UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE

ESCOLA DE ENGENHARIA

PÓS GRADUAÇÃO STRICTU SENSU EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

JORGE ANGELO MITRIONE SOUZA

DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA DE RF EM VHF COM ENLACE DE FIBRA ÓPTICA POLIMÉRICA

NITERÓI

2011

JORGE ANGELO MITRIONE SOUZA

DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA DE RF EM VHF COM ENLACE DE FIBRA ÓPTICA POLIMÉRICA

Dissertação apresentada ao Curso de Pós Graduação Strictu Sensu em Telecomunicações para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

NITERÓI

2011

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

Souza, Jorge Angelo Mitrione. Desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica de RF em VHF com enlace de fibra óptica polimérica / Jorge Angelo Mitrione Souza. – Niterói, RJ : [s.n.], 2011. 149 f.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -Universidade Federal Fluminense, 2011. Orientadores: Ricardo Marques Ribeiro.
1. Fibra óptica. 2. Sonda optoeletrônica. 3. Diodo emissor de luz. 4. Antena loop. I. Título.

JORGE ANGELO MITRIONE SOUZA

DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA DE RF EM VHF COM ENLACE DE FIBRA ÓPTICA POLIMÉRICA

Dissertação apresentada ao Curso de Pós Graduação Strictu Sensu em Telecomunicações para a obtenção do título de mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Aprovada em 08 de Junho de 2011.

Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. Marbey Manhães Mosso Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro

> Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero Universidade Federal Fluminense

> > ha

Prof. Dr. Eduardo Rodrigues Vale Universidade Federal Fluminense

AGRADECIMENTOS

Antes de qualquer coisa, a DEUS por estar sempre ao meu lado.

Aos meus pais, Jorge Angelo de Mendonça Souza e Eliana Gelsomina Mitrione Souza pelo apoio em todos os momentos de minha vida.

Aos meus avós paternos, Angelo de Souza e Georgina Cecília de Mendonça Souza pelo suporte e ajuda a obtenção do meu conhecimento. Sem eles não estaria agora aonde estou.

A minha namorada, por compreender todo o trabalho desenvolvido por mim e por me apoiar em todos os momentos que precisei.

Ao Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro, por me acompanhar academicamente até o presente momento.

Ao Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero, pelo acompanhamento e ajuda dentro do Laboratório de Comunicações Ópticas (LaCOp).

Ao Mestre Odair da Silva Xavier, pela ajuda fundamental no desenvolvimento desta Disssertação.

Aos meus colegas do Laboratório de Comunicações Ópticas (LaCOp) por todo auxílio fornecido a mim durante o desenvolvimento experimental desta Dissertação.

Aos meus colegas do Laboratório de Sistemas Ópticos e Microondas da PUC – RIO, Juliana Carvalho, Gelza Barbosa, José Ignácio, Vanessa Magri pela orientação, ajuda e suporte no desenvolvimento experimental realizado neste laboratório.

Ao Professor Marbey Mosso pela minha acolhida e adaptação ao Laboratório de Sistemas Ópticos e Microondas da PUC – RIO.

A todos os meus outros amigos, presentes e ausentes por toda luz e ajuda passados a mim até hoje e especial ao meu companheiro e amigo José Rufino por toda a ajuda e apoio até hoje.

A CAPES e a FAPERJ por todo o financiamento fornecido ao desenvolvimento experimental deste projeto.

"Ninguém é tão grande que não possa aprender

Nem tão pequeno que não possa ensinar"

Esopo – Filósofo Grego

"Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo,

qualquer um pode começar agora e fazer um novo fim."

Chico Xavier

RESUMO

Este trabalho tem como finalidade o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica que recebe sinais de RF, mais precisamente na banda de FM comercial, os quais podem ser transmitidos para locais os quais a qualidade do sinal não seja aceitável para detecção. Este trabalho também aproveita o ressurgimento das antenas loop como dispositivos de captação de sinais de RF. Este sinal de RF é convertido em sinal óptico através de diodos emissores de luz (LED) utilizados como fontes ópticas para a modulação analógica do sinal de RF e a sua conversão em sinal no domínio óptico e transmitido via fibra óptica polimérica de PMMA. O sinal óptico é reconvertido em sinal elétrico para ser lido por um Osciloscópio ou Analisador de Espectro. O trabalho mostra o desenvolvimento por partes desta sonda. Esta sonda pode ter diversas utilidades de acordo com a freqüência a qual pode ser projetada. Mostra também a possibilidade de realizar o casamento conjugado de impedância entre os componentes do dispositivo para o melhor rendimento da sonda. A sonda poderá ser melhorada com um melhor casamento conjugado de impedâncias, a possibilidade de melhorar os materiais elétricos para a construção de novos tipos de antena loop, a substituição da fonte óptica por fontes que tenham tempos de resposta menores aumentando a taxa de modulação analógica e a utilização de foto detectores com melhor resposta as novas taxas de modulação.

Palavras - Chave: Antena Loop, LED, Sonda Optoeletrônica, Fibra Óptica.

ABSTRACT

This work aims to develop an optoelectronic sensor that receives RF signals specifically the commercial FM Band, which can be transmitted to places where the signal quality is not acceptable for detection. This work also builds on the ressurgence of loop antennas for RF signals capture devices. The work also shows the development in parts of the probe. This RF signal is converted into optical signal beyond Light Emitting Diodes used for optical source and the optical signal is transmitted via PMMA polymer optical fiber. This probe may have different utilities according to the frequency which can be projected. Shows the possibility of the conjugated impedance matching between the device components for a better effiency of the probe. This probe can be improved by the optical source for sources which have better response times increasing the analogic modulation bandwidth, replacing the dieletric materials for the loop antenna and new photodetectors with better response due the new modulation bandwidth.

Key Words - Loop Antenna, LED, Optoelectronic Probe, Optical Fiber

SUMÁRIO

LISTA	A DE ACRÔNIMOS	15
1 I	NTRODUÇÃO	16
2 R	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1	Antena Loop	19
2.2	Fibra Óptica Plástica	28
2.2.1	Capacidade de Transmissão de uma Fibra Óptica	
2.3	LED Diemount [15]	
2.4	Fotodiodos	34
2.4.1	Fotodiodo com Pré – Amplificação	
2.5	Tecnologia Radio Over Fiber	35
2.5.1	Características da Tecnologia RoF	
3 N	METODOLOGIA EXPERIMENTAL	41
3.1	Cronologia	41
3.2	Configuração Experimental Básica	42
4	ETAPA 1 – SONDA OPTOELETRÔNICA COM AN	TENA LOOP
)TIMIZ	ZADA E LED VERDE (< 90 <i>MHz</i>)	
4.1	Introducão	

4.	.2	Resultados
4.	.3	Conclusões da Etapa 160
	5	ETAPA 2 – SONDA OPTOELETRÔNICA NÃO – OTIMIZADA
COM AN	NTEN	A LOOP DE $N = 1$ E LED VERMELHO (88 – 108 MHz)62
5	5.1	Introdução62
5	5.2	Resultados67
	6	ETAPA 3 – SONDA OPTOELETRÔNICA OTIMIZADA COM
ANTENA	A LO	OP DE $N = 1$ E LED VERMELHO (88 – 108 <i>MHz</i>)
6	.1	Introdução72
6	.2	Desenvolvimento Experimental73
6	.3	Resultados Obtidos82
7	, C	CONCLUSÕES E SUGESTÕES FUTURAS
8	8 B	BIBLIOGRAFIA94
A	ANEX	XO I: PROGRAMAS EM MATLAB98
Р	Progra	ma para simulação do Cálculo das Resistências para a Antena Loop Retangular 98
Р	Progra	ma que Simula o Efeito da Proximidade nas Antenas Loop entre $N=2$ até

N = 8 103

ANEXO II : DATASHEETS DOS COMPONENTES – CHAVE UTILIZADOS NOS MÓDULOS TX E RX...... 105

ANEXO III: ARTIGOS PRODUZIDOS A PARTIR DESTA

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 Antena Loop Utilizada no Dispositivo Optoeletrônico20
Figura 2-2 Arranjo Elétrico Geométrico Equivalente para a Análise da Antena Loop
[4]
Figura 2-3 Criação de uma antena de laço a partir de uma L.T. curto circuitada [5]22
Figura 2-4 Modelo Equivalente de Thevenin para uma Antena em Modo de Recepção
Figura 2-5 Resistência de Radiação de uma Antena Loop para um Dipolo Magnético
[5]25
Figura 2-6 Circuito Elétrico Equivalente de Thévenin para a Antena Loop25
Figura 2-7 Circuito Elétrico Equivalente Mais Geral para o Módulo Tx27
Figura 2-8 Estrutura Química do PMMA [10]28
Figura 2-9 Gráfico das Janelas de Atenuação de uma POF – PMMA em Função dos
Comprimentos de Onda das Fontes Ópticas29
Figura 2-10 Elemento Semicondutor Sendo Fixado na Micro - Estrutura
Figura 2-11 Sub – Estrutura Preparada para a Fixação da Fibra Óptica32
Figura 2-12 Guia de Onda Óptico Sendo Colocado na Sub – Estrutura32
Figura 2-13 LED da Empresa Diemount GmbH com o Microreflector Parabolóide33
Figura 2-14 Imagem do LED Diemount conectado a um pedaço de POF de PMMA.33
Figura 2-15 Princípio de Funcionamento do Fotodiodo com Pré - Amplificação35
Figura 2-16 Conceito de um Sistema de Radio Over Fiber
Figura 2-17 Sistema de RoF instalado em uma Residência37
Figura 2-18 Formas de Modulação do Sinal de RF para RoF
Figura 3-1 Circuito Esquemático do Dispositivo Optoeletrônico43
Figura 3-2 Antena Loop Comercial Utilizada no Dispositivo Optoeletrônico44
Figura 3-3 LED Verde da Diemount GmbH44
Figura 3-4 Modo de Caracterização da Antena Receptora45

	Figura 3-5 Respostas das Antenas em função da freqüência46
	Figura 3-6 Fotografia do Módulo Receptor (Rx) conectado a um osciloscópio47
	Figura 3-7 Detalhe da Conexão Óptica no fotodetector no Módulo Receptor (Rx)47
	Figura 3-8 Gráfico comparativo entre os LEDs de comprimentos de 460 nm, 520 nm e
650 nm .	
	Figura 3-9 Gráfico correspondente aos valores das resistências dos LEDs da Diemount
utilizado	s no Dispositivo
	Figura 3-10 Configuração Básica Experimental da sonda optoeletrônica51
	Figura 3-11 Configuração do Dispositivo Optoeletrônico em Campo Próximo52
	Figura 3-12 Gráfico de Resposta das Antenas de Laço (Tx e Rx) na faixa de 0,30 MHz
- 300 MH	Iz53
	Figura 3-13 Gráfico da resistência e da reatância da Antena de Laço54
	Figura 3-14 Gráfico que Mostra os Valores de Impedância e de Reatância Capacitiva
do LED	Diemount de 650 nm55
	Figura 3-15 Gráfico da Responsividade do Fotodetector da Thorlabs modelo PDA10A
•••••	Figura 4-1 Formato da Onda no Osciloscópio com 10 mV/div e 10 ns/div na
Demodul	lação pelo Tempo
	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com
10 mV/d	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo60
10 mV/d	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo60 Figura 5-1 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Tx da Sonda Optoeletrônica com
10 mV/d a antena	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo
10 mV/d a antena	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo
10 mV/d a antena	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena 	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena 	 Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena em Camp com o Co	 Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div
10 mV/d a antena em Camp com o Co	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div 59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com 60 iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo 60 Figura 5-1 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Tx da Sonda Optoeletrônica com 60 loop de N = 1 e o LED Diemount emitindo em 650 nm. 63 Figura 5-2 Conjunto Bias - T mais LED Diemount Hyper – Red. 64 Figura 5-3 Gráfico Comparativo da Resposta de Duas Antenas loop com N = 1 Volta 65 Figura 5-4 Resposta em Frequências do Conjunto das Antenas loop com N = 7 Voltas 66 Figura 5-5 Bias - T conectando o LED Vermelho Hyper - Red da Diemount GmbH 67 Figura 5-6 Circuito Elétrico Correspondente ao Novo Tx do Dispositivo 67
10 mV/d a antena em Camp com o Co	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div 59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo 60 Figura 5-1 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Tx da Sonda Optoeletrônica com 60 loop de N = 1 e o LED Diemount emitindo em 650 nm 63 Figura 5-2 Conjunto Bias - T mais LED Diemount Hyper – Red 64 Figura 5-3 Gráfico Comparativo da Resposta de Duas Antenas loop com N = 1 Voltas 65 Figura 5-4 Resposta em Frequências do Conjunto das Antenas loop com N = 7 Voltas 66 Figura 5-5 Bias - T conectando o LED Vermelho Hyper - Red da Diemount GmbH 67 Figura 5-6 Circuito Elétrico Correspondente ao Novo Tx do Dispositivo 67 rônico 68
10 mV/d a antena em Camp com o Co Optoeletr	Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div 59 Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com 60 iv e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo 60 Figura 5-1 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Tx da Sonda Optoeletrônica com 60 loop de N = 1 e o LED Diemount emitindo em 650 nm 63 Figura 5-2 Conjunto Bias - T mais LED Diemount Hyper – Red 64 Figura 5-3 Gráfico Comparativo da Resposta de Duas Antenas loop com N = 1 Volta 65 Figura 5-4 Resposta em Frequências do Conjunto das Antenas loop com N = 7 Voltas 66 Figura 5-5 Bias - T conectando o LED Vermelho Hyper - Red da Diemount GmbH 67 prigura 5-6 Circuito Elétrico Correspondente ao Novo Tx do Dispositivo 68 Figura 5-7 Primeira Versão do Dispositivo Optoeletrônico para Funcionamento em 68

Figura 5-8 Resultado da Detecção em Campo Distante do Dispositivo Optoeletrônico
em VHF70
Figura 6-1 Configuração Elétrica do Dispositivo Optoeletrônico Utilizado73
Figura 6-2 Bias Tee Utilizado nesta Fase do Dispositivo74
Figura 6-3 Resultado da Simulação da Rede Pi Capacitiva mais Antena loop76
Figura 6-4 Esquemático para Simulação da Rede Pi mais Antena loop77
Figura 6-5 Rede de Casamento Arbitrária [9]78
Figura 6-6 Antena loop com a Rede Pi Capacitiva80
Figura 6-7 Detalha da Antena loop com a Rede Pi Capacitiva81
Figura 6-8 Módulo Tx Atualizado e Completo com a Rede Pi Totalmente Capacitiva
Figura 6-9 Resposta da Detecção Encontrada pelo VNA da Anritsu na Faixa de FM
Comercial
Figura 6-10 Imagem do VNA com os Canais Destacados na Faixa de FM Comercial85
Figura 6-11 Medida da Antena Loop sem Capacitor Conectado87
Figura 6-12 Medida da Antena Loop com um Capacitor de 3,3 pF Conectado88
Figura 6-13 Medida da Antena Loop com um Capacitor de 7,5 pF Conectado88
Figura 6-14 Novo Circuito Elétrico Equivalente do Dispositivo Optoeletrônico89

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 Tabela com Propriedades do PMMA [9]
Tabela 3-1 Desenvolvimento do Dispositivo Optoeletrônico42
Tabela 3-2 Tabela com os Dados da Configuração dos LEDs Utilizados como Fonte
Óptica
Tabela 5-1 Cálculo dos Valores das Indutâncias das Antenas de Laço65
Tabela 5-2 Tabela com os Sinais Detectados no ESA para Demodulação em Áudio na
Faixa de FM Comercial71
Tabela 6-1 Relação das Frequências Encontradas no Novo Dispositivo85
Tabela 6-2 Tabela Comparativa nos Canais Detectados nas Duas Últimas Etapas do
Desenvolvimento do Dispositivo86

LISTA DE ACRÔNIMOS

- EMC Electromagnetic Compatibility Compatibilidade Eletromagnética
- RF Rádio Frequência
- LED Light Emitting Diode Diodo Emissor de Luz
- FM Frequência Modulada
- AM Amplitude Modulada
- HF High Frequency Alta Frequência
- Tx-Transmissor
- Rx-Receptor
- POF Plastic Optical Fiber Fibra Óptica de Plástico
- LD Laser Diode Diodo Laser
- ESA Electro Spectrum Analyser Analisador de Espectro Elétrico.
- WoF Wireless over Fiber Rádio sobre Fibra
- VNA Vetorial Network Analyser

PMMA - Polymethylmethacrilate - Poli - metil - metacrilato

1 INTRODUÇÃO

As sondas eletromagnéticas usualmente medem apenas a amplitude média do campo elétrico/magnético ou o vetor de Poynting da onda, fazendo então a conversão DC utilizando um diodo Schottky de chaveamento rápido. Assim, diversas informações a respeito da onda eletromagnética sendo mensurada são perdidas, tais como o seu formato temporal e espectral e os diversos parâmetros. Além da medida da amplitude, certas situações podem requerer a detecção e o monitoramento do formato de onda ou espectro dos sinais de rádio. Tais informações são extremamente importantes, no diagnóstico de Compatibilidade Eletromagnética (EMC) quando a amplitude de campo eletromagnético deve ser monitorada e comparada com limites de segurança ou tolerância dependentes da freqüência [1].

Esta sonda optoeletrônica é constituída por três módulos principais: Tx que é constituída por três sub – módulos: Uma antena loop que capta os sinais de RF, um Bias Tee, que combina os sinais de RF recebidos pela antena loop e sinais de polarização em DC e um LED que modula analogicamente o sinal recebido pelo Bias Tee e transmite para a POF, uma POF (*Plastic Optical Fiber* – Fibra Óptica Plástica) que liga os módulos Tx e Rx, e o módulo Rx que consitui um fotodetector que converte o sinal óptico recebido da POF em sinal elétrico para ser lido em um Osciloscópio ou em um ESA. Esta sonda aproveita o ressurgimento das antenas loop como dispositivos de captação de sinais de RF.

A unidade de captura de RF deve ser fixada no ambiente a ser monitorado e a de recepção/processamento poderá ou deverá situar-se em uma localidade remota. As unidades devem ser ligadas entre si através de um cabo de telemetria suficientemente longo. Cabos coaxiais podem influenciar as medidas, já que conduzem corrente de RF e passam a funcionar como uma antena parasita, atenuando o sinal, além de irradiar e espalhar ondas eletromagnéticas [2].

O uso de um enlace telemétrico de fibra óptica elimina possíveis problemas de interferência eletromagnética e evita a obtenção de falsos resultados de medidas, além de reduzir a atenuação do sinal, do volume, e do peso, em comparação com os cabos metálicos. Normalmente estes enlaces são utilizados em banda larga não estando otimizados para aplicações em banda estreita. Então é necessária a otimização de transceivers utilizando fibras ópticas com baixa atenuação do sinal para utilização em uma determinada faixa de freqüências ou em uma determinada freqüência central.

As fibras ópticas não interferem ou são interferidas por ondas de rádio. Além da baixa atenuação, baixo peso e volume, outra grande vantagem é o fato da não contaminação do sinal por quaisquer portadoras eletromagnéticas presentes no ambiente, qualidade esta que não e exibida pelos cabos metálicos.

As sondas optoeletrônicas receptoras de campos elétricos ou magnéticos têm sido desenvolvidas desde os anos 80 de forma que as respectivas antenas geram correntes capazes de modular diodos laser e LEDs. Para que estas fontes luminosas operem em regime linear e com grande eficiência, torna-se necessário aplicar corrente de polarização (*bias*) nas mesmas [3].

Alguns exemplos de aplicações das sondas optoeletrônicas em Telecomunicações são: caracterização em campo próximo de antenas e de circuitos de alta freqüência, monitoramento de níveis de sinal de RF devido a radio-tele-difusão e serviços sem-fio, monitoramento da interferência causada por Broadband Power Line (1,7 - 80 MHz) nas radiocomunicações, conexão remota entre antenas e o aparelho de rádio, inclusive para as faixas AM e HF, utilização destas sondas para uso militar na faixa de HF.

Este trabalho tem por objetivo a pesquisa e o desenvolvimento de sondas optoeletrônicas que possam substituir as sondas eletromagnéticas existentes. Esta dissertação mostra o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica que recebe sinais de RF, mais precisamente na banda de FM comercial, os quais podem ser transmitidos para locais os quais a qualidade do sinal não seja suficientemente ideal para detecção.

Também buscou – se o casamento conjugado de impedância entre os dispositivos do módulo Tx para maximizar a quantidade de energia recebida pela antena loop proveniente de RF mais precisamente da faixa de frquência a qual a antena loop

está configurada. Este casamento pode ser feito para uma frequência específica ou para uma banda estreita de freqüências.

No capítulo 2 é feita a introdução teórica que envolve todos os componntes envolvidos nessa dissertação com a explicação de todos os itens utilizados para a montagem do dispositivo.

No capítulo 3 é mostrada a cronologia do desenvolvimento do dispositivo e os artigos que foram gerados após cada etapa do desenvolvimento.

Do capítulo 4 ao capítulo 6 são descritas separadamente cada etapa do desenvolvimento do dispositivo e os resultados obtidos em cada etapa.

No capítulo 7 será feita a conclusão do trabalho incluindo sugestões de futuras aplicações para o dispositivo optoeletrônico.

2 **REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

Neste capítulo descreve – se os fundamentos teóricos e práticos dos componentes chaves utilizados nos sistemas optoeletrônicos desenvolvidos. Será feita uma descrição de cada componente separadamente para facilitar o entendimento nos capítulos seguintes.

2.1 Antena Loop

A antena loop é um tipo de antena simples, versátil possuindo diferentes configurações, porém em um circuito fechado. Eletricamente, este tipo de antena é semelhante a um dipolo magnético infinitesimal com eixo perpendicular ao plano do laço. A Figura 2-1 ilustra a antena loop utilizada no presente desenvolvimento do dispositivo.



Figura 2-1 Antena Loop Utilizada no Dispositivo Optoeletrônico

Este tipo de antena loop é uma antena normalmente encontrada em módulos de som que captam sinais na faixa de AM broadcast comercial. Normalmente possui dimensões de cerca de alguns cm. A forma mais comum deste tipo de antena é o formato quadrangular, porém, em alguns casos, é possível encontrar comercialmente o formato circular.

Uma antena pode ser classificada em duas categorias: Em eletricamente pequena e eletricamente grande. Uma antena loop é classificada como eletricamente pequena quando o comprimento total (o produto entre o número de voltas pelo perímetro) é menor que um décimo do comprimento de onda, conforme a equação 1[4]:

$$N \cdot P \le \frac{\lambda}{10} \tag{1}$$

Em antenas eletricamente grandes o comprimento total é igual ao comprimento de onda no espaço livre conforme a equação

(2) [4]:

$$N \cdot P \ge \lambda \tag{2}$$

As antenas eletricamente curtas possuem pequenas resistências de radiação com valores menores que as resistências de perda. São considerados péssimos radiadores. Para uma antena eletricamente curta a resistência de radiação é proporcional ao quadrado do perímetro elétrico da antena e é aumentada quando o perímetro elétrico e/ou o número de voltas é aumentado conforme a equação (3). Pode – se também inserir um núcleo de ferrite com alta permeabilidade na circunferência ou no perímetro da antena [4].

$$R_r = 20 \cdot \pi^2 \cdot N^2 \cdot \left(\frac{C}{\lambda}\right)^4 \tag{3}$$

As antenas são utilizadas como receptores em comunicações, como sondas para medidas em campos e navegação de rádio podendo inclusive ser utilizadas em diversas aplicações como comunicações subterrâneas [37, 38], utilização em RFID e a possibilidade de instalar as antenas em diversos tipos de material como substratos elétricos, ou em vidro.

A Figura 2-2 mostra o arranjo elétrico geométrico para analisar a antena loop conforme um dipolo magnético.



Figura 2-2 Arranjo Elétrico Geométrico Equivalente para a Análise da Antena Loop [4]

A antena loop pode ser tratada como uma linha de transmissão de comprimento $\frac{\lambda}{2}$ curto - circuitada na qual ao se aplicar uma tensão aparece uma onda estacionária.

Quando surge esta onda estacionária a carga aparece como um circuito aberto ideal. Se as extremidades desta linha começarem a ser afastadas, as linhas começarão a formar uma figura geométrica cuja maior área será a circular, apesar que a área quadrangular também funcione muito bem, e as correntes que fluem pela linha de transmissão não serão mais canceladas. Com isso o campo próximo dominante será o campo magnético e assim, as antenas loop também são conhecidas como dipolo magnético. A Figura 2-3 mostra o surgimento de uma antena de laço a partir da Linha de Transmissão curto – circuitada [5].



Figura 2-3 Criação de uma antena de laço a partir de uma L.T. curto circuitada [5]

As linhas pontilhadas mostram a amplitude da corrente envolta pela linha de transmissão curto circuitada. Conforme altera o formato da linha de transmissão a magnitude na linha de transmissão também se altera, porém o mecanismo se mantém o mesmo [5].

Qualquer antena em modo de recepção quando captura ondas eletromagnéticas se torna com maior ou menor eficiência (definido como fator de antena) uma "fonte de voltagem" em circuito aberto desconsiderando qualquer carga conectada. O fator de antena é definido pela equação (4) [36]:

$$AF_{Magnético} = \frac{E_{Incidente}}{V_{Recebida}} \begin{bmatrix} V/m \end{bmatrix}$$
(4)

As antenas loop possuem natureza genérica de um circuito fechado sendo capaz de encerrar em sua área um fluxo magnético variante no tempo. Assumindo que este fluxo magnético seja uniforme no plano da antena loop a tensão para a antena loop pode ser calculada de acordo com a equação (5) [4].

$$V_{oc} = jw\pi a^2 B \tag{5}$$

Onde:

a - Raio da Antena Loop

B - Campo magnético incidente ao plano da Antena Loop

A Figura 2-4 ilustra o modelo equivalente de Thevenin para uma antena em modo de recepção:



Figura 2-4 Modelo Equivalente de Thevenin para uma Antena em Modo de Recepção

Quando a antena loop trbalha em modo de recepção aparece no plano da antena uma onda de RF cujo equivalente elétrico é um circuito aberto em seus terminais. Esta tensão de circuito aberto denominada V_{oc} é proporcional a densidade de fluxo magnético incidente *B* normal ao plano da antena loop. Asumindo que exista um campo magnético uniforme e que a antena loop possua uma volta a tensão nos terminais V_{oc} pode ser definida conforme a equação (5).

Como a antena introduz fisicamente um circuito fechado pode – se utilizar a lei de indução de Faraday para calcular a força eletromotriz induzida (voltagem de RF) através da equação (6).

