

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

ODAIR DA SILVA XAVIER

**DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA PARA HF-VHF
COM COMPENSAÇÃO DA VARIAÇÃO DA ATENUAÇÃO NO ENLACE DE FIBRA
ÓPTICA PLÁSTICA**

NITERÓI

2009

ODAIR DA SILVA XAVIER

Desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica para HF-VHF com compensação da variação da atenuação no enlace de fibra óptica plástica

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

Niterói

2009

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

X3 Xavier, Odair da Silva.

Desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica para HF-VHF com compensação da variação da atenuação no enlace de fibra óptica plástica / Odair da Silva Xavier. – Niterói, RJ : [s.n.], 2009.
82 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -
Universidade Federal Fluminense, 2009.
Orientador: Ricardo Marques Ribeiro.

1. Fibra ótica 1. 2. Diodo emissor de luz. 3. Sonda eletromagnética. 4. Sonda optoeletrônica. 5. Antena. I. Título.

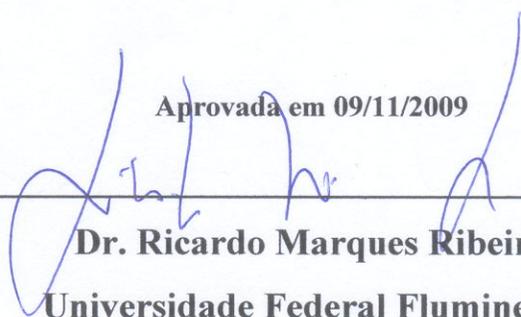
CDD 621.3692

ODAIR DA SILVA XAVIER

**Desenvolvimento de uma Sonda Optoeletrônica para HF-VHF com Compensação da Variação de
Atenuação no Enlace de Fibra Óptica Plástica**

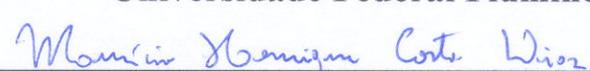
**Dissertação apresentada ao Curso de
Pós-Graduação em Engenharia de
Telecomunicações da Universidade
Federal Fluminense, como requisito parcial para
obtenção do título de mestre. Área de
concentração: Sistemas de Telecomunicações**

Aprovada em 09/11/2009



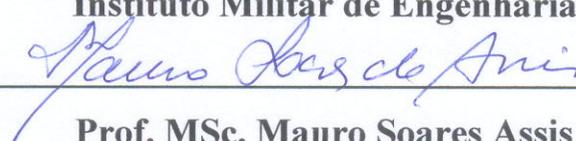
Dr. Ricardo Marques Ribeiro

Universidade Federal Fluminense



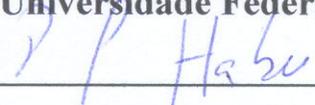
Maj. Dr. Maurício Henrique Costa Dias

Instituto Militar de Engenharia



Prof. MSc. Mauro Soares Assis

Universidade Federal Fluminense



Prof. Dr.ª Paula Brandão Harboe

Universidade Federal Fluminense

AGRADECIMENTOS

A DEUS pela sua constante companhia em minha vida.

Ao meu orientador, Ricardo Marques Ribeiro pelas lições diárias de vida, trabalho, pesquisa e curiosidade.

Aos meus professores de mestrado Paula, Maria José, Maria Thereza, Leni e Tarcísio pela orientação e carinho dispensados em suas aulas.

Ao professor Andrés Pablo pela constante presença e orientação.

Ao meu ex-gerente Roberto Vianna pelo incentivo e apoio constante para a realização desse mestrado.

Aos meus amigos do LaCOP em especial ao Jorge Mitrone pelo auxílio fundamental no desenvolvimento experimental desse trabalho.

Ao Vinicius Nunes, Sydney Bragantine e Edilson pelas conversas sobre vida, trabalho, pesquisa e amizade.

A minha querida esposa Leila pelo seu alto grau de compreensão e cumplicidade. A minha amada filha Michelle por suportar e amar um pai tão rígido. Aos meus queridos e amados pais Omildo e Maria Santana que apesar de não possuírem o 1º grau completo sempre apostaram na minha educação e lutaram muito por isso. E as minhas duas e queridas irmãs Sandra e Sinete pelo carinho que sempre tiveram comigo.

Também agradeço a MCT/CNPq e a FAPERJ pelo financiamento proporcionado a esse trabalho.

RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento experimental de uma sonda optoeletrônica, baseada numa antena de laço passiva, ressonante e sintonizável para sinais de rádio, na faixa de MF/HF/VHF que mostra o formato de onda completo para baixas frequências (<45MHz). O sinal luminoso composto, de componentes DC e RF, é enviado por uma fibra óptica plástica (POF) de PMMA (poli-metil-metacrilato), para um receptor remoto. Três aspectos novos são destacados no desenvolvimento da sonda: operação em baixa frequência, a utilização da tecnologia de POFs em combinação com LEDs (Diodo Emissor de Luz), tipicamente usados em iluminação e imageamento e a proposta e testes de uma nova técnica para compensar variações da atenuação no enlace óptico. Os experimentos de caracterização são feitos em campo-próximo. A sonda ainda não precisamente calibrada apresenta, aproximadamente, 62,0 dB_{μV} de faixa dinâmica. Pode-se detectar um campo magnético, estimado em 2 nA/cm e resposta até uma frequência de, aproximadamente, 37 MHz. A sonda respondeu, também, a emissões de campo-distante com amplitude estimada em 0,8 nA/cm. É, também, proposta uma técnica para compensar a variação da atenuação do enlace de fibra em até 5,5 dB, nunca antes descrita em literaturas sobre sondas eletromagnéticas, havendo sucesso nos testes.

Palavras-chave: sonda eletromagnética; LED; antena de laço; fibra óptica plástica.

ABSTRACT

This work describes the experimental development of an optoelectronics probe based on a passive, resonant and tuned loop antenna, for radio signals in the range of MF/HF/VHF, which shows the complete wave format for low frequencies ($<45\text{MHz}$). The light signal comprising DC and RF components is sent through a PMMA (poli methyl methacrylate) plastic optical fiber (POF) to a remote receiver. Three new aspects stood out in the development of the probe: low frequency operation, the use of the POF's technology together with LEDs, typically used in lightning and imaging, as well as the proposal and tests of a new technique used to compensate attenuation variations in the optical link. Near field tests were performed. The probe, when still not precisely calibrated, conveyed $\approx 62.0 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ of dynamic range. Magnetic field strengths as lower as 2 nA/cm were detectable at frequencies responses up to 37 MHz . The probe has also been successfully tested with far fields, with field strengths as low as 0.8 nA/cm . A novel technique to compensate the attenuation variation of the fiber link up to 5.5dB has also been proposed, with successful tests results.

Key-words: electromagnetic probe; LED; loop antenna; plastic optical fibers.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Junções de guias de ondas.....	15
Figura 2.1 Antenas de laço.....	21
Figura 2.2 Circuito equivalente gerador antena.....	23
Figura 2.3 Diodo emissor de Luz com encapsulamento transparente.....	25
Figura 2.4 Espectro de luz visível.....	26
Figura 2.5 Curva Tensão (V_D) x Corrente (I_D) típico de um LED sob polarização.....	27
Figura 2.6 Características de Potência óptica (P_{opt}) x Corrente de um LED.....	28
Figura 2.7 Estrutura típica de um LED de emissão lateral.....	30
Figura 2.8 (a) Estrutura esquemática do crescimento de LED baseadas em nitrito com substrato de carbeto de silício.....	31
Figura 2.8 (b) Estrutura esquemática do crescimento de LED baseadas em nitrito com substrato de safira.....	31
Figura 2.9 LED ultra-brilhante azul esverdeado.....	32
Figura 2.10 Módulo do SpotLED.....	32
Figura 2.11 SpotLED acoplado a POF.....	33
Figura 2.12 Coeficiente de absorção em função do comprimento de onda para vários materiais usados em fotodetetores.....	34
Figura 2.13 Estrutura básica do fotodiodo PIN.....	35
Figura 2.14 Fotodiodo com pré-amplificação baseado numa terminação resistiva.....	36
Figura 2.15 Modelo de fotodetector com pré-amplificador para ruídos de pequenos sinais	36
Figura 2.16 Fotodiodo com pré-amplificação baseado no amplificador de transimpedância.....	37
Figura 2.17 Fibra Óptica Plástica.....	38
Figura 2.18 Estrutura molecular de PMMA.....	39
Figura 2.19 Definição de atenuação em uma fibra óptica.....	40
Figura 2.20 Conversão da razão de potência P_L/P_0 em valores percentuais em dB.....	41
Figura 2.21 Comparação entre as diferentes mídias com respeito à atenuação.....	41
Figura 2.22 Curva de atenuação para fibras de PMMA índice degrau.....	42
Figura 2.23 Conceito de banda passante elétrica e óptica na curva de transferência $H(f)$	44
Figura 2.24 Diagrama esquemático da configuração experimental básica utilizada para caracterizar a sonda optoeletrônica.....	45
Figura 2.25 Unidade de geração de RF para testes com a sonda.....	45

Figura 3.1 Modulo TX da Sonda optoeletrônica.....	47
Figura 3.2 Sistema experimental para sensor de campo eletromagnético de RF (1° estágio de desenvolvimento).....	48
Figura 3.3 Fotodiodo IF-D91.....	48
Figura 3.4 Ruído associado ao sinal da sonda (1° estágio de desenvolvimento).....	49
Figura 3.5 Sinal de saída da sonda 2 mV/div - 0,25 μ s/div (fotografia da tela do osciloscópio-1° estágio desenvolvimento).....	49
Figura 3.6 Diagrama ilustrativo da técnica de compensação da variação da atenuação. Trata-se do sinal típico que pode ser observado num osciloscópio do sinal de saída do Rx. V_{DC} é o nível de tensão DC proporcional a luz CW emitida pelo LED em decorrência da aplicação da tensão de polarização. V_{RF} é o sinal em RF que aparece devido a incidência da onda de rádio. Quando há alguma variação na atenuação da fibra óptica plástica, V_{DC} e V_{RF} variam na mesma proporção e então V_{RF}/V_{DC} fica invariante se a potencia de ondas de rádio incidente também o for (1° estágio de desenvolvimento).....	50
Figura 3.7 Taxa do sinal V_{RF}/V_{DC} dependente da atenuação do enlace de POF (1° estágio de desenvolvimento).....	51
Figura 3.8 Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica(1° estágio de desenvolvimento).....	52
Figura 3.9 LED desbastado e polido (1° estágio de desenvolvimento).....	53
Figura 3.10 (a) Formato de onda no osciloscópio (5 mV/div e 100 ns/div) do sinal de RF em 3,96 MHz demodulado no tempo (2° estágio de desenvolvimento).....	55
Figura 3.10 (b) Linha base com acoplamento óptico desfeito (2° estágio de desenvolvimento).....	55
Figura 3.10 (c) FT do sinal (10 dB/div e 5 MHz-2° estágio de desenvolvimento).....	55
Figura 3.11 (a) Formato de onda no osciloscópio (2 mV/div e 25 ns/div) do sinal de RF em 30,9 MHz demodulado no tempo(2° estágio de desenvolvimento).....	56
Figura 3.11 (b) Linha de base com acoplamento desfeito para o sinal de 30,9 MHz.....	57
Figura 3.11 (c) FT do sinal (10 dB/div e 25 MHz/div - 2° estágio de desenvolvimento).....	57
Figura 3.12 Sinal de amplitude de voltagem pico-a-pico em função da distância (12-120 cm) entre as antenas de laço operando em 2,42 MHz no campo-próximo, em unidades de comprimento de onda (2° estágio de desenvolvimento).....	58

