
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Microondas e Óptica
DMO-FEEC-UNICAMP

**PROJETO DE CIRCUITOS CHAVEADORES COM
DIODOS PIN PARA ANTENAS QUASI-YAGI ATIVAS
APLICADO ÀS COMUNICAÇÕES MÓVEIS.**

Autor: Alex Sandro Ribeiro

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como um dos
pré-requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.*

Campinas, 23 de agosto de 2004.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

R355p Ribeiro, Alex Sandro
 Projeto de circuitos chaveadores com diodos PIN para
 antenas Quasi-Yagi ativas aplicado às comunicações móveis /
 Alex Sandro Ribeiro. --Campinas, SP: [s.n.], 2004.

 Orientador: Luiz Carlos Kretly.
 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
 Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
 Computação.

 1. Circuitos de microondas. 2. Antenas de microondas. 3.
 Diodos. 4. Amplificadores de radiofrequência. 5.
 Amplificadores de potencia. 6. Telefonia celular. 7.
 Interconexão de redes (Telecomunicações). I. Kretly, Luiz
 Carlos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
 Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

**PROJETO DE CIRCUITOS CHAVEADORES COM
DIODOS PIN PARA ANTENAS QUASI-YAGI ATIVAS
APLICADO ÀS COMUNICAÇÕES MÓVEIS.**

Autor: Alex Sandro Ribeiro

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de
Campinas, para preenchimento dos pré-requisitos parciais para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.*

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly - DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Maurício Silveira - DTE/INATEL

Prof. Dr. Sílvio Ernesto Barbin - PTC/EP/USP

Prof. Dr. Edson Moschim - DSIF/FEEC/UNICAMP

Campinas, 23 de agosto de 2004.

*“Quando a mente humana se expande para absorver uma nova idéia
ela jamais retorna às suas dimensões originais”*

Oliver Wendell Holmes

*Dedico esta dissertação
aos meus pais Marinaldo e Adaiza
e às minhas irmãs Gabriela e Graciela.*

Agradecimentos

Aos meus pais Marinaldo e Adaiza pelo afeto, exemplo de vida e atenção dispensadas, não somente durante a realização deste trabalho, mas por toda a minha existência.

Às minhas irmãs Gabriela e Graciela pelo carinho e atenção.

Ao DMO, à FEEC e à UNICAMP pela estrutura técnica proporcionada.

À CAPES e ao convênio Ericsson EDB(Ericsson Research Center Brazil), sob contrato Ericsson/Unicamp UNI.15, pelo apoio financeiro prestado.

Ao Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly pela oportunidade.

Agradecimento especial aos amigos Carlos Capovilla, pelas valorosas discussões que certamente ajudaram a enriquecer este trabalho, e a Marcelo Ribeiro, cuja ajuda foi imprescindível à realização das medidas de campo aberto.

Aos amigos e companheiros da FEEC: Alexandre Silva, André Távora, Eudemario Santana, Irênio Júnior, Hélcio Wagner por compartilhar os bons momentos, mas principalmente pelo apoio e incentivo proporcionado durante os maus momentos, sem os quais seria impossível concluir este trabalho.

Aos amigos da república: Carla, Fabio, Maya, Jaques, Júnior, Rogério, Vanessa, dentre vários outros que por lá passaram, pelo incentivo e amizade construída ao longo do tempo, mas principalmente por proporcionar-me um lar fora da minha família.

Enfim, agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo estabelecer uma metodologia de projeto para circuitos planares de microondas chaveados utilizando diodos *PIN* (*P-Intrinsic-N*). O propósito central deste trabalho é chavear antenas visando o “controle do feixe”, sendo a configuração utilizada facilmente adaptável para o uso em arranjos de antenas. As antenas ativas são baseadas no elemento quasi-Yagi, com amplificação no mesmo substrato utilizado-se um *LNA* (*Low Noise-Amplifier*). Estes circuitos visam a aplicação nos diversos sistemas de comunicações móveis *3G* e *4G*, podendo ser utilizados tanto na ERB quanto no terminal móvel, e também em outros padrões, tais como *Wi-Fi*, *Bluetooth*, *IEEE 802.16*, *IEEE 802.11* entre outros. São apresentadas todas as simulações, guias de projeto, tecnologias de implementação e as medidas de caracterização elétrica e de campo aberto para os protótipos construídos.

Palavras-Chave– Circuitos de microondas, Antenas Quasi-Yagi, Diodos PIN, Regras de projeto, Amplificadores de baixo ruído (LNA), Telefonia celular, Controle do feixe.

Abstract

This work aims to establish a design guide methodology for switching microwave planar circuits using *PIN* (P-Intrinsic-N) diodes. The main purpose of this work is switching antennas to make the beam steering, due to this property to be easily adapted for use in antenna arrays. The active antennas are based on quasi-Yagi element, with amplification on the same substrate using a *LNA* (Low Noise-Amplifier). This circuits can be applied in several 3G and 4G mobile communication systems either in base stations or in mobile terminals, and also with other standards, such as *Wi-Fi*, Bluetooth, IEEE 802.16, IEEE 802.11, and others. There are presented the simulations, design guidelines, implementation technology, and the measurements of the electrical characterization and open-air radiation pattern to the fabricated prototypes.

Index Terms– Microwave circuits, Quasi-Yagi antennas, PIN Diodes, Design guidelines, LNA, Cellular telephony, Beam steering.

Sumário

Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Abreviaturas	xiii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Motivação e objetivos	1
1.2 Estrutura da dissertação	2
Capítulo 2 Antenas <i>quasi-Yagi</i>	3
2.1 Fundamentos de antenas de microfita	3
2.2 Histórico das antenas <i>quasi-Yagi</i>	5
2.3 Projeto e construção	7
2.4 Características da antena	10
2.4.1 Largura de banda	10
2.4.2 Diretividade, ganho e eficiência	11
2.4.3 Polarização	13
2.5 Análise para variações na inclinação do dipolo	15
2.5.1 Dipolo inclinado para trás	16
2.5.2 Dipolo inclinado para frente	18

2.6	Dipolos com frações de comprimento de onda	19
2.6.1	Dipolo de $\lambda/2$	20
2.6.2	Dipolo de $3\lambda/8$	22
2.6.3	Dipolo de $\lambda/4$	23
2.6.4	Comparação dos resultados entre as antenas	25
2.7	Síntese do capítulo	26
Capítulo 3 Circuito chaveador usando diodos <i>PIN</i>		27
3.1	Fundamentos	27
3.1.1	Modelo para baixas e altas frequências	30
3.1.2	Modelo para a velocidade de chaveamento	32
3.1.3	Característica da resistência de <i>RF</i>	33
3.1.4	Potência dissipada	34
3.2	Aplicações	34
3.2.1	Chaves <i>SPST</i> e Atenuadores	35
3.2.2	Chaves multi-throw e atenuadores com múltiplos diodos	37
3.3	Teste e caracterização	40
3.3.1	Diodo <i>PIN</i> utilizado	40
3.3.2	Estrutura de teste	40
3.3.3	Testes com linha de maior impedância	44
3.4	Construção de uma chave <i>SPDT</i>	46
3.5	Síntese do capítulo	50
Capítulo 4 Antenas Ativas		51
4.1	<i>LNA</i>	51
4.1.1	Aplicações	51
4.1.2	Como usar os amplificadores	52
4.1.2.1	Estrutura de microfita	52
4.1.2.2	Cuidados com aterramento e efeitos parasitas	52
4.1.2.3	Técnicas de polarização	53
4.1.2.4	Levantamento do ganho do <i>LNA</i>	54
4.2	Antena ativa com uma porta para testes	55

4.2.1	Direcionamento do feixe	56
4.2.2	Medida do ganho relativo da antena ativa	57
4.3	Antena ativa em substrato de ϵ_r elevado	58
4.3.1	Projeto e teste de uma antena simples	58
4.3.2	Construção da antena ativa	61
4.4	Medida da resposta em frequência	63
4.5	Síntese do capítulo	64
Capítulo 5 Considerações finais		65
5.1	Conclusões	65
5.2	Sugestões para trabalhos futuros	66
Apêndice A Equipamentos e <i>softwares</i> utilizados neste trabalho		67
A.1	Equipamentos	67
A.2	<i>Softwares</i>	68
Apêndice B Estruturas planares de microfita		69
B.1	Técnicas de excitação via linha de microfita	69
B.2	Cálculo das linhas de microfita	70
B.3	Substrato para antenas de microfita	72
Apêndice C <i>Data sheets</i>		73
C.1	<i>Data sheet</i> do diodo <i>PIN</i>	73
C.2	<i>Data sheet</i> do <i>LNA</i>	75
Publicações resultantes deste trabalho		78
Referências Bibliográficas		79

Lista de Figuras

2.1	Estrutura típica de uma antena de microfita.	4
2.2	Esquemático de uma antena <i>Yagi-Uda</i>	5
2.3	Topologia da antena <i>quasi-Yagi</i>	6
2.4	Dimensões iniciais para projeto de uma antena <i>quasi-Yagi</i>	8
2.5	Antena <i>quasi-Yagi</i> construída.	9
2.6	Perda de Retorno da antena <i>quasi-Yagi</i>	11
2.7	Características simuladas da antena <i>quasi-Yagi</i>	13
2.8	Padrão de radiação <i>2D</i> da antena <i>quasi-Yagi</i>	14
2.9	Padrão de radiação <i>3D</i> da antena <i>quasi-Yagi</i>	15
2.10	Antena <i>quasi-Yagi tilted dipole</i>	16
2.11	Perda de Retorno da antena <i>quasi-Yagi tilted dipole</i>	17
2.12	Características simuladas da antena <i>quasi-Yagi tilted dipole</i>	17
2.13	Padrão de radiação da antena <i>quasi-Yagi tilted dipole</i>	18
2.14	Antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo inclinado para frente.	18
2.15	Características simuladas da antena com dipolo inclinado para frente.	19
2.16	Antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/2$	20
2.17	Perda de Retorno da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/2$	21
2.18	Características simuladas da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/2$	21
2.19	Antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $3\lambda/8$	22
2.20	Perda de Retorno da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $3\lambda/8$	22
2.21	Características simuladas da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $3\lambda/8$	23
2.22	Antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/4$	23
2.23	Perda de Retorno da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/4$	24
2.24	Características simuladas da antena <i>quasi-Yagi</i> com dipolo $\lambda/4$	24

2.25	Padrões de radiação medidos: comparação entre as antenas.	26
3.1	Modelamento básico para o diodo <i>PIN</i>	28
3.2	Resposta em frequência do diodo <i>PIN</i>	29
3.3	Característica <i>I-V</i> do diodo <i>PIN</i>	30
3.4	Tempo de transição da polarização direta para reversa.	32
3.5	Varição da resistência do diodo <i>PIN</i> em relação à corrente de polarização.	34
3.6	Chave <i>SPST</i> refletiva série.	35
3.7	Chave <i>SPST</i> refletiva paralelo.	36
3.8	Configurações para conexão de diodos <i>PIN</i>	38
3.9	Chaves <i>multi-throw</i>	39
3.10	Diodo <i>PIN</i> no microscópio (maior dimensão igual a $711,2 \mu m$).	40
3.11	Esquemático do teste inicial do <i>PIN</i> para simulação no <i>ADS</i>	41
3.12	Fotos do diodo <i>PIN</i>	42
3.13	Estrutura para caracterização do diodo <i>PIN</i>	43
3.14	Caracterização do diodo <i>PIN</i> usando linha de 50Ω	43
3.15	Esquemático da estrutura de testes para linha com maior impedância.	44
3.17	Densidade de corrente na estrutura de teste do diodo <i>PIN</i>	45
3.16	Esquemático da estrutura de teste do <i>PIN</i> para simulação no <i>ADS</i>	45
3.18	Placa de teste do diodo <i>PIN</i>	46
3.19	Caracterização do diodo <i>PIN</i> usando linhas de alta impedância.	47
3.20	Esquemático simplificado da chave <i>SPDT</i>	48
3.21	Esquemático da chave <i>SPDT</i> para simulação no <i>ADS</i>	49
3.22	Protótipo da chave <i>SPDT</i>	49
3.23	Perda por inserção e isolamento da chave <i>SPDT</i>	50
4.1	Configuração típica da polarização do <i>LNA</i>	54
4.2	Estrutura para medida do ganho do <i>LNA</i>	54
4.3	Diagrama simplificado da antena ativa.	55
4.4	Protótipo da antena ativa com porta para conexão do <i>DUT</i>	56
4.5	Padrão de radiação mostrando o deslocamento do feixe. O <i>DUT</i> utilizado foi a antena $3\lambda/8$	57

4.6	Medidas do ganho para a porta <i>DUT</i> e comparação do padrão de radiação.	58
4.7	Antena <i>quasi-Yagi</i> construída em substrato <i>Arlon1000</i> [®] com $\epsilon_r = 9,8$	59
4.8	Perda de retorno para antena em substrato <i>Arlon1000</i> [®] com $\epsilon_r = 9,8$	59
4.9	Padrão de radiação <i>3D</i> da antena <i>quasi-Yagi</i> em substrato <i>Arlon1000</i> [®] com $\epsilon_r =$ 9,8.	60
4.10	Protótipo da antena ativa em substrato <i>Arlon1000</i> [®] com $\epsilon_r = 9,8$	61
4.11	Padrão de radiação da antena <i>quasi-Yagi</i> ativa.	62
4.12	Medida da resposta em frequência de algumas das antenas construídas.	63
B.1	Seção transversal de uma linha de microfita e sua impedância característica.	70

Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre as características das antenas construídas.	25
3.1	Valores típicos para T_{RF} (tempo de transição reverso/direto) de um diodo <i>PIN</i> . . .	32

Lista de Abreviaturas

3G Sistemas de Terceira Geração

4G Sistemas de Quarta Geração

BW BandWidth

DSP Digital Signal Processing

DUT Device Under Test

ERB Estação Rádio Base

FCC Federal Communications Commission

FEEC Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

GPIO General Purpose Interface Bus - ANSI/IEEE Standard 488.1-1987

ISM Industrial, Scientific, and Medical

LNA Low-Noise Amplifier

MoM Method of Moments

PIFA Planar Inverted F Antenna

PIN P-Intrinsic-N

RF Radio Frequency

SMD Surface Mount Device

SPST Single-Pole Single-Throw

SPDT Single-Pole Double-Throw

UHF Ultra High Frequency

VSWR Voltage Standing Wave Ratio

WLAN Wireless Local Area Network

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Motivação e objetivos

Fazendo-se uma análise dos sistemas sem fio, vê-se que até a segunda geração dos sistemas celulares a atenção dos pesquisadores e engenheiros de telecomunicações estava voltada para o desenvolvimento da modulação, dos códigos e protocolos dos sistemas, de modo que a tecnologia relacionada às antenas não era tão explorada.

Uma vez instalados os sistemas, viu-se que havia a necessidade de algumas melhorias, de modo que se começou a focar outros itens que compunham o sistema, e hoje a antena desempenha papel fundamental na melhoria e surgimento de novos serviços. Exemplo disto é o crescente aumento no uso de sistemas *Wi-Fi*, *Bluetooth* e *IEEE 802.11*, que urge por antenas cada vez mais sofisticadas. O desenvolvimento de novas tecnologias neste campo apresenta caráter multidisciplinar que abrange desde a análise de novas geometrias para os arranjos até a criação de algoritmos para otimização do sinal recebido e rejeição das interferências, passando pelo desenvolvimento de redes de circuitos chaveadores e defasadores mais eficientes e econômicos, que possam gerenciar os arranjos de antenas.

A demanda por sistemas de comunicações sem fio vem aumentando significativamente nos últimos anos. Com isso, a necessidade de novos serviços e a melhora no desempenho dos sistemas já existentes fazem-se necessários. Dessa forma, a motivação deste trabalho é o projeto de antenas planares de banda larga visando aplicações nos sistemas de comunicações móveis atuais e nas próximas gerações. Implementações destas antenas sob a forma de antenas ativas integradas chaveadas através de circuitos também são desejáveis, devido à necessidade de miniaturização dos aparelhos e do direcionamento do feixe.

Especificamente, o objetivo deste trabalho é estudar as antenas planares *quasi-Yagi*, construí-las, caracterizá-las e implementá-las visando sua utilização na construção de antenas ativas, que serão chaveadas através de circuitos de microfitas construídos com diodos *PIN*.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação é constituída de cinco capítulos, sendo este primeiro uma introdução geral. Os três capítulos intermediários abrangem individualmente embasamento teórico, metodologia de projeto, técnicas de construção e medida dos protótipos, além da apresentação dos resultados obtidos. O último capítulo reserva-se às conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

O capítulo dois introduz a antena *quasi-Yagi*, mostrando as regras de projeto e melhoria da mesma, bem como o método aplicado à sua construção. Além disso, realizaram-se dois tipos de estudo nestas antenas: variações na inclinação e variações no comprimento do dipolo (elemento ativo da antena). O primeiro caso objetiva melhoria no ganho e na diretividade e o segundo a redução da área construída da antena.

O capítulo três apresenta o diodo *PIN*, seus fundamentos e aplicações. Dentre as aplicações apresentadas, elegeu-se algumas para construção, sendo escolhidas as chaves com duas entradas e uma saída, de modo que foram feitos projetos, simulações e medidas para todos os protótipos construídos.

O capítulo quatro faz uma junção do que foi abordado nos capítulos anteriores, objetivando a construção de uma antena *quasi-Yagi* ativa chaveada com diodos *PIN*, cujo sinal resultante da porta de saída é amplificado por um amplificador de baixo ruído. Esta configuração tem como meta realizar o direcionamento feixe das antenas ativas e prover um ganho em relação às antenas passivas.

O capítulo cinco traz as considerações finais, onde são relatadas as conclusões acerca dos objetivos e resultados obtidos nesta dissertação, sendo também propostas algumas sugestões para a realização de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Antenas quasi-Yagi

Este capítulo faz uma breve abordagem das antenas de microfita, introduzindo a antena *quasi-Yagi*, e apresenta as regras de projeto e construção da mesma. Adicionalmente, é realizado um estudo de variações no dipolo, que é o elemento radiador da antena *quasi-Yagi*, objetivando: melhoria na diretividade, para alterações na inclinação do dipolo, e redução da área construída, para variações no tamanho do dipolo.

2.1 Fundamentos de antenas de microfita

O conceito básico de antenas de microfita foi proposto pela primeira vez por Deschamps (1953) nos Estados Unidos, sendo que quase na mesma época uma patente foi emitida na França em nome de Gutton e Baissinot (1955). Contudo, somente 20 anos depois foram fabricadas as primeiras antenas de utilização prática devido ao acelerado desenvolvimento de técnicas fotográficas para impressão de circuitos no cobre, ao surgimento de bons substratos (com alta constante dielétrica, baixa tangente de perdas e propriedades térmicas e mecânicas mais atrativas) e a utilização de melhores modelos teóricos. As primeiras antenas de microfita foram desenvolvidas por Howell (1972) e Munson (1974). Desde então, inúmeras pesquisas voltadas ao desenvolvimento de antenas de microfita e seus arranjos vêm sendo realizadas, a ponto do elevado número de aplicações ser hoje um tópico de estudo em separado dentro do vasto campo das antenas para microondas.

Uma antena de microfita consiste basicamente de duas placas condutoras, paralelas, separadas por um substrato dielétrico, sendo uma placa o elemento radiador e a outra o plano de terra, conforme a Figura 2.1. O condutor normalmente utilizado é ouro ou cobre, e o elemento radiante pode assumir qualquer forma, mas são utilizados, para fins de simplificação da análise e construção, formas convencionais, tais como círculos e retângulos. Os substratos normalmente

utilizados são de alumina ou de fibras texturizadas com teflon, os quais apresentam permissividade relativa normalmente variando entre 2 e 10. Mais detalhes sobre a tecnologia de fabricação de antenas de microfita são mostrados em (Bahl e Bahrtia, 1980), (James et al., 1981) e (Caver e Mink, 1981).

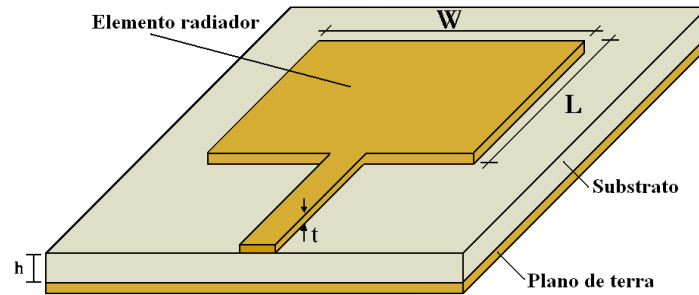


Figura 2.1: Estrutura típica de uma antena de microfita.

Comparadas às antenas de microondas tradicionais, as antenas de microfita apresentam diversas vantagens, podendo ser aplicadas numa larga escala de frequências que varia aproximadamente de 100 *MHz* a 100 *GHz*. De acordo com Garg et al. (2001) suas principais vantagens são:

- Pequeno peso e volume;
- Espessura reduzida podendo ser maleáveis e adaptáveis à diversas superfícies;
- Baixo custo e simplicidade de fabricação;
- Possibilidade de polarização linear e circular de acordo com a posição da alimentação;
- Antenas com frequência e polarização dual podem ser facilmente construídas;
- Podem ser facilmente integradas com circuitos de microondas;
- As linhas de alimentação e casamento de impedâncias podem ser fabricadas simultaneamente à estrutura da antena.

Apesar das inúmeras vantagens, as antenas de microfita também apresentam algumas limitações quando comparadas às antenas convencionais para microondas. Dentre elas pode-se citar:

- Largura de banda estreita;
- Baixo ganho;
- Baixa capacidade de radiação de potência;
- Antenas construídas em substratos com alta constante dielétrica possuem baixa eficiência e largura de banda reduzida.

Embora estas limitações existam, técnicas que procuram minimizar seus efeitos continuam em estudo, nas quais, por exemplo, a construção de arranjos é utilizada para aumento do ganho e da capacidade de radiação. Limitações associadas às ondas de superfície, tais como baixa eficiência, aumento do acoplamento mútuo, ganho reduzido e degradação do padrão de radiação podem ser melhorados através do uso de estruturas *PBG* (*Photonic BandGap*) (de Albuquerque Silva, 2002; de Oliveira, 2001).

2.2 Histórico das antenas *quasi-Yagi*

O laboratório de microondas da *UCLA* (Universidade da Califórnia em Los Angeles) começou a trabalhar em 1997 numa maneira de obter uma transição *CPS* (*Coplanar stripline*) para guia de onda. Estas transições são estruturas importantes na engenharia de microondas, por que possibilitam às ondas eletromagnéticas serem guiadas de forma eficaz e suave de um tipo de linha de transmissão para outro. Os membros deste grupo de pesquisa criaram um novo tipo de antena (Qian et al., 1998), a qual denominaram de antena *quasi-Yagi*, devido a mesma ser baseada nos conceitos da tradicional antena *Yagi-Uda*, cujos primeiros registros constam de uma revista de 1928 (Yagi, 1928).

A antena *Yagi-Uda* tradicional consiste de um arranjo linear de dipolos paralelos. Um esquemático da estrutura do arranjo parasita da antena *Yagi-Uda* é mostrado na Figura 2.2. A antena é alimentada diretamente através do *driver*, casado na frequência central da antena, e os outros são os refletores e diretores, casados respectivamente em frequências menores e maiores

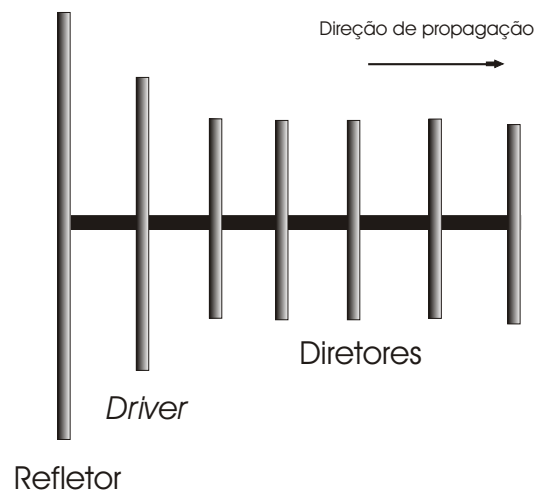


Figura 2.2: Esquemático de uma antena *Yagi-Uda*.

que a nominal. A mesma é popularmente usada em sistemas de recepção de rádio e *TV* devido à sua estrutura simples e ao ganho relativamente alto. Apesar de sua ampla difusão comercial, pouco sucesso foi obtido durante as tentativas de adaptá-la às frequências de microondas.

E o que a antena *quasi-Yagi* traz de novidade? Além de apresentar as vantagens pertinentes às antenas de microfita, a antena *quasi-Yagi* apresenta uma série de benefícios sobre as tradicionais antenas tubulares radiando no espaço livre, onde pode-se destacar dois casos: primeiro, a presença de um substrato dielétrico proporciona suporte mecânico para a antena, enquanto que no espaço livre, as antenas tubulares apresentam-se extremamente frágeis e difíceis de alimentar, principalmente em altas frequências. Segundo, fabricando-se a antena *quasi-Yagi* em um substrato de média ou alta permissividade ($\epsilon_r=4,0$ ou superior), implicará na redução de suas dimensões como um todo, resultando em um modelo compacto, medindo menos de meio comprimento de onda em qualquer direção. O pequeno tamanho da antena dá grande flexibilidade no espaçamento entre elementos caso a mesma venha a ser utilizada em um arranjo de antenas. Além disso, de modo diferente da *Yagi-Uda* tradicional, a *quasi-Yagi* utiliza-se de um plano de terra de microfita truncado, localizado anteriormente ao dipolo, atuando como um elemento refletor, conforme mostra a Figura 2.3.

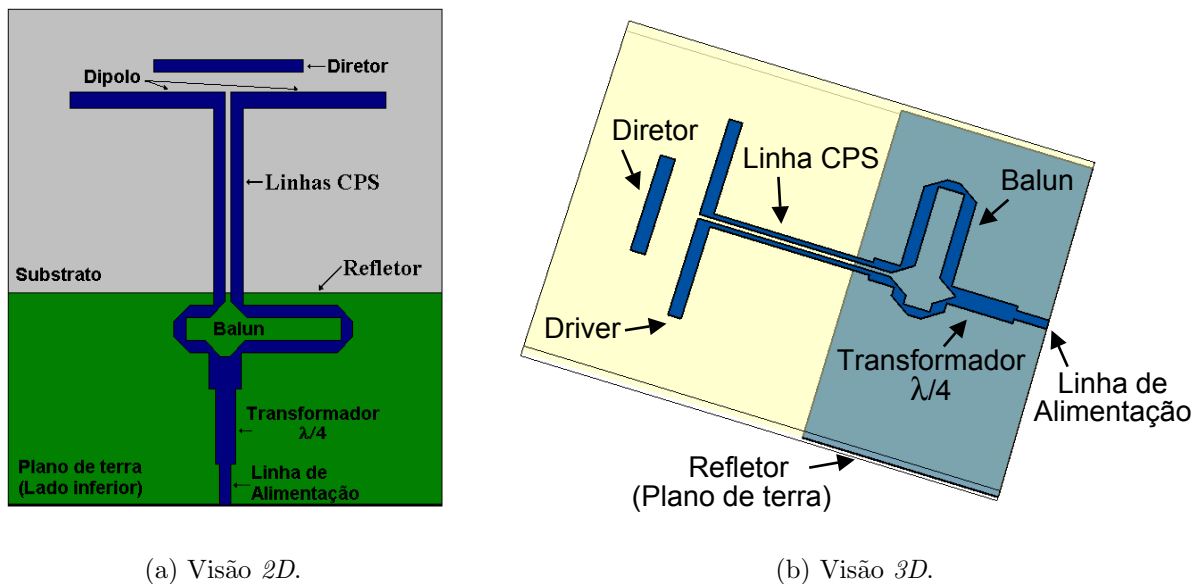


Figura 2.3: Topologia da antena *quasi-Yagi*.

O plano de terra truncado atua como um refletor ideal para o modo TE_0 (Transversal Elétrica - modo 0). As ondas de superfície TE_0 também servem para acoplar fortemente os elementos

do dipolo da antena *quasi-Yagi* desde que compartilhem o mesmo campo de polarização (Qian et al., July 1999). Devido às dependências das ondas de superfície, deve-se considerar como fator extremamente importante a escolha do substrato (Apêndice B.3). Isto porque o fenômeno das ondas de superfície tem extrema subordinação com o tipo de substrato utilizado (Inan e Inan, 1999; Gupta et al., 1996).

2.3 Projeto e construção

Escolheu-se usar o substrato *FR4*, que é constituído de fibra de vidro e resina possuindo $\varepsilon_r=4,8$, com espessura $h = 1,6 \text{ mm}$, devido a este possuir alta disponibilidade para aquisição no mercado, baixo custo, facilidade de manipulação para implementação dos protótipos e principalmente pela experiência de trabalho que o nosso grupo possui com este tipo de material, cujos projetos e implementações foram reconhecidos internacionalmente (Kretly et al., 2002a; Kretly e Capovilla, 2003).