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt} \to \phi_B = \int \vec{B} \cdot d\vec{S} \tag{6}$$

Supondo um campo eletromagnético harmônico de amplitude H_o , freqüência w incidindo de forma que θ seja o ângulo entre \vec{H} e a normal \hat{n} da espira da antena (com área A_{loop}) a força eletromotriz é obtida a partir da equação (7):

$$\varepsilon_g = -w \cdot \mu_o \cdot \cos\theta \cdot H_o \cdot A_{loop} \cdot sen(wt) \tag{7}$$

Como a antena loop neste trabalho é eletricamente pequena, pois o seu comprimento em função do comprimento de onda é definido pela equação (8):

$$C_{\lambda} = rac{C_{Antena \ Loop}}{\lambda_{Frequência} \ Operação}$$

(8)

A Figura 2-5 mostra o gráfico resistência de radiação em função do comprimento da antena para um dipolo magnético [5].



Figura 2-5 Resistência de Radiação de uma Antena Loop para um Dipolo Magnético [5]

O circuito elétrico equivalente de Thévenin da antena loop é dado por:



Figura 2-6 Circuito Elétrico Equivalente de Thévenin para a Antena Loop

Onde a resistência R é definido por:

$$R = R_r + R_L + R_P \tag{9}$$

E cada termo de R é definido como:

 R_r - Resistência de Radiação: É calculada a partir da relação entre o comprimento da antena e o comprimento de onda na freqüência a qual se quer trabalhar com a antena através da equação (3).

 R_L - Resistência de Perda: É definida em função do tipo de material utilizado e em função da superfície do condutor da antena loop. A equação que define a Resistência de perda é definida pela equação (10):

$$R_L = \frac{4 \cdot a}{2\pi \cdot b} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_o}{2 \cdot \sigma}} \tag{10}$$

Onde:

a - raio do loop da antena

b – raio do condutor

 R_p - Resistência de Proximidade: Somente aparece esta resistência quando a antena loop possui mais de uma volta e é definida a partir do efeito da proximidade entre dois ou mais condutores. É adicionada a resistência ôhmica de perda e é calculada a partir do espaçamento entre os condutores e da superfície do condutor da antena loop. A resistência de proximidade pode ser calculada analiticamente utilizando a equação (11):

$$R_p\left(n, \frac{c}{a}\right) = R_o \cdot \left(\frac{R(n, c/a)}{R_o} - 1\right) \tag{11}$$

Onde:

 $R\left(n,\frac{c}{a}\right)$ - Resistência Ôhmica devido ao efeito de proximidade em função do número de voltas da antena loop e em função da relação espaçamento por raio do condutor.

R_o - Resistência Ôhmica de um condutor isolado.

Este efeito adicional de proximidade é utilizado para antenas loop de 2 até 8 voltas. G. S. Smith [32], que foi o precursor no cálculo deste efeito adicional de proximidade, calculou analiticamente este efeito com o espaçamento entre condutores de até 5 vezes o valor do raio de um condutor. Foi realizado um programa em MATLAB no qual pode estimar com maior precisão o efeito adicional da proximidade na resistência ôhmica. Com isso, pode – se calcular o efeito adicional da proximidade com espaçamentos maiores que 5 vezes o raio do condutor para o mesmo modelo de antena loop. O código fonte deste programa encontra – se no anexo II.

Um circuito equivalente mais geral para o módulo Tx pode ser definido pela Figura 2-7:



Figura 2-7 Circuito Elétrico Equivalente Mais Geral para o Módulo Tx

Onde:

 Z_{ANT} - Impedância da Antena Loop.

 Z_{MATCH} – Circuito de Casamento de Impedância (quando for preciso).

 Z_L - Impedância do LED.

 I_{RF} - Corrente de RF estabelecida no circuito. Esta corrente é definida por:

$$I_{RF} = \frac{\varepsilon_g}{(Z_{ANT} + Z_{MATCH} + Z_L)}$$
(12)

E a força eletromotriz ε_{g} é calculada pela equação (7) vista anteriormente.

2.2 Fibra Óptica Plástica

A Figura 2-8 mostra a estrutura química da macromolécula do PMMA:



Figura 2-8 Estrutura Química do PMMA [10]

А

Tabela 2-1 mostra as propriedades do PMMA:

Parâmetro				Unidade	Valor
Índice de refração					1,49 ± 0,02
Temperatura T _g	de	Transição	Vítrea	°C	115
Densidade				^g / _{cm³}	1,18
Absorção de água	por saturaçã	ão		%	0,5

Condutividade Térmica	$W/_{m \cdot K}$	0,17
Coeficiente de Expansão Térmico	$mm/m \cdot K$	0,07
Dureza de Rockwell (M)		95
Dureza de Shore		70
Força de Tensão	$N_{mm^{2}}$	76
Resistividade	Ω	10 ¹⁵
Força de Quebra	kV/mm	20 – 25
Temperatura de Combustão Espontânea	°C	430

Tabela 2-1 Tabela com Propriedades do PMMA [9]

A

Figura 2-9 mostra as janelas de atenuação em uma fibra de PMMA em relação aos comprimentos de onda das fontes ópticas utilizadas:





De acordo com a

Figura 2-9 observam - se as janelas de atenuação da fibra de PMMA de acordo com os comprimentos de onda. Conforme o comprimento de onda da fonte óptica a ser utilizada como modulador analógico o comprimento do link sofrerá variação. Atualmente as fontes ópticas mais utilizadas estão no comprimento de onda próximo do vermelho e na região do infra – vermelho [6].

2.2.1 Capacidade de Transmissão de uma Fibra Óptica

O produto da largura de banda e do comprimento caracteriza a capacidade de transmissão de uma fibra óptica e é calculada pela expressão (13) [9]:

$$B \cdot L \approx \frac{0.44}{\Delta t} \tag{13}$$

Onde:

 Δt - Tempo de propagação do comprimento de onda dentro do enlace da fibra

Ou seja, de acordo com o tempo de propagação da luz no interior da fibra óptica, o produto Banda e Comprimento Físico da fibra é limitado.

2.3 **LED Diemount [15]**

Os LEDs utilizados nesta dissertação são montados pela empresa Diemount GmbH Wernigerode. São dispositivos semicondutores acoplados a guias de onda ópticos com alta precisão através do mecanismo de acoplamento passivo.

O dispositivo semicondutor é alinhado a uma micro – estrutura e os contatos elétricos são conectados. A

Figura 2-10 mostra o dispositivo semi – condutor sendo fixado a esta micro – estrutura.



Figura 2-10 Elemento Semicondutor Sendo Fixado na Micro - Estrutura

Em seguida um elemento acoplador é colocado na micro - estrutura e é alinhado e fixado formando uma sub – estrutura para fixação da fibra óptica. A

Figura 2-11 mostra o elemento acoplador fixado na subestrutura.



Figura 2-11 Sub – Estrutura Preparada para a Fixação da Fibra Óptica

Isso permite que ocorra um acoplamento preciso do dispositivo semi – condutor com o guia de onda óptico.

Em seguida, o guia de onda óptico é colocado dentro da sub – estrutura semicondutora. A



Figura 2-12 mostra o guia de onda óptico sendo acoplado na sub – estrutura.

Figura 2-12 Guia de Onda Óptico Sendo Colocado na Sub – Estrutura

Entre o guia de onda óptico e o dispositivo semi condutor, para aumentar a eficicência óptica, é colocado um microreflector parabolóide que pode aumentar em até 5 vezes essa eficiência óptica. A

Figura 2-13 mostra o LED conectado ao microreflector parabolóide e a

Figura 2-14 mostra a imagem do LED Diemount montado com um pedaço de fibra PMMA.



Figura 2-13 LED da Empresa Diemount GmbH com o Microreflector Parabolóide



Figura 2-14 Imagem do LED Diemount conectado a um pedaço de POF de PMMA

2.4 Fotodiodos

Junções de Semicondutores convertem a energia luminosa de fótons em sinais elétricos pela liberação e aceleração da corrente condutora de portadores no metal semicondutor. Todas as junções de semicondutores mostram esta resposta que é a base do fotodiodo.

O fotodiodo se comporta como um diodo normal com a adição de uma corrente gerada pela luz. Os fotodiodos PIN aumentam a banda de resposta com uma camada formada por regiões do tipo P e N.

A intensidade da corrente foto – gerada corresponde diretamente proporcional a intensidade de luz. Outras aplicações monitoram a intensidade relativa das múltiplas correntes para detectar a posição em relação a intensidade da luz. Fotodiodos de múltiplos elementos desenvolvem correntes retardas, mas fotodiodos laterais melhoram o sensoriamento por posição através de múltiplas saídas a partir de um simples diodo [19].

2.4.1 Fotodiodo com Pré – Amplificação

O fotodiodo eletricamente é parecido com uma fonte de corente em paralelo conectada um resistor com um alto valor de resistência juntamente com um capacitor. O modelo mais comum de um fotodiodo com pré amplificação é a conexão de um amplificador de transimpedância com um resistor de feedback. A Figura 2-15 mostra o princípio de funcionamento do fotodiodo com pré – amplificação:



Figura 2-15 Princípio de Funcionamento do Fotodiodo com Pré - Amplificação

2.5 Tecnologia Radio Over Fiber

A tecnologia Radio Over Fiber (RoF) se baseia na modulação óptica de ondas de RF e está crescendo na utilização em muitos sistemas celulares [20]. Ela utiliza fibras ópticas para a distribuição dos sinais de RF de uma central para unidades de antenas remotas (RAU) [18]. A

Figura 2-16 ilustra o conceito de um sistema de Radio Over Fiber (RoF).


Figura 2-16 Conceito de um Sistema de Radio Over Fiber

Terminais móveis que possam se conectar as unidades de antenas remotas transmitem e /ou recebem sinais de/para estas unidades a ser transmitidas para o seu destino. As unidades de antenas remotas convertem os sinais de RF em sinais ópticos e transmitem estes sinais sob fibras ópticas por redes de fibras até as centrais de telecomunicações que encaminham o sinal até o destino.

O sistema de radio Over Fiber também pode ser utilizado em residências substituindo toda a malha de cabos pré existentes facilitando a instalação e a manutenção em caso de problemas. A

Figura 2-17 mostra a utilização de um sistema de Radio Over Fiber em uma residência substituindo os cabos coaxiais:



Figura 2-17 Sistema de RoF instalado em uma Residência

Conforme ilustrado na

Figura 2-17 um Gateway residencial, representado pelo símbolo G, conecta as fibras provenientes da rua e distribui para dentro da residência. As fibras instaladas dentro da residência são distribuídas para todos os pontos da casa e na extremidade de cada fibra podem ser conectadas que convertem o sinal óptico para sinal elétrico a fim de prover conectividade para as unidades móveis, indicadas pelo símbolo UM. Outras fibras instaladas dentro da residência podem levar o sinal óptico para unidades fixas, indicadas pelo símbolo UF, para que outros equipamentos possam ser conectados a estas unidades.

A técnica mais simples para distribuir os sinais de RF através da fibra óptica é fazer a modulação direta do sinal de RF na corrente do diodo laser ou do LED e transmitir este sinal óptico até o fotodiodo. Pode – se também utilizar um modulador externo para fazer a modulação do sinal de RF. A

Figura 2-18 apresenta as duas formas de modulação existentes para um sinal de RF.



Figura 2-18 Formas de Modulação do Sinal de RF para RoF

De acordo com a

Figura 2-18, o Transmissor I realiza a forma mais simples de modulação do sinal: O sinal de RF é adicionado a um sinal de polarização do fototransmissor (LED ou LASER) e este sinal modulado analogicamente é convertido e é transmitido pela fibra óptica. O Transmissor II realiza uma outra forma de modulação do sinal: Ele utiliza um modulador externo, que neste caso é um modulador de Mach Zehnder e este modulador recebe o sinal modulado analogicamente e modula a intensidade do sinal a ser transmitido pela fibra óptica.

2.5.1.1 Perdas por Atenuação

A Distribuição elétrica de sinais de microondas de alta frequência, seja no espaço livre ou através de linhas de transmissão é problemático e caro. No espaço livre, as perdas devido à absorção e reflexão com aumento de freqüência. Em linhas de transmissão, ocorre o aumento da impedância em função da frequência, levando a perdas muito altas. Quanto à micro-ondas, a sua distribuição através do uso de linhas de transmissão não é viável, mesmo para curtas distâncias. [21]

2.5.1.2 Largura de Banda

As fibras ópticas fornecem uma grande largura de banda. Trabalhando em três janelas de transmissão (470 nm, 520 nm e 650 nm) cujas atenuações são baixas em relação a outros comprimentos de onda fornecendo grande largura de banda e alta capacidade de transmissão para sinais de microondas. Em outras palavras, algumas das funções de microondas exigentes, como a filtragem, mistura, e conversão, pode ser implementado no domínio óptico. [21]

2.5.1.3 Imunidade a EMI

É uma propriedade atraente em comunicações para transmissão em microondas pois os sinais são transmitidos em forma de luz pela fibra. Devido a essa imunidade, cabos de fibra são preferíveis, mesmo para enlaces curtos em micro-ondas.

Relacionada a EMI é a imunidade a interceptação, que é uma característica importante de comunicações de fibra óptica, uma vez que proporciona segurança e privacidade. [21]

2.5.1.4 Manutenção

Nos sistemas de ROF, o equipamento complexo e caro é mantido na extremidade, tornando os RAUs simples. Por exemplo, a maioria das técnicas RoF elimina a necessidade de um LO e equipamentos relacionados no RAU. Nesses casos, um fotodetector, um amplificador de RF e uma antena compõem a RAU. Modulação e equipamentos de comutação é mantida na extremidade e é compartilhada por vários RAUs. Este arranjo leva a RAUs menores e mais leves, reduzindo efetivamente a instalação e as despesas de manutenção do sistema. Fácil instalação e baixo custo de manutenção de RAUs são requisitos muito importantes para os sistemas de microondas, devido ao grande número de RAUs necessário. [21]

3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL

3.1 Cronologia

A Metodologia Experimental utilizada nesta dissertação foi dividir o desenvolvimento do dispositivo em 3 etapas. A tabela abaixo determina como o dispositivo foi desenvolvido:

	DESENVOLVIMENTO						
ЕТАРА	Fonte Óptica	Fotodetector c/ pré - amplificador	Antena de Laço de 10 x 12 cm (voltas)	Artigos de Referência			
1ª Etapa	LED Verde POF - coupled (Diemount)	Thorlabs PDA10A	N = 8	SEMENGE 2009 [23] SETTEL 2009 [24] SBrT 2009 [25]			
2ª Etapa	LED Vermelho POF - coupled (Diemount)	Thorlabs PDA10A	N = 1 com Tx não otimizado	MOMAG 2010 [26] XII SIGE (2010) [27]			

3ª Etapa	LED Vermelho POF – coupled (Diemount)	Thorlabs PDA10A	N = 1 com otimização do Tx	IWT 2011 [28] IMOC 2011 [29] GROWAN 2011 [30]
	(Diemount)			SBrT 2011 [31]

Tabela 3-1 Desenvolvimento do Dispositivo Optoeletrônico

3.2 Configuração Experimental Básica

A sonda optoeletrônica desenvolvida nesta dissertação compõe de três módulos: Um módulo Tx, a fibra óptica de plástico e um módulo Rx.

Conforme mostrado esquematicamente na

Figura 3-1, o circuito equivalente da sonda optoeletrônica construída é composto de um módulo transmissor (Tx), um módulo receptor (Rx) e uma fibra óptica de inter-conexão entre ambos. O módulo Tx é composto de uma antena *loop* alimentando um circuito optoeletrônico, que por sua vez é conectado ao módulo Rx (receptor óptico) através de aproximadamente 5 m de POF padrão (núcleo de 980 μm e diâmetro de 1000 μm e *NA* = 0,50) de PMMA.



Figura 3-1 Circuito Esquemático do Dispositivo Optoeletrônico

Uma antena loop proveniente de um receptor comercial de rádio AM ou uma antena de laço similar por nós construída é conectada a um LED ultra-brilhante verde $(\lambda = 520 \text{ nm} \text{ e } i = 20 \text{ mA})$ da Diemount GmbH. A largura de banda do LED foi medida pelo método de varredura de freqüências como sendo pouco mais de 17 MHz. A antena loop comercial é eletricamente curta [4] até uma freqüência de aproximadamente 8,6 *MHz*, pois *NC* = 3,6 *m* e *NC* < $\lambda/_{10}$, onde *N* = 8 voltas, *C* = 45 cm e λ está situado entre 750 *m* e 30 *m*. As antenas loop construídas tinham *N* < 8 e portanto podiam ser consideradas "antenas curtas" para freqüências maiores que 8,6 MHz. A indutância medida da antena comercial foi de 31 μ H através de um indutímetro modelo da ICEL LC 301 e valores menores foram obtidos para outras antenas loop construídas com menos voltas até o limite mínimo de detecção do instrumento. A antena de laço comercial é ilustrada na Figura 3-2:



Figura 3-2 Antena Loop Comercial Utilizada no Dispositivo Optoeletrônico

O LED ultra – brilhante verde da empresa Diemount GmbH utilizado inicialmente no dispositivo optoeletrônico é identificado na figura abaixo aqui conectado ao fotodetetor da Thorlabs modelo PDA10A:



Figura 3-3 LED Verde da Diemount GmbH

Com a finalidade de trabalhar em um campo magnético próximo nas freqüências da faixa de VHF, utilizou - se um gerador de RF da Tektronix modelo AFG 3251 (emite sinais de até 240 *MHz*) que foi diretamente conectado a uma antena de laço transmissora comercial (não-ressonante). Com objetivo de caracterizar a resposta em freqüência da antena de laço transmissora, uma outra antena de laço idêntica foi posicionada a 33,5 cm de distância da primeira e diretamente conectada a uma analisador de espectro da Anritsu modelo . A tensão do gerador de RF era fixada em 5*V* enquanto que a freqüência de excitação variou de 0,2 *MHz* até 120 *MHz*. A amplitude do sinal observada no analisador de espectro foi medida em função da freqüência do gerador de RF. A Figura 3-4 mostra o modo de caracterização da antena receptora.



Figura 3-4 Modo de Caracterização da Antena Receptora

A Figura 3-5 mostra o resultado da caracterização das antenas loop em função da freqüência:



Figura 3-5 Respostas das Antenas em função da freqüência

A partir do gráfico mostrado pela Figura 3-5 que a antena de laço comercial apesar de ser adequada para a faixa de AM comercial, apresenta resposta em frequências na faixa FM (88-108 MHz) similares em relação a faixa de AM (0,5-1,7 MHz). Adicionalmente pode-se verificar que a melhor resposta desta antena está na faixa 60-85 MHz (VHF) que é também uma resposta plana. A faixa 60-85 MHz é justamente a faixa onde se concentrou o desenvolvimento de sondas e repetidores optoeletrônicos naquele estágio.

O receptor óptico (Rx) constitui-se de um fotodiodo de Si com préamplificador de trans-impedância integrado modelo PDA10A da Thorlabs com 0,8 mm de diâmetro do fotodiodo, 150 MHz de largura de banda e 10 k Ω de ganho de transimpedância resultando em uma sensibilidade menor que 4 ${}^{mV}/{}_{\mu W}$ no comprimento de 520 nm. Conforme mostrado nas Figura 3-6 e Figura 3-7, a conexão óptica no Rx foi direta, ou seja, não se utilizou qualquer micro-lente para focalização da luz no fotodiodo.



Figura 3-6 Fotografia do Módulo Receptor (Rx) conectado a um osciloscópio



Figura 3-7 Detalhe da Conexão Óptica no fotodetector no Módulo Receptor (Rx)

Como fonte óptica, foram testados LEDs de diferentes comprimentos de onda correspondentes as cores de emissão: 460 nm para a cor azul, 520 nm para a cor verde e 650 nm para a cor vermelha. Deve-se enfatizar que este modelo de LED é projetado e fabricado inicialmente para propósitos de iluminação e visualização, e não para comunicações de dados ou enlaces analógicos de RF. A

Tabela 3-2 ilustra os dados da configuração do LED utilizado como fonte óptica:

cor	Azul	Verde	Amarelo	Laranja	Vermelho	Hiper –
						Vermelho
Comprimento de onda (nm)	460	520	590	615	640	650
Potência Típica de saída @ 20 mA (mW)	4,0	2,3	1,4	2,5	2,3	4,0

Tabela 3-2 Tabela com os Dados da Configuração dos LEDs Utilizados como Fonte Óptica

O critério para a medição da largura de banda foi o critério de medir o nível de tensão obtido na saída do LED a partir da aplicação de uma tensão de entrada de RF mais uma tensão de polarização DC no LED. Aplicou-se uma variação na freqüência de RF do sinal e verificou – se os valores obtidos para a tensão no LED. Os valores foram descritos até a uma queda de aproximadamente de 6 dB no nível de tensão do sinal para que possa ter a garantia de ter uma queda de 3 dB no nível de tensão óptico do sinal.

А

Figura 3-8 mostra a queda de tensão de polarização dos LEDs de comprimento de 460 nm, 520 nm e 650 nm:



Figura 3-8 Gráfico comparativo entre os LEDs de comprimentos de 460 nm, 520 nm e 650 nm

Outro critério utilizado foi a medição da resistência em DC dos LEDs para saber qual dos LEDs se encaixa melhor no dispositivo optoeletrônico. Foram utilizados os mesmos modelos de LEDs para a medição da resistência do LED. O método utilizado para a realização das medidas foi a conexão do LED em um circuito em série e mediu – se indiretamente o valor da resistência. A Figura 3-9 ilustra os valores das resistências dos LEDs para os mesmos comprimentos de onda anteriores:



Figura 3-9 Gráfico correspondente aos valores das resistências dos LEDs da Diemount utilizados no Dispositivo

Após serem caracterizados todos os comprimentos de onda da configuração do LED, o comprimento de onda escolhido foi de 650 nm. Apesar da

Figura 2-9 mostrar que a atenuação no comprimento de onda de 650 *nm* ser maior que nos outros comprimentos de onda, a potência máxima disponibilizada pela configuração na prática é maior que dos outros comprimentos de onda.

A configuração experimental básica utilizada no desenvolvimento do "dispositivo optoeletrônico" está mostrada esquematicamente na

Figura 3-10:



Figura 3-10 Configuração Básica Experimental da sonda optoeletrônica

Para a configuração em campo próximo utilizou – se um gerador de sinais arbitrários Tektronix modelo AFG 3251 de 240 MHz que alimentou a antena *loop* passiva comercial retangular com dimensões de 10x12cm, que normalmente é utilizada em aparelhos receptores de estações de rádio em Amplitude Modulada (AM), porém com apenas 1 volta de fio em vez das 8 voltas originais.

O retângulo pontilhado da

Figura 3-10 delimita o "dispositivo optoeletrônico" em desenvolvimento. O sinal de saída deste último foi acoplado à um osciloscópio (dotado do recurso de *Fast Fourier Transform* - FFT) da LeCroy modelo Wavejet 352A ou um *Vector Network Analyzer* (VNA)/ESA da Anritsu modelo MS2034A, com a finalidade de mostrar e armazenar os formatos de onda ou o espectro na faixa de rádio, respectivamente.

O "dispositivo optoeletrônico" foi dividido em três módulos distintos. Um módulo captador-transmissor (Tx) e um receptor óptico (Rx), conectados entre si através de um enlace de aproximadamente 5m de POF de PMMA.

Os módulos Tx e Rx são conectados entre si com um segmento de aproximadamente 5m de fibra óptica plástica de PMMA com cobertura de polietileno branco, que se constitui como o meio físico de transmissão (enlace). Este tipo de fibra possui atenuação tipicamente na faixa entre 140 – 180 dB/km no comprimento de onda de 650 nm.

Apesar destes valores serem valores relativamente altos de atenuação, estas POFs aqui utilizadas são inteiramente convenientes para dispositivos dotados de enlace de até algumas dezenas de metros, devido a facilidade de conexão e manipulação, robustez mecânica, segurança na operação, disponibilidade e baixo custo.

O módulo Rx realiza a foto-detecção do sinal, ou seja, a conversão ópticoelétrica e pode ser conectado à um osciloscópio ou ESA. Consiste essencialmente em um fotodiodo de silício com pré-amplificador integrado que foi selecionado conforme a banda de freqüências a ser detectada. Em ambos os casos, a extremidade clivada da POF ficava cerca de 3 mm afastada do foto-diodo de Si devido as janelas transparentes de proteção. Como não foram usados quaisquer tipos de micro-lentes, estima-se através de um simples cálculo geométrico uma perda em torno de 10 dB no processo de foto-detecção.

Na fase final do desenvolvimento do dispositivo continuou a trabalhar em campo próximo e em campo distante. A Figura 3-11 mostra a configuração de trabalho da sonda em campo próximo.



Figura 3-11 Configuração do Dispositivo Optoeletrônico em Campo Próximo

Duas antenas loop idênticas foram configuradas em campo próximo para o cálculo do gráfico de resposta das antenas na faixa de 0,3 MHz - 300 MHz. Foi utilizado o VNA modelo 8714ET da Hewlett Packard em modo de transmissão para a caracterização das duas antenas. A Figura 3-12 mostra o gráfico de resposta de duas antenas de laço conectadas com conectores SMA na faixa de 0,3 MHz - 300 MHz:



Figura 3-12 Gráfico de Resposta das Antenas de Laço (Tx e Rx) na faixa de 0,30 MHz - 300 MHz

Pode – se perceber que na Figura 3-12 aparece um pico na faixa de 90 MHzapesar da antena de laço ser projetada para trabalhar na banda de AM comercial. Para esta medição foram realizados testes utilizando o VNA modelo 8714ET da Hewlett Packard. Depois foi necessário calcular a resistência e a reatância da antena de laço para a faixa de FM comercial para realizar o casamento conjugado dos dispositivos instalados no módulo Tx. Para este cálculo foi preciso colocar o VNA em modo de reflexão para capturar dentro do ábaco de Smith os valores da resistência e da reatância da antena loop na faixa de **300** *kHz* até **300** *MHz*. A Figura 3-13 apresenta o gráfico da resistência e da reatância da antena de laço para a faixa de FM comercial.



Figura 3-13 Gráfico da resistência e da reatância da Antena de Laço

Como o LED já havia sido definido na etapa anterior, apenas foi necessária a caracterização do mesmo e a determinação que qual tensão de polarização seria aplicada ao mesmo. A partir da Figura 3-9 definiu – se que para um perfeito casamento resistivo foi necessário utilizar uma tensão de polarização maior que 2,0 V. E a tensão escolhida para polarização foi de V = 2,3 V.

A partir da escolha da tensão de polarização foi necessária a obtenção dos valores de resistência e de reatância para o referido LED. O método para a obtensão dos valores de resistência e reatência do LED Diemount foi aplicar uma tensão senoidal com uma variação na freqüência, que neste caso foi uma variação na faixa de FM comercial, juntamente a uma tensão de polarização $V_{Bias} = 2,3 V$. A Figura 3-14 mostra o gráfico do LED Diemount GmbH de 650 nm para a tensão de polarização de $V_{Bias} = 2,3 V$.



