado de medidor de radiação de 5,8 GHz (denominado "MODO 5,8 GHz").

Para esse estado de medidor de radiação de 5,8 GHz, atingido quando se pressiona S2 novamente, o comportamento do programa é análogo e é utilizada uma constante de escala  $K_{58G}$  específica para o mesmo.

A outra entrada utilizada de conversão analógico-digital do microcontrolador serve para o controle do disparo dos alarmes sonoro e luminoso. Na prática, o que é feito é a comparação entre a sua tensão e  $V_{DC\_OUT\_AMP}$  (tensão na outra entrada de conversão analógico-digital). Quando for menor do que  $V_{DC\_OUT\_AMP}$ , os alarmes são disparados. Enfatiza-se que o resistor variável P3, que pode ser ajustado pelo usuário, é o responsável por ajustar a tensão de controle do disparo. Assim, este pode ser regulado para toda a faixa de medidas do sistema medidor de radiação. Como observação, deve ser citado que os alarmes funcionam somente quando o programa opera nos estados de medidor de radiação.

Adicionalmente, programou-se a exibição, na segunda linha do LCD, da mensagem de alerta "LIMITE DE ESCALA" quando o fundo de escala superior do equipamento é atingido.

### **5.3.5 Projeto do subsistema de polarização**

O subsistema de polarização é o responsável por gerar as alimentações em CC necessárias para os outros subsistemas que delas necessitem. Estes, por sua vez, são alimentados todos com uma tensão contínua de 5,0 V. A fonte de energia é uma bateria de 9 V do tipo PP3, que alimenta a entrada do circuito de polarização, mostrado na Figura 22.

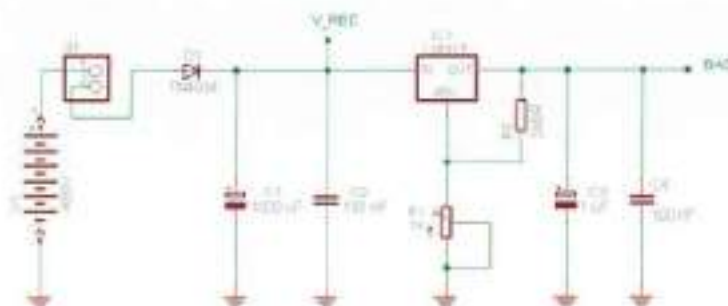


Figura 22. Diagrama elétrico do circuito de polarização.

S1 é uma chave liga-desliga para a utilização do usuário. O diodo D1 é um diodo para proteção contra eventuais correntes reversas que possam ocorrer durante a operação do circuito. Para se obter na saída do circuito (nó BIAS) a tensão de 5,0 V, utiliza-se o circuito integrado LM317, fabricado pela National Semiconductor, que é um regulador de tensão ajustável com regulações de linha e de tensão e corrente de saída adequadas para o projeto [11]. O ajuste da tensão de saída é feito pelo resistor variável P1. A escolha de um regulador ajustável foi feita para possibilitar eventuais ajustes que forem necessários, e para se obter o valor 5,0 V mais precisamente do que um regulador comum de 5,0 V, o que é algo altamente desejável, já que a precisão do conversor analógico-digital do microcontrolador depende desse valor de tensão [10].

Os capacitores C1 e C4 são filtros para eventuais transitórios que possam ocorrer. Os capacitores C2 e C3 e o resistor R1 são necessários para a operação do circuito integrado LM317 [11].

Outra saída do circuito corresponde ao nó V\_REC, que possui a tensão de 9,0 V da bateria de menos a queda de tensão no diodo. Essa diferença de tensão é utilizada para o teste de bateria.

### 5.3.6 Implementação física e empacotamento

Para a confecção das antenas, utiliza-se o substrato FR-4 com constante dielétrica de 4,4 e espessura de 1,6 mm com uma camada metálica de espessura de 17  $\mu\text{m}$ . O plano de terra é realizado com uma chapa metálica de latão de espessura de 1,0 mm, que é fixada ao substrato por meio de parafusos e espaçadores de cloreto de polivinila (PVC), para se conseguir o espaçamento necessário entre o substrato e o plano de terra. A antena é alimentada por uma sonda constituída pelo pino central de um conector coaxial do tipo *Subminiature version A* (SMA) fêmea não invertido, cujo condutor externo é soldado à chapa metálica de latão com solda de estanho. Para a gravação da microfita sobre o substrato, utiliza-se o processo de fotogração com fotolitos gerados a partir do leiaute da Figura 5. Os fotolitos são produzidos por meio de impressão com impressora *laser* sobre transparências.

Os circuitos detector a diodo, de acondicionamento do sinal detectado, de apresentação de dados e de polarização são construídos integrados em uma única placa de substrato. Utiliza-se o substrato FR-4 com constante dielétrica de 4,4 e espessura de 0,8 mm com camada metálica condutora e plano de terra de cobre com espessura de 17  $\mu\text{m}$  cada.

O subsistema detector a diodo é constituído pelo circuito detector a diodo, que é implementado em tecnologia *microwave integrated circuit* (MIC) com componentes discretos e microlinhas de transmissão impressas sobre o substrato do circuito.

As dimensões das microlinhas de transmissão foram calculadas utilizando-se a opção de síntese da ferramenta LineCalc do *software* ADS 2009. Elas foram calculadas para ter impedância característica de 50  $\Omega$  na frequência de 2,45 GHz. Do cálculo, foi obtido que a microlinha deve ter uma largura de 1,5 mm.

Os capacitores utilizados são capacitores cerâmicos de capacitância nominal 10 pF do modelo 101R09C100JV4, do tipo *surface mount device* (SMD) com encapsulamento 0402, fabricados pela Johanson Technology.

O indutor utilizado é uma bobina construída com fio de cobre esmaltado de secção circular de diâmetro  $d = 0,2$  mm. A bobina possui comprimento  $l = 2$  mm, diâmetro  $D = 1$  mm, com  $N = 6,5$  espiras (voltas) e núcleo de ar, conforme mostra a Figura 23.

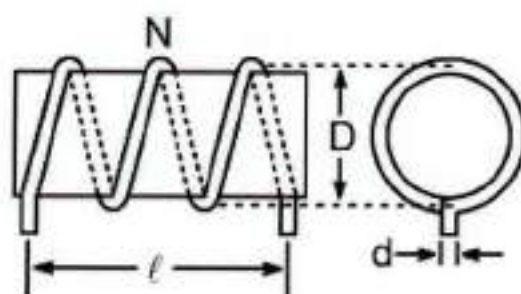


Figura 23. Dimensões do indutor construído

Essas dimensões foram escolhidas de modo a se obter um indutor com indutância de aproximadamente 20 nH, de acordo com a equação (36) [12].

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4}}{l} \quad (36)$$

Onde:

$L$  = indutância (H)

$N$  = número de espiras (adimensional)

$\mu_0$  = permeabilidade magnética do ar (H/m)

$D$  = diâmetro da bobina (m)

$l$  = comprimento da bobina (m)

Substituindo na equação (36) os valores das dimensões empregadas na construção da bobina, obtém-se um valor de 24,18 nH, considerando  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

O diodo empregado, em concordância com o projeto do subsistema detector a diodo, é o de modelo 5082-2229, que possui encapsulamento *beam-lead*. Os resistores utilizados são resistores comuns do tipo SMD de encapsulamento 1206.

Para a ligação do circuito detector com a antena, utiliza-se um conector SMA macho não invertido, soldado a uma peça de latão em formato de L que é soldada à placa de circuito (substrato) para se obter uma melhor resistência mecânica.

Os subsistemas de acondicionamento do sinal detectado, apresentação de dados e polarização, constituídos por circuitos que operam em baixa frequência, são implementados com componentes discretos de encapsulamento com terminais para montagem através de furos, com a exceção do amplificador de instrumentação MAX4194, que é do tipo SMD com encapsulamento *small-outline integrated circuit* (SOIC) 150''.

Para o desenho do leiaute do circuito detector a diodo, foi utilizado o *software* ADS 2009. Os leiautes dos outros circuitos foram desenhados integradamente utilizando o *software* Easily Applicable Graphical Layout Editor 5.6 (EAGLE 5.6), da Cadsoft. Por meio de exportação de arquivos em formato de imagem, fez-se a integração entre os leiautes gerados pelo ADS 2009 e pelo EAGLE 5.6 utilizando-se o *software* The GNU Image Manipulation Program 2.6.3 (GIMP 2.6.3), da The GIMP Development Team, o que resultou no leiaute mostrado na Figura 24.



Da mesma forma que é feito para a gravação do leiaute da antena sobre o seu substrato, a placa de circuito impresso é gravada por meio de fotogração utilizando fotolitos gerados a partir do leiaute da Figura 24, que são produzidos por meio de impressão com impressora *laser* sobre transparências. Os componentes são montados sobre a placa por meio de soldagem manual com solda de estanho.

Para o empacotamento do sistema medidor de radiação, utiliza-se uma caixa de plástico preto injetado de modelo PB-112 com dimensões 52 mm x 84 mm x 124 mm fabricado pela empresa Patola. A caixa é adaptada por meio de cortes, furos e inserção de espaçadores e parafusos para acomodar com segurança todos os componentes internos e os de interface com o usuário.

## **5.4 Protótipos e testes**

### **5.4.1 Caracterização de componentes**

Para se testar o desempenho de componentes reais, os quais são utilizados na implementação física do sistema medidor de radiação, foi projetado um circuito para a caracterização daqueles que operam em radiofrequências.

O circuito, cujo diagrama elétrico é mostrado na Figura 25, consiste em linhas de transmissão de impedância característica  $50 \Omega$  com espaços para soldagem do componente a ser caracterizado e dos conectores aos quais serão fixadas as portas do equipamento de medida.

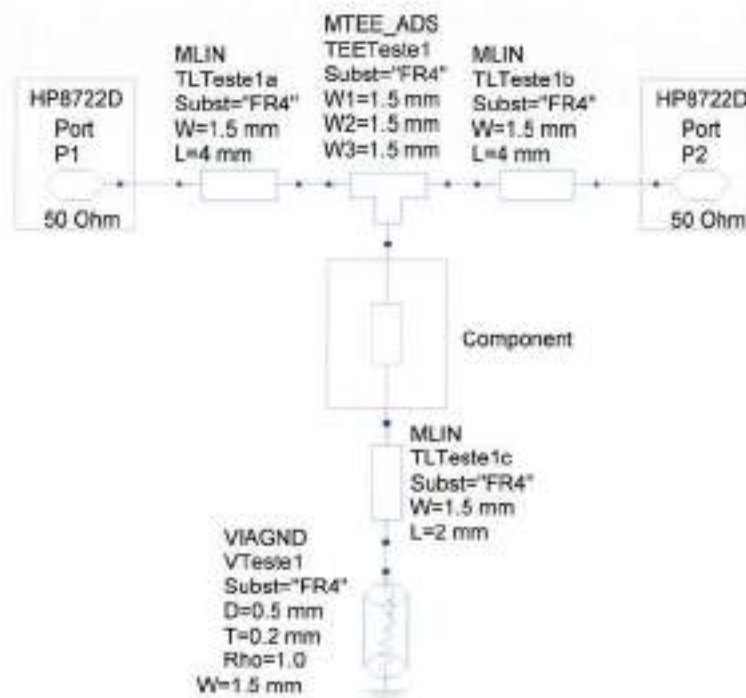


Figura 25. Diagrama elétrico do circuito de caracterização de componentes.

O circuito de caracterização foi construído em substrato FR-4, de espessura 0,8 mm com camada metálica superior e plano de terra (camada metálica inferior) condutores de espessura 17  $\mu\text{m}$ . Como já apresentado anteriormente, uma microlinha de transmissão de impedância característica de 50  $\Omega$  corresponde a uma largura de 1,5 mm nesse substrato. O diâmetro do furo utilizado para a ligação da camada metálica condutora superior ao plano de terra foi de 0,5 mm. A Figura 26 mostra o leiaute da camada condutora superior do circuito de caracterização construído.

Esse leiaute foi gravado sobre o substrato por meio do processo de fotogravagem utilizando fotolitos produzidos por meio de impressão com impressora *laser* sobre transparências. Os componentes a serem caracterizados foram montados em paralelo com a microlinha de transmissão, entre a microlinha e a área metálica conectada ao plano de terra através do furo, sendo soldados com solda de estanho.

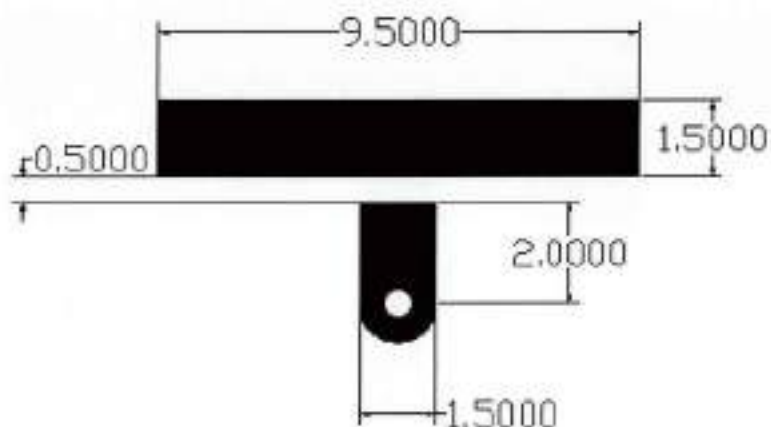


Figura 26. Leiaute do circuito de caracterização de componentes.

A Figura 27 mostra fotografias do circuito de caracterização construído, nas quais aparece um indutor em bobina como componente caracterizado.

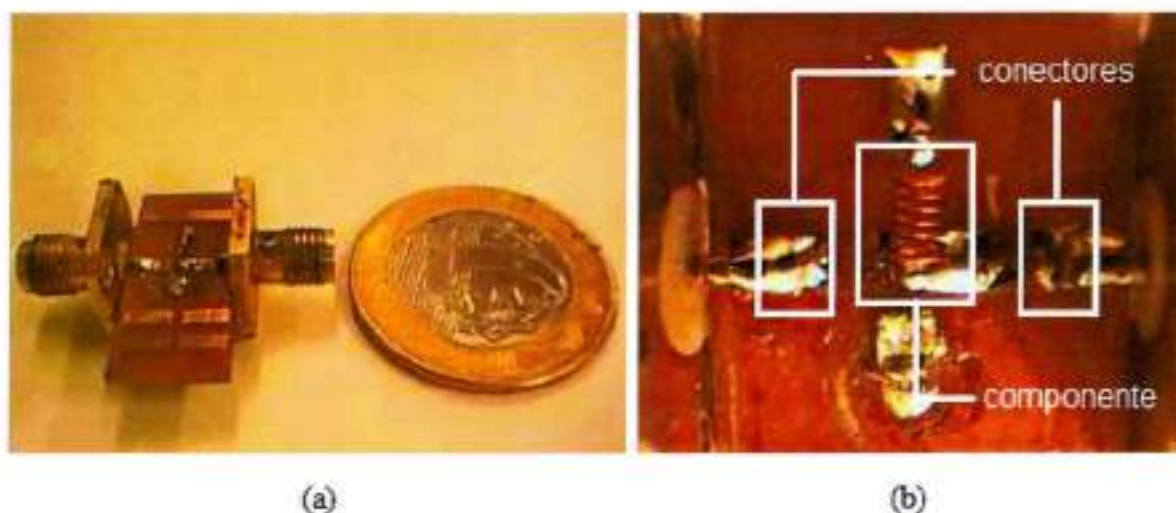


Figura 27. Fotografia do circuito de caracterização de componentes construído (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior aproximada.

Os componentes caracterizados foram um capacitor de modelo 101R09C100JV4, que possui valor nominal de 10 pF, e um indutor em bobina, construído com fio de cobre esmaltado.

Foi feita a caracterização individual dos componentes medindo-se, para o capacitor e para o indutor, os parâmetros de espalhamento  $S_{11}$  e  $S_{21}$  do circuito de caracterização. O equipamento de medida utilizado para essa tarefa foi o analisador de redes vetorial HP8722D, fabricado pela Hewlett-Packard®. Esse equipamento possui duas portas de medida com impedância de terminação  $50 \Omega$  e integra um gerador de sinal de RF, uma unidade para medidas de parâmetros de espalhamento (S) e uma unidade de processamento e aquisição de dados. O analisador foi calibrado com o objetivo de se ajustar as referências de padrão para os cálculos de potências transmitidas e refletidas, internos ao equipamento, na faixa de frequências selecionada. Para essa finalidade, utilizou-se o *kit* de calibração HP85052D, também fabricado pela Hewlett-Packard®. Foram utilizados conectores SMA para a conexão entre o circuito de caracterização e as pontas do equipamento de medida.

A Figura 28 mostra as curvas dos parâmetros de espalhamento versus frequência obtidas na caracterização do capacitor.