Figura 3.13 Resposta em frequências da sonda optoeletrônica operando em campo próximo (33,5 cm de distância entre as antenas) na faixa 0,4 - 9,0 MHz (2º estágio de desenvolvimento).....	59
Figura 3.14 Gráfico da dependência da razão V_{RF}/V_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas (2º estágio de desenvolvimento).....	60
Figura 3.15 Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda (3º estágio de desenvolvimento).....	61
Figura 3.16 (a) A unidade de captura do sinal de RF (TX) e sua transdução (3º estágio de desenvolvimento).....	63
Figura 3.16 (b) Receptor óptico (RX) que realiza a fotodetecção e a pré-amplificação da portadora modulada (3º estágio de desenvolvimento).....	63
Figura 3.17 Tensão de limiar do SpotLED vermelho em 1,7 V (3º estágio de desenvolvimento).....	64
Figura 3.18 Medida da largura de banda da combinação POF-SpotLED com fotodiodo(3º estágio de desenvolvimento).....	65
Figura 3.19 Formato de onda no osciloscópio (100 mV/div e 100 ns/div - 3º estágio de desenvolvimento).....	65
Figura 3.20 Linha base no gerador de RF desligado (2 mV/div e 250 s/div - 3º estágio de desenvolvimento).....	66
Figura 3.21 FFT do sinal (10 dB/div e 2,5 MHz/div - 3º estágio de desenvolvimento).....	67
Figura 3.22 Banda de sintonia de 518 kHz da sonda em torno da frequência de ressonância de 2,515 MHz (3º estágio de desenvolvimento).....	67
Figura 3.23 FFT do ruído com o gerado desligado (3º estágio de desenvolvimento).....	68
Figura 3.24 FFT do ruído com o gerador de RF ligado em 100 mV e 2,515 MHz (10 dB/div e 5 MHz - 3º estágio de desenvolvimento).....	69
Figura 3.25 (a) FFT do sinal em campo-distante capturado pela sonda ressonante em torno de 1 MHz em tempo real(3º estágio de desenvolvimento).....	69
Figura 3.25 (b) FFT do sinal em campo-distante capturado pela sonda ressonante em torno de 1 MHz promediado com 128 amostras (3º estágio de desenvolvimento).....	70
Figura 3.26 (a) Formato de onda no osciloscópio (10 mV/div e 25 ns/div) do sinal de RF em 36,8 MHz demodulado no tempo (3º estágio de desenvolvimento).....	70

Figura 3.26 (b) FFT do sinal (10 dB/div e 12,5 MHz/div - 3º estágio de desenvolvimento).....	71
Figura 3.27 Sinal da amplitude de tensão pico-a-pico fornecida pela sonda ao osciloscópio em função da alimentação V_g (3º estágio de desenvolvimento).....	72
Figura 3.28 Dependência da razão V_{RF}/V_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 6,87 MHz para a distância de 33,5 cm de distância entre as antenas de laço (3º estágio de desenvolvimento).....	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Evolução do desenvolvimento da sonda optoeletrônica.....	20
Tabela 2.2 Especificação técnica para alguns módulos de fibra óptica plástica acopladas ao SpotLed.....	33
Tabela 2.3 Contribuições da atenuação para fibras de PMMA.....	43

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS

AFG - *Agilent Frequency Generator*

AlGaAs - Arseneto de Alumínio Gálio

AlGaInP - Fosfato de Índio de Alumínio Gálio

AlGaN - Nitrito de Alumínio Gálio

AM - Amplitude Modulada

APD - *Avalanche Photo Diode*

BNC - *Bayonet Neill Concelman connector; British Naval Connector; Bayonet Nut Connector*

ELED - Diodo Emissor de Luz Lateral

EMC - *Electromagnetic Compatibility*

EMI - Interferência Eletromagnética

FFT - *Fast Fourier Transform*

FM - Frequência Modulada

GaAs - Arseneto de Gálio

GaP - Fosfato de Gálio

GI - *Graded Index*

HB LED - *High Brightness LED*

HF - *High Frequency*

InGaN - Nitrito de Gálio Índio

LASER - *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*

LCD – Visor de Cristal Líquido

LED - *Light Emitter Diode*

MF - *Medium Frequency*

MOVPE - *Metalorganic Vapour Phase Epitaxy*

MQW - Múltiplos Poços Quânticos

NA – Numerical Aperture

N-IR - *Near – Infra Red*

PF - Per fluoretado

PIN - *Positive Intrinsic Negative*

PMMA – Poli metil metacrilato

POF – Fibra Óptica de Plástico

RF – Rádio-Frequência

RFID - *Radio Frequency Identifier*

RoF - *Radio-over-Fiber*

RX - Receptor

SI - *Step Index*

SLED - Diodo Emissor de Luz de Superfície

TX - Transmissor

UHF - *Ultra High Frequency*

VHF - *Very High Frequency*

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	Motivações originais.....	15
1.2	As sondas eletromagnéticas e as motivações adicionais.....	16
1.3	O conceito de sonda optoeletrônica e uma breve revisão da literatura.....	17
1.4	Objetivos.....	18
1.5	Algumas aplicações.....	18
1.6	Sumário dos capítulos seguintes.....	19
2	METODOLOGIA EXPERIMENTAL.....	20
2.1	Evolução do desenvolvimento da sonda.....	20
2.2	Antenas de laço (<i>loop</i>).....	21
2.2.1	Circuito equivalente de uma antena de laço.....	22
2.3	Fonte óptica transmissora.....	24
2.3.1	Característica de tensão-corrente.....	26
2.3.2	Característica potência-corrente.....	27
2.3.3	Evolução dos LEDs.....	28
2.3.4	LED de emissão de superfície.....	29
2.3.5	LED de emissão lateral.....	29
2.3.6	LED ultra-brilhante com invólucro transparente.....	30
2.3.7	SpotLED Diemount.....	32
2.4	Fotodetectores e pré-amplificadores integrados.....	33
2.4.1	Fotodiodo PIN.....	34
2.4.2	Fotodiodo com pré-amplificadores integrados.....	35
2.5	Fibras Ópticas Plásticas (POF).....	38
2.5.1	Caracterização geral das POFs.....	38
2.5.2	Fibras ópticas plásticas.....	38
2.5.3	Características materiais.....	39
2.5.4	Atenuação em fibras plásticas.....	40
2.5.5	Largura de banda de fibras ópticas plásticas.....	43
2.6	Configuração experimental e o princípio de funcionamento da sonda.....	44
3	DESENVOLVIMENTO DA SONDA – RESULTADOS E DISCUSSÕES..	46
3.1	Introdução – evolução do desenvolvimento.....	46

3.2	Primeiro estágio de desenvolvimento.....	46
3.2.1	O módulo transmissor.....	46
3.2.2	O módulo receptor.....	47
3.2.3	Forma de onda no osciloscópio.....	48
3.2.4	Compensação da atenuação sem pré-amplificação.....	50
3.3	Segundo estágio de desenvolvimento.....	52
3.3.1	Configuração experimental e o princípio de funcionamento da sonda.....	52
3.3.2	Formato de onda temporal do sinal de RF.....	54
3.3.3	Medida de faixa dinâmica.....	57
3.3.4	Medida de resposta de frequência.....	58
3.3.5	Medida de compensação da atenuação com fotodiodo com pré-amplificação....	59
3.4	Terceiro estágio de desenvolvimento.....	60
3.4.1	Circuito equivalente da sonda - o protótipo.....	61
3.4.2	Caracterização do SpotLED.....	64
3.4.3	Formatos de onda e espectro sobre a portadora óptica.....	65
3.4.4	Medidas de faixa dinâmica e sensibilidade.....	71
3.4.4.1	Compensando a variação da atenuação do enlace de POF.....	72
4	CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS.....	74
4.1	Considerações finais.....	74
4.2	Perspectivas.....	75
	Referências.....	77
	Anexos.....	82

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÕES ORIGINAIS

O presente trabalho de dissertação de Mestrado foi inicialmente motivado a partir do envolvimento do autor com um sistema de radar aeroportuário, quando trabalhava numa empresa dedicada à instalação, operação e manutenção de tal equipamento. O sistema de radar supostamente apresentava vazamento de microondas nas junções de guias de ondas (Figura 1.1). Tornou-se então importante monitorar o nível (perigoso ou letal) de potência, pois diversas pessoas transitavam no local. O fabricante do sistema de radar, em seu manual operacional, recomendava o uso de lâmpadas a gás neônio como um sensor visual de presença de altos níveis de potência de microondas. Quanto maior a densidade de potência de microondas, mais a lâmpada brilhava. A técnica recomendada era, portanto de natureza apenas qualitativa. Alternativamente, a idéia era posicionar próximo a cada junção das guias de ondas, um sensor óptico de microondas onde o mesmo estivesse integrado com um enlace de telemetria remota via fibra óptica, que pudesse medir quantitativamente com confiabilidade a amplitude do campo eletromagnético. Portanto, a intenção era a de não mais utilizar uma “simples estimativa visual”. O tempo de vida útil de um radar aeroportuário está estimado em torno de 10 anos e o radar em que o autor trabalhava já beirava os 25 anos. Não havia, no manual técnico do radar, quaisquer informações sobre a manutenção das junções de guias de onda.

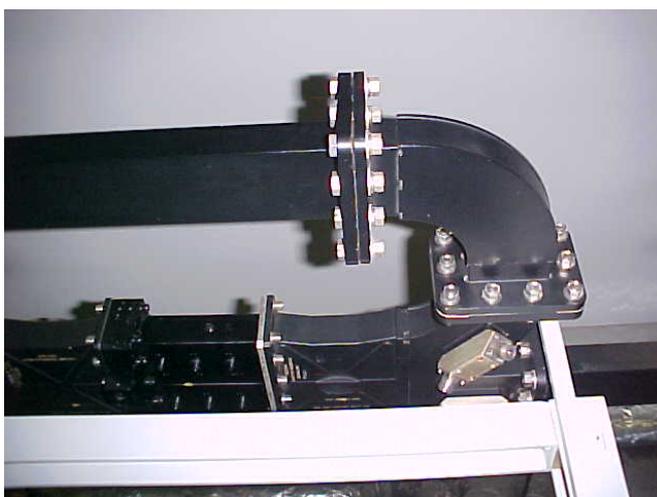


Figura 1.1 - Junções de guias de ondas.

A segunda motivação original para a realização do presente trabalho, foi o grande interesse do grupo em iniciar pesquisas experimentais [1-3] na tecnologia comumente denominada de *Radio-over-Fiber* (RoF) [4]. A tecnologia RoF, no sentido da transmissão, consiste em modular a portadora óptica a ser transmitida por fibra óptica com sinais de rádio, originados a partir de diversos serviços de Telecomunicações sem-fio. No sentido da recepção, consiste na demodulação de portadoras de rádio transportadas por luz através das mesmas fibras ópticas. Pode-se então notar que na essência se trata de transmissão analógica, pois apenas o sinal modulante aplicado à portadora em RF (Rádio Frequência) é digital. Esta tecnologia normalmente incorpora amplificadores de RF em seus circuitos eletrônicos de recepção, assim como qualquer receptor (terminal) de serviços sem-fio também o faz. A razão é que o sinal de rádio a ser detectado, para posteriormente ser transmitido via fibra óptica, é em geral bastante fraco em amplitude.

1.2 AS SONDAS ELETROMAGNÉTICAS E AS MOTIVAÇÕES ADICIONAIS

As sondas eletromagnéticas convencionais [5] ou as optoeletrônicas mais antigas [6-8], em muitos casos medem apenas a amplitude média do campo elétrico/magnético ou o vetor de Poynting da onda. Estas sondas realizam então a retificação do sinal (conversão DC) com o uso de um diodo Schottky de chaveamento rápido ou a própria fonte de luz (LED – *Light-Emitting Diode* ou LD – *Laser Diode*). Desta forma, perdem-se diversas informações a respeito da onda eletromagnética que está sendo mensurada, tais como o seu formato e os diversos parâmetros. Além da medida da amplitude, certas situações podem requerer a detecção e o monitoramento do formato de onda dos sinais de rádio e das componentes de frequência. Tais informações são extremamente importantes, por exemplo, 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 frequência [9-11].

A unidade de captura de RF deve ser fixada no ambiente a ser monitorado, enquanto que a unidade de recepção/processamento poderá ou deverá situar-se em localidade remota. As unidades devem ser ligadas entre si por um cabo de telemetria suficientemente longo. Cabos coaxiais são comumente utilizados para a referida telemetria. Entretanto, sendo estes cabos de natureza metálica, podem influenciar as medidas, já que conduzem corrente e passam a funcionar como uma antena parasita. Os cabos coaxiais também atenuam o sinal, irradiam e

espalham as ondas eletromagnéticas [10-12]. O uso de um enlace telemétrico de fibra óptica elimina possíveis problemas de interferência eletromagnética e evita a obtenção de falsos resultados de medidas. Adicionalmente, a telemetria por fibra óptica reduz significativamente a atenuação do sinal, do volume, e do peso, em comparação com os cabos metálicos, tendo também maior flexibilidade mecânica que estes últimos. A flexibilidade mecânica combinada com a redução de peso e de volume oferecidos pelas fibras ópticas é especialmente interessante para sondas eletromagnéticas operando em aviões e embarcações marítimas [11], sendo de grande interesse para o setor militar.