Figura 3-14 Gráfico que Mostra os Valores de Impedância e de Reatância Capacitiva do LED Diemount de 650 nm

No módulo Rx foi utilizado o fotodetector modelo PDA10A da empresa Thorlabs. Este modelo possui amplificador integrado ao sensor e possui resposta de 200 até 1100 nm. A resposta de pico está em 750 nm com largura de banda de **150** *MHz*. O ganho de transimpedância deste fotodetector é de **10** $kV/_A$. A

Figura 3-15 ilustra a curva de responsividade do fotodetector em função do comprimento de onda [14]:



Figura 3-15 Gráfico da Responsividade do Fotodetector da Thorlabs modelo PDA10A

Observando o gráfico da responsividade do fotodetector ao se utilizar o comprimento de onda de 650 nm buscou – se não utilizar o nível máximo de responsividade do dispositivo porém buscou –se chegar bem próximo ao nível máximo para um melhor rendimento do fotodetector. Como a Largura de Banda do fotodetector é de **150** *MHz*, o sinal a ser detectado na faixa de FM está próximo a freqüência de corte do referido dispositivo [14].

4 Etapa 1 – Sonda Optoeletrônica com Antena Loop Não Otimizada

e LED Verde (< 90 *MHz*)

4.1 Introdução

Este capítulo mostra a primeira parte do trabalho desenvolvido pelo autor.

A antena loop da sonda optoeletrônica captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF que é injetada no circuito do módulo transmissor e modula o LED. O LED é polarizado com tensão DC com 2,3 V usando uma fonte ajustável ou uma bateria. O LED polarizado, apresenta resposta bastante linear para pequenas amplitudes e é sensível à corrente RF injetada em superposição a corrente DC de polarização. Isto garante a obtenção de um análogo do formato de onda fiel ao sinal de RF. O sinal óptico gerado se propaga através da POF e incide no foto-diodo do receptor óptico que automaticamente realiza pré-amplificação do tipo trans-impedância. O sinal assim obtido pode ser diretamente conectado a um osciloscópio ou analisador de espectro elétrico.

Os formatos de onda de sinais de rádio provenientes da modulação da portadora óptica em pouco mais que 84*MHz* de frequência foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais Wavejet 352A da marca LeCroy.

4.2 Resultados

Um capacitor mecânico variável foi utilizado no circuito do Tx e ajustado até a obtenção de uma condição próxima da ressonância. Um ajuste fino de ressonância foi obtido para uma freqüência de 84 *MHz* variando a freqüência do gerador de ondas em RF. Um sinal semelhante à onda senoidal original pode ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de dados ou de medida e cálculo de média foi aplicado sendo os formatos de onda obtidos em tempo real.

A Figura 4-1 mostra um formato de onda da portadora óptica como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de ondas em 84 MHz com as antenas de laço mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. Podese verificar que o sinal obtido pela sonda não se consistia em uma senóide pura. Isso aconteceu pois a amplitude de RF utilizada a partir do gerador foi alta o suficiente para injetar corrente de modulação acima de 10 mA no LED verde, valor que atinge a região de resposta não-linear do LED. Deve -se salientar que tal situação é improvável numa aplicação real da sonda sendo utilizada na configuração em campo-distante. A Figura 4-2 atesta que o sinal obtido pela sonda não é puramente senoidal. O pico fundamental encontra-se cerca de $64 dB_V$ acima do nível de ruído.



Figura 4-1 Formato da Onda no Osciloscópio com 10 mV/div e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo



Figura 4-2 FFT do Sinal Senoidal Detectado no Módulo Rx com 50 MHz/div

			10			
			-			
			3)			
			-			-
			- 83			
	 	 	+		 	
			<u></u>			
			*			
			-			
			- I I -			
			1 + 2 + 1 + 3 -			
1 1 1						

Figura 4-3 Linha de Base sem o Acoplamento Óptico do Sinal no Osciloscópio com 10 mV/div e 10 ns/div na Demodulação pelo Tempo

4.3 Conclusões da Etapa 1

Este trabalho descreve um avanço obtido no desenvolvimento de sondas optoeletrônicas relativamente simples e de baixo custo para sinais até a faixa de VHF com a utilização de uma combinação de antenas ressonantes (passivas) e LEDs ultrabrilhantes visíveis com POFs de PMMA.

Como fonte óptica foi utilizado um LED ultra-brilhante verde emitindo 520 *nm* com aproximadamente 17 *MHz* de largura de banda. O modelo de LED foi concebido e fabricado originalmente para aplicações na área de visualização e iluminação. Apesar disto foi possível a operação da sonda na faixa de VHF até freqüências maiores que

- *MHz*, e com faixa dinâmica próxima limitada em 64 dB_V , em uma região plana entre
- 60 85 MHz da antena de laço de captura de RF.

5 Etapa 2 – Sonda Optoeletrônica Não – Otimizada com Antena

Loop de N = 1 e LED Vermelho (88 – 108 MHz)

5.1 Introdução

Esta etapa do trabalho mostrou – se pela primeira vez um dispositivo optoeletrônico baseado em LED/POF que fundamentalmente funciona como uma sonda eletromagnética operante em VHF. Ao realizar a calibração, a sonda pode operar como um medidor de campo magnético em RF e se o sinal de saída for amplificado, poderá funcionar como um repetidor de sinais de Telecomunicações ou telemetria.

Para efeito de testes, o dispositivo de captação passiva foi capaz de detectar sinais de rádio (de baixa amplitude), enviar por fibra óptica e demodular em áudio, 8 canais de rádio FM (88 - 108 MHz) emitidos a partir do campo-distante, e ser acoplado num ESA.

O maior esforço de desenvolvimento foi concentrado no Tx, cujo circuito elétrico equivalente está esquematizado na Figura 5-1.



Figura 5-1 Circuito Elétrico Equivalente do Módulo Tx da Sonda Optoeletrônica com a antena loop de N = 1 e o LED Diemount emitindo em 650 nm

A Figura 5-1 mostra que o circuito elétrico equivalente do Tx é composto de três partes. A primeira parte é uma antena loop, idêntica à utilizada para a geração dos sinais de rádio freqüência (ver

Figura 3-10). A segunda parte é um bias-T fabricado em PCB comercial modelo T1G da Thorlabs.E a última parte é um LED ultrabrilhante em configuração *pigtail* com POF emitindo em 650 nm modelo *hyper-red* da Diemount GmbH [15]. A Figura 5-2 mostra o conjunto Bias – T mais LED Diemount GmbH.



Figura 5-2 Conjunto Bias - T mais LED Diemount Hyper - Red

Pelo fato da antena loop possuir apenas uma volta de fio, não exibe autocapacitância, apenas uma resistência R e uma indutância L em série. A resistência foi medida com o VNA como sendo $R(70 MHz) \approx 0.3 \Omega$. A referida resistência é composta da componente DC corrigida pelo efeito pelicular, que é a componente de dissipação ôhmica, somada à componente de resistência de radiação, considerando uma antena *loop* eletricamente curta onde f < 70 MHz [4]. A indutância da antena foi calculada analiticamente e obteve L = 480 nH [26]. Este último valor, combinado com o valor do capacitor do bias-T informado pelo fabricante como sendo $C_{bias-T} = 100 nF$, fornece uma freqüência de ressonância de aproximadamente $f_R = 726 kHz$ para o circuito, se a capacitância C_{LED} do LED não for levada em consideração.

Aproveitou – se e foi realizado também o cálculo analítico para as antenas de laço de 2 até 7 voltas para que pudessem ser feitos testes utilizando outras antenas de laço com diferentes números de voltas. A

Tabela 5-1 mostra o resultado do cálculo analítico das antenas de laço.

Número de voltas	1	2	3	4	5	6	7
Indutância (nH)	420,6	1682	3785	6729	10510	15140	20610

Tabela 5-1	Cálculo dos	Valores das	Indutâncias	das 4	Antenas	de	Laço
------------	-------------	-------------	-------------	-------	---------	----	------

A Figura 5-3 mostra o gráfico resultante da caracterização de resposta em frequências de um enlace entre as duas antenas loop (1 volta de fio) em campo-próximo.



Figura 5-3 Gráfico Comparativo da Resposta de Duas Antenas loop com N = 1 Volta

Depois foi feita a montagem com outras duas antenas loop, agora cada uma com 7 voltas e foi medida a resposta em freqüências do conjunto. A Figura 5-4 mostra o gráfico da resposta das duas novas antenas loop também em regime de campo próximo.



Figura 5-4 Resposta em Frequências do Conjunto das Antenas loop com N = 7 Voltas em Campo Próximo

Pode-se notar da Figura 5-3 e da Figura 5-4, que os gráficos possuem formato semelhante na faixa de VHF, inclusive com máximos em torno das mesmas regiões de frequências. Porém, o nível de sinal para N = 7 está pelo menos 10 dB acima ao ser comparado com N = 1, inclusive para a banda de FM comercial (88 – 108 MHz).

Em frequências < 30 *MHz*, que engloba a faixa de HF, o nível de sinal para N = 7 é também maior que N = 1. Pode-se notar na Figura 5-4 que para f < 6 *MHz*, o nível de sinal está pelo menos 20 *dB* acima de N = 1, inclusive para a banda de AM comercial 535 - 1730 *kHz*.

Um Bias – T pode combinar ou separar sinais em DC e em RF. Nesta etapa do desenvolvimento, o Bias – T combina a tensão V_{bias} de polarização DC aplicado ao LED, com o sinal de RF detectado pela antena. Utilizou-se uma pequena bateria recarregável como fonte DC, ajustada de modo a fornecer V = 2,3 V para o LED, que

modulava o sinal de RF detectado pela antena já que estava emitindo sinal óptico contínuo devido ao V_{bias} estar acima de seu valor de excitação.



Figura 5-5 Bias - T conectando o LED Vermelho Hyper - Red da Diemount GmbH com o Conector da Antena Loop

5.2 Resultados

O dispositivo optoeletrônico desenvolvido para a faixa de VHF necessitou de várias modificações: Foram modificadas a antena, os circuitos optoeletrônicos do Tx e do Rx. De acordo com a Figura 5-3, o sinal de um enlace em campo-próximo entre duas antenas loop idênticas varia de $-40 dB_V$ em 88 MHz à $-75 dB_V$ (mínimo) em 106 MHz, faixa FM (onde mediu-se $-60 dB_V$ para o centro da banda em 98 MHz). No módulo Tx

modificou-se a antena loop para N = 1 e foi utilizado um Bias – T comercial. Retirouse o capacitor de sintonização fina C_{SINT} com a intenção de aproveitar a capacitância de 100 *nF* do capacitor do Bias – T, que combinada com a nova indutância da antena calculada como sendo de L = 480 nH, fornece uma freqüência de ressonância de $f_R = 726 kHz$ para o circuito. Portanto, a idéia foi a de operar o Tx em VHF, longe da freqüência de ressonância, onde espera – se um sinal relativamente fraco, porém plano em relação a banda de FM, onde os testes foram realizados.



Figura 5-6 Circuito Elétrico Correspondente ao Novo Tx do Dispositivo Optoeletrônico

O capacitor C_{BiasT} (C = 100 nF) evita que qualquer sinal DC seja aplicado na antena, mas exclusivamente no LED. O capacitor permite ainda a passagem dos sinais de RF, pois cria uma impedância capacitiva muito baixa, mesmo em baixas freqüências. O indutor L_{BiasT} de valor desconhecido bloqueia a passagem de sinais de RF para a fonte DC. A Figura 5-7 mostra uma fotografia do protótipo operacional em VHF, com conexão do tipo BNC para ser conectado a um osciloscópio ou ESA. Por causa do aumento na faixa de frequências, não foi possível manter o mesmo fotodiodo préamplificado de antes (HF). No presente caso, o Rx constituiu-se ainda de um fotodiodo de Si com pré - amplificador de transimpedância integrado, porém sendo o modelo PDA10A da Thorlabs. Este fotodiodo apresenta 1mm de diâmetro do chip semicondutor, 150 MHz de largura de banda (-3 dB) e 10 k Ω de ganho de transimpedância, implicando numa sensibilidade de aproximadamente 5,6 $mV/_{\mu W}$ no comprimento de onda de 650 nm.



Figura 5-7 Primeira Versão do Dispositivo Optoeletrônico para Funcionamento em VHF

A Figura 5-8 mostra a imagem do primeiro resultado obtido pelo dispositivo optoeletrônico no espectro na banda de FM extraída do ESA ($pW \times MHz$), obtida com o uso do protótipo mostrado na Figura 5-7. Isto significa que diversos canais comerciais de rádio FM foram captados, transmitidos por fibra óptica e todos demodulados em áudio pelo ESA.



Figura 5-8 Resultado da Detecção em Campo Distante do Dispositivo Optoeletrônico em VHF

Foram identificados através das letras de A até J os picos detectados pelo ESA correspondentes a 10 canais de áudio para demodulação de FM. A Tabela 5-2 ilustra os pontos, as freqüências detectadas e a relação sinal ruído para cada ponto.

Ponto	Frequência	RSR
	(MHz)	(dB)
A	89,35	2,76
В	94,03	0,80
С	96,43	1,05
D	99,88	8,48

E	100,37	4,68
F	101,17	4,92
G	102,03	6,81
Н	103,57	10,03
Ι	104,37	1,18
J	106,58	1,13

Tabela 5-2 Tabela com os Sinais Detectados no ESA para Demodulação em Áudio na Faixa de FM Comercial

Ainda neste caso não foi possível linearizar a banda de FM, mas foi a primeira etapa a qual se obteve níveis reais de sinal devido a localização da recepção.
6 Etapa 3 – Sonda Optoeletrônica Otimizada com Antena Loop de

N = 1 e LED Vermelho (88 – 108 *MHz*)

6.1 Introdução

Nesta última etapa do desenvolvimento do dispositivo optoeletrônico buscou – se melhorar a qualidade do sinal recebido e disponibilizado para o osciloscópio ou ESA. Como escrito anteriormente, em muitas situações é necessária a detecção e o monitoramento do nível de sinal de RF e o seu formato temporal ou espectral. Para fazer este monitoramento é preciso que sejam detectados a maior freqüência e o nível mínimo eletromagnético.

Sondas para campos magnéticos e elétricos foram desenvolvidas na década de 80 a partir da modulação direta de semicondutores a partir de campos eletromagnéticos com a utilização de LEDs e LDs.

Para a minimização deste problema as sondas deveriam ser sondas ativas e deveriam ser acopladas a fibras ópticas para a conversão dos sinais.

As fibras ópticas são uma boa solução como canal de transmissão já que possuem baixa atenuação, baixo custo, isolamento elétrico e não interferem nos campos medidos.

As sondas optoeletrônicas são úteis para instrumentação óptica na caracterização de antenas em câmaras anecóicas, testes de compatibilidade Eletromagnética e várias aplicações no campo das telecomunicações. Podem também ser utilizadas na esfera militar na faixa de MF ou HF na medição dos campos de RF detectados podendo estar localizados a alguns kilômetros da unidade transmissora.

6.2 Desenvolvimento Experimental

А

Figura 6-1 mostra a configuração elétrica experimental da sonda optoeletrônica neste estágio final de desenvolvimento, no âmbito desta Dissertação.



Figura 6-1 Configuração Elétrica do Dispositivo Optoeletrônico Utilizado

A antena loop N = 1 é conectada ao Bias Tee e a um LED de alto brilho. A antena loop é eletricamente curta pois seu comprimento é menor que $\lambda/_{10}$. [2]. A colocação de um capacitor variável transforma a sonda em um circuito ressonante e uma tensão de balanceamento é aplicada ao Bias Tee a um valor acima da tensão de polarização do LED que produz a emissão do LED possibilitando a recuperação da forma completa do sinal.

Para realizar a melhoria no dispositivo optoeletrônico foi modificado também o Bias Tee utilizado anteriormente sendo introduzido o modelo ZFBT – 4R2GW da Mini – Circuits. A figura abaixo mostra o Bias Tee utilizado para esta nova etapa do dispositivo:



Figura 6-2 Bias Tee Utilizado nesta Fase do Dispositivo

Após a obtenção do gráfico foi necessário realizar o casamento reativo entre todos os componentes do módulo Tx. Para isso, foi necessário calcular as reatâncias indutiva da antena loop e capacitiva (da rede π), do conjunto LED + Bias Tee para que se obtivesse somente a componente resistiva. Foi criado um programa em MATLAB para o cálculo da reatância da antena loop e do capacitor para que fosse preciso saber o

quanto que deveria ser a reatância dos componentes do circuito. A partir do programa foram encontrados os seguintes valores para a reatância indutiva e as resistências de perda e de dissipação do condutor da antena loop. O Anexo I mostra o programa que foi desenvolvido para os cálculos.

Para um melhor rendimento das antenas loop no dispositivo foi necessária a colocação de uma rede π capacitiva nos terminais da antena para que os valores da reatância da antena loop e da rede π sejam iguais possibilitando a anulação das reatâncias tornando todo o conjunto um módulo totalmente resistivo[2].

Ao colocar a rede π capacitiva nas antenas loop buscou – se deslocar o pico do coeficiente de reflexão da antena para a faixa de FM comercial, objetivo deste trabalho. E após observar todas as antenas loop e a montagem de uma rede π eficiente, a melhor solução encontrada foi a utilização da rede PI capacitiva de 1 capacitor junto a uma antena loop de uma volta. A Figura 6-3 mostra o coeficiente de reflexão e o coeficiente de transmissão do conjunto rede π mais antena loop de uma volta simulado no programa ADS:



m1 freq=98.56MHz dB(S(2,1))=-7.618E-8 Max



Figura 6-3 Resultado da Simulação da Rede Pi Capacitiva mais Antena loop

O conjunto Antena Pi mais Rede Capacitiva Simulada é descrita pela Figura 6-4:



Figura 6-4 Esquemático para Simulação da Rede Pi mais Antena loop

De acordo com a Figura 6-3 pode – se observar que na simulação para 98 *MHz* obteve a configuração descrita na Figura 6-4. Para este caso de configuração busca – se apenas a ressonância em uma freqüência apenas.

Fano mostrou em seu artigo que é inviável o casamento de qualquer impedância arbitrária com uma resistência em todo o espectro de freqüência ou em todas as freqüências em uma determinada banda de freqüência. Mas é possível obter o casamento em qualquer banda de freqüências desde que a impedância tenha componentes resistivos dentro desta banda [9].

O casamento é preciso para a máxima transferência de potência para a carga. O cálculo é feito a partir do coeficiente de reflexão que é a razão entre a potência entregue a carga dividida pela potência fornecida pelo gerador, por unidade de potência, ou seja:

$$|\rho|^2 = 1 - \frac{P_L}{P_o} \tag{14}$$

E o coeficiente de reflexão é definido por:

$$\rho = \frac{Z-1}{Z+1} \tag{15}$$

Onde Z é a impedância apresentada pelo gerador na Figura 6-5:



Figura 6-5 Rede de Casamento Arbitrária [9]

De acordo com a Figura 6-5, Z_L que em geral depende do módulo Tx está vinculada a freqüência e quando se necessita realizar casamento de impedâncias em banda larga é preciso fazer apenas com um número finito de elementos passivos. É preciso uma rede de casamento não dissipativo para que a magnitude do coeficiente de reflexão de entrada seja no máximo igual a $|\rho|_{MAX}$ em todas as freqüências em uma determinada banda.

A rede de casamento é realizada por uma estrutura de reatâncias em forma de escada porém essa estrutura leva a procura de uma configuração ideal o que para certos valores de impedâncias fica inviável a montagem da rede. E a sucessiva melhoria converge para um design ideal ou próximo do ideal [9].

A rede de acoplamento deve ser considerada como uma rede sem perdas, mas sabe – se que na prática existem perdas que resultarão em distorções na rede. [9]

H. Bode estudou sistematicamente o casamento de redes. Inicialmente considerou o caso de uma impedância consistindo de uma resistência R desviada por

uma capacitância *C* e mostrou que uma limitação natural do casamento de redes acontece utilizando o seguinte padrão [9]:

$$\int_0^\infty \ln \frac{1}{|\rho|} \, dw \le \frac{\pi}{R \cdot C} \tag{16}$$

Onde ρ é o coeficiente de reflexão correspondente à impedância Z descrita na equação (16). Se $|\rho|$ se mantém constante com valor igual a $|\rho|_{MAX}$ sobre uma banda de freqüências w e é igual a um pelo resto do espectro das freqüências, a equação (16) pode ser reescrita como:

$$w \cdot ln\left(\frac{1}{|\rho|_{MAX}}\right) \le \frac{\pi}{R \cdot C} \tag{17}$$

Segundo a equação (17), o produto da largura de banda pelo valor mínimo de $1/|\rho|_{MAX}$ possui um limite máximo fixado pelo produto $R \cdot C$ e a equação (16) mostra que para um casamento perfeito tornando $|\rho|$ muito pequeno para qualquer freqüência resulta uma redução na largura de banda. Do mesmo modo que este caso se aplica também para qualquer impedância consistente de redes de dois terminais terminadas em uma combinação RC em paralelo.

Existem limitações no casamento em banda larga de qualquer impedância surgidas a partir da confiabilidade física da função ρ representada pelo coeficiente de reflexão, e que dependem da impedância de carga [9].

H. Bode também fala que em uma rede de reatâncias puras aparecerá um certo valor de impedância Z_1 em uma das entradas dos terminais quando uma impedância Z_2 é conectada na outra entrada dos terminais e se o conjugado da impedância Z_1 é conectado no mesmo terminal onde foi conectado Z_1 a impedância medida na outra entrada dos terminais terá o valor conjugado de Z_2 [15].

A Figura 6-6 ilustra a Antena loop com os capacitores em uma rede Pi:



Figura 6-6 Antena loop com a Rede Pi Capacitiva



Figura 6-7 Detalha da Antena loop com a Rede Pi Capacitiva

O Cálculo abaixo mostra a distância mínima necessária a qual o LED verde pode ser utilzado em relação ao LED vermelho:

Os LEDs da empresa Diemount GmbH possuem as seguintes potências ópticas para a corrente I = 20 mA:

Para o LED Verde de $\lambda = 520 \ nm \rightarrow P_o = 2,3 \ mW$

Para o LED Vermelho de $\lambda = 650 \ nm \rightarrow P_o = 4,0 \ mW$

De acordo com o datasheet do fotodetetor de Si, tem - se como responsividade:

 $R = 0.32 \ mA/_{mW} \text{ para } \lambda = 520 \ nm$

 $R = 0.45 \ mA/_{mW} \text{ para } \lambda = 650 \ nm$

A POF possui atenuação para os seguintes comprimentos de onda:

 $A = 85 \frac{dB}{km}$ para $\lambda = 520 nm$

$$A = 160 \frac{dB}{km}$$
 para $\lambda = 650 nm$

Deve – se levar em consideração que a corrente produzida no fotodetetor será a mesma para ambos os comprimentos de onda. Assim tem – se como equação para o cálculo do enlace:

 $R_{520nm} \cdot P_{o_{520}nm} \cdot e^{-\alpha_{520} \cdot L} = R_{650nm} \cdot$ $P_{o_{650}nm} \cdot e^{-\alpha_{650} \cdot L}$ (18)

Substituindo os valores existentes na equação obtém - se:

 $(0,32 \cdot 2,3) \cdot e^{-19,59 \cdot L} = (0,45 \cdot 4,0) \cdot$ (19) $e^{-36,87 \cdot L}$

Resolvendo a equação (19) obtém – se como resultado do enlace:

 $L = 51,75 \ x \ 10^{-3} \ km = 51,75 \ m$

Caso o enlace possua comprimento maior que L = 51,75 m o LED que pode ser utilizado é o de comprimento de onda de $\lambda = 520 nm$. Para valores menores de enlace o LED a ser utilizado é o de comprimento de onda de $\lambda = 650 nm$.

6.3 Resultados Obtidos

Além dos resultados obtidos na segunda etapa do dispositivo novos resultados foram encontrados que será discutido adiante. Vários modelos de redes π foram montadas e conectadas com a antena loop para saber qual a rede que obtinha o melhor

desempenho para a antena loop escolhida. Para determinar qual é o melhor tipo de rede π para o módulo Tx foram utilizados 3 modelos de redes π para a antena loop de uma volta. A Figura 6-8 mostra o circuito elétrico equivalente do conjunto rede π mais a antena loop:



Figura 6-8 Módulo Tx Atualizado e Completo com a Rede Pi Totalmente Capacitiva

Com o novo módulo Tx construído e utilizando o mesmo módulo Rx da etapa anterior, foi possível obter novos resultados na mesma faixa de pesquisa utilizada (FM Comercial).

А

Figura 6-9 mostra o resultado encontrado do dispositivo com a rede π de três termos com a utilização do VNA modelo MS2665C da Anritsu. O nível máximo de sinal foi detectado em 88,7 *MHz* com uma amplitude de sinal de 580 μ V.



Figura 6-9 Resposta da Detecção Encontrada pelo VNA da Anritsu na Faixa de FM Comercial

E a Figura 6-10 mostra a relação sinal / ruído encontrada pelo mesmo Analisador em função dos canais encontrados. A Figura 6-10 indica os canais detectados, a freqüência de cada canal detectado e a relação sinal / ruído para cada canal:



Figura 6-10 Imagem do VNA com os Canais Destacados na Faixa de FM Comercial A

Tabela 6-1 mostra os valores das amplitudes detectados dos canais bem como a relação sinal / ruído de cada canal.

Ponto Detectado	Frequência (MHz)	Nível do Sinal	Relação Sinal /		
		Detectado (µV)	Ruído (dB)		
Α	88,7	580,00	30,59		
В	89,3	153,57	19,04		
С	91,3	163,42	19,58		
D	92,5	112,72	16,36		
Е	94,9	105,79	15,81		
F	95,8	96,67	15,02		
G	96,6	68,21	11,99		
Н	98,1	80,25	13,41		
Ι	99,0	211,94	21,84		
J	99,8	120,74	16,95		
K	101,5	178,38	20,34		
L	101,8	182,39	20,54		
М	103,1	187,86	20,79		
N	106,8	83,53 13,75			

Tabela 6-1 Relação das Frequências Encontradas no Novo Dispositivo

A partir dos dados encontrados na

Tabela 6-1 e dos dados da Tabela 5-2 no capítulo anterior, podemos perceber uma melhora significativa na amplitude dos sinais e na quantidade de canais encontrados. Inclusive, o maior canal detectado pelo VNA modelo MS 2665C foi o canal de áudio referente a freqüência de TV VHF do canal 6 no município do Rio de Janeiro.