Na visão da antena *quasi-Yagi* mostrada na Figura 2.3, vê-se em destaque os elementos principais, sendo estes: a linha de alimentação, o transformador de $\lambda/4$, o *balun*, as linhas *CPS* e os elementos refletor (plano de terra), *driver* (dipolo) e diretor.

Inicialmente, objetivou-se a implementação de um protótipo aplicável à faixa destinada à terceira geração de sistemas celulares (*3G*), ou seja, $\approx 1,85$ à $1,95 \text{ GHz}$. A impedância característica de uma linha de microfitas é definida como Z_0 , sendo que 50Ω é o valor padronizado para o casamento de impedâncias em grande parte dos sistemas atuais, de forma que utilizando a Equação B.4 (Apêndice B.2) obtem-se $W = 2,86 \text{ mm}$, sendo esta a espessura da linha de microfitas. Outros dois parâmetros importantes são o comprimento de onda no espaço livre, representado por λ_0 , que para a frequência de $1,9 \text{ GHz}$ possui o valor de $157,9 \text{ mm}$, e o comprimento de onda guiado no substrato, representado por λ_g , que é fornecido pela Equação 2.1:

$$\lambda_g \cong \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_{re}}} \cong \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (2.1)$$

onde: ε_{re} é dado pela Equação B.3 (Apêndice B.2) e corresponde à constante dielétrica efetiva no substrato. Para a frequência de $1,9 \text{ GHz}$ encontra-se λ_g igual a $83,4 \text{ mm}$.

Com a largura da linha de alimentação calculada para casamento em 50Ω , projetou-se o sistema de casamento entre a alimentação e o dipolo usado como *driver* da antena. O princípio

físico do *driver* planar é semelhante ao do *driver* convencional, tendo o mesmo a função de um transformador de impedância, casando a impedância da linha de alimentação com a do espaço livre (James et al., 1981). Normalmente, o comprimento ressonante do dipolo é calculado em relação ao dipolo convencional, diga-se $\lambda_g/2$ ou λ_g . Inicialmente adotou-se o valor de λ_g , conforme será abordado adiante, devido à necessidade desta dimensão para o casamento com a linha *CPS* acoplada em modo ímpar (Mongia et al., 1999). Voltando ao sistema de acoplamento entre o dipolo e a linha de alimentação, observou-se que a primeira necessidade seria dividir a linha de alimentação de microfita simples em uma linha de microfita coplanar, sendo isto possível através de um *balun* conectado a um adaptador $\lambda/4$, cujo valor da impedância característica é dado pela Equação 2.2:

$$Z_{T=\lambda_g/4} = \frac{Z_0^2}{Z_R} \quad (2.2)$$

Realizando o casamento entre os 50Ω da linha de alimentação (Z_0) com os 25Ω resultantes das duas linhas posteriores em paralelo (Z_R) e que formam o *balun*, tem-se uma impedância característica para a linha do transformador de $35,35 \Omega$. Utilizando novamente a Equação B.4 (Apêndice B.2) obtem-se um valor igual a $4,92 \text{ mm}$ para a largura da linha do transformador, enquanto seu comprimento, para a frequência de $1,9 \text{ GHz}$, é igual a $20,35 \text{ mm}$. Feito isso, existe a necessidade de se defasar uma das linhas em 180° , ou seja, uma das linhas deve ter um comprimento

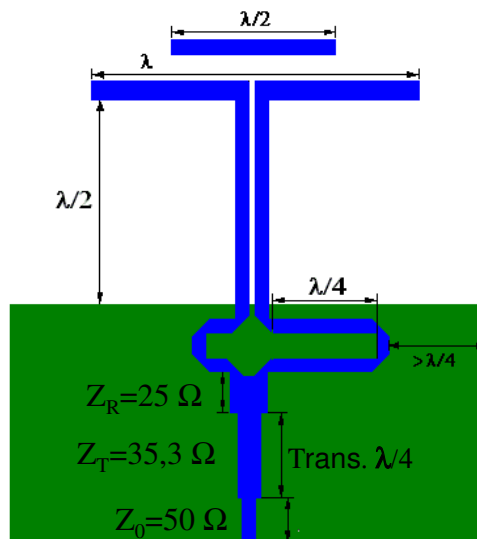


Figura 2.4: Dimensões iniciais para projeto de uma antena *quasi-Yagi*.

ISM. A faixa *ISM* foi liberada em 1985 pelo *FCC*, sendo utilizada atualmente na implantação dos sistemas *WLAN*, tais como *IEEE 802.11* e *802.16*. Assim, ao final de muitas iterações chegou-se a um resultado bastante satisfatório, sendo finalmente obtidas as dimensões finais para construção do protótipo, que são dadas em *mm* e apresentadas na Figura 2.5(a).

O protótipo foi construído através da tecnologia *laser* impresso, no qual o *layout* otimizado, usando as dimensões apresentadas na Figura 2.5(a), foi impresso na escala 1:1 em um papel especial do tipo SO41117 da *Epson*, utilizando-se uma impressora *HP LaserJet 1200 series*. O *layout* foi então prensado sobre uma placa limpa do substrato, a uma temperatura aproximada de 250°C, por cerca de 2 minutos. Após o resfriamento, o papel foi retirado, ficando o *layout* impresso na placa. Em seguida, a placa de cobre foi imersa numa solução com percloroeto férrico, que após a corrosão das áreas indesejáveis, resultou na antena propriamente dita. Por último, a placa foi limpa novamente para remoção do *toner* e um conector *SMA* de 50 Ω com diâmetro do condutor central de 1,25 *mm* foi soldado à linha de alimentação da antena para que a mesma pudesse ser conectada aos equipamentos de medição. A Figura 2.5(b) mostra o protótipo da antena *quasi-Yagi* confeccionada para operar em 1,9 *GHz* e também em 2,45 *GHz*.

2.4 Características da antena

Talvez a maior vantagem que a antena *quasi-Yagi* tenha a oferecer, a priori, seja a grande melhoria que ela proporciona em termos de largura de banda, uma vez que as antenas de microfita possuem a característica de terem uma largura de banda estreita.

2.4.1 Largura de banda

Um procedimento simples de aferição da faixa de operação, ou simplesmente largura de banda de uma antena, é definir um intervalo de frequências no qual o *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) ou coeficiente de onda estacionária, seja menor que um determinado valor especificado, podendo ser da ordem de 2:1, 2,5:1 e 3:1. Quando se utiliza um critério de radiação, costuma-se definir a largura da faixa de operação de um elemento radiador como sendo a faixa localizada entre os pontos de frequência nos quais as potências radiadas são metade da máxima potência radiada. Neste trabalho as duas definições acima serão consideradas como equivalentes.

Para garantir a operabilidade dos projetos apresentados nesta dissertação, o critério para análise da largura de banda adotado foi o do melhor caso, ou seja, *VSWR* 2:1 ou *VSWR* ≤ 2 , pois

nesse intervalo está garantido que pelo menos 90% da potência de entrada da antena será radiada (Salonen et al., 1999). Essa consideração é equivalente ao critério da perda de retorno, onde o parâmetro de espalhamento S_{11} é menor ou igual a -10 dB. Por convenção, nesta dissertação sempre se utilizará como parâmetro na análise de largura de banda a perda de retorno.

Dessa forma, definiu-se a largura de banda de um circuito, sendo normalmente expressa em porcentagem, como:

$$BW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} 100 \quad (2.3)$$

onde:

BW = *Bandwidth* ou Largura de banda;

f_2 = Máxima frequência de operação na qual $S_{11} \leq -10$ dB;

f_1 = Mínima frequência de operação na qual $S_{11} \leq -10$ dB;

f_0 = Frequência central de operação, dada por $(f_1 + f_2)/2$.

Na Figura 2.6 são mostrados os valores para perda de retorno obtidos via simulação realizada através do *software IE3D*. O resultado medido foi obtido através do analisador de rede vetorial *ZVRE* da *Rohde & Schwarz* (Apêndice A.1). A antena apresentou uma BW de 40% para a simulação e 41% para a medida.

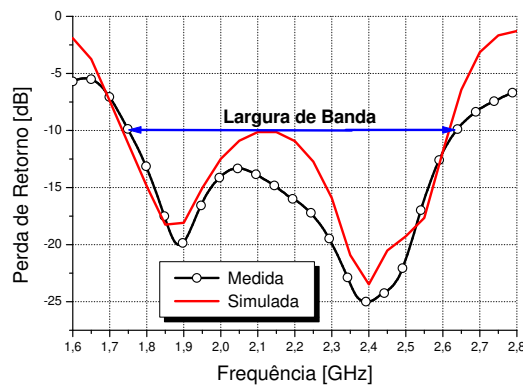


Figura 2.6: Perda de Retorno da antena *quasi-Yagi*.

2.4.2 Diretividade, ganho e eficiência

Além da perda de retorno, existem algumas outras características muito úteis para análise do desempenho das antenas. Estas características são: diretividade, ganho e eficiência.

A diretividade é definida como sendo a razão entre a intensidade máxima de radiação (U_{\max}) em uma dada direção da antena e a intensidade média de radiação em todas as direções (U_0). A intensidade média de radiação é igual à potência total radiada pela antena dividido por 4π . Se a direção não for especificada, fica subentendido o uso da direção de máxima intensidade de radiação (Balanis, 1997). Escrevendo matematicamente, tem-se que:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2.4)$$

O ganho de uma antena está intimamente relacionado a sua diretividade, sendo uma medida que leva em conta a eficiência da antena bem como sua característica direcional. O ganho absoluto de uma antena em uma dada direção é definido como a razão entre a intensidade de radiação, em uma dada direção do espaço, e a potência total na entrada da antena (P_{ent}) dividido por 4π . O ganho é dado pela Equação 2.5, e no caso de uma antena sem perdas, o ganho seria igual a diretividade.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{ent}} \quad (2.5)$$

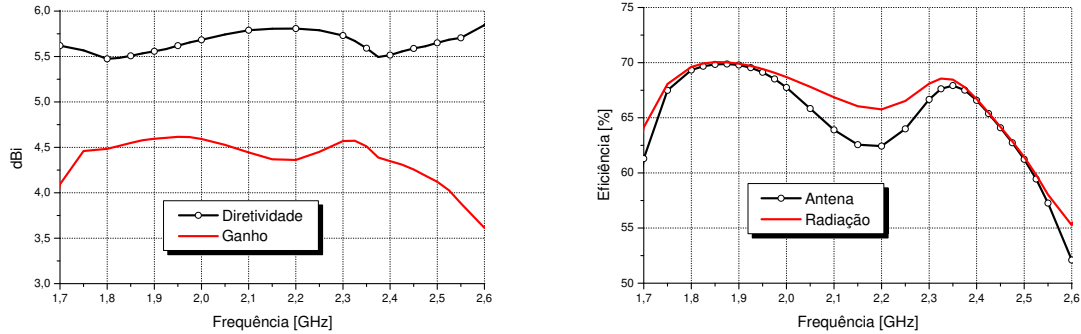
A eficiência de radiação é definida pela razão da potência total radiada dividida pela potência total de entrada da antena. Outra definição é dada como sendo a razão do ganho pela diretividade da antena, tendo-se então:

$$E_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (2.6)$$

A eficiência da antena é definida pela razão da potência total radiada dividida pela potência total da fonte do sinal, sendo:

$$E_{ant} = \frac{P_{rad}}{P_{fonte}} \quad (2.7)$$

Uma vez definidas diretividade, ganho e eficiência, são apresentados os valores dos mesmos, obtidos via simulação no *IE3D*, na Figura 2.7, onde a diretividade e o ganho, para a frequência de 1,9 GHz, vistos na Figura 2.7(a) ficam em torno de 5,6 dBi e 4,6 dBi, respectivamente. Já a eficiência de radiação e da antena, para a mesma frequência, vistas na Figura 2.7(b) ficam em torno de 70%. As eficiências de radiação e da antena são aproximadamente iguais devido ao



(a) Diretividade e Ganho.

(b) Eficiências de radiação e da antena.

Figura 2.7: Características simuladas da antena *quasi-Yagi*.

bom casamento de impedâncias da antena com a linha de alimentação, de forma que as reflexões na entrada são mínimas para esta faixa de frequências. É importante destacar que estes valores variam de acordo com o valor da $\tan \delta$ (tangente de perdas) do substrato, e neste trabalho, após algumas aproximações, foi utilizado o valor de 0,025 (Morgan, 2000). Caso tivesse sido mantido o valor padrão do $IE3D$, que é 0,001, e portanto 25 vezes menor que o utilizado, seriam obtidas eficiências superiores a 95% para a mesma antena.

2.4.3 Polarização

A onda eletromagnética radiada por uma antena se propaga no espaço livre e consiste dos componentes de campo elétrico e magnético, sendo estes ortogonais entre si. Dessa forma, a polarização de uma antena é definida pela posição da antena em relação à terra, ou melhor, pela posição do vetor campo elétrico (Rios e Perri, 2002). Então, se o vetor campo elétrico estiver na horizontal, dir-se-á que a antena é polarizada horizontalmente. A conveniência do uso de um ou outro tipo de polarização pode ser importante para o funcionamento das antenas, como ocorre nas instalações domésticas de televisão, que no Brasil utilizam polarização horizontal e que não geram problemas sérios de instalação, diferentemente de alguns países que fazem uso da polarização vertical, o que aumenta as exigências de instalação.

Os sistemas de comunicações móveis operando na banda de *UHF* (*Ultra High Frequency*) (300 *MHz* à 3 *GHz*) transmitem ondas polarizadas verticalmente de suas antenas nas estações rádio-base. Os muitos obstáculos no caminho da propagação refletem e difratam as ondas transmitidas gerando uma proporção de componentes polarizados horizontalmente. A este fenômeno da-se o

nome de polarização cruzada (Arai, 2001). Dentre as medidas de propagação que caracterizam um sistema móvel numa dada área, uma das mais importantes é a da razão de polarização cruzada, que é dada pela razão das medidas de faixa estreita para as componentes polarizadas verticalmente e horizontalmente.

Sabendo-se que as antenas poderão operar em ambientes externos sujeitos a múltiplas reflexões devido à prédios, árvores ou quaisquer outros obstáculos fixos ou móveis, foram realizadas medidas quantitativas a fim de caracterizar as antenas em campo aberto. Desta forma, utilizando-se a estrutura existente no laboratório *LE-15* da *FEEC*, montou-se um *setup* de medidas que consiste em uma antena corneta transmissora modelo 615 da Narda Microline (Apêndice A.1), a qual possui faixa de operação de 1,7 GHz a 2,6 GHz, sendo a mesma ligada a um gerador de sinais *HP83630B* no *LE-15* via cabos de baixa atenuação. Assim, a antena em teste será a antena receptora, estando esta num suporte ligado a um motor de passo, que encontra-se no alto de uma torre com visada direta para a antena transmissora.

A antena receptora é ligada via cabos a um analisador de espectro *HP 8593E* (Apêndice A.1), que é controlado pelo *software Labview* por meio de uma conexão *GPIB*, através da qual é feita a aquisição das medidas. Este *setup* já foi utilizado por nosso grupo em outros projetos, proporcionando resultados satisfatórios na medida do padrão de radiação (Capovilla, 2004) e na análise da degradação de uma portadora *CDMA* em campo aberto (Júnior, 2002).

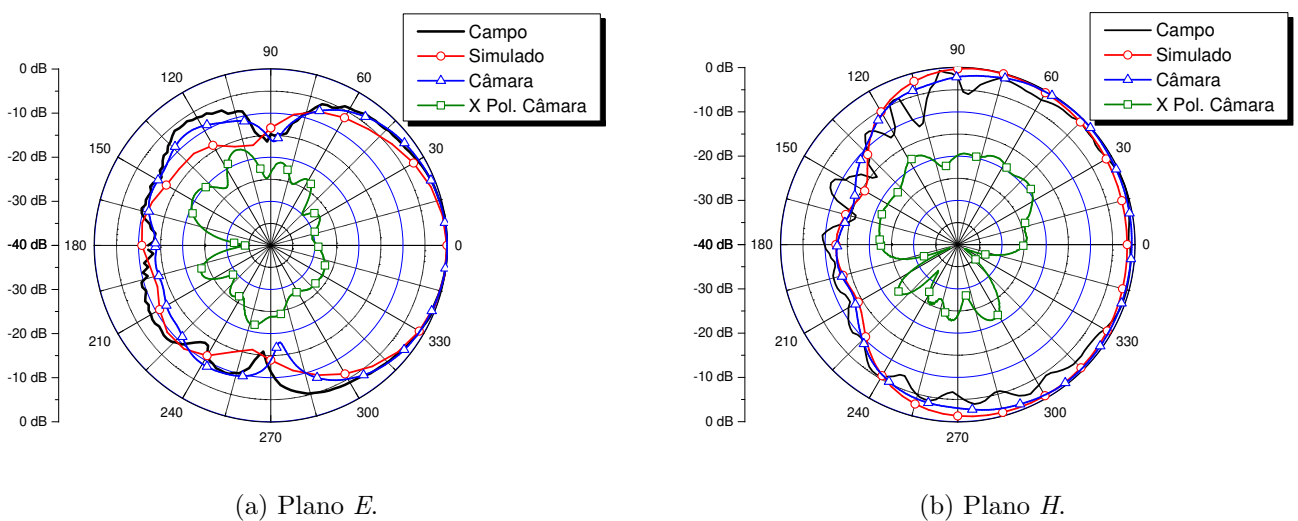
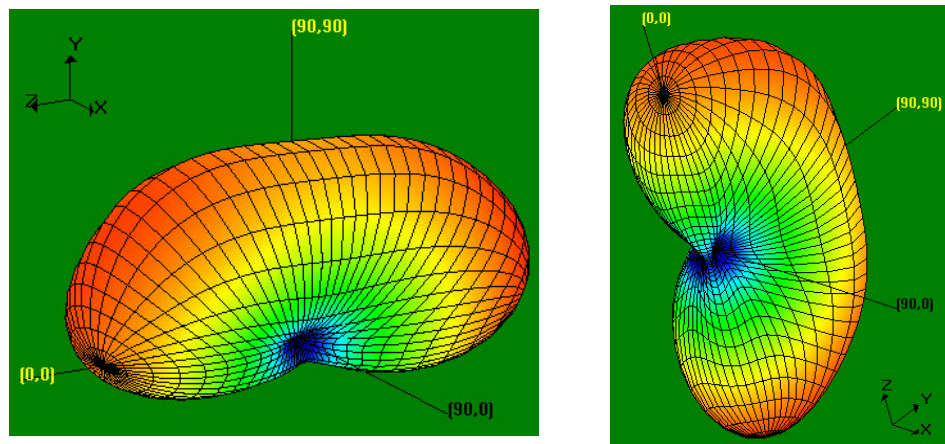


Figura 2.8: Padrão de radiação *2D* da antena *quasi-Yagi*.

(a) Antena em pé (plano XY).(b) Antena semi-deitada (plano XY).Figura 2.9: Padrão de radiação 3D da antena *quasi-Yagi*.

Também se realizou algumas medidas na câmara anecóica do *IFI* (*Instituto de Fomento e coordenação Industrial*), localizado no *CTA* (Centro Tecnológico da Aeronáutica) em São José dos Campos - SP. A Figura 2.8 mostra o diagrama de radiação 2D da antena, incluindo a polarização cruzada (X Pol - medida somente na câmara anecoica), sendo que esta apresenta níveis 20 *dB* abaixo da polarização direta. A Figura 2.9 mostra o diagrama numa visão tridimensional, estando a antena posicionada no plano XY .

2.5 Análise para variações na inclinação do dipolo

Nesta seção e na próxima será analisado o comportamento da antena *quasi-Yagi* quando o dipolo sofre variações, sejam elas de inclinação ou de tamanho do mesmo, objetivando melhora na diretividade e redução nas dimensões da antena, respectivamente. Um estudo similar, mas sem o intuito de reduzir o tamanho da antena, foi realizado e apresentado recentemente por Capovilla (2004). Em seu trabalho, objetivou-se substituir o dipolo por outros elementos radiadores, que possuíssem diferentes formas geométricas, tais como *patches* ou *meanders*. Outra análise por ele realizada, teve como objetivo adicionar novos diretores à antena *quasi-Yagi* apresentada nas seções anteriores, com o objetivo maior de prover um aumento na diretividade.

2.5.1 Dipolo inclinado para trás

Com o intuito de melhorar a diretividade da antena *quasi-Yagi*, foi proposto a realização de variações na inclinação do dipolo, que é formado por dois monopolos com uma abertura de 180° , sendo este considerado um caso particular das antenas em V. Assim, com base na teoria das antenas em V (Thiele e Junior, 1980), onde o ângulo entre os monopolos varia de acordo o comprimento de onda dos mesmos, realizou-se o primeiro teste, inclinando cada monopolo para trás de um ângulo de 30° , ou seja, o ângulo inicial que era de 180° passou a ser de 240° no sentido da propagação das ondas, conforme mostra a Figura 2.10(a). O projeto foi elaborado levando-se em conta as mesmas características básicas da antena *quasi-Yagi* descritas anteriormente e após a realização das simulações no *IE3D* e suas devidas correções para ajuste às frequências de $1,9\text{ GHz}$ e $2,45\text{ GHz}$, obteve-se as dimensões finais mostradas na Figura 2.10(a). Dado que a antena possui o dipolo inclinado, então a mesma foi denominada de *tilted dipole* ou simplesmente *TD*, a qual teve seus resultados publicados e apresentados no *IMOC'03* (Kretly e Ribeiro, 2003).

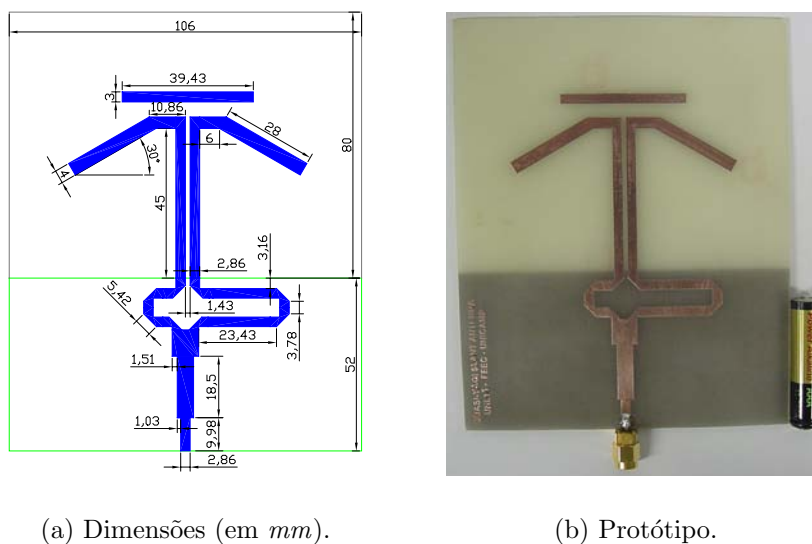


Figura 2.10: Antena *quasi-Yagi tilted dipole*.

Utilizando-se a mesma técnica para fabricação do protótipo descrita na seção 2.3, contruiu-se a antena *TD*, sendo a mesma mostrada na Figura 2.10(b). Os resultados simulados e medidos para a perda de retorno são apresentados na Figura 2.11, onde se observa que a antena apresenta uma *BW* de $37,2\%$ e $33,8\%$ para a simulação e medidas, respectivamente.

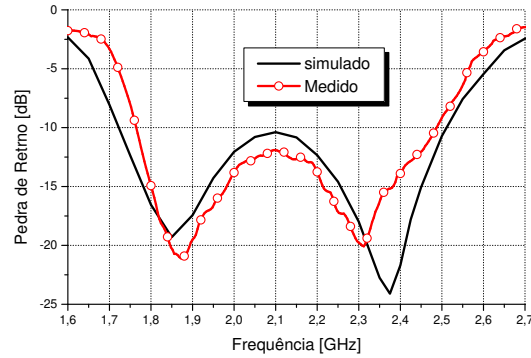
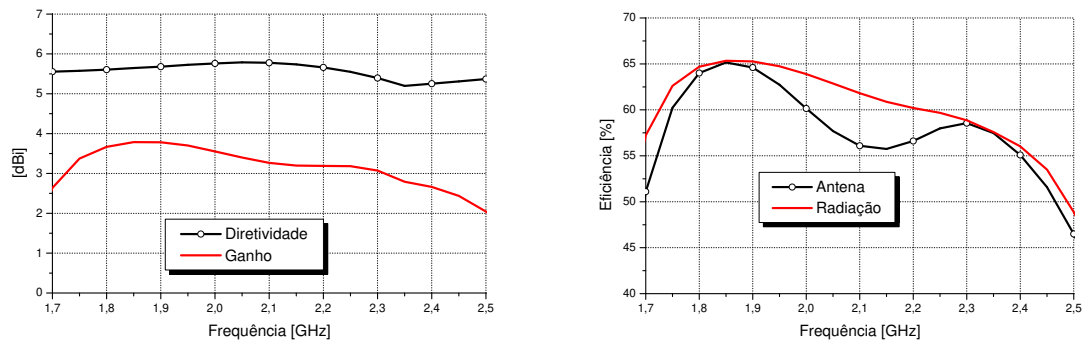


Figura 2.11: Perda de Retorno da antena *quasi-Yagi tilted dipole*.

A diretividade e o ganho, que foram os motivadores da construção deste novo protótipo, apresentaram uma pequena alteração, como pode ser visto na Figura 2.12(a). A diretividade manteve-se estável para a faixa de 1,9 GHz, mas apresentou uma pequena alteração para as frequências mais altas. Já o ganho, que se mostrou praticamente estável para a antena *quasi-Yagi*, teve um comportamento descendente à medida que a frequência aumentava, apresentando valor igual ao da antena *quasi-Yagi* para a frequência de 1,9 GHz, mas com uma considerável redução para as frequências seguintes, especialmente para 2,45 GHz. O mesmo fato ocorreu com a eficiência, que apresentou um decréscimo de 4% para 1,9 GHz e 10% para 2,45 GHz em relação aos valores obtidos para a antena *quasi-Yagi*, como é mostrado na Figura 2.12(b).

O padrão de radiação da antena *TD* nos planos *E* e *H*, medidos para a frequência de 1,9 GHz, são apresentados na Figura 2.13. Eles apresentam boa concordância com os resultados simulados,



(a) Diretividade e Ganho.

(b) Eficiências de radiação e da antena.

Figura 2.12: Características simuladas da antena *quasi-Yagi tilted dipole*.

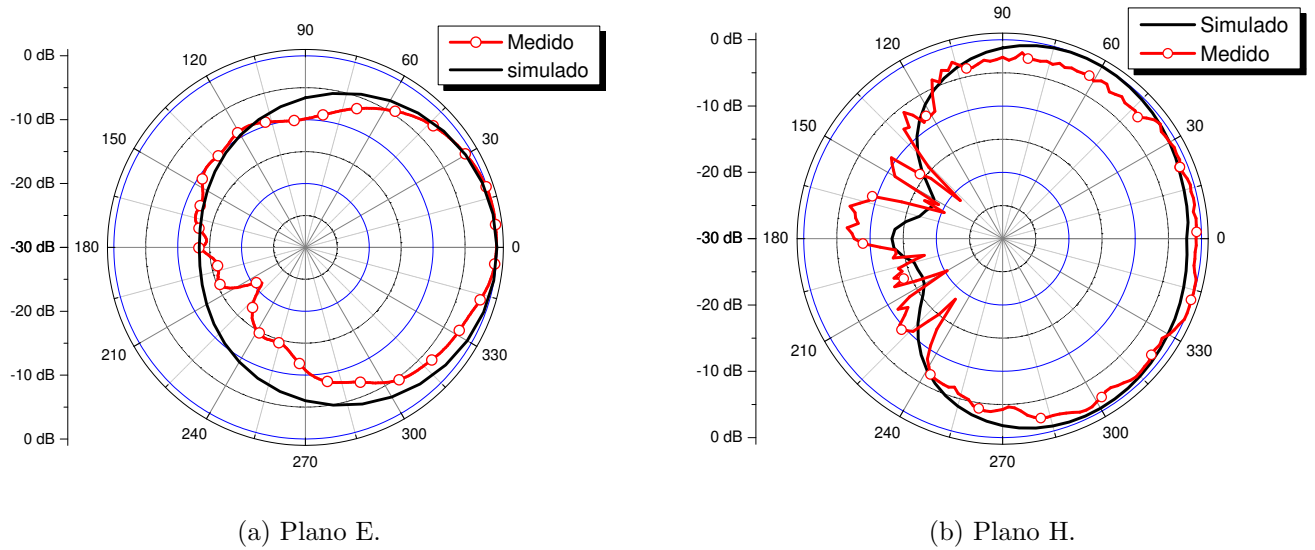


Figura 2.13: Padrão de radiação da antena *quasi-Yagi tilted dipole*.

embora os medidos apresentem algumas discrepâncias devido às reflexões no prédio da *FEEC* ou nos automóveis que circulam pela rua ao lado da torre de recepção.