1.3 O CONCEITO DE SONDA OPTOELETRÔNICA E UMA BREVE REVISÃO DA LITERATURA

O conceito de uma sonda optoeletrônica consiste de um sistema composto de três unidades distintas: unidade de captura eletromagnética (Tx), fibra óptica de telemetria e unidade de recepção/demodulação (Rx). O Tx incorpora uma antena acoplada a um circuito onde a conversão OE (óptico-elétrico) é realizada, e mais do que isto, o sinal de rádio capturado modula a portadora óptica. A telemetria remota de sinal é realizada com o uso de fibra óptica. O Rx consiste na essência de um receptor óptico onde a conversão EO (elétrico-óptico) é realizada. O receptor óptico é por sua vez constituído de um fotodetector, geralmente seguido de um circuito de pré-amplificação. O Rx pode então ser conectado a um instrumento de análise como um osciloscópio ou analisador de espectro elétrico.

Sondas optoeletrônicas receptoras têm sido desenvolvidas desde os anos 80. Um dos principais desafios registrados nesses desenvolvimentos foi a escolha de antenas capazes de acoplar energia suficiente para modular LDs [7-12] e LEDs [6-8]. Para que estas fontes luminosas operem em regime linear e com grande eficiência, torna-se necessário aplicar corrente de polarização (*bias*) nas mesmas [8]. As sondas eletromagnéticas (optoeletrônicas) baseadas em cristais eletro-ópticos têm sido mais pesquisadas nos últimos anos [11]. Entretanto, de forma geral, LEDs e LDs são mais fáceis de manipular, além de apresentarem menor custo e requisitarem circuitos eletrônicos mais simples. Os cristais eletro-ópticos requerem alimentação óptica remota com LD ou LASER de estado sólido operando em regime contínuo. Conforme será detalhado adiante nesta dissertação, foi concebido e desenvolvido uma técnica para compensação da variação da atenuação da fibra óptica que conecta o Tx ao Rx. O Tx, Rx e a fibra, em conjunto compõem a sonda optoeletrônica. A idéia básica de funcionamento do me-

canismo de compensação proposto faz uso da necessidade de se aplicar uma tensão de polarização na fonte óptica. Desta forma a fonte óptica (LED no presente caso) emite luz em onda contínua que é, então, utilizada como sinal de referencia, não afetado pelo sinal de RF. Quando, de alguma forma, a fibra é perturbada, tanto o sinal de referencia CW, quanto o componente modulado são afetados, porém a componente CW não é afetada pela onda de rádio sendo detectada. Isto permite obter uma medida mais confiável, ou seja, mesmo que a luz seja atenuada com o sinal de RF inalterado, a medida da sonda não muda. Apesar de simples, não foi possível localizar na literatura qualquer registro da referida técnica, inclusive nem tem sido a preocupação dos autores do grande número de publicações examinado. Uma evidência do ineditismo da técnica está no fato de que desta dissertação resultou entre outros, num trabalho aceito e publicado num periódico internacional [23]

1.4 OBJETIVOS

Esta dissertação descreve com razoável detalhe, o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica até a fase de protótipo de laboratório. O protótipo é baseado numa antena de laço (*loop*) passiva, ressonante e sintonizável para sinais de rádio. As antenas de laço são menos susceptíveis a ruídos eletromagnéticos que os outros tipos de antenas filamentosas [14]. Outras razões para a sua utilização são descritas adiante.

A sonda desenvolvida apresenta três contribuições, onde duas destas têm caráter inovador: operação em baixas frequências na faixa 0,4-40 MHz (MF/HF/VHF), utilização da tecnologia de Fibras Ópticas Plásticas (POF) combinada com LEDs ultra-brilhantes de iluminação e a introdução de uma técnica para compensar variações da atenuação no enlace de POF. Adicionalmente, o circuito Tx de captura eletromagnética da sonda permite sintonizar a tensão DC (corrente contínua) de polarização aplicada ao LED. Desta forma, é possível otimizar o seu funcionamento para os mais diversos tipos de LEDs.

1.5 ALGUMAS APLICAÇÕES

Alguns exemplos de aplicações das sondas optoeletrônicas em baixas ou altas frequências são: caracterização em campo-próximo de antenas [7-8] e de circuitos de alta-frequência [15], monitoramento da poluição eletromagnética devido a radio-tele-difusão e serviços sem-fio [9], monitoramento da interferência causada por *Broadband Power Line*

(1,7-80 MHz) nas radiocomunicações [16], conexão remota entre antenas e o aparelho de rádio, inclusive para as faixas MF (Média Frequência) e HF (Alta Frequência) [17-18], monitoração de tratamento médico por hiper-termia [12], monitoramento de linhas de transmissão de energia (50-60 Hz) [19], medida de transientes elétricos rápidos devidos às descargas eletrostáticas (ESD) [10], monitoramento de uma grande variedade de sinais de rádio presente em embarcações militares [11], etc. Desde 2000 tem havido um interesse crescente em transceptores operando em baixas frequências [20]. Estes transceptores incluem os relacionados às tecnologias de identificação por rádio frequência (RFID), monitoramento de pressão em pneus (TPM– *Tire Pressure Monitoring*) e sistemas de imobilização de ignição em veículos automotores. Desta maneira têm crescido a necessidade de se realizar testes de conformidade em compatibilidade eletromagnética (EMC) em tais dispositivos transceptores.

1.6 SUMÁRIO DOS CAPÍTULOS SEGUINTE

O Capítulo 2 aborda a metodologia experimental para o desenvolvimento da sonda optoeletrônica.

O Capítulo 3 apresenta e discute os resultados obtidos com a referida sonda optoeletrônica.

O Capítulo 4 apresenta algumas conclusões e sugestões para desenvolvimentos futuros.

2 METODOLOGIA EXPERIMENTAL

2.1 EVOLUÇÃO DO DESENVOLVIMENTO DA SONDA

Por questões de conveniência o desenvolvimento da sonda optoeletrônica evoluiu em termos de desempenho global, de acordo com as publicações na Tabela 2.1.

Frequência máxima (MHz)	Fonte óptica	Fotodetector	Referência
2	LED vermelho (Laser Roithner)	IF-D91 (IFO)	ICPOF 2007 [3]
10,2	LED vermelho (Laser Roithner)	S6468-2 (HAMA-MATSU)	MOMAG 2008[20]
30,9	LED vermelho (Laser Roithner)	S6468-2 (HAMA-MATSU)	SBrT 2008[21]
36,8	SpotLED <i>hyperred</i> (Diemount)	S6468-2 (HAMA-MATSU)	ISA 2008[22]
			MST 2009[23]

Tabela 2.1 - Evolução do desenvolvimento da sonda optoeletrônica.

As referências relacionadas na Tabela 2.1 descrevem os resultados obtidos ao longo do desenvolvimento da sonda. A Tabela 2.1 utiliza três parâmetros como “marcadores” do desenvolvimento: Frequência máxima de operação da sonda, fonte óptica do transmissor e fotodetector do receptor, estes dois últimos com os respectivos fabricantes. Conforme esclarecido adiante, transmissor é o módulo da captura de RF e de modulação da fonte óptica enquanto o receptor é o módulo de detecção óptica a ser conectado em algum equipamento de análise.

Nos sub-capítulos 2.2, 2.3, 2.4 e 2.5 são descritos os principais componentes da sonda optoeletrônica, ou seja, antena de laço, fontes ópticas, fotodetectores amplificados e fibras ópticas plásticas, respectivamente. Finalmente, com base no que foi descrito, o sub-capítulo 2.6 descreve o método experimental utilizado ao longo de todo desenvolvimento da sonda. Conforme detalhado a diante, a configuração experimental descrita em 2.6 é geral e foi utilizada no regime de campo-próximo e campo-distante.

2.2 ANTENA DE LAÇO (LOOP)

Pode-se definir uma antena como sendo uma estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre, ou vice-versa. O dispositivo de guiamento, ou linha de transmissão pode ter a forma de um tubo oco (guia de onda), sendo usado para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor [24].

Uma antena de laço baseia-se na lei de indução de Faraday :

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt}, \text{ onde } \phi_B = \int \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.1)$$

sendo ε a força eletromotriz e \vec{B} o campo magnético com dependência temporal conhecida.

As antenas de laço são antenas versáteis, simples e de baixo custo. A antena de laço assume diferentes formas, tais como, retângulos, quadrados, triângulos, elipses, círculos e muitas outras configurações. Devido a sua simplicidade de análise e construção, a antena de laço quadrada (Figura 2.1) é a mais popular e a que desperta maior interesse. Essas antenas são menos suscetíveis a ruídos eletromagnéticos que outros tipos de antenas filamentosas por serem muito seletivas e direcionais.



Figura 2.1 - Antena de laço [25].

Antenas de laço são, usualmente, classificadas em duas categorias: eletricamente curtas e eletricamente longas. As antenas eletricamente curtas são aquelas cujo comprimento total l é, em geral, menor que um décimo do comprimento de onda ($l < \lambda/10$), enquanto as antenas eletricamente longas têm a circunferência proporcional ao comprimento de onda. A maioria das aplicações de antenas de laço se dá nas faixas de HF (3-30 MHz), VHF (30-300

MHz) e UHF (300-3000 MHz). Quando usadas como sondas para colher amostras de campos essas antenas encontram aplicações até mesmo na faixa de frequência de microondas.

Antenas de laço com circunferências ou perímetros eletricamente curtos têm resistência de radiação pequena, geralmente menor que suas resistências de perdas. Essas antenas são, portanto, radiadores ineficientes, e raramente são empregadas como transmissores em comunicações. Quando usadas em tal aplicação, em geral o são no modo de recepção, como em rádios portáteis e *paggers*, onde a eficiência da antena não é tão importante quanto à relação sinal-ruído, essas antenas são também usadas como sondas em medições de campos e como antenas direcionais em rádio-navegação. O diagrama de campo elétrico de antenas eletricamente curtas, independentemente de sua forma (circular, elíptica, retangular, quadrada, etc.) é similar ao de um dipolo infinitesimal, com um nulo perpendicular ao plano do laço e com o seu máximo ao longo do plano do laço. À medida que o tamanho do laço aumenta e sua circunferência se aproxima de um comprimento de onda no espaço livre, o máximo do diagrama se desloca do plano do laço para o eixo do quadro, perpendicular a seu plano [24].

A resistência de radiação do laço pode ser aumentada, tornando-se comparável à impedância característica de linhas de transmissão usadas na prática, aumentando-se (eletricamente) seu perímetro e/ou número de espiras. Outra forma de se aumentar a resistência de radiação do laço é através da inserção, dentro de sua circunferência ou perímetro, de uma peça de ferrite de permeabilidade muito alta, que eleva a intensidade do campo magnético e, conseqüentemente, a resistência de radiação. Isso constitui o chamado laço de ferrite [24].

2.2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA ANTENA DE LAÇO

No espaço livre, os campos eletromagnéticos criados por uma antena de laço infinitesimal (também conhecida como dipolo de Fitzgerald), com seu centro geométrico localizado na origem de um sistema de coordenadas esféricas são bem conhecidos. O campo magnético nas proximidades da fonte pode, então, ser calculado a partir da lei magneto-estática de Biot-Savart.

Para antenas emitindo em baixa frequência, temos o regime de campo-próximo quando $r < \lambda_0/2\pi$ onde r é a distância do centro da antena ao ponto de observação (ou de medida do campo eletromagnético). No campo próximo de antenas de laço, existem predominantemente componentes de reatância indutiva que decaem espacialmente com $1/r^3$ e componentes quase-estáticas que decaem como $1/r^2$. No campo-distante, os campos decaem predomi-

nantemente com $1/r$. Considerando pontos bem próximos de uma antena de laço circular de raio a , teremos um campo magnético $H(r)$, aproximadamente, dado pela equação 2.2.

Descreve-se a seguir, um cálculo estimado de H como função de voltagem V_g e a frequência f gerada pelo gerador, a distância entre as antenas da sonda e da geração do campo. Assume-se condição de campo próximo.

$$H(r) = \frac{I_g \cdot S}{2\pi\sqrt{(a^2 + r^2)^3}} \quad (2.2)$$

Na equação 2.2, I_g é a corrente que circula no circuito equivalente gerador-antena mostrado na Figura 2.2 e S é a área de espira da antena de laço.