Em relação aos canais encontrados na Tabela 5-2 do capítulo anterior, as relações sinal / ruído entre as duas etapas melhoraram significativamente, com uma melhora de no mínimo 10 dB na relação. A

Tabela 6-2 compara as relações sinal / ruído nas duas etapas do desenvolvimento para a mesma freqüência:

Frequência	RSR II	RSR III		
(MHz)	(dB)	(dB)		
89,35	2,76	19,04		
94,03	0,80	8,50		
96,43	1,05	11,99		
99,88	8,48	16,95		
100,37	4,68	8,70		
101,17	4,92	9,73		
102,03	6,81	20,54		
103,57	10,03	10,83		
104,37	1,18	9,10		
106,58	1,13	13,75		

Tabela 6-2 Tabela Comparativa nos Canais Detectados nas Duas Últimas Etapas do Desenvolvimento do Dispositivo

Comparando as informações da tabela anterior, pode – se notar uma melhora em todos os pontos da tabela, apesar do aumento do nível de ruído que no terceiro estágio do desenvolvimento ficou em $V_{Ruído} = 17,14 \,\mu V$ enquanto que no segundo estágio do desenvolvimento do dispositivo, o nível de ruído ficou em cerca de $V_{Ruído} \cong 10 \, pV$.

Na sequência a rede π com três capacitores conectada a antena loop foi substituída por um único capacitor e outros resultados foram obtidos. Foram realizados novos testes com apenas um capacitor. Foram utilizados capacitores de $C = 3,3 \, pF$ e $C = 7,5 \, pF$ além de ser feita uma nova medida com a antena loop sem capacitor. A

Figura 6-11, Figura 6-12 e Figura 6-13 ilustram os resultados com a substituição da rede π de três capacitores por apenas um capacitor e a antena loop sem capacitor:



Figura 6-11 Medida da Antena Loop sem Capacitor Conectado



Figura 6-12 Medida da Antena Loop com um Capacitor de 3,3 pF Conectado



Figura 6-13 Medida da Antena Loop com um Capacitor de 7,5 pF Conectado

De acordo com a Figura 6-13 aparece um pico destacado na freqüência de f = 55 MHz aproximadamente. Outros valores de freqüência aparecem destacados,

porém com o capacitor de $C = 7,5 \, pF$ aparece o pico nesta freqüência. A Figura 6-14 mostra o circuito elétrico equivalente da nova configuração do dispositivo optoeletrônico:



Figura 6-14 Novo Circuito Elétrico Equivalente do Dispositivo Optoeletrônico

Com isso, de acordo com a Figura 6-14, pode – se calcular como circuito equivalente:

$$X_{ANT}(f) = X_L^{ANT}(f) + X_C^{ANT}(f)$$
(20)

E de acordo com a Figura 3-13 pode -se definir que:

 $X_{ANT}(f = 90 MHz) = -125 \Omega$

Mas a impedância da antena é calculada, conforme a Figura 6-14:

$$X_{ANT}(f) = 2\pi f \cdot L_{ANT} - \frac{1}{2\pi f \cdot C_{ANT}}$$
(21)

Então, de acordo com a equação (21) encontram – se como resultados:

$$\begin{array}{l} L_{ANT} = 480 \ nH \\ f = 90 \ MHz \end{array} \right\} \rightarrow C_{ANT} = 4,46 \ pF \end{array}$$

E de acordo com a Figura 3-14 obtém -se como valores do LED:

$$X_{C}^{LED} = -7 \Omega$$

E sabendo que a Impedância do LED é calculada através de:

$$X_{C}^{LED} = -\frac{1}{\omega \cdot c_{LED}} = -\frac{1}{2\pi f \cdot c_{LED}}$$
(22)

$$7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 90 \times 10^6 \cdot C_{LED}} \therefore C_{LED} = \frac{10^6}{7 \cdot 2\pi \cdot 90} = 252,6 \text{ pF}$$

Com o capacitor de sintonização $C_{TUN} = 3,3 \, pF$, e de acordo com a Figura 6-14, o valor da capacitância equivalente entre a sintonização e o LED do circuito é igual a: $C_{EQ} = 3,257 \, pF$.

Como a capacitância equivalente entre o LED e a sintonização está em paralelo com a capacitância da antena loop calculada em $C_{ANT} = 4,46 \, pF$, a capacitância total equivalente do circuito é calculada por:

$$C_{EQ} = 7,717 \ pF$$

A partir destes valores a freqüência de ressonância do circuito é calculada a partir de:

$$f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \therefore f = \frac{1}{\sqrt{480x10^{-9} \cdot 7,717x10^{-12}}} = 82,69 \, MHz$$

Repetindo os mesmos cálculos com o capacitor $C_{TUN} = 7,5 \, pF$, encontra – se como valor da freqüência de ressonância:

$$f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \therefore f = \frac{1}{\sqrt{480x10^{-9} \cdot 119,61x10^{-12}}} = 66,42 \, MHz$$

O que se percebe é que com a utilização do capacitor de $C_{TUN} = 7,5 \, pF$ o sinal é altamente detectável em $f = 55 \, MHz$, um valor próximo a freqüência de ressonância calculada $f = 66,42 \, MHz$.

7 Conclusões e Sugestões Futuras

O dispositivo é formado por três módulos distintos: Tx, a POF e o Rx. Para compor o Tx, utilizou-se uma combinação de uma antena loop passiva, Bias – T e LED ultra-brilhante vermelho (650 nm). O LED foi concebido e fabricado originalmente visando aplicações na área de visualização e iluminação. Uma POF de PMMA conecta o Tx ao Rx, sendo este último um foto-diodo de silício com pré-amplificador integrado. O protótipo de laboratório obtido é relativamente simples e de baixo custo (< U5\$ 500,00) quando comparado aos modelos comerciais.

Mesmo considerando que o LED utilizado apresenta aproximadamente 15 MHz de largura de banda, o dispositivo foi capaz de detectar diversos canais de FM alguns com f > 100 MHz. As fibras ópticas quando utilizadas como cabos de comunicação em sondas, medidores ou repetidores eletromagnéticos, apresentam baixas perdas, isolação elétrica, não interferem ou são interferidas por ondas na faixa de rádio e em particular são bastante simples na manipulação, conexão e de baixo custo quando se faz uso das POFs de PMMA "standard".

Entretanto o uso de POFs de PMMA limita o alcance em cerca de 100 m de comprimento quando se utiliza luz com 650 nm de comprimento de onda. Para muitas aplicações, a referida distância é mais do que suficiente. Entretanto, se necessário, o comprimento de fibra pode ser estendido para mais algumas centenas de metros com o uso de POF fluoretada, ou a quilômetros se for utilizada uma fibra óptica de sílica, em ambos os

casos será necessário a troca da fonte de luz e o tipo de fotodetector para operação na região do infra-vermelho próximo.

Em trabalhos futuros existe a possibilidade de melhoria no dispositivo com a busca de uma sintonização mais precisa para o casamento conjugado de impedância ser o mais preciso possível em função de uma freqüência ou uma faixa de freqüências de operação.

Pode – se utilizar novos tipos de fontes ópticas como os RC-LEDs ou LDs em substituição ao LED utilizado neste dispositivo para atingir maiores freqüências de modulação, apesar que já existem pesquisas na área de LEDs e transistores emissores de luz que trabalham em 7 GHz e 4,3 GHz respectivamente[34,35].

Com o uso de novas fontes ópticas pode – se buscar a substituição do meio como link entre os módulos Tx e Rx. Novos tipos de fibra podem ser utilizados como meios de transmissão do sinal como por exemplo as fibras fluoretadas possibilitando um aumento do enlace entre os módulos Tx e Rx.

Como possíveis projetos futuros, existe a possibilidade de criar sistemas WoF para economia de energia ao projetar microcélulas para estes sistemas tornando – os com menos energia em maior quantidade ao reprojetar os dispositivos casando as impedâncias dos componentes e assim maximizando a energia recebida por cada antena para a transmissão em cada micro – célula. E com a utilização de LEDs nos sistemas WoF possibilita a redução de RIN reduzindo o ruído existente nos sistemas e aumentando a SNR em cada célula do sistema WoF.

8 **Bibliografia**

[1] K.I. Hayashi, K. Arai and Y. Ido, "Phase-sensitive radio-frequency magnetic probe using laser diode and optical fiber", Journal of Lightwave Technology, 5, 7, 906-909 (1987).

[2] W. Mann and K. Petermann, "VCSEL-based miniaturised E-field probe with high sensitivity and optical power supply", Electronics Letters, 38, 10, 455-456 (2002).

[3] P.S. Neelakanta and D. DeGroff, "Light-emitting diode as radiofrequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor", Electronics Letters, 25, 23, 1606-1608 (1989).

[4] – Balains C. A. – Antenna Theory: Analysis and Design, Cap. 5, New York, 1982.

[5] – Schimitt R. – Electromagnetics Explained, Cap. 11, New York, 1992.

[6] - <u>http://refractiveindex.info/?group=PLASTICS&material=PMMA</u> – Site utilizado para o cálculo do índice de refração do PMMA.

[7] – Palais J. C. – Fiber Optic Communications – Prentice hall, 1988.

[8] – Amazonas J. R. A. – Projeto de Sistemas de Comunicações Ópticas – Manole, 2005.

[9] – Daum W., Krauser J., Z.amzow P.E., Ziemann O. – POF Handbook, Optical Short Range Transmision Systems, Springer, 2002.

[10] - Daum W., Krauser J., Z.amzow P.E., Ziemann O. – POF – Polymer Optical Fiber for Data Communication, Springer, 2002.

[11] <u>http://emclab.mst.edu/inductance/rectgl.html</u> - Site utilizado para o cálculo teórico dos valores das indutâncias das antenas loop.

[12] – Fano R. M., "Theoritical Limitations on the Broadband matching of Arbitrary Impedances" Technical Report 41, M.I.T., 1948

[13] – Bode H. W., "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", Sec.16.3, Van Nostrand, New York, 1945.

[14] – Datasheet do foto detector da ThorLabs. Acessado em : http://www.thorlabs.com/Thorcat/13000/13054-S01.pdf

[15] – Diemount GmbH Wernigerode. Site da Empresa que produz os LEDs de alto brilho para iluminação e visualização. Acessado em: <u>http://www.diemount.com/index_eng.html</u>

[16] - Arrue J., Zubia J. – "Plastic Optical Fibers: Na Introduction to Their Technological Process and Applications", doi: 10.1006/ofte:2000.0355

[17] – Handbook of Fiber Optic Data Communication: A Practical Guide to Optical Networking, Elsevier, 2008.

[18] – Bode H. W., "A Method of Impedance Correction", Bell System Technical Journal, Vol. 9, Iss. 4, Oct. 1930.

[19] – Graeme J., "Photodiode Amplifiers – Op Amp Solutions", Mc Graw Hill, 1996.

[20] - <u>http://www.mwrf.com/Articles/Index.cfm?Ad=1&ArticleID=22875</u> - "What is Radio Over Fiber", Microwaves & RF – Acesso em 8/2/2011.

[21] – Ng'oma A., "Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems", Tese de Doutorado em Engenharia de Telecomunicações, Technische Universieit Eindhoven, 2005. [22] – Grover, F. W., "Inductance Calculations: Working Formulas and Tables", Dover, 1948.

[23] – Souza J. A. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Sonda Optoeletrônica para VHF com LED Ultra-Brilhante Verde e Enlace de Fibra Óptica Plástica de PMMA", SEMENGE 2009, Universidade Federal Fluminense, 2009.

[24] - Souza J. A. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Sonda Optoeletrônica para VHF com LED Ultra-Brilhante Verde e Enlace de Fibra Óptica Plástica de PMMA", SETTel 2009 – Semana das Telecomunicações 2009, Universidade Federal Fluminense, 2009.

[25] – Souza J. A. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Sonda Optoeletrônica para 60-80 MHz com LED Ultra-Brilhante Verde e Enlace de Fibra Óptica Plástica de PMMA", SBrT 2009, Blumenau, 2009.

[26] – Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Dispositivo Optoeletrônico para Detecção de Sinais de Rádio em 88-108 MHz e Transmissão Analógica Remota em Fibra Óptica Polimérica", MOMAG 2010, Vila Velha, 2010.

[27] - Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Dispositivos Optoeletrônicos para Detecção e Transmissão de Sinais em HF/VHF via Fibra Óptica Polimérica na Área de Defesa", XII SIGE, São José dos Campos, 2010.

[28] - Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Barbero A. P.L., "Optimized Optoelectronic/RF Circuits for Low-Frequency Wireless-over-Fibre Transmissions", International Workshop on Telecomunications 2011, Rio de Janeiro, 2011.

[29] - Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Junior S. S. O., Barbero A. P.L., "An Optoelectronic Probe for RF Remote Sensing at VHF Frequency Band" International Microwave and Optoelectronics Conference 2011, Natal, 2011.

[30] - Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Junior S. S. O., Barbero A. P.L., "Optimized Optoelectronic/RF Passive Circuits for Low-Frequency Wireless-over-Plastic Optical Fibres (POFs) Transmissions", GROWAN 2011, Brest – França, 2011.

[31] – Souza J. A. M., Mosso M. M., Xavier O. S., Ribeiro R. M., Junior S. S. O., Barbero A. P.L., "Optimized Optoelectronic/RF Probe for Low-Frequency (VHF) Wireless-over-Plastic Optical Fibres (POFs) Transmissions", XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Curitiba, 2011.

[32] – Smith G., "The proximity effect in systems of parallel conductors" J. of Appl. Physics, Vol. 43, p. 2196 – 2203, 1969.

[33] - Lattice Semiconductor Corporation - Acessado em www.latticesemi.com

[34] – Walter G., Wu C. H., Then H. W., Feng, Holonyak Jr. N., "Tilted – Charge High Speed (7 GHz) Light Emitting Diode", Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 231125 – 231127

[35] - Walter G., Wu C. H., Then H. W., Feng, Holonyak Jr. N., "4.3 GHz Optical
 Bandwidth Light Emitting Transistor", Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 241101
 241103

[36] – Mc Lean J., Sutton R., Hoffman R., "Interpreting Antenna Performance Parameters for EMC Applications: Antenna Factor" – TDK RF Solutions, Acessado em: http://www.tdkrfsolutions.com/DataPDFs/antenna paper part3.pdf

[37] – Attwell C. W. P., Austin B. A., Bowles B. A., "Components of Electrically Small Loop Antennae: Part 1", Electronic Engineering, November 1978, Vol. 60.

[38] – Attwell C. W. P., Austin B. A., Bowles B. A., "Components of Electrically Small Loop Antennae: Part 2", Electronic Engineering, December 1978, Vol. 60. Anexo I: Programas em MATLAB

Programa para simulação do Cálculo das Resistências para a Antena Loop Retangular

```
% PROGRAMA PARA O CÁLCULO DAS RESISTÊNCIAS
% PARA AMBAS AS RESISTÊNCIAS
% PROGRAMA PARA A ANTENA LOOP RETANGULAR
clear
clc
w = input('Defina o maior lado da antena em m: w - ');
% w = w * 1E - 3;
h = input('Defina o menor lado da antena em m: h - ');
h = h*1E-3;
a = 2* (w+h);
% s = pi*a*a;
f = input('Defina a frequência (em MHz): f - ');
% f = f.*1E6;
N = input('Quantas voltas possui a Antena loop: N - ');
lambda = 3E8./f;
lamb = a/lambda;
Rr = 31.171*((a/lambda)^4);
fprintf ('O Comprimento de Onda da Antena é: %-5.2G vezes o comprimento
de onda da frequência\n',lamb)
fprintf ('O Valor da Resistência de radiação é: %-5.2G Ohm \n',Rr)
omega = 2*pi*f;
uo = 4*pi*1E-7;
\% 1 = 2*(w+h);
r = input('Defina o raio do condutor em m: r - ');
% r = r*1E-3;
p = 2*pi*r;
sigma = input('Defina a condutividade do material: sigma - ');
Rl = (a/p)*sqrt((omega*uo)/sigma);
fprintf ('O valor da Resistência de perda é: %-5.2G Ohm \n',Rl)
if N == 1
    R = Rr + Rl;
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/(Rr+Rl));
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
```

```
ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*\log((h+(C/2))/w);
    E = -w*\log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w*log(2*w/r);
    L = A^* (B+C+D+E+F+G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w)) -
(w*log(w+sqrt(h^2+w^2)/h))+(h*log(2*h/r))+(w*log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\langle n', L \rangle
elseif N == 2
    c = input('Defina o espaçamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 0.60385-0.34163*X+0.0588*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*\log((h+(C/2))/w);
   E = -w*log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w*log(2*w/r);
    L = (N^{2} * A) * (B+C+D+E+F+G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w))-
(w*log(w+sqrt(h^{2}+w^{2})/h))+(h*log(2*h/r))+(w*log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
n',L
elseif N == 3
    c = input('Defina o espacamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 1.33291-0.80517*X+0.12543*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2*}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*log((h+(C/2))/w);
    E = -w*log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w * log (2 * w/r);
    L = (N^2 * A) * (B + C + D + E + F + G);
```

```
% L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w))-
(w*log(w+sqrt(h^2+w^2)/h))+(h*log(2*h/r))+(w*log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
n',L
elseif N == 4
    c = input('Defina o espaçamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 2.09879-1.33520*X+0.21357*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*log((h+(C/2))/w);
    E = -w*loq((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w*log(2*w/r);
    L = (N^2 * A) * (B + C + D + E + F + G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w))-
(w*log(w+sqrt(h^{2}+w^{2})/h))+(h*log(2*h/r))+(w*log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\n',L)
elseif N == 5
    c = input('Defina o espaçamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 2.51104-1.59026*X+0.25282*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2*}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*log((h+(C/2))/w);
    E = -w*log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w \cdot \log(2 \cdot w/r);
    L = (N^{2} * A) * (B+C+D+E+F+G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w)) -
(w*log(w+sqrt(h^{2}+w^{2})/h))+(h*log(2*h/r))+(w*log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\n',L)
elseif N == 6
    c = input('Defina o espaçamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
```

```
Y = 3.10904-2.00444*X+0.32201*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2*}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*log((h+(C/2))/w);
    E = -w*log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w*log(2*w/r);
    L = (N^{2} * A) * (B + C + D + E + F + G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w)) -
(w*\log(w+\operatorname{sqrt}(h^2+w^2)/h))+(h*\log(2*h/r))+(w*\log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\langle n', L \rangle
elseif N == 7
    c = input('Defina o espaçamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 3.67341-2.39988*X+0.38847*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/r
    Rr = 31.171*N^{2}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
    B = -2*(w+h);
    C = 2*sqrt(h^{2}+w^{2});
    D = -h*log((h+(C/2))/w);
    E = -w*log((w+(C/2))/h);
    F = h*log(2*h/r);
    G = w \cdot \log(2 \cdot w/r);
    L = (N^2 * A) * (B+C+D+E+F+G);
    % L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-
(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w)) -
(w*\log(w+\operatorname{sqrt}(h^{2}+w^{2})/h))+(h*\log(2*h/r))+(w*\log(2*w/r)));
    fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\n',L)
elseif N == 8
    c = input('Defina o espacamento entre os condutores: c - ');
    X = c/r; % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A RELAÇÃO ENTRE c/r
    Y = 4.20695-2.77733*X+0.45229*X^2; % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A
PARTIR DA RELAÇÃO ENTRE c/a
    Rr = 31.171*N^{2*}((a/lambda)^{4});
    R = ((N*a)/r)*Rl*(Y+1);
    fprintf ('O Valor total da Resistência é: %-5.2G Ohm \n',R)
    ecd = (Rr/R);
    fprintf ('A Eficiência de Radiação da Antena loop é: %-5.2G \n',ecd)
    ur = input('Defina a permeabilidade relativa do meio: ur - ');
    A = (uo*ur)/pi;
```

```
B = -2*(w+h);
C = 2*sqrt(h^2+w^2);
D = -h*log((h+(C/2))/w);
E = -w*log((w+(C/2))/h);
F = h*log(2*h/r);
G = w*log(2*w/r);
L = (N^2*A)*(B+C+D+E+F+G);
% L = ((uo*ur)/pi)*((-2*(w+h))+(2*sqrt(h^2+w^2))-(h*log(h+sqrt(h^2+w^2)/w))-(w*log(w+sqrt(h^2+w^2)/w))-(w*log(2*w/r))+(w*log(2*w/r)));
fprintf ('A Indutância da Antena loop Retangular é: %-5.5G Henry
\n',L)
end
```

Programa que Simula o Efeito da Proximidade nas Antenas Loop entre

N = 2 até N = 8

% CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE NÚMERO DE VOLTAS E ESPAÇAMENTO N = input('Quantas voltas possui a antena loop: N = ','s'); if N = 1disp('ERRO! Número de voltas da antena inválido. Tente Novamente.') elseif N = 2X = input ('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELACÃO ENTRE c/a Y = 0.60385-0.34163*X+0.0588*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 3X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a Y = 1.33291-0.80517*X+0.12543*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 4X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a Y = 2.09879-1.33520*X+0.21357*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 5X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a

103

Y = 2.51104-1.59026*X+0.25282*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 6X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a Y = 3.10904-2.00444*X+0.32201*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 7X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a Y = 3.67341-2.39988*X+0.38847*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a elseif N = 8X = input('Defina a relação entre c/a? ') % AQUI ESCREVE-SE QUAL E A % RELAÇÃO ENTRE c/a Y = 4.20695-2.77733*X+0.45229*X^2 % CÁLCULO DA RELAÇÃO ENTRE Rp/Ro A PARTIR % DA RELAÇÃO ENTRE c/a else N >= 9disp ('ERRO! Número de voltas da antena inválido. Tente Novamente.')

 $\quad \text{end} \quad$

Anexo II : Datasheets dos Componentes – Chave Utilizados nos Módulos Tx e Rx

LED to 1mm POF coupled modules

Description:

The LED module bases on a microstructured parabolic reflector setup responsible for the high POF coupled optical power. The LED die is placed in the parabola's focus point. The reflector couples the light with high efficiency to a standard POF with 1mm core diameter and a numerical aperture of 0.5. Typically the POF cable jacket diameter is 2.2mm, other POF cable types (e.g. 1.25mm cable diameter) or bare fiber POF are available on request. The polished POF endface emits the light in a light cone with a divergence of $\pm 29^{\circ}$ to the optical axis. The typical fiber length is 15cm, but customer specific length modifications are possible. Electrically the POF module is connected by a 4 mm pitch two pin connector. Customer specific LED dice can be mounted into the package if the die edge length doesn't exceed 340_m .



Mechanical dimensions:



Applications:

POF coupled LED modules are useful in a wide variety of applications:

- . •Object illumination at places with difficult access due to tiny space or other limitations
- . •Generation of high optical power area density for laboratory applications
- . •Light barrier setups

Technical specifications for some selected LED to POF coupled modules:

	blue	green	amber	orange-red	red	hyper-red
peak wavelength [nm]	460	520	590	615	640	650
typical optical output power @ 20mA [mW]	4.0	2.3	1.4	2.5	2.3	4.0

2007-03-05


PDA10A Operating Manual - Wideband Amplified Silicon Detector

Description:

The PDA10A is a wideband amplified, silicon detector designed for detection of light signals from DC to 150 MHz. A buffered output drives a 50Ω input impedance up to 5 volts. The PDA10A housing includes a removable threaded coupler that is compatible with any number of Thorlabs 1" and $\frac{1}{2}$ " threaded accessories. This allows convenient mounting of external optics, light filters, and apertures, as well as providing an easy mounting mechanism using the Thorlabs cage assembly accessories.

The PDA10A has two 8-32 tapped mounting hole with a 0.25" mounting depth and includes a 120VAC AC/DC power supply. The PDA10A-EC has two M4 tapped mounting holes and includes a 230VAC AC/DC power supply.

Specifications:

Electrical:		General:	
Detector	Silicon	On / Off Switch	Slide
Active Area	0.8mm ² (ø1.0mm)	Output	BNC
Response	200 to 1100 nm	Optical Head Size	2.8"x1.9" x 0.83"
Peak Response (typ)	0.45 A/W (750nm)		70mm x 48mm x 21mm
Small Signal Bandwidth	150MHz (min.)	Weight	60 grams
NEP (960 nm)	5.5x10 ⁻¹¹ W/√Hz (max.)	Accessories	SM1T1 Coupler
Noise (RMS)	2.0mV (max.)		SM1RR Retainer Ring
Dark Offset	20mV (max.)	Storage Temp	-25 to 70°C
Output Voltage (50Ω)	0 to 5V	Operating Temp	10 to 50°C
Output voltage	0 to 10V	AC Power Supply	AC - DC Converter
Transimpedance Gain Hi- Z 50Ω	1 x 10 ⁴ V/A 5 x 10 ³ V/A	Input Power	100-120VAC (220-240VAC -EC version) 50-60Hz, 5W

- 1. The small signal bandwidth was measured with output amplitude of 200mV and a dc offset of 200mV, driving a 50Ω load termination.
- 2. All measurements performed with 50Ω load unless stated otherwise.

Setup

- Unpack the optical head, install a Thorlabs TR-series ½" diameter post into one of the 8-32 (M4 on -EC version) tapped holes, located on the bottom and side of the sensor, and mount into a PHseries post holder.
- Connect the power supply 3-pin plug into the mating receptacle on the PDA10A.
- Plug the power supply into a 50-60Hz, 100-120VAC outlet (220-240VAC for -EC version).

 Attach a 50Ω coax cable (i.e. RG-58U) to the output of the PDA. When running cable lengths longer than 12" we recommend terminating the opposite end of the coax with a 50Ω resistor (Thorlabs p/n T4119) for maximum performance.

Operation

- The PDA10A is switched on by the 'POWER' Slide switch, located on the top of the optical sensor.
- The light to voltage conversion can be estimated by factoring the wavelength-dependent responsivity of the Silicon detector with the transimpedance gain as shown below:

[E.g. output in volts / watt = transimpedance gain (V/A) x responsivity (A/W)]

- The maximum output of the PDA10A is 10 volts for high impedance loads (5V for 50Ω loads). The output signal should be below the maximum output voltage to avoid saturation. If necessary, use external neutral density filters to reduce the input light level.
- For maximum linearity performance when measuring focused beams, fiber outputs, or small

diameter beams, do not exceed a maximum intensity of 10mW/cm².

• Because of the finite gain-bandwidth performance common to all amplifier circuits, the bandwidth of the PDA10A decreases with increased output signal levels.



Figure 1 - PDA10A Spectral Responsivity Curve

Fiber Adapters and Other Accessories

Thorlabs sells a number of accessories that are compatible with the 1" and ½" threads on the PDA housing including FC, SMA, and ST fiber adapters, stackable lens tubes for mounting optics, and cage assemblies that allow the PDA to be incorporated into elaborate 3-D optical assemblies.

Caution: The PDA10A was designed to allow maximum accessibility to the photodetector by having the front surface of the diode flush with the outside of the PDA housing. When using fiber adapters, make sure that the fiber ferrule does not crash into the detector. Failure to do so may cause damage to the diode and / or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the PDA10A) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber

adapter.

Also available in the PDA series are InGaAs, switchable gain InGaAs and switchable gain silicon models.

Maintaining the PDA10A

There are no serviceable parts in the PDA10A optical head or power supply. The housing may be cleaned by wiping with a soft damp cloth. The window of the detector should only be cleaned using optical grade wipes. If you suspect a problem with your PDA10A please call Thorlabs and an engineer will be happy to assist you.