2.5.2 Dipolo inclinado para frente

Utilizando-se dos mesmos princípios apresentados na seção anterior, realizou-se uma redução no ângulo entre os monopolos. Assim, os monopolos foram inclinados para cima de um ângulo de 30° , ou seja, a abertura inicial que era de 180° foi reduzida em 60° , passando a ser de 120° no sentido da propagação, conforme mostra a Figura 2.14(a). Deve-se destacar que o ângulo de

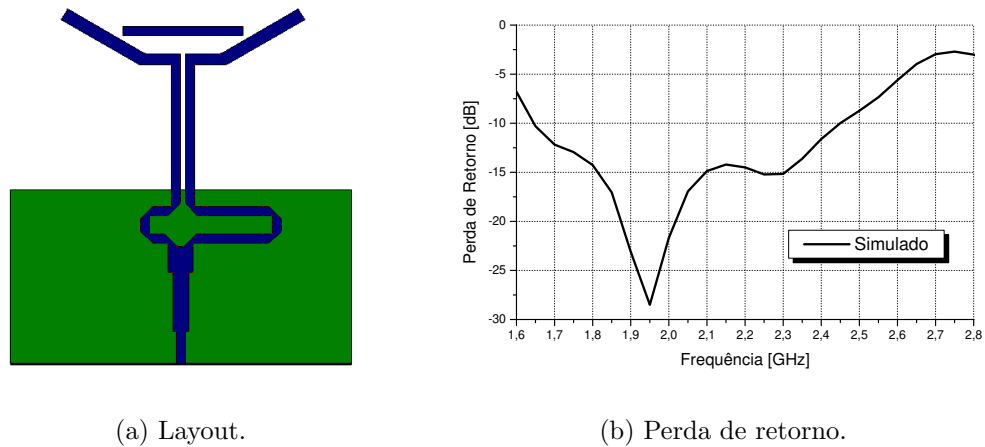


Figura 2.14: Antena *quasi-Yagi* com dipolo inclinado para frente.

inclinação utilizado poderia ter outro valor, mas escolheu-se 30° por este valor não ser muito grande e a componente na direção paralela ao plano de terra ($L \cdot \cos \theta$, onde L é o comprimento do monopolo) representar 86% do valor total do dipolo padrão.

O *layout* e a perda de retorno simulada para esta antena são mostrados na Figura 2.14, sendo encontrado uma BW de 38% para a perda de retorno simulada.

A diretividade e o ganho simulados são apresentados na Figura 2.15(a), e seus valores são ligeiramente inferiores aos da antena TD . A eficiência de radiação e da antena mostrada na Figura 2.15(b) também apresentou valores menores que os da antena TD , e devido a este fato não se construiu o protótipo para esta antena.

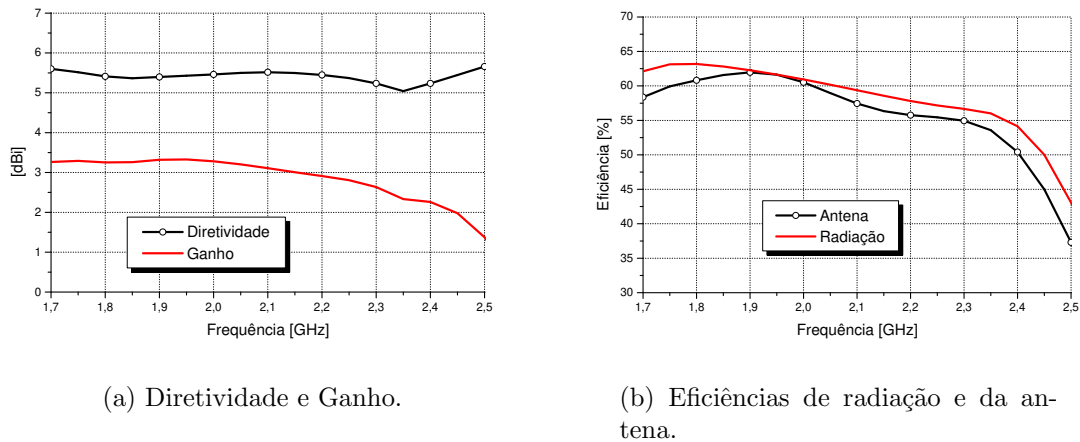


Figura 2.15: Características simuladas da antena com dipolo inclinado para frente.

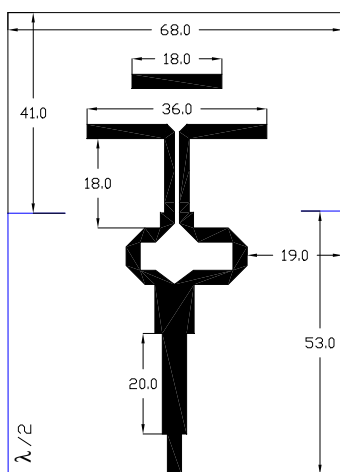
2.6 Dipolos com frações de comprimento de onda

Na seção anterior realizaram-se alterações na inclinação do dipolo objetivando uma possível melhora na diretividade e no ganho. Nesta seção ir-se-á alterar os tamanhos físicos do dipolo, utilizando-os com frações de comprimento de onda, e para tal, foi tomado como referência os valores comumente utilizados nos sistemas de comunicação, ou seja, $\lambda/2$, $3\lambda/8$ e $\lambda/4$. O objetivo destas alterações é conseguir uma considerável redução nas dimensões da antena, visando a utilização das mesmas nos aparelhos móveis atuais e nos futuros terminais que utilizarão os sistemas $3G$ e $4G$. A seguir serão apresentadas as antenas, sendo que os dipolos têm comprimentos relativos à primeira antena apresentada nesta dissertação, ou seja, a antena *quasi-Yagi* com dipolo de comprimento λ . É importante frisar que o comprimento λ referido é o comprimento de onda

guiado no substrato, λ_g , explicado anteriormente, e que daqui em diante será tratado somente por λ .

2.6.1 Dipolo de $\lambda/2$

O projeto de uma antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/2$ é completamente baseado nas regras de projeto apresentadas na seção 2.3, mas com uma redução no comprimento do dipolo de λ para $\lambda/2$. Este fato implica na redução das dimensões da maioria dos componentes da antena, sendo somente mantidas as dimensões da linha de alimentação e do transformador de $\lambda/4$, o que impede consideravelmente a redução total das dimensões da antena. Dessa forma a área destinada a alocar o *balun*, o transformador de $\lambda/4$ e a linha de alimentação terá sua altura (direção y) mantida, mas a espessura (direção x) irá diminuir devido a uma redução no tamanho do *balun*, que antes introduzia uma defasagem de $\lambda/2$ no sinal, e que agora deve ser somente de $\lambda/4$, de modo que se continue obtendo, na junção com o transformador de $\lambda/4$, um acoplamento de modo ímpar. De uma maneira geral, as maiores reduções são no dipolo, no diretor (que também é reduzido pela metade), nas distâncias do dipolo para o plano de terra (refletor) e na largura do plano de terra, que deve manter uma distância de $\lambda/4$ do *balun*. Sendo assim, realizaram-se as primeiras simulações e após os devidos ajustes para a frequência de 1,9 GHz, obtiveram-se as



(a) Dimensões (em mm).



(b) Protótipo

Figura 2.16: Antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/2$.

dimensões finais apresentadas na Figura 2.16(a), as quais foram utilizadas para a construção do protótipo seguindo as técnicas descritas anteriormente, sendo este mostrado na Figura 2.16(b).

Durante as simulações notou-se que houve uma redução na largura de banda da antena, confirmada através da medida da perda de retorno, cujos resultados são mostrados na Figura 2.17. Dessa forma uma BW de 33% foi obtida na simulação, enquanto a medida forneceu uma BW de 30%.

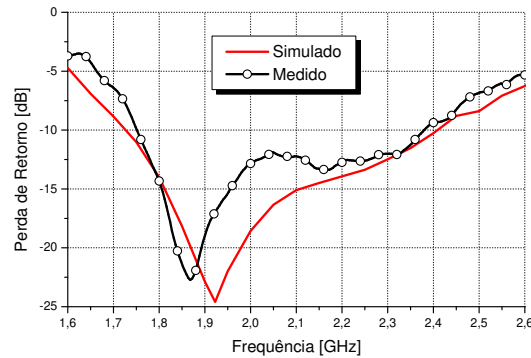
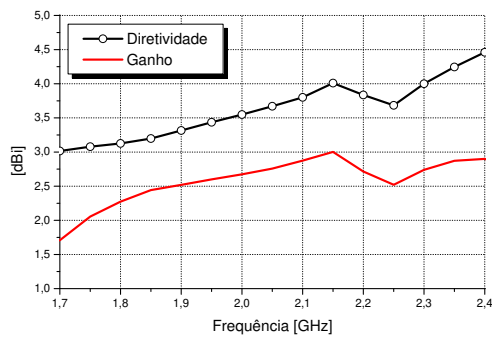
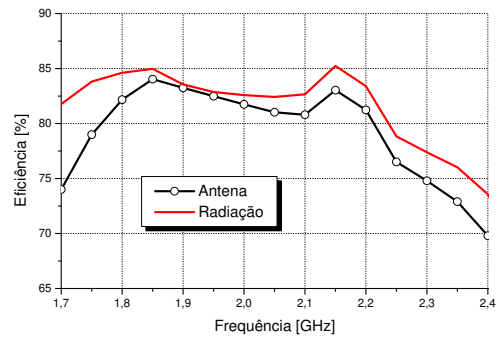


Figura 2.17: Perda de Retorno da antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/2$.

A Figura 2.18(a) mostra os valores da diretividade e do ganho em função da frequência, onde se observa uma diretividade de 3,3 dB_i e um ganho de 2,6 dB_i para a frequência de 1,9 GHz . A eficiência da antena e de radiação é mostrada na Figura 2.18(b) e para a mesma frequência se tem uma eficiência em torno de 83%.



(a) Diretividade e ganho.



(b) Eficiência de radiação e da antena.

Figura 2.18: Características simuladas da antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/2$

2.6.2 Dipolo de $3\lambda/8$

De maneira similar a da seção anterior, calculou-se o tamanho de um dipolo $3\lambda/8$ e projetaram-se as dimensões iniciais da antena. Após os devidos ajustes para obtenção da frequência desejada, que é função da distância do dipolo ao plano de terra e também do comprimento do *balun*, obteve-se as dimensões otimizadas e construiu-se o protótipo da antena, sendo ambos apresentados na Figura 2.19.

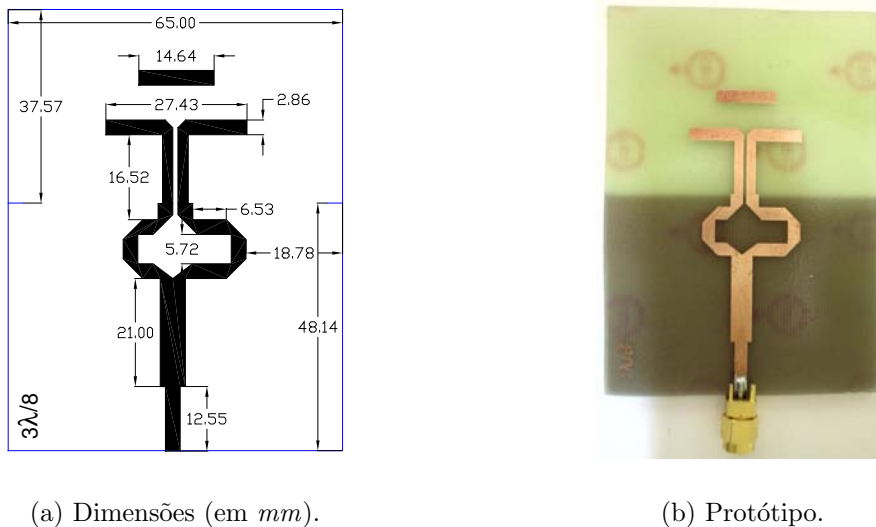


Figura 2.19: Antena *quasi-Yagi* com dipolo $3\lambda/8$.

A perda de retorno simulada e medida mostram uma redução na largura de banda ainda maior que a obtida para o dipolo $\lambda/2$. A Figura 2.20 mostra os resultados simulados e medidos, onde observa-se uma *BW* de 24,6% e 21,5% para a simulação e medida, respectivamente.

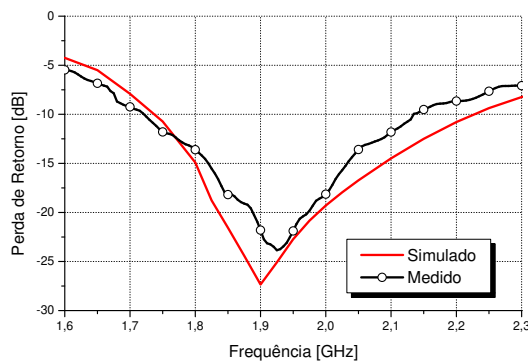
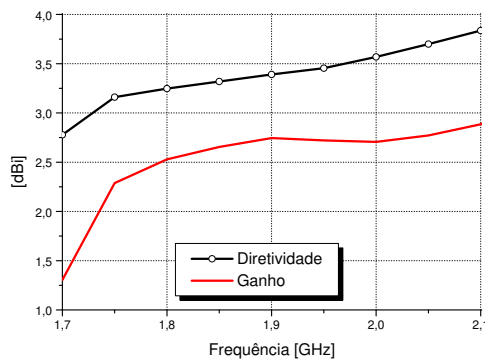


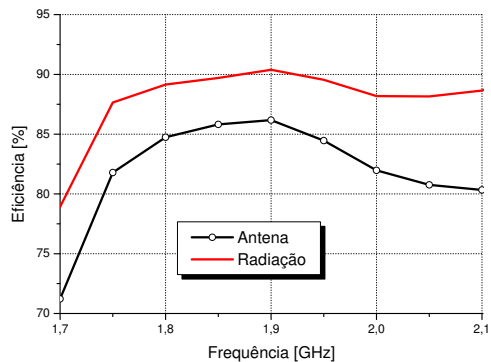
Figura 2.20: Perda de Retorno da antena *quasi-Yagi* com dipolo $3\lambda/8$.

A diretividade e o ganho também apresentaram valores inferiores aos do dipolo $\lambda/2$, e consequentemente piores que os da antena *quasi-Yagi*. Na Figura 2.21(a) observa-se uma diretividade

de 3,4 *dBi* e um ganho de 2,7 *dBi* para a frequência de 1,9 *GHz*. A eficiência de radiação e da antenna ficaram em 90% e 86%, respectivamente, sendo os gráficos das mesmas apresentado na Figura 2.21(b).



(a) Diretividade e ganho.

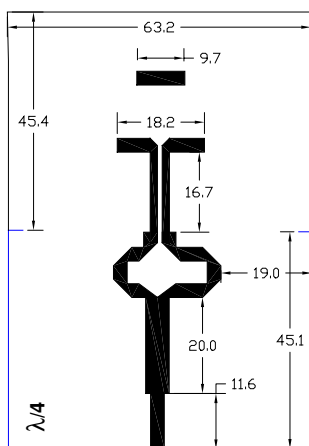


(b) Eficiência de radiação e da antenna.

Figura 2.21: Características simuladas da antenna *quasi-Yagi* com dipolo $3\lambda/8$.

2.6.3 Dipolo de $\lambda/4$

De modo semelhante aos dois casos apresentados anteriormente, a antenna mostrada nesta seção foi projetada para ter um dipolo com $1/4$ do comprimento do dipolo da antenna *quasi-Yagi*. Este fato possibilitou uma considerável redução no tamanho da antenna, de modo que após os devidos ajustes conseguiu-se uma área total correspondente a 42% da antenna *quasi-Yagi*. A

(a) Dimensões (em *mm*).

(b) Protótipo.

Figura 2.22: Antenna *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/4$.

Figura 2.22 mostra as dimensões finais e o protótipo construído da antena com dipolo $\lambda/4$ é apresentado na Figura 2.22(b)

Como já era esperado, devido ao fato ocorrido com as antenas de $\lambda/2$ e $3\lambda/8$, também houve uma redução na BW , sendo que esta antena apresentou a menor BW de todas, conforme apresentado na Figura 2.23. Foi obtida uma BW de 9,4% e 8,6% para a simulação e medidas, respectivamente. Embora tenha ocorrido esta redução na BW , estes valores ainda são superiores aos apresentados por outras antenas amplamente estudadas, tais como a *PIFA* (*Planar Inverted F Antenna*), que apresenta valores de BW em torno de 8% (Kretly et al., 2002b) e a antena *patch*, que possui meros 2% de largura de banda (Kretly e Jr., 2001).

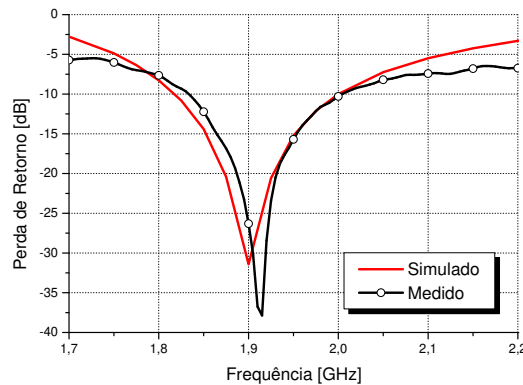
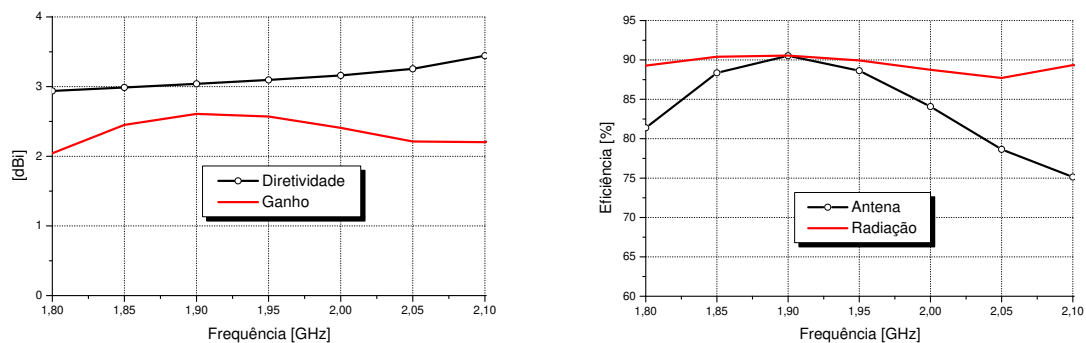


Figura 2.23: Perda de Retorno da antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/4$.

De maneira semelhante, a diretividade e o ganho também apresentaram resultados inferiores ao da antena *quasi-Yagi*, sendo este caso os com menores valores, conforme é observado na Figura 2.24(a), onde a diretividade é de 3 *dBi* e o ganho de 2,6 *dBi* para a frequência de



(a) Diretividade e ganho.

(b) Eficiência de radiação e da antena.

Figura 2.24: Características simuladas da antena *quasi-Yagi* com dipolo $\lambda/4$.

1,9 GHz. Apesar desta antena ter apresentado a maior redução na BW , ela mostrou-se com uma boa eficiência, conforme Figura 2.24(b), onde 90% da potência do sinal é radiada, considerando-se a frequência de projeto.

2.6.4 Comparação dos resultados entre as antenas

A tabela 2.1 mostra uma comparação de todas as características apresentadas anteriormente para as antenas construídas. A partir de sua análise conclui-se que a antena $3\lambda/8$ foi a que apresentou o melhor resultado, pois manteve uma excelente largura de banda, quando comparada à antena $\lambda/4$, ganho e diretividade semelhantes ao da antena $\lambda/2$, sendo que sua área construída está quase no limite físico imposto pelo menor protótipo, e esta ainda apresenta uma boa eficiência.

Tabela 2.1: Comparação entre as características das antenas construídas.

Antena	BW (sim.)	BW (med.)	Ganho	Diretividade	Eficiência	Área
<i>Quasi-Yagi</i>	40%	41%	4,6 dBi	5,6 dBi	70%	100%
Dipolo p/ trás	37,2%	33,8%	3,8 dBi	5,7 dBi	64%	100%
Dipolo p/ frente	39%	-	3,3 dBi	5,4 dBi	62%	-
Dipolo $\lambda/2$	33%	30%	2,6 dBi	3,3 dBi	83%	47%
Dipolo $3\lambda/8$	24,6%	21,5%	2,7 dBi	3,4 dBi	86%	42%
Dipolo $\lambda/4$	9,4%	8,6%	2,6 dBi	3 dBi	90%	41%

Para concluir a análise feita sobre a variação no tamanho dos dipolos, é apresentado na Figura 2.25 uma comparação dos padrões de radiação medidos das antenas *quasi-Yagi* padrão, comprimento do dipolo igual a λ , e das antenas com dipolo $\lambda/2$ e $3\lambda/8$. Percebe-se que os padrões de radiação para campo distante apresentam comportamento semelhante aos padrões de radiação das antenas dipolos com as suas variantes, ou seja, antenas dipolo com comprimento λ , $\lambda/2$ e $3\lambda/8$, as quais são amplamente abordadas na literatura clássica de antenas (Balanis, 1997; Kraus, 1988; Milligan, 1985).

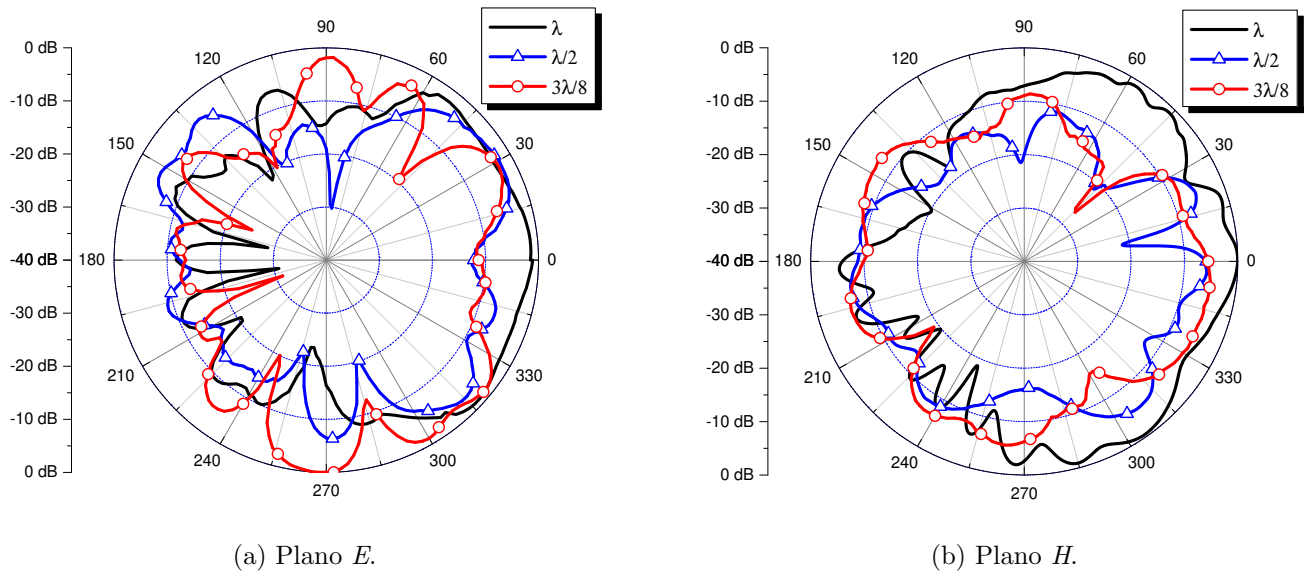


Figura 2.25: Padrões de radiação medidos: comparação entre as antenas.

2.7 Síntese do capítulo

Este capítulo introduziu a antena *quasi-Yagi*, apresentando as regras de projeto e construção da mesma, sendo discutidos os resultados simulados e medidos da perda de retorno e do padrão de radiação. Adicionalmente foram mostradas as simulações para ganho, diretividade e eficiência. Como contribuição, realizaram-se estudos de variações na inclinação e no tamanho do dipolo da antena *quasi-Yagi*, visando melhoria na diretividade e diminuição da área construída, respectivamente. A variação na inclinação não apresentou resultados significativos, de forma que os valores de ganho e diretividade foram inferiores aos típicos da antena *quasi-Yagi*. Entretanto, as variações no tamanho do dipolo usado-se valores menores que um comprimento de onda guiado no substrato, produziram bons resultados quanto à redução da área construída, embora tenham ocorrido reduções na largura de banda das antenas e diminuição do ganho e da diretividade das mesmas. Contudo, estes fatores estão de acordo com a teoria clássica de antenas (Balanis, 1997; Milligan, 1985) que trata dos dipolos e suas variações em função do comprimento de onda.

CAPÍTULO 3

Circuito chaveador usando diodos *PIN*

O diodo *PIN* encontra vasta aplicação em sistemas de *RF* (*Radio-Frequency*), *UHF* e em circuitos de microondas. Ele é fundamentalmente um dispositivo cuja impedância, na faixa de frequências onde é aplicado, é controlada pela variação de uma tensão *DC* aplicada a seus terminais. A característica ímpar do diodo *PIN* é sua capacidade de controlar altos valores de potência de *RF* com níveis muito baixos de tensão *DC*. Assim, neste capítulo apresentar-se-á os fundamentos e algumas das aplicações dos diodos *PIN* objetivando a construção de um circuito chaveador com boas características de isolamento para posterior aplicação no chaveamento das antenas ativas.

3.1 Fundamentos

O diodo *PIN* é um resistor controlado por corrente nas frequências de rádio e microondas, sendo o mesmo um semicondutor de silício constituído de uma camada de material intrínseco de alta resistividade, de área e espessura finitas, contida entre camadas altamente dopadas de materiais tipo *P* e *N*, como pode ser observado na Figura 3.1(a). Tipicamente, a camada intrínseca *I* tem uma resistividade de $1.000 \Omega/cm$, com espessura podendo chegar a $200 \mu m$ (Watson, 1969), sendo constituída de material tipo *P* ou *N*.

Quando o diodo *PIN* é polarizado diretamente, lacunas e elétrons são injetados na região *I*. Estas cargas não têm capacidade imediata de se recombinar, permanecendo ativas por um certo período de tempo τ , chamado tempo de vida dos portadores. Isto resulta em uma quantidade de carga armazenada Q que reduz a resistência da região *I* para um valor R_S , conforme modelo simplificado apresentado na Figura 3.1(b). Contudo, quando o diodo *PIN* encontra-se num potencial zero ou polarizado reversamente, não existem cargas armazenadas na região *I* e o diodo apresenta-se como um capacitor C_T colocado em paralelo com uma resistência R_P conforme

Figura 3.1(c). Vale ressaltar que o diodo possui uma indutância L característica, que independe do tipo de polarização que está sendo aplicada.

Os principais parâmetros que definem um diodo PIN são:

R_S - Resistência em série quando polarizado diretamente;

C_T - Capacitância total a 0 V ou polarizado reversamente;

R_P - Resistência em paralelo quando em 0 V ou polarizado reversamente;

V_R - Máxima tensão DC permissível para polarização reversa;

τ - Tempo de vida dos portadores.

Através da variação da largura da região I e da área A do diodo é possível se construir diodos PIN de diferentes geometrias, mas que tenham como resultado os mesmos valores de R_S e C_T . Estes dispositivos podem ter características similares para pequenos sinais, contudo os diodos com região I mais espessa teriam maior valor para a tensão de ruptura V_B (*Breakdown Voltage*) e melhores propriedades de distorção, enquanto os dispositivos mais finos teriam maior velocidade de chaveamento. Existe uma concepção errônea de que o tempo de vida dos portadores τ é o único parâmetro que determina a menor frequência de operação e o efeito de distorção. Ele é certamente um fator marcante, mas a espessura W da região I também tem sua parcela de contribuição, e se relaciona com o tempo de transição de frequência do diodo PIN (Alpha, 1999a).

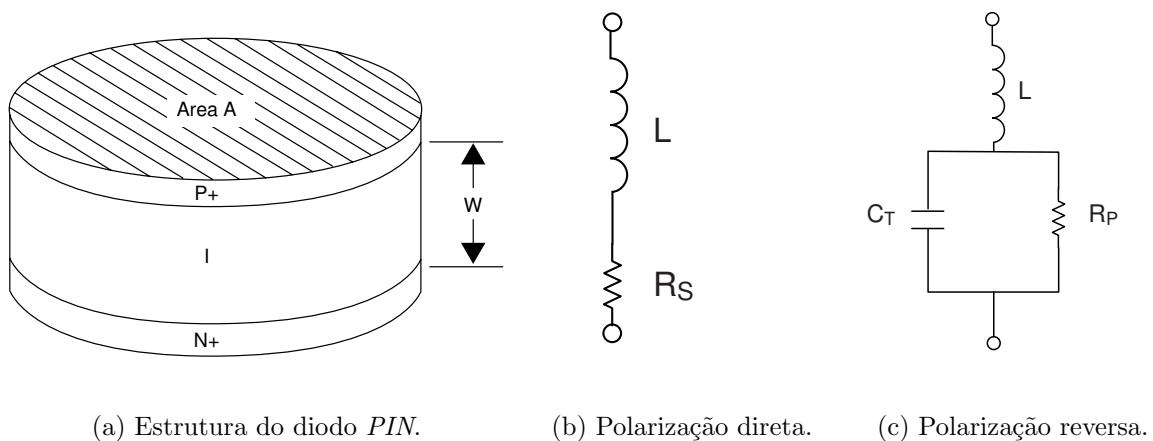


Figura 3.1: Modelamento básico para o diodo PIN.