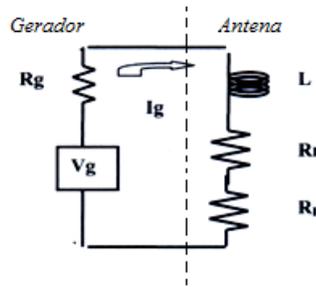


Figura 2.2 - Circuito equivalente gerador-antena.

Com base no circuito equivalente da combinação gerador-antena, a corrente gerada no circuito pode ser calculada aproximadamente, desprezando a linha de transmissão, como mostrado na equação 2.3

$$I_g = \frac{V_g}{(R_g + R_r + R_L) + j\omega L} \quad (2.3)$$

Na equação 2.3, V_g é a amplitude de voltagem fornecida e R_g a impedância resistiva de saída do gerador de RF. R_r é a resistência de radiação, R_L a resistência dissipativa e L a indutância, todos sendo parâmetros da antena de laço. A frequência angular de excitação é dada por ω , que está relacionada com a frequência linear f por $\omega = 2\pi f$.

A expressão para $H(f,r)$ é dada pela equação 2.4 após substituição da equação 2.3 na equação 2.2.

$$H(f, r) = \frac{V_g S}{2\pi[(R_g + R_r + R_L) + j\omega L]\sqrt{(a^2 + r^2)^3}} \quad (2.4)$$

2.3 FONTE ÓPTICA TRANSMISSORA

As fontes ópticas podem ser classificadas em 3 grandes grupos tecnológicos. O primeiro grupo é das fontes de luz visível/N-IR (*Near – InfraRed*) (400 nm – 850 nm), utilizadas em telecomunicações, do visível ao infravermelho próximo, para fibras ópticas plásticas de poli metil metacrilato, fibras ópticas plásticas fluoretadas, fibras de sílica, leitura óptica, armazenamento óptico e visualização. O segundo grupo gera luz infravermelha em torno de 1000 nm, com aplicações que incluem bombeamento de fibras dopadas com terras raras, amplificação óptica em fibras ópticas plásticas e fibras de sílica e a transmissão em fibras ópticas plásticas fluoretadas. Por fim, há o grupo de fontes de luz infravermelha em torno de 1310/1550-1650 nm, usadas tipicamente para telecomunicações no infravermelho mais distante com fibras de sílica e fibras ópticas plásticas fluoretadas de última geração.

A função dos transmissores ópticos é converter um sinal elétrico num sinal óptico correspondente e introduzi-lo numa fibra óptica que serve como canal de comunicação [26].

A luz é gerada dentro da pastilha semicondutora, um material de cristal semicondutor sólido, quando a corrente flui através da união dos materiais diferentes (junção P-N). A pastilha semicondutora geradora de luz é pequena, tipicamente da ordem de 0,25 mm². O plástico encapsulado e a estrutura da ligação ocupam a maior parte do volume. Atualmente o LED, como na Figura 2.3, mais comumente usado é o de 5 mm.

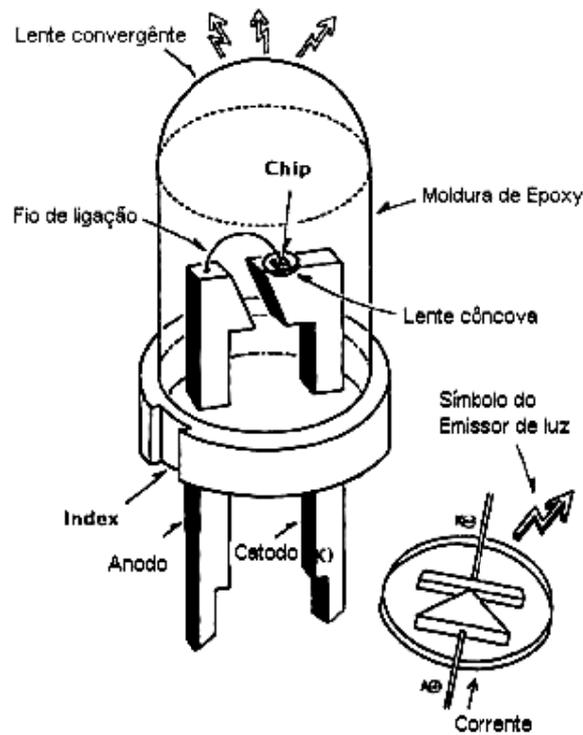


Figura 2.3 - Diodo Emissor de Luz com encapsulamento transparente [27].

Produzir diodos emissores de luz envolve um processo conhecido como crescimento epitaxial em que camadas cristalinas de materiais diferentes do semicondutor são formadas. Os avanços no processo epitaxial de crescimento de cristal permitem o uso de materiais do LED para cores, que anteriormente não podiam ser feitas, com alta pureza e precisão estrutural. A técnica de deposição de vapor químico dos precursores orgânicos do metal permite a produção dos nitretos dos metais do grupo-III da tabela periódica, incluindo o nitreto alumínio índio-gálio. Os diodos emissores de luz altamente eficientes de nitreto de gálio-índio (InGaN) resultam deste processo.

Os LEDs emitem a energia em faixas tipicamente de 20 nm a 80 nm do comprimento de onda do espectro eletromagnético. A composição dos materiais na pastilha semicondutora do semicondutor determina o comprimento de onda e, conseqüentemente, a cor da luz (Figura 2.4). Uma pastilha semicondutora de AlGaInP produz a luz no vermelho até escala ambarina, enquanto os diodos emissores de luz de InGaN produzem a luz azul, verde e branca, neste último caso se a pastilha semicondutora estiver coberta com uma camada de fósforo adequado [27].



Figura 2.4 - Espectro de luz visível [28].

Na tecnologia de fibras ópticas plásticas um dos mais importantes dispositivos optoeletrônico utilizados são os LEDs. Estes diodos são adequados ao uso de fibra óptica plástica, pois exibem características adequadas de brilho, eficiência, flexibilidade, tempo de vida útil, construção robusta, baixa potência de consumo, tensão de alimentação, resposta temporal e largura de faixa de modulação. Essas propriedades contribuem não só para o crescimento do uso do LED em semáforos, na indústria automobilística, no setor de decoração, como também nas áreas de comunicações ópticas em distâncias curtas. Os LEDs de alto brilho são fabricados a partir de AlGaAs (vermelho), AlGaInP (verde e amarelo) e InGaN (azul, verde e branco).

2.3.1 CARACTERÍSTICA TENSÃO-CORRENTE

A curva característica que representa a dependência entre a corrente circulante e a tensão de polarização de um LED é semelhante à de um diodo semiconductor comum. Como, geralmente, existem várias junções em um mesmo dispositivo, incluindo as camadas de confinamento, a região ativa, os contatos com os terminais externos e etc., a queda de potencial é um pouco maior do que a de um diodo comum, variando entre 1,2 V e 2,0 V. O aperfeiçoamento da tecnologia permitiu a produção de diodos de maiores eficiências, de forma que, em regime contínuo, a corrente de polarização situa-se entre 20 mA e 100 mA. Diodos que operam em regime pulsado, com pequeno ciclo de trabalho, podem conduzir correntes com valores até de alguns ampères. A Figura 2.5 mostra uma curva típica da corrente do LED sob polarização direta [29].

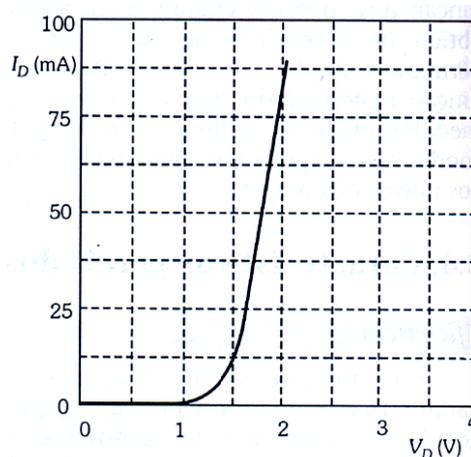


Figura 2.5 - Curva Tensão (V_D) x Corrente (I_D) típico de um LED sob polarização [13].

2.3.2 CARACTERÍSTICA POTÊNCIA-CORRENTE

Como a potência óptica gerada depende da quantidade de portadores injetados no semicondutor por unidade de tempo, existe uma grande linearidade entre a intensidade luminosa emitida e a corrente direta através da junção do LED. Isto se confirma experimentalmente para densidades de corrente até um limite entre 2500 A/cm^2 e 5000 A/cm^2 . Valores maiores de densidades de corrente podem conduzir a um aquecimento significativo, provocando aumento de recombinações não-radiativas e reduzindo a eficiência global do diodo.

Nos componentes construídos com semicondutores quaternários, existe menor linearidade entre corrente e potência óptica, devido à redução na eficiência quântica por outros mecanismos de perda. Uma linearidade deste tipo torna o diodo bastante interessante para empregar tanto modulação analógica como modulação digital, uma vez que as variações na corrente são transferidas, praticamente, com o mesmo formato para a potência da luz irradiada. Esta linearidade representa uma característica que difere muito das encontradas nos demais componentes eletrônicos, nos quais, em geral, a corrente e a potência mantêm entre si uma relação quadrática. Uma das consequências deste fato é que o cálculo em decibéis para as variações de corrente não conduz ao mesmo resultado do correspondente cálculo relativo às variações de potência óptica.

As alterações intermoleculares causadas pelo aumento da temperatura fazem com que haja, também, mudança no valor da potência irradiada pelas modificações nas bandas de energia. Outro motivo para a redução na potência de luz é que o tempo médio de vida dos portadores aumenta com a temperatura. Assim, cresce também a probabilidade de ocorrerem recombinações não-radiativas, em que a energia óptica gerada é reabsorvida no material. Desta

maneira, em temperaturas mais altas sempre haverá redução do valor da eficiência interna do dispositivo e, portanto, na eficiência global. Um aspecto típico dessa influência está representado na Figura 2.6. [30]

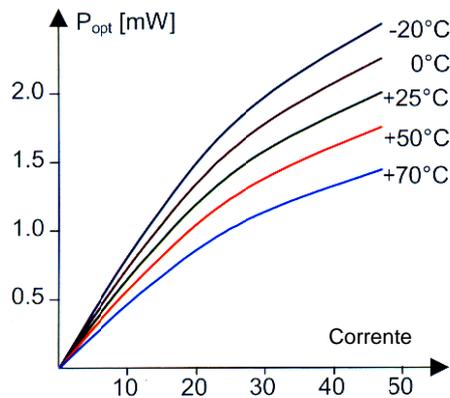


Figura 2.6 - Características de Potência óptica (P_{opt}) x Corrente de um LED [28].

2.3.3 EVOLUÇÃO DOS LEDS

Os LEDs ganharam importância na utilização em telecomunicações e iluminação. O LED tem como desvantagem, quando comparado a um LASER, o espectro largo da luz gerada, a eficiência de acoplamento da luz na fibra e limitações em relação à velocidade de modulação.

Comercialmente, existem duas geometrias básicas: o LED de emissão de superfície (S-LED) e o LED de emissão lateral (ELED)

Os primeiros LEDs foram desenvolvidos nos anos 60, baseados em camadas de GaAsP, que emitiam luz vermelha com baixo desempenho, aproximadamente de 0,1 lm/W.

O desenvolvimento dos LEDs ultra-brilhantes foi dividido em duas partes. Primeiramente foi usado $(Al_xGa_{1-x})_{0,5}In_{0,5}P$ (âmbar a vermelho) e a seguir o GaN/InGa $_{(1-x)}$ N (azul a verde). LED utilizando AlGaInP quaternário foi desenvolvido em meados dos anos 90, utilizando substrato de GaAs. Seu desempenho chegou a valores aproximados de 12 lm/W. A desvantagem desse substrato é a não transparência para luz visível, o que resulta na absorção do fóton pelo substrato. Para resolver esse problema, foi utilizada uma técnica que coloca um substrato de GaP, altamente transparente, em contato com AlGaInP.

2.3.4 LED DE EMISSÃO DE SUPERFÍCIE

Nesse tipo de LED a luz é emitida na direção normal ao plano da junção. A heterojunção de GaAs e $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ é usada para confinar os portadores de carga da região ativa e não para guiamento da luz. As recombinações foto-geradoras são confinadas a uma região circular alinhada com a fibra óptica.