Contact

Americas Thorlabs Inc. 435 Route 206 North Newton NJ 07860 USA Ph: (973) 579-7227 Fax: (973) 300-3600 www.thorlabs.com Email: techsupport@thorlabs.com

Europe Thotlabs GmbH Gau+str. 11 85757 Karlsfeld Germany Ph: +49 (0) 8131-59-56-0 Fax: +49 (0) 8131-59-56-99 www.thorlabs.com Email: Europe@thorlabs.com

UK and Ireland Thorlabs, LTD. 1 Saint Thomas Place, Ely Cambridgeshire CB7 4EX Great Britton Ph: +44 (0) 1353-654440 Fax: +44 (0) 1353-654444 www.thorlabs.com Email: sales.uk@thorlabs.com

Scandinavia Thorlabs Sweden AB Box 141 94 400 20 Göteborg Sweden Ph: +46-31-733-30-00 Fax: +46-31-703-40-45 www.thorlabs.com Email: Scandinavia@thorlabs.com Japan Thorlabs Japan, Inc 5-17-1, Ohtsuka Bunkyo-ku, Tokyo 112-0012 Japan Ph: +81-3-5977-8401 Fax: +81-3-5977-8402 www.thorlabs.jp Email: sales@thorlabs.jp

WEEE

As required by the WEEE (Waste Electrical and Electronic Equipment Directive) of the European Community and the corresponding national laws, Thorlabs offers all end users in the EC the possibility to return "end of life" units without incurring disposal charges.

This offer is valid for Thorlabs electrical and electronic equipment

- sold after August 13th 2005
- marked correspondingly with the crossed out "wheelie bin" logo (see fig. 1)
- sold to a company or institute within the EC
- currently owned by a company or institute within the EC
- still complete, not disassembled and not contaminated

As the WEEE directive applies to self contained operational electrical and electronic products, this "end of life" take back service does not refer to other Thorlabs products, such as

- pure OEM products, that means assemblies to be built into a unit by the user (e. g. OEM laser driver cards)
- components
- mechanics and optics
- left over parts of units disassembled by the user (PCB's, housings etc.).

If you wish to return a Thorlabs unit for waste recovery, please contact Thorlabs or your nearest dealer for further information.

Waste treatment on your own responsibility

If you do not return an "end of life" unit to Thorlabs, you must hand it to a company specialized in waste recovery. Do not dispose of the unit in a litter bin or at a public waste disposal site.

Ecological background

It is well known that WEEE pollutes the environment by releasing toxic products during decomposition. The aim of the European RoHS directive is to reduce the content of toxic substances in electronic products in the future.

The intent of the WEEE directive is to enforce the recycling of WEEE. A controlled recycling of end of live products will thereby avoid negative impacts on the environment.



Crossed out "wheelie bin" symbol





0.1 to 4200 MHz Wideband 50Ω

2 (SMA male)

3 (SMA female)

OPTION "B"

h

\$

E 0

Outline Dimensions (inch)

A B C D E F G H 1.25 1.25 .75 .63 .38 1.00 .125 1.000 31.75 31.75 19.05 16.00 9.65 25.40 3.18 25.40

L M N P Q wtt .125 1.688 2.18 .75 .07 grams 3.18 42.88 55.37 19.05 1.78 70.0

Maximum Ratings

RF&DC

J --К ____

DC

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	30 dBm max.
Voltage at DC port	30 V max.
Input Current	500 mA
DC resistance from DC to RF&DC port	4.5 ohm typ.
Permanent damage may occur if any of these limits an	e exceeded.
Coaxial Connections	
RF	1 (SMA female)

Outline Drawing

STANDARD

I Ça	luico
• wide	eband, 0.1 to 4200 MHz
· low	insertion loss, 0.6 dB typ
• goo	d isolation, 40 dB typ.

Features

Applications

- biasing amplifiers
 biasing of laser diodes
 biasing of active antennas
- DC return
 DC blocking
- test accessory





	CASE STYLE:	(18	
Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFBT-4R2G₩+	\$79.95	(1-9)
BRACKET	OPTION "B")	\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Bias-Tee Electrical Specifications

FREQ (M	UENCY Hz)		INS	ERTI((¢	ONLC BB)	SS*		(IS((RF RF&D	DLATI port t C por	ON* (o DC t to D	dB) port) C por	t)			VSV (:	VR** 1)		
			L		М		U		Ĺ.	1	M	1	U		L	i	vI	į,	U
fL	f _u	Тур.	Max.	Тур.	Max.	Тур.	Max.	Тур.	Min.	Тур.	Min.	Тур.	Min.	Тур.	Max.	Тур.	Max.	Тур	Max.
0.1	4200	0.15	0.8	0.6	1.2	0.6	1.6	25	15	40	20	50	20	1.06	1.6	1.13	1.3	1.13	1.3
L= low n	ange (f, to	10 f,)			M= n	nid ran	ae (10 1	, to f./	2)		U= up	per ra	nge (f.,/	2 to f.,)					

* Insertion Loss 1 dB Max. and Isolation 7 dB Min. 0.1 to 0.3 MHz.

Insertion Loss and Isolation are guaranteed up to 20 dBm-RF power and 200mA DC current. **VSWR measured with open and short at DC port.

Typical Performance Data

Freq. (MHz)	rq. Pin INSERTION Hz) (dBm) with C				l LOSS Current	(dB)			ISOLATION (dB) (Pin= -10dBm) with current					VSWR (:1)
		0mA	20mA	50mA	100mA	150m.A	200mA	10mA	20mA	50mA	100mA	150mA	200mA	
0.10	19.80	0.17	0.17	0.16	0.17	0.20	0.24	19.46	19.04	17.83	14.58	12.66	11.75	1.16
0.27	19.80	0.13	0.13	0.13	0.14	0.14	0.15	25.86	25.53	24.52	21.43	19.31	18.16	1.07
0.53	19.80	0.12	0.12	0.12	0.11	0.11	0.11	29.17	28.98	28.36	26.18	24.40	23.37	1.04
1.06	19.80	0.13	0.13	0.12	0.11	0.12	0.12	30.81	30.74	30.56	29.62	28.62	27.92	1.02
10.00	18.50	0.16	0.17	0.17	0.16	0.16	0.16	30.06	30.07	30.07	30.20	30.38	30.56	1.04
114.75	19.50	0.22	0.25	0.24	0.22	0.22	0.22	34.45	34.49	34.27	33.99	33.83	38.59	1.07
324.25	19.70	0.50	0.55	0.53	0.52	0.53	0.56	44.65	44.61	44.25	43.90	43.91	43.34	1.06
743.25	18.70	0.28	0.31	0.30	0.29	0.29	0.29	51.19	50.50	50.16	50.65	51.69	52.47	1.06
952.75	18.20	0.31	0.33	0.33	0.31	0.32	0.33	40.75	40.80	40.97	40.97	40.93	40.95	1.11
1581.25	18.00	0.46	0.48	0.47	0.46	0.48	0.49	42.58	42.59	43.94	43.77	44.36	44.17	1.13
2000.25	17.10	0.46	0.48	0.47	0.46	0.46	0.47	45.46	45.57	45.73	45.48	46.14	45.28	1.12
2524.00	14.40	0.40	0.42	0.41	0.42	0.43	0.44	53.15	53.72	52.19	53.17	52.67	53.67	1.12
3047.75	14.20	0.45	0.48	0.47	0.46	0.46	0.49	52.46	52.25	51.55	51.33	51.46	50.99	1.09
3676.25	15.10	0.73	0.74	0.75	0.75	0.75	0.75	46.32	47.19	46.36	45.53	46.19	45.65	1.07
4200.00	17.90	1.04	1.07	1.07	1.06	1.05	1.06	28.42	28.36	28.24	28.14	28.01	27.92	1.09
4502.50	-0.60	1.17	1.19	1.18	1.19	1.17	1.16	28.15	28.10	28.05	27.96	27.84	27.87	1.14
4802.00	-0.70	1.26	1.26	1.27	1.25	1.22	1.20	37.95	38.01	38.19	37.93	37.58	37.51	1.12
5251.75	-1.10	1.19	1.17	1.16	1.13	1.11	1.09	49.68	51.04	49.12	49.37	49.13	48.19	1.11
5550.75	-2.00	1.65	1.63	1.60	1.56	1.54	1.51	38.44	38.56	38.36	38.07	37.85	38.19	1.10
6000.00	-2.40	170	1.71	1.65	1 50	1.54	1.50	34 37	34.36	3423	34.40	94.40	34.48	1.12



ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engin P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718 2 Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality.com Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not express and performance data contained herein are based on Mini-Circuits ago Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (colect Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini ed and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specification and instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject t to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standar

REV. B M108294 ZFBT-4R2GW-DJ/RS/CP/AM 080220 Page 1 of 2

For detailed performance specs & shopping online see web site

114

Performance Charts





ZFBT-4R2GW+





Page 2 of 2

Anexo III: Artigos Produzidos a partir desta Dissertação

Sonda Optoeletrônica para VHF com LED Ultra-BrilhanteVerde e Enlace de Fibra Óptica Plástica de PMMA

Jorge A. M. Souza, Ricardo M. Ribeiro, Andrés P. L. Barbero e Odair S. Xavier

Laboratório de Comunicações Ópticas Departamento de Engenharia de Telecomunicações Universidade Federal Fluminense 24.210-240 Niterói RJ Brasil

mitrione@gmail.com, rmr@pq.cnpq.br, pablo@telecom.uff.br, odairxavier@yahoo.com.br,

RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento experimental de uma sonda optoeletrônica de sinais de rádio na faixa de VHF (até 84 MHz) utilizando uma antena loop ressonante, passiva e sintonizável que alimenta um LED ultra-brilhante verde (520 nm) que é modulado pela corrente em RF gerada. O sinal luminoso é enviado por fibra óptica plástica (POF) de PMMA para um receptor óptico remoto. Os testes são feitos em campo-próximo. Obteve-se uma faixa dinâmica acima de 64 dBv.O objetivo é obter domínio na tecnologia de transmissão de sinais de rádio através de fibras para diversas aplicações.

Palavras-chave: Antena loop, fibra óptica plástica, VHF, LED, sonda eletromagnética

1. INTRODUÇÃO

O presente trabalho descreve o desenvolvimento de uma etapa importante dentro da tecnologia *Radio-over-Fibre ou RoF* (RIBEIRO et al., 2007,N'GOMA 2002) que o nosso grupo vem realizando. A tecnologia RoF, de forma geral ainda pouco conhecida, dedica-se a transmissão de sinais de rádio através de fibras ópticas, sobre a portadora óptica (luz) sem realizar qualquer procedimento de digitalização. Portanto, a transferência de sinais de rádio para a luz (modulação) e o processo reverso (demodulação) ocorre analogicamente, simplificando a fusão de redes de fibras ópticas com enlaces de comunicação sem – fio.

Sondas eletromagnéticas de natureza optoeletrônica são úteis para diversas aplicações em Telecomunicações e em outras áreas do conhecimento, mesmo para baixas freqüências (HF e VHF) (RIBEIRO et al. 2008,). Sondas optoeletrônicas realizam a telemetria dos sinais de rádio utilizando fibras ópticas e portanto encaixam como um sistema RoF. Como as sondas optoeletrônicas são mais fáceis de desenvolver além de apresentarem diversas utilidades, julgamos conveniente iniciar o domínio do RoF pelas referidas sondas, o que tem sido feito desde meados de 2006. Uma outra razão para o procedimento á a limitação material do LaCOp para lidar com sistemas em RF, embora isto venha melhorando.

As antenas *loop* são menos susceptíveis a ruídos eletromagnéticos que os outros tipos de antenas filamentares (LAUDER et al., 1999). Este trabalho descreve pela primeira vez o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica baseada numa antena *loop* passiva, ressonante e sintonizável para sinais de rádio até VHF que alimenta um LED ultrabrilhante verde (520 nm) e utiliza POFs de PMMA para compor o enlace remoto. Neste trabalho procura-se explorar o uso de LEDs de iluminação até pouco mais de 100 MHz o que é altamente incomum. LEDs, quando comparados com LDs, possuem tempo de vida longo, características térmicas mais estáveis, eletrônica mais simples, disponíveis comercialmente em toda faixa visível e são menos prejudiciais a visão humana.

As fibras de plástico de PMMA são utilizadas em enlaces ópticos de curtas distâncias além de ser facilmente manuseáveis e de baixo custo. O uso de POFs no enlace analógico é conveniente para que o dispositivo seja útil como, por exemplo: repetidor óptico de sinais de rádio-tele-difusão FM (SYNTONICS,PHOTONUUM, TRINCHERO et al. 2000), inclusive TV digital e aplicações militares nas faixas HF e VHF (SYNTONICS,PHOTONUUM, 2009).

2. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA

Conforme mostrado esquematicamente na Figura 1, o circuito equivalente da sonda optoeletrônica é composto de um módulo Tx, um módulo Rx e fibra óptica de interconexão entre ambos. O módulo Tx é composto de uma antena *loop* alimentando um circuito optoeletrônico, que por sua vez é conectado ao módulo Rx (receptor óptico) através de 4,5 m de POF padrão (980/1000 μ m e NA = 0,50) de PMMA.

Uma antena *loop* originalmente fazendo parte de um receptor comercial de rádio AM ou uma antena *loop* por nós construída é conectada a um LED ultra-brilhante verde (520 nm @ 20 mA) da Diemount. A largura de banda do LED foi medida pelo método de varredura de freqüências como sendo pouco mais de 17 MHz. A antena *loop* comercial é eletricamente curta (BALANIS, 1997) até uma freqüência de ~8,6 MHz, pois NC = 3,6 m < λ /10 onde N = 8 voltas, C = 45 cm e λ está situado entre 750 m e 30 m. As antenas *loops* construídas tinham N < 8 e portanto podiam ser consideradas "antenas curtas" para freqüências maiores que 8,6 MHz. A indutância medida da antena comercial foi de 31 µH e valores menores foram obtidos para as antenas construídas. Diversos capacitores de valores de capacitância fixos (capacitores cerâmicos) e de valores ajustáveis numa certa faixa, eram são conectados, por vez, combinados ou não em série, podendo cobrir de centenas de pF até praticamente 0 pF. Desta forma, foi possível obter a ressonância de operação da sonda em até pouco mais que 84 MHz de freqüência central.



Figura 1. Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica. O módulo Tx da

sonda optoeletrônica é conectada por POF ao módulo Rx. A saída do Rx podia ser diretamente conectada a um osciloscópio ou analisador de espectro.

A antena *loop* da sonda optoeletrônica captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF que é injetada e modula o LED. O LED era polarizado com voltagem DC em cerca de 2,6 V usando um fonte ajustável ou bateria. O LED então polarizado, apresentava resposta potência-corrente bastante linear para pequenas amplitudes e sensível à corrente RF injetada em superposição a corrente DC de polarização. Isto garante a obtenção de um análogo do formato de onda fiel ao sinal de RF. O sinal óptico gerado se propaga através da POF e incide no foto-diodo do receptor óptico que automaticamente realiza pré-amplificação tipo trans-impedância. O sinal assim obtido pode ser diretamente conectado a um osciloscópio ou analisador de espectro elétrico.

Com a finalidade de gerar um campo magnético próximo em freqüências na faixa de VHF, foi utilizado um gerador de RF da Tektronix AFG 3251 (emite sinais de até 240 MHz) diretamente conectado a uma antena *loop* transmissora comercial (não-ressonante). Com objetivo de caracterizar a resposta em freqüência da antena *loop* transmissora, uma outra antena *loop* idêntica era posicionada a 33,5 cm de distância da primeira e diretamente conectada a uma analisador de espectro da Anritsu. A tensão do gerador de RF era fixada em 5V enquanto que a freqüência de excitação era feita variar de 0,2 MHz até 120 MHz. A amplitude do sinal observada no analisador de espectro era medida em função da freqüência do gerador de RF.

A Figura 2 ilustra a caracterização de resposta em frequências de um enlace em campo próximo entre duas antenas *loop* comerciais idênticas.





Pode-se notar do gráfico mostrado pela Figura 2, que a antena *loop* comercial apesar de nominalmente ser adequada para a faixa de radio-difusão na faixa AM, apresenta resposta em frequências na faixa FM (88-108 MHz) similar a da faixa AM (0,5-1,7 MHz). Adicionalmente pode-se verificar que a melhor resposta em frequências desta antena está na faixa 60-85 MHz (VHF) que é também plana. A faixa 60-85 MHz é justamente a faixa onde atualmente se concentra o nosso desenvolvimento de sondas e repetidores optoeletrônicos para sinais de rádio.

O receptor óptico (Rx) constitui-se de um fotodiodo de Si com pré-amplificador de trans-impedância integrado modelo PDA10A da Thorlabs com 0,8 mm de diâmetro do

fotodiodo, 150 MHz de largura de banda e 10 k Ω de ganho de trans-impedância implicando numa sensibilidade < 4 mV/ μ W em 520 nm. Conforme mostrado na Figura 3, a conexão óptica no Rx foi direta, ou seja, no atual estágio não se utilizou qualquer micro-lente para focalizar a luz no foto-diodo. Cálculos geométricos estimam uma perda de ~ 10 dB no processo de foto-detecção feito da maneira descrita.



Figura 3. Fotografia do Rx e o detalhe da conexão óptica. O osciloscópio também é mostrado.

Os formatos de onda de sinais de rádio provenientes da modulação da portadora óptica em pouco mais que 84 MHz de frequência foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais Wavejet 352A da marca LeCroy. Podemos observar na figura 3 os sinais no seu formato temporal e em FFT juntamente com o fotodetector e a POF com sua conexão óptica entre а POF fotodetector. а е 0

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Um capacitor mecânico variável de valor adequado é utilizado no circuito do Tx e ajustado aproximadamente até se obter uma condição próxima da ressonância. Um ajuste fino de ressonância foi obtido para uma freqüência de 84 MHz variando a freqüência do gerador de ondas em RF. Um sinal semelhante à onda senoidal original pode aqui ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de dados ou de medida e cálculo de média foi aplicado. Portanto os formatos de onda são obtidos em tempo real.

A Figura 4a mostra um formato de onda da portadora óptica como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de ondas em 84 MHz com as antenas *loop* mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. Pode-se verificar que

o sinal obtido pela sonda não consistia em uma senóide pura. A razão foi que a amplitude de RF utilizada a partir do gerador foi alta o suficiente para injetar corrente de modulação acima de ~ 10 mA no LED verde, valor este que atinge a região de resposta PxI não-linear do dispositivo. Deve-se notar que tal situação é improvável numa aplicação real da sonda em campo-distante. A Figura 4b comprova o fato pois mostra o espectro do sinal mostrado na Figura 4a após um cálculo de FFT. Pode-se notar claramente a presença de um pico exatamente em 84 MHz. Isto atesta que o sinal obtido pela sonda não é puramente senoidal. O pico fundamental encontra-se cerca de 64 dBv acima do nível de ruído, o que limita a faixa dinâmica da sonda acima de 64 dBv.



Figura 4. (a) Formato de onda no osciloscópio (10 mV/div e 10 ns/div) do sinal de RF em 84 MHz

demodulado no tempo pela sonda, (b) espectro do sinal (20 dBv/div e 100 MHz/div) obtido via FFT do osciloscópio, (c) linha de base com acoplamento óptico desfeito observada no osciloscópio

Em todas as medidas, a conexão óptica entre a POF e o fotodetector era desfeita (ver Figura 3) para que a autenticidade do sinal fosse confirmada. Neste último caso, sempre se observava apenas uma linha de base (nível de ruído) no osciloscópio, com cerca de 2 mV pico-a-pico, conforme mostrado na Figura 4c.

4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreve um avanço significativo obtido pelo LaCOp no desenvolvimento de sondas optoeletrônicas relativamente simples e de baixo custo (< US\$ 300,00) para sinais até a faixa de VHF (QUILEZ et al, 1998) utilizando uma combinação de antenas ressonantes (passivas) e LEDs ultra-brilhantes visíveis com POFs de PMMA (RIBEIRO et al. 2007,2008).

Como fonte óptica foi utilizado um LED ultra-brilhante verde emitindo 520 nm com apenas ~ 17 MHz de largura de banda. Tal LED foi concebido e fabricado originalmente visando aplicações na área de visualização e iluminação. Apesar disto foi possível observar a operação da sonda na faixa de VHF em até > 70 MHz, com faixa dinâmica próxima limitada em 64 dBv, numa região plana de 60-85 MHz da antena *loop* de captura de RF.

As fibras ópticas quando utilizadas como cabos telemétricos em sondas eletromagnéticas apresentam baixas perdas, isolação elétrica, não interferem ou são interferidas por ondas na faixa de rádio e em particular são bastante simples na manipulação, conexão e de baixo custo quando se faz uso das POFs de PMMA *"standard"*. Entretanto o uso de POFs de PMMA limita a telemetria em cerca de 100m de comprimento quando se utiliza luz com 650 nm de comprimento de onda (Ribeiro et al. 2008). Este trabalho potencialmente dobra o comprimento do enlace telemétrico (até cerca de 200m) ao empregar portadora óptica em 520 nm (ZIEMANN et al, 2008). O valor exato do comprimento do enlace de fibra depende da atenuação óptica que a sonda suporta ao mesmo tempo que mantém as suas características desejadas de desempenho.

5. REFERÊNCIAS

RIBEIRO R.M., XAVIER O.S., SOUZA J. A. M. ,BARBERO A. P. L.,(2007) "Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre", 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, p. 206-209, Torino, Itália.

NG'OMA A.,(2002), "Design of a Radio-over-Fibre System for Wireless LANs", Information Report TUE_WP6_PUB_02_v01, Technische Universiteit Eindhoven.

RIBEIRO R.M., XAVIER O.S., SOUZA J. A. M., BARBERO A. P. L.,(2008) "Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais Eletromagnéticos até VHF Visando Aplicações em Telecomunicações", XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT'08, artigo 42574, Rio de Janeiro, RJ.

LAUDER D. ,MORITZ J., (1999), "Design of a portable measuring system capable of quantifying the LF and HF spectral emissions from Telecommunications transmission networks at field strengths of 1 μ V/metre and below", Report AY3430, Radiocommunications Agency, UK.

Syntonics Corporation, www.syntonicscorp.com.

Photonuum, Inc., www.photonuum.com.

TRINCHERO D., PERRONE G., PAOLETTI R., (2000) "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, Brugge, Bélgica.

BALANIS C.A.,(1997) "Antenna Theory: Analysis and Design", p. 203, 2 edition, Wiley.

QUILEZ M., SILVA F., RIU P.,(1998), "Low cost optical link to monitor EUT'S susceptibility tests", 14th Interntional Symposium of Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Pologne, 229-232.

ZIEMANN O., KRAUSER J., ZAMZOW P.E. , DAUM W.,(2008) "POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems", 2th edition, Springer-Verlag.

Dispositivo Optoeletrônico para Detecção de Sinais de Rádio em 88-108 MHz e Transmissão Analógica Remota em Fibra Óptica Polimérica

Jorge A. M. Souza, Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier e Andrés P. L. Barbero Laboratório de Comunicações Ópticas (LaCOp) Departamento de Engenharia de Telecomunicações Universidade Federal Fluminense 24.210-240, Niterói, RJ, Brasil e-maii: mitrione@mmail.com

Resumo – Este trabalho é de caráter tecnológico e mostra o desenvolvimento de um dispositivo optoeletrônico relativamente simples. Este último, detecta sinais de rádio em Very High Frequency (VHF) - faixa de frequência modulada (FM) comercial (88-108 MHz) - e transmite analogicamente (remoting) via fibra óptica polimérica (POF) de poli-metil-metracrilato (PMMA). O dispositivo, construído a partir de uma antena de laço (loop) passiva, combinada com um polarizador elétrico em T (bias-T) e um diodo emissor de luz (LED) vermelho (650 mm) ultra-brilhante, mostrou-se capaz de detectar e demodular sinais de campo-distante com frequência > 100 MHz ao ser acoplado em um analisador de espectro elétrico (ESA). Para efeito de testes, oito canais de FM comercial puderam ser detectados e demodulados em áudio com signal noise ratio (SNR) em 2,7 - 9,0 dB. Mesmo para as baixas frequências em que o dispositivo opera, diversas aplicações práticas forma identificadas e são aqui descritas.

Palavras-chaves – Sonda eletromagnética, antena de laço (loop), fibra óptica, optoeletrônica, VHF, Electromagnetic Compatibility (EMC), repetidor de FM.

I. INTRODUÇÃO

O LaCOp tem realizado pesquisas na tecnologia Radioover-Fibre (RoF) [1] sob uma perspectiva sistêmica [2], assim como no projeto e construção de circuitos hibridos de Rádio-Frequência (RF) e Optoeletrônica. Nesta última vertente, foi iniciado o desenvolvimento sistemático [3-7] das "sondas optoeletrônicas", que possuem uma série de aplicações específicas por si só ou compondo sistemas mais complexos [6].

Fibras ópticas não interferem ou são interferidas por ondas de rádio. Portanto, além da baixa atenuação, baixo peso e volume, outra grande vantagem em se utilizar fibras ópticas para a transmissão de sinais analógicos ou digitais para localidades remotas (*remoting*) [8,9], é o fato de não haver contaminação do sinal por portadoras eletromagnéticas presentes no ambiente, qualidades estas que não são exibidas pelos cabos metálicos [6].

Os autores agradecem ao $\mathrm{MCT/CNPq}$ e a Faperj pelo apoio financeiro recebido.

Marbey M. Mosso Grupo de Sistemas Ópticos e de Microondas Centro de Estudos em Telecomunicações Pontificia Universidade Católica 22.453-900, Rio de Janeiro, RJ, Brasil e-mail: <u>marbey@cetuc.puc-rio.br</u>

Sondas eletromagnéticas de natureza optoeletrônica são úteis como instrumentação óptica para a caracterização de antenas em câmaras anecóicas [10,11], testes de EMC [12-14] e para diversas aplicações em Telecomunicações e telemetria, mesmo operando em baixas freqüências (High-Frequency - HF e VHF) [6,8,9,15-17]. Podem ser úteis para operarem como repetidores ópticos de sinais de rádio-teledifusão [18,19], inclusive televisão digital, em aplicações militares nas faixas HF e VHF [18,19] e medidas de amplitude de sinais em RF [6,20]. Algumas sondas optoeletrônicas comerciais sofisticadas são: medidor ativo de campo magnético entre 15 Hz e 50 MHz modelo Meloppe HT 21 Active Sensor da Thales Communications [20], útil para a medida de transientes, controle de emissões de origem magnética e diagnóstico, e o Fiber Optic Remote Amplifier Extension (FORAXTM) da Syntonics [8], onde as antenas receptoras ativas de rádio na faixa VHF/UHF (Ultra-High-Frequency) podem ser convenientemente posicionadas a quilômetros de distância da Unidade de Interface de Rádio.