A densidade de cargas na região intrínseca e a geometria do diodo determinam a condutância do dispositivo, enquanto τ determina aproximadamente o limite inferior de frequências, a partir

das quais o diodo pode ser aplicado. A condutância do diodo é proporcional a carga armazenada, sendo que a carga por sua vez está relacionada com a corrente do diodo através de (Alpha, 1999a)

$$I_d = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} \quad (3.1)$$

onde: I_d é a corrente no diodo e Q é a carga armazenada no diodo.

Se o diodo for polarizado somente com uma corrente constante, então a carga armazenada é constante e igual a:

$$Q = I_d \cdot \tau \quad (3.2)$$

Caso a polarização consista de uma corrente constante e um sinal de RF de baixa frequência ou um sinal variante no tempo, então a componente DC da carga armazenada será modulada pela componente AC presente. O grau de modulação depende do nível relativo das duas componentes de carga e da frequência do sinal de RF . Esta dependência em frequência pode ser facilmente vista através da resolução da transformada de Laplace da Equação 3.1, o que resulta em:

$$Q(\omega) = \frac{I_d \cdot \tau(j\omega)}{1 + j\omega\tau} \quad (3.3)$$

onde: $\omega = 2\pi f_c$

A Figura 3.2 mostra o gráfico da Equação 3.3, na qual percebe-se que para sinais abaixo de $f_c = 1/2\pi \cdot \tau$, o sinal de RF fica sob o mesmo efeito de uma tensão DC . Contudo, para sinais acima de f_c , o efeito da modulação decai aproximadamente 6 dB/Oitava.

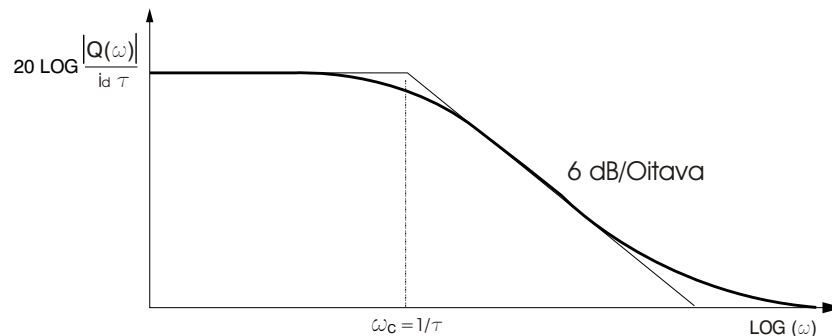


Figura 3.2: Resposta em frequência do diodo PIN.

O tempo de vida τ dos diodos *PIN* é determinado no projeto, sendo usualmente baseado na velocidade de chaveamento desejada. Tipicamente τ tem valores entre 5 ns e $7\text{ }\mu\text{s}$. Para um valor de 100 ns , f_c é aproximadamente $1,6\text{ MHz}$. Dessa maneira o diodo pode ser visualizado como se segue. Para frequências abaixo de f_c e tensões *DC*, o diodo *PIN* comporta-se como um diodo semicondutor com junção *PN* tradicional, ou seja, o sinal de *RF* incidente no diodo será retificado, e nele ocorrerá uma considerável distorção. Na vizinhança de f_c , o diodo comporta-se como um resistor linear com uma pequena componente de não linearidade, o que irá, por consequência, fazer com que o sinal sofra algum grau de distorção. Para frequências bem acima de f_c ($f > 10f_c$) o diodo aparece essencialmente como uma resistência linear pura, cujo valor pode ser controlado por uma tensão *DC* ou um sinal de baixa frequência.

3.1.1 Modelo para baixas e altas frequências

Devido ao comportamento anteriormente descrito, o circuito equivalente para o diodo *PIN* também é dependente da frequência. Para frequências muito menores que f_c , o circuito comporta-se como um diodo *PN* normal. Para frequências próximas de f_c , o circuito equivalente do diodo *PIN* depende essencialmente de como o dispositivo foi projetado. Ele pode apresentar um comportamento fortemente indutivo ou fortemente capacitivo. Além disso, a operação nesta

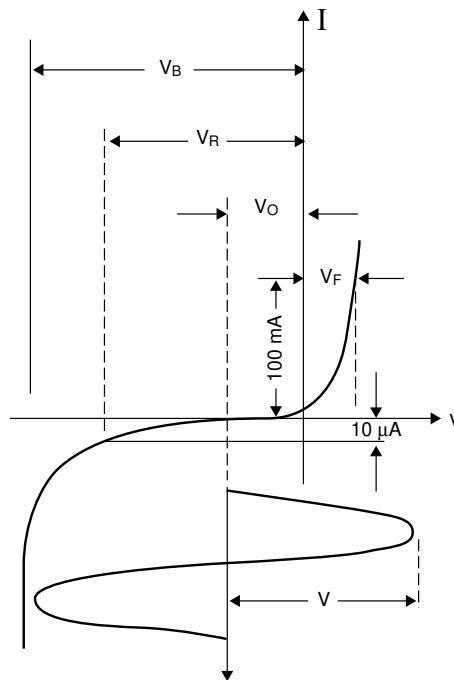


Figura 3.3: Característica *I-V* do diodo *PIN*.

faixa de frequências, com níveis moderados de polarização, resultará na geração de altas taxas de distorção do sinal.

A característica $I-V$ (corrente-tensão) determina a tensão DC para um dado nível de corrente, sendo mostrada na Figura 3.3. Os diodos PIN são frequentemente calculados para uma tensão direta V_F (*Forward Voltage*) para valores fixos de polarização DC .

O valor nominal da tensão reversa, V_R (*Reverse Voltage*) em um diodo PIN , normalmente medida à temperatura ambiente (25°C) e podendo variar com o fabricante, é a garantia de que não mais que um valor específico da corrente reversa, geralmente $10\ \mu\text{A}$, irá fluir quando V_R for aplicada. Essa corrente é principalmente devida às condições da superfície do semicondutor e frequentemente é referida como uma corrente de fuga de superfície. A tensão V_R não é necessariamente a tensão de ruptura, denominada anteriormente de V_B (que por sua vez é proporcional a espessura W da região I , e tem valor aproximado de $10\ \text{V}/\mu\text{m}$). Para o diodo PIN utilizado, o valor da tensão V_B mínimo é de $70\ \text{V}$. Diodos PIN com a mesma tensão de ruptura podem ter valores de tensão reversa diferentes. Geralmente, quanto menor é a tensão reversa menor é o custo do diodo PIN .

Quando o diodo PIN é polarizado diretamente, a carga armazenada Q deve ser muito maior que a carga incremental adicionada ou removida pela corrente I_{RF} do sinal de RF . Para que isto seja garantido, a desigualdade da Equação 3.4 precisa ser atendida.

$$Q \gg \frac{I_{RF}}{2\pi f} \quad (3.4)$$

Quando em polarização reversa, o diodo não deve ser polarizado com valor DC acima do valor nominal de V_R . A tensão de ruptura V_B de um diodo PIN é proporcional a espessura W da região I e é sempre maior que V_R . Numa aplicação típica a oscilação máxima da tensão negativa não deve exceder V_B . Uma excursão instantânea do sinal de RF em direção a polarização positiva não causa condução no diodo por causa da baixa velocidade de chaveamento na condição de reverso para direto. A tensão DC de polarização reversa necessária para manter baixa condução no diodo foi analisada por Hiller e Caverly (1990) e está associada à magnitude do sinal de RF e a espessura da região I .

3.1.2 Modelo para a velocidade de chaveamento

A velocidade de chaveamento em qualquer aplicação depende do circuito controlador, bem como do diodo *PIN*, que por sua vez possui duas velocidades de chaveamento, sendo uma da polarização direta para reversa, denominada de T_{FR} , e outra da polarização reversa para direta, denominada de T_{RF} . O valor de T_{FR} pode ser calculado a partir da corrente direta I_F e do valor inicial da corrente reversa I_R como se segue:

$$T_{FR} = \tau \ln\left(1 + \frac{I_F}{I_R}\right) \quad (3.5)$$

Assim, com base na Equação 3.5 pode-se traçar o gráfico da corrente no diodo *versus* o tempo (Alpha, 1999a), o qual é mostrado na Figura 3.4. Observa-se que quanto maior é a razão I_R/I_F , menor será razão T_{FR}/τ , ou seja, a característica do diodo que afeta a velocidade de chaveamento é o tempo de vida dos portadores τ .

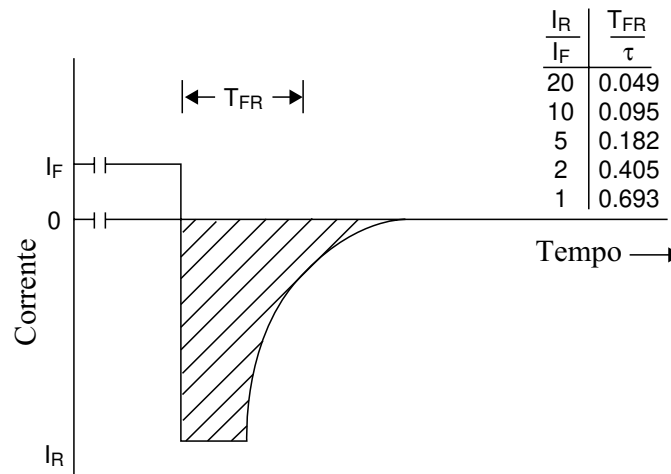


Figura 3.4: Tempo de transição da polarização direta para reversa.

Tabela 3.1: Valores típicos para T_{RF} (tempo de transição reverso/direto) de um diodo *PIN*.

Espessura da região I (μm)	Para 10 mA		Para 50 mA		Para 100 mA	
	10 V	100 V	10 V	100 V	10 V	100 V
175	7,0 μs	5,0 μs	3,0 μs	2,5 μs	2,0 μs	1,5 μs
100	2,5 μs	2,0 μs	1,0 μs	0,8 μs	0,6 μs	0,6 μs
50	0,5 μs	0,4 μs	0,3 μs	0,2 μs	0,2 μs	0,1 μs

A velocidade de polarização reversa para direta T_{RF} depende primariamente da espessura W da região I como mostra a tabela 3.1 (Alpha, 1999a), na qual alguns valores típicos são mostrados podendo-se observar que eles também variam com a corrente de polarização aplicada no diodo.

3.1.3 Característica da resistência de RF

Apesar do diodo PIN ser um dispositivo de dois terminais, ele comporta-se essencialmente como um dispositivo de duas portas. A característica de transferência destes dispositivos não-convencionais de duas portas é governada pela resistência efetiva de alta frequência R_I , que pode ser escrita como:

$$R_I = \frac{K}{I_{DC}^X} \quad (3.6)$$

onde: I_{DC} é a corrente DC de polarização dada em mA , sendo K e X constantes.

Devido à variedade de mecanismos que existem em um diodo nas frequências de RF , a constante K e o expoente X devem ser determinados empiricamente. Para um projeto específico de diodo, o expoente X geralmente é considerado constante. A constante K , e por consequência R_I , são altamente dependentes da fabricação e do processo de controle e seu valor pode variar de até 3:1 de um diodo para outro. Para aplicações de modulação de pulso ou chaveamento, a variação de R_I entre dois diodos numa certa polarização não é significativa, desde que os diodos sejam chaveados entre valores de resistência muito alta e muito baixa pelo controle de corrente. Para aplicações analógicas, tais como modulação e atenuação, e particularmente onde a repetibilidade e o amarramento da atenuação com a corrente de polarização é desejado, esta variação unitária de R_I pode impor uma limitação no projeto e no desempenho.

Os experimentos realizados utilizaram o diodo somente com polarização constante, obedecendo assim a relação 3.2, o que indica que a resistência R_S da região I , quando utilizando polarização direta, é inversamente proporcional à carga Q , e dessa forma a relação típica da corrente de polarização direta I_F versus a resistência série R_S do diodo pode ser traçada (Pulse, 2003), sendo mostrada na Figura 3.5, na qual tem-se representados vários modelos com diferentes capacitâncias de junção. Essas capacitâncias são resultantes de efeitos parasitas no encapsulamento dos mesmos, sendo que o modelo utilizado possui uma capacitância de $0,05 pF$ resultante do seu processo de fabricação.

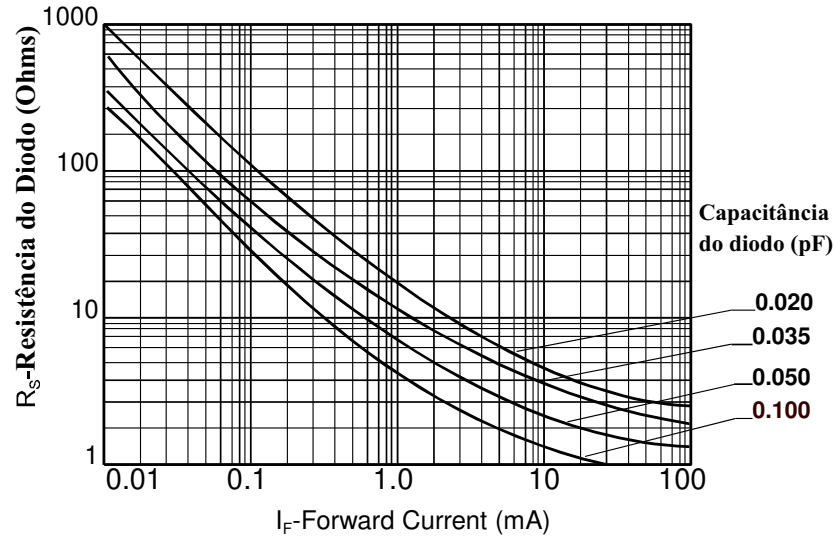


Figura 3.5: Variação da resistência do diodo *PIN* em relação à corrente de polarização.

3.1.4 Potência dissipada

O maior sinal de *RF* que um diodo *PIN* pode transportar é limitado pela sua tensão de ruptura ou sua capacidade de dissipação de potência (Razavi, 1998). Assim, a quantidade de potência de um sinal, que pode ser transportado através de um diodo *PIN*, em um circuito é geralmente muito maior que a potência real dissipada nele, pois este tipo de diodo opera normalmente no modo reflexivo. Por exemplo, um diodo colocado em série em um circuito absorverá em torno de 2% da potência incidente. Assim, se tal diodo dissipar 3 *mW*, poderá transmitir 150 *mW* de potência de sinal.

3.2 Aplicações

A propriedade mais importante do diodo *PIN* é o fato de que ele pode, sob certas circunstâncias, comportar-se como uma resistência quase pura nas frequências de *RF*, com um valor de resistência podendo variar de 1 a 10.000 Ω , por meio de um controle de corrente *DC* ou de baixa frequência. Quando o controle de corrente for variado continuamente (Hunton e Ryals, 1962), o diodo *PIN* é utilizado para :

- Atenuação;
- Nivelamento e modulação em amplitude de um sinal de *RF*.

Quando o controle de corrente for chaveado em “*ON*” e “*OFF*” ou em passos discretos, o dispositivo é utilizado como:

- Chaveador;
- Atenuador;
- Modulador de pulsos;
- Defasador.

Assim, nota-se que existe uma vasta quantidade de aplicações para o diodo *PIN*. Contudo, nesta dissertação serão mostradas mais detalhadamente somente as aplicações que se referem às chaves e atenuadores, por serem estas as aplicações que se utilizarão no desenvolvimento dos experimentos.

3.2.1 Chaves *SPST* e Atenuadores

O uso mais comum do diodo *PIN*, devido ao seu pequeno tamanho e sua alta velocidade de chaveamento, é como elemento controlador de componentes de sinais de *RF* de banda larga. Nesta aplicação, o diodo é considerado como um dispositivo de alta ou baixa impedância, dependendo da polarização aplicada a seus terminais (em um instante determinado).

As Figuras 3.6 e 3.7 mostram dois dos mais simples circuitos que utilizam o diodo *PIN* como chave *SPST* (*Single Pole Single Through*) ou atenuador. Na Figura 3.6(a), a atenuação decresce quando a resistência de *RF* do diodo é reduzida pelo aumento da corrente direta (Chaveamento de “*OFF*” para “*ON*”), melhor observado através do circuito equivalente mostrado na Figura 3.6(b), onde R_I diminui à medida que uma corrente de polarização direta é aplicada nos terminais do diodo. Esta configuração é conhecida como circuito série, onde:

V_g - Tensão de saída do gerador;

R_g - Resistência interna do gerador;

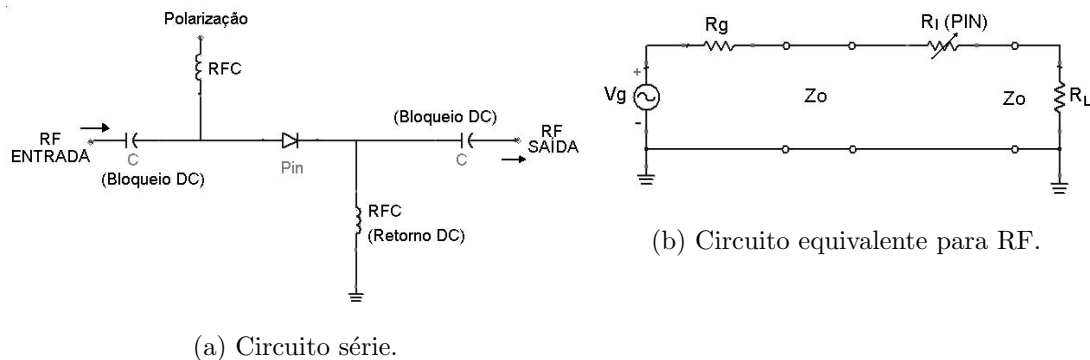


Figura 3.6: Chave *SPST* refletiva série.

R_I - Resistência intrínseca do diodo PIN;

Z_0 - Impedância característica do diodo PIN;

R_L - Resistência da carga ou receptor.

Na Figura 3.7(a) quando o controle é chaveado de “ON” para “OFF”, o circuito atua como uma chave, impedindo o sinal de fluir para o terra, forçando-o a fluir para a carga. Isto pode ser melhor visualizado na Figura 3.7(b), onde R_I aumenta com a diminuição da corrente de polarização que é aplicada aos terminais do diodo. Esta é a chamada configuração paralela.

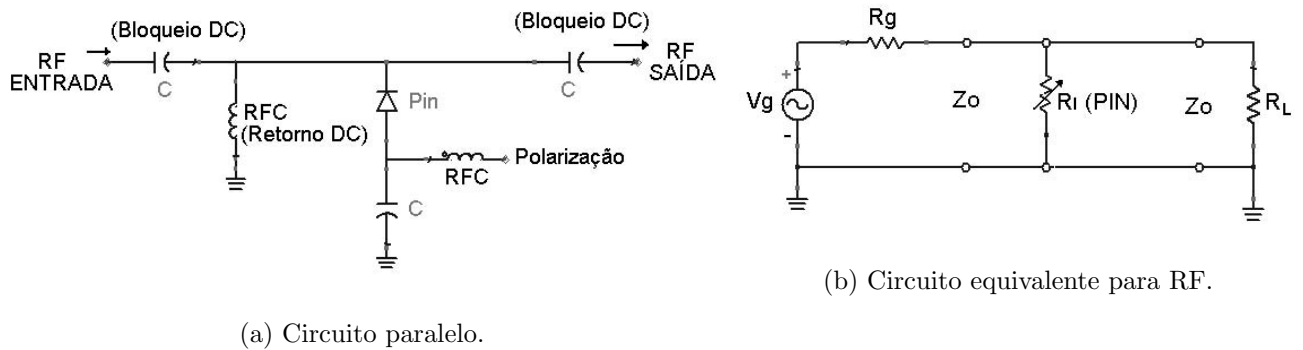


Figura 3.7: Chave SPST refletiva paralelo.

No entanto, existe uma atenuação residual quando a chave está em “ON” (entrada forçada a fluir para a saída) que é chamada de perda de inserção. Já a atenuação proporcionada quando a chave está em “OFF” é chamada de isolamento. A máxima isolamento depende, principalmente, da capacitância do diodo, enquanto que a perda por inserção e a dissipação de potência são funções da resistência do diodo.

Se o diodo é assumido como sendo uma resistência pura em RF, então a atenuação para os circuitos das Figuras 3.6 e 3.7 é dada pelas equações abaixo:

$$\alpha_{(Serie)} = 20 \log \left(1 + \frac{R_I}{2Z_0} \right) \quad (3.7)$$

$$\alpha_{(Paralelo)} = 20 \log \left(1 + \frac{Z_0}{2R_I} \right) \quad (3.8)$$

onde:

Z_0 , R_G e R_L são respectivamente a resistência do circuito, a resistência do gerador e a resistência da carga.

R_I é a resistência efetiva de alta frequência ou simplesmente resistência de RF do diodo PIN para uma corrente específica de polarização.

Como pode ser visto, a atenuação não depende da frequência, sendo uma função da razão da resistência do circuito e da resistência do diodo. Conforme a polarização no diodo é variada, a resistência de carga vista pela fonte também varia, conseqüentemente a atenuação é obtida primariamente por reflexão e parcialmente pela dissipação no diodo PIN (Caverly e Hiller, 1987). Estes tipos de chaves (ou atenuadores) são conhecidos como refletivos. Entretanto, devido aos efeitos parasitas do encapsulamento e a uma série de distorções relacionadas aos métodos de fabricação (HP, 1999a), os quais fogem ao escopo desta dissertação, conclui-se que um diodo real contém vários elementos que funcionam como reatância. Conseqüentemente, a atenuação característica torna-se dependente da frequência. Assim, as Equações 3.7 e 3.8 podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\alpha'_{(Serie)} = 10 \log \left[\frac{\left(\frac{R'_S}{Z_0} + 2 \right)^2 + \left(\frac{X'_S}{Z_0} \right)^2}{4} \right] \quad (3.9)$$

$$\alpha'_{(Paralelo)} = 10 \log \left[\frac{\left(\frac{R'_S \cdot Z_0}{R'^2_S + X'^2_S} + 2 \right)^2 + \left(\frac{X'_S \cdot Z_0}{R'^2_S + X'^2_S} \right)^2}{4} \right] \quad (3.10)$$

onde: R'_S e X'_S são a resistência de série equivalente e a reatância da impedância Z_d do diodo, respectivamente, sendo $Z_d = R'_S + jX'_S$.

Quando os parâmetros típicos do encapsulamento do diodo são disponibilizados pelo fabricante, as funções α podem ser esboçadas em função da frequência, mostrando assim quais são os valores esperados para isolamento e perda por inserção por diodo, seja na configuração série ou paralelo. Nesta dissertação não são apresentadas as curvas para o tipo de diodo PIN utilizado devido ao fabricante não disponibilizar os dados necessários.

3.2.2 Chaves multi-throw e atenuadores com múltiplos diodos

Quando os requisitos de máxima atenuação ou isolamento são maiores do que os que podem ser obtidos com um único diodo, a utilização de arranjos com múltiplos diodos em série, paralelo ou série-paralelo, é a melhor alternativa. Exemplos de tais arranjos são mostrados na Figura 3.8.

Para o circuito 3.8(a), no qual é feita a conexão de dois diodos em paralelo, obterá-se um aumento no máximo de 6 dB na atenuação, mas também terá-se um aumento na perda por inserção. Contudo, se n diodos espaçados de intervalos de comprimentos de onda de $\lambda/4$ forem utilizados, como mostrado na Figura 3.8(b), a atenuação total pode ser aumentada por de um fator n vezes a atenuação de um único diodo. Se a perda por inserção for devida aos elementos parasitas, ela poderá decrescer devido ao espaçamento de $\lambda/4$ produzir um cancelamento destas reatâncias.

Onde o uso do espaçamento de $\lambda/4$ não for prático, pode-se utilizar o esquema série-paralelo, mostrado na Figura 3.8(c), para se obter maior isolação. Nesta configuração obtém-se uma isolação melhor que a soma obtida por somente diodos em série ou somente diodos em paralelo. Vale lembrar que para estes circuitos deve ser considerada a interação entre os diodos.

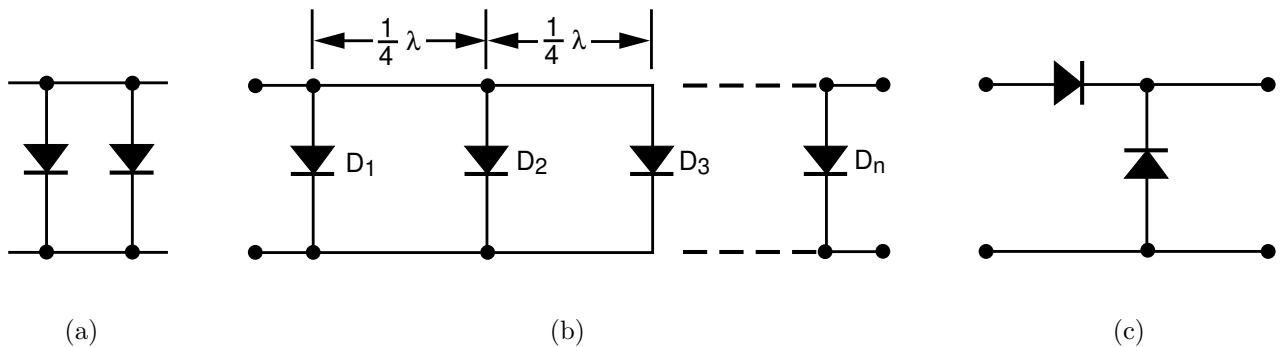
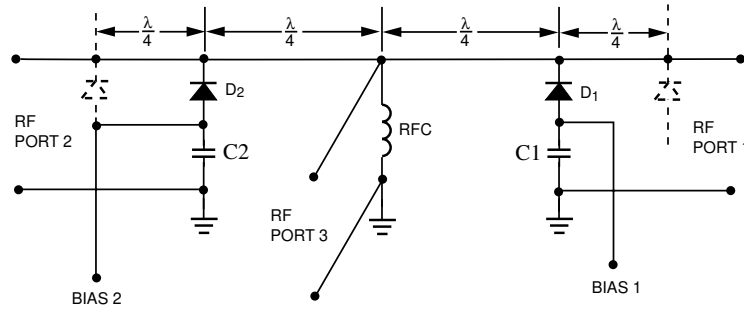


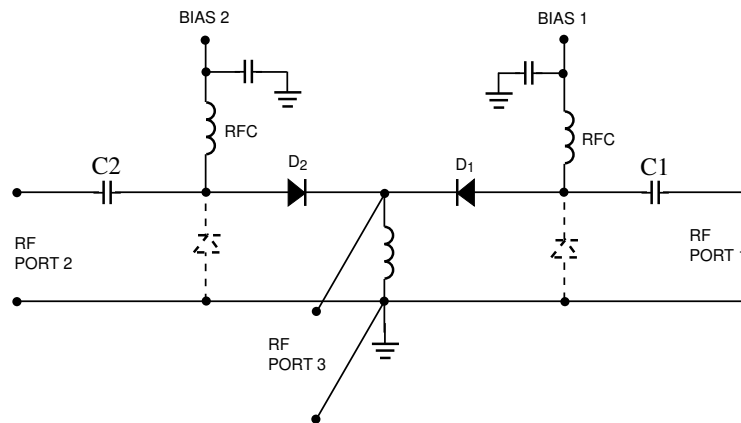
Figura 3.8: Configurações para conexão de diodos PIN.

Como exemplos práticos das configurações propostas acima, tem-se dois circuitos, um paralelo e outro série, os quais são mostrados na Figura 3.9. Para o circuito *SPDT* (*Single Pole Double Through*) mostrado na Figura 3.9(a), quando o diodo D_1 está polarizado diretamente e D_2 reversamente, a potência do sinal de *RF* flui da porta três para a porta dois, ficando a porta um isolada. Quando as duas condições de polarização são invertidas, a potência de *RF* flui da porta três para a porta um, estando agora a porta dois isolada. A fim de minimizar o carregamento reativo na porta aberta imposto pela porta fechada, os diodos são espaçados do ponto de alimentação de uma distância de $\lambda/4$. O choque de *RF* proporciona um retorno *DC* para a polarização e um circuito aberto para o sinal de *RF*. Os capacitores $C1$ e $C2$ proporcionam um terra de *RF* para os diodos e um circuito aberto para a corrente de polarização. Para aumentar a isolação desta configuração, pares adicionais de diodos podem ser inseridos no circuito, devendo

estes estar a uma distância de $\lambda/4$ do primeiro conjunto (esta condição esta representada no circuito em linhas pontilhadas).