A reabsorção da luz é minimizada porque é cavado um poço, através do substrato, até bem próximo da região ativa, de forma que a fibra óptica seja introduzida para captação de luz. Esse poço, no entanto, não deve chegar até a região ativa, de forma que não haja recombinação não radiativa na superfície. É necessário, então, conservar a camada de confinamento que, por ter um *bandgap* maior que o do material da região ativa, não é capaz de absorver os fótons ali gerados.

A luz emitida por um LED de emissão de superfície não tem uma direção preferencial de emissão. Além disso, grande parte dessa luz é refletida na interface cristal-ar reduzindo, assim, a eficiência quântica externa. A luz atravessa a interface cristal-ar, distribui-se de forma mais ou menos uniforme por todas as direções, de maneira que cada feixe possa ser interpretado como uma fonte de luz isotrópica [31].

2.3.5 LED DE EMISSÃO LATERAL

Geometricamente, um LED de emissão lateral (Figura 2.7) se assemelha a um LASER, porém, os parâmetros dos dispositivos são dimensionados de maneira que o ganho óptico, fornecido pelo mecanismo de recombinação, seja para todos os comprimentos de onda, insuficiente para produzir auto-oscilação. Nessa geometria, existe guiamento óptico na região ativa, para conduzir a luz gerada ao longo do eixo longitudinal do dispositivo, na direção da região onde se concentram as recombinações [31].

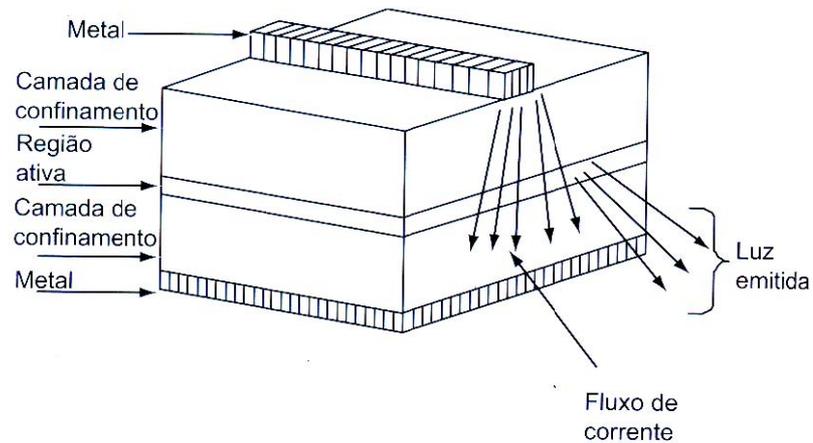


Figura 2.7 - Estrutura típica de um LED de emissão lateral [30].

2.3.6 LED ULTRA-BRILHANTE COM INVÓLUCRO TRANSPARENTE

Desenvolvimentos de semicondutores compostos $A^{II}B^{VI}$ e A^{III} e B^V e suas ligas ternárias e quaternárias, incorporadas às estruturas dos LEDs, foram rapidamente incrementados em pouco tempo. Fabricantes de LEDs usaram dupla heterojunção ou camadas ativas de múltiplos poços quânticos (MQW), aumentando sua eficiência.

No desenvolvimento de estruturas baseadas em nitritos para cor azul e verde atinge-se grande desempenho, sendo as mesmas largamente utilizadas e muito mais econômicas. As camadas de GaN, AlGaN e InGaN crescem pelo método MOVPE (*Metalorganic Vapour Phase Epitaxy*) na safira ou substratos de SiC (Carbeto de Silício), mostrados na Figura 2.8.

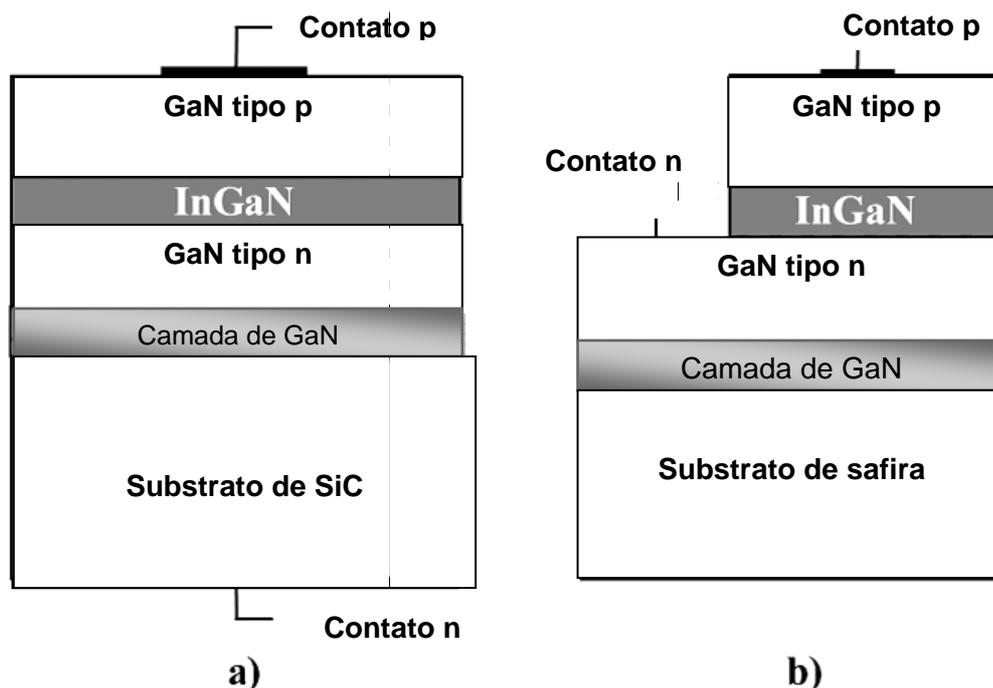


Figura 2.8 - Estrutura esquemática do crescimento de LED baseadas em nitreto
 (a) Substrato de Carbeto de Silício (b) Substrato de safira [27].

As camadas ativas de $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ cobrem os *bandgap* de energia na faixa de 1,95 a 3,4 elétron-volt. Toda estrutura inclui o *buffer*, porque a interface entre a superfície do substrato e as camadas de nitreto contém algum deslocamento. Safiras têm menor custo que o carbeto de silício e são altamente transparentes, enquanto o carbeto de silício tem alguma vantagem através do crescimento epitaxial.

Picos mais longos de comprimento de onda dos LEDs baseados em InGaN atingem faixas de 500 nm (azul esverdeado) como mostrado na Figura 2.9, porque a qualidade dos cristais da camada ativa de InGaN são pobres quando a fração molar de índio é aumentada, para obter emissões na faixa do verde. A principal meta das tecnologias, baseadas em nitreto, é aumentar o desempenho para valores acima de 100 lm/W e o uso do LED azul como fonte de luz básica nos dispositivos de luz branca ultra-brilhante. Outras perspectivas alternativas para dispositivos em GaN podem ser alcançadas através da dopagem com terras raras (europio, érbio e túlio). Nesse caso obtemos LEDs com novas cores num sistema de filme fino de fósforo eletroluminescente. Filmes de GaN dopados com europio, érbio ou túlio emitem vermelho puro, verde e azul, respectivamente [33].



Figura 2.9 - LED ultra-brilhante azul esverdeado [27].

2.3.7 SPOTLED DIEMOUNT

O módulo do SpotLED (Figura 2.10), é montado com um refletor parabólico micro-estruturado, responsável pela alta potência no acoplamento com a fibra óptica plástica. O LED é colocado no ponto focal da parábola.

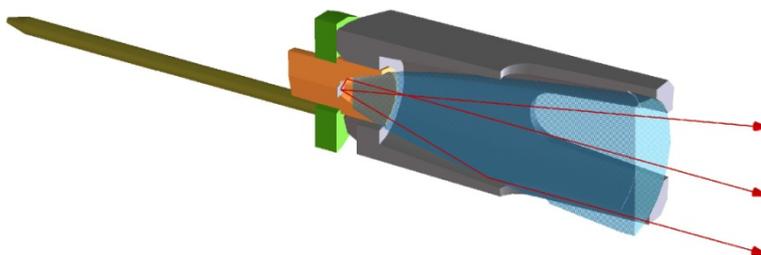


Figura 2.10 - Módulo do SpotLED [32].

O refletor acopla luz com alta eficiência para a fibra óptica plástica padrão de 1 mm de diâmetro de núcleo e abertura numérica de 0,5. Tipicamente, o cabo de fibra óptica plástica tem uma proteção de 2,2 mm. A fibra óptica plástica é polida na extremidade do acoplamento com o LED e a luz emitida tem uma divergência de $\pm 29^\circ$ do eixo óptico. O tamanho típico de fibra é igual a 15 cm, mas são produzidos, também, em outros comprimentos. O módulo com fibra óptica plástica (Figura 2.11) é conectado, eletricamente, por 2 terminais com distância de 4 mm entre eles. A Tabela 2.2 apresenta algumas especificações técnicas para módulos de fibras ópticas acoplados ao SpotLED.



Figura 2.11 - SpotLED acoplado a POF [32].

	Azul	Verde	Âmbar	Vermelho	Hipervermelho
Comprimento de onda (nm)	460	520	590	640	650
Potência óptica típica de saída @20mA (mW)	9,9	5,7	3,5	6,8	9,9
Ângulo de radiação (largura de banda de meia potência)	$\pm 4^\circ$				

Tabela 2.2 - Especificação técnica para alguns módulos de fibra óptica plástica acoplados ao SPOTLED [32].

2.4 FOTODETECTORES E PRÉ-AMPLIFICADORES INTEGRADOS

Os fotodiodos são utilizados em uma variedade de aplicações, onde existe necessidade de detecção de luz ou medida de intensidade luminosa, estendendo-se de medidores de luz, em câmeras fotográficas, até sistemas de comunicações a fibras ópticas. Existem algumas maneiras de se implementar um fotodiodo. O de junção P-N tem a forma mais simples de estruturação.

Um detector óptico possui estrutura semicondutora baseada em efeitos fotoelétricos, via absorção óptica, que converte sinal óptico em sinal elétrico. Existem vários tipos de fotodetectores, tais como fotomultiplicadoras, fotodiodos de vácuo e fotodiodos semicondutores, este último usado em sistemas ópticos.

Um fotodetector para telecomunicações deve possuir alta sensibilidade, resposta rápida, baixo ruído, baixo custo, baixo peso e sensibilidade térmica. É desejável, também, peque-

no volume para ser compatível com acoplamento com fibras ópticas, alta eficiência de captura luminosa, grande linearidade e grande confiabilidade. Para o uso com fibra óptica plástica são utilizados fotodetectores que possuem estruturas baseadas em silício, InGaAs ou InGaAsP.

Fotodiodos baseados em junção semicondutora são pequenos, leves, sensíveis e rápidos e podem operar com pequenas tensões de polarização. Eles são ideais para sistemas a fibra. Existem três tipos básicos desses dispositivos: o de junção P-N, o PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) e o fotodiodo de avalanche (APD). Neste trabalho foram utilizados fotodiodo PIN e fotodiodo PIN com pré-amplificação de transimpedância integrada.

A Figura 2.12 apresenta o coeficiente de absorção, em função do comprimento de onda, para vários materiais semicondutores, normalmente usados em fotodetectores [31].

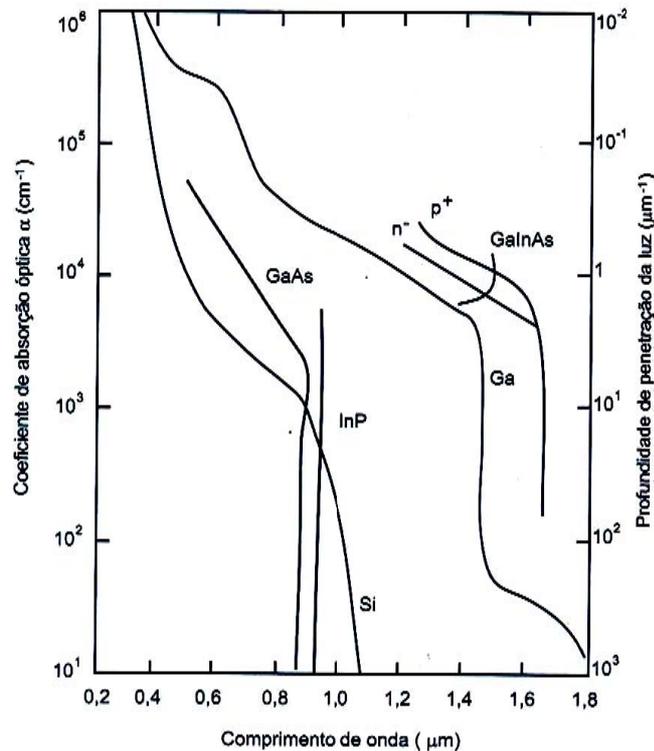


Figura 2.12 - Coeficiente de absorção em função do comprimento de onda para vários materiais usados em fotodetectores [31].