Este artigo pretende contribuir tecnologicamente, mostrando pela primeira vez um dispositivo optoeletrônico baseado em LED/POF que fundamentalmente funciona como uma sonda eletromagnética operante em VHF. Se for calibrado, pode operar como um medidor de campo magnético em RF e se tiver o sinal de saída amplificado, poderá funcionar como um repetidor de sinais de Telecomunicações ou telemetria. Para efeito de testes, o dispositivo de captação passiva foi capaz de detectar sinais de rádio (de baixa amplitude), enviar por fibra óptica e demodular em áudio, 8 canais de rádio FM (88-108 MHz) emitidos a partir do campo-distante, ao ser acoplado num ESA.

II. METODOLOGIA EXPERIMENTAL E CARACTERIZAÇÃO DOS COMPONENTES

A configuração experimental básica utilizada no desenvolvimento do "dispositivo optoeletrônico" está mostrada esquematicamente na Fig.1.



Figura 1. Configuração básica para o desenvolvimento do dispositivo optoeletrônico em campo-próximo. Desligando o gerador, o dispositivo pode operar detectando sinais do campo-distante.

Um gerador de sinais Tektronix modelo AFG 3251 de 240 MHz alimenta uma antena *loop* passiva comercial retangular de dimensões 10x12cm, normalmente utilizada em aparelhos receptores de estações de rádio em Amplitude Modulada (AM), porém com apenas 1 volta de fio em vez das 8 voltas originais. Desta forma, são gerados sinais rádio-propagantes para testes em regime de campo-próximo (*near-field*) [3-7].

O retângulo pontilhado da Fig.1 delimita o "dispositivo optoeletrônico" em desenvolvimento. O sinal de saída deste último era acoplado à um osciloscópio (dotado do recurso de *Fast Fourier Transform* - FFT) da LeCroy modelo Wavejet 352A ou um *Vector Network Analyzer* (VNA)/ESA da Anritsu modelo MS2034A, com a finalidade de mostrar e armazenar os formatos de onda ou o espectro na faixa de rádio, respectivamente.

O "dispositivo optoeletrônico" pode ser dividido em três módulos distintos. Um módulo captador-transmissor (Tx) e um receptor óptico (Rx), conectados entre si através de um enlace de ~5m de POF de PMMA.

O maior esforço de desenvolvimento foi concentrado no Tx, cujo circuito elétrico equivalente está esquematizado na Fig.2.



A Fig.2 mostra que o circuito elétrico equivalente do Tx compõe-se de três partes. Uma antena de laço, idêntica à utilizada para a geração dos sinais rádio-propagantes (ver Fig.1). Um *bias-T* fabricado em *Printed Circuit Board*

(PCB) comercial modelo T1G da Thorlabs. Um LED ultrabrilhante em configuração *pigtail* com POF emitindo em 650 nm modelo *hyper-red* da Diemount GmbH [21].

Pelo fato da antena *loop* possuir apenas uma volta de fio, não exibe auto-capacitância, porém apenas uma resistência R e uma indutância L em série. A resistência foi medida com o VNA como sendo R (70 MHz) ~ 0,3 Ω , A referida resistência é composta da componente DC corrigida pelo efeito pelicular, que é a componente de dissipação ôhmica, somada à componente de resistência de radiação, considerando uma antena *loop* eletricamente curta onde f < 70 MHz [22]. A indutância da antena foi calculada como sendo L = 480 nH [23]. Este último valor, combinado com o valor do capacitor do *bias-T* informado pelo fabricante como sendo C_{bias-T} = 100 nF, fornece uma freqüência de ressonância de aproximadamente f_R = 726 kHz para o circuito, se a capacitância C_{LED} do LED não for levada em conta.

A Fig.3 mostra o gráfico resultante da caracterização de resposta em frequências de um enlace entre as duas antenas *loop* (1 volta de fio) em campo-próximo [7].



Figura 3. Resposta em freqüências de um enlace de rádio entre duas antenas *loop* comerciais (de rádio AM) em campo-próximo [7] com 1 volta de fio, montadas com conector *Bavonet Nut Connector* (BNC).

Os resultados foram obtidos com a montagem mostrada na Fig.1, porém usando apenas uma antena *loop* idêntica a antena *loop* geradora, ao invés do "dispositivo optoeletrônico". Ambas as antenas foram montadas de forma idêntica, terminadas com um conector BNC. A antena *loop* receptora é então conectada ao ESA. Pode-se notar do gráfico mostrado pela Fig. 3, que a antena *loop* comercial apesar de nominalmente ser adequada para a faixa de radiodifusão na faixa AM (0,5-1,7 MHz), apresenta nível de resposta em freqüências na faixa FM (88-108 MHz) similar. Pode-se também verificar que a melhor resposta em freqüências desta antena (com conector BNC) está na faixa 60-80 MHz (VHF) que adicionalmente é plana [7].

O *bias-T* combina ou separa sinais DC (*Direct Current*) e RF. No presente caso, o dispositivo combina a tensão V_{bias} de polarização do LED, com o sinal de RF gerado pela antena. O capacitor C_{bias-T} evita que o sinal DC seja aplicado na antena, mas apenas no LED. O capacitor permite a passagem dos sinais de RF, pois cria uma impedância capacitiva $1/\omega C_{bias-T}$ muito baixa, mesmo para baixas freqüências, como por exemplo < 2 Ω em 1 MHz. O indutor L_{bias-T} de valor desconhecido, bloqueia a passagem de sinais de RF para a fonte DC. Utilizou-se uma pequena bateria recarregável como parte do circuito de uma fonte DC, ajustada de modo a fornecer 2,0 V para o LED. Este último, então emitia sinal óptico contínuo pois V_{bias} estava acima de seu valor limitar de 1,7 V. A corrente em RF criada no circuito a partir da antena era então superposta a V_{bias} e modulava o LED.

O LED especificado e utilizado no "dispositivo optoeletrônico" não é usual e realiza um papel fundamental. Deve-se enfatizar que o LED foi projetado e fabricado para propósitos de iluminação e visualização, e não para comunicações de dados ou enlaces analógicos de RF. Portanto, o fabricante disponibiliza informações limitadas de suas características elétricas e ópticas.

O *chip* semicondutor do LED é posicionado com precisão no foco de um mini-parabolóide [24]. Desta forma, é possível acoplar a luz gerada com grande eficiência numa fibra óptica plástica de PMMA com Inm de diâmetro e 0.5 de abertura numérica. Isto implica em 4mW@20mA de potência óptica acoplada na fibra considerando o modelo *hpper-red* (650 nm) aqui utilizado [21].

A Fig.4 mostra no regime DC a curva de potência óptica emitida x corrente, respectivamente. Pode-se notar que o LED exibe resposta linear quando alimentado por sinal de corrente. Quando alimentado por sinal de voltagem, obtém-se boa linearidade para V > V_{limiar}, onde V_{limiar} = 1,7 V. Esta linearidade é altamente desejável num enlace óptico analógico, pois minimiza a geração de harmônicos.



Figura 4. Curva P x I em regime DC do LED Diemount *hyper-red* (650 nm).

A Fig.5 mostra comparativamente as medidas de largura de banda dos LEDs Diemount vermelhos (650 nm) e verdes (520 nm) [7], obtidas através do método no domínio das frequências [25].



Figura 5. Gráficos comparativos da resposta em freqüência dos LEDs Diemount emitindo em 650 nm e 520 nm.

A Fig.5 mostra que o LED verde apresenta uma largura de banda (-3 dB) de 20 MHz, valor superior ao de 15 MHz (-3 dB) medido para o LED vermelho. Apesar disto, conforme será explicado na secção III, apenas o LED vermelho serviu como fonte óptica do Tx de forma que o dispositivo operasse na faixa de 88-108 MHz.

A Fig.6 mostra o resultado das medidas da impedância resistiva em regime DC do LED vermelho. Pode-se notar que a impedância resistiva é bastante alta quando o LED está polarizado abaixo de V_{limiar} = 1,7 V, mas cai para valores baixos, onde no presente caso obteve-se ~ 160 Ω para V_{bias} = 2,0 V.

O meio físico de transmissão (enlace) que conecta o Tx com o Rx é um segmento de ~5m de POF de PMMA. Este tipo de fibra possui atenuação óptica tipicamente na faixa 140-180 dB/km em 650 nm [25].



Figura 6. Impedância resistiva no regime DC em função do V_{bit} aplicado no LED vermelho (650 nm).

Apesar destes valores de atenuação, estas POFs aqui utilizadas são inteiramente convenientes para dispositivos dotados de enlace de algumas dezenas de metros, devido a facilidade de conexão, robustez mecânica, segurança na operação, disponibilidade e baixo custo [6,25].

O receptor óptico (Rx) constitui-se de um foto-diodo de Si com pré-amplificador de trans-impedância integrado modelo PDA10A da Thorlabs, com 1mm de diâmetro do foto-diodo, 150 MHz de largura de banda e 10 k Ω de ganho de trans-impedância, implicando numa sensibilidade de ~ 5,6 mV/ μ W em 650 nm. A conexão óptica no Rx foi direta, ou seja, no atual estágio não se utilizou qualquer micro-lente para focalizar a luz no foto-diodo que é protegido por uma janela de vídro. Cálculos geométricos estimam uma perda próxima de 10 dB no processo de foto-detecção feito da maneira descrita.

III. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para realizar as medidas em regime de campo-distante, o gerador de RF era desligado e os testes prosseguiam fazendo a detecção de sinais de estações comerciais de rádio FM presentes no ambiente. Antes de todas as medidas, alguns testes eram sempre realizados para verificar a autenticidade do sinal detectado e transmitido pela fibra óptica. No primeiro destes testes, a antena loop era desconectada do circuito e num segundo teste, a conexão óptica entre a POF e o receptor óptico era desfeita. Em qualquer destes dois testes, o sinal de RF não era mais capturado ou transmitido, e só se observava uma linha de base (nível de ruído) no osciloscópio, com < 2 mV pico-a-pico. O primeiro teste, sempre mostrava que a corrente de RF no Tx dependia apenas da antena loop, ou seja, nem o restante do circuito do Tx ou o Rx eram capazes de gerar sinal. O segundo teste, sempre mostrava que o sinal visualizado no osciloscópio ou ESA desaparecia quando a POF era desconectada de Rx, o que evidenciava que o sinal de rádio é o que modulava a portadora óptica. Um outro teste realizado, consistia em desligar a fonte DC ($V_{bias} = 0$ V), o que impossibilitava a detecção de qualquer sinal. A razão é que os sinais de RF originados em campo-distante eram bastante fracos, ou seja, induziam amplitudes de voltagem bem menores que o V_{limiai} = 1.7 V do LED.

Apenas para efeito de testes, a Fig.7 mostra o mapeamento de freqüências na banda de FM comercial obtido com o presente dispositivo optoeletrônico quando conectado ao ESA.



Figura 7. Gráfico ilustrativo do mapeamento do espectro da banda de FM comercial obtido com o dispositivo optoeletrônico.

TABELA I. FREQUÊNCIAS DOS CANAIS FM COMERCIAIS DETECTADOS PELO DISPOSITIVO.

Pontos Indicados	Frequência (MHz					
А	103,7					
B ₁	102,1					
B ₂	101,3					
B ₃	100,5					
B ₄	96,5					
B ₅	106,9					
B ₆	89,3					
B ₇	88.7					

Pode-se observar claramente da Fig.7 a detecção de oito (8) canais comerciais de rádio FM. A Tab.1 lista estes 8 canais com as respectivas freqüências centrais. Observa-se um aumento do nível de ruído com o aumento da freqüência. No pior dos casos, aparecem os canais B4, B6 e B7, de menor amplitude, que estão 2,7 dB acima do nível de ruído. O canal A, de maior amplitude, está 9,0 dB acima do nível de ruído. Para todos estes canais mostrados na Tab.1, foi possível fazer a sua respectiva demodulação em áudio através do ESA conectado ao dispositivo optoeletrônico.

Deve-se enfatizar que o dispositivo aqui descrito, atingiu um estágio de desempenho com evolução significativa em relação as fases anteriores quando operava na faixa AM em campo-distante [6] e depois na faixa de 60-80 MHz apenas em campo-próximo [7]. Agora pode operar na faixa de 88-108 MHz em regime de campo-distante.

LEDs visíveis (verdes e azuis) são fabricados com base Índio-Gálio-Nitrogênio (InGaN) e apresentam no chaveamento mais rápido que os LEDs vermelhos de Alumínio-Gálio-Índio-Fósforo (AlGaInP) ou Alumínio-Gálio-Arsênio (AlGaAs) [26]. Entretanto, foi mostrado [7] que com o uso do LED verde da Diemount [21], só foi possível detectar sinais gerados no campo-próximo, pois os sinais rádio-propagantes gerados eram bem mais intensos que os provenientes do campo-distante. Na faixa de FM não foi possível detectar sinais do campo-distante com o uso do LED verde, mas apenas com o LED vermelho, apesar deste último apresentar uma menor largura de banda. As razões do fato podem ser vistas na Fig.5. Pode-se notar que em f = 100 MHz, a amplitude do sinal óptico vermelho modulado é de 10 mV, enquanto que para esta mesma freqüência, encontra-se uma amplitude de 3 mV para o LED verde. Portanto em 100 MHz o sinal vermelho modulado está num nível de potência 5,2 dB acima do verde. Isto deve-se a dois fatores. No primeiro, conforme o fabricante informa [21], o LED vermelho acopla 4,0 mW na POF enquanto que o LED verde acopla 2,3 mW. Isto já fornece 2,4 dB a mais de potência óptica em favor do LED vermelho. Em segundo, a responsividade do foto-detector de Si no vermelho é de 0,45 mA/mW e no verde é de 0,32 mA/mW, o que implica num nível 1,5 dB novamente a favor do LED vermelho. Somando as duas contribuições, chegamos a 3,9 dB, o que

explica em parte a diferença encontrada na Fig.5. A discrepância pode ser atribuída aos acoplamentos ópticos não serem garantidamente idênticos e as respostas das duas contribuições (em RF) não serem necessariamente as mesmas que as dos valores DC. A atenuação imposta pelos ~ 5 m de POF utilizada é pequena e praticamente de mesmo valor tanto para o LED vermelho quanto para o verde.

O LED vermelho apresenta $f_c = 15$ MHz, onde então a amplitude de sinal modulado está 3 dB abaixo do nível plano característico das baixas freqüências. A partir da Fig.5 em f = 100 MHz, pode-se medir um nível de sinal 16 dB abaixo do nível plano para o mesmo LED. Ainda assim o dispositivo foi capaz de detectar sinais na faixa de FM em campo-distante (> 100 MHz). Até onde vai o nosso conhecimento, isto não está registrado na literatura e o mais perto que pudemos encontrar, com o uso de LEDs, foram os trabalhos [12,13]. Porém, nestes dois trabalhos, foi utilizado um Tx ativo, ou seja, dotado de amplificador fazendo uma equalização da banda e um LED de comunicações. Acreditamos que o uso dos LEDs da Diemount tenha sido a principal causa do desempenho inusitado do presente dispositivo. Este último, ainda admite melhoras em seu desempenho (sensibilidade, banda de freqüências e freqüência máxima de operação) mantendo o Tx passivo e ainda utilizando LED de display em vez de laser semicondutor como fonte óptica

Considerando que o dispositivo poderá ser otimizado para detectar com máxima sensibilidade toda a banda de FM, a Fig.3 mostra que a eficiência da antena na banda FM não é máxima. Isto pode ser melhorado diminuindo suas dimensões e tornando-a com formato circular. Usou-se um bias-T comercial com um capacitor fixo de 100 nF. Naturalmente que o bias-T embora estando na posição de um circuito casador de impedâncias, não o faz. Portanto, para que a antena possa extrair um máximo da potência de RF incidente, é necessário utilizar um circuito casador de impedâncias entre a antena loop e o LED. Um bias-T próprio combinado com um segundo capacitor em paralelo [26,27] poderá ser utilizado para compensar a indutância da antena e simultaneamente realizar uma transformação de impedâncias de forma a casar a baixa resistência da antena com a resistência do LED de 160 ohms em 2,0V, conforme mostra a Fig 6



Figura 8. Fotografía do protótipo do dispositivo optoeletrônico operante na faixa de VHF, pronto para ser conectado à um osciloscópio ou ESA. Podese notar à esquerda o cabo de alimentação do Rx.

A Fig.8 mostra uma fotografía do protótipo desenvolvido, pronto para ter o seu módulo Rx conectado à um osciloscópio ou ESA.

IV. CONCLUSÕES

Este trabalho de cunho essencialmente tecnológico, significativo descreve um avanço obtido desenvolvimento de um dispositivo optoeletrônico para primeiramente realizar a detecção de sinais rádio-propagantes na faixa de VHF, ou para efeito de testes, canais da banda de FM comercial através do campo magnético. Posteriormente, com algumas modificações, poderá servir para a medição e repetição tipo RoF de sinais de VHF. O dispositivo é formado por três módulos distintos: Tx, a POF e o Rx. Para compor o Tx, utilizou-se uma combinação de uma antena de laço passiva, bias-T e LED ultra-brilhante vermelho (650 nm). O LED foi concebido e fabricado originalmente visando aplicações na área de visualização e iluminação. Uma POF de PMMA conecta o Tx ao Rx, sendo este último um foto-diodo de silício com pré-amplificador integrado. O protótipo de laboratório obtido é relativamente simples e de baixo custo (< US\$ 500,00) quando comparado aos modelos comerciais.

Mesmo considerando que o LED utilizado apresenta apenas $\sim 15~MHz$ de largura de banda, o dispositivo foi capaz de detectar diversos canais de FM alguns com f > 100~MHz.

As fibras ópticas quando utilizadas como cabos de comunicação em sondas, medidores ou repetidores eletromagnéticos, apresentam baixas perdas, isolação elétrica, não interferem ou são interferidas por ondas na faixa de rádio e em particular são bastante simples na manipulação, conexão e de baixo custo quando se faz uso das POFs de PMMA "standard" [25]. Entretanto o uso de POFs de PMMA limita o alcance em cerca de 100m de comprimento quando se utiliza luz com 650 nm de comprimento de onda [5]. Para muitas aplicações, a referida distância é mais do que suficiente. Entretanto, se necessário, o comprimento de fibra pode ser estendido a centenas de metros com o uso de POF fluoretada [25], ou a quilômetros se for utilizada uma fibra óptica de sílica, em ambos os casos dever-se-á trocar a fonte de luz e o tipo de fotodetector para que operar na região do infra-vermelho próximo

Pode-se sugerir que o dispositivo aqui descrito possa servir para compor um repetidor de rádio FM. O Tx é posicionado numa localidade onde sinais de FM possam ser detectados. A fibra óptica transmite tais sinais até o ambiente onde se deseja, mas não seja possível detectar sinais de FM com qualidade aceitável. O sinal de saída do Rx pode ser amplificado e alimentar uma antena interna capaz de irradiar o ambiente com os canais de FM. Adicionalmente, poderá ser útil para a área de defesa militar onde faixas em HF e VHF são bastante utilizadas em campo de batalha, embarcações e aeronaves [28].

REFERÊNCIAS

R. C. Williamson, and R. D. Esman, "RF Photonics", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 26, 9, pp. 1145-1151, 2008.

[2] L. H. R. da Silva, A. P. L. Barbero, R. M. Ribeiro, J. G. Santos e M. E. [2] L. H. K. da Sirka, A. F. D. Baboto, K. M. Robello, J. G. Sanos et M. L. V. Segatto, "Tecnologia Wineless-over-Fiber (WoF) Para Flexibilização da Área de Cobertura de Redes Locais (WLANs)", artigo aceito no MOMAG 2010, Vila Velha, ES, 29 de agosto - 02 de setembro, 2010.

[3] R. M. Ribeiro, O. S. Xavier, J. A. Mitrione and A. P. L. Barbero, "Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre", 16th ICPOF, pp. 206-209, Turin, Italy, September 10-12, 2007

[4] R. M. Ribeiro, O. S. Xavier, J. A. M. Souza e A. P. L. Barbero [1] R. M. Robert, S. D. Janki, Y. A. B. Dotaz, V. J. E. Bardon, "Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais de Rádio na Faixa 0.4-10,2 MHz", MOMAG 2008, artigo PA3.20, pp. 407-410, Florianópolis, SC, Brasil, 07-10 de Setembro, 2008.

410, rioranopons, Sc., Brasil, 0'-10 de Setembro, 2008. [5] R. M. Ribeiro, O. S. Xavier, J. A. M. Souza e A. P. L. Barbero, "Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais Eletromagnéticos até VHF Visando Aplicações em Telecomunicações", XXVI SBrT'08, artigo 42574, 2-5 de Setembro de 2008, Rio de Janeiro, PL 2008

RJ. 2008.
[6] R. M. Ribeiro, O. S. Xavier, J. A. M. Souza and A. P. L. Barbero, "An Optoelectronic Probe With Loss Compensation for Electromagnetic Monitoring at Low Frequencies", Measurement Science and Technology, vol. 20, 11, pp. 115111.1-115111.9, 2009.
[7] J. A. M. Souza, R. M. Ribeiro, A. P. L. Barbero e O. S. Xavier, "Sonda Optoeletrônica para 60-80 MHz com LED Ultra-Brilhante Verde e Enlace de Eibra Optica Plática Plática e DMAA" VI Scanon de UEFE e Incendenti du UEFE e

de Fibra Óptica Plástica de PMMA". XI Semana de Engenharia da UFF e VI SEMENGE, 19-22 de Outubro, Niterói, RJ, Brasil, 2009.

[8] Syntonics Corporation, www.syntonicscorp.com.

[19] Photonuum, Inc., <u>www.photonuum.com</u>.
 [10] T. Nango, T. Kawasima, J. Ohwaki and M. Tokuda, "New imitated equipment with optical powering system for evaluating anechoic chamber

equipment with optical powering system for evaluating anecolic chamber characteristics", IEEE International Symposium on Compatibility (EMC 2001), vol.1, pp. 274-279, Montreal, Canada, 2001. [11] G. L. G. Burbui, "Development of models to estimate EMI from witched-mode Power supply", PhD Dissertation in Electrical Engineering, University of Bologna, Supervisor: U. Reggiani, 2006. [12] F. Silva, F. Sánchez, P. J. Riu and R. Pallás-Areny, "Low-cost near-field for simultaneous E and H measurement with angleo optical link"

field for simultaneous E and H measurement with analog optical link", IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility,

IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 533-536, 1997. [13] M. Quilez, F. Silva and P. Riu, "Low cost optical link to monitor EUT'S susceptibility tests", 15th International Symposium of Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Pologne, pp. 229-232, 1998. [14] F. J. Sánchez, P. J. Riu, M. Quilez and F. Silva, "A low-cost analog fiber optic link for EMC applications", 14th International Symposium of Electromagnetic Compatibility, Zurich, paper 126 S3, pp. 667-672, 2003. [15] V. J. Urick, A. Hasting, J. L. Dexter, K. J. Williams, C. Sunderman, J. Diehl and K. Colladay, "Field test on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics", Naval Research Laboratory, NRL/MR/5652-089137. 2008. 089137.2008

[16] J. Lamblin, O. Ravel and C. Medina, "Radio background measurements at the Pierre Auger Observatory", Auger internal note GAP2005-042, 2005.

[17] D. Trinchero, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000,

September 2000, Brugge, 2000. [18] R. Vlasic and D. Sumic, "An optimized shipboard HF loop antenna for NVIS link", 50th International Symposium ELMAR-2008, 10-12

NVIS Ink, SUI international symposium ELMAR-2008, 10-12 September, Zadar, Croatia, pp. 241-244, 2008.
[19] D. Lauder and J. Moritz, "Design of a portable measuring system capable of quantifying the LF and HF spectral emissions from Telecommunications transmission networks at field strengths of 1 µV/metre and below", Report AY3430, Radiocommunications Agency, UK, 1999.

[20] Thales Communications, www.thales-communications.com

[21] DieMount GmbH, <u>www.diemount.com</u>.
[22] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", pp. 203, 2nd edition, Wiley, 1997. Grover, "Inductance Calculations", Dover Books on [23] F. W.

[23] F. W. Grover, Inductance Calculations, Dover Books -Engineering, 2009.
 [24] M. Lingenauer, J. Saathoff and H. Kragl, "LEDs in the spotlight –

[24] In Engentation 1, Januard II, Ragi, ELDs and the sponger A.
 [25] O. Ziemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, "POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems", 2^{ed} edition,

Francook, Optical Stort Renge Frankmission Systems, 2 Conton, Springer-Verlag, 2008.
[26] B. A. Bowles, B. A. Austin and C. W. P. Attwell, "Components of electrically small loop antennae: 1", Electronic Engineering, pp. 48-57,

 [27] B. A. Bowles, B. A. Austin and C. W. P. Attwell, "Components of electrically small loop antennae: Part 2", Electronic Engineering, pp. 39-48, December, 1978.

[28] J. A. M. Souza, R. M. Ribeiro, O. S. Xavier, A. P. L. Barbero e M. M Mosso, "Dispositivos Optoeletrônicos para Detecção e Transmissão de Sinais em HF/VHF via Fibra Óptica Polimérica na Área de Defesa" artigo submetido ao XII SIGE, 28 de setembro - 01 de outubro, São José dos Campos, SP, 2010.

Dispositivos Optoeletrônicos para Detecção e Transmissão de Sinais em HF/VHF via Fibra Óptica Polimérica na Área de Defesa

Resumo - Apresentamos o desenvolvimento de dispositivos de detecção eletromagnética passiva, relativamente simples, robustos, de pequenas dimensões, capazes de modular portadoras ópticas com sinais de rádio em faixas espectrais de interesse militar na área de defesa. Os dispositivos transmitem os sinais analogicamente por fibras ópticas poliméricas. Os protótipos apresentados, utilizam antenas de laço (*loop*), LEDs e fibras ópticas plásticas de PMMA devido a robustez, simplicidade e baixo custo global. Para demonstrar a operação em HF/VHF, são apresentados resultados de deteccão da faixa AM e FM comerciais emitidas em campo-distante. O dispositivo fundamentalmente funciona como uma sonda optoeletrônica, mas pode operar em 5 diferentes modalidades: rastreamento espectral do ambiente, detecção/distribuição remota de sinais, caracterização de antenas e medidas de EMC sem o uso de cabos metálicos, medição de campos magnéticos em RF independente de variações da atenuação na fibra e no monitoramento remoto da localização da direção de irradiação de antenas em alto-mar.

Palavras-Chave — Fotônica, sonda eletromagnética, rádiosobre-fibra.

I. INTRODUÇÃO

A partir de um levantamento cuidadoso da literatura disponível, foi possível compilar alguns trabalhos que evidenciam o interesse militar da área de defesa nos dispositivos do tipo aqui descritos, não originalmente concebidos para este fim. Nos parágrafos seguintes, faz-se um relato sucinto de algumas destas aplicações.

Pode-se usar fibras ópticas para a distribuição dos sinais de rádio captados pelas diversas antenas normalmente instaladas em navios militares e distribuí-los para determinados setores da embarcação. Além de permitir a redução de todo o volume e peso dos fios e cabos normalmente existentes nos navios, o uso de fibra óptica também reduz ou elimina interferências eletromagnéticas e aumenta a banda-passante disponível [1].