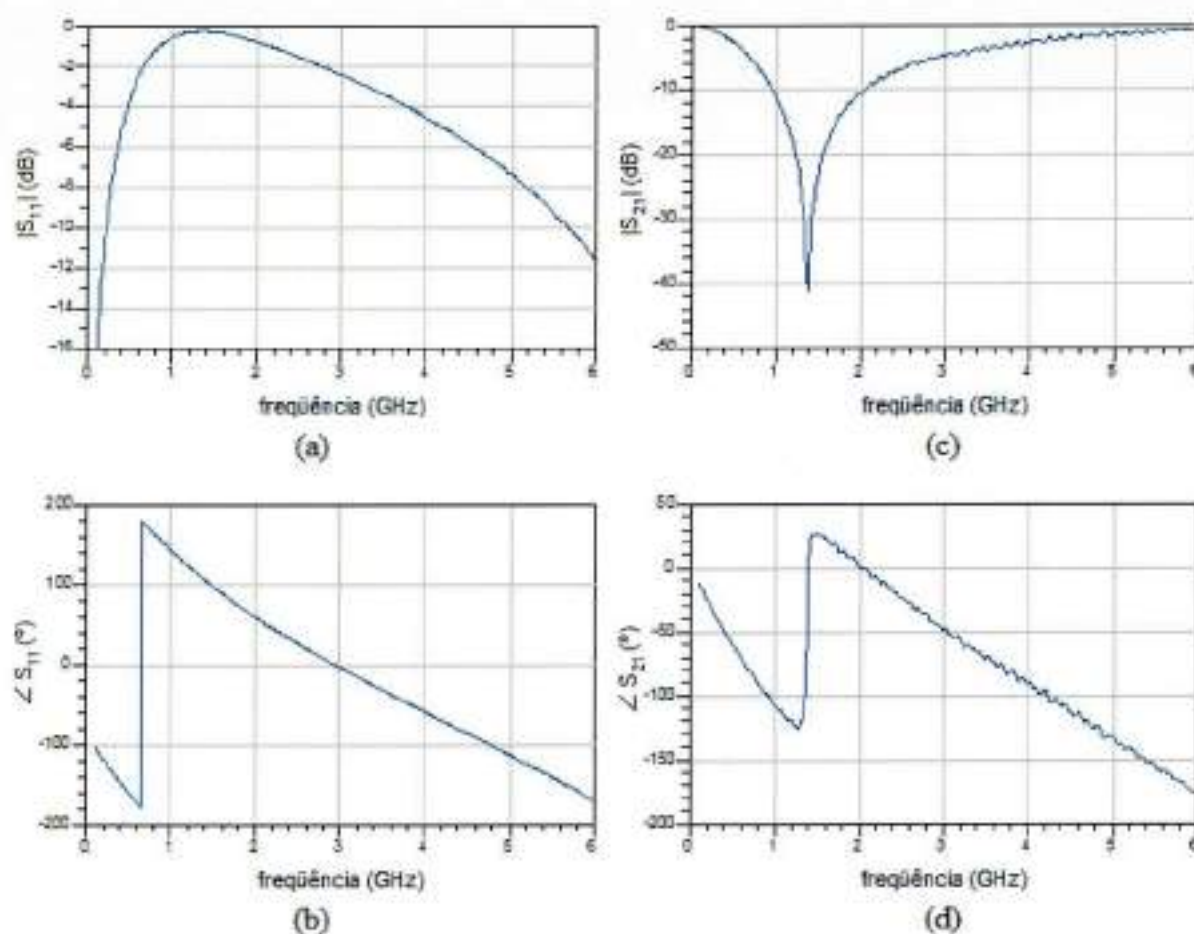


Figura 28. Medidas de parâmetros de espalhamento versus frequência sobre o circuito de caracterização do capacitor Johanson 101R09C100JV4 (a) Módulo em decibéis de  $S_{11}$ ; (b) Fase de  $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de  $S_{21}$ ; (d) Fase de  $S_{21}$ .

A Figura 28 mostra um comportamento esperado para o circuito de caracterização com o capacitor. Em baixas frequências este se comporta como uma alta impedância de característica capacitiva, fazendo com que o módulo de  $S_{11}$  (coeficiente de reflexão de tensão na porta P1) seja baixo, já que a impedância vista pela porta P1 é próxima a  $50 \Omega$ , que é a impedância de terminação da porta P2. À medida que a frequência aumenta, o módulo de  $S_{11}$  aumenta, pois a impedância do capacitor diminui com a frequência, diminuindo cada vez mais a impedância vista pela porta P1 do circuito, ocasionando um crescente descasamento de impedâncias entre a carga (capacitor em paralelo com a impedância de terminação da porta

P2) e a microlinha de transmissão de  $50 \Omega$ , o que aumenta o módulo do coeficiente de reflexão de tensão do circuito.

Em um capacitor ideal, a curva seria uma função assintótica tendendo a zero decibel. Porém, o componente utilizado é um capacitor real, que possui características parasitárias, e que, em uma aproximação de primeira ordem, pode ser modelado por um circuito equivalente LC série [13].

Considerando-se a aproximação dada pelo circuito equivalente, o aumento no módulo de  $S_{11}$  ocorreria até uma frequência de ressonância, onde as reatâncias capacitiva e indutiva parasitária se cancelam. A partir de então, a impedância do componente passa a ser predominantemente reativa e indutiva. A resposta do circuito de caracterização mostra esse fenômeno. A frequência de ressonância medida foi de 1,38 GHz. A partir dela, o capacitor passa a ter característica indutiva e o módulo de  $S_{11}$  volta a cair, já que a impedância de um indutor aumenta com a frequência e a impedância vista pela porta P1 começa a se aproximar cada vez mais de  $50 \Omega$ .

No módulo de  $S_{21}$  (coeficiente de transmissão de tensão entre as portas P2 e P1), o comportamento esperado seria o oposto, e é confirmado pelos resultados, que são mostrados na Figura 28(c).

Observando-se as curvas da Figura 28, pode-se dizer que o capacitor, quando utilizado como o capacitor CRF (vide Figura 9), consegue cumprir a sua função de bloquear sinais em CC e deixar os sinais de RF passarem. O valor do módulo de  $S_{11}$  é muito pequeno para sinais em CC, o que significa que ele atua praticamente como uma impedância infinita em frequência baixa. Apesar de possuir comportamento indutivo em 2,45 GHz, possui baixa impedância nessa frequência a ponto de não prejudicar a passagem de sinais de RF, o que é indicado pelo valor  $S_{11} = -1,47$  dB em 2,45 GHz, que é um valor próximo de zero decibel.

Essas características são também desejáveis para todos os outros capacitores do circuito que operarão em radiofrequências (CL e CB).

O indutor caracterizado é o mesmo indutor em bobina já citado anteriormente, com fio de cobre esmaltado de secção circular de diâmetro  $d = 0,2$  mm e bobina de comprimento  $l = 2$  mm, diâmetro  $D = 1$  mm, com  $N = 6,5$  espiras e núcleo de ar, conforme foi mostrado na Figura 23.

A Figura 29 mostra as curvas dos parâmetros de espalhamento versus frequência obtidas na caracterização do indutor.

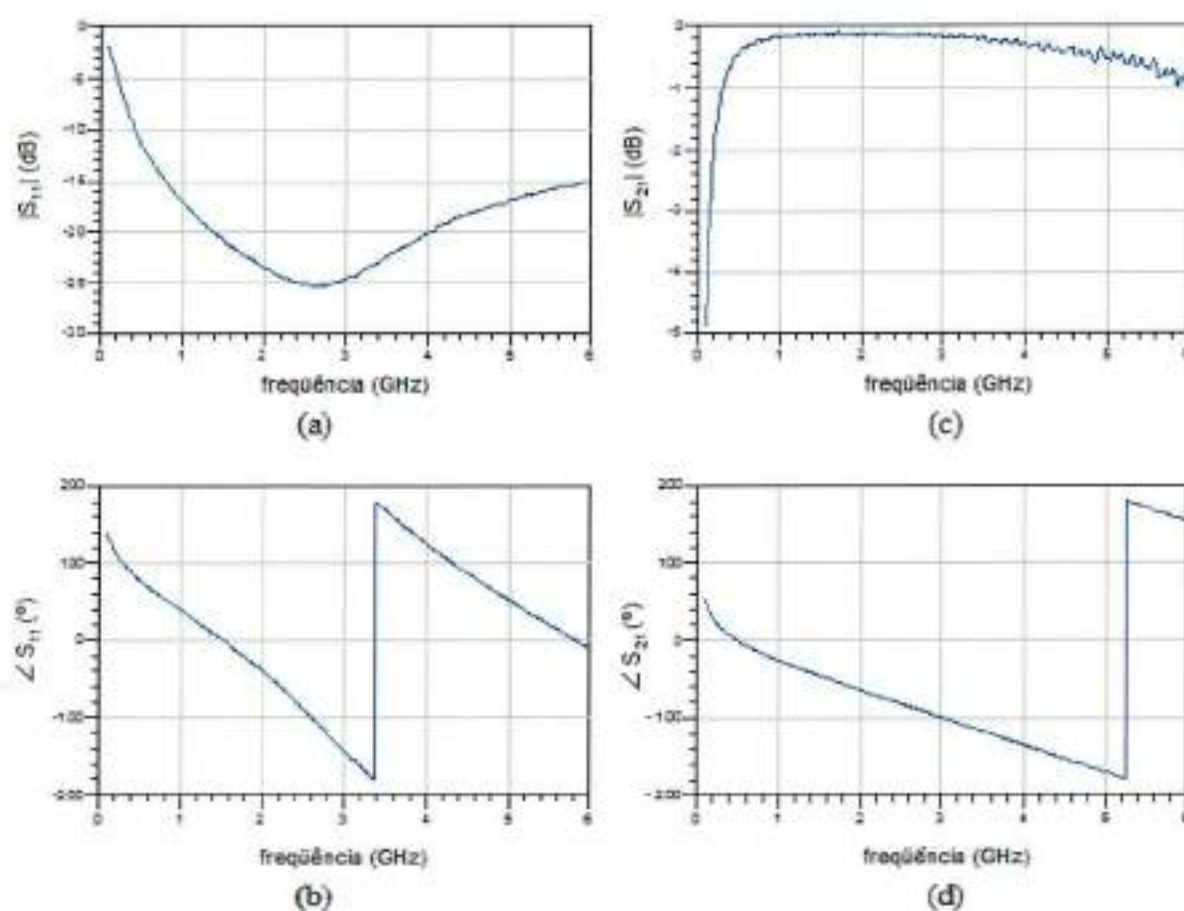


Figura 29. Medidas de parâmetros de espalhamento versus frequência sobre o circuito de caracterização do indutor (a) Módulo em decibéis de  $S_{11}$ ; (b) Fase de  $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de  $S_{21}$ ; (d) Fase de  $S_{21}$ .

A Figura 29 também mostra um comportamento esperado para o circuito de caracterização com o indutor. Em baixas frequências, este se comporta como uma impedância idealmente nula, o que faz com que o módulo de  $S_{11}$  seja zero decibel, já que a impedância vista pela porta P1 é nula. À medida que a frequência aumenta, o módulo de  $S_{11}$  diminui, pois a impedância do indutor aumenta com a frequência, fazendo com que cada vez mais a impedância vista pela porta P1 do circuito tenda a  $50 \Omega$ , que é a impedância de terminação da porta P2, ocasionando um crescente casamento de impedâncias entre a carga (indutor em paralelo com a impedância de terminação da porta P2) e a microlinha de transmissão de  $50 \Omega$ , o que diminui o módulo do coeficiente de reflexão de tensão do circuito.

Em um indutor ideal, a curva seria uma função monotonicamente decrescente que diminui indefinidamente com o aumento da frequência. Porém, o componente utilizado é um indutor real, que possui características parasitárias, e que, em uma aproximação de primeira ordem, pode ser modelado por um circuito equivalente LC paralelo [13].

Considerando-se a aproximação dada pelo circuito equivalente, a diminuição no módulo de  $S_{11}$  ocorreria até uma frequência de ressonância, onde as susceptâncias indutiva e capacitiva parasitária se cancelam, e o componente comporta-se como uma susceptância nula, ou impedância infinita. A partir de então, aumentando-se a frequência, essa reatância passa a ser predominantemente capacitiva. A resposta do circuito de caracterização mostra esse fenômeno. A frequência de ressonância medida foi de 2,65 GHz. A partir dela, o indutor passa a ter característica capacitiva e o módulo de  $S_{11}$  volta a aumentar, já que a susceptância de um capacitor aumenta com a frequência e a impedância vista pela porta P1 começa a se aproximar cada vez mais de zero.

No módulo de  $S_{21}$ , o comportamento esperado seria o oposto, e é confirmado pelos resultados, que são mostrados na Figura 29(c).

Olhando-se para a Figura 29, pode-se dizer que o indutor, quando utilizado como o capacitor LB (vide Figura 9), consegue cumprir a sua função de bloquear sinais de RF e deixar os sinais em CC passarem. O valor do módulo de  $S_{11}$  é muito pequeno em 2,45 GHz, o que significa que ele atua praticamente como uma impedância infinita nessas frequências, o que é justamente o seu objetivo.

#### 5.4.2 Protótipo do subsistema detector a diodo

Foi construído um protótipo para o circuito detector a diodo com características muito semelhantes às citadas no item 5.3.6. O circuito foi construído em substrato FR-4 com constante dielétrica de 4,4 e com uma espessura de 0,8 mm com camada metálica condutora e plano de terra de cobre com uma espessura de 17  $\mu\text{m}$  cada. Empregou-se a tecnologia MIC com microlinhas de transmissão de 1,5 mm de largura impressas sobre o substrato do circuito e com componentes discretos montados. Assim como foi especificado no item 5.3.6 para as montagens de circuito, foi utilizado o processo de fotogravação com fotolitos em transparências e foi feita soldagem manual. Os componentes discretos utilizados foram capacitores cerâmicos de modelo 101R09C100JV4, indutor em bobina, diodo de modelo 5082-2229 e resistores do tipo SMD, conforme apresentado no item 5.3.6. O leiaute do circuito corresponde a uma parte do leiaute apresentado na Figura 24, que é a parte que opera em radiofrequências. Na entrada de RF do circuito, utiliza-se também um conector SMA macho não invertido. São soldados no circuito fios de cobre encapados para a entrada de polarização de tensão contínua de 5,0 V e para a medição do sinal de saída. O diagrama elétrico do protótipo construído é mostrado na Figura 30.

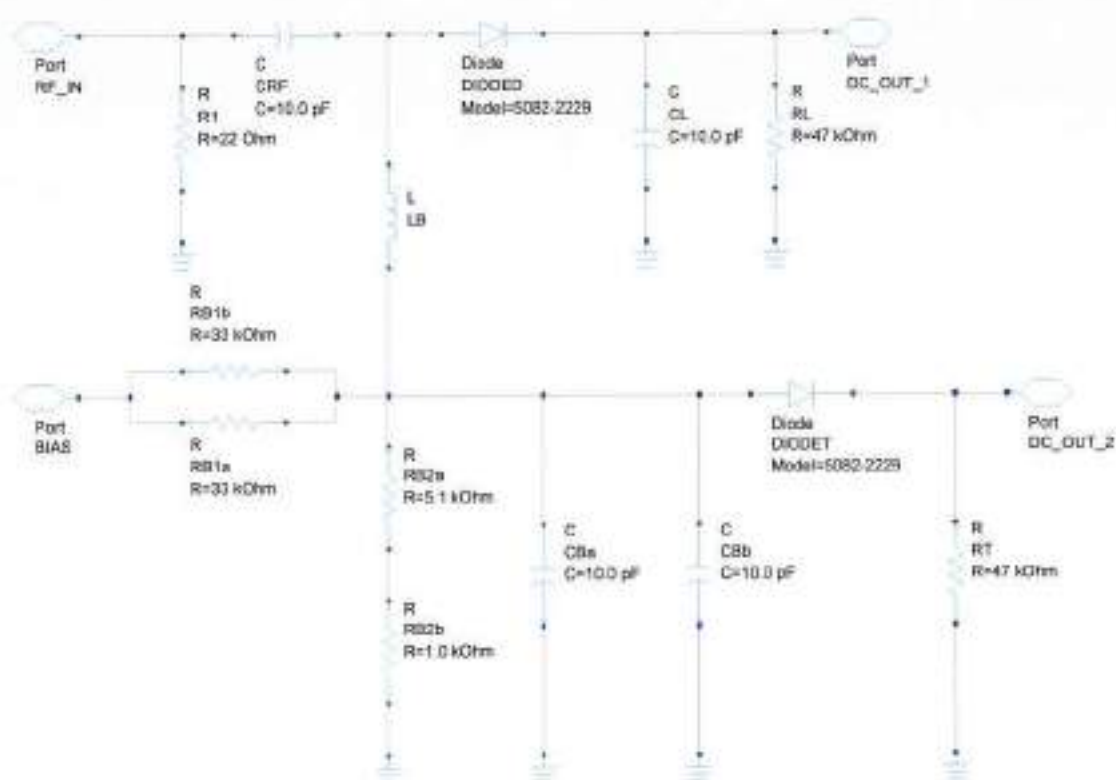


Figura 30. Diagrama elétrico do protótipo do circuito detector a diodo.

A Figura 31 mostra o leiaute da camada superior fotografada do protótipo com as suas principais dimensões. A camada inferior, que corresponde ao plano de terra, é a camada metálica plana uniforme de  $17 \mu\text{m}$  do próprio substrato.