2.4.1 FOTODIODO PIN

Os fotodiodos PIN (Figura 2.13) são os detectores mais comuns em sistemas ópticos. O fotodiodo PIN apresenta uma região semicondutora intrínseca entre as regiões P e N. A camada intrínseca não possui cargas livres, a resistência é muito alta e, praticamente, toda a

queda de tensão no diodo encontra-se nela. Uma vez que a região intrínseca é larga, existe uma possibilidade de o fóton ser aí absorvido e não nas regiões P ou N. Isso melhora a eficiência e velocidade em relação ao fotodiodo PN. Sua responsividade, que é a razão entre a foto-corrente gerada e a potência óptica incidente, é igual a:

$$(2.5)$$

onde R é a responsividade, I_g a foto-corrente gerada e P_0 a potência óptica incidente.

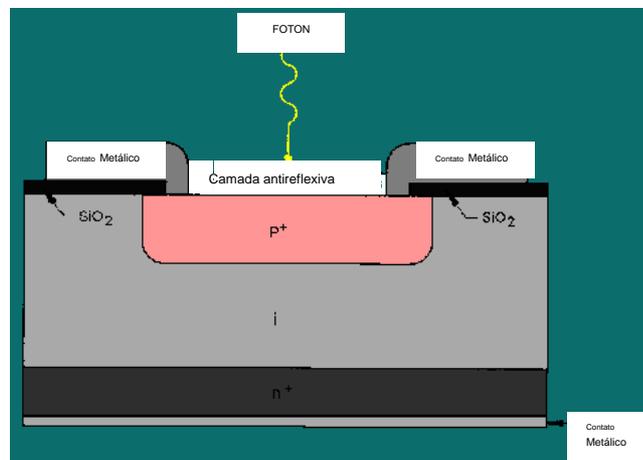


Figura 2.13 - Estrutura básica do fotodiodo PIN [29].

2.4.2 FOTODIODO COM PRÉ-AMPLIFICADORES INTEGRADOS

O fotodiodo com pré-amplificador integrado realiza uma função importante de interface entre o fotodetector e o receptor. Tipicamente, um pré-amplificador converte a foto-corrente recebida em sinal de tensão. O pré-amplificador tem um papel crucial na determinação de alguns aspectos relativos ao desempenho do receptor, incluindo a velocidade, sensibilidade e a excursão dinâmica.

O fotodiodo com pré-amplificador integrado é baseado tipicamente em terminação resistiva ou amplificação de transimpedância. Inicialmente é apresentado o fotodiodo com uma carga resistiva R_L conforme mostrado na Figura 2.14. O sinal de corrente (i_s) é convertido em tensão (v_s) sobre a carga resistiva, resultando num sinal de tensão na entrada do amplificador

de tensão. A capacitância C_T representa a capacitância total associada ao fotodiodo mais o amplificador.

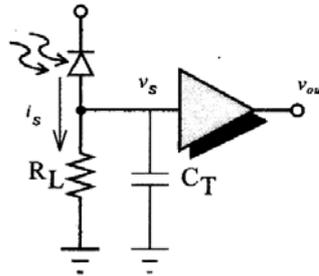


Figura 2.14 - Fotodiodo com pré-amplificação baseado numa terminação resistiva [34].

A escolha da resistência de carga afeta a resposta de frequência e o ruído no fotodiodo com pré-amplificador integrado. A largura de banda intrínseca do fotodiodo com pré-amplificador integrado é igual a — por causa da rede RC. O ruído pode ser analisado usando um modelo para ruídos em pequenos sinais como o da Figura 2.15. Neste, o ruído térmico do resistor de carga é modelado pela fonte de corrente I_{nRL}^2 com potência normalizada de $I_{nRL}^2(f) = \frac{4kT}{R_L} (A^2/Hz)$, onde k é a Constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$) e T , a temperatura absoluta em Kelvin. O ruído da amplificação de tensão é modelado pela fonte de corrente I_n^2 e a fonte de tensão V_n^2 . Porque o sinal desejado está na forma de corrente, o sinal pode ser diretamente comparado com a corrente de ruído que é injetada no mesmo nó.

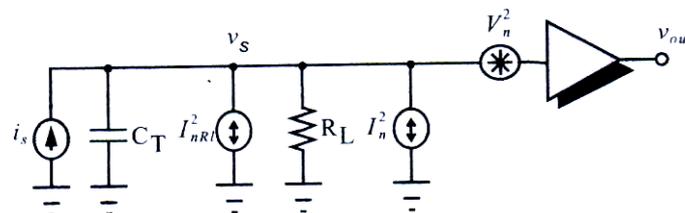


Figura 2.15 - Modelo de foto detector com pré-amplificador para ruídos de pequenos sinais [34].

Essa observação leva a duas abordagens sobre a troca da resistência R_L . Na chamada baixa impedância, o resistor R_L é de baixo valor (50Ω , por exemplo) para satisfazer os requerimentos de largura de faixa mesmo com o aumento do ruído. Nas chamadas impedâncias elevadas, o resistor R_L tem alto valor para minimizar o ruído, mesmo que reduza a largura de banda. Tipicamente, o resultado da largura de faixa do fotodiodo, com pré-amplificador inte-

grado é inferior ao sinal e a equalização adicional na forma de filtragem passa alta é necessária para alcançar a largura de faixa requerida.

Embora a alta impedância forneça maior sensibilidade aos fotodiodos com pré-amplificador integrado, existe uma limitação da faixa dinâmica devida aos efeitos de integração através da alta constante de tempo RC. Os fotodiodos com pré-amplificador integrado baseados em amplificadores de transimpedância são, frequentemente, mais populares, porque eles evitam problemas associados à faixa dinâmica com alta impedância e porque têm um comprometimento entre largura de banda e alta impedância e para desempenho de alta impedância com baixo ruído. No amplificador de transimpedância o resistor R_f é colocado depois do estágio de ganho como mostra a Figura 2.16. Nesta, a resistência pode ser alta por motivos de redução da realimentação negativa e redução da resistência efetiva vista pelo fotodiodo, através do fator $(1+A)$, onde A é o ganho de tensão em malha aberta do amplificador. Com o resultado, a largura de banda deve ser condizente com o sinal, eliminando a necessidade de equalização. A contribuição do ruído térmico através do resistor de realimentação é minimizada. O ganho de transimpedância, em malha fechada, é definido pela taxa [34]:

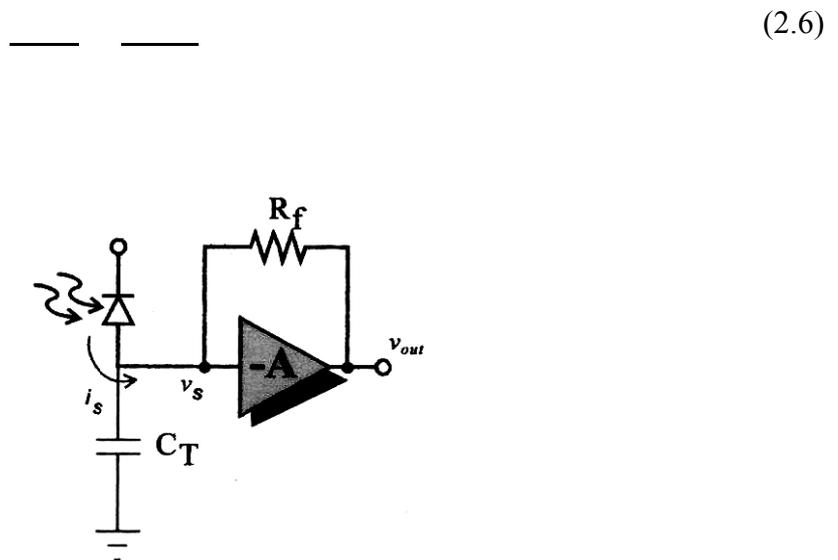


Figura 2.16 - Fotodiodo com pré-amplificação baseado no amplificador de transimpedância [34].

2.5 FIBRAS ÓPTICAS PLÁSTICAS (POF)

2.5.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS DAS POFs

Uma POF padrão é produzida com o núcleo em PMMA (poli-metil-metacrilato), sua casca é feita a partir de polímeros fluoretados, cuja fórmula não é revelada pelo fabricante, tendo diâmetro de 1,00 mm (núcleo de 0,98 mm). A cobertura é feita de polietileno preto (cerca de 2,2 mm), e sua estrutura é índice degrau com abertura numérica de 0,47-0,51. A atenuação para o vermelho (650 nm) está em torno de 140 a 180 dB/km e banda passante (@100m) > 100 MHz. A temperatura de operação dessas fibras vai de -40°C a 70-85°C.

2.5.2 FIBRAS ÓPTICAS PLÁSTICAS

As fibras ópticas plásticas (Figura 2.17) constituem um novo tipo de fibra. São fabricadas a partir de materiais poliméricos cujas propriedades diferem substancialmente das fibras de sílica. O polímero é mais resistente, se contrastado com a fragilidade das fibras de sílica. As fibras de plástico esticam-se ou dobram-se sob mesmas condições de tensão que causariam rupturas nas fibras de sílica. O núcleo das POFs é bem maior (cerca de 1 mm, como valor típico) e, conseqüentemente, são fibras mais fáceis de serem manipuladas que fibras de sílica, cujos diâmetros estão entre 8 μm (fibras monomodo) e cerca de 62 μm (fibras multimodo). Além disso, o grande núcleo das POFs reduz sensivelmente o desalinhamento lateral, não sendo necessária uma complexa tecnologia para conexões, o que é exigido para fibras de sílica.

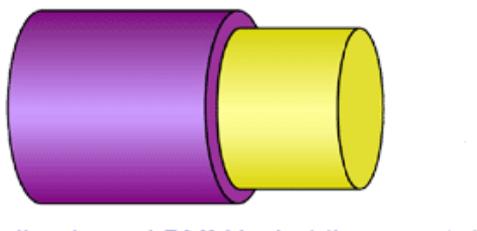


Figura 2.17 - Fibra Óptica Plástica [28].

As duas principais fibras plásticas são feitas de poli metil metacrilato (PMMA) e polímeros per-fluororetados (PF). O perfil de índice degrau (SI) foi usado no núcleo das POFs

de PMMA pioneiras. Mais tarde o perfil de índice gradual (GI) foi introduzido nas POFs de PMMA resultando em maiores larguras de banda. Em 1995 as PF GIPOF foram introduzidas no mercado. A principal vantagem é a menor atenuação em relação a PMMA GIPOF. As POFs PMMA índice degrau estiveram disponíveis comercialmente por muitos anos. Entretanto, com o advento da PF GIPOF foi aberta uma nova era para as POF. Devido às facilidades de manipulação das POF, ao decréscimo de atenuação e ao incremento da largura de banda, as GIPOF competem com as fibras multimodo de sílica em comunicações de dados e em ambientes de rede de acesso. As PF GIPOF são comercializadas desde junho de 2000 com o nome de LUCINA [28].

2.5.3 CARACTERÍSTICAS MATERIAIS

O material mais frequentemente usado para fibras poliméricas é o termoplástico PMMA, também conhecido como *Plexiglass*®. A Figura 2.18 mostra a estrutura do monômero.

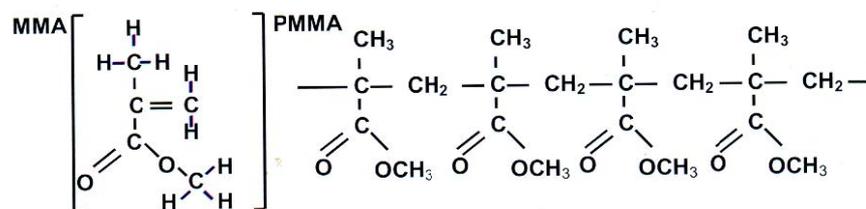


Figura 2.18 - Estrutura molecular de PMMA [28].