(a) Configuração paralelo



(b) Configuração série

Figura 3.9: Chaves *multi-throw*.

Quando o espaçamento de $\lambda/4$ é impraticável ou sua restrição de largura de banda é indesejável, pode ser usada uma configuração série, como mostra a Figura 3.9(b). Neste circuito quando o diodo D_1 está polarizado diretamente e D_2 reversamente, a potência de RF seguirá da porta três para a porta um, ficando a porta dois isolada. Invertendo-se as condições de polarização, obtem-se a fluência do sinal da porta três para a porta dois, e a porta um fica isolada. Nesta configuração os capacitores C_1 e C_2 tem a função de isolar a tensão DC das portas de RF . Um aumento de isolamento pode ser conseguido colocando-se nas portas de saída diodos em paralelo (com representação pontilhada na figura) ou em série, devendo neste caso, os mesmos estarem

separados entre si de $\lambda/4$. Esta configuração é particularmente útil para projeto de chaves *multi-throw* de faixa larga. Para configurações *multi-throw*, seções adicionais de diodos em série ou série-paralelo são colocadas no ponto em comum da alimentação.

3.3 Teste e caracterização

3.3.1 Diodo PIN utilizado

Os diodos PIN usados neste trabalho são de fabricação da empresa *Pulse Microwave*, sendo que foi usado especificamente o modelo *MP5232*. As dimensões típicas destes diodos PIN, dadas em polegadas (*inches*), sua estrutura típica e outras informações a seu respeito encontram-se no Apêndice C.1 (Pulse, 2003).

Para uma melhor visualização do diodo PIN foram obtidas fotos no microscópio *Carl Zeiss* (Apêndice A.1) em três vistas diferentes, sendo as mesmas mostradas na Figura 3.10.

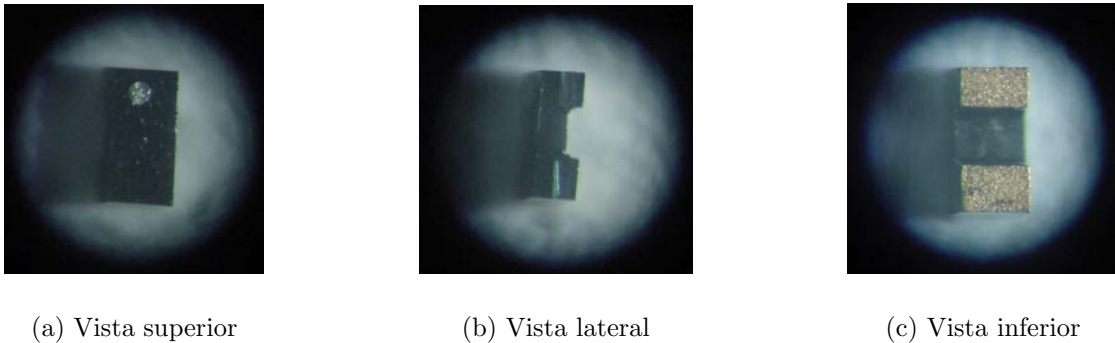


Figura 3.10: Diodo PIN no microscópio (maior dimensão igual a $711,2 \mu m$).

3.3.2 Estrutura de teste

O objetivo deste capítulo é a construção de uma chave *SPDT* com boa isolamento e banda larga, cujos detalhes serão fornecidos adiante. Para isto, necessita-se primeiramente da curva característica de isolamento do diodo PIN em função da frequência, devendo esta ser obtida através de um sistema com as mesmas características físicas que serão empregadas na construção da chave. Dessa forma, considerando a construção de uma chave para a faixa de frequências de 900 MHz , realizou-se a simulação de uma estrutura de testes, onde o substrato utilizado foi o mesmo empregado anteriormente na fabricação das antenas, ou seja, o *FR4* ($\epsilon_r = 4,8$), cujas

linhas de transmissão, para uma impedância de 50Ω , possuem a espessura de $2,86 \text{ mm}$. Para tal simulação foi utilizado o *software ADS* (Apêndice A.2), cujo esquemático da simulação realizada é mostrado na Figura 3.11. Nesta simulação foram levados em conta as linhas de microfita (*MLIN*), os choques de *RF* (*L*), além dos capacitores de desacoplamento da tensão *DC* (*C3* e *C4*) e os de filtragem das altas frequências da fonte de alimentação (*C1* e *C2*). Infelizmente o *ADS* não possuía a biblioteca de arquivos do diodo *PIN* disponível, e a solução para tal problema foi utilizar um diodo ideal, alterando alguns parâmetros que foram fornecidos pelo fabricante (Pulse, 2003).

Dentre as várias opções de simulações que o *ADS* dispõe, utilizou-se a dos parâmetros-*S*, que fornecem a resposta em frequência do circuito, sendo o *S21* a isolação ou a perda por inserção, dependendo da configuração do circuito e se o diodo *PIN* está ou não polarizado diretamente. A Figura 3.14 mostra, juntamente com os resultados medidos, os resultados obtidos para perda de retorno, isolação e perda por inserção.

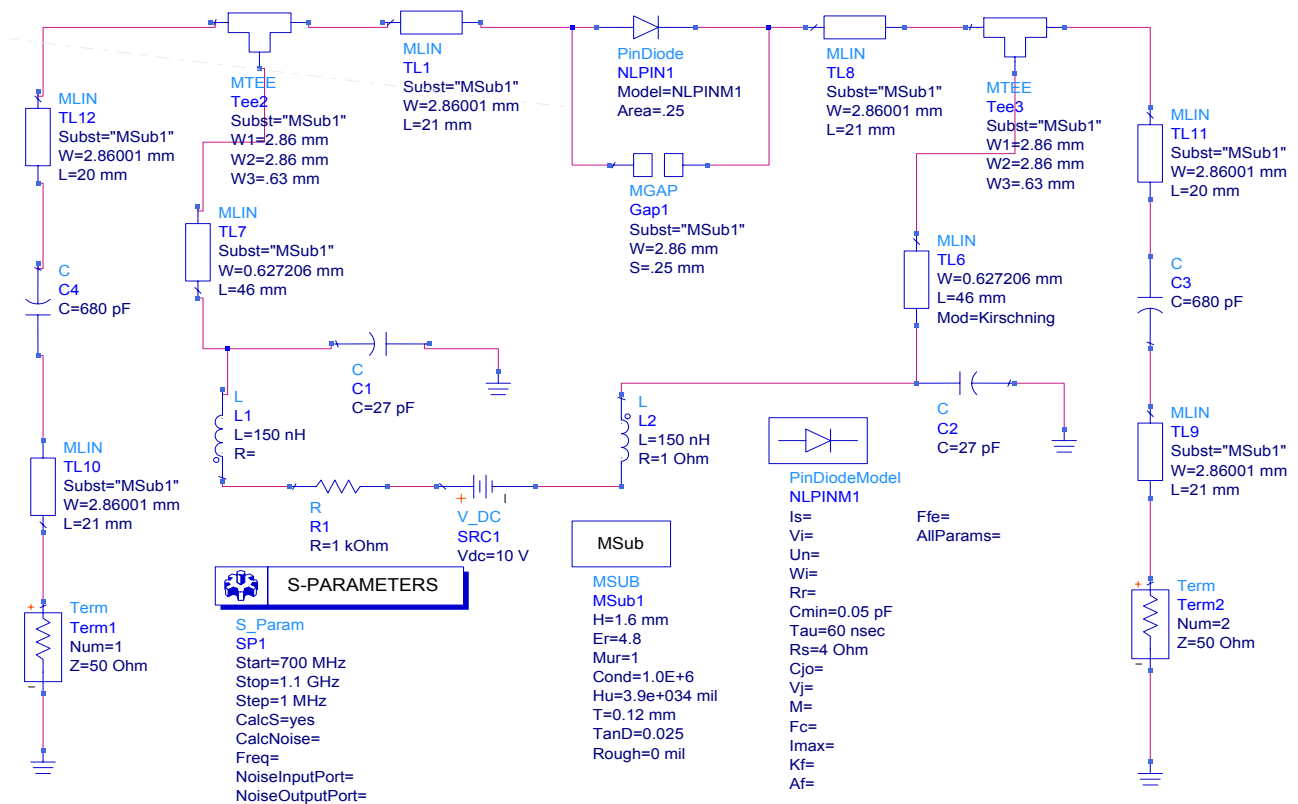


Figura 3.11: Esquemático do teste inicial do *PIN* para simulação no *ADS*.



Figura 3.12: Fotos do diodo PIN.

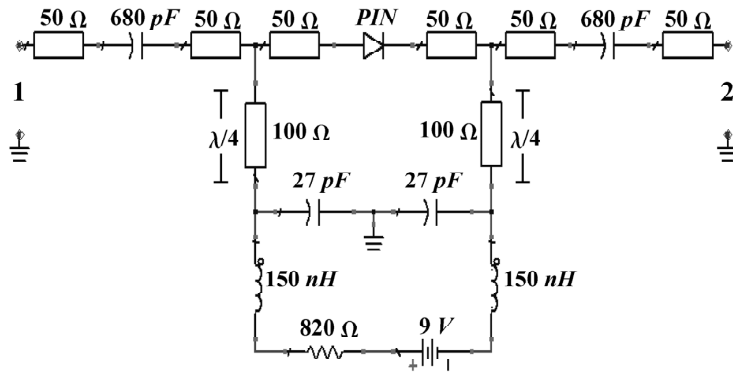
Como os resultados da simulação mostram-se bastante coerentes, partiu-se para a fabricação da estrutura de testes do diodo, utilizando para tal o substrato de $FR4$, conforme a simulação. Deve-se observar o sentido da conexão do diodo PIN, conforme mostrado na Figura 3.12(a), onde se vê que na parte superior dos PINs existe um ponto, o qual indica o sentido correto da polarização. Para fixação do PIN no cobre foi utilizado uma pasta de prata com epóxi, específica para a fixação de dispositivos *SMD*¹ (*Surface Mount Device*) em placas. A Figura 3.12(b) mostra o PIN depois de soldado à placa.

Utilizando a mesma técnica de fabricação das antenas descrita no capítulo anterior, construiu-se a placa da estrutura de testes, cujos valores de impedância das linhas e dos componentes são mostrados no esquemático da Figura 3.13(a), e que gerou o protótipo apresentado na Figura 3.13(b).

Uma vez construído o protótipo, realizaram-se as medidas de caracterização do circuito utilizando-se o analisador de rede - *HP 8714ET* (Apêndice A.1), sendo os resultados apresentados na Figura 3.14.

O gráfico da perda de retorno para o diodo PIN no estado “OFF” (não conduzindo) e “ON” (conduzindo) é mostrado na Figura 3.14(a). Assim, pode-se observar o quanto do sinal enviado por uma determinada porta do analisador de rede retorna para a mesma, de modo a esperarmos obter um valor próximo a 0 dB quando ocorre reflexão do sinal, estado “OFF”, e um nível baixo de sinal (< -10 dB) quando ocorre a transmissão do mesmo, estado “ON”.

¹SMD são dispositivos que não possuem pinos de conexão, sendo soldados diretamente nas trilhas dos circuitos. São vastamente utilizados em circuitos de RF, pois produzem menos reatâncias que as versões tradicionais com pinos ou fios para conexão.

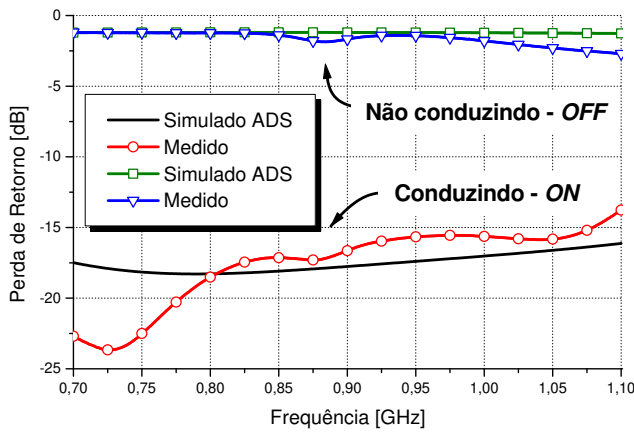


(a) Esquemático da placa.

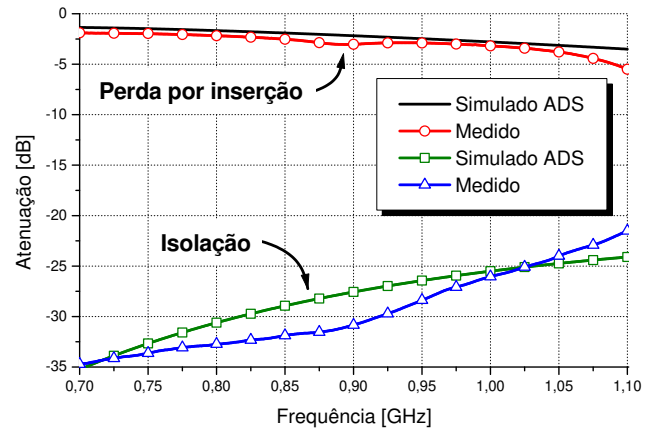


(b) Placa de teste.

Figura 3.13: Estrutura para caracterização do diodo PIN.



(a) Perda de retorno.



(b) Perda por inserção e isolação.

Figura 3.14: Caracterização do diodo PIN usando linha de 50 Ω.

O gráfico da perda por inserção, ou seja, o quanto do sinal é perdido ao atravessar o circuito quando o diodo está em “ON”, é mostrado na Figura 3.14(b). Nele se observa que a perda está aumentando à medida que a frequência aumenta. A isolação do sistema, ou seja, o quanto o sinal é atenuado quando o diodo está em “OFF”, também é mostrada na Figura 3.14(b). Diferentemente da perda por inserção que está aumentando com a frequência, a isolação está diminuindo, e com um nível de queda muito acentuado. A estes acontecimentos atribui-se o fato do sistema estar ligado ao choque de RF, através de uma linha $\lambda/4$ de alta impedância, calculada para a frequência de 900 MHz, e que limita a resposta em frequência do dispositivo. Além disso, entre os fatores que contribuem para a degradação do sinal e a diminuição da isolação, respectivamente, pode-se

ressaltar a mudança abrupta na impedância da linha no local onde o diodo *PIN* é inserido no sistema (Figura 3.12(b)), e o acoplamento mutuo do sinal devido à capacitância do *gap*, que aumenta com a frequência (Gupta et al., 1996).

3.3.3 Testes com linha de maior impedância

Devido aos fatos citados acima, onde ocorre uma diminuição brusca da isolamento à medida que a frequência aumenta, e pela necessidade de uma chave que possa funcionar tanto em 1,9 GHz quanto em 2,45 GHz, projetou-se uma nova estrutura de testes para caracterização do diodo *PIN*. No novo projeto, a linha de $\lambda/4$ foi retirada, de modo que o choque de *RF* foi ligado diretamente à linha de transmissão. Isto foi feito na tentativa de se aumentar a largura de banda do sistema. Outra mudança efetuada foi a afinação da linha onde o diodo *PIN* é conectado, a fim de diminuir as perdas causadas pela mudança repentina na impedância da linha. Com isso, se fez necessário a introdução de dois transformadores $\lambda/4$ para casar as impedâncias da linha fina com as linhas de 50 Ω . A Figura 3.15 mostra um esquemático simplificado de como é o funcionamento da nova estrutura de testes.

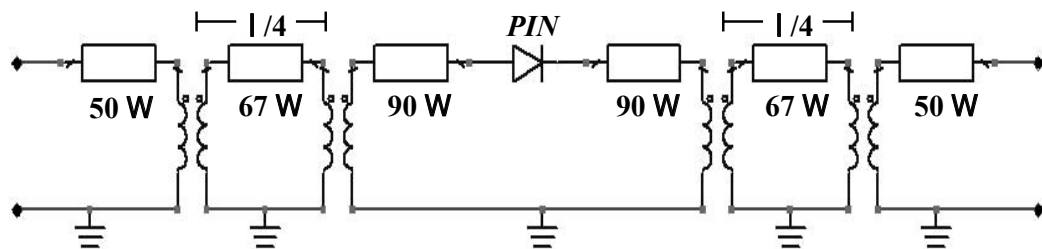


Figura 3.15: Esquemático da estrutura de testes para linha com maior impedância.

Um novo esquemático para simulação no *ADS* foi elaborado, conforme mostrado na Figura 3.16. Ele é composto por linhas de microfita de 50 Ω , ligadas a linhas de 67 Ω e comprimento $\lambda/4$, que por sua vez estão conectados à linha de 90 Ω , que tem uma espessura de 0,82 mm, e é nela que o diodo *PIN* é conectado. O *gap* no circuito é representado pelo bloco *MGAP* no esquemático. O resistor limita a corrente para que o diodo *PIN* seja polarizado com 10 mA. Os indutores foram ligados diretamente às linhas de microfita, sendo que foram usados indutores comerciais de 180 μm , dado a disponibilidade dos mesmos.

Além da simulação no *ADS*, foi realizada outra no *IE3D*, a fim de verificar o comportamento eletromagnético e a densidade de corrente na estrutura. Os resultados de isolamento e perda de retorno serão mostrados adiante, juntamente com os da simulação do *ADS* e os medidos. A

densidade de corrente na linha é mostrada na Figura 3.17, onde são vistos os níveis de intensidade, tanto para o momento em que diodo PIN não está conduzindo quanto para quando está conduzindo.



(a) PIN não conduzindo.



(b) PIN conduzindo.

Figura 3.17: Densidade de corrente na estrutura de teste do diodo PIN.

Partiu-se então para a construção da placa utilizando a técnica de fabricação descrita anteriormente, e utilizando componentes conforme o esquemático da Figura 3.16 montou-se a estrutura de testes, cujo protótipo é mostrado na Figura 3.18.

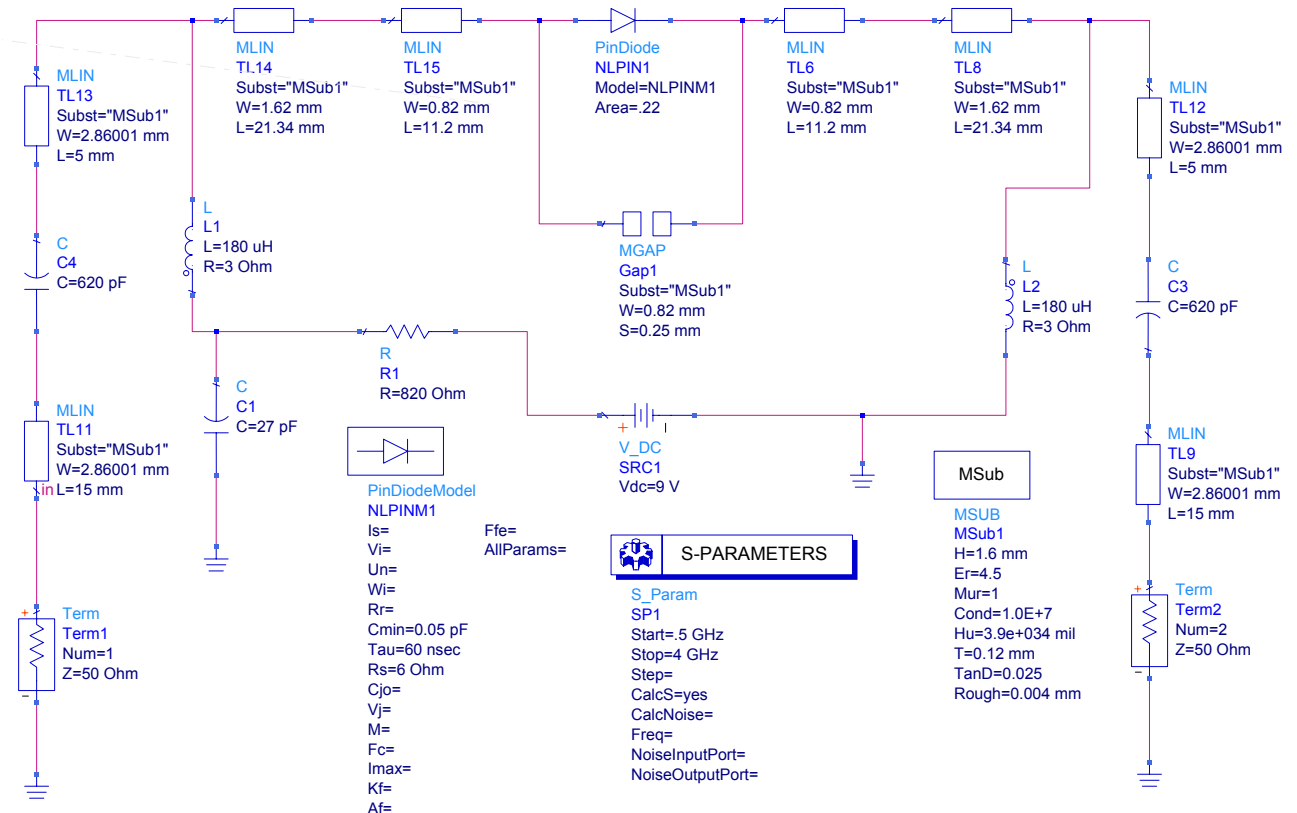


Figura 3.16: Esquemático da estrutura de teste do PIN para simulação no ADS.



Figura 3.18: Placa de teste do diodo PIN.

Uma vez construído o protótipo, realizaram-se no analisador de redes as medidas de isolamento, perda por inserção e perda de retorno. A Figura 3.19 mostra os resultados medidos, juntamente com os obtidos através das simulações no *ADS* e no *IE3D*.

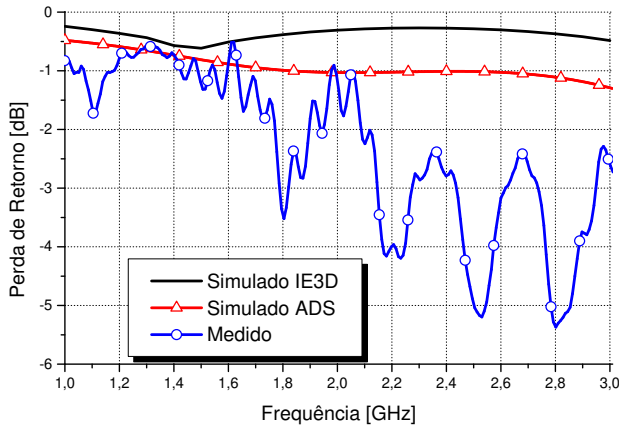
A perda de retorno, mostrada nas Figuras 3.19(a) e 3.19(c), indica que não somente para a frequência de 1,9 GHz, mas também para outras frequências, existe um bom acoplamento, devido ao fato de quando o diodo PIN está conduzindo, se obter uma perda de retorno menor que -10 dB para uma grande faixa de frequências.

A Figura 3.19(d) mostra a perda por inserção, onde observou-se um valor de perda < 3 dB para a faixa de frequências de 1,4 GHz até 2,5 GHz. A Figura 3.19(b) indica que tem-se uma isolamento > 18 dB para a faixa de frequências entre 1,8 GHz e 2,45 GHz. Isto se deve ao fato da linha de alta impedância estar casada com a de 50 Ω através de um transformador $\lambda/4$ calculado para a frequência de 1,9 GHz. Acredita-se que a fixação do diodo PIN numa linha mais fina também contribuiu com a maior isolamento e boa resposta em frequência da estrutura de testes.

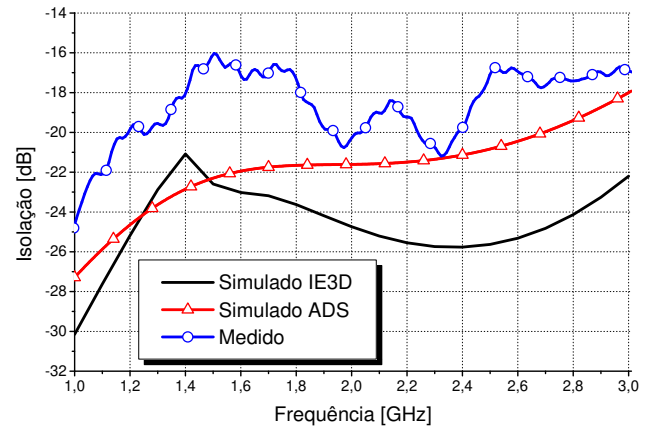
3.4 Construção de uma chave SPDT

Nesta seção ir-se-á abordar a construção de uma chave SPDT, baseando-se no modelo apresentado na Figura 3.9(b), e para tal fim aplicar-se-á as técnicas de projeto, construção e montagem usadas na fabricação da estrutura de testes.

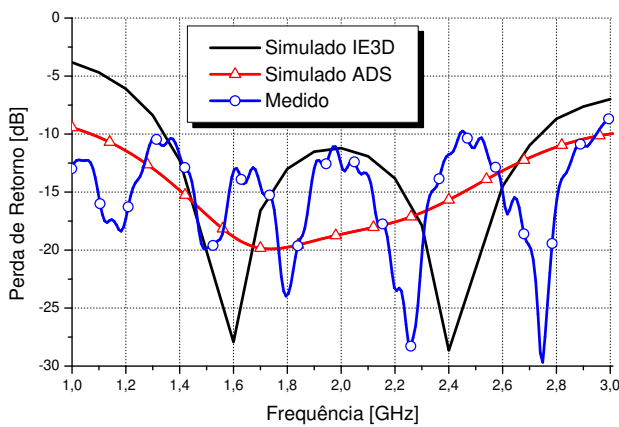
O objetivo principal da chave é a aplicação no chaveamento de antenas, de modo a se conseguir o direcionamento do feixe. Para tal fim, a isolamento entre as portas deve apresentar valores próximos, e que sejam independentes de qual porta está ativa. Desta forma, fica claro que esta chave difere das tradicionais chaves *T/R* (transmite/recebe), onde a isolamento requerida na recepção é maior do que a da transmissão (HP, 1999b; Alpha, 1999b). É apresentado na



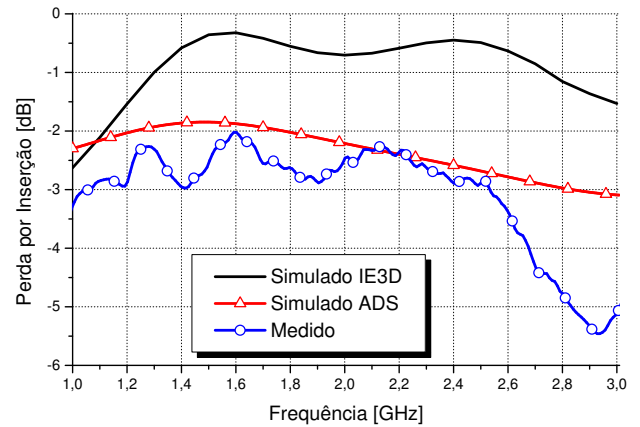
(a) Perda de retorno - PIN não conduzindo



(b) Isolação - PIN não conduzindo



(c) Perda de retorno - PIN conduzindo



(d) Perda por inserção - PIN conduzindo

Figura 3.19: Caracterização do diodo PIN usando linhas de alta impedância.

Figura 3.20 um modelo simplificado da chave, onde o sinal proveniente da porta dois ou três é encaminhado para a porta um, dependendo da polarização dos diodos PIN (ver Figura 3.9(b)). Neste modelo são inseridas as técnicas usadas na elaboração da estrutura de testes, onde uma linha de alta impedância é casada com a de 50Ω através de um transformador de $\lambda/4$. Nesta chave a espessura da linha foi reduzida ainda mais, aumentando assim a sua impedância, na expectativa de se obter uma isolação melhor que a da estrutura de testes anterior.

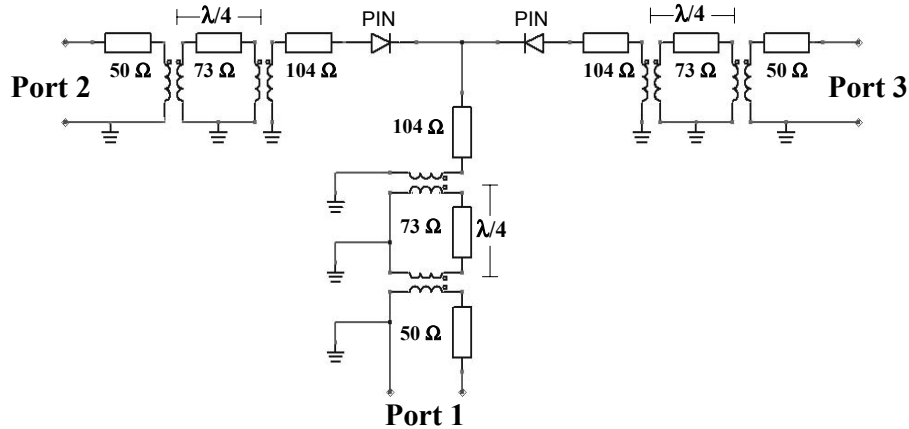


Figura 3.20: Esquemático simplificado da chave SPDT.