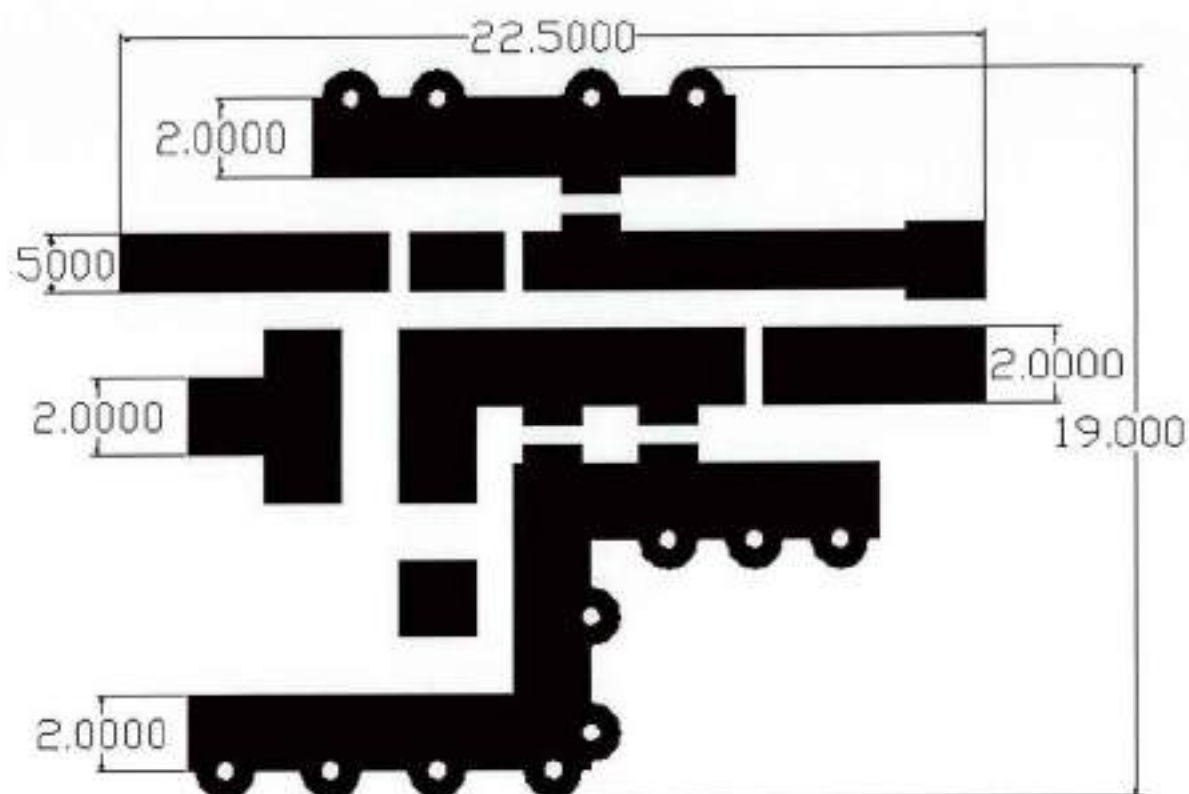


Figura 31. Leiaute do protótipo do circuito detector a diodo.

A Figura 32 mostra uma fotografia do protótipo construído para o circuito detector a diodo.

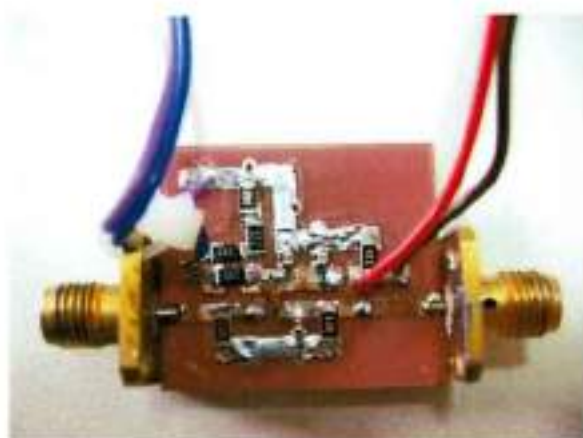


Figura 32. Fotografia do protótipo do circuito detector a diodo construído

A caracterização do protótipo foi feita analisando-se o comportamento entrada-saída do circuito. Na entrada de RF foram colocados sinais de RF, constituídos por senóides nas frequências de 2,45 e 5,8 GHz em varredura de potência de 1 a 20 dBm, para 2,45 GHz, e de 1 a 14 dBm, para 5,8 GHz, com passos de 1,0 dBm, gerados por um oscilador de varredura de modelo HP8350B, que utiliza o *plug-in* HP83540A. A medida da potência de saída do oscilador de varredura foi feita utilizando-se um medidor de potência de modelo HP436A. Na saída, mediu-se a tensão, que é praticamente contínua, utilizando-se o multímetro 973A. Para a polarização do circuito em CC foi utilizada a fonte de tensão em CC E3615A para gerar a tensão contínua de 5,0 V. Os instrumentos citados foram fabricados pela Hewlett-Packard®.

Foi testando a resposta do protótipo para a frequência de 5,8 GHz que se identificou a possibilidade de medição de sinais de RF na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz, e que se decidiu adicionar ao sistema medidor de radiação a função de medição de sinais de RF nessa banda.

Da mesma maneira que para 2,45 e 5,8 GHz, foram feitas também medidas para as frequências das extremidades das bandas de operação, ou seja, 2,4 e 2,5, 5,725 e 5,875 GHz.

As curvas de resposta versus frequência, obtidas nas medições sobre o protótipo, são mostradas na Figura 33. Juntamente com as curvas referentes às medidas em 2,45 GHz, é mostrado o novamente resultado obtido pela simulação no item 5.3.2 do circuito projetado, cujo diagrama elétrico é mostrado na Figura 9. As curvas do quadrado da resposta versus potência de entrada do protótipo são mostradas na Figura 34.

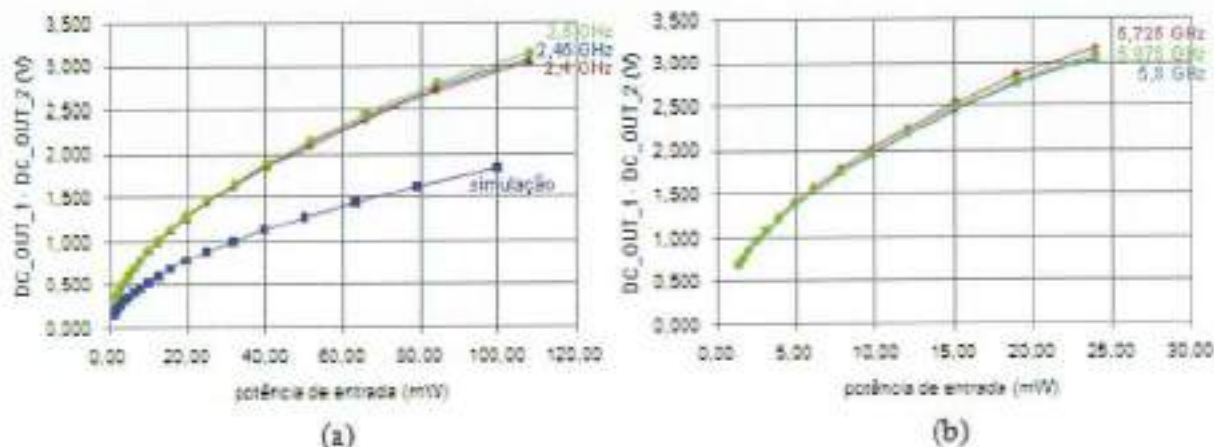


Figura 33. Resposta versus potência de entrada do protótipo do circuito detector a diodo (a) Resposta em 2,45 GHz; (b) Resposta em 5,8 GHz.

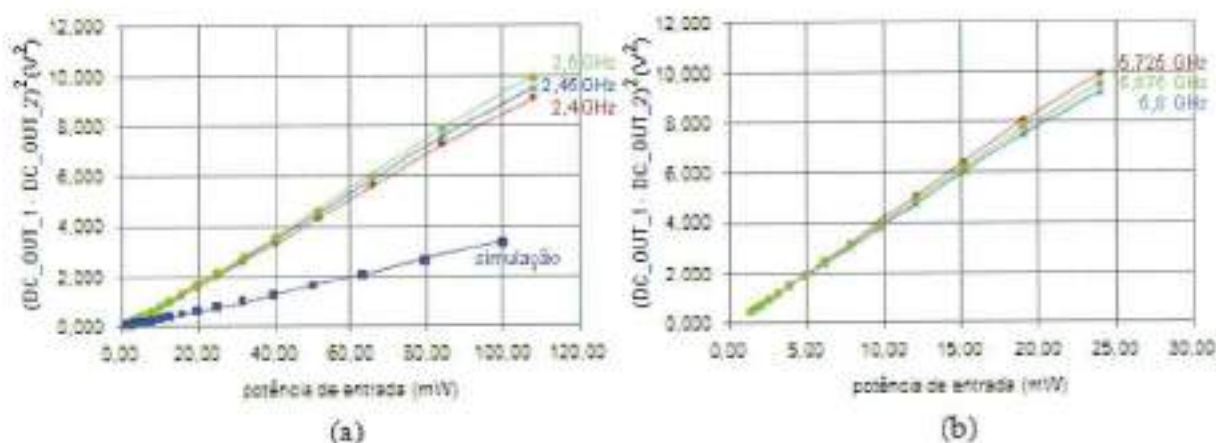


Figura 34. Resposta quadrática versus potência de entrada do protótipo do circuito detector a diodo (a) Resposta quadrática em 2,45 GHz; (b) Resposta quadrática em 5,8 GHz.

Pode-se ver que há uma diferença considerável entre os resultados obtidos pela simulação e os medidos. Isso será discutido no item 5.5.1, onde serão analisados os efeitos parasitários do resistor, do indutor e dos capacitores do circuito detector a diodo, os quais processam o sinal de microondas. Apesar dessa diferença, pode-se ver que o circuito cumpre a sua função de detector, ou seja, fornece um sinal de saída cujo valor ao quadrado tem comportamento linear com a potência de entrada.

Verifica-se que, para as frequências das extremidades das banda de operação de 2,45 e 5,8 GHz, os resultados obtidos foram muito semelhantes aos das frequências centrais correspondentes, o que é um comportamento coerente com a simulação.

### 5.4.3 Protótipo da antena

As antenas projetadas de 2,45 GHz e de 5,8 GHz foram construídas de acordo com as dimensões e geometrias indicadas na Figura 5, e com os mesmos detalhes construtivos e processo apresentados no item 5.3.6. Foram construídas duas antenas de cada tipo, ou seja, duas de 2,45 GHz e duas de 5,8 GHz. A Figura 35 apresenta a fotografia das antenas fabricadas.

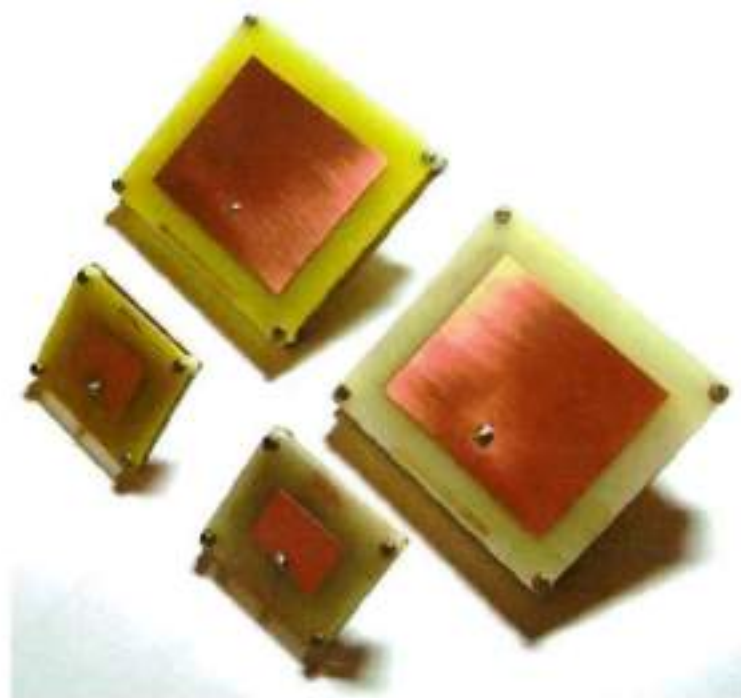


Figura 35. Fotografia dos protótipos das antenas construídos.

Foi feita a caracterização individual de cada antena medindo-se o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$  de cada uma. O equipamento de medida utilizado para essa tarefa foi o

analisador de redes vetorial HP8722D, que, para realizar a caracterização, foi calibrado utilizando o *kit* de calibração HP85052D. A Figura 36 mostra as curvas obtidas na caracterização de cada antena, juntamente com as curvas de resultados obtidos pela simulações eletromagnéticas, que foram feitas no item 5.3.1.

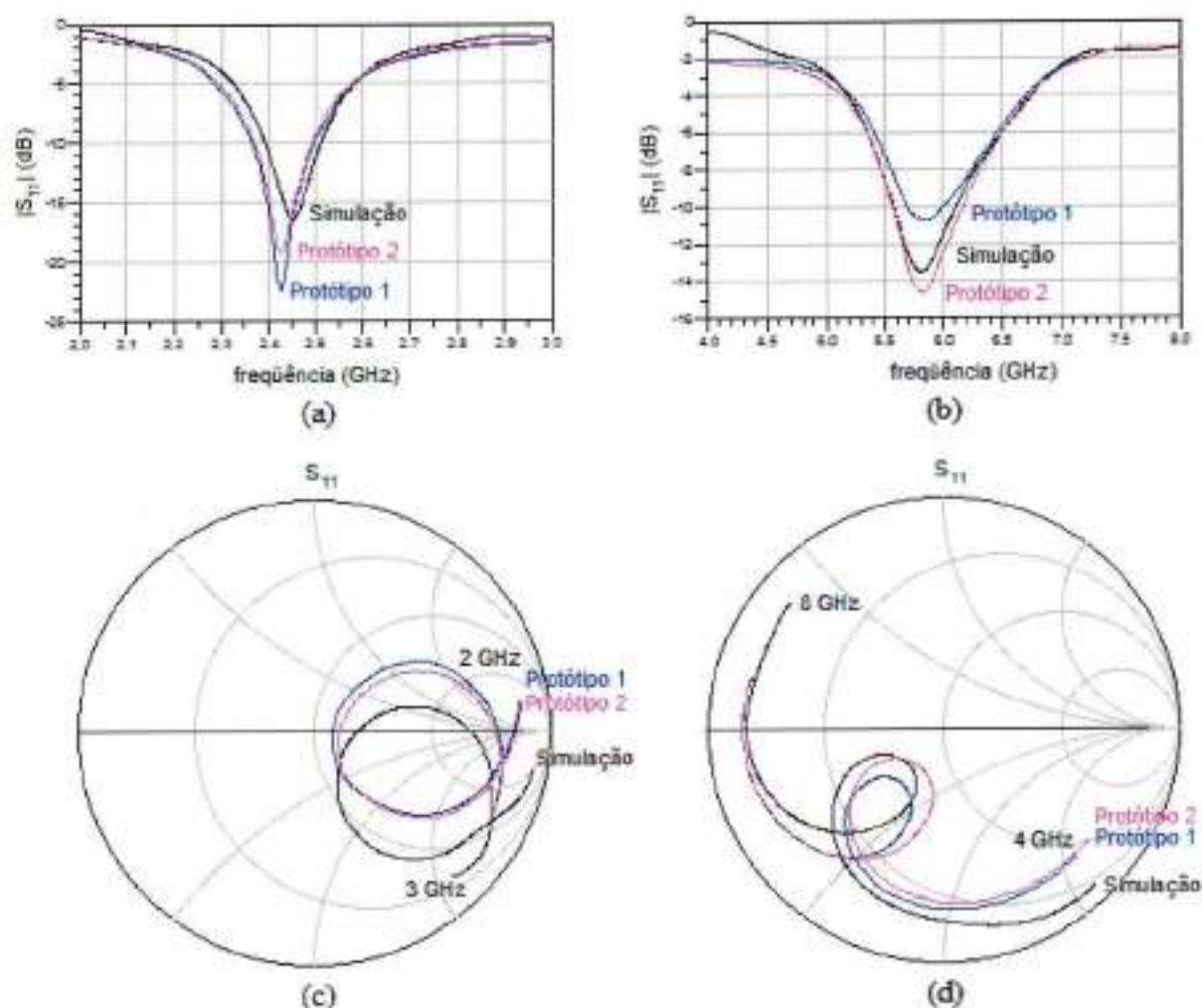


Figura 36. Curvas de  $S_{11}$  versus frequência obtidas a partir de medidas feitas sobre as antenas (a) Módulo de  $S_{11}$  para a antena de 2,45 GHz; (b) Módulo de  $S_{11}$  para a antena de 5,8 GHz; (c)  $S_{11}$  em formato de carta de impedâncias normalizada em  $50 \Omega$  para a antena de 2,45 GHz; (d)  $S_{11}$  em formato de carta de impedâncias normalizada em  $50 \Omega$  para a antena de 5,8 GHz.

Para se obter uma medição do ganho máximo em campo distante das antenas construídas, foi feita uma montagem em um ambiente aberto, evitando-se reflexões de ondas eletromagnéticas, na qual foram utilizados dois suportes de apoio para as antenas, o oscilador

de varredura HP8350B, utilizando o *plug-in* HP83540A, e o medidor de potência HP436A, conforme mostra a Figura 37.