Antenas adequadas para diversas bandas de freqüências conectadas cada uma à um enlace de fibra óptica, podem ser utilizadas no rastreamento ambiental eletromagnético móvel [2] ou fixo [3]. Do ponto de vista militar na área de defesa, em certas situações de guerra eletrônica [4], é importante monitorar remotamente em tempo real o nível de amplitude do campo eletromagnético considerando as freqüências no espectro de rádio presentes num certo ambiente.

Sinais de rádio desde HF [5] até vários GHz podem ser captados por um conjunto de antenas em localidades remotas e/ou transmitidos para localidades remotas com a utilização de fibras ópticas. Podem por exemplo alimentar antenas de radar [6].

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq e pela Faperj.

Fibras ópticas podem ser utilizadas ao invés de cabos metálicos na instrumentação dedicada à caracterização de antenas [7] e medidas de EMC [8], tanto no interior de câmaras anecóicas como em ambientes externos.

Alguns modelos comerciais sofisticados de sondas optoeletrônicas de interesse militar são aqui exemplificados: Medidor (com antena de laco ativa) de campo magnético entre 15 Hz e 50 MHz modelo Meloppe HT 21 Active Sensor da Thales Communications [9], útil para a medida de transientes, controle de emissões de origem magnética e diagnóstico, Fiber Optic Remote Amplifier Extension (FORAXTM) da Syntonics [10], onde as antenas receptoras ativas de rádio na faixa VHF/UHF podem ser convenientemente posicionadas a kilômetros de distância da Unidade de Interface de Rádio, diversos sistemas ópticos para de linha de atraso e defasamento em radares, alimentação remota de antenas, comunicações em campo de batalha incluindo a cobertura de zonas de sombra, instalações de rádio-sobre-fibra em aeronaves e embarcações, sistemas de direction-finding e sistemas de contra-medidas, estes últimos da Photonuum [11].

Neste trabalho, mostramos o desenvolvimento de dispositivos optoeletrônicos relativamente simples, de pequenas dimensões, robustos e de baixo custo, capazes de fundamentalmente detectar sinais de rádio nas faixas HF e VHF e enviá-los através de fibra óptica plástica para demodulação remota. Desta forma, o dispositivo pode realizar detecção/rastreamento espectral e distribuição remota através de fibras ópticas, o que é exemplificado através do aproveitamento do campo-distante emitido por rádio-difusoras comerciais em AM e FM. Além desta função primordial, o dispositivo após calibração adequada e o uso de uma técnica proprietária [12], pode funcionar como um medidor remoto preciso de campos magnéticos em RF via fibra óptica. Com a inclusão de um amplificador na recepção, o dispositivo pode tornar-se um repetidor de sinais de RF. Finalmente, uma antena de laco posicionada remotamente de acordo com a conveniência, pode ser utilizada para descobrir a direção de emissão de fontes (direction-finding) Tais modalidades de operação do dispositivo optoeletrônico aqui apresentado são de interesse da área de defesa militar.

II. O DISPOSITIVO OPTOELETRÔNICO

O dispositivo optoeletrônico pode ser dividido em três módulos distintos. Um módulo captador-transmissor óptico (Tx) e um receptor óptico (Rx), conectados entre si através de um enlace de aproximadamente 5 metros de fibra óptica plástica (POF) de PMMA (*polymethylmethacrylate*). A Fig. 1 esquematiza o dispositivo optoeletrônico quando conectado à um equipamento de visualização/análise/demodulação, como um osciloscópio ou analisador de espectro elétrico (ESA).



A. Módulo Tx

O módulo Tx, consiste de uma antena de laço retangular comercial integrada num circuito optoeletrônico que utiliza um LED ultra-brilhante como fonte óptica.

A Fig. 2 mostra esquematicamente a configuração experimental destinada e medir o "fator de antena" (*antenna factor*) da antena de laço utilizada no dispositivo. As duas antenas de laço são idênticas, onde uma está ligada à um gerador de RF e a outra é ligada à um ESA. As medições foram feitas no campo-próximo estando as antenas sempre numa mesma distância de separação de 33,5 cm. A amplitude do gerador de RF era sempre mantida num mesmo valor, enquanto que a amplitude do sinal no ESA era medida para uma faixa de frequência que foi feita variar de 300 kHz até 300 MHz. Um procedimento importante realizado, foi a calibração prévia do aparato, de forma que o conector BNC das antenas não influenciasse o resultado das medidas.



Fig. 2. Esquema da configuração experimental para a medida do *antenna factor* das antenas de laço.

A Fig. 3 mostra o gráfico da resposta da antena de laço com uma volta de fio (N = 1) em função da variação da freqüência no regime de campo-próximo.



Fig. 3. Gráfico da resposta do *antenna factor* da antena de laço com N = 1 em função da freqüência na faixa 300 kHz-300 MHz.

A Fig. 4 mostra o gráfico da resposta da antena de laço com sete voltas de fio (N = 7) em função da variação da freqüência no regime de campo-próximo.



Fig. 4. Gráfico da resposta do *antenna factor* da antena de laço com N = 7 em função da freqüência na faixa 300 kHz-300 MHz.

Pode-se notar das Figs. 3 e 4 que os gráficos possuem formato semelhante na faixa de VHF (30-300 MHz), inclusive com máximos em torno de 30, 80, 165 e 225 MHz. Porém a grosso modo na faixa de VHF, o nível de sinal para N = 7 está pelo menos 10 dB acima ao ser comparado com N = 1, inclusive para 88-108 MHz (FM).

Entretanto na faixa mais baixa de freqüências (< 30 MHz) que engloba o HF, o nível de sinal para N = 7 é maior que N = 1. Pode-se notar na Fig.4 (N = 7) que para < 6 MHz, o nível de sinal está pelo menos 20 dB acima de N = 1, inclusive para 535-1730 kHz (AM).

O *bias-T* combina ou separa sinais DC e RF. No presente caso, o dispositivo combina a tensão V_{bias} de polarização do LED, com o sinal de RF gerado pela antena. Utilizou-se uma pequena bateria recarregável como fonte DC, ajustada de modo a fornecer 2,0 V para o LED, que então emitia sinal óptico contínuo pois V_{bias} estava acima de seu valor limiar de 1,7 V.

Como fonte óptica, foi selecionado e utilizado um LED ultra-brilhante em configuração *pigtail* com POF emitindo em 650 nm modelo *hyper-red* da Diemount GmbH. O referido LED não é usual e realiza um papel fundamental no "dispositivo optoeletrônico". Deve-se enfatizar que o LED foi projetado e fabricado para propósitos de iluminação e visualização, e não para comunicações de dados ou enlaces analógicos de RF [13,14].

B. Fibra óptica polimérica

Os módulos Tx e Rx são conectados entre si com um segmento de \sim 5m de fibra óptica plástica de PMMA com cobertura de polietileno branco, que se constitui como o meio físico de transmissão (enlace). Este tipo de fibra possui atenuação tipicamente na faixa 140-180 dB/km em 650 nm. Apesar destes valores relativamente altos de atenuação, estas POFs aqui utilizadas são inteiramente convenientes para dispositivos dotados de enlace de até algumas dezenas de metros, devido a facilidade de conexão e manipulação, robustez mecânica, segurança na operação, disponibilidade e baixo custo [13,14].

C. Módulo Rx

O módulo Rx realiza a foto-detecção do sinal, ou seja, a conversão óptico-elétrica e pode ser conectado à um osciloscópio ou ESA. Consiste essencialmente em um fotodiodo de silício com pré-amplificador integrado que foi selecionado conforme a banda de freqüências a ser detectada. Em ambos os casos, a extremidade clivada da POF ficava cerca de 3 mm afastada do foto-diodo de Si devido as janelas transparentes de proteção. Como não foram usados quaisquer tipos de micro-lentes, estima-se através de um simples cálculo geométrico uma perda em torno de 10 dB no processo de foto-detecção.

III. DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL DO DISPOSITIVO OPTOELETRÔNICO PARA HF

A Fig. 5 mostra o circuito elétrico equivalente do módulo Tx que pode ser decomposto três partes distintas. Uma antena de laço retangular 12x10 cm com 8 voltas de fio (N = 8), utilizada normalmente para a captação de sinais AM em rádio-receptores comerciais. Um *bias-T* de montagem própria utilizando um indutor de indutância de 33 μ H combinado com um capacitor ajustável em torno de 4 nF ou de poucos pF para realizar sintonização fina na banda AM ou no extremo do HF, respectivamente.

A antena de laço utilizada na sonda teve seu valor de indutância L_{ANT} medido com um indutímetro e obteve-se um valor em torno de 30 µH. Porém, um cálculo teórico **[15]** forneceu $L_{ANT} = 15,1$ µH. A impedância resistiva da antena pode ser calculada utilizando as equações disponíveis na literatura **[16]**, o que forneceu R = 0,0437 Ω . A antena de laço por ter mais de uma volta de fio, ou seja, 8 (oito) voltas, adquire uma capacitância parasita no circuito denominada de auto-capacitância simbolizada por C_{ANT} .



A Fig. 6 mostra a fotografia do protótipo construído. Pode-se notar os módulos Tx (com a antena de laço) e Rx blindados e conectados entre si com \sim 5m POF.



Fig. 6. Fotografía do protótipo do dispositivo optoeletrônico operante na faixa de HF.

A Fig. 7 mostra apenas a fotografia do módulo Rx da sonda. Deve-se notar que um conector BNC macho está internamente conectado ao circuito. Através do conector BNC, o módulo Rx pode ser conectado à algum equipamento de visualização e análise de sinais, como um osciloscópio ou analisador de espectro elétrico (ESA). O módulo Rx consiste essencialmente de um foto-diodo de silício com um pré-amplificador integrado modelo S6468-02 fabricado pela Hamamatsu. Possui largura de banda de 35 MHz (- 3 dB) com ganho de transimpedância de 20 k Ω e uma sensitividade de \sim 8,5 mV/ μ W em 650 nm. O foto-diodo possui um *chip* semicondutor de 0,8 mm de diámetro protegido por uma janela de vidro. No circuito do módulo Rx é também inserido um capacitor de 100 nF para eliminar quaisquer oscilações que surgem após o foto-diodo ser polarizado com 5 V.



Fig. 7. Fotografia do módulo Rx do dispositivo optoeletrônico operante em HF. Deve-se notar, além da fibra óptica plástica, a inclusão de um conector BNC macho que permite a conexão do protótipo com um osciloscópio ou ESA.

As Figs. 8 mostram o espectro obtido por FFT (*Fast-Fourier Transform*) do osciloscópio de um canal de rádio AM comercial centrado em 860 kHz. A Fig. 7a mostra o espectro em tempo real e a Fig.7b o espectro promediado.



(b) o mesmo sinal, porém promediado no tempo. Foram obtidos com o uso do dispositivo optoeletrônico operando em HF com $C_{SINT} \approx 4 \text{ nF}.$

A Fig. 9 mostra que o mesmo dispositivo, sem mudar o C_{SINT} , sendo também capaz de detectar uma emissão de rádio em campo-distante centrada em torno de 13 MHz, pertencente às ondas curtas que no espectro eletromagnético corresponde às freqüências na faixa de HF (3-30 MHz). Esta faixa possibilita radio-propagação em longas distâncias, tornando possíveis comunicações tais como emissões radiofônicas internacionais (*international shortwave broadcasting*), radio-amadorismo (*ham radio*) e coordenação de viagens à longa distância por estações móveis marítimas. A origem do pico em torno de 13 MHz, deve-se provavelmente à um destes serviços.



Fig. 9. Espectro (FFT) na faixa de HF emitido do campo-distante detectado pelo dispositivo optoeletrônico operante em HF. Pode-se observar a detecção de um pico centrado em torno de 13 MHz originado por algum dos serviços em ondas curtas

Curvaturas, envelhecimento, variação de comprimento e novas conexões podem mudar a atenuação (de ~ 1 dB em 5 m) no enlace de POF. Ainda que o nível de potência de RF incidente se mantenha constante, a amplitude de modulação (I_{RF}) sobre a portadora óptica vista no osciloscópio ou ESA irá variar se a atenuação da POF também variar. Seria então impossível saber se foi o nível de RF que variou e de quanto. No sentido de aumentar a confiabilidade do dispositivo quando usado para a medição da amplitude de campos magnéticos em RF, torna-se necessário dispor de uma técnica de compensação da variação de atenuação da fibra.

É aqui proposto o uso de um sinal óptico de referência não-modulado (I_{DC}) como sendo aquele originado pela aplicação de uma voltagem V_{DC} de polarização DC sobre o LED, onde $V_{DC} > V_{limiar}$ **[12,13,17]**. I_{RF} e I_{DC} variam de amplitude na mesma proporção em que varia a atenuação do enlace de POF. Entretanto, I_{DC} não é em princípio afetado por mudanças no nível de potência de RF que incide na antena. A razão da amplitude dos sinais I_{RF}/I_{DC} fornece então uma

medida mais robusta da magnitude do campo magnético incidente.



Fig. 10. Gráfico da dependência da razão $I_{\rm RF}$ / $I_{\rm DC}$ com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas (campo-próximo).

Observa-se no osciloscópio que o sinal fotodetectado é de fato uma superposição das componentes $I_{\rm RF}$ e $I_{\rm DC}$. As mesmas são então medidas separadamente, a razão $I_{\rm RF}/I_{\rm DC}$ é calculada e cada uma é marcada no gráfico mostrado pela Fig. 10 em função da atenuação da POF entre 0 dB e 5,5 dB, enquanto o nível de potência de RF é mantido constante. As antenas *loop* operando em 2,42 MHz são ainda fixadas numa distância de 33,5 cm entre si (C_{SINT} ≈ 220 pF) [17]. Cálculos estatísticos fornecem o mesmo desvio padrão de $I_{\rm RF}/I_{\rm DC}$ em outras medidas similares realizadas.

Ajustando C_{SINT} para valores em torno de poucos pF, o dispositivo em HF pode detectar uma onda de rádio senoidal produzida em campo-próximo com frequência de ~ 37 MHz. A Fig. 11a mostra o formato de onda detectado/transmitido pelo dispositivo e visualizado no osciloscópio, correspondente à uma excitação de 36,8 MHz (início da banda VHF). A Fig. 11b mostra o FFT do formato de onda da Fig. 11a. Pode ser notado a presença de um pico de maior amplitude exatamente em 36,8 MHz, 38 dB_V acima do pico de 2º harmônico e 54 dB_V acima do nível de ruído (SNR).



osciloscópio (10mV/div and 25 ns/div) conforme detectado e transmitido pelo dispositivo optoeletrônico em HF operando em campo-próximo e (b) o sinal FFT correspondente (10 dB√div and 12.5 MHz/div).

Pode-se notar uma razoável fidelidade do sinal transmitido, o que se deve a lineridade de resposta do Tx. Deve-se levar em conta que as medidas foram realizadas em campo-próximo, com sinais de RF razoavelmente intensos, o que provoca excursões de grande amplitude na curva potência x corrente no LED, eventualmente atingindo regiões não-lineares [14]. No entanto, para medidas em campo-distante, onde os sinais são normalmente fracos, deve-se esperar um comportamento ainda mais linear do Tx, produzindo uma maior fidelidade dos sinais de rádio transmitidos pela fibra óptica.

IV. DESENVOL VIMENTO EXPERIMENTAL DO DISPOSITIVO OPTOELETRÔNICO PARA VHF

A dispositivo optoeletrônico desenvolvido para a faixa de VHF, necessitou de algumas modificações na antena, no circuito optoeletrônico do Tx e no Rx. De acordo com a Fig. 3 o sinal de um enlace em campo-próximo entre duas antenas de laço idênticas varia de -40 dB_V em 88 MHz à -75 dB_V (minimo) em 106 MHz, faixa FM (onde mediu-se -60 dB_V para o centro da banda em 98 MHz).

No módulo Tx modificou-se a antena de laço para N =1 e foi utilizado um *bias-T* comercial. Retirou-se o capacitor de sintonização fina C_{SINT} com a intenção de aproveitar a capacitância de 100 nF do capacitor do *bias-T*, que combinada com a nova indutância da antena calculada [15] como sendo de 480 nH, forneceu uma freqüência de ressonância de 726 kHz para o circuito. Portanto, a idéia foi a de operar o Tx em VHF, longe da freqüência de ressonância [14], onde se espera um sinal relativamente fraco, porém mais plano [18] ao longo da banda de FM onde os testes foram realizados.

A Fig. 12 mostra o novo circuito elétrico equivalente do Tx para operar na faixa de VHF.



O capacitor C_{BiasT} (100 nF) evita que o sinal DC seja aplicado na antena, mas apenas no LED. O capacitor permite a passagem dos sinais de RF, pois cria uma impedância capacitiva muito baixa, mesmo para baixas freqüências, como por exemplo < 2 Ω em 1 MHz. O indutor L_{BiasT} de valor desconhecido bloqueia a passagem de sinais de RF para a fonte DC.

Na Fig. 13 é mostrada uma fotografía do protótipo operacional em VHF, bastando ser conectado (BNC) com um osciloscópio ou ESA. Devido a faixa mais alta de freqüências (VHF) a ser detectada, não foi possível manter o mesmo fotodiodo pré-amplificado de antes (HF). No presente caso, o Rx constituiu-se ainda de um fotodiodo de Si com pré-amplificador de transimpedância integrado, porém sendo o modelo PDA10A da Thorlabs. Este último apresenta lmm de diâmetro do *chip* semicondutor, 150 MHz de largura de banda (- 3 dB) e 10 k Ω de ganho de trans-impedância, implicando numa sensibilidade de ~ 5,6 mV/ μ W em 650 nm.



Fig. 13. Fotografía do protótipo do dispositivo optoeletrônico operante na faixa de VHF, pronto para ser conectado à um osciloscópio ou ESA. Pode-se notar à esquerda o cabo de alimentação do Rx.

A Fig. 14 mostra a imagem do espectro na banda de FM extraída do ESA (pW x MHz), obtida com o uso do protótipo mostrado na Fig. 13. Isto significa que diversos canais comerciais de rádio FM foram captados, transmitidos por fibra óptica e todos demodulados em áudio pelo ESA.



Fig. 14. Espectro dos sinais da banda FM obtidos com o uso do dispositivo optoeletrônico operando em VHF. Este último ao ser concetado no ESA pode ter diversos canais de rádio FM captados e todos estes demodulados em áudio.

Os picos do espectro da Fig. 14 são identificados pelas letras A até J, e correspondem de fato à 10 canais comerciais de rádio FM. Deve-se notar que na faixa 88-108 MHz o nível de ruído varia no máximo de 4,4 dB. A Tab. 1 lista a freqüência central destes 10 canais, assim como a relação sinal-ruído (SNR) medida correspondente.

TABELA I: INDICAÇÃO DOS CANAIS DE FM MOSTRADOS NO ESPECTRO

Ponto	Frequência (MHz)	SNR (dB)	
Α	89,35	2,76	_
в	94,03	0,80	
С	96,43	1,05	
D	99,88	8,48	
E	100,37	4,68	
F	101,17	4,92	
G	102,03	6,81	
Н	103,57	10,03	
I	104,37	1,18	
J	106.58	1.13	

De acordo com a Fig. 14 e a Tab. 1, os SNRs obtidos variaram na faixa 0,8-10,03 dB e todos puderam ser demodulados em áudio quando o dispositivo optoeletrônico era acoplado ao ESA.

A variação do nível de ruído mostra que a banda de FM detectada não está equalizada mesmo estando o dispositivo longe da freqüência de ressonância. Porém obteve-se diferenças marcantes no nível de amplitude dos sinais detectados que atribui-se na maior parte como sendo devido ao fato de que sinais podem ser fracos ou mais intensos no local de recepção.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho mostrou o desenvolvimento de dispositivos optoeletrônicos passivos (antena sem amplificador) de detecção eletromagnética operando em ressonância para HF e longe da ressonância para VHF. O módulo Tx capta sinais de rádio e realiza conversão E/O. A portadora óptica modulada é transmitida remotamente por fibra óptica polimérica. O módulo Rx realiza a conversão O/E e ao ser conectado num equipamento apropriado, osciloscópio ou ESA, é capaz de mostrar o formato de onda completo ou o espectro, respectivamente.

Projetado e construído a partir de componentes comerciais e algumas adaptações, mostrou ser robusto, de promissor, pequenas dimensões, de desempenho relativamente simples e de baixo custo. Testes aproveitando os sinais de rádios AM e FM emitidas em campo-distante foram realizados com sucesso. Porém, o dispositivo como um todo pode ser otimizado ainda mantendo o Tx como um módulo passivo. Um próximo passo é projetar e implementar um circuito casador de impedâncias resistivas e reativas entre a antena e a fonte óptica, de forma a maximizar a transferência do sinal detectado para se constituir como corrente de RF que alimenta o LED. É interessante que o Tx seja passivo e que qualquer amplificação continue a ser feita no módulo Rx, remoto ao ambiente de detecção ou medição devido aos seguintes fatores: Inconveniência da necessidade de energização dos amplificadores, maior probabilidade de falhas, projeto mais complexo para evitar interferências, menor peso, maior simplicidade e menor custo

Diversas utilidades para o dispositivo na área de defesa militar foram identificadas na secção I.

O dispositivo pode ainda ser futuramente desenvolvido para operar em freqüências mais altas, como por exemplo a banda UHF. Para isto, será necessário entre outros procedimentos, trocar a fonte óptica para um RC-LED ou diodo laser e foto-detectores pré-amplificados de banda mais larga.

As fibras ópticas quando utilizadas como cabos de comunicação em sondas, medidores ou repetidores eletromagnéticos, apresentam baixas perdas, isolação elétrica, não interferem ou são interferidas por ondas na faixa de rádio e em particular são bastante simples na manipulação, conexão e de baixo custo quando se faz uso das POFs de PMMA "standard" [13,19,20]. Entretanto o uso de POFs de PMMA limita o alcance em cerca de 100m de comprimento quando se utiliza luz com 650 nm de comprimento de onda. Para muitas aplicações, a referida distância é mais do que suficiente. Entretanto, se necessário, o comprimento de fibra pode ser estendido a centenas de metros com o uso de POFs fluoretadas [20], ou a quilômetros se for utilizada uma fibra óptica de sílica, em ambos os casos dever-se-á trocar a fonte de luz e o tipo de foto-detector para que operar na região do infra-vermelho próximo.

REFERÊNCIAS

- [1] S. A. Pappert, M. H. Berry, S. M. Hart, R. J. Orazi, L. B. Koyama and S. T. Li, "Ultrawide shipboard electrooptic electromagnetic environment monitoring", Technical Report 1646, Naval Command Control and Ocean Surveillance Center, San Diego CA, May 1994 (1994).
- [2] C. Amelli, G. Roggia and D. Trinchero, "Low cost measuring methods applied to an electromagnetic site survey of a complex environment", 29th European Microwave Conference, Munich, 5-7 October 1999 (1999).
- [3] D. Trinchero, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, Brugge, September, 2000 (2000).
- [4] C. de S. Martins, "Avanços recentes em optoeletrônica aplicada a radares e guerra eletrônica" IX SIGE, artigo GE_33, 26-28 de Setembro (2007).
- [5] V. J. Urick, A. Hastings, J. L. Dexter, K. J. Williams, C. Sunderman, J. Diehl and K. Colladay, "Field test on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics", Naval Research Laboratory, NRL/MR/5652—08-9137, July 31 (2008).
- [6] O. L. Coutinho, C. de S. Martins, F. S. Ivo, V. R. Almeida e J. E. B. Oliveira, "Transmissão em fibra óptica de sinais radar gerados pelo simulador de ameaças TS100+Excalibur", X SIGE, artigo 9_3, 24-26 de Setembro (2008).
- [7] G. L. G. Burbui, "Development of models to estimate EMI from switched-mode Power supply", PhD Dissertation in Electrical Engineering, University of Bologna, Supervisor: U. Reggiani (2006).
- [8] F. J. Sánchez, P. J. Riu, M. Quilez and F. Silva, "A low-cost analog fiber optic link for EMC applications", 14th International Symposium of Electromagnetic Compatibility, Zurich, paper 126 S3, 667-672 (2003).
- [9] Thales Communications, <u>www.thales-communications.com</u>.
- [10] Syntonics Corp., http://www.syntonicscorp.com.

[11] Photonuum Inc.,

- http://images.vertmarkets.com/crlive/files/downloads/af3388ab-5b59-4f3a-9654-cda095512d94/Mission-Ready%20Brochure.pdf
- [12] Patente depositada no INPI pelos autores.
- [13] Artigo 1 dos autores publicado em periódico internacional Qualis A1 (2009).
- [14] Artigo 2 dos autores submetido à um Congresso nacional (2010).
- [15] F. Grover, "Inductance Calculations: Working Formulas and Tables", New York, Dover, 2009.
- [16] Balanis C A, Antenna Theory: Analysis and Design, New York, Wiley, $3^{\rm rd}$ edition, 2005.
- [17] Artigo 3 dos autores apresentado e publicado como trabalho completo em um Congresso internacional (2007).
 [18] S. Tumanski, "Induction coil sensors - a review", Measurement
- [18] S. Tumanski, Induction con sensors a review, Measurement Science and Technology, 18, R31-R46 (2007).
- [19] Artigo 4 dos autores apresentado em um seminário de âmbito local (2009).
 [20] O. Ziemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, "POF Handbook;
- [20] O. Ztemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, "POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems", 2nd edition, Springer-Verlag (2008).

Optimized Optoelectronic/RF Circuits for Low-Frequency Wireless-over-Fibre Transmissions

Jorge Angelo Mitrione Souza and Marbey Manhães Mosso

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

mitrione@cetuc.puc-rio.br

Ricardo Marques Ribeiro, Andrés Pablo Lopes Barbero, Odair da Silva Xavier and Sebastião Sérgio de Oliveira Júnior

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

mr@pq.cnpq.br

Abstract - It is shown the development of a passive VHF-detector/optical-modulator (Tx module) for 88-108 MHz band. It uses illumination-type Light-Emitting Diodes (LEDs) at 650 nm as optical sources coupled to a POF, usually limited to ~ 100 m length. Reactance matching is achieved by taking into account the capacitance variation of the LED under the bias voltage. It is also shown preliminary but originals experimental efforts by using infrared LEDs coupled to perfluorinated POFs aiming to reach > 1 km length.

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

I. INTRODUCTION

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

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

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

Loop antennas are not new but are simple, well known, easy to build and useful for detection of RF magnetic fields. Furthermore, we have been witnessing a kind of applications "rebirth" of loop antennas [10]. This paper show new experimental results on the development of a passive 88-108 MHz RFdetector/optical-modulator (Tx module) using simple illumination-type Light-Emitting Diodes (LEDs) as visible optical sources. Such sources are efficiently coupled to Poly-Methyl-Methacrylate (PMMA) POFs. We believe this paper provides four new contributions:

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

2nd) Take into accounts the changes of LED impedance (resistance, and mainly the capacitance and capacitive reactance) [11] when the voltage or current bias is selected and the frequency varies, for the design of an (conjugate) impedance matching network.