Uma vez calculados os novos valores das linhas e dos demais componentes, preparou-se o esquemático da chave para simulação no *ADS*, conforme Figura 3.21. No esquemático foram considerados todos os itens da chave a ser construída, levando-se em conta inclusive as curvas e os comprimentos elétricos das linhas. No projeto foi calculado o comprimento de $\lambda/2$ para cada um dos três trechos da linha de alta impedância, de modo que o sinal proveniente de um trecho em aberto enxergue aquele trecho de linha como uma impedância infinita (Pozar, 1998).

Como no caso da estrutura de testes mostrada anteriormente, também realizaram-se simulações no *IE3D* para a chave SPDT, a fim de se determinar a isolamento e a perda de retorno. Nestas simulações não foram considerados os elementos passivos, tais como resistores, indutores, ou até mesmo o próprio diodo PIN, que foi representado por uma fenda quando este se encontra no estado “OFF” e por uma linha contínua quando está no estado “ON”. Dessa forma, é esperado que o valor da perda por inserção seja menor que o valor da simulação feita no *ADS* e de que o valor medido. Assim, também é esperado que a isolamento dada pela simulação no *IE3D* seja maior que a obtida via simulação no *ADS* ou através das medidas. É importante frisar que estas simulações foram realizadas somente para se verificar o nível de acoplamento existente entre os ramos da chave, de modo que se evitasse construir um protótipo em que uma das portas tivesse comportamento diferente das outras.

Após a realização das simulações e seus devidos ajustes, construiu-se o protótipo da chave SPDT, conforme mostrado na Figura 3.22(a), onde as portas estão enumeradas para que o leitor possa se referenciar.

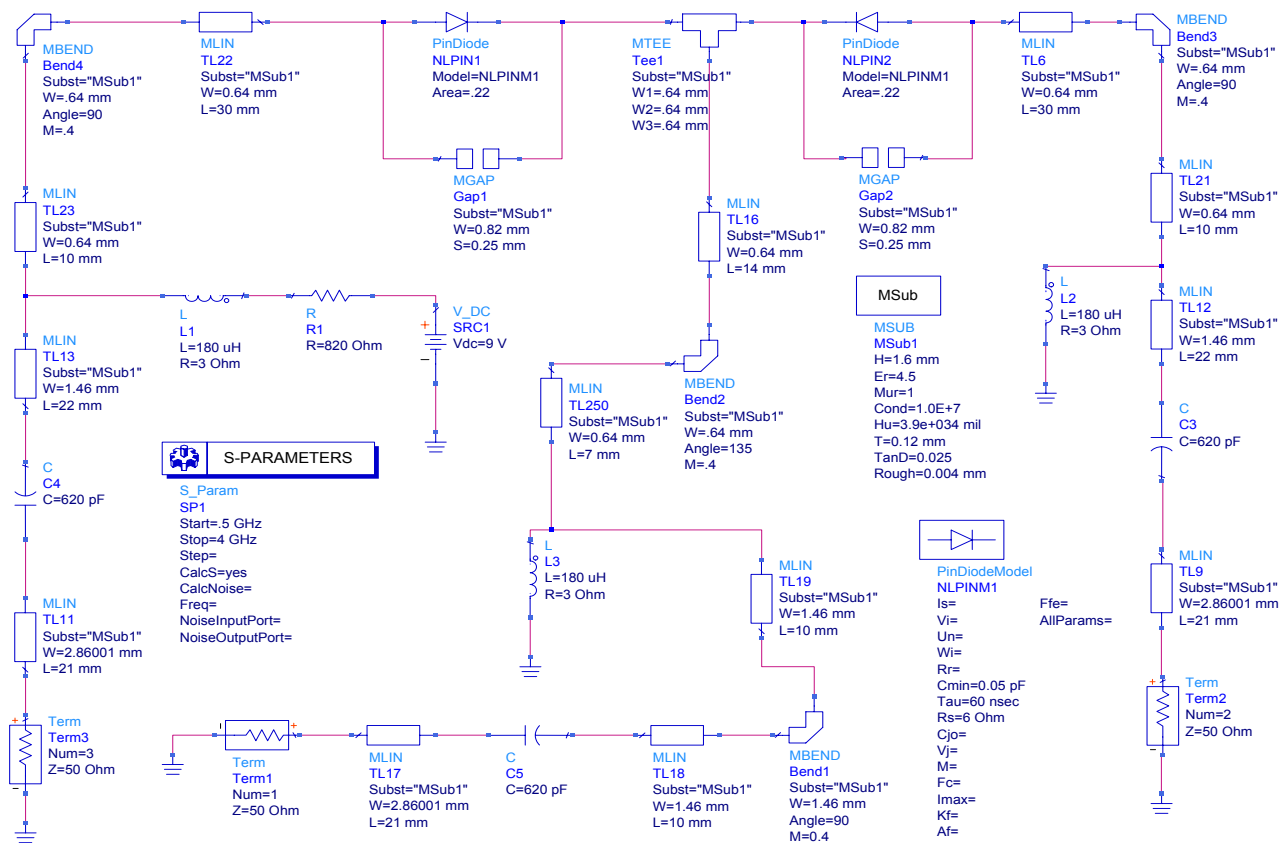


Figura 3.21: Esquemático da chave SPDT para simulação no ADS.

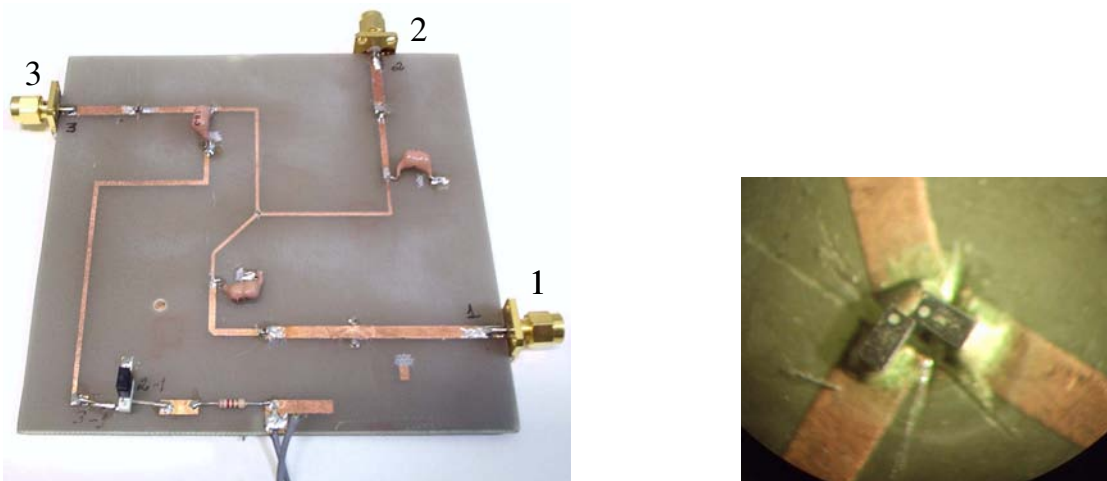


Figura 3.22: Protótipo da chave SPDT.

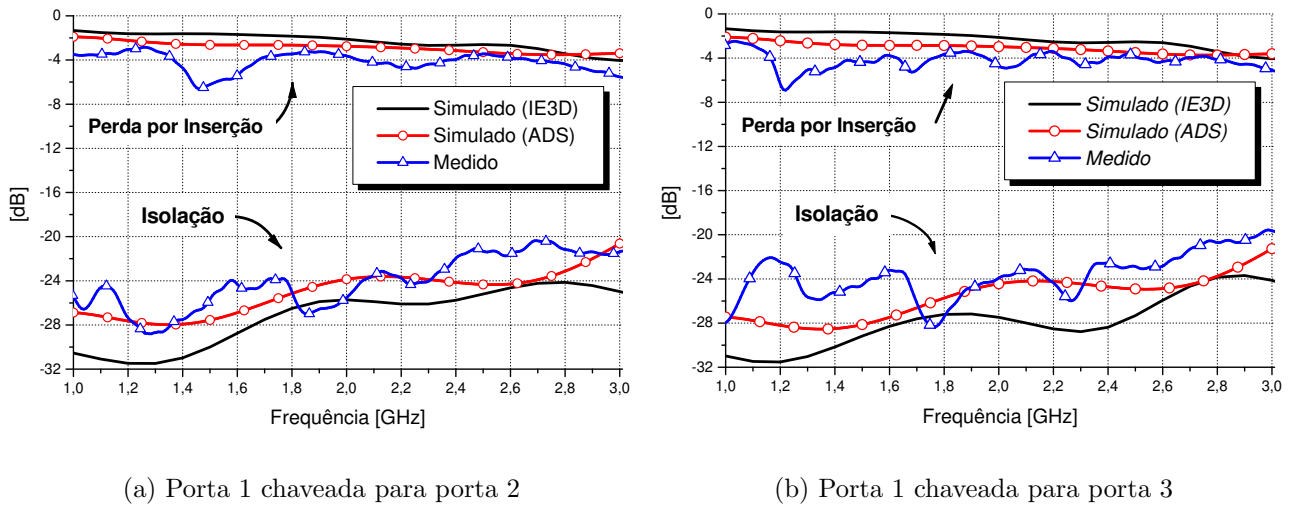


Figura 3.23: Perda por inserção e isolação da chave *SPDT*.

Para concluir, efetuou-se as medidas no circuito para validação do projeto, cujos resultados são comparados com os simulados na Figura 3.23. A perda por inserção foi menor que 4 *dB* para ambas as portas, e teve um pequeno aumento em relação ao valor obtido na estrutura de teste devido ao aumento do número de elementos parasitas no sistema. No caso anterior, tinha-se apenas duas portas, o que representava dois capacitores de desacoplamento, dois choques de *RF* e um diodo *PIN* no caminho do sinal de *RF*. Agora tem-se três portas, três capacitores de desacoplamento, três choques de *RF* e dois diodos *PIN*, de modo que quando somadas, suas interferências acabaram por degradar ainda mais o nível do sinal. Em compensação, houve uma melhora na isolação, que agora é maior que 21 *dB* para a frequência de 1,9 *GHz*, e que está coerente quando comparada a dispositivos comerciais disponíveis no mercado e que são baseados na mesma tecnologia (Philips, 2000), ou seja, chaves construídas com linhas de microfita usando diodos *PIN*.

3.5 Síntese do capítulo

Neste capítulo foi apresentado o diodo *PIN*, seus fundamentos e aplicações, das quais elegeu-se a chave *SPDT* para construção, cujo objetivo foi obter uma boa isolação e banda larga. O objetivo foi alcançado, dado as limitações de projeto que são impostas por um circuito composto de linhas de microfita. Deve-se destacar a forte presença de elementos parasitas no circuito, sendo introduzidos principalmente pela solda e pelos contatos dos capacitores, indutores e conectores.

CAPÍTULO 4

Antenas Ativas

Este capítulo tratará das antenas ativas, fazendo uma rápida introdução dos amplificadores de baixo ruído (LNA - Low-Noise Amplifier), os quais serão usados, juntamente com as chaves abordadas no capítulo anterior, na construção das antenas ativas.

4.1 *LNA*

Os amplificadores utilizados neste trabalho são fabricados pela *Mini-Circuits*, sendo especificamente os da família *ERA*, uma série de amplificadores de microondas miniaturizados, que cobrem uma faixa de frequência desde *DC* até 8 *GHz* com até 18,5 *dBm* de potência típica de saída. Estes amplificadores monolíticos estão disponíveis nas versões *drop-in*¹ e *SMD* e estão disponíveis com diferentes faixas de valores de ganho para satisfazer cada necessidade específica. Utilizou-se o amplificador *ERA-3SM* na versão *drop-in*, que possui faixa de operação desde *DC* até 3 *GHz*, e com um ganho típico variando, segundo o fabricante, de 22,8 *dB* a 18,4 *dB* para 100 *MHz* e 3 *GHz*, respectivamente.

4.1.1 Aplicações

O alto *IP3* (*3rd Order Compression Point*) torna os amplificadores da série *ERA* apropriados para o uso em situações nas quais baixa intermodulação é um fator crítico, tal como as aplicações de múltiplas portadoras. Sua altíssima banda larga também faz deles dispositivos apropriados para sistemas de transmissão de vídeo, *TV* a cabo e sistemas de fibra ótica. Adicionalmente, uma satisfatória baixa figura de ruído permite aos *ERA* serem usados numa cadeia de amplificadores de recepção, incluindo receptores de microondas. Ao contrário de muitos amplificadores monolíticos pequenos, a família *ERA* possui uma boa igualdade de ganho ao longo de uma larga faixa de

¹Versão com pernas ou pinos, os quais são soldados à placa.

frequências. As aplicações nas quais os amplificadores da série *ERA* estão sendo atualmente utilizados incluem:

- Estágio pré-amplificador para receptores de fibra ótica de *TV* a cabo;
- Estágio amplificador para um transmissor de fibra ótica;
- Amplificador de *RF* para um conversor de frequência de banda larga;
- Estágio amplificador para uma fonte geradora de microondas.

4.1.2 Como usar os amplificadores

4.1.2.1 Estrutura de microfita

Como visto anteriormente, numa estrutura típica de microfita, a impedância da linha é determinada pela largura W da linha, pela constante dielétrica ϵ_r do substrato e também pela espessura h do mesmo. Sendo as impedâncias dos amplificadores *ERA* pré-casadas para operar em sistemas de 50Ω , as linhas de microfita deveriam estar o mais próximo possível de 50Ω para resultar em um bom desempenho. As operações em sistemas com impedâncias características diferentes de 50Ω são possíveis, mas é esperada uma relativa redução na *performance*. Em um sistema de 50Ω os amplificadores *ERA* oferecem uma perda de retorno muito boa. O material utilizado como substrato foi o *FR4*, uma vez que este apresenta bons resultados até a faixa dos $2,5 \text{ GHz}$, conforme foi mostrado nos capítulos anteriores.

4.1.2.2 Cuidados com aterramento e efeitos parasitas

Durante a elaboração do *layout* da placa, cuidados especiais devem ser tomados para minimização dos efeitos parasitas. Deve-se lembrar que um comprimento extra de cobre ou uma porção de estanho resultante de uma solda são impedâncias adicionais ao projeto. Para o nosso projeto isto é de fundamental importância, por que o circuito irá operar em frequências acima de 1 GHz . As linhas de transmissão deveriam, sempre que possível, alimentar o amplificador. Isto requer que um furo seja feito na placa, para que os terminais do amplificador estejam no mesmo plano das linhas de transmissão. Os amplificadores *ERA* devem ser instalados no lado corroído da placa para minimizar as indutâncias provenientes da conexão de dois circuitos em lados opostos da placa. Mudanças abruptas na espessura da linha de transmissão também criam efeitos parasitas chamados descontinuidades de passo. Um afunilamento na linha de transmissão, de 50Ω até a espessura dos terminais do amplificador ajuda a minimizar este efeito. Curvas na linha de

transmissão podem criar efeitos parasitas e deveriam, quando possível, ser evitadas. Contudo, quando estas precisarem ser usadas, os cantos devem ser chanfrados para prevenir que as curvas atuem como uma capacitância extra em paralelo. Planos de terra deveriam ser deixados o mais largo e sólido possíveis. Caminhos de retorno para correntes circulantes de alta frequência devem ser os mais estreitos possíveis, especialmente nos terminais de conexão com o terra do amplificador. Comprimentos adicionais no caminho de retorno (conexão com o terra) atuam como uma indutância em série, o que se traduz em uma indesejável resistência de emissor na frequência de operação. Ganho, potência de saída e eficiência em altas frequências serão todos degradados se as técnicas adequadas de aterramento não forem usadas. Uma redução maior que 1 *dB* pode ser esperada em 1 *GHz* para aproximadamente 2 *nH* de indutância nos terminais de conexão.

4.1.2.3 Técnicas de polarização

O esquema de polarização para os amplificadores da família *ERA* é relativamente simples. Requer somente capacitores de bloqueio *DC* nas portas de entrada e saída, sendo a porta de saída comum com o terminal de polarização *DC*. Conseqüentemente, um choque de *RF* em série com um resistor limitador de corrente é necessário na porta de saída. O valor do resistor de polarização pode ser calculado por:

$$R_{bias} = \frac{1000(V_{cc} - V_d)}{I_{bias}} \quad (4.1)$$

onde:

V_{cc} - Tensão de alimentação (*V*);

V_d - Tensão no dispositivo (*V*);

I_{bias} - Corrente de polarização (*mA*).

Para um sistema de 50 Ω , o resistor de polarização aparece em paralelo com a impedância da carga na saída. No nosso caso, por exemplo, para um amplificador *ERA-3SM* com uma tensão de alimentação de 9 *V DC*, o resistor de polarização é de 150 Ω e aparece em paralelo com a carga de 50 Ω na saída, resultando em uma perda de potência de 1,25 *dB* através da carga na saída com uma alteração no *VSWR* da saída. Para evitar este efeito de “divisor de potência”, um choque de *RF* deve ser adicionado em série com o resistor de polarização. O choque de *RF* deve oferecer uma impedância no mínimo 10 vezes maior que o valor da impedância da carga para a

frequência de operação mais baixa, devendo ser livre de ressonância na frequência de operação mais alta. A Figura 4.1 mostra o esquema típico de polarização do LNA.

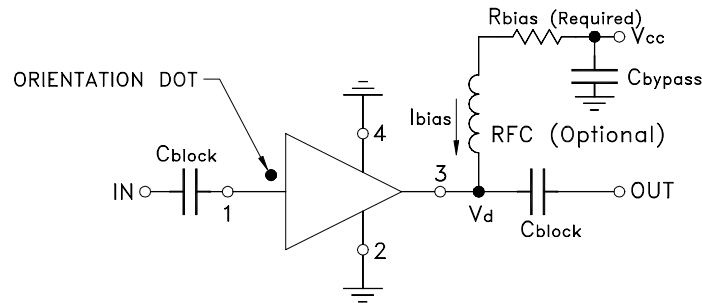


Figura 4.1: Configuração típica da polarização do LNA.

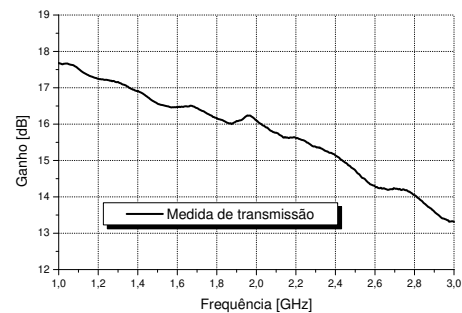
Caso haja a necessidade de uma isolação total do sinal de RF para uma determinada frequência, pode-se inserir uma linha com $1/4$ de comprimento de onda da frequência que se deseja eliminar, ligando-a ao plano de terra através de um capacitor, o que será visto como uma impedância infinita pelo sinal de RF , garantido assim que todo o sinal permaneça na linha de 50Ω . Entretanto, deve-se considerar que haverá degradação do sinal, tanto para frequências superiores quanto para inferiores, fazendo com que esta conexão se comporte como um filtro rejeita faixa, sendo que a frequência de cálculo do comprimento da linha é a frequência central da banda de rejeição.

4.1.2.4 Levantamento do ganho do LNA

Antes da realização de qualquer projeto de antena ativa, construiu-se um circuito para avaliação do ganho do LNA. Utilizando o substrato $FR4$ e o *layout* de circuito de teste fornecido pelo



(a) Circuito de teste.



(b) Ganho do LNA.

Figura 4.2: Estrutura para medida do ganho do LNA.

fabricante (Apêndice C.2), construiu-se a placa de teste mostrada na Figura 4.2(a), a partir da qual mediu-se a transmissão antes e depois da inserção do *LNA*, sendo o ganho real do mesmo mostrado na Figura 4.2(b). Estes valores servirão de referência para posterior comparação com os resultados obtidos nas medidas das antenas ativas.

4.2 Antena ativa com uma porta para testes

Nesta seção serão utilizados os dispositivos estudados nos capítulos anteriores, de modo que será construído num único substrato um sistema composto por uma chave, um *LNA*, uma porta para *DUT* (*Device Under Test*) e uma antena *quasi-Yagi*. O projeto da chave será conforme foi apresentado na seção 3.4, sendo que a mesma terá o objetivo de chavear os sinais provenientes da antena ou da porta *DUT*. Como *DUT* foi usado uma das antenas estudadas na seção 2.6, visando a caracterização da mesma baseando-se nas características intrínsecas da antena *quasi-Yagi* do sistema construído.

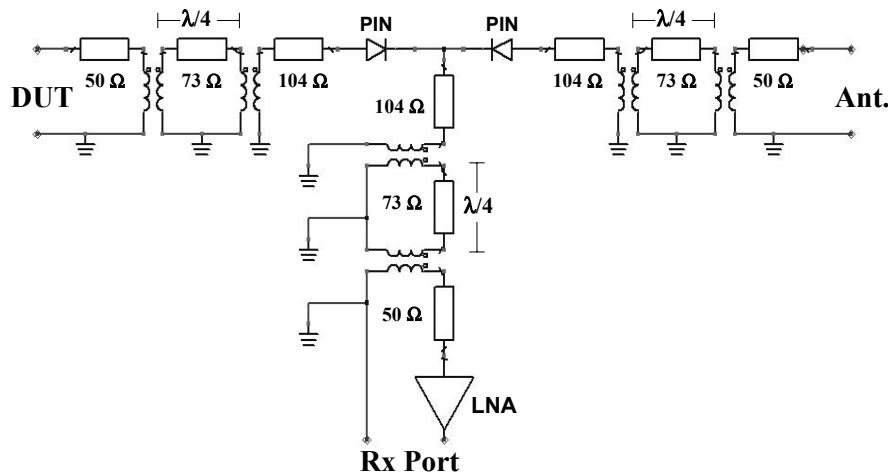


Figura 4.3: Diagrama simplificado da antena ativa.

As técnicas de projeto e construção da antena ativa chaveada também serão as mesmas apresentadas anteriormente, ou seja, haverá o casamento de linhas de alta impedância com linhas de 50 Ω através de adaptadores $\lambda/4$, sendo que a antena *quasi-Yagi* projetada na seção 2.3, que tem uma conexão de 50 Ω , será usada sem nenhuma alteração. A Figura 4.3 mostra um diagrama simplificado das conexões da antena ativa projetada.

Como os projetos da chave e da antena foram os mesmos usados nos capítulos anteriores, não foram realizadas novas simulações para o protótipo, passando-se diretamente à montagem do

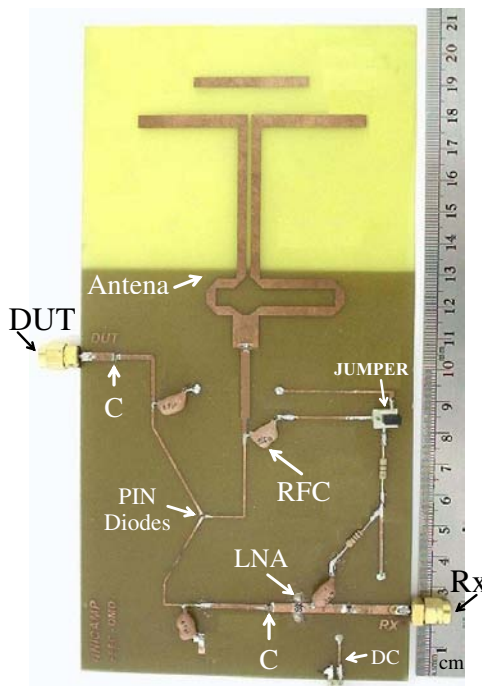


Figura 4.4: Protótipo da antena ativa com porta para conexão do *DUT*.

layout e construção do protótipo. Dessa forma, após a corrosão da placa, fixou-se os componentes, usando solda de estanho para os resistores e indutores. Os diodos *PIN*, os capacitores *SMD* e o *LNA* foram fixados usando uma pasta de prata misturada com epóxi específica para este tipo de conexão. Um *jumper*, dispositivo comum em periféricos de computador, foi utilizado como sistema chaveador da tensão *DC* que alimenta os diodos *PIN*, que por sua vez realizam o chaveamento do sinal de *RF*. A Figura 4.4 mostra o protótipo construído.

4.2.1 Direcionamento do feixe

Um modo de utilizar o protótipo construído é empregá-lo no chaveamento de duas antenas defasadas de 90° , de modo a obtermos uma variação estática do feixe, ou seja, o sinal é medido pela antena padrão para um determinado ângulo de incidência e depois é feito o chaveamento para a porta *DUT*, onde outra antena medirá o sinal com um defasamento de 90° . Utilizando novamente o *setup* para medidas do padrão de radiação, realizaram-se duas medidas, uma do plano *E* e outra do plano *H*, utilizando como *DUT* a antena *quasi-Yagi* com dipolo $3\lambda/8$, sendo os resultados obtidos mostrados na Figura 4.5. Em ambos os gráficos, observa-se que houve um deslocamento do feixe, estando o ponto de máximo do *DUT* defasado do ponto de máximo da antena. Eles não coincidem exatamente em 0° e 270° devido ao fato do direcionamento das antenas

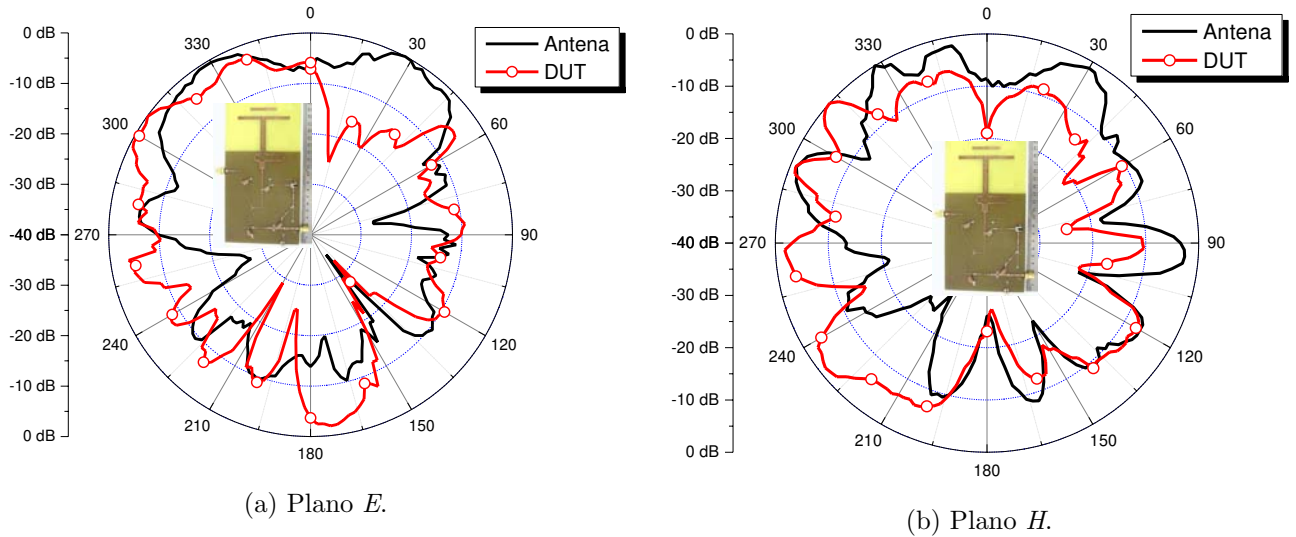


Figura 4.5: Padrão de radiação mostrando o deslocamento do feixe. O *DUT* utilizado foi a antena $3\lambda/8$.

medidas para a antena transmissora ser visual. Nota-se também que o padrão de radiação de ambas as antenas difere ligeiramente dos apresentados no capítulo 2, devido às soldas, capacitores e diodos, presentes no caminho do sinal, produzirem uma alteração na resposta em frequência da saída das antenas.

4.2.2 Medida do ganho relativo da antena ativa

Durante a construção da antena ativa mediu-se a isolamento e a perda por inserção da porta *DUT* em dois momentos: antes e depois da introdução do *LNA* no circuito, sendo as curvas de perda por inserção (“*ON*”) e isolamento (“*OFF*”) apresentadas na Figura 4.6(a), as quais apresentam ganho médio de 16 *dB* após a introdução do *LNA*, o que está compatível com o ganho do mesmo mostrado na Figura 4.2(b).

Outra comparação realizada foi a do padrão de radiação da antena *quasi-Yagi* com o da antena ativa, sendo usado o mesmo *setup* de medidas, normalizou-se os valores obtidos para zero, sendo o ganho relativo medido para o plano *E* apresentado na Figura 4.6(b), onde observa-se um ganho do sinal recebido maior que 10 *dB* entre a antena ativa e a passiva.