Entretanto, uma medição precisa de ganho e o traçado do diagrama de radiação dos protótipos construídos seriam obtidos somente por meio de caracterização em câmara anecóica, que é especialmente preparada para evitar reflexões de ondas, as quais podem prejudicar as medições. Devido à indisponibilidade momentânea de uma câmara anecóica para essa tarefa, para se obter uma medida do ganho máximo em campo distante dos protótipos, foi utilizada a montagem mostrada na Figura 37, que, apesar de não ser perfeitamente isenta de reflexões, permite uma avaliação do valor do ganho máximo em campo distante de cada protótipo.

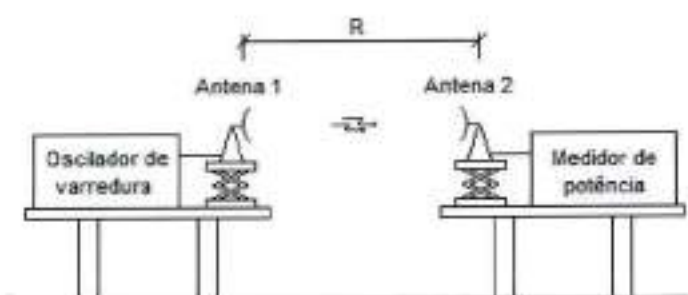


Figura 37. Esquema da montagem de caracterização das antenas.

A Antena 1 é a antena transmissora, e a Antena 2 é a antena receptora. Elas são separadas por uma distância  $R$  de 43,5 cm. Essa distância obedece à condição de campo distante apresentada em (17) e corresponde à perda do espaço livre de 40 dB na frequência de 5,8 GHz, resultando em leituras de valores convenientes no medidor de potência.

O oscilador de varredura foi utilizado para gerar sinais senoidais de frequência 2,45 e 5,8 GHz com potência disponível de 10 dBm para alimentar as antenas. Como foram construídos dois protótipos de antenas de mesmas características para cada frequência de operação, as medições dos ganhos foram feitas em duas etapas: uma utilizando-se como

Antena 1 e Antena 2 o par de protótipos de 2,45 GHz; outra, utilizando-se como as referidas, o par de 5,8 GHz.

Em cada etapa, os protótipos foram posicionados de forma a se obter o melhor alinhamento possível entre as antenas, de modo a minimizar o descasamento de polarização. Os valores de potência medidos pelo medidor de potência foram -7,77 dBm, para a antena de 2,45 GHz, e -18,50 dBm, para a antena de 5,8 GHz.

Para o cálculo do ganho máximo em campo distante das antenas, foram utilizados os valores das medidas de módulo de  $S_{11}$  (que correspondem aos coeficientes de reflexão de tensão medidos) de cada antena na frequência sobre a qual se quer calcular o ganho, os quais já foram obtidos anteriormente (-16,497 e -15,760 dB, para os protótipos de 2,45 GHz, nessa frequência, e -10,611 e -14,518 dB, para os de 5,8 GHz, nessa frequência). Fazendo-se as considerações de perfeito casamento de polarização, já que se procurou o melhor alinhamento entre as antenas, e de que os pares de protótipos são constituídos por antenas idênticas, pode-se escrever (37) a partir de (26).

$$G_1 = G_2 = \sqrt{\frac{P_r}{P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 (1 - |S_{11}^{(1)}|^2) (1 - |S_{11}^{(2)}|^2)}} \quad (37)$$

Onde:

$G_1$  = ganho máximo da antena 1 (adimensional)

$G_2$  = ganho máximo da antena 2 (adimensional)

$|S_{11}^{(1)}|$  = módulo do parâmetro  $S_{11}$  da antena 1 (adimensional)

$|S_{11}^{(2)}|$  = módulo do parâmetro  $S_{11}$  da antena 2 (adimensional)

Substituindo-se os valores medidos em (37), foram obtidos os seguintes ganhos máximos em campo distante: 7,720 dB, para os protótipos de 2,45 GHz, e 6,266 dB, para os de 5,8 GHz.

Da mesma maneira, foram também feitas medidas para as frequências das extremidades das bandas de operação, ou seja, 2,4 e 2,5 GHz, para os protótipos de 2,45 GHz, e 5,725 e 5,875 GHz, para os protótipos de 5,8 GHz. Os resultados obtidos foram ganhos máximos em campo distante de 7,673 e 7,792 dB, para 2,4 e 2,5 GHz, e 6,170 e 6,510 dB, para 5,725 e 5,875 GHz, respectivamente. Em coerência com as simulações, as diferenças em relação aos valores das frequências centrais das bandas foram pequenas. A Tabela 2 mostra um resumo dos valores dos ganhos máximos em campo distante que foram calculados a partir das medidas dos protótipos das antenas. Juntamente, para comparação, são mostrados novamente os valores obtidos pela simulação do item 5.3.1.

Tabela 2 – Valores dos ganhos máximos em campo distante calculados a partir das medidas dos protótipos das antenas.

Protótipo	Frequência	Ganho máximo calculado	Ganho máximo simulado
Antena de 2,45 GHz	2,4 GHz	7,673 dB	8,111 dB
	<b>2,45 GHz</b>	<b>7,720 dB</b>	<b>8,061 dB</b>
	2,5 GHz	7,792 dB	8,059 dB
Antena de 5,8 GHz	5,725 GHz	6,170 dB	7,333 dB
	<b>5,8 GHz</b>	<b>6,266 dB</b>	<b>7,149 dB</b>
	5,875 GHz	6,510 dB	6,926 dB

#### 5.4.4 Protótipo em baixa frequência

O protótipo em baixa frequência construído consiste na montagem integrada de protótipos dos subsistemas de apresentação de dados e de polarização. Esse protótipo foi construído inicialmente em *proto-board* utilizando os mesmos componentes que

posteriormente viriam a ser utilizados na construção do protótipo final, ou seja, com componentes discretos de encapsulamento com terminais para montagem através de furos, conforme mencionado no item 5.3.6. O microcontrolador foi programado utilizando essencialmente o mesmo código mostrado no Apêndice A, com a única diferença sendo os valores empregados para os fatores de escala e de deslocamento de polarização, cujos significados serão explicados posteriormente no item 5.6, que foram assumidos como  $0,05 \text{ mW/cm}^2/\text{V}^2$  e zero, respectivamente, somente para teste. A Figura 38 mostra o diagrama elétrico do protótipo em baixa frequência construído.

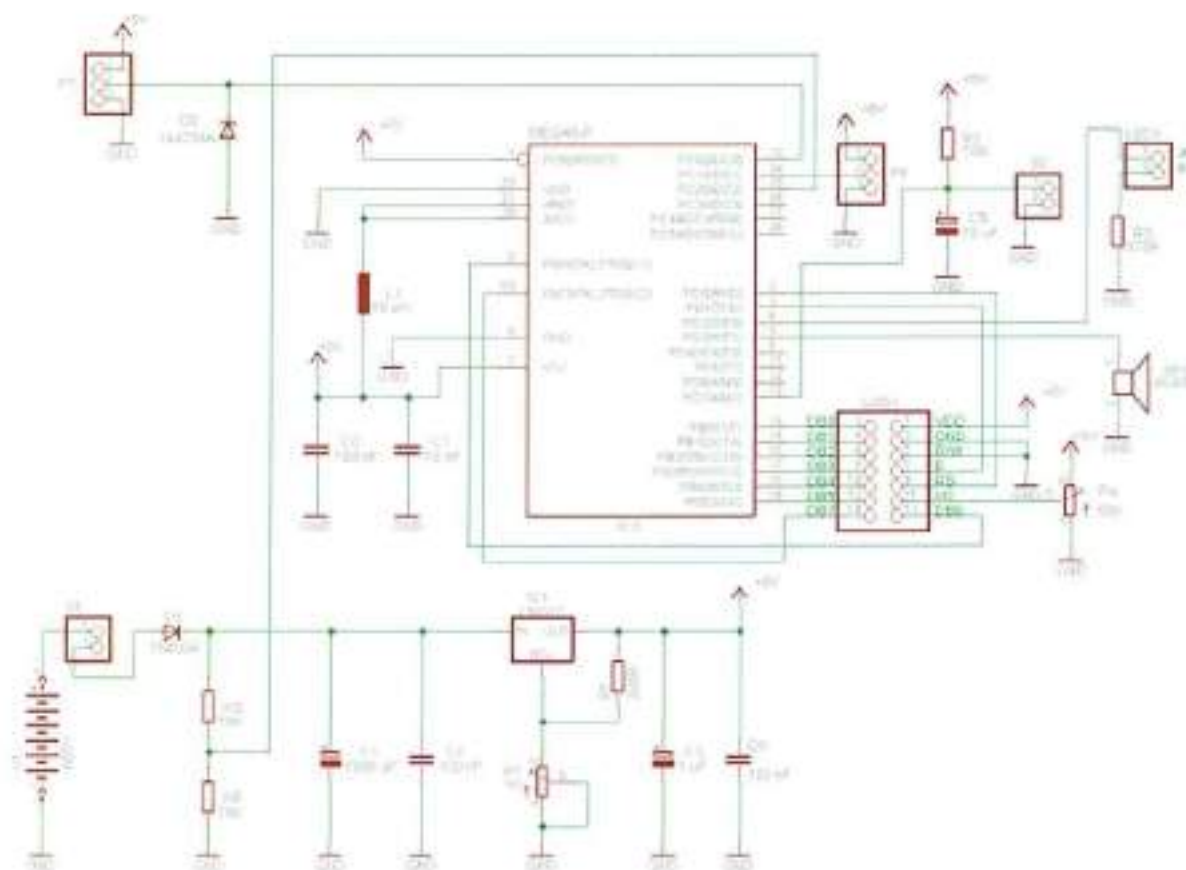


Figura 38. Diagrama elétrico do protótipo em baixa frequência.

Pode-se ver que o diagrama mostrado na Figura 38 foi gerado a partir da união do diagrama da Figura 21 com o da Figura 22.

Para se imitar o comportamento da saída do circuito de acondicionamento do sinal detectado e se verificar a saída do protótipo, que é a leitura no LCD, colocou-se, na entrada do microcontrolador onde deve estar ligada a saída do circuito de acondicionamento do sinal detectado, um resistor variável PT polarizado com a tensão gerada pelo regulador de tensão LM317, que deve ser de 5,0 V, conforme projetado. A Figura 39 mostra uma fotografia do protótipo em baixa frequência construído.

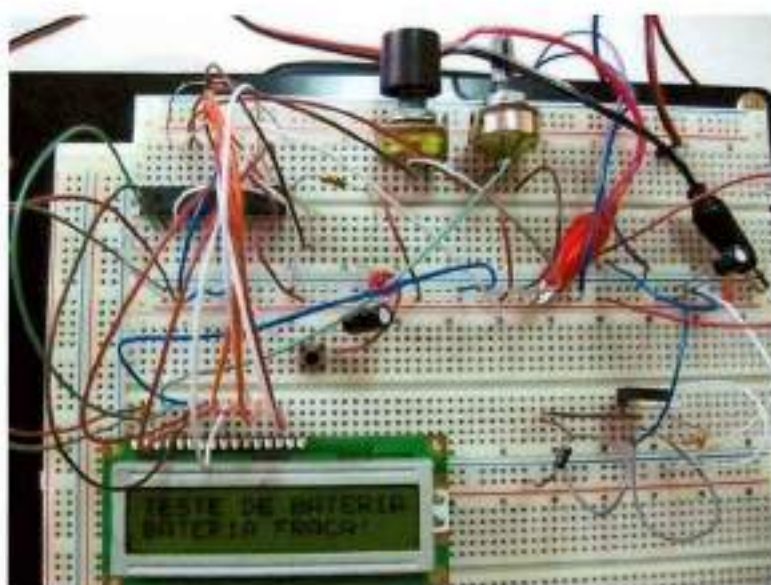


Figura 39. Fotografia do protótipo em baixa frequência construído.

Os testes foram feitos colocando-se uma tensão contínua ajustável no lugar da bateria que alimenta o circuito, para se verificar o sistema de teste de bateria. Isso foi feito ajustando-se o resistor variável PT para se verificar a leitura numérica apresentada no LCD. A tensão contínua ajustável que imita a bateria foi fornecida pela fonte de tensão contínua E3615A. Para as medidas de tensões sobre o circuito foi utilizado o multímetro 973A.

Inicialmente, foi colocada uma tensão de 9,0 V na entrada do circuito onde deve constar a bateria. Então, o resistor variável P1 foi regulado para que a saída do regulador LM317 fosse de 5,0 V.

Verificou-se que os resultados obtidos foram os esperados, ou seja, o LCD indicava o valor 100% para a tensão de imitação de bateria de 9,0 V, e 0% para a tensão de imitação de 7,5 V, com variação linear dentro desse intervalo, conforme (34). Ainda dentro deste, não foi percebida variação na tensão fornecida pelo regulador LM317, o que era esperado e desejado.

Alterando-se o modo de operação do sistema medidor de radiação para o estado de medidor de radiação de 2,45 GHz ("MODO 2,45 GHz") e, em seguida, para o estado de medidor de 5,8 GHz ("MODO 5,8 GHz"), o que é feito agindo-se sucessivamente sobre chave S2, foi testada a apresentação numérica da densidade de potência medida. Por meio do resistor variável PT, variou-se a tensão na entrada do microcontrolador de zero a 5,0 V e se verificou o resultado esperado, que é uma indicação com variação quadrática conforme (35).

## **5.5 Análise comparativa dos resultados experimentais e simulações**

### **5.5.1 Subsistema detector a diodo**

Como já mencionado no item 5.4.2, houve uma disparidade entre os resultados obtidos nas medições do protótipo circuito detector a diodo construído e os obtidos pela simulação. Isso pode ser explicado pelo fato de nesta se adotar um modelamento simples para os componentes passivos que compõem o circuito. Os modelos adotados pressupunham componentes passivos ideais e interconexões perfeitas sem perdas nem atrasos, o que não corresponde à realidade de uma implementação física.

Para que os efeitos de componentes reais sobre o circuito fossem levados em consideração, fez-se um modelamento mais refinado para os mesmos.

Primeiramente, deve-se considerar que o resistor de entrada R1 de tipo SMD recebe diretamente o sinal de RF proveniente da antena. Tem-se, portanto, que ele é um elemento crítico do sistema. Para se obter um modelamento mais preciso do circuito, a resposta em

freqüência do resistor foi medida para que se pudesse obter um modelo que simule as suas características parasitárias.

Fez-se uma caracterização do resistor utilizando-se o mesmo circuito de caracterização de componentes, procedimentos e equipamentos utilizados para a caracterização dos capacitores e do indutor no item 5.4.1. Foram medidos os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  do circuito, obtendo-se as curvas mostradas na Figura 40.

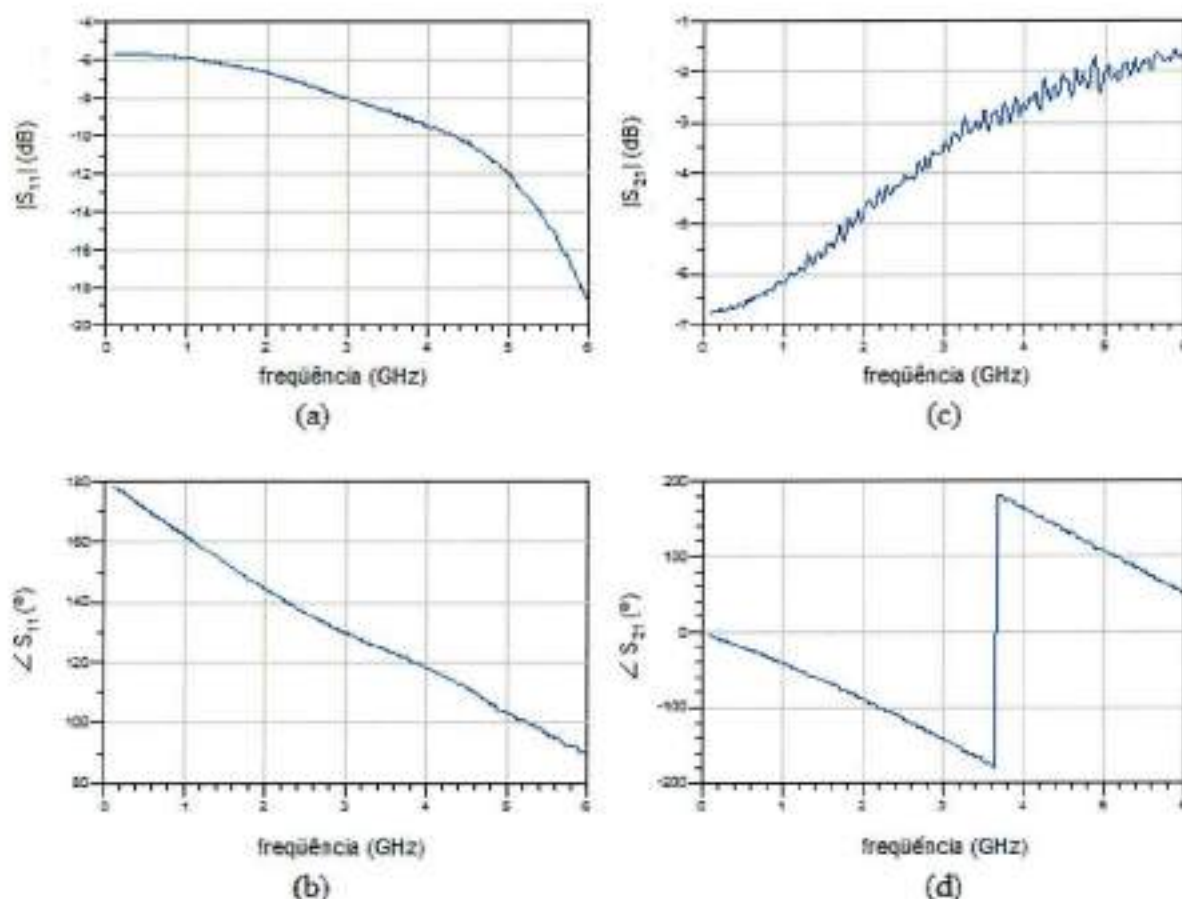


Figura 40. Medidas de parâmetros de espalhamento versus freqüência sobre o circuito de caracterização do resistor de entrada R1 (a) Módulo em decibéis de  $S_{11}$ ; (b) Fase de  $S_{11}$ ; (c) Módulo em decibéis de  $S_{21}$ ; (d) Fase de  $S_{21}$ .