PMMA é um composto orgânico formado por longos canais com peso molecular típico de 10^5 . Este material é resistente a água, ácido cianídrico, ácidos diluídos, gasolina, óleos minerais e álcool metílico. Essencialmente pelo ponto de vista de transparência óptica de materiais é uma estrutura amorfa de material polimerizado. A densidade do PMMA é de $1,18 \text{ g/cm}^3$. A tensão máxima de tracionamento é de aproximadamente $7-8 \text{ kN/cm}^2$, índice de refração de 1,492 e a temperatura de transição de vítrea (T_g) encontra-se entre 95°C e 125°C . Na temperatura ambiente com umidade relativa de 50% o material pode absorver 1,5% de água, que também afeta as características de atenuação [28].

2.5.4 ATENUAÇÃO EM FIBRAS PLÁSTICAS

Em contraste com as fibras de sílica, as POFs têm uma atenuação mais elevada. As primeiras fibras plásticas tinham atenuação da ordem de 1000 dB/km para as PMMA POF. Entretanto, a atenuação nas POFs tem sido melhorada com a introdução de novos materiais poliméricos no processo de fabricação. As GIPOF baseadas em composto per-fluoretados têm atenuação na faixa de 10 dB/km na janela de 1330 nm. Em geral as atenuações nas fibras per-fluoretadas são altas no visível (650 nm) e na janela de 850 nm, decrescendo rapidamente para comprimentos de ondas mais altos (1300 nm). A Lucent e a Nexans demonstraram que as fibras de polímeros fluoretados (CYTOP da Asahi Glass Company) produzem atenuações menores que 20 dB/km e taxa de dados superiores a 10 Gbit/s @100m [1].

A característica mais importante encontrada pela luz ao passar através de uma fibra óptica é a atenuação. Quando a luz passa através da fibra óptica de comprimento L , a potência luminosa é atenuada (Figura 2.19). A seguinte equação é aplicada para o cálculo da potência óptica:

$$P_L = P_0 \cdot e^{-\alpha L} \quad (2.7)$$

onde P_L é a potência luminosa após a passagem da luz pela fibra, P_0 a potência luminosa na entrada da fibra, L o comprimento da fibra medido em quilômetros e α é o coeficiente de atenuação medido em km^{-1} .



Figura 2.19 - Definição de atenuação em uma fibra óptica [28].

A atenuação normalmente é expressa em valores logarítmicos. O coeficiente de atenuação (equação 2.8) pode ser expresso em dB/km.

O valor da atenuação é adimensional (dado por um número em dB) obtido através do produto $\alpha'L$. A Figura 2.20 ilustra a relação entre o valor da atenuação e a relação percentual de potência.

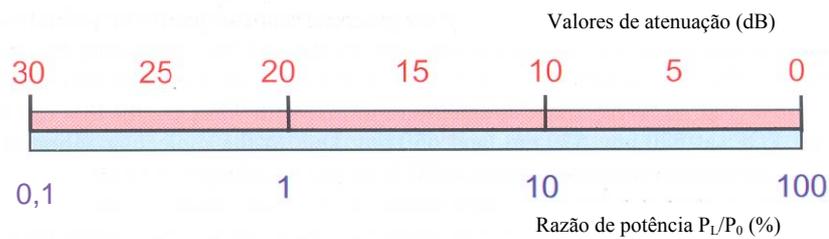


Figura 2.20 - Conversão da razão de potência P_1/P_0 em valores percentuais em dB [28].

A Figura 2.21 fornece um panorama da atenuação causada pelas várias mídias, desde 1550 nm com 0,2 dB/km, das fibras de sílica com o menor valor de atenuação. Em 520 nm é mostrado o valor da atenuação de uma fibra polimérica que é, aproximadamente, 365 vezes maior. Para esta mídia, após 38 metros de fibra polimérica a potência óptica seria reduzida em aproximadamente 50% do valor inicial (520 nm). A atenuação da POF faz com que ela seja conveniente apenas para distâncias curtas (aproximadamente 100 m), portanto.

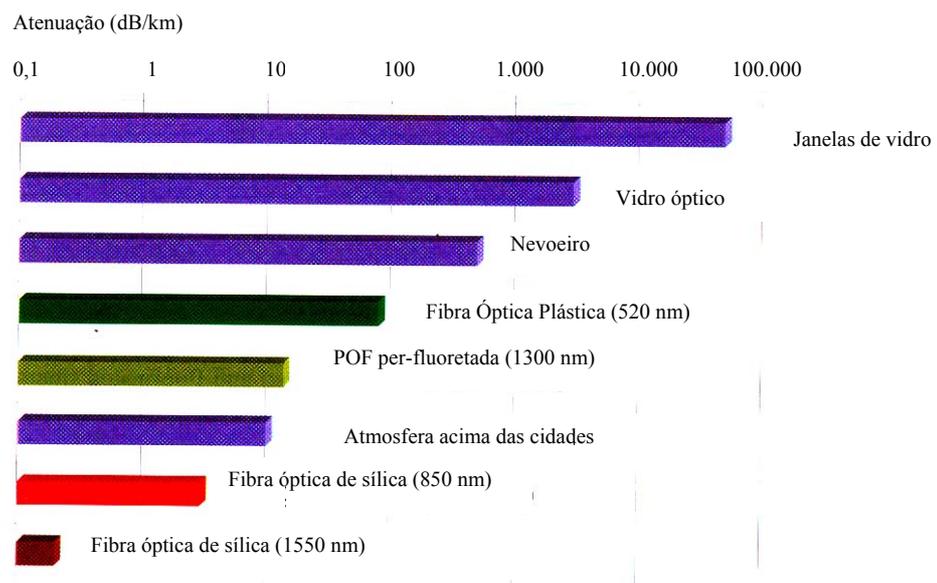


Figura 2.21 - Comparação entre as diferentes mídias com respeito à atenuação [28].

A atenuação das fibras ópticas tem causas intrínsecas e extrínsecas. Dentre as causas intrínsecas há a absorção através de transições eletrônicas na faixa de ultravioleta, pelas vibrações moleculares (na POF, por exemplo, as moléculas C-H) na faixa de infravermelho, e pelo espalhamento Rayleigh, o qual é proporcional a $1/\lambda^4$ [28].

As perdas extrínsecas são causadas através da absorção por dopagens, através de impurezas na fibra, imperfeições na interface núcleo/casca, pelas variações do diâmetro do núcleo e através de micro-curvaturas. Enquanto as perdas intrínsecas, em sua maior parte, são causadas pelo material e podem ser influenciadas pela fabricação, as perdas extrínsecas podem ser minimizadas pela otimização dos parâmetros do processo. A curva de atenuação dependente do comprimento de onda (Figura 2.22) das fibras de PMMA com perfil de índice degrau tem três valores de atenuação mínimos que podem ser usados para as POF: 520 nm, 570 nm e 650 nm. Devido a vibrações das moléculas, a atenuação cresce consideravelmente com o comprimento de onda. LED são usados como transmissores para os comprimentos de onda que foram mencionados. Em 650 nm o diodo LASER também pode ser usado.

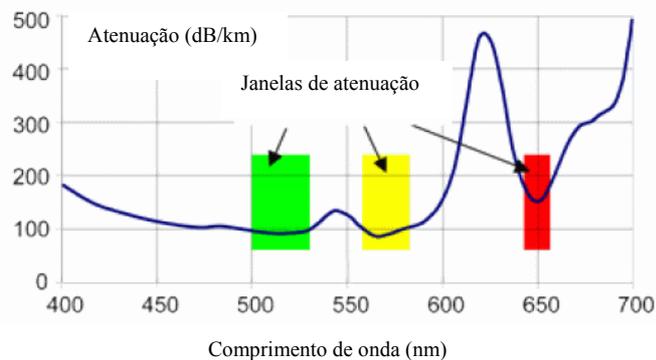


Figura 2.22 - Curva de atenuação para fibras de PMMA índice degrau [28].

A Tabela 2.3 mostra as contribuições individuais da atenuação das fibras de PMMA. Atenuações menores podem ser alcançadas com fibras dopadas com deutério e fibras fluoretadas.

Comprimento de onda (nm)	520	570	650
Atenuação típica (dB/km)	73	64	130
Atenuação (dB) Causada por processo intrínseco			
Causada por vibração de moléculas	11	17	96
Causada por espalhamento Rayleigh	26	18	10
Causada por processo extrínseco	36	29	24
Mínimo teórico	37	35	106

Tabela 2.3 - Contribuições da atenuação para fibras de PMMA [28].

2.5.5 LARGURA DE BANDA DE FIBRAS ÓPTICAS PLÁSTICAS

A largura de banda das fibras é, principalmente, limitada pelas dispersões cromática e modal. No caso da POF de índice degrau, o efeito dominante é a dispersão modal. A POF SI oferece uma largura de banda pequena, devido ao diâmetro do núcleo e seu perfil degrau e ambos fazem com que a POF tenha vários modos propagantes. Os diferentes modos se propagam com diferentes velocidades de grupo. A largura de banda das POFs SI é limitada por alguns MHz - km (5 MHz - km). Entretanto, as GIPOFs oferecem uma maior largura de banda devido à natureza do índice de refração do núcleo, que tende a reduzir os atrasos nos vários modos de propagação [28].

A banda passante pode ser determinada através da banda passante óptica e da banda passante elétrica, nas quais os conceitos de frequência -3 dB óptica e -3 dB elétrica são diferentes. A banda passante óptica -3 dB é definida pela frequência na função de transferência da fibra óptica $H(f)$ (Figura 2.23) onde a potência cai para metade do valor da frequência de modulação zero (nível DC). Já para a banda passante elétrica, o valor -3 dB equivale a 0,707 do valor da potência.

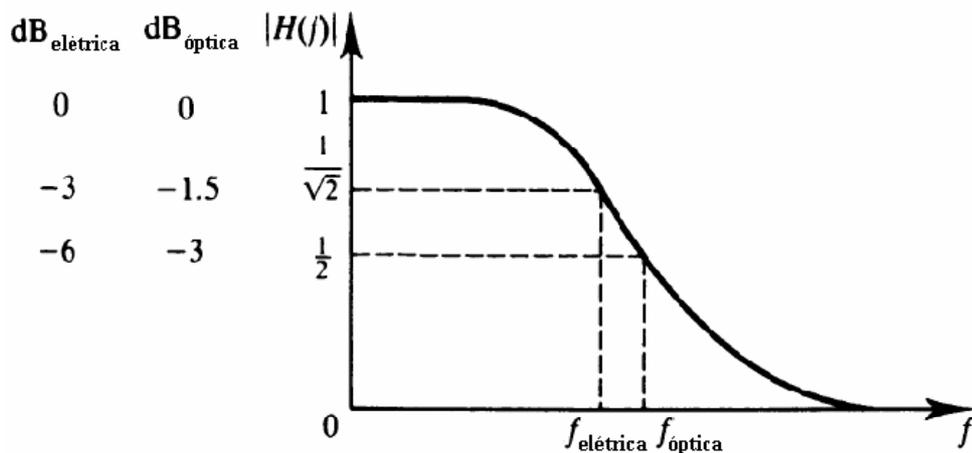


Figura 2.23 - Conceito de banda passante elétrica e óptica na curva de transferência $H(f)$ [35].

Em geral, o nível elétrico na frequência óptica -3 dB equivale a -6 dB. A banda passante elétrica é utilizada em projetos de sistemas eletrônicos após o fotodetector.