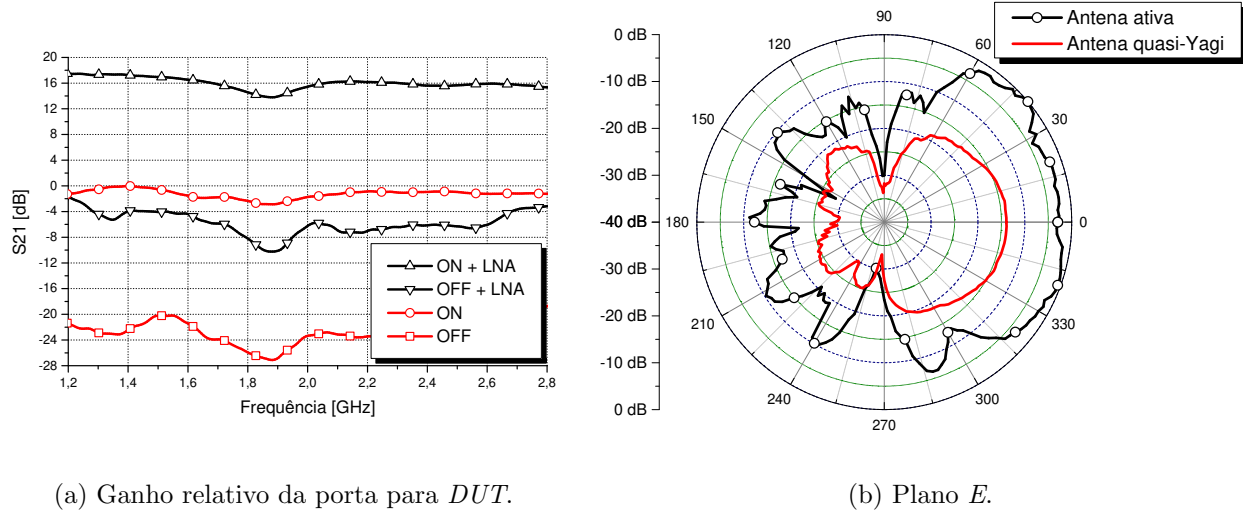


Figura 4.6: Medidas do ganho para a porta *DUT* e comparação do padrão de radiação.

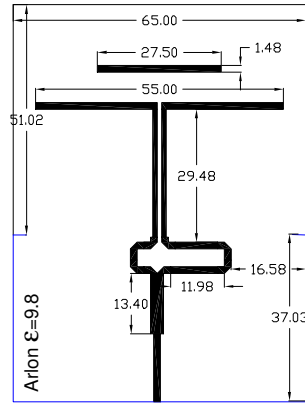
4.3 Antena ativa em substrato de ϵ_r elevado

Para dar maior credibilidade às técnicas de projeto, construção e medidas usadas neste trabalho, foi construído e avaliado experimentalmente outra antena ativa, contendo duas antenas *quasi-Yagi* defasadas de 180° e que são chaveadas através de um circuito com diodos *PIN*, conforme apresentado no capítulo anterior. O sinal proveniente das antenas, depois de passar pela chave, é amplificado pelo *LNA* dando a característica de circuito ativo ao sistema.

4.3.1 Projeto e teste de uma antena simples

Antes da construção da antena ativa propriamente dita, foi projetado, simulado e construído para o substrato *Arlon1000*[®], que possui $\epsilon_r = 9,8$, espessura $h = 1,58 \text{ mm}$ e $\tan \delta = 0,003$, uma outra antena *quasi-Yagi*. A construção desta antena objetiva a caracterização do substrato, dando conhecimento e segurança para a construção de uma antena ativa funcional. Além disso, servirá de sistema referência, onde medidas do padrão de radiação (An et al., 1994) e da resposta em frequência (Brauner et al., 2003) desta antena de referência e da antena ativa irão possibilitar o cálculo do ganho real da antena ativa.

Sendo assim, seguiu-se as regras de projeto apresentadas na seção 2.3 desta dissertação, estabelecendo-se as dimensões iniciais da antena. Em seguida foram realizadas várias simulações no *IE3D* a fim de se obter uma boa resposta de perda de retorno para a frequência de $1,9 \text{ GHz}$. É importante ressaltar que se poderia obter uma perda de retorno bem parecida com a da antena

(a) Dimensões (em *mm*).

(b) Comparação de tamanho.

Figura 4.7: Antena *quasi-Yagi* construída em substrato *Arlon1000*[®] com $\epsilon_r = 9,8$.

quasi-Yagi fabricada em fibra de vidro e apresentada anteriormente, mas como o processo de otimização é demorado e o ponto de interesse maior é a frequência de 1,9 *GHz*, então o processo foi interrompido quando a resposta para esta frequência estava satisfatória. Desta forma, como dimensões finais foram obtidos os valores apresentados na Figura 4.7(a), cujo protótipo construído é comparado na Figura 4.7(b) a uma antena fabricada no substrato *FR4*, sendo que ambas as antenas foram projetadas para a mesma faixa de frequências.

Tendo-se construído o protótipo, procedeu-se então a realização das medidas, sendo o resultado simulado e medido da perda de retorno mostrado na Figura 4.8. Devido ao fato deste substrato ser de maior qualidade e dado que o fabricante fornece informações pertinentes a este,

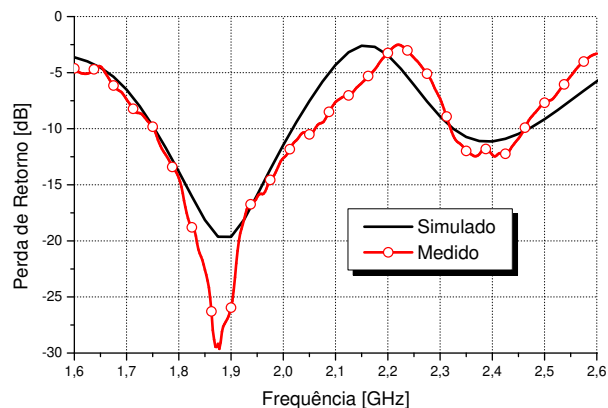


Figura 4.8: Perda de retorno para antena em substrato *Arlon1000*[®] com $\epsilon_r = 9,8$.

tais como a espessura do mesmo e da camada de metal, a permissividade relativa e a tangente de perdas, pode-se observar que a medida e a simulação têm uma concordância melhor para este substrato do que para o de fibra de vidro.

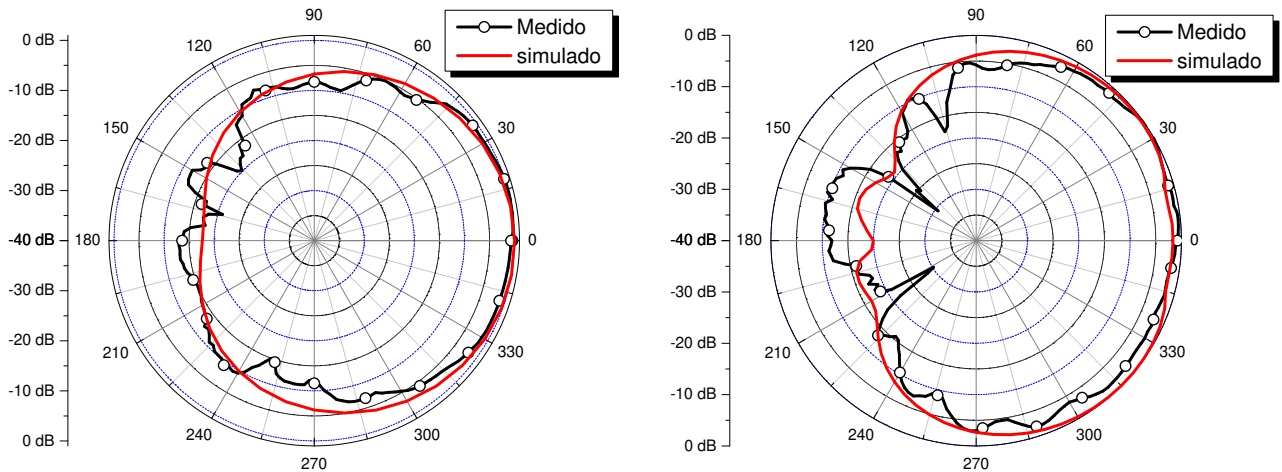
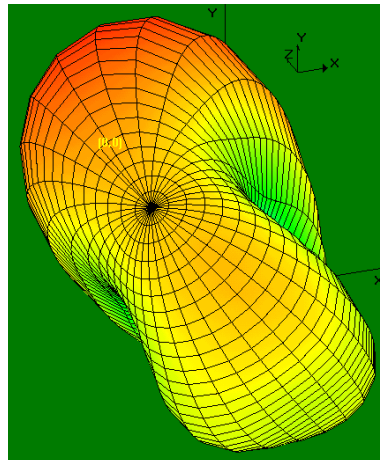
(a) Plano E (b) Plano H .(c) Diagrama $3D$.

Figura 4.9: Padrão de radiação $3D$ da antena *quasi-Yagi* em substrato *Arlon1000*[®] com $\epsilon_r = 9,8$.

Para este protótipo também foram realizadas medidas do padrão de radiação em campo aberto, tendo como objetivos finais a caracterização da nova antena e a obtenção de valores para comparação com a antena ativa a ser construída. A Figura 4.9 mostra os padrões de radiação, sendo que a Figura 4.9(a) apresenta a medida do plano E , a Figura 4.9(b) a medida do plano H ,

onde se pode observar a proximidade entre as simulações e as medidas, estando a relação frente-costas superior a 10 dB em ambos os casos. A Figura 4.9(c) mostra o padrão de radiação $3D$ simulado via $IE3D$, sendo que a medida do plano E é feita no plano XY e a do plano H no plano YZ visto que a antena está posicionada no plano XY .

4.3.2 Construção da antena ativa

Estando o substrato caracterizado através de uma antena, com seus respectivos parâmetros medidos, construiu-se a antena ativa, que é composta de duas antenas *quasi-Yagi* iguais às da seção anterior, um circuito chaveador com diodos *PIN* e um amplificador *ERA-3SM*. A topologia do circuito é a mesma apresentada na Figura 4.3, sendo que a diferença neste projeto é que a porta *DUT* foi substituída por outra antena *quasi-Yagi* com defasamento de 180° em relação à primeira.

Dessa maneira, utilizando-se as técnicas de projeto e construção já abordadas, foi montado um novo protótipo, sendo o mesmo mostrado na Figura 4.10. Observa-se que embora existam duas antenas, houve uma redução no comprimento total deste protótipo em relação a outra antena ativa. Este fato é devido à redução do comprimento de onda guiado no substrato, que por sua vez é função da constante dielétrica. Assim, quanto maior for a constante dielétrica, menores serão as dimensões da antena. Todavia o ganho e a eficiência são afetados negativamente (Apêndice B.3).

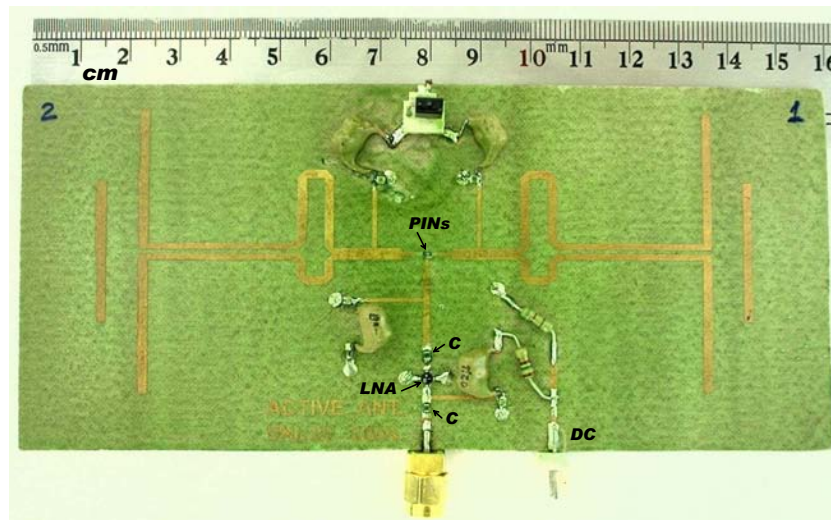


Figura 4.10: Protótipo da antena ativa em substrato *Arlon1000*[®] com $\epsilon_r = 9,8$.

Utilizando-se novamente o *setup* de medidas do padrão de radiação de campo distante, posicionou-se o protótipo de modo que a antena número um ficou rotacionada 90° em relação à antena transmissora. Consequentemente, a antena número dois ficou rotacionada 270° . Realizou-se então as medidas, estando os resultados apresentados na Figura 4.11. Pode-se notar que houve um deslocamento do feixe no plano E (Figura 4.11(a)). Isto possibilita o emprego deste tipo de antena em sistemas *wireless 3G*, *bluetooth* ou *WLAN*, onde duas ou mais antenas podem ser chaveadas alternadamente em busca da melhor relação sinal ruído. No plano H (Figura 4.11(b)) praticamente não ocorreu deslocamento do feixe, devido à antena possuir neste plano uma área de cobertura de aproximadamente 150° , o que dificulta o direcionamento do feixe para um determinado local. Em compensação, esta polarização da antena pode ser empregada em *ERBs* (Estação Rádio-Base) na cobertura de áreas com pouco tráfego e que não exijam setorização, como por exemplo, às margens de uma rodovia. Outra possível aplicação seria em terminais móveis, que durante o uso normalmente estão na vertical, posição em que a antena captaria tanto componente do plano E quanto do plano H .

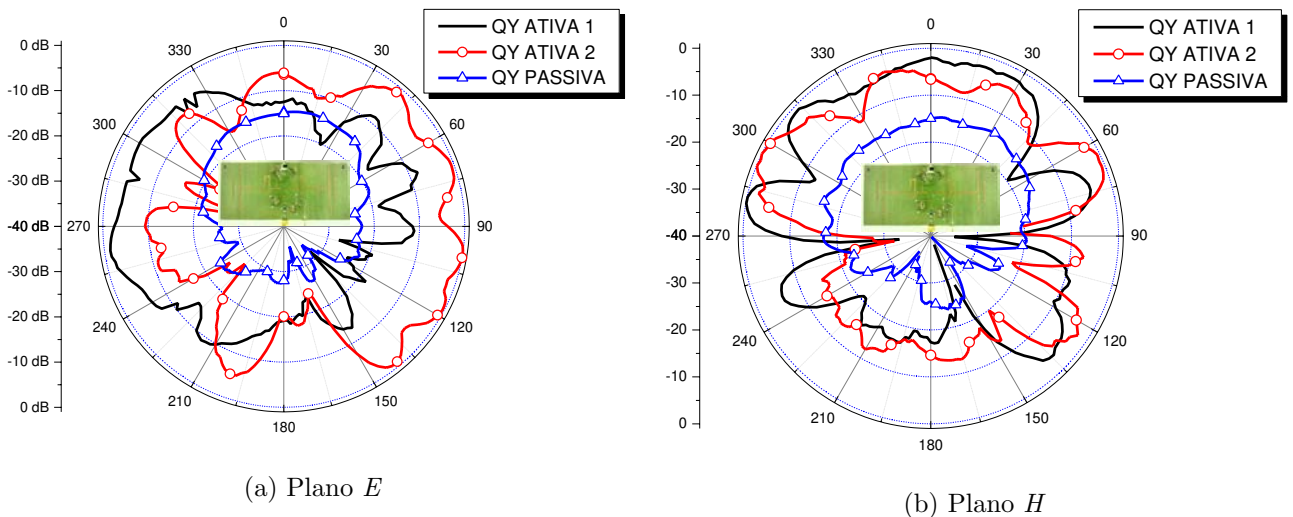


Figura 4.11: Padrão de radiação da antena *quasi-Yagi* ativa.

Pode-se também fazer uso de uma placa *DSP* (*Digital Signal Processing*) conectada ao circuito chaveador e à saída do circuito, com o objetivo de se realizar uma análise contínua da qualidade do sinal, para que quando ocorra uma degradação do mesmo, automaticamente se execute o

chaveamento em busca de um sinal melhor. Assim, extensões deste projeto, utilizando três ou mais portas podem ser implementadas, produzindo um feixe diretivo atualizado em tempo real.

À Figura 4.11 foram adicionados os resultados da antena *quasi-Yagi* construída para caracterização do substrato, de modo a informar o ganho relativo da antena ativa em detrimento da passiva. O ganho relativo nos pontos de máximo é superior a 14 dB, mostrando assim o quão útil é o uso de antenas ativas em sistemas sem fio.

4.4 Medida da resposta em frequência

Com o objetivo de verificar na prática a real resposta em frequência das antenas construídas (Clark et al., 2003), elaborou-se um código para uso no software Labview, cuja função é captar os níveis de sinal para cada uma das frequências do intervalo de varredura ajustado no analisador de espectro *HP 8593E*. Desta forma, usando-se o próprio analisador para gerar o sinal, cuja frequência de varredura foi ajustada para 1,7 GHz até 2,5 GHz, amostrou-se os valores do sinal recebido pela antena para aquela faixa de frequências.

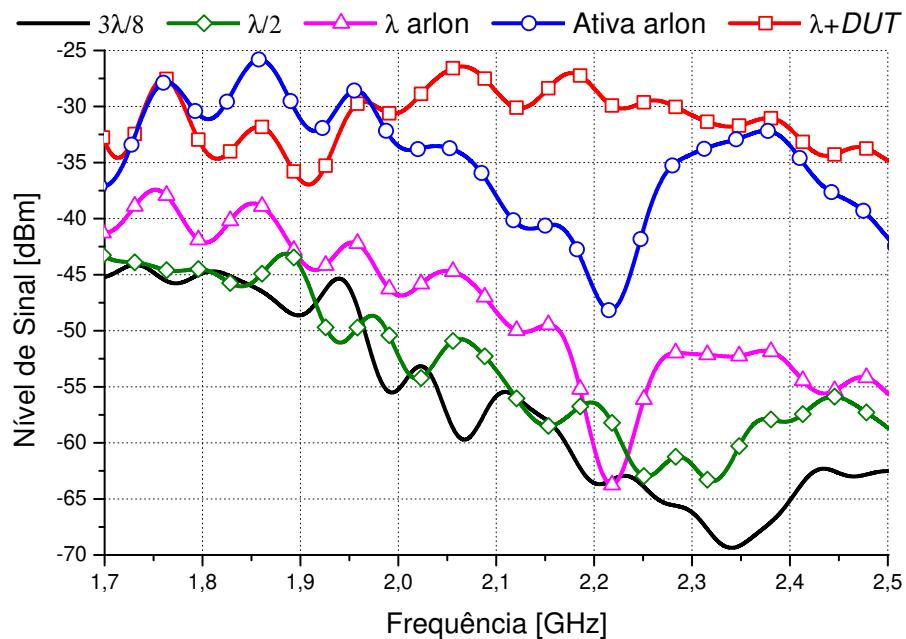


Figura 4.12: Medida da resposta em frequência de algumas das antenas construídas.

A Figura 4.12 mostra os resultados obtidos para algumas das antenas construídas. Estes resultados são uma resposta da perda de retorno rebatida, de modo que o(s) *dip(s)* torna(m)-se pico(s), devido ao fato deste(s) ser(em) o(s) ponto(s) de máxima sintonia da antena.

As antenas medidas foram as *quasi-Yagi* com dipolo $3\lambda/8$ e $\lambda/2$, a ativa com porta *DUT* ($\lambda + DUT$) e as antenas construídas em substrato *Arlon1000*[®], ou seja, a antena *quasi-Yagi* (λ *Arlon*) e a antena ativa (ativa *Arlon*). Nota-se que estes resultados confirmam os apresentados anteriormente, ratificando o melhor desempenho das antenas ativas, seguido pela antena *quasi-Yagi* (λ *Arlon*). As antenas com dipolo de comprimento $\lambda/2$ e $3\lambda/8$ tiveram desempenho inferior ao das outras, confirmando os ganhos simulados apresentados no Capítulo 2.

4.5 Síntese do capítulo

Este capítulo fez uma rápida introdução aos amplificadores de baixo ruído (*LNA*) mostrando também a construção e análise de duas antenas ativas, que apresentaram a capacidade de direcionar o feixe de radiação, bem como um ganho característico superior ao das antenas passivas.

CAPÍTULO 5

Considerações finais

5.1 Conclusões

Esta dissertação objetivou realizar um estudo das antenas planares *quasi-Yagi* utilizando-o na construção de antenas *quasi-Yagi* ativas chaveadas através de circuitos que utilizam diodos *PIN*, que se procedeu da seguinte forma:

Apresentação da antena *quasi-Yagi*, suas regras de projeto e técnicas de construção. Realização de um estudo para variações no dipolo da mesma, sendo que para variações na inclinação, objetivando melhorias no ganho e diretividade, não houveram contribuições significativas, mas para as variações no comprimento do dipolo, objetivando redução da área construída da antena, alcançou-se até 58% de redução na área do substrato construído, embora tenha ocorrido considerável redução na largura de banda, ganho e diretividade das novas antenas. Contudo, estas novas antenas ainda apresentam largura de banda superior a outras antenas de microfita amplamente estudadas, tais como o *patch* e a *PIFA*.

Projeto de circuitos chaveadores usando diodos *PIN* construídos com linhas de microfita, sendo inicialmente apresentado o diodo *PIN*, seus fundamentos e principais aplicações. Os circuitos chaveadores foram chaves *SPDT*, projetados para que a isolação e a perda por inserção fossem simétricas em relação à saída, dado que o mesmo seria usado para chavear antenas iguais ou para que uma outra antena fosse caracterizada com base numa antena padrão. Construiu-se uma chave com boa isolação, possuindo uma grande largura de banda e que foi utilizada na construção das antenas ativas.

Reuniu-se os tópicos abordados acima para construção das antenas ativas, sendo que a primeira contém uma antena e uma porta *DUT* para caracterização de outras antenas. A segunda antena ativa foi construída num substrato com constante dielétrica elevada, e possui duas antenas

defasadas de 180° , que são chaveadas por um circuito *SPDT* conforme descrito acima. Estas antenas apresentaram um ganho superior a 12 dB em relação às antenas passivas, o qual foi obtido através de medidas do padrão de radiação e da resposta em frequência. Através do chaveamento também se demonstrou o deslocamento do feixe de radiação das antenas ativas.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Poder-se-á realizar novos estudos para maximização das características da antena *quasi-Yagi*, buscando principalmente a redução da área construída com manutenção ou aumento do ganho e diretividade.

Projeto e construção de chaves *multi-throw* para aplicação no chaveamento de arranjos de antenas. Estas chaves podem ser ligadas a uma *DSP*, que através de um controle lógico, possibilitará o controle do feixe de forma rápida e eficaz.

Estudar o chaveamento de antenas ativas através de um sistema monolítico de *RF*, o qual deve englobar tanto as chaves quanto os amplificadores do sistema.

Estudar o chaveamento de arranjos de antenas, no qual os diodos *PIN* são substituídos por chaves *MEMS*, de modo a se construir um sistema de chaveamento eletro-mecânico.

APÊNDICE A

Equipamentos e *softwares* utilizados neste trabalho

A.1 Equipamentos

- *Agilent 34401A - Digital Multimeter;*
- *Carl Zeiss - Optical Microscope;*
- *HP 8347A - 100 KHz - 3 GHz - RF Amplifier;*
- *HP 83630B - 10 MHz - 26,5 GHz - Signal Generator;*
- *HP 8593E - 9 KHz - 22 GHz - Spectrum Analyzer;*
- *HP 8714ET - Network Analyzer;*
- *HP LaserJet 1200 series - Impressora Laser;*
- *Narda Microline Model 615 - 1,7 - 2,6 GHz - Standard Horn Antenna;*
- *National Instruments GPIB-232CT-A Converter;*
- *NITEC EPS-103 - Robot Positioner Servomechanism;*
- *Olympus Camedia D-390 - Digital Camera;*
- *Pentium IV 2.4 GHz com 1 Gb RAM;*
- *Rohde & Schwarz ZVRE - 9 KHz - 4 GHz - Vector Network Analyzer;*
- *Scientific Atlanta 12-1.7 - 1,7-2,6 GHz - Standard Horn Antenna;*
- *Scientific Atlanta Series 4100 - Positioner Control Unit.*

A.2 *Softwares*

- *Acrobat Distiller 5.0*;
- *Adobe Acrobat 5.0*;
- *Agilent ADS 2003 - Advanced Design System*;
- *AutoCad 2000*;
- *Labview 5.0*;
- *Microsoft - Windows 2000*;
- *MiKTeX 2.1*;
- *Origin 5.0*;
- *TEXaide 4.0 - L^AT_EX 2_ε Equation Editor*;
- *WinEdt 5.3 - L^AT_EX 2_ε Editor*;
- *Zeland IE3D 10.1*.

APÊNDICE B

Estruturas planares de microfita

B.1 Técnicas de excitação via linha de microfita

Embora existam várias técnicas de alimentação aplicáveis às antenas de microfita como, por exemplo, acoplamento magnético e via cabo coaxial, cada uma com suas vantagens e desvantagens, aqui apresentar-se-á apenas a técnica via linha de transmissão, que foi o método adotado nos projetos para alimentação das antenas *quasi-Yagi*.

Uma linha de transmissão construída em um substrato com metalização em ambos os lados consiste de uma fita condutora em um dos lados e um plano de terra do outro, havendo no meio o substrato (camada dielétrica) de sustentação, como mostra a Figura B.1. Nesta mesma figura também é apresentado a impedância característica Z_0 , como uma função da razão da largura da linha W pela altura do substrato h , para substratos de diferentes tipos de materiais. O substrato é constituído de um material dielétrico de baixa perda tal como teflon (politetrafluoretileno), alumina (óxido de alumínio) ou *FR4* (fibra de vidro).

Uma linha de transmissão construída com dielétrico uniforme, como é o caso das linhas coaxiais, pode suportar um único modo de propagação, pelo menos em uma faixa específica de frequência, que é chamado *TEM* (*Transversal Eletro-Magnético*). Nesse caso, os campos elétrico e magnético são ortogonais entre si e também com a direção de propagação.

Um modo de onda *TEM* pura pode propagar em uma linha de microfita somente se todos os campos estiverem no mesmo meio. No caso de campos não-estáticos estiverem em dois meios diferentes, o campo possuirá também componentes longitudinais. Para baixas frequências, ou mais precisamente quando $\lambda \gg h$, os campos são aproximadamente os mesmos do caso estático, assim o modo de propagação é dito "*quasi-TEM*" (Edwards, 1981). Contudo, a solução analítica

para o modo de onda *quasi-TEM* é complicado e o projeto prático das linhas de microfita é baseado em gráficos ou equações aproximadas.

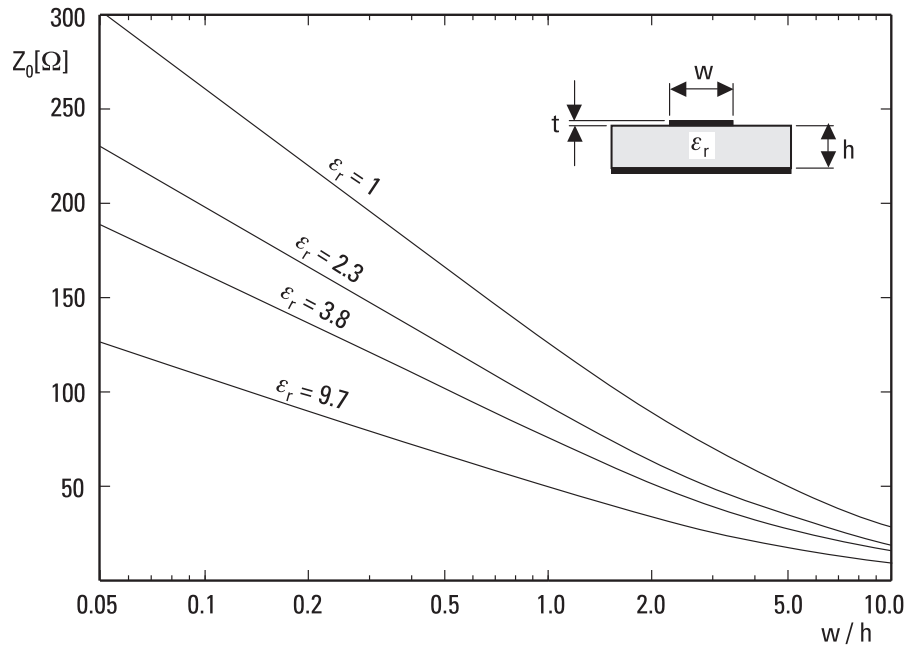


Figura B.1: Seção transversal de uma linha de microfita e sua impedância característica.

Uma técnica comum para a obtenção das expressões de projetos de microfita é considerá-las como um capacitor carregado estaticamente, cujos campos elétrico e magnético estão unicamente no plano transversal. Essa técnica é conhecida como método *TEM*-Estático. Os parâmetros obtidos através dessa técnica são precisos e satisfazem a maioria dos problemas até alguns *GHz*, suprindo com folgas os requisitos dos projetos aqui realizados.

B.2 Cálculo das linhas de microfita

As dimensões das linhas de microfita podem ser determinadas por meio de uma abordagem baseada em modelos clássicos (Gupta et al., 1981), mas que ainda são tratados nas publicações mais recentes (Räisänen e Lehto, 2003). Existem dois modelos usuais: um que não leva em conta a espessura t da camada metálica e um outro que considera este valor, sendo que o erro entre eles é de 2 a 3% para os casos em que a camada de metal tem uma espessura considerável. O modelo aqui utilizado não leva em conta a espessura da linha metálica t . As expressões em

forma fechada, utilizadas no projeto das linhas, são apresentadas a seguir, sendo válidas quando $0,05 \leq W/h \leq 20$ e $\varepsilon_r \leq 16$.