Um modelo de circuito elétrico equivalente de um resistor real, representando os componentes parasitas do seu empacotamento, pode ser dado por uma capacitância parasitária

em paralelo com o conjunto formado por uma resistência em série com uma indutância parasitária [13].

Esse modelo de circuito elétrico equivalente foi o empregado para representar o resistor de entrada R1.

Para se obter os valores dos componentes do modelo, recorreu-se ao método de otimização manual de parâmetros, no qual os valores dos componentes são ajustados progressivamente e de forma iterativa. São feitas simulações de parâmetros de espalhamento no *software* ADS 2009 para se obter como resultado curvas que sirvam de referência para ajustes. Após os ajustes, são feitas novas simulações para a obtenção de novas curvas de referência para novos ajustes. Esse método iterativo continua até se conseguir um conjunto de valores que, quando submetidos à simulação, cheguem aos resultados mais próximos possíveis aos medidos.

A simulação de parâmetros S foi feita sobre o circuito de caracterização montado, que já foi mostrado na Figura 25. Na simulação, foi feita uma varredura linear de frequências de 100 MHz a 6,0 GHz (faixa na qual o resistor foi medido) com passos de 10 MHz. A Figura 41 mostra o diagrama elétrico de simulação do circuito.

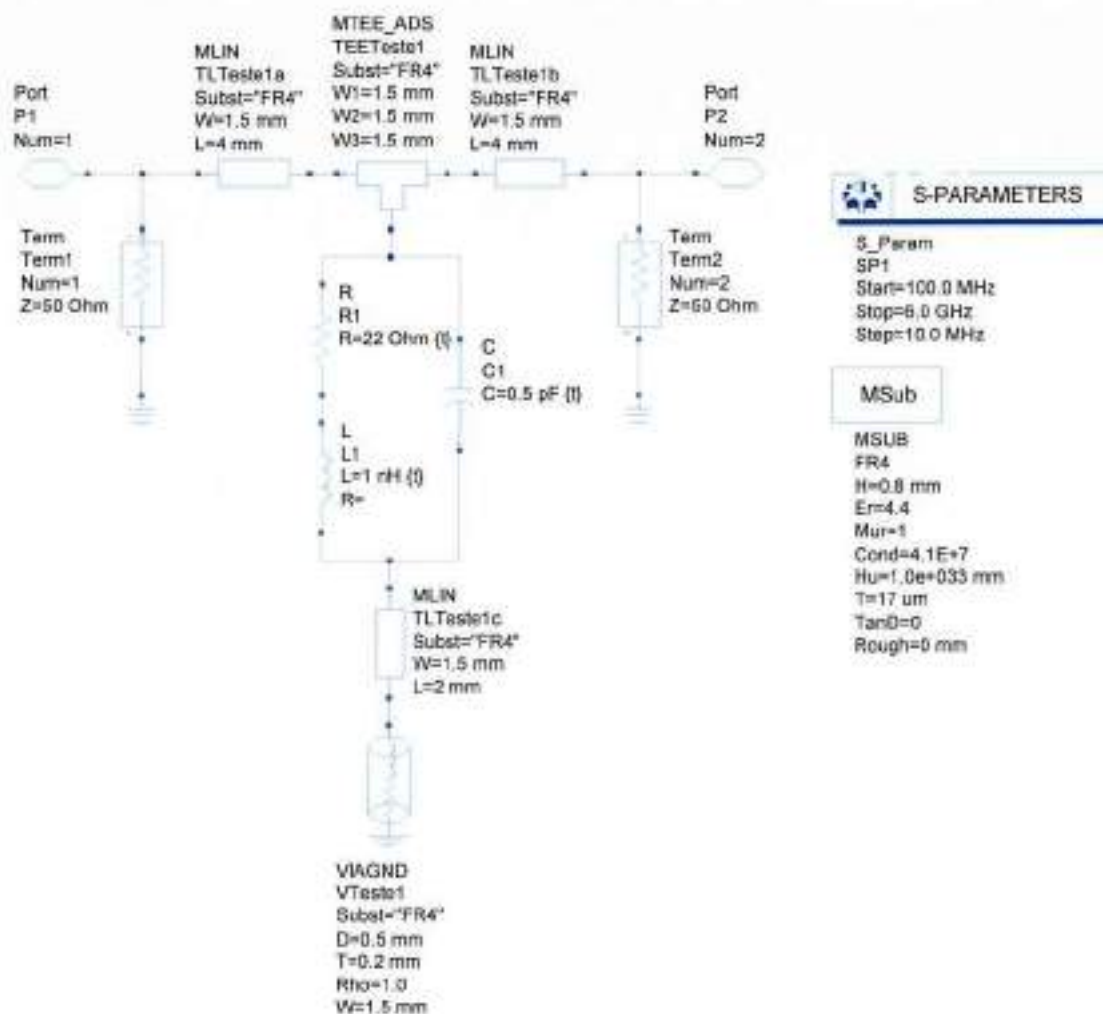


Figura 41. Diagrama elétrico de simulação do circuito de caracterização do resistor.

Pode-se ver que a simulação considera aspectos de leiaute do circuito de caracterização ao utilizar modelos de componentes como microlinhas de transmissão e de furos metalizados para vias, além de considerar características geométricas e elétricas das camadas condutoras e do substrato sobre o qual ele é montado.

Como o modelo empregado é uma aproximação simples, não foi possível se obter um conjunto de valores para os componentes que produzisse um resultado razoável para todas as curvas apresentadas na Figura 40. Então, para se conseguir ao menos uma representação simples do resistor que considere a sua resposta em frequência, procurou-se fazer o melhor ajuste considerando-se apenas as curvas de módulos dos parâmetros S medidos.

Após o método de otimização, foi obtido o circuito elétrico equivalente mostrado na Figura 42.

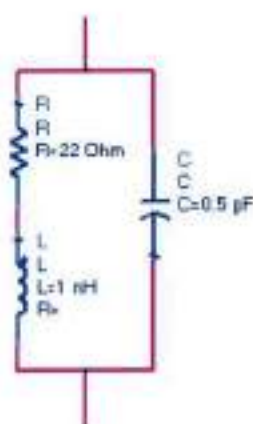


Figura 42. Modelo de circuito elétrico equivalente para o resistor.

A Figura 43 mostra as curvas de módulos dos parâmetros S versus frequência obtidas pela simulação sobre circuito de caracterização contendo o modelo mostrado na Figura 42, juntamente com as curvas obtidas nas medidas, já mostradas na Figura 40.

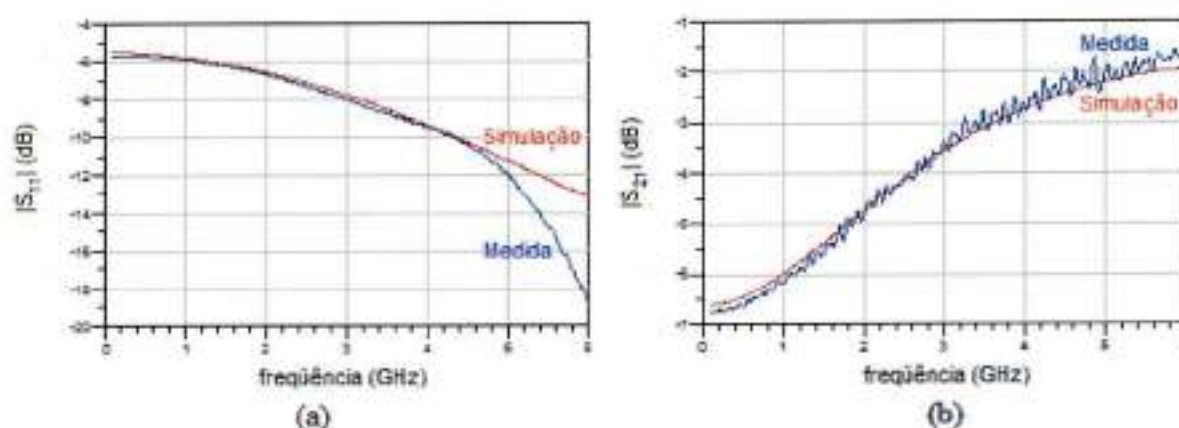


Figura 43. Módulos dos parâmetros de espalhamento versus frequência simulados para o modelo de resistor (a) Módulo em decibéis de  $S_{11}$ ; (b) Módulo em decibéis de  $S_{21}$ .

Os outros resistores operarão em partes de baixa frequência do circuito, fazendo com que as suas características parasitárias não influenciem de maneira drástica no desempenho do circuito. Devido a essa condição de operação, pode-se considerar que os mesmos se comportarão como componentes próximos aos ideais.

Como mencionado no item 5.4.1, os capacitores do circuito detecto a diodo têm uma frequência de ressonância medida de 1,38 GHz. Cada um deles pode ser modelado, em uma aproximação de primeira ordem, por um circuito equivalente LC série [13]. Analogamente, tendo-se medido para o indutor uma frequência de ressonância de 2,65 GHz, este pode ser modelado por um circuito equivalente LC paralelo [13]. Os valores da indutância parasitária de cada capacitor e da capacitância parasitária do indutor podem ser obtidos aplicando-se sobre a equação de frequência de ressonância de circuitos LC ressonantes (38) [14] os valores de capacitância nominal dos capacitores (10 pF) e de indutância calculada do indutor (24 nH), e isolando-se a variável desejada.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (38)$$

Onde:

$f_r$  = frequência de ressonância (Hz)

$L$  = indutância do indutor do circuito ressonante (H)

$C$  = capacitância do capacitor do circuito ressonante (F)

Utilizando-se (38), são obtidos os modelos de circuito elétrico equivalentes para os capacitores (que são todos de mesmo modelo) e para o indutor em bobina, como mostra a Figura 44.

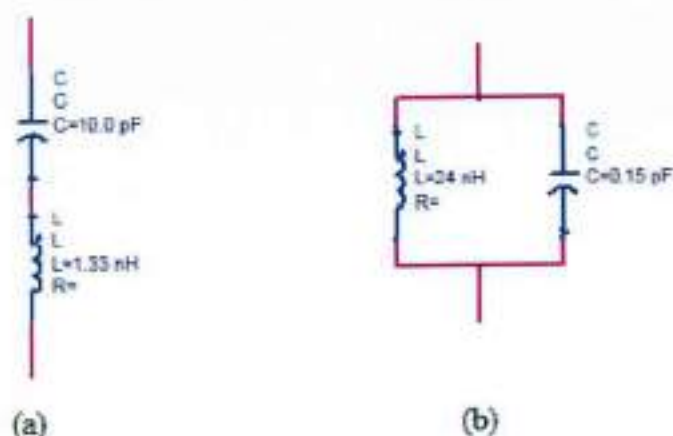


Figura 44. Modelos de circuito elétrico equivalente (a) Modelo de um capacitor; (b) Modelo do indutor em bobina.

A partir dos modelos obtidos, e com base no diagrama elétrico do circuito projetado da Figura 9, gerou-se, para simulação no *software* ADS 2009, o diagrama mostrado na Figura 45, que representa um modelo para o circuito detector a diodo que leva em conta as não idealidades de componentes reais.

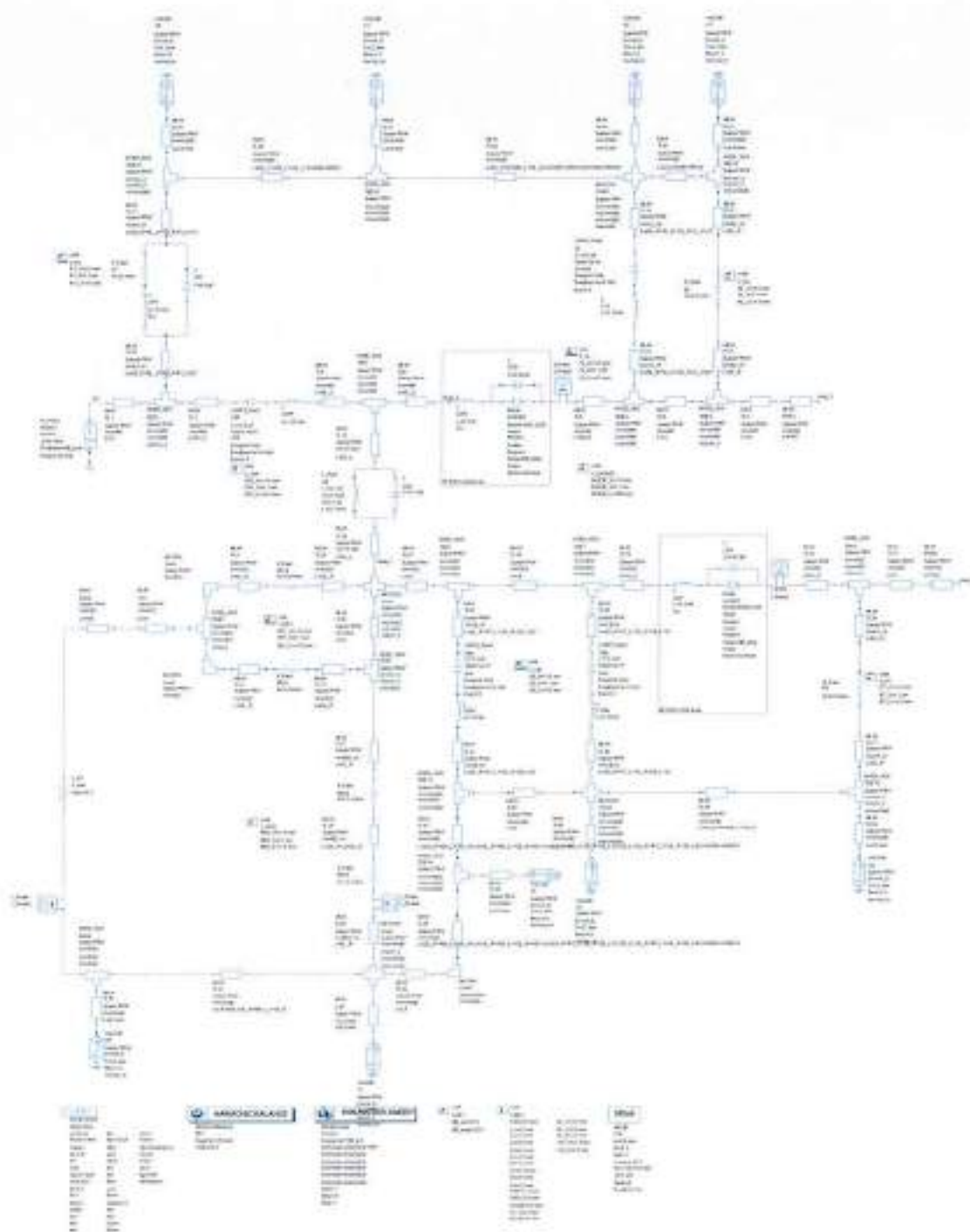


Figura 45. Diagrama elétrico de simulação do modelo do circuito detector a diodo levando em conta as não idealidades de componentes reais.

Pode-se ver, pela Figura 45, que, além de modelos para o resistor de entrada, para os capacitores e para o indutor, foram utilizados, da mesma forma que na simulação do circuito de caracterização do resistor, modelos para representar os elementos de leiaute da placa de

circuito utilizada na implementação do circuito detector a diodo. Eles são modelos de microlinhas de transmissão e de furos metalizados para vias, que levam em consideração os efeitos de parâmetros, como a largura e o comprimento de microlinhas de transmissão e de transições, a geometria de furos metalizados e as características geométricas e elétricas das camadas condutoras e do substrato.

A Figura 46 mostra as curvas de resposta versus potência de entrada obtidas pela simulação do diagrama elétrico da Figura 45, juntamente com as curvas obtidas nas medidas do protótipo no item 5.4.2, na frequência central de 2,45 GHz.