3rd) Use of LEDs as optical sources. Because of noncoherent nature of LEDs, lower intensity fluctuations when compared with LDs [12] is expected, thus enabling larger signal-noise-ratio in analogue links. Although present commercial LEDs have slow response when compared with LDs, recent researches have shown multi-GHz modulated light-emitting transistor and diodes [8,9].

 4^{th}) To increase the links range, but using POFs yet. The PMMA POF links are usually limited to ~100 m length at 650 nm wavelength [7]. A iming to extend such link range, this paper show some preliminary but original experimental results using infrared LEDs coupled to perfluorinated POFs that potentially allows to reach > 1 km length [7].

II. "OPT OELECTRONIC PROBES"

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

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

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



III. THE IMPEDANCE UNMATCHED TX – THE FIRST VERSION OF THE "OPTOELECTRONICPROBE"

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



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

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

Figure 3 shows the FM spectrum radiated from the far-field highlighting the 10 (A-J) channels detected and measured on site "A". The vertical and horizontal axes are in pW and MHz scales, respectively. All channels could be detected and demodulated in audio band when

the "optoelectronic probe" was connected to an $\rm ESA/VNA\ MS2034A\ model$ from Anritsu.

7.283	A	B,	C,	- U	the	tim	Innorma	Completere	inite with the	annary
12.283						1.	J			
17 283		-		E	F	-		-		
2297					1					
27 283					G			+		
12 289						-				
17 283			-	D		-				
12:39				-	-	-				
17 263					-	-		+		
					H	-		1		

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

The A-J peaks exactly correspond to the 10 of the commercials broadcast FM-channels.

IV. THE IMPEDANCE MATCHED TX - THE SECOND VERSION OF THE "OPTOELECTRONICPROBE"

A. The conjugate impedance match network

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



Figure 4. Picture of the loop antenna and its 2-wires (left) welded to the impedance match capacitor (middle) in turn welded to the male SMA connector (right) Figure 5 shows a picture of the female SMA connector welded to the red LED.



B. The characterization of the devices

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



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

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

Figure 7 shows rather small resistive impedance for the loop antenna in the FM-band. A negative effective reactance was achieved that yields the predominance of capacitive reactance. the "optoelectronic probe" was connected to an ESA/VNA MS2034A model from Anritsu.

					H					
7.263				-	-					
2283				_						
- 100				- P						
1269				-						
7 283				-+	G					
2207				-	1					
7.283				F	F					
2.783				-Ī		1 J				
7.283	A	B,	G	Illina	the	imt	- manymore	an and a second		An with
per bo	H.	10 84.	a 97.4	4 10	190 1	H.30 10	7.20 11	140 111	80 11	190

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

The A-J peaks exactly correspond to the 10 of the commercials broadcast FM-channels.

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

The conjugate impedance match A. network

Figure 4 shows a picture of the loop antenna now connected to a male SMA connector by means of a reactance conjugate match network using a single capacitor. The latter is a few pF ceramic UHF capacitors from American Technical Ceramics. At left of Figure 4 we can see the two wires from the loop antenna, in the middle appear the ceramic capacitor and in the right, the male SMA connector. The male SMA connector was placed for convenience, i.e. to connect the antenna for characterization and then to connect the antenna + capacitor with the LED source. It should be observed that Figure 2, in comparison with Figure 4, shows the 2wires directly welded to the (BNC) connector, i.e. without the conjugate impedance matching capacitor.



Figure 4.

to the impedance match capacitor (middle) in turn welded to the male SMA connector (right)

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



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

В. The characterization of the devices

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



nm Diemount LED under 2.3 V bias voltage from 80 to 120 MHz

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

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



C. The complete Tx module

Figure 8 shows a picture of the complete Tx under operation. In the present stage of development, an external DC voltage source is used to polarize the LED. The RF signal from the antenna and the DC voltage are both coupled to the LED by means of a ZFBT – 4R2GW model bias-T (100 kHz – 4.2 GHz) device from Mini-Circuits with 0.6 dB insertion loss.



Figure 8.

Picture of the complete optimised Tx. We can see the ZFBT-4R2GW model bias-T in the middle and the red LED shining in the right

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

Figure 9 shows a picture of the PMMA-POF based "optoelectronic probe" for 88-108 MHz (FM-band) under operation. The present optical link use the same ~ 5 m length of PMMA POF, but may be extended up to few tens of meters. At right of Figure 9, we can see the 150 MHz bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs and the simple optical coupling between the POF and the active photo-diode chip. The coaxial cable from the photo-receiver may be connected to an oscilloscope or ESA. The other cable provides the bias voltage to the photo-diode and their integrated amplifier.



igure 9. Picture of the PMMA-POF based "optoelectronic probe" for 88-108 MHz under operation

RESULTS AND DISCUSSIONS

Figure 10 shows the FM spectrum radiated from the far-field highlighting now the 20 channels that could be detected and measured but on site "B" when the "optoelectronic probe" of Figure 9 was connected to an MS2664 model ESA from Agilent. The vertical and horizontal axes are in μ V and MHz scales, respectively.





Figure 11 shows an expanded 10-300 MHz spectrum containing the plot shown in Figure 10. The vertical and horizontal axes are in mV and MHz scales, respectively. The FM-band is again detected with lower resolution, but two peaks around 55.8 MHz and 68.0 MHz are now appearing.



Figure 11. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured with the "optoelectronic probe" of Figure 9 without the impedance matching circuit. Vertical axis: 0 – 1.02 mV and 0.1 mV/div. Horizontal axis: 10 - 300 MHz and 29 MHz/div.

Figures 12 and 13 and shows an expanded 10-300 MHz spectrum detected and measured with the complete "optoelectronic probe" shown in Figure 9 using $C_{TUN} =$ 7.5 pF and $C_{TUN} =$ 3.3 pF capacitance for the conjugate match capacitor network, respectively. The vertical and horizontal axes are both again in mV and MHz scales, respectively.





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



Figure 13. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured with the "optoelectronic probe" of Figure 9 with the impedance mat ching circuit (C_{TUN} = 3.3 pF).

In all measurements shown by the spectra in Figures 3, 10-13, tests were done to confirm the true wireless over fibre transmission. In the first test, the loop antenna is disabled from the circuit. In the second test, the POF is de-coupled from the photo-receiver. Finally, in the third test the DC bias voltage is turned-off. In all three cases the signal seen in the oscilloscope or ESA is observed to disappear.

Assuming an equivalent electrical circuit of Figure 1, simple calculations may be carried out in order to approximately explain the spectra of Figures 12 and 13 when compared with Figure 11. The influence of the bias-T is negligible for high values of bias-T inductance and capacitance [14].

From the "loop antenna" circuit section of Figure 1 and the Figure 7, after a simple calculation for 90 MHz $(X_{ANT} = -125 \Omega)$, one achieved $C_{ANT} = 4.5 \text{ pF}$ taking into account $L_{ANT} = 480 \text{ nH}$. Repeating the previous calculation, but from Figure 6, one achieved $C_{LED} =$ 252.7 pF as the LED junction capacitance at 90 MHz

Using a tuning ceramic capacitor of $C_{TUN} = 3.3 \text{ pF}$ or $C_{TUN} = 7.5 \text{ pF}$ capacitance, one achieves a resonance peak of $f_{RES} = 82.6 \text{ MHz}$ or $f_{RES} = 67 \text{ MHz}$, respectively. Therefore, the ~ 12.7 dB enhancement of the ~ 89 MHz peak and the weighing of the FM-band as a whole when the $C_{TUN} = 3.3 \text{ pF}$ is used, may be roughly explained from the proposed equivalent circuit of Figure 1. However, when the $C_{TUN} = 7.5 \text{ pF}$ capacitance is used, the 68 MHz is only slightly enhanced after comparing Figures 11 and 12. Nevertheless, the 55.8 MHz is highly enhanced by ~ 19 dB.

Table 1 shows the FM-channels and the signal-tonoise ratio as detected and displayed by the two versions of the unmatched "optoelectronic probe" working on site A.

VI. THE PERFLUORINATED-POF BASED "OPTOELECTRONIC PROBE" FOR 1 MHZ

Figure 14 shows a picture of the Perfluorinated-POF (PF-POF) based "optoelectronic probe" that works

around 1 MHz (AM-band) using infrared (940 nm) light carrier. In the present preliminary investigations, a datacom-type IFE91A model LED from Industrial Fiber Optics (USA) coupled with 20 m length of LucinaTM PF-POF are used, but the optical link may be extended up to few hundreds of meters. The Rx module comprises the 125 MHz bandwidth high-gain (amplified) 1801-FS Si model photo-receiver from New Focus as in shown in Figure 14. A custom lensless optical coupler to connect for Rx with PF-POF was designed and built.



to the Rx comprising a high-gain 125 MHz bandwidth photo-detector.

VII. CONCLUSIONS

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

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

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

In this way, we believe the (probably unique) development we have been carried out in the last few years can generate simple passive WoPOF systems with acceptable efficiency in many situations, not requiring the use of amplifiers in the Tx module.

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

Interesting features of LEDs is their noncoherent nature causing lower intensity fluctuations when compared with LDs [12] thus enabling larger signalnoise-ratio, and the possibility to modulate them at multi-GHz frequencies [8,9].

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

VIΠ ACKNOWLEGEMENTS

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

TX REFERENCES

- [1] R. C. Williamson and R. D. Esman, " RF Photonics ", Journal of Light wave Technology, Vol. 26, nº 9, 2008, pp. 1145-1151.
- [2] A. Stewart, "Reviewing the 400 MHz Band", Government Planning Section, Australian Communications and Media Authority, May 2, 2008.
- [3] A. Stillwell, "FCC Adopts Rules for Unlicensed Use of Television White Spaces", News, Federal Communications Commission, November 4, 2008.
- [4] R. M. Ribeiro, O. da S. Xavier, J. A. M. Souza and A. P. L. Barbero, "An Optoelectronic Probe With Loss Compensation for Electromagnetic Monitoring at Low Frequencies", Measurement Science and Technology, Vol. 20, nº 11, 2009, pp. 115111.1-115111.9.
- [5] V. J. Urick, A. Hastings, J. L. Dexter, K. J. Williams, C. Sunderman, J. Diehl and K. Colladay, "Fieldtest on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics ", Naval Research Laboratory NRL/MR/5652-08-9137, July 31, 2008.
- [6] S. A. Pappert, M. H. Berry, S. M. Hart, R. J. Orazi, L. B. Koyama and S. T. Li, "Ultrawide shipboard electrooptic electromagnetic environment monitoring ", Technical Report 1646, Naval Command Control and Ocean Surveillance Center, San Diego CA, May, 1994.
- [7] O. Ziemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, " POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems ", 2rd edition, Springer- Verlag, 2008.
- [8] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr, " 4.3 GHz optical bandwidth light emitting transistor ", Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 241101-241103.
- [9] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr, " Tilted-charge high speed (7 GHz) light emitting diode ", Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 231125-231127.
- [10] S. Ahn, S. Park, Y. Noh, D. Park and H. Choo, " Design of an on-glass vehicle antenna using a multiloop structure", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, nº 1, 2010, pp. 107-110.
- [11] S. Maricot, J. P. Vilcot and D. Decoster, " Improvement of Microwave Signal Optical Transmission by Passive Matching of Optoelectronic Devices ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 4, nº 13, 1991, pp. 591-595.
- [12] S.L. Rumyantsev, M. S. Shur, Y. Bilenko, P. V. Kosterin and B. M. Salzberg, " Low frequency noise and long-term stability of noncoherent light sources ", Journal of Applied Physics, Vol. 96, nº 2, 2004, pp. 966-969.
- [13] M. Lingenauer, J. Saathoff and H. Kragl, "LEDs in the spotlight A highly efficient module integrates plastic optics", Laser + Photonik, September 2004, pp. 14-27.
- [14] Michael de La Chapelle, " Computer-aided analysis and design of microwave fiber-optic links ", Microwave Journal, Vol. 32, nº 9, 1989, pp. 179-186.

GROWAN 2011



Optoelectronic/RF Passive Circuits for Low-Frequency Wireless-over-Plastic Optical Fibres (WoPOFs) Transmissions – Reduction of Antennas Powering

Jorge Â. M. Souza¹, Marbey M. Mosso¹, Ricardo M. Ribeiro², Andrés P. L. Barbero², Odair S. Xavier² and Sebastião S. O. Júnior²

¹Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 22.453-900
²Departamento de Engenharia de Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, Brasil, 24.210-240
rmr@pq.cnpq.br (main correspondent)

Summary

It is shown the development of a passive and optimized VHF-detector/optical-modulator module for 88-108 MHz band. It uses illumination-type Light-Emitting Diodes (LEDs) emitting at 650 nm coupled to Poly-Methyl-Methacrylate (PMMA) POF, usually limited to ~ 100 m length. Reactance matching is achieved by taking into account the capacitance variation of the LED under the bias voltage. It is also described preliminary efforts using infrared LEDs coupled to perfluorinated (PF) POFs aiming to reach > 1 km length.

1. Introduction

Most of researches on Wireless-over-Fibre (WoF) technology are rightly focused on high-frequency analogue links (GHz) using single-mode and sometimes multi-mode silica optical fibres for transmitting, receiving, distributing signals or antenna remoting [1]. However, low-frequency WoF links typically below the "microwave-band" (say < 800 MHz) may be of interest due to the new wireless networks as those operating on 400 MHz carrier frequency in Europe and Australia [2], and 700 MHz in the USA. The Federal Communications Commission (FCC) is opening the frequency bands used in the past for the analogue services [3] now to be used in new digital services. Another systems of interest may work at even lower frequencies as < 120 MHz [4]. The latter lower-frequency bands are also of interest for military defence as the use for many antennas remoting on ships and avionics, use of High-Frequency (HF) band on the battlefield, etc [4-6].

Many commercially available analogue fibre-optic links are designed for broadband operation and, hence, are not optimized for many narrowband or lowfrequency applications. Therefore, it is often necessary to design custom, impedance-matched fibre-optic transceivers for lowest loss within a selected frequency band or central frequency.

Usually, an impedance matching from 50 Ω of a generator to 2-20 Ω resistive impedance of a laser diode

(LD) or LED is enough for the most of purposes. However, in case of a wireless transceiver that comprise an antenna, may becomes interesting to achieve a broadband resonating circuit that requires a nearly conjugate impedance matching.

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

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

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

1st) Energy saving

It can be seen as minor and also major contributions. The former becomes from the energy saved because of the passive (without amplifiers) and optimized nature of the Tx module. The latter becomes from the potentially widespread use of present simple WoPOF links for signal

GROWAN, June 15-16-17, 2011 - Brest
distribution to smaller wireless networks cells covered with low-power antennas instead of feeding lowfrequency band antennas with high-power.

$2^{\mbox{nd}}$ Nearly conjugate impedance matching for the wireless-optoelectronic transceiver

This paper take into accounts the changes of loop antenna and LED impedance (resistance, and mainly the capacitance and capacitive reactance) [11] when the voltage or current bias is selected and the frequency varies, for the design of an (nearly conjugate) impedance matching network.

3rd) Use of LEDs as optical sources

Because of noncoherent nature of LEDs, lower intensity fluctuations when compared with LDs [12] is expected, thus enabling larger signal-noise-ratio in analogue links. Although in general commercial LEDs have slow response when compared with LDs, recent researches have shown multi-GHz modulated lightemitting transistor and diodes [8,9] that are promising milestones.

4th) To increase the links range, but still using POFs

The PMMA POF links are usually limited to ~ 100 m length at 650 nm wavelength [7]. Aiming to extend such link range, this paper briefly describe some preliminary efforts using infrared LEDs coupled to PF POFs that potentially allows to reach > 1 km length [7].

2. Optoelectronic probes

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

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

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



Figure 1. The equivalent electrical circuit of the Tx module

The impedance unmatched Tx – the first version of the "optoelectronic probe"

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



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

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

bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs as the Rx.

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

		opecturity	Constant Constant		Spectrum Aced
12209		1	-		
0.00					
020					
17.263	+ +	Ĭ			
12.268					
27.263	+ +	G			
2220		1			
1730	+-+-	EF			
12,240			1 1		mangan
A	3 Gun	allth	Julanta	Antonia and a second	



The A-J peaks exactly correspond to the 10 of the available commercials broadcast FM-channels.

4. The impedance matched Tx - the second version of the "optoelectronic probe"

4.a. The nearly conjugate impedance match network

Figure 4 shows a picture of the loop antenna now connected to a male SMA connector by means of a reactance conjugate match network using a single RF capacitor. The latter are ceramic UHF capacitors with few pF capacitances from American Technical Ceramics. At left of Figure 4 we can see the two wires from the loop antenna. In the middle, appears the single ceramic capacitor. In the right, appears the male SMA connector. The male SMA connector was placed for convenience, i.e. to firstly connect the loop antenna for characterization and then to connect the antenna with the female connector of the bias-T. It should be observed that Figure 2, in comparison with Figure 4, shows the 2-wires directly welded to the (BNC) connector, i.e. without the conjugate impedance matching capacitor.



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

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



Figure 5. Picture of the male SMA connector (left) welded to the Diemount 650 nm POFcoupled LED (right)

4.b. The characterization of the devices

Figure 6 shows the plot of the resistive and reactive (absolute value) impedance of the DieMount LED under 2.3 V bias voltage measured in the FM-band.



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

From Figure 6 we achieve almost constant 10.5 Ω resistive impedance. As is expected, the reactive impedance is negative because of the build of charge depletion region in the LED quantum wells. When the LED is forward biased, the charge separation and/or dielectric constant of medium undergo changes. Indeed,

simple calculations from the reactance measured at 80 and 120 MHz shows that applying 2.3 V bias voltage, the LED capacitance varies from to 400 to 100 pF, respectively.

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



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

4.c. The complete Tx module

Figure 8 shows a picture of the complete Tx module under operation. In the present stage of development, an external DC voltage source is used to polarize the LED. The RF signal from the antenna and the DC voltage are both coupled to the LED by means of a ZFBT – 4R2GW model bias-T (100 kHz – 4.2 GHz) device from Mini-Circuits with 0.6 dB insertion loss.



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

5. The PMMA-POF based "optoelectronic probe" for 88-108 MHz

Figure 9 shows a picture of the PMMA-POF based "optoelectronic probe" for 88-108 MHz (FM-band) under operation. The present optical link use the same ~ 5 m length of PMMA POF, but may be extended up to few tens of meters. At right of Figure 9, we can see the 150 MHz bandwidth amplified Si photo-receiver PDA10A model from Thorlabs and the simple optical coupling between the POF and the active photo-diode chip. The coaxial cable from the photo-receiver may be connected to an oscilloscope or ESA. The other cable provides the bias voltage to the photo-diode and their integrated amplifier.



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

6. Results and discussions

Figure 10 shows the FM spectrum radiated from the far-field highlighting now the 20 channels that could be detected and measured on site "B", when the "optoelectronic probe" of Figure 9 was connected to an MS2664 model ESA from Agilent. The vertical and horizontal axes are in μ V and MHz scales, respectively.



Figure 10. Plot of the FM-band spectrum as measured with the "optoelectronic probe" of Figure 9 without the impedance matching circuit. Vertical axis: 0 - 371 μV and 37.1 μV /div. Horizontal axis: 88 - 108 MHz and 2 MHz/div

Figure 11 shows an expanded 10-300 MHz spectrum containing the plot shown in Figure 10. The vertical and horizontal axes are in mV and MHz scales, respectively. The FM-band is again detected with lower resolution, but two peaks around 55.8 MHz and 68.0 MHz are now appearing.



Figure 11. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured using the "optoelectronic probe" of Figure 9 without the impedance matching circuit. Vertical axis: 0 - 1.02 mV and 0.1 mV/div. Horizontal axis: 10 - 300 MHz and 29 MHz/div

Figures 12 and 13 and shows an expanded 10-300 MHz spectrum detected and measured with the complete "optoelectronic probe" shown in Figure 9 using $C_{\rm TUN}$ = 7.5 pF and $C_{\rm TUN}$ = 3.3 pF capacitance as the conjugate match capacitor network, respectively. The vertical and horizontal axes are both again in mV and MHz scales, respectively.



Figure 12. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured using the "optoelectronic probe" of Figure 9 with the impedance matching circuit (C_{TUN} = 7.5 pF)



Figure 13. Plot of the extended 10-300 MHz band spectrum as measured using the "optoelectronic probe" of Figure 9 with the impedance matching circuit (C_{TUN} = 3.3 pF)

In all measurements shown by the spectra in Figures 3 and 10-13, independent tests were done to confirm if the wireless over fibre transmission is true or not. In the first test, the loop antenna is disabled from the circuit. In the second test, the POF is de-coupled from the photo-receiver. Finally, in the third test the DC bias voltage is turned-off. In all three cases the signal seen in the oscilloscope or ESA is observed to disappear. Therefore, the detected signals were all true.

Assuming an equivalent electrical circuit of Figure 1, simple calculations may be carried out in order to approximately explain the spectra of Figures 12 and 13 when compared with those of Figure 11. The influence of the bias-T is negligible for high values of bias-T inductance and capacitance [14].

From the "loop antenna" circuit section of Figure 1 and the Figure 7, after a simple calculation for 90 MHz ($X_{ANT} = -125 \Omega$), one achieved $C_{ANT} = 4.5 \text{ pF}$ taking into account $L_{ANT} = 480 \text{ nH}$. Repeating the previous calculation, but from Figure 6, one achieved $C_{LED} = 252.7 \text{ pF}$ as the LED junction capacitance at 90 MHz.

Using a tuning ceramic capacitor of $C_{TUN} = 3.3$ pF or $C_{TUN} = 7.5$ pF capacitance, one achieves a resonance peak of $f_{RES} = 82.6$ MHz or $f_{RES} = 67.0$ MHz, respectively. Therefore, the ~ 12.7 dB enhancement of the ~ 89 MHz peak and the weighing of the FM-band as a whole when the $C_{TUN} = 3.3$ pF is used, may be roughly explained from the proposed equivalent circuit of Figure 1. However, when the $C_{TUN} = 7.5$ pF capacitance is used, the 68 MHz is only slightly enhanced after comparing Figures 11 and 2. Nevertheless, the 55.8 MHz is highly enhanced by ~ 19 dB.

The PF-POF based "optoelectronic probe" for 1 MHz

Figure 14 shows a picture of the Rx module of the PF-POF based "optoelectronic probe" that is intended to works around 1 MHz (AM-band) using infrared (940 nm) light carrier. In the present preliminary investigations, a datacom-type IFE91A model LED from Industrial Fiber Optics (USA) coupled with 20 m length of LucinaTM PF-POF is used, but the optical link may be extended up to few hundreds of meters. The Rx module comprises the 125 MHz bandwidth high-gain (amplified) 1801-FS Si model photo-receiver from New Focus as in shown in Figure 14. A custom lensless optical coupler to connect for Rx with PF-POF was designed and built. Another higher gain amplified photo-receiver 2053-FC model also from New Focus will be used too.



Figure 14. Picture of the 20 m length of PF-POF optically coupled to the Rx comprising a high-gain 125 MHz bandwidth photodetector

8. Conclusions

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

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

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

the model fails because it lead to a resonance peak around 67 MHz. One of the probably reason becomes from the use of capacitance values of the LED and loop antenna at 90 MHz, instead of 55.8 MHz.

In this way, we believe the (probably unique) development we have been carried out in the last few years can generate simple passive WoPOF systems with acceptable efficiency in many situations, not requiring the use of amplifiers in the Tx module.

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

Interesting features of LEDs is their noncoherent nature causing lower intensity fluctuations when compared with LDs [12] thus enabling larger signalnoise-ratio, and the possibility to modulate them at multi-GHz frequencies [8,9].

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

9. Bibliography

The authors would like to thank CNPq/MCT, Capes/MEC and Faperj for the financial support of this research. One of the authors (Jorge Mitrione) would like to thank the Capes/MEC for granted MSc. fellowship.

10. Bibliography

- R. C. Williamson and R. D. Esman, « RF Photonics », Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, n° 9, 2008, pp. 1145-1151.
- [2] A. Stewart, « Reviewing the 400 MHz Band », Government Planning Section, Australian Communications and Media Authority, May 2, 2008.
- [3] A. Stillwell, « FCC Adopts Rules for Unlicensed Use of Television White Spaces », News, Federal Communications Commission, November 4, 2008.
- [4] R. M. Ribeiro, O. da S. Xavier, J. A. M. Souza and A. P. L. Barbero, « An Optoelectronic Probe With Loss Compensation for Electromagnetic Monitoring at Low Frequencies », Measurement Science and Technology, Vol. 20, n° 11, 2009, pp. 115111.1-115111.9.
- [5] V. J. Urick, A. Hastings, J. L. Dexter, K. J. Williams, C. Sunderman, J. Diehl and K. Colladay, « Field test on the feasibility of remoting HF antenna with fiber optics », Naval Research Laboratory NRL/MR/5652— 08-9137, July 31, 2008.
- [6] S. A. Pappert, M. H. Berry, S. M. Hart, R. J. Orazi, L. B. Koyama and S. T. Li, « Ultrawide shipboard electrooptic electromagnetic environment monitoring », Technical Report 1646, Naval

Command Control and Ocean Surveillance Center, San Diego CA, May, 1994.

- [7] O. Ziemann, J. Krauser, P.E. Zamzow and W. Daum, « POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems », 2nd edition, Springer- Verlag, 2008.
- [8] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr, « 4.3 GHz optical bandwidth light emitting transistor », Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 241101-241103.
- [9] G. Walter, C. H. Wu, H. W. Then, M. Feng and N. Holonyak Jr, « Tilted-charge high speed (7 GHz) light emitting diode », Applied Physics Letters, Vol. 94, 2009, pp. 231125-231127.
- $\begin{bmatrix} 10] & S. Ahn, S. Park, Y. Noh, D. Park and H. Choo, «$ Design of an on-glass vehicle antenna using amultiloop structure », Microwave and OpticalTechnology Letters, Vol. 52, n° 1, 2010, pp. 107-110.
- [11] S. Maricot, J. P. Vilcot and D. Decoster, « Improvement of Microwave Signal Optical Transmission by Passive Matching of Optoelectronic Devices », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 4, n° 13, 1991, pp. 591-595.
- [12] S. L. Rumyantsev, M. S. Shur, Y. Bilenko, P. V. Kosterin and B. M. Salzberg, *« Low frequency noise and long-term stability of noncoherent light sources »*, Journal of Applied Physics, Vol. 96, n° 2, 2004, pp. 966-969.
- [13] M. Lingenauer, J. Saathoff and H. Kragl, "LEDs in the spotlight – A highly efficient module integrates plastic optics", Laser + Photonik, September 2004, pp. 14-27.