A constante dielétrica efetiva e a impedância caracterísitca, quando $W/h \leq 1$, são:

$$\varepsilon_{re} \cong \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{B.1})$$

$$Z_0 \cong \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\Omega) \quad (\text{B.2})$$

e, quando $W/h \geq 1$:

$$\varepsilon_{re} \cong \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (\text{B.3})$$

$$Z_0 \cong \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}} [W/h + 1,393 + 0,667 \ln(W/h + 1,444)]} \quad (\Omega) \quad (\text{B.4})$$

A espessura W da linha de microfita corresponde a uma impedância Z_0 desejada, sendo obtida, quando $W/h \leq 2$, de:

$$\frac{W}{h} \approx \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (\text{B.5})$$

onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (\text{B.6})$$

e, quando $W/h \geq 2$, de:

$$\frac{W}{h} \approx \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{B.7})$$

onde:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{B.8})$$

Caso haja a necessidade de correção da espessura da linha, devido à capacitância da linha por unidade de comprimento, a seguinte relação pode ser utilizada:

$$\Delta W_e = \frac{t}{\pi} (1 + \ln D) \quad (\text{B.9})$$

onde $D = 2h/t$, quando $W/h \geq 1/(2\pi)$, e $D = 4\pi W/t$, quando $W/h \leq 1/(2\pi)$.

A Equação B.9 é válida para $t < h$ e $t < W/2$. Assim as Equações B.2, B.4, B.5 e B.7 podem ser usadas para uma linha com espessura diferente de zero bastando para tal substituir W por $W_e = W + \Delta W_e$.

B.3 Substrato para antenas de microfita

Certamente, a permissividade elétrica do material a ser utilizado como substrato de uma antena de microfita é o parâmetro físico de maior influência nas suas frequências de ressonâncias (James et al., 1981). Atualmente, uma variedade muito grande de laminados para microondas, com baixas perdas e elevadas taxas de homogeneidade e isotropia, encontram-se disponíveis no mercado. Os mais comuns possuem permissividades relativas que variam de 2 a 10, com tolerância fornecida pelos fabricantes que tendem a valores mais elevados, em termos percentuais, quanto maior for a permissividade. Em geral, o valor nominal da permissividade fornecida pelo fabricante não é exato o suficiente para o projeto de antenas com espessuras muito finas, necessitando quase sempre um segundo protótipo para ajustar o(s) $dip(s)$ da antena à frequência desejada.

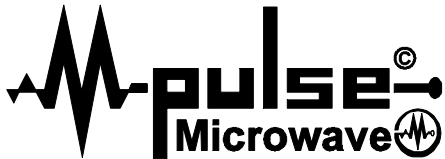
Além da frequência de ressonância, a faixa de passagem e as dimensões físicas da antena também são fortemente afetadas pela escolha da permissividade do substrato. Se a aplicação necessita de antenas de dimensões reduzidas, uma possível solução é o emprego de substratos com permissividade elevada, porém o ganho e a eficiência do dispositivo serão afetados de maneira negativa, pois haverá uma maior concentração de linhas de campo no substrato que no ar. Por outro lado, diminuindo-se o valor da permissividade relativa, aumentam-se as dimensões da antena. O problema das ondas superficiais na estrutura também deve ser levado em conta, o que implica cuidado extra na escolha do substrato, devido ao fato de os fenômenos de ondas superficiais dependerem claramente da escolha do mesmo.

Dessa maneira, fica evidente o compromisso entre escolha do substrato com as dimensões e características de funcionamento dos protótipos.

APÊNDICE C

Data sheets

C.1 *Data sheet* do diodo PIN



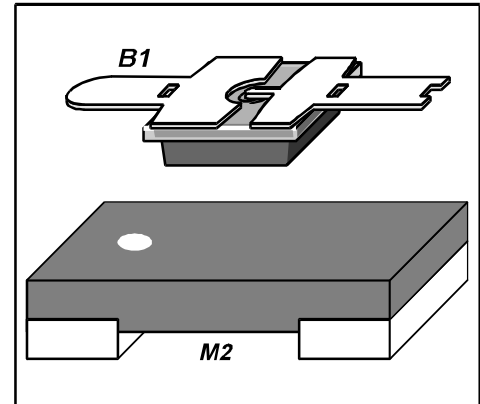
Series PIN Switching Elements

FEATURES

- High RF Power Handling (M2)
- Easy Assembly
- High Reliability Metal System
- Very Low Inductance

ENVIRONMENTAL RATINGS (Maximum)

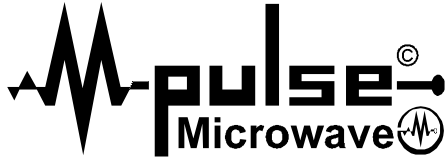
Operating Temperature.....-65 °C to +200 °C
 Storage Temperature.....-65 °C to +200 °C
 Soldering Temperature.....230 °C for 5 seconds



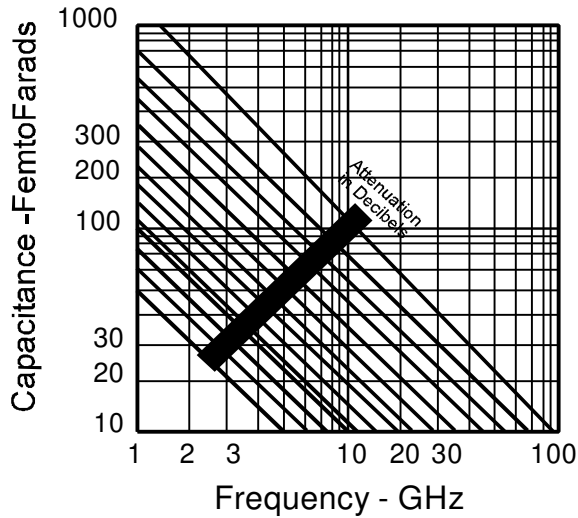
HIGH ISOLATION

Electrical Specifications @ 25 °C

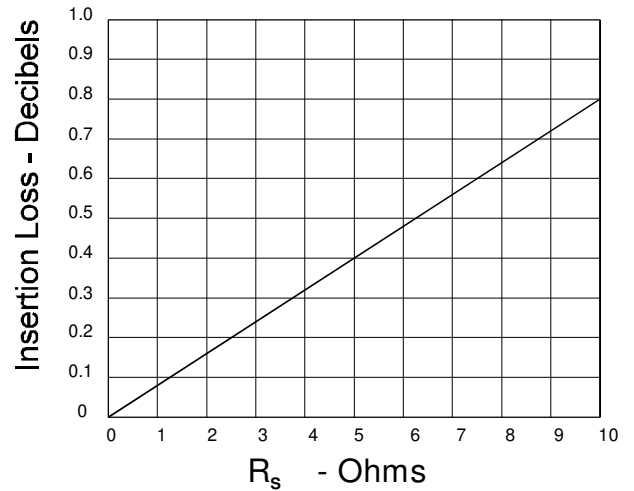
PART NUMBER	CASE STYLE	V _{BR} (Min) Volts	C _{tD} (Max) pF	R _s (Max) Ω	τ (Typ) nSec
MP5220	B1	70	0.020	6	30
MP5221	B1	70	0.025	5	50
MP5222	B1	70	0.035	4	60
MP5230	M2	70	0.045	6	30
MP5232	M2	70	0.055	4	60
Test Condition		I _R = 10 μA	V _R = 50 V	I _F = 10 mA	I _F = 10 mA I _R = 6 mA



Series PIN Switching Elements



Single Series Element Isolation
(50 Ohm System)



M2 Assembly Notes:
Normally installed by die attach with either epoxy or solder. Please specify method.

B1 Assembly Notes:
Normally installed by T.C. bonding leads to circuit.

Notes :

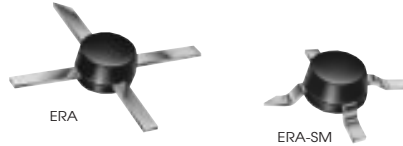
1. Dimensions are in inches.
2. Unless otherwise specified dimensions are nominal.

C.2 Data sheet do LNA

MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω

BROADBAND DC to 8 GHz



low power, up to +13.5 dBm output

all specifications at 25°C

MODEL NO.	FREQ. GHz	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER (dBm) at 2 GHz*			DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (∶1) Typ.		ABSOLUTE MAX. RATING ³		DC OPERATING POWER ⁴ at Pin 3			THERMAL RESISTANCE θ _{jc} Typ. °C/W	CASE STYLE Note B	CONNECTION	PRICE \$ Qty. (30)				
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no dmg) Typ.	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In		P		Current (mA)	Volt.										
		f ₁ - f ₂	0.1	1	2	3	4	6	8					Min. @ 2 GHz	DC-2 GHz	DC-3 GHz	3-f ₁ **		DC-3 GHz	3-f ₁ **	I					P	Min	Max	
ERA-1	DC-8	12.3	12.1	11.8	10.9	9.7	7.9	8.2	9	±0.3	12.0	10.0	15	4.3	26	1.5	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.4	3.0	4.1	178	VV105	cb	1.37
ERA-2	DC-6	16.2	15.8	15.2	14.4	13.1	11.2	—	13	±0.5	13.0	11.0	15	4.0	26	1.3	1.4	1.2	1.6	75	330	40	3.4	3.0	4.1	155	VV105	cb	1.52
ERA-3	DC-3	22.1	21.0	18.7	16.8	—	—	—	16	±1.7	12.5	9	13	3.5	25	1.5	—	1.4	—	75	330	35	3.2	3.0	4.1	154	VV105	cb	1.67
ERA-1SM	DC-8	12.3	12.1	11.8	10.9	9.7	7.9	8.2	9	±0.3	12.0	10.0	15	4.3	26	1.5	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.4	3.0	4.1	183	WW107	cb	1.42
NEW ERA-21SM	DC-8	14.2	13.9	13.2	12.2	10.8	8.7	8.9	11.2	±0.5	12.6	10.6	15	4.7	26	1.1	1.4	1.3	1.9	75	330	40	3.5	3.0	4.1	194	WW107	cb	1.57
ERA-2SM	DC-6	16.2	15.8	15.2	14.4	13.1	11.2	—	13	±0.5	13.0	11.0	15	4.0	26	1.3	1.4	1.2	1.6	75	330	40	3.4	3.0	4.1	160	WW107	cb	1.57
NEW ERA-33SM	DC-3	19.3	18.7	17.4	15.9	—	—	—	15	±0.9	13.5	11.5	13	3.9	28.5	1.6	—	1.25	—	75	330	40	4.3	3.8	4.8	140	WW107	cb	1.72
ERA-3SM	DC-3	22.1	21.0	18.7	16.8	—	—	—	16	±1.7	12.5	9	13	3.5	25	1.5	—	1.4	—	75	330	35	3.2	3.0	4.1	159	WW107	cb	1.72

features

- low thermal resistance
- miniature microwave amplifier
- available in drop-in & surface mount (sm) versions
- frequency range, DC to 8 GHz, usable to 10 GHz
- up to 18.5 dBm typ. (16.5 dBm min) output power

absolute maximum ratings

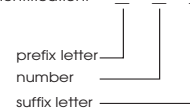
operating temperature: -45°C to 85°C
storage temperature: -65° to 150°C

model identification

Model marking (see note below)

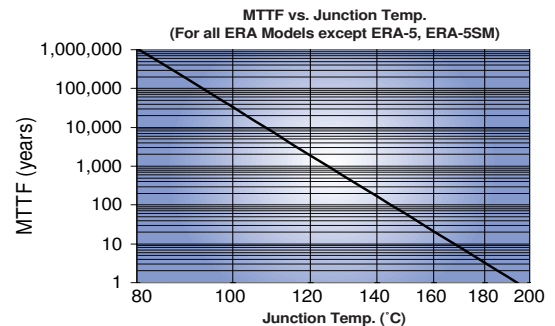
ERA-1, ERA-1SM	1
ERA-2, ERA-2SM	2
ERA-21SM	21
ERA-3, ERA-3SM	3
ERA-33SM	33
ERA-4, ERA-4SM	4
ERA-5, ERA-5SM	5
ERA-50SM	50
ERA-51SM	51
ERA-6, ERA-6SM	6

Note: Prefix letter (optional) designates assembly location. Suffix letters (optional) are for wafer identification.



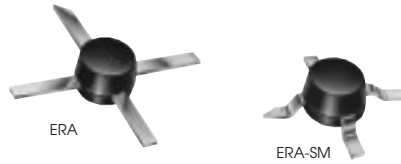
NOTES:

- ◆ Aqueous washable
- * at 1 GHz for ERA-4,5,6, 4SM, 5SM, 50SM, 51SM, 6SM
- ** f_u is the upper frequency limit for each model as shown in the table.
- *** Gain, gain flatness, and VSWR are specified at 1.5 GHz.
- ⊛ Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.
- A. Environmental specifications and re-flow soldering information available in General Information Section.
- B. Units are non-hermetic unless otherwise noted. For details on case dimensions & finishes see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and Specifications subject to change without notice.
- D. For Quality Control Procedures see Table of Contents, Section 0, "Mini-Circuits Guarantees Quality" article. For Environmental Specifications see Amplifier Selection Guide.
- 1. Model number designated by alphanumeric code marking.
- 2. ERA-SM models available on tape and reel.
- 3. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.
- 4. Supply voltage must be connected to pin 3 through a bias resistor in order to prevent damage. See "Biasing MMIC Amplifiers" in minircuits.com/application.html. Reliability predictions are applicable at specified current & normal operating conditions.





Drop-In & Surface Mount



medium power, up to +18.4 dBm output

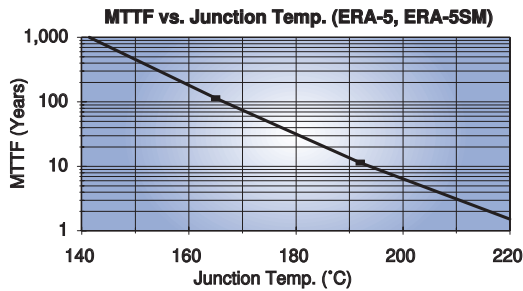
all specifications at 25°C

MODEL NO.	★ FREQ. GHz $f_c - f_u$	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER (dBm) at 2 GHz*			DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (:1) Typ.				ABSOLUTE MAX. RATING ³		DC OPERATING POWER ⁴ at Pin 3				THERMAL RESISTANCE θjc Typ. °C/W	CASE STYLE Note B	CONNECTION	PRICE \$ Qty. (30)	
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no dmg) Min.	NF Typ.	IP3 (dB) Typ.	In DC-3 GHz	Out 3-f ₁ ** GHz	DC-3-3-f ₁ ** GHz	I (mA) Typ	P (mW) Max	Current (mA) Typ	Volt. Min	Max								
		0.1	1	2	3	4	6	8	Min. @ 2 GHz													Flatness DC-2 GHz							
ERA-6	DC-4	12.6	12.5	12.2	11.7	11.3	—	—	10.5	±0.2	17.9	16	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.8	120	650	70	5.0	4.6	5.6	170	VV105	cb	3.85
ERA-4	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.7	11.8	—	—	11	±0.4	17.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	120	650	65	4.5	4.2	5.5	163	VV105	cb	3.85
ERA-5	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16	±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	4.2	5.5	278	VV105	cb	3.85
ERA-6SM	DC-4	12.6	12.5	12.2	11.7	11.3	—	—	10.5	±0.2	17.9	16	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.8	120	650	70	5.0	4.6	5.6	175	WW107	cb	3.90
ERA-4SM	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.7	11.8	—	—	11	±0.4	17.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	120	650	65	4.5	4.2	5.5	168	WW107	cb	3.90
NEW ERA-51SM	DC-4	18.0	17.4	16.1	14.8	12.5	—	—	14	±1.0	18.1	16.5	13	4.1	33	1.1	1.2	1.2	1.9	120	650	65	4.5	4.2	5.5	154	WW107	cb	3.90
ERA-5SM	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16	±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	4.2	5.5	283	WW107	cb	3.90
NEW ERA-50SM***	DC-1.5	20.7	19.4	18.3	—	—	—	—	16	±1.2	17.2	16.0	13	3.5	32.5	1.3	—	1.2	—	120	650	60	4.4	4.0	4.9	177	WW107	cb	2.95

see suggested PCB layout PL-075 for ERA models

typical biasing configuration

R BIAS										
"1%" Resistor Values (ohms) for Optimum Biasing of ERA Models										
Vcc	ERA-1, 1SM	ERA-2, 2SM	ERA-21SM	ERA-3, 3SM	ERA-33SM	ERA-4, 4SM	ERA-5, 5SM	ERA-50SM, 51SM	ERA-6, 6SM	
7	90.9	88.7	88.7	107	69.8	38.3	40.2	40.2	30.1	
8	113	113	113	133	93.1	52.3	53.6	53.6	43.2	
9	137	137	137	162	115	66.5	68.1	68.1	56.2	
10	162	162	162	191	140	80.6	82.5	82.5	69.8	
11	187	187	187	221	165	95.3	97.6	97.6	84.5	
12	215	215	210	249	191	110	113	113	97.6	
13	237	237	237	280	215	127	127	127	113	
14	261	261	261	309	243	143	143	143	127	
15	287	287	287	340	267	158	158	158	140	
16	309	316	316	365	287	174	174	174	154	
17	332	340	340	392	316	187	191	191	169	
18	357	365	365	422	340	205	205	205	182	
19	383	392	392	453	365	221	221	221	196	
20	412	412	412	475	392	237	237	237	210	



designers kits available

KIT NO.	Model Type	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per kit
K1-ERA	ERA	30	10 of each 1,2,3	49.95
K2-ERA	ERA	20	10 of each 4,5	69.95
K1-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 1SM, 2SM,3SM	49.95
K2-ERASM	ERA-SM	20	10 of each 4SM, 5SM	69.95
K3-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 4SM, 5SM, 6SM	99.95

pin connections

PORT	cb
RF IN	1
RF OUT	3
DC	3
CASE GND	2,4
NOT USED	—

NSN GUIDE

MCL NO.	NSN
ERA-1SM	5962-01-459-9075
ERA-2SM	5962-01-459-7410
ERA-5SM	5962-01-459-9314



ERA Test Fixture Instructions

(AN-60-019)

Introduction

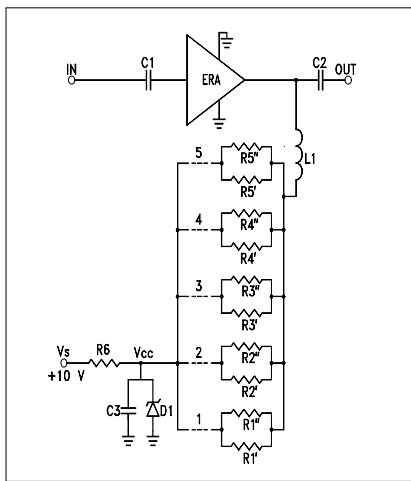
ERA Models are series of wide band amplifiers. They have different device voltages and currents (refer to catalog spec). The test board has been constructed in such a way as to make it useful for evaluating all the devices by suitable selection of bias resistors. This is done by soldering jumper wires across the dashed-line positions 1 to 5 shown in Fig.1. The positions are defined in the Table.

The Test Board has the following components:

Component	Value	Function
C1,C2	39000 pF	DC blocking
L1	MCL Model # ADCH-80A	RF choke
R1	189Ω	Sets bias current
R2	163Ω	Sets bias current
R3	142Ω	Sets bias current
R4	59Ω	Sets bias current
R5	70Ω	Sets bias current
R6	4.75Ω	Protects Zener
D1	Zener, 10V	Protects against excessive supply voltage
C3	0.1μF	Bypass capacitor; Bypass noise of supply voltage

Model No.	Short at Position
ERA-1SM	2
ERA-2SM	2
ERA-21SM	2
ERA-3SM	1
ERA-33SM	3
ERA-4SM	1,3
ERA-5SM	1,3
ERA-50SM	1,3
ERA-51SM	1,3
ERA-6SM	5
ERA-19SM	2
ERA-29SM	2
ERA-39SM	1
ERA-49SM	4
ERA-59SM	4

Fig 1. Schematic of the Test Board ERA/RAM - TB



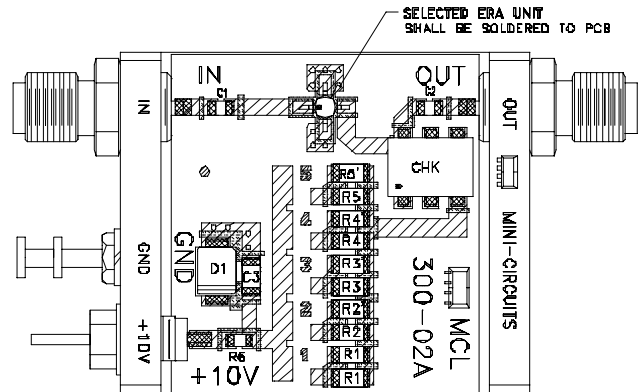
Procedure

Follow these steps to use the Test Board. Figure 2 shows the layout.

1. Solder selected ERA unit onto Test Board.
2. Make DC connection by soldering jumper wires in accordance with the table, depending on the selected ERA model. All other positions should be open.
3. Calibrate test setup.
4. First, connect the RF output port of the test board to Network/Spectrum analyzer. Then, apply +10 V DC. Finally, apply RF input to the test board from Network Analyzer.
5. Test Board has Insertion Loss due to the length of its lines, DC blocking capacitors and RF choke as shown below. Add this loss to the measured gain to get actual gain.

Frequency (GHz)	Insertion Loss (dB)
1	0.64
2	1.03
3	1.63
4	1.32
5	1.46
6	1.90
8	3.21

Fig 2. Layout of the Test Board



Publicações resultantes deste trabalho

Kretly, L. C. e Ribeiro, A. S. (2003). A novel Tilted Dipole Quasi-Yagi Antenna Designed For 3G and Bluetooth Applications, *Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - Brazil 1*: 303–306.

Kretly, L. C. e Ribeiro, A. S. (2004). A New Design of a Quasi-Yagi Antenna With $\lambda/2$ Dipole For Wireless Applications, *2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies - Japan* - Aceito para publicação.

Ribeiro, A. S. e Kretly, L. C. (2004). Design of Active Quasi-Yagi Antenna Switching Circuit Using PIN Diodes, *3rd International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications - ICCEA, 01-04/Nov/2004 - China* - Aceito para publicação.

Referências Bibliográficas

- Alpha, I. (1999a). *Design With PIN Diodes*, Application Note 1002.
- Alpha, I. (1999b). *Tx/Rx Switch for IMT-2000 handset applications*, Application Note APN1008.
- An, H., Nauwelaers, B., de Capelle, A. V. e Bosisio, R. (1994). A novel measurement technique for amplifier-type active antennas, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* **03**: 1473–1476.
- Arai, H. (2001). *Measurement of a Mobile Antenna Systems*, Artech House.
- Bahl, I. J. e Bahrta, P. (1980). *Microstrip Antennas*, Artech House, Inc.
- Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design*, second edn, John Wiley Sons.
- Brauner, T., Vogt, R. e Bachtold, W. (2003). A differential active patch antenna element for array applications, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* **13**(04): 161–163.
- Capovilla, C. E. (2004). *Antenas planares aplicadas as comunicações moveis de ultimas gerações utilizando elementos quasi-yagi*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas.
- Caver, K. R. e Mink, J. W. (1981). Microstrip antennas technology, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* **29**: 2–24.
- Caverly, R. e Hiller, G. (1987). Distortion in pin diode control circuits, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **35**: 492.
- Clark, R. W., Huff, G. H. e Bernhard, J. T. (2003). An integrated active microstrip reflectarray element with an internal amplifier, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **51**(05): 993–999.
- de Albuquerque Silva, A. T. (2002). *Antenas planares reconfiguraveis do tipo v - estatico e tipo defasamento de arranjo por matrizes pbg - photonic band gap - para aplicação em telefonia movel celular*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas.

- de Oliveira, L. C. M. (2001). *Aplicação de estruturas pbg em dispositivos planares de microondas - linhas e antenas - em substratos dielétricos e semicondutores: Desenvolvimento de tecnologia e caracterização*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas.
- Deschamps, G. A. (1953). Microstrip microwave antennas, *Apresentado no 3^o USAF Symposium on Antennas* .
- Edwards, T. C. (1981). *Foundations for microstrip circuit design*, John Wiley Sons.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. e Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House.
- Gupta, K. C., Garg, R., Bahl, I. e Bhartia, P. (1996). *Microstrip Lines and Slotlines*, second edn, Artech House.
- Gupta, K. C., Garg, R. e Chadha, R. (1981). *Computer-aided design of microwave circuits*, first edn, Artech House.
- Gutton, H. e Baissinot, G. (1955). Flat aerial for ultra high frequencies, *Patente Francesa n^o 703113* .
- Hiller, G. e Caverly, R. (1990). Establishing the reverse bias to a pin diode in a high power switch, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **38**(12): 1938–1943.
- Howell, J. Q. (1972). Microstrip antennas, *IEEE AP-S International Symposium Digest* pp. 177–180.
- HP, H. P. (1999a). *Applications of PIN Diodes*, Application Note 922.
- HP, H. P. (1999b). *An SPDT PIN Diode T/R Switch for PCN Applications*, Application Note 1067.
- Hunton, J. K. e Ryals, A. G. (1962). Microwave variable attenuators and modulators using pin diodes, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* pp. 262–273.
- Inan, U. S. e Inan, A. S. (1999). *Electromagnetic Waves*, Prentice Hall.
- James, J. R., Hall, P. S. e Wood, C. (1981). *Microstrip Antennas – Theory and Design*, Peter Perigrinus, IEE, London.
- Júnior, A. C. S. (2002). *Projeto de arranjos de antenas para sistemas adaptativos de comunicações móveis celulares de Últimas gerações*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas.
- Kraus, J. D. (1988). *Antennas*, second edn, McGraw-Hill.

- Kretly, L. C. e Capovilla, C. E. (2003). Analysis of radiation patterns and broad-band characteristics of a novel quasi-yagi antenna array for wireless communications, *IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications* **03**: 440–443.
- Kretly, L. C. e Jr., L. C. F. (2001). Patch antenna design on dielectric height variation with tapered structure, *Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC* **1**: 485–488.
- Kretly, L. C. e Ribeiro, A. S. (2003). A novel tilted dipole quasi-yagi antenna designed for 3g and bluetooth applications, *Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference* **1**: 303–306.
- Kretly, L. C., Arismar C. Sodré Jr. e S., A. T. A. (2002a). A hexagonal antenna array prototype for adaptive system application, *IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications* pp. 757–761.
- Kretly, L. C., Arismar C. Sodré Jr. e S., A. T. A. (2002b). Triangle PIFA antenna array prototype for wireless system applications, *IEEE ITS International Telecommunications Symposium* .
- Milligan, T. A. (1985). *Modern Antenna Design*, McGraw-Hill.
- Mongia, R., Bahl, I. J. e Bhartia, P. (1999). *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Artech House.
- Morgan, C. (2000). The impact of pwb construction on high-speed signals, *IEEE 802.3 High Speed Study Group – Interim meeting* . Technical Seminar – AMP Circuits & Design.
- Munson, R. E. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *IEEE Trans. on antennas and Propagation* **22**: 74–78.
- Philips, E. (2000). *2.45 GHz T/R, RF switch for e.g. Bluetooth application using PIN diodes*, Application Note AN10173-01.
- Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering*, 2 edn, John Wiley & Sons.
- Pulse (2003). *Series PIN Switching Elements*, Pulse Microwave.
- Qian, Y., Deal, W. R., Kaneda, N. e Itoh, T. (1998). Microstrip-fed quasi-yagi antenna with broadband characteristics, *Electronics Lett.* **34**(23): 2194–2196.
- Qian, Y., Deal, W. R., Kaneda, N. e Itoh, T. (July 1999). A uniplanar quasi-yagi antenna with bandwidth and low mutual coupling characteristics, *IEEE AP-S Int. Symp. Digest* **02**: 924–927.
- Razavi, B. (1998). *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR.
- Rios, L. G. e Perri, E. B. (2002). *Engenharia de Antenas*, Edgard Blucher LTDA.

- Räisänen, A. V. e Lehto, A. (2003). *Radio Engineering for Wireless Communication and Sensor Applications*, Artech House.
- Salonen, P., Sydänheimo, L., Keskilammi, M. e Kivikoski, M. (1999). A small planar inverted-f antenna for wearable applications, *The Third International Symposium* pp. 95–100.
- Thiele, G. A. e Junior, E. P. E. (1980). Design formulas for vee dipoles, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **AP-28**: 588–590.
- Watson, H. A. (1969). *Microwave Semiconductor Devices and their circuit applications*, McGraw-Hill, New York.
- Yagi, H. (1928). Beam transmission of the ultra short waves, *Proc. IRE* **16**: 715–741.