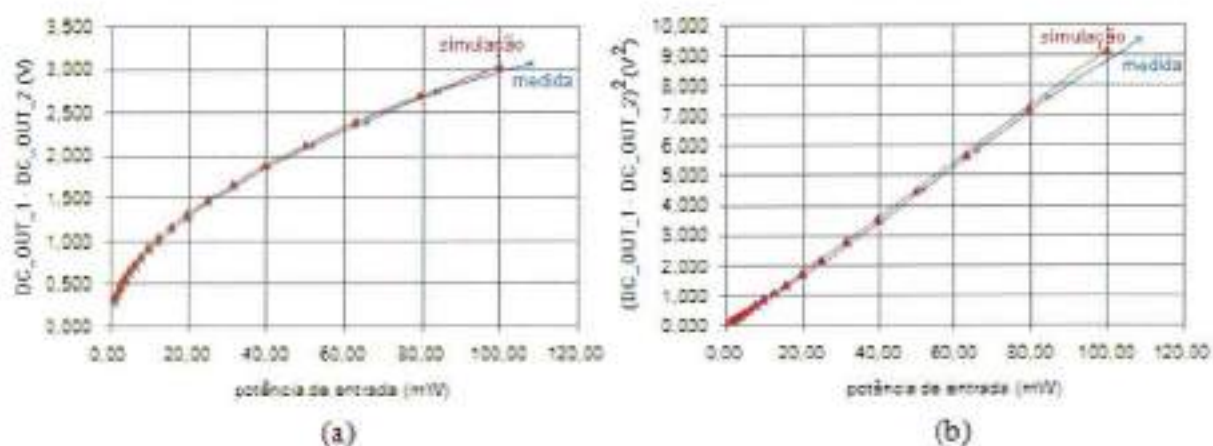


Figura 46. Resposta versus potência de entrada do modelo do circuito detector a diodo simulado levando em conta as não idealidades de componentes reais (a) Resposta; (b) Resposta ao quadrado.

Pode-se ver que os resultados da presente simulação foram muito mais próximos aos obtidos na medição do protótipo do circuito detector do que os da simulação anterior, do item 5.3.2, que considerava todos os componentes passivos como ideais.

Constata-se, portanto, que um modelamento mais refinado permitiu uma melhor previsão do comportamento do circuito.

Finalmente, verifica-se, na Figura 46(b), a manutenção do comportamento linear da resposta quadrática, que é característica desejada para o sistema medidor de radiação.

### 5.5.2 Antena

Como se pode ver na Figura 36, os resultados dos parâmetros  $S_{11}$  obtidos pelas simulações foram próximos aos obtidos pelas medições. Os valores obtidos para os ganhos máximos em campo distante das antenas também são próximos aos valores obtidos pelas simulações.

Verifica-se, na Figura 36, que há diferença de resultados entre protótipos de mesma frequência. Isso mostra que existe uma sensibilidade das características das antenas em relação à qualidade e precisão de seu método fabricação. Assim, observa-se que uma montagem manual de protótipos pode acarretar em desvios de características entre cada unidade montada. Observa-se também que essa sensibilidade é maior para os protótipos de 5,8 GHz, já que as dimensões da antena de 5,8 GHz são menores, sendo que uma mesma variação absoluta de dimensões devida à montagem representa uma maior variação percentual em uma antena de 5,8 GHz.

Assim, pode-se concluir que detalhes construtivos físicos de protótipos são responsáveis por diferenças entre medidas feitas sobre os mesmos e resultados de simulações.

## 5.6 Protótipo final, calibração e testes

O protótipo final foi implementado conforme explicado no item 5.3.6, utilizando os procedimentos e materiais nele descritos. As antenas do protótipo final são duas das quatro antenas construídas que foram descritas no item 5.4.3. A antena de 2,45 GHz utilizada no protótipo final é aquela que possui perda de retorno de -16,497 dB, e a de 5,8 GHz, a que possui perda de retorno de -10,611 dB. A Figura 47 mostra uma fotografia do protótipo final construído.

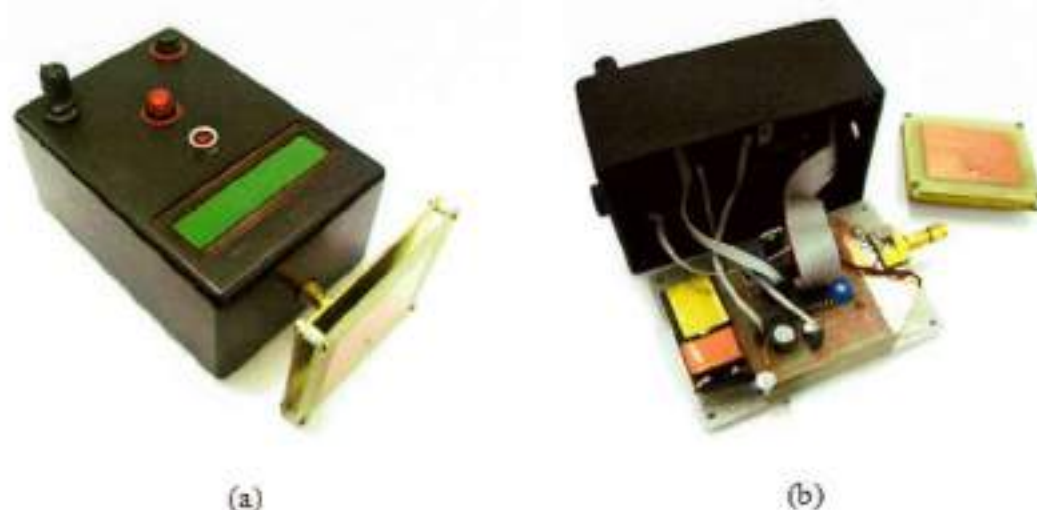


Figura 47. Fotografia do protótipo final construído (a) Vista externa; (b) Vista interna.

Com o objetivo de se obter indicações corretas dos valores das medidas feitas pelo sistema medidor de radiação, deve ser feita sobre o mesmo uma calibração. A entrada do microcontrolador que é responsável pela conversão analógico-digital do sinal de saída do amplificador de instrumentação recebe uma tensão contínua, cujo quadrado varia linearmente com a densidade de potência detectada pela antena. Porém, esse valor quadrático de tensão não é necessariamente igual ao valor de densidade de potência, em  $\text{mW}/\text{cm}^2$ , captada pela antena. Como já foi explicado no item 5.3.4, conforme (35), para o caso de medição de sinais na banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz, deve-se utilizar uma constante de escala  $K_{24G}$  multiplicando o referido valor quadrático de tensão para se obter o valor correto de densidade de potência em  $\text{mW}/\text{cm}^2$ . Para o caso de medição na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz, a constante de escala a ser utilizada é  $K_{58G}$ . Essas duas constantes correspondem aos fatores de escala que aparecem definidos na programação do microcontrolador, que consta no Apêndice A.

Como os componentes utilizados na implementação física do sistema medidor de radiação são reais, ou seja, não ideais, existe uma dispersão de características em torno de sua especificação nominal. Assim, existe a possibilidade de se ter na saída do circuito detector a diodo um *offset* de tensão contínua na ausência de sinais de RF, ou seja, um *offset* de

diferença de polarização entre os diodos. Quando ele é positivo, é amplificado pelo circuito amplificador de instrumentação, e é entregue ao microcontrolador, que fará sobre o mesmo a conversão analógico-digital. Para que esse *offset* indesejado seja compensado, deve-se utilizar uma constante B (a mesma referida no item 5.3.4), para se corrigir para zero o valor obtido após a conversão analógico-digital quando não há sinais de RF. Essa constante corresponde ao fator de deslocamento que aparece definido na programação do microcontrolador, que consta no Apêndice A.

Quando o *offset* é negativo, o valor obtido após a conversão analógico-digital na ausência de sinais de RF será nulo, pois não há alimentação negativa no microcontrolador para se fazer uma conversão de valores negativos. Assim, haverá um intervalo de densidades de potência baixas de sinais de RF captados pela antena, no qual não haverá medição. Porém, deve-se mesmo assim utilizar um valor não nulo para B, de forma que o *offset* de diferença de polarização não prejudique as leituras de densidades de potência.

Antes de se iniciar a calibração, devem ser obtidas as curvas de resposta do circuito detector a diodo versus potência de RF de entrada para as frequências de 2,45 GHz e 5,8 GHz, os coeficientes de reflexão de tensão e os ganhos máximos em campo distante das antenas nas suas frequências centrais de operação. No caso do protótipo final, as curvas de resposta do circuito detector a diodo são mostradas na Figura 48, e os coeficientes de reflexão de tensão e ganhos máximos em campo distante de cada antena, na Tabela 3.

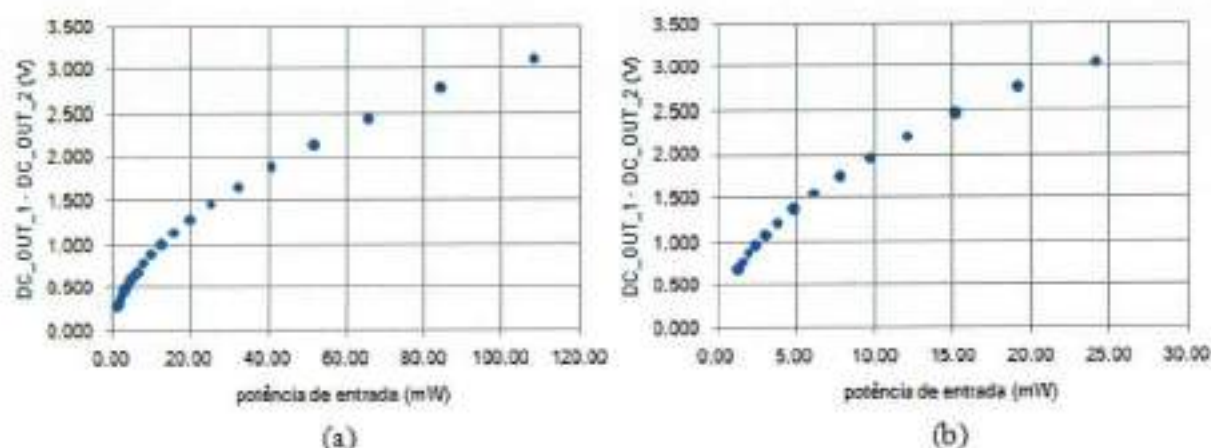


Figura 48. Resposta versus potência de entrada do circuito detector a diodo do protótipo final (a) Resposta em 2,45 GHz; (b) Resposta em 5,8 GHz.

Tabela 3 – Dados das antenas do protótipo final.

Antena	Ganho	$ S_{11} $
Antena de 2,45 GHz	7,720 dB	-16,497 dB
Antena de 5,8 GHz	6,266 dB	-10,611 dB

O procedimento de calibração do sistema medidor de radiação inicia-se com a determinação do ganho do amplificador de instrumentação.

Desejava-se, como especificação inicial, um limite superior de densidade de potência medida de  $1,0 \text{ mW/cm}^2$  em 2,45 GHz. Porém, constatou-se que, para o circuito projetado, esse limite poderia se estender para  $1,4 \text{ mW/cm}^2$ , como será visto depois. Então, visando aumentar a faixa de medição do sistema medidor de radiação, o que amplia a sua funcionalidade, adotou-se uma a faixa de medição densidade de potência com limite superior de  $1,4 \text{ mW/cm}^2$  e limite inferior de zero.

Seguindo-se com o procedimento de calibração, para se determinar o ganho do amplificador de instrumentação, deve-se ajustar o resistor variável P2 (ver Figura 20), de forma que seja obtida em sua saída uma tensão contínua de 4,5 V quando uma onda eletromagnética de frequência 2,45 GHz com densidade de potência de  $1,4 \text{ mW/cm}^2$  incide na

antena. Uma tensão de 4,5 V é um limite que assegura a linearidade do amplificador de instrumentação e a não danificação do microcontrolador por sobretensões.

Para esse ajuste do resistor variável, calcula-se a potência de entrada do circuito detector a diodo quando uma onda eletromagnética de frequência 2,45 GHz e densidade de potência média de  $1,4 \text{ mW/cm}^2$  incide na antena com polarização casada com a polarização desta (potência de entrada máxima). Isso é feito utilizando-se (39), que foi obtida a partir de (23) e (24).

$$P_{24G} = 14000 \cdot \frac{\left(\frac{3 \cdot 10^8}{245 \cdot 10^9}\right)^2}{4\pi} \cdot G_{24G} \cdot \left(1 - |S_{11}^{(24G)}|^2\right) \quad (39)$$

Onde:

$P_{24G}$  = potência de entrada máxima do circuito detector a diodo em 2,45 GHz (mW)

$G_{24G}$  = ganho máximo em campo distante da antena de 2,45 GHz em 2,45 GHz (adimensional)

$S_{11}^{(24G)}$  = coeficiente de reflexão de tensão da antena de 2,45 GHz em 2,45 GHz (adimensional)

Então, utilizando-se a curva de resposta obtida para o circuito detector a diodo, deve-se encontrar qual é a tensão de saída desse circuito (resposta) que corresponde à potência de entrada calculada. No caso do protótipo final, substituindo-se os valores apresentados Tabela 3 em (39), tem-se que a potência de entrada do circuito detector a diodo é de 96,6 mW, que corresponde à potência de entrada quando há a incidência na antena de uma onda eletromagnética de frequência 2,45 GHz e densidade de potência de  $1,4 \text{ mW/cm}^2$  com polarização casada com a da antena, como já discutido anteriormente. Da Figura 48(a), extrai-se que, com esse valor de potência de entrada, o circuito detector a diodo responde com

uma tensão de saída de 2,970 V. Verifica-se que a potência de entrada máxima está dentro do intervalo de valores utilizados na caracterização do circuito detector a diodo, e que a sua tensão de saída correspondente possui um valor suficientemente baixo para que a saída do amplificador não exceda 4,5 V [de (30), verifica-se que o amplificador possui um ganho mínimo de 1,5]. Da Figura 48(a), vê-se que o circuito detector a diodo consegue operar em uma potência de RF de entrada de 96,6 mW, já que este é um valor dentro da faixa de potências utilizada na caracterização feita no item 5.4.2. Isso justifica a possibilidade de se medir densidades de potência de até, pelo menos,  $1,4 \text{ mW/cm}^2$ , o que valida a escolha desse limite máximo da faixa de densidades de potência medidas pelo sistema medidor de radiação.

Tendo-se a potência calculada, deve-se colocar na entrada do circuito detector a diodo um sinal senoidal na frequência de 2,45 GHz com essa potência, e, em seguida, deve-se ajustar o resistor variável para se obter o valor de 4,5 V na saída do amplificador de instrumentação.

Determinado o ganho do amplificador de instrumentação, deve-se medir a sua tensão de saída na ausência de sinais de RF. A constante de deslocamento de polarização B da calibração é obtida trocando-se o sinal do valor medido para essa tensão de saída. A referida constante corresponde ao fator de deslocamento que deve ser programado no microcontrolador. No caso do protótipo final, mediu-se 0,005 V na saída do amplificador de instrumentação na ausência de sinais de RF, o que faz com que, nesse caso, o valor de B seja -0,005 V.

Tendo-se B, deve-se colocar novamente o sinal de RF e ajustar o resistor variável para se obter na saída do amplificador de instrumentação a tensão de 4,5 V menos o valor B. Esse reajuste do resistor variável não altera significativamente o valor da tensão de saída do amplificador de instrumentação quando não há sinais de RF, já que esse valor é muito pequeno.

Então, o ganho do amplificador fica regulado para que o valor de tensão resultante da soma de sua saída com B seja 4,5 V, para uma onda eletromagnética incidente na antena de 2,45 GHz e densidade de potência de 1,4 mW/cm<sup>2</sup> com polarização casada com a da antena. Com isso, o valor da constante de escala K<sub>24G</sub> pode ser calculado utilizando (35). O valor de indicação do LCD deve ser de 1,4 mW/cm<sup>2</sup> quando a tensão de saída do amplificador for igual a 4,5 V somado ao valor da tensão de saída deste na ausência de sinais de RF, que, como já visto, vale o oposto de B. Substituindo-se os valores em (35), chega-se em (40).

$$K_{24G} = \frac{1,4}{(4,5)^2} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \cdot \text{V}^2} \quad (40)$$

Essa constante corresponde ao fator de escala de 2,45 GHz que deve ser programado no microcontrolador.

O limite de escala de medidas de 1,4 mW/cm<sup>2</sup> para o modo de operação de medidor de 2,45 GHz foi escolhido olhando-se para a potência de entrada do circuito detector correspondente a essa densidade de potência incidindo na antena. Da mesma forma, escolheu-se um limite de 2,5 mW/cm<sup>2</sup> para o modo de operação de medidor de 5,8 GHz. Então, de maneira análoga ao que foi feito anteriormente, obtém-se (41).

$$P_{58G} = 25000 \cdot \frac{\left(\frac{3 \cdot 10^8}{5,8 \cdot 10^9}\right)^2}{4\pi} \cdot G_{58G} \cdot \left(1 - |S_{11}^{(58G)}|^2\right) \quad (41)$$

Onde:

$P_{58G}$  = potência de entrada máxima do circuito detector a diodo em 5,8 GHz (mW)

$G_{58G}$  = ganho máximo em campo distante da antena de 5,8 GHz em 5,8 GHz (adimensional)

$S_{11}^{(58G)}$  = coeficiente de reflexão de tensão da antena de 5,8 GHz em 5,8 GHz (adimensional)

Então, também de forma análoga ao que foi feito para a calibração das medidas em 2,45 GHz, utilizando-se a curva de resposta obtida para o circuito detector a diodo, deve-se encontrar qual é a tensão de saída desse circuito que corresponde à potência de entrada calculada.

No caso do protótipo final, substituindo-se os valores obtidos da Tabela 3 em (41), tem-se que a potência de entrada do circuito detector a diodo é de 20,57 mW, que corresponde à potência de entrada quando há a incidência na antena de uma onda eletromagnética de frequência 5,8 GHz e densidade de potência de 2,5 mW/cm<sup>2</sup> com polarização casada com a da antena. Da Figura 48(b), extrai-se que, com esse valor de potência de entrada, o circuito detector a diodo responde com uma tensão de saída de 2,842 V. Verifica-se também que a potência de entrada máxima está dentro do intervalo de valores utilizados na caracterização do circuito detector a diodo, e que a sua tensão de saída correspondente possui um valor suficientemente baixo para que a saída do amplificador não exceda 4,5 V.

Injetando-se no circuito detector a diodo a potência de entrada máxima calculada, deve-se medir a tensão de saída máxima  $V_{58G}$  do amplificador de instrumentação. Com essa medida, também de forma análoga ao que já foi feito para a calibração das medidas em 2,45 GHz, calcula-se a constante de escala  $K_{58G}$ . O valor de indicação do LCD deve ser de 2,5 mW/cm<sup>2</sup> quando a tensão de saída do amplificador for igual a  $V_{58G}$ . Substituindo-se os valores em (35), chega-se em (42).

$$K_{58G} = \frac{2,5 \text{ V}}{(V_{58G} + B)^2} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \cdot \text{V}} \quad (42)$$

Onde:

$V_{58G}$  = tensão máxima de saída do circuito detector a diodo em 5,8 GHz (V)

Essa constante corresponde ao fator de escala de 5,8 GHz que deve ser programado no microcontrolador.

No caso do protótipo final, a tensão medida para  $V_{58G}$  foi de 4,306 V, correspondendo a um valor de  $0,1351454 \text{ mW/cm}^2/\text{V}^2$  para  $K_{58G}$ .

Para a calibração do protótipo final, os equipamentos utilizados foram: o oscilador de varredura HP8350B; o medidor de potência HP436A; o multímetro 973A.

Feita a calibração, tem-se que os erros do circuito detector a diodo são minimizados pelo ajuste do fator de deslocamento, e a indicação correta de valores no LCD é configurada ajustando-se os fatores de escala de 2,45 e 5,8 GHz.

Então, para a avaliação da precisão do sistema portátil medidor de radiação de microondas, devem ser considerados os dois elementos restantes que possuem as maiores influências sobre os erros na medição de densidade de potência: a antena e o conversor analógico-digital do microcontrolador.

A antena é um elemento crítico na precisão do sistema medidor de radiação. Como foi visto, os cálculos dos fatores de escala de 2,45 GHz e de 5,8 GHz utilizam o ganho máximo em campo distante de cada antena correspondente.

Porém, existem erros nas medições desses ganhos das antenas, os quais são provenientes da montagem de caracterização esquematizada na Figura 37, que, apesar de ter sido feita de forma a evitar ao máximo as reflexões de ondas, não se comporta como um espaço aberto perfeito sem reflexões.

Outra origem de erro para o ganho máximo em campo distante medido é o fato de que os pares de antenas construídos não são idênticos, devido ao processo manual de construção.

Como o cálculo que foi feito para a determinação do ganho máximo em campo distante considera os pares como sendo idênticos, pode haver uma dispersão em torno dos valores calculados.

Existem ainda pequenas diferenças de valores de ganho máximo em campo distante das antenas ao longo da faixa de operação destas, como pôde ser visto nas simulações das antenas e nas medidas sobre os protótipos construídos. Isso pode ser visto na Tabela 2, que mostra, tanto para os resultados da simulação quanto para os dados obtidos pelas medições, uma variação de ganho máximo em campo distante de aproximadamente 0,1 dB, para a antena de 2,45 GHz, e de 0,4 dB, para a de 5,8 GHz.

Considerando tudo isso, podem ser estimados como valores razoáveis um desvio de 0,5 dB, para a antena de 2,45 GHz, e de 1 dB, para a de 5,8 GHz.

Por (22), observa-se que esses desvios nos ganhos máximos em campo distante influenciam diretamente nas áreas efetivas das antenas. Estas, por sua vez, influenciam diretamente nas densidades de potência medidas, o que pode ser visto em (23).

O conversor analógico-digital do microcontrolador ATmega8 possui resolução de 10 bits [10]. Essa resolução determina a resolução dos valores mostrados no LCD do medidor de radiação de microondas. Como a tensão de referência do microcontrolador é de 5,0 V, a variação mínima do resultado da conversão analógico-digital é dada por (43) [10].

$$\Delta_0 = \frac{5 \text{ V}}{2^{10}} = \frac{5 \text{ V}}{1024} \quad (43)$$

Para se calcular a precisão do sistema medidor de radiação, deve-se considerar que o erro devido à caracterização da antena passa pela conversão analógico-digital, onde ocorre a adição do erro de quantização, dado por (43), e pela etapa de processamento de dados que ocorre no microcontrolador, que é dada por (35), para a medição em 2,45 GHz, e por uma

equação análoga, para 5,8 GHz. Com essas considerações, após cálculos com a relação (35), pode-se mostrar que (44) e (45) são expressões aproximadas para os desvios dos valores de densidade de potência indicados no LCD para cada caso (2,45 GHz e 5,8 GHz).

$$\varepsilon_{24G} \approx \alpha_{24G} \cdot W_{indicado24G} \pm K_{24G} \cdot (\Delta_0)^2 \quad (44)$$

$$\varepsilon_{58G} \approx \alpha_{58G} \cdot W_{indicado58G} \pm K_{58G} \cdot (\Delta_0)^2 \quad (45)$$

Onde:

$\alpha_{24G}$  = desvio percentual de ganho da antena de 2,45 GHz (adimensional)

$\alpha_{58G}$  = desvio percentual de ganho da antena de 5,8 GHz (adimensional)

$W_{indicado24G}$  = indicação do LCD no modo de operação 2,45 GHz (mW/cm<sup>2</sup>)

$W_{indicado58G}$  = indicação do LCD no modo de operação 5,8 GHz (mW/cm<sup>2</sup>)

$\Delta_0$  = variação mínima do resultado da conversão analógico-digital (V)

No caso do protótipo final, utilizando-se (44) e (45), tem-se uma precisão de 0,5 dB do valor indicado no LCD somado a 2 nW/cm<sup>2</sup>, para a operação em 2,45 GHz, e uma precisão de 1 dB do valor indicado no LCD somado a 4 nW/cm<sup>2</sup>, para a operação em 5,8 GHz.

Mediu-se, com o multímetro 973A, a corrente total consumida pelo protótipo final, obtendo-se o valor de 11,2 mA. Como a tensão de alimentação do sistema é de 9,0 V, tem-se, no total, um consumo de 100,8 mW.

Com isso, são obtidas as especificações do protótipo final do sistema portátil medidor de radiação de microondas, mostradas na Tabela 4.

Tabela 4 – Especificações do protótipo final

Sistema portátil medidor de radiação de microondas		
Modo de operação	2,5 GHz	5,8 GHz
Faixa	0 a 1,4 mW/cm <sup>2</sup>	0 a 2,5 mW/cm <sup>2</sup>
Precisão	±0,5 dB ± 2 nW/cm <sup>2</sup>	±1 dB ± 4 nW/cm <sup>2</sup>
Alimentação: Bateria 9 V (PP3)		
Consumo de potência: 100 mW		

Para se garantir medidas dentro da precisão especificada, o sistema medidor de radiação deve operar com distância mínima de 5,0 cm entre a sua antena e a fonte irradiadora, a fim de que a condição de campo distante, dada por (17), seja atendida.

Por fim, a grandeza que é medida pelo sistema portátil medidor de radiação de microondas, com a precisão descrita acima, é a densidade de potência de onda eletromagnética plana incidente perpendicularmente à antena receptora com polarização casada à mesma.

### 5.7 Custos de desenvolvimento

Muitos dos recursos necessários para o desenvolvimento do sistema portátil medidor de radiação de microondas foram provenientes do LME/USP. Para as simulações e cálculos de projeto, foram utilizadas licenças do laboratório de uso dos *softwares* de simulação ADS 2009 e CST 2009. A fotogração dos substratos foi feita utilizando-se os materiais e a infra-estrutura da sala limpa do LME/USP. Materiais, ferramentas e auxílio técnico necessários para a montagem das placas de circuito e das antenas e para a montagem e adaptação da estrutura mecânica do sistema foram fornecidos pelo laboratório, bem como as ferramentas, adaptadores e equipamentos utilizados nas medições e nas caracterizações dos circuitos construídos.

Os capacitores, os diodos e os resistores do circuito detector a diodo, e o substrato para os circuitos foram fornecidos pelo LME/USP.

O laboratório também foi responsável pelo fornecimento de material de consumo básico, como produtos de limpeza e transparências para fotolitos, de serviços básicos, como impressão para fotolitos, e de componentes mecânicos como espaçadores, porcas e parafusos.

Outros recursos necessários não disponíveis no LME/USP foram adquiridos por compra em estabelecimentos comerciais. Na Tabela 5, esses recursos adquiridos externamente encontram-se relacionados juntamente com os seus respectivos custos e quantidades adquiridas.

Tabela 5 – Lista de componentes adquiridos externamente.

Componente	Valor/código	Unidades	Custo unitário	Custo total
Capacitor eletrolítico	1 uF, 16V	1	R\$ 0,30	R\$ 0,30
Capacitor eletrolítico	10 uF, 16V	1	R\$ 0,30	R\$ 0,30
Capacitor eletrolítico	1000 uF, 16V	1	R\$ 0,50	R\$ 0,50
Capacitor cerâmico	10 nF, 16V	1	R\$ 0,10	R\$ 0,10
Capacitor cerâmico	100 nF, 16V	3	R\$ 0,10	R\$ 0,30
Índutor	10 uH, 16V	1	R\$ 2,00	R\$ 2,00
Resistor	240 Ohm, 1/4 W	1	R\$ 0,05	R\$ 0,05
Resistor	470 Ohm, 1/4 W	1	R\$ 0,05	R\$ 0,05
Resistor	10 kOhm , 1/4 W	3	R\$ 0,05	R\$ 0,15
<i>Trimpot</i>	1 kOhm	1	R\$ 1,50	R\$ 1,50
<i>Trimpot</i>	50 kOhm	1	R\$ 1,50	R\$ 1,50
<i>Trimpot</i>	100 kOhm	1	R\$ 1,50	R\$ 1,50
Potenciômetro	50 kOhm, mini	1	R\$ 1,80	R\$ 1,80
Regulador de tensão ajustável	LM317	1	R\$ 1,40	R\$ 1,40
Amplificador de instrumentação	MAX4194	2	R\$ 15,66	R\$ 31,32
Microcontrolador	ATmega8	1	R\$ 5,80	R\$ 5,80
Diodo retificador de uso geral	1N4004	1	R\$ 0,10	R\$ 0,10
Diodo zener	1N4733A	1	R\$ 0,10	R\$ 0,10
LED	vermelho, 5 mm	1	R\$ 0,50	R\$ 0,50
<i>Buzzer</i>	12V, 12 mm	1	R\$ 2,00	R\$ 2,00
<i>Display</i> de cristal líquido	2x16 segmentos	1	R\$ 10,00	R\$ 10,00
Bateria	9V	1	R\$ 15,00	R\$ 15,00
Botão liga/desliga	ON/OFF	1	R\$ 1,60	R\$ 1,60
Botão	NA	1	R\$ 1,60	R\$ 1,60
Knob	-	1	R\$ 0,70	R\$ 0,70
Suporte para LED	laqueado, 5 mm	1	R\$ 1,20	R\$ 1,20
Rabicho para bateria 9V	-	1	R\$ 0,60	R\$ 0,60
Conector para flat-cable	2x7 contatos	1	R\$ 0,80	R\$ 0,80
Conector para pinos	1x2 pinos	3	R\$ 0,12	R\$ 0,36
Conector para pinos	1x4 pinos	1	R\$ 0,50	R\$ 0,50
Conector para pinos	1x14 pinos	1	R\$ 0,85	R\$ 0,85
<i>Flat-cable</i>	14 vias	1	R\$ 0,80	R\$ 0,80
Conector "barra de pinos"	2x40 pinos	1	R\$ 1,80	R\$ 1,80
Conector "barra de pinos"	1x40 pinos	1	R\$ 1,00	R\$ 1,00
Soquete para circuito integrado	DIL28 estreito	1	R\$ 1,60	R\$ 1,60
Conector SMA	KLC SMA 3006	6	R\$ 15,00	R\$ 90,00
<b>Total</b>				<b>R\$ 179,68</b>

## **5.8 Discussão e conclusão**

O protótipo final, que constitui no objetivo principal do projeto do sistema portátil medidor de radiação de microondas, foi projetado, construído e caracterizado, tendo o seu funcionamento comprovado. Foram adicionados ainda recursos a mais do que os propostos inicialmente, como uma maior faixa de medição de densidades de potência e a medição também de sinais de frequências na banda ISM de 5,725 a 5,875 GHz.

Verifica-se no projeto a validação dos aspectos teóricos nele abordados. A base fornecida pelas teorias de antenas e de circuitos eletrônicos, com destaque para o assunto sobre detecção a diodo, foi fundamental para a realização do projeto, cujos resultados experimentais de testes e medições, para os quais as referidas teorias também serviram de base na elaboração de métodos, as comprovaram com resultados coerentes.

Ressaltam-se ainda outros aspectos relevantes. Deve ser destacada a importância de se considerar a implementação física em projetos de antenas e circuitos de microondas e de se buscar modelos suficientemente precisos e adequados para os mesmos. Finalmente, observa-se a validação do uso de simuladores para auxílio no projeto, que puderam fornecer resultados próximos aos de uma implementação física, quando se utilizam modelos adequados.

Portanto, tem-se que, tendo o projeto finalizado, após se seguir com a sua realização de acordo com a metodologia estabelecida inicialmente, as metas e objetivos propostos foram alcançados.

## **5.9 Sugestões para trabalhos futuros**

Como algumas sugestões para trabalhos que podem ser realizados futuramente sobre o projeto, podem ser citadas algumas melhorias para o aumento da precisão assegurada pelo

sistema medidor de radiação, para um aprimoramento na reprodutibilidade do mesmo e para a possibilidade de sua operação em banda larga e em frequências mais elevadas.

Para o aumento da precisão do sistema medidor de radiação, podem ser feitas medições das antenas em câmara anecóica, para que todas as suas características possam ser determinadas de forma mais precisa, aumentando-se assim, como já foi discutido, a precisão das densidades de potência medidas.

O aprimoramento na reprodutibilidade do sistema medidor de radiação pode ser conseguido desenvolvendo-se métodos e utilizando-se ferramentas adequadas para uma construção precisa e reprodutível das antenas e dos circuitos.

A melhoria que pode ser feita, para a operação do sistema medidor de radiação em banda larga e em frequências mais elevadas, é o projeto do circuito detector a diodo com componentes que possam operar em banda larga e em frequências mais elevadas, e o projeto de novas antenas para banda larga e para frequências mais elevadas.

## REFERÊNCIAS

- [1] WOLFF, A. E.; KAUL R. **Microwave Engineering and Systems Applications**. 1. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [2] POZAR, D. M. **Microwave and RF Design of Wireless Systems**. 1. ed. New York: Artech House, 2001.
- [3] RAMO, S.; WHINNERY, J. R.; VAN DUZER, T. **Fields and Waves in Communication Electronics**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 1993.
- [4] BALANIS, C. A. **Antenna Theory – Analysis and Design**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [5] GARIBELLO, B. E. G.; **Antenas impressas compactas para sistemas de comunicação na banda ISM em 2,4GHz**. São Paulo: Universidade de São Paulo, 2005. Originalmente apresentada como dissertação de mestrado, Universidade de São Paulo, 2005.
- [6] SEDRA A. S.; SMITH K. C. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000.
- [7] HEWLETT PACKARD®. **Beam Lead Schottky Diodes for Mixers and Detectors (1 – 18 GHz)**. 5082-2229 5082-2264 5082-2299 5082-2509 5082-2510 5082-2709 5082-2716 5082-2767 5082-2768 5082-2769 5082-2778 5082-2779. Contém especificações do diodo 5082-2229. Disponível em: <<http://www.datasheetarchive.com/pdf-datasheets/Databooks-4/Book-18803.pdf>>. Acesso em: 30 jun. 2009.
- [8] HEWLETT PACKARD®. **Dynamic Range Extension of Schottky Detectors**. Application Note 956-5. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4\\_downld/lit/diodelit/an956-5.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4_downld/lit/diodelit/an956-5.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [9] MAXIM. **Micropower, Single-Supply, Rail-to-Rail, Precision Instrumentation Amplifiers**. MAX4194–MAX4197. Contém especificações do circuito integrado MAX4194. Disponível em: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4194-MAX4197.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2009.
- [10] ATMEL. **8-bit AVR® with 8K Bytes In-System Programmable Flash**. ATmega8 ATmega8L. Contém especificações do microcontrolador ATmega8. Disponível em: <[www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf)>. Acesso em: 30 jul. 2009.
- [11] NATIONAL SEMICONDUCTOR. **LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator**. Contém especificações do circuito integrado LM317. Disponível em: <[www.national.com/ds/LM/LM117.pdf](http://www.national.com/ds/LM/LM117.pdf)>. Acesso em: 17 jul. 2009.
- [12] SERWAY, R. A.; JEWETT JR., J. W. **Princípios de Física**. 3. ed. São Paulo: Pioneira Thomson Learning, 2004. v. 3.
- [13] RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de Microondas – Fundamentos e Aplicações**. 1. ed. São Paulo: Ed. Érica Ltda., 2008.
- [14] ORSINI, L. Q; CONSONNI, D. **Curso de Circuitos Elétricos**. 2. ed. São Paulo: Edgard Blücher, 2002. v. 1.

- [15] HEWLETT PACKARD®. **Square Law and Linear Detection**. Application Note 986. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an986.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an986.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [16] HEWLETT PACKARD®. **The Criterion for the Tangential Sensitivity Measurement**. Application Note 956-1. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an956-1.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an956-1.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [17] HEWLETT PACKARD®. **Flicker Noise in Schottky Diodes**. Application Note 956-3. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/5\\_downld/lit/diodelit/an956-3.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/5_downld/lit/diodelit/an956-3.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [18] HEWLETT PACKARD®. **Temperature Dependence of Schottky Detector Voltage Sensitivity**. Application Note 956-6. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an956-6.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an956-6.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [19] HEWLETT PACKARD®. **Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors**. Application Note 963. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an963.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an963.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [20] HEWLETT PACKARD®. **The Zero Bias Schottky Detector Diode**. Application Note 969. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an969.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an969.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [21] HEWLETT PACKARD®. **Is Bias Current Necessary?**. Application Note 987. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an987.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an987.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [22] HEWLETT PACKARD®. **All Schottky Diodes Are Zero Bias Detectors**. Application Note 988. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an988.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an988.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [23] HEWLETT PACKARD®. **Detector Simulation using Hewlett-Packard EESOF ADS Software**. Application Note 1156. Disponível em: <[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an1156.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an1156.pdf)>. Acesso em: 3 jul. 2009.
- [24] CHANG, K. **Microwave Solid-State Circuits and Applications**. 1. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1994.

## APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

```

#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>

/* definicoes de fatores de escala e deslocamento para as medidas */
#define ADC_REF          5.0000000          /* valor da tensão de referência para a
conversão A/D */
#define SCF_245          0.0691358          /* fator de escala das medidas para
operacao em 2,45 GHz */
#define SCF_58           0.1351454          /* fator de escala das medidas para operacao em
5,8 GHz */
#define SHF              -0.0050000        /* fator de deslocamento de polarização
*/

/* definicoes do microcontrolador */
#define SET_BIT(PORT, BITNUM) ((PORT) |= _BV(BITNUM))
#define CLEAR_BIT(PORT, BITNUM) ((PORT) &= ~(_BV(BITNUM)))
#define TOGGLE_BIT(PORT, BITNUM) ((PORT) ^= (_BV(BITNUM)))

/* configura o microcontrolador */
void initialize_UC (void){
    /* configuracoes I/O de portas */
    DDRB = 0b11111111;
    DDRD = 0b00001111;
    DDRC &= 0b11000000;

    /* configuracoes do conversor A/D */
    ADCSRA = ADCSRA|(1<<ADEN);
    /* habilita conversor A/D */
    ADCSRA = ADCSRA|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS1)|(1<<ADPS0);          /* clock dividido
por 128 */
    SREG = 0x00;
    /* desabilita interrupcoes */
}

/* envia um comando 'com' para o display e espera 'delay' ms */
void command_lcd (char com, int delay)
{
    CLEAR_BIT (PORTD, 1);
    CLEAR_BIT (PORTD, 0);
    PORTB = com;
    _delay_ms (1);
    SET_BIT (PORTD, 1);
    _delay_ms (1);
    CLEAR_BIT (PORTD, 1);
    _delay_ms (delay);
    PORTB = 0x00;
    _delay_ms (1);
}

/* inicializa o display para operacao com 8 vias */
void initialize_dp (void)
{
    char count;

    /* aguarda a energizacao do display */
    _delay_ms (15);

    /* envia 3 vezes o comando 0x30 */
    for (count = 0; count < 3; count++)
        command_lcd (0x30, 4);

    /* configura as condicoes de utilizacao: comunicacao em 8 vias, display de 2 linhas,
matriz de 7x5 */
    command_lcd (0x38, 1);

    /* limpa o display e posiciona o cursor na linha e coluna 1 */
    command_lcd (0x01, 2);

    /* configura o display e o cursor: ligar o display, sem cursor, sem cursor piscante */
    command_lcd (0x0C, 1);

    /* estabelece o modo de operacao: deslocamento automatico do cursor para a direita,
sem deslocamento da mensagem*/
    command_lcd (0x06, 1);
}

/* posiciona o cursor na posicao 'position' (0 a F) da linha 'line' (0x00 ou 0xFF) */
void place_lcd (char position, char line)
{
    if (line)
        command_lcd (0xC0 + position, 1);
    else

```

```

        command_lcd (0x80 + position, 1);
}

/* escreve um caractere no display */
void write_lcd (char data)
{
    CLEAR_BIT (PORTD, 1);
    SET_BIT (PORTD, 0);
    PORTB = data;
    _delay_ms (1);
    SET_BIT (PORTD, 1);
    _delay_ms (1);
    CLEAR_BIT (PORTD, 1);
    _delay_ms (1);
    CLEAR_BIT (PORTD, 0);
    PORTB = 0x00;
    _delay_ms (1);
}

/* faz conversão A/D nas portas PC0, PC1 e PC2 */
void adc (double *in, double *pot, double *bat){
    int aux1, aux2;

    /* limpa registradores */
    ADMUX = 0x00;
    ADCL = 0x00;
    ADCH = 0x00;

    /* faz a conversao na porta PC0 */
    ADMUX = ADMUX;
    ADCSRA = ADCSRA|(1<<ADSC); /* usar PC0 */
    while ((ADCSRA&(1<<ADSC));) /* iniciar conversao */
    /* aguardar conversao */

    /* pega os resultados e faz manipulacao de dados */
    aux1 = ADCL; /* bits menos
significativos */
    aux2 = ADCH; /* bits mais
significativos */
    aux2 = aux2<<8; /* desloca os bits
mais significativos */
    *in = ((double)ADC_REF*aux2)/1024; /* "concatena" os bits */
    /* ajusta o valor da conversao por fator
de escala */

    /* limpa registradores */
    ADMUX = 0x00;
    ADCL = 0x00;
    ADCH = 0x00;

    /* faz a conversao na porta PC1 */
    ADMUX = ADMUX|(1<<MUX0); /* usar PC1 */
    ADCSRA = ADCSRA|(1<<ADSC); /* iniciar conversao */
    while ((ADCSRA&(1<<ADSC));) /* aguardar conversao */

    /* pega os resultados e faz manipulacao de dados */
    aux1 = ADCL; /* bits menos
significativos */
    aux2 = ADCH; /* bits mais
significativos */
    aux2 = aux2<<8; /* desloca os bits
mais significativos */
    *pot = ((double)ADC_REF*aux2)/1024; /* "concatena" os bits */
    /* ajusta o valor da conversao por fator de
escala */

    /* limpa registradores */
    ADMUX = 0x00;
    ADCL = 0x00;
    ADCH = 0x00;

    /* faz a conversao na porta PC2 */
    ADMUX = ADMUX|(1<<MUX1); /* usar PC2 */
    ADCSRA = ADCSRA|(1<<ADSC); /* iniciar conversao */
    while ((ADCSRA&(1<<ADSC));) /* aguardar conversao */

    /* pega os resultados e faz manipulacao de dados */
    aux1 = ADCL; /* bits menos
significativos */
    aux2 = ADCH; /* bits mais
significativos */
    aux2 = aux2<<8; /* desloca os bits
mais significativos */
    *bat = ((double)ADC_REF*aux2)/1024; /* "concatena" os bits */
    /* ajusta o valor da conversao por fator de
escala */
}

```

```

/* decrenenta contador de temporizacao minima para mudanca de estado */
void counter_status (char *counter){
    if (*counter > 0x00)
        (*counter)--;
}

/* verifica se o usuario alterou o estado do equipamento */
void read_status (char *status, char *status_ch, char *counter){
    /* se o botao foi apertado (porta P07 em 0) */
    if (((PIND >> 7) & 1) && (*counter == 0x00)){
        /* altera o estado do equipamento */
        if (*status == 0x00)
            *status = 0xFF;
        else{
            if (*status == 0xFF)
                *status = 0x0F;
            else
                *status = 0x00;
        }
        *status_ch = 0xFF;
        /* reinicia o contador de temporizacao minima para mudanca de estado */
        *counter = 0x05;
    }
}

void write_head (char status, char *status_ch){
    /* se o estado do equipamento foi alterado */
    if (*status_ch == 0xFF){
        /* escreve 'MODO 2,45 GHz' na primeira linha do display se o estado for 0x00
        */
        if (status == 0x00){
            place_lcd (0x00, 0x00);
            write_lcd ('M');
            write_lcd ('O');
            write_lcd ('D');
            write_lcd ('O');
            write_lcd (' ');
            write_lcd ('2');
            write_lcd (',');
            write_lcd ('4');
            write_lcd ('5');
            write_lcd (' ');
            write_lcd ('G');
            write_lcd ('H');
            write_lcd ('z');
            write_lcd (' ');
            write_lcd (' ');
        }
        else{
            /* escreve 'MODO 5,8 GHz' na primeira linha do display se o estado
            for 0xFF */
            if (status == 0xFF){
                place_lcd (0x00, 0x00);
                write_lcd ('M');
                write_lcd ('O');
                write_lcd ('D');
                write_lcd ('O');
                write_lcd (' ');
                write_lcd ('5');
                write_lcd (',');
                write_lcd ('8');
                write_lcd (' ');
                write_lcd ('G');
                write_lcd ('H');
                write_lcd ('z');
                write_lcd (' ');
                write_lcd (' ');
            }
            /* escreve 'TESTE BATERIA' na primeira linha do display se o estado for
            0x0F */
            else{
                place_lcd (0x00, 0x00);
                write_lcd ('T');
                write_lcd ('E');
                write_lcd ('S');
                write_lcd ('T');
                write_lcd ('E');
                write_lcd (' ');
                write_lcd ('B');
                write_lcd ('A');
                write_lcd ('T');
            }
        }
    }
}

```

```

        write_lcd ('E');
        write_lcd ('R');
        write_lcd ('I');
        write_lcd ('A');
    }
    *status_ch = 0x00;
}

void write_data (char status){
    double in, pot, bat;
    char bat_int;
    char data[8];

    /* faz a conversao A/D das entradas */
    adc (&in, &pot, &bat);

    /* faz o ajuste de offset devido a diferenca de polarizacao para o fator de
    deslocamento menor ou igual a zero (offset de diferenca de polarizacao positivo) */
    if (SHF <= 0)
        in = in + SHF;

    if (in < 0)
        in = 0;
    if (pot < 0)
        pot = 0;
    if (bat < 0)
        bat = 0;

    /* faz o ajuste de offset devido a diferenca de polarizacao para o fator de
    deslocamento maior do que zero (offset de diferenca de polarizacao negativo) */
    if (SHF > 0 && in > 0)
        in = in - SHF;

    /* se a bateria estiver boa */
    if (bat >= 3.4){
        /* operacao como medidor */
        if (status == 0x00 || status == 0xFF){
            /* operacao em 2,45 GHz */
            if (status == 0x00){
                /* converte o resultado da conversao para valores em mw/cm2 */
                in = SCF_245*in*in;

                /* ajusta o valor de ajuste dos alarmes */
                pot = SCF_245*pot*pot;
            }
            /* operacao em 5,8 GHz */
            if (status == 0xFF){
                /* converte o resultado da conversao para valores em mw/cm2 */
                in = SCF_58*in*in;

                /* ajusta o valor de ajuste dos alarmes */
                pot = SCF_58*pot*pot;
            }
        }

        /* se a densidade de potencia medida for maior do os limites, escreve
        mensagem de aviso no display e dispara o alarme luminoso */
        if ((in > 1.4 && status == 0x00) || (in > 2.5 && status == 0xFF)){
            /* dispara o alarme luminoso */
            SET_BIT (PORTD, 2);
            /* escreve mensagem de overload na segunda linha do display */
            place_lcd (0x00, 0xFF);
            write_lcd ('L');
            write_lcd ('I');
            write_lcd ('M');
            write_lcd ('I');
            write_lcd ('T');
            write_lcd ('E');
            write_lcd (' ');
            write_lcd ('D');
            write_lcd ('E');
            write_lcd (' ');
            write_lcd ('E');
            write_lcd ('S');
            write_lcd ('C');
            write_lcd ('A');
            write_lcd ('L');
            write_lcd ('A');
        }
        /* se a densidade de potencia medida estiver dentro da faixa de
        medidas, escreve o valor no display */
        else{
            /* manipula dados para escrita */
            data[0] = in + '0';
            data[1] = '.';
            data[2] = (in*10)-((data[0]-'0')*10) + '0';

```

```

data[3] = (in*100)-((data[0]-'0')*100)-((data[2]-'0')*10) +'0';
data[4] = (in*1000)-((data[0]-'0')*1000)-((data[2]-'0')*100)-
((data[3]-'0')*10) +'0';
data[5] = (in*10000)-((data[0]-'0')*10000)-((data[2]-'0')*1000)-
((data[3]-'0')*100)-((data[4]-'0')*10) +'0';
data[6] = (in*100000)-((data[0]-'0')*100000)-((data[2]-
'0')*10000)-((data[3]-'0')*1000)-((data[4]-'0')*100)-((data[5]-'0')*10) +'0';
data[7] = (in*1000000)-((data[0]-'0')*1000000)-((data[2]-
'0')*100000)-((data[3]-'0')*10000)-((data[4]-'0')*1000)-((data[5]-'0')*100)-((data[6]-'0')*10)
+'0';

display */

/* escreve o valor da densidade de potencia na segunda linha do
place_lcd (0x00, 0xFF);
/* valores na faixa de 0 a 999 nW/cm2 */
if (in >= 0 && in < 0.001){
    if(data[5] == '0');
    else
        write_lcd (data[5]);
    if(data[6] == '0');
    else
        write_lcd (data[6]);
    write_lcd (data[7]);
    write_lcd (' ');
    write_lcd ('n');
    write_lcd ('w');
    write_lcd ('/');
    write_lcd ('c');
    write_lcd ('m');
    write_lcd ('2');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    if(data[5] == '0')
        write_lcd (' ');
    if(data[6] == '0')
        write_lcd (' ');
}
elseif
/* valores na faixa de 1 a 9.99 uW/cm2 */
if (in >= 0.001 && in < 0.01){
    write_lcd (data[4]);
    write_lcd (' ');
    write_lcd (data[5]);
    write_lcd (data[6]);
    write_lcd (' ');
    write_lcd ('u');
    write_lcd ('w');
    write_lcd ('/');
    write_lcd ('c');
    write_lcd ('m');
    write_lcd ('2');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
}
elseif
/* valores na faixa de 10 a 99.9 uW/cm2 */
if (in >= 0.01 && in < 0.1){
    write_lcd (data[3]);
    write_lcd (data[4]);
    write_lcd (' ');
    write_lcd (data[5]);
    write_lcd (' ');
    write_lcd ('u');
    write_lcd ('w');
    write_lcd ('/');
    write_lcd ('c');
    write_lcd ('m');
    write_lcd ('2');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
    write_lcd (' ');
}
elseif
/* valores na faixa de 100 a 999 uW/cm2
if (in >= 0.1 && in < 1.0){
    write_lcd (data[2]);
    write_lcd (data[3]);

```



```

        write_lcd (' ');
        write_lcd (' ');
        write_lcd (' ');
    }
}
/* se a bateria estiver ruim */
else{
    /* dispara o alarme luminoso */
    SET_BIT (PORTD, 2);
    /* escreve mensagem de aviso */
    place_lcd (0x00, 0xFF);
    write_lcd ('B');
    write_lcd ('A');
    write_lcd ('T');
    write_lcd ('E');
    write_lcd ('R');
    write_lcd ('I');
    write_lcd ('A');
    write_lcd (' ');
    write_lcd ('F');
    write_lcd ('R');
    write_lcd ('A');
    write_lcd ('C');
    write_lcd ('A');
    write_lcd ('I');
    write_lcd (' ');
}
}

int main (void){
    char status, status_ch, counter;

    /* inicializa o estado do equipamento (teste de bateria) */
    status = 0x0F;
    status_ch = 0xFF;
    counter = 0x00;

    initialize_uc ();
    initialize_dp ();

    while (1){
        counter_status (&counter);
        read_status (&status, &status_ch, &counter);
        write_head (status, &status_ch);
        write_data (status);
        _delay_ms (100);
    }

    return 0;
}

```

/\*  
pinos do microcontrolador

utilizacao	porta
LCD_DB0	PB0
LCD_DB1	PB1
LCD_DB2	PB2
LCD_DB3	PB3
LCD_DB4	PB4
LCD_DB5	PB5
LCD_DB6	PB6
LCD_DB7	PB7
LCD_RS	PD0
LCD_E	PD1
LED	PD2
BUZZER	PD3
ADC_IN	PC0
ADC_POT	PC1
ADC_BAT	PC2
D_S2	PD7

\*/