A banda passante elétrica ($B_{elétrica}$) e a banda passante óptica ($B_{óptica}$) estão relacionadas entre si (equação 2.9) por um fator de $(\sqrt{2})^{-1}$ [28].

$$B_{(elétrico)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot B_{(óptico)} \quad (2.9)$$

2.6 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA

A Figura 2.24 mostra esquematicamente a configuração experimental básica utilizada no desenvolvimento da sonda em campo próximo. Para a realização dos testes, é utilizado inicialmente um gerador de funções da ICEL modelo 8205A, que depois é substituído por um gerador de formatos de onda arbitrários AFG3101 da Tektronix, capaz de produzir ondas senoidais em até 100 MHz, diretamente conectado a uma antena de laço comercial não-ressonante de mesmas dimensões que a antena de laço utilizada na sonda. O gerador tem capacidade de entregar 250 mW de potência máxima a uma carga casada com 50 Ω de impedância de saída. Não foram feitos esforços para obter um sinal de RF com grande amplitude de campo magnético. Entretanto, caracterizou-se que a sonda atua em campo próximo. A sonda recebe os sinais enviados pelo sistema transmissor através da antena de laço receptora, esse sinal é convertido para um sinal óptico através de um circuito eletrônico, cuja conversão eletro/óptica é realizada através de um LED. O sinal óptico é injetado no enlace de fibra óptica e

é convertido para um sinal elétrico através de um fotodetector no receptor (Rx) da sonda [22-23]. Um osciloscópio acoplado, através de um conector BNC, à sonda mostra a forma de onda e a Transformada Rápida de Fourier do sinal.

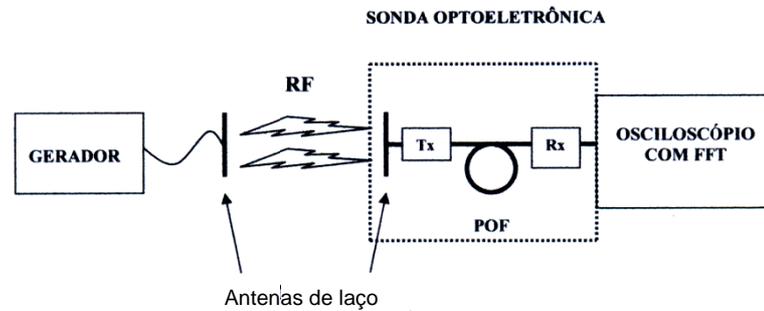


Figura 2.24 - Diagrama esquemático da configuração experimental básica utilizada para caracterizar a sonda optoeletrônica.

A Figura 2.25 mostra a unidade de geração de RF em campo próximo, composta pelo gerador e pela antena de laço, que é parte integrante da configuração experimental, de acordo com a Figura 2.24. A antena de laço é acoplada ao gerador através de um conector BNC.



Figura 2.25 - Unidade de geração de RF para testes com a sonda.

3 DESENVOLVIMENTO DA SONDA – RESULTADOS E DISCUSSÕES

3.1 INTRODUÇÃO – EVOLUÇÃO DO DESENVOLVIMENTO

A sonda foi desenvolvida em três estágios. O primeiro estágio foi desenvolvido com a sonda operando em até 2 MHz. O receptor, nesse momento, não tinha pré amplificação e o LED utilizado foi um LED comum, vermelho da Laser Roithner.

O segundo estágio de desenvolvimento da sonda foi executado com o mesmo LED do primeiro estágio, porém já usando pré-amplificação do receptor com a frequência utilizada chegando até 10,2 MHz.

No terceiro estágio foi utilizado um SpotLED e receptor com pré-amplificação, com a frequência utilizada chegando até 36,8 MHz.

3.2 PRIMEIRO ESTÁGIO DE DESENVOLVIMENTO

3.2.1 O MÓDULO TRANSMISSOR

O módulo transmissor (Figura 3.1) é constituído por uma antena de laço, tal qual é mostrado na Figura 2.1, utilizada em receptores para rádio AM, e conectada a um LED vermelho ultra-brilhante. Um capacitor variável, conectado em série com a antena ($L = 0,029$ mH), ajusta o circuito da sonda para que haja ressonância. O fluxo de campo magnético de RF e a corrente induzida de RF são injetados no LED de AlGaInP emitindo em 650 nm. Para pequenos sinais, a resposta potência-corrente do LED torna-se bastante linear 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. A luz é acoplada diretamente do LED. O LED vermelho é diretamente polarizado com aproximadamente 3,7 V, acima da tensão de limiar (aproximadamente 1,7 V), pela fonte de tensão com a modulação da intensidade da luz emitida, preservando a amplitude e a fase do campo magnético do sinal de RF. Isso aumenta a sensibilidade, linearidade e permite a visualização da uma forma de onda completa. Se o sinal de RF fornecido pela antena tiver amplitude inferior a tensão de limiar do LED, necessita-se de um circuito adicional de maneira a colocar o LED no limiar de condução. O LED é acoplado a uma POF padrão de PMMA com 1 mm de diâmetro de núcleo.

As ondas de rádio de 2 MHz são fornecidas por um gerador de ondas senoidais (baixa potência) conectado à antena de laço do gerador não ressonante.

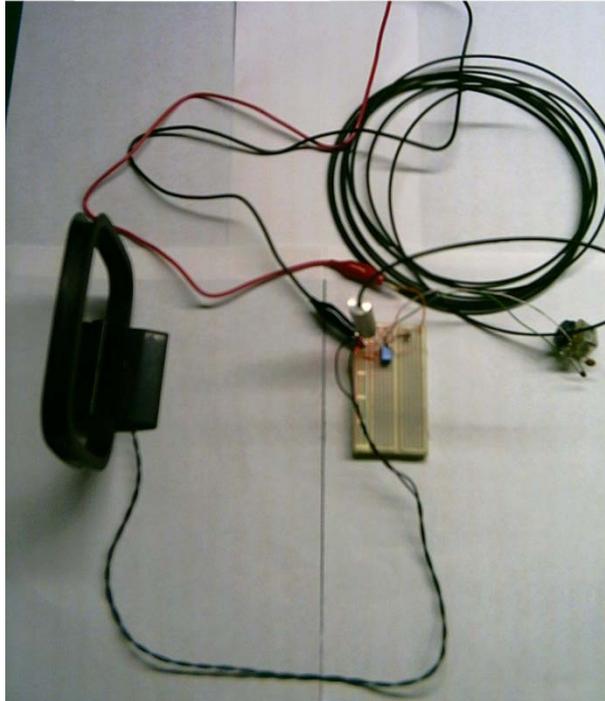


Figura 3.1 – Módulo Tx da Sonda optoeletrônica (1º estágio de desenvolvimento).

3.2.2 O MÓDULO RECEPTOR

A Figura 3.2 mostra o sistema experimental completo, com a sonda optoeletrônica colocada à esquerda e o receptor óptico sem pré-amplificação à direita. São ligados por aproximadamente 4,60 m de fibra óptica plástica de PMMA.

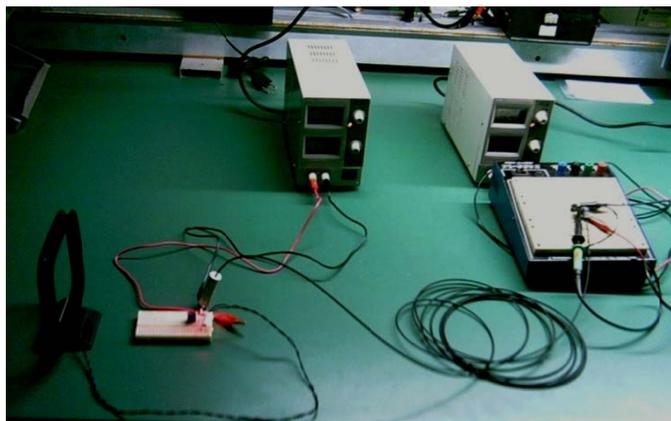


Figura 3.2 - Sistema experimental para sensor de campo eletromagnético de RF (1º estágio de desenvolvimento).

Dessa forma, o sinal de luz se propaga pela POF até a uma localização remota. A terminação da POF é acoplada com um fotodiodo de silício de alta velocidade (IF-D91) polarizado com 10 V (Figura 3.3). Nesses experimentos preliminares nenhuma amplificação é feita. As formas de onda são apresentadas na tela do osciloscópio.



Figura 3.3 - Fotodiodo IF-D91.

3.2.3 FORMA DE ONDA NO OSCILOSCÓPIO

A Figura 3.4 mostra o traço adquirido pelo osciloscópio quando o gerador emite um sinal de 2 MHz, mas a POF não está acoplada ao LED. Então, não há sinal luminoso incidindo no fotodiodo. Um sinal, de pequena amplitude, na frequência de 2 MHz é observado, porque há interferência das ondas de rádio nos cabos e fios não blindados do receptor óptico.

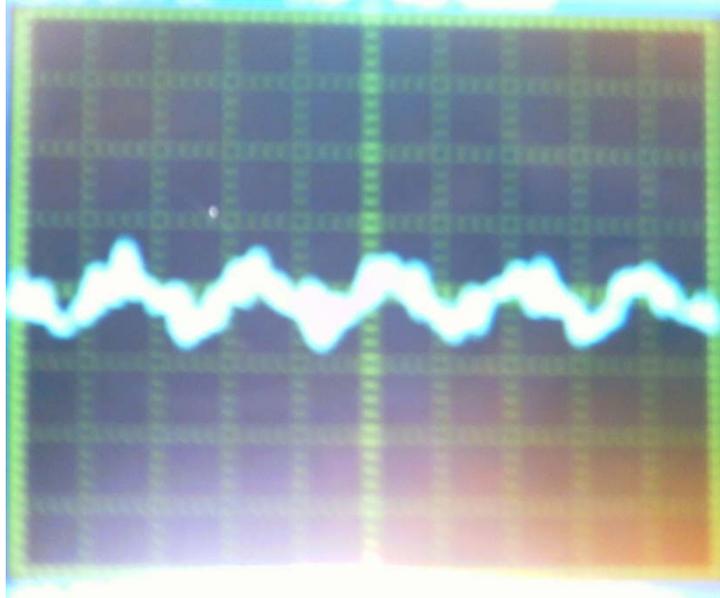


Figura 3.4 - Ruído associado ao sinal da sonda (1º estágio de desenvolvimento).

A Figura 3.5 mostra o traço obtido no osciloscópio quando o gerador de RF está ligado, mas a POF, agora, está acoplada para receber a luz emitida pelo LED. A onda senoidal de 2 MHz de frequência e a amplitude do sinal são observadas. O receptor óptico não está blindado. A amplitude máxima foi obtida pelo ajuste do capacitor variável. Nenhum procedimento calculando a média foi executado nas formas de onda adquiridas.

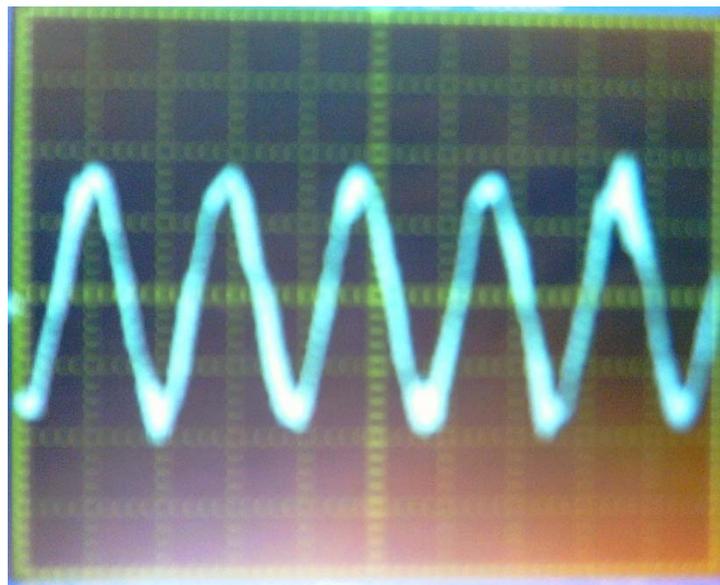


Figura 3.5 - Sinal de saída da sonda 2 mV/div - 0,25 μ s/div (fotografia da tela do osciloscópio-1º estágio de desenvolvimento).

3.2.4 COMPENSAÇÃO DA ATENUAÇÃO SEM PRÉ-AMPLIFICAÇÃO

Vários fatores como curvaturas, envelhecimento, variação de comprimento e novas conexões podem mudar a atenuação do enlace de fibra óptica plástica. Por isso, mesmo que a potência de RF fosse mantida constante, a tensão de RF (V_{RF}) do sinal óptico varia. Para aumentar a confiabilidade no sensor, uma técnica para compensação da variação da atenuação do enlace de POF é desejada (figura 3.6). No entanto, nenhum trabalho reportando compensação da variação da atenuação foi encontrado na revisão bibliográfica realizada nesta dissertação.

Um sinal óptico, não modulado, é também gerado porque o sinal de tensão V_{DC} ($> V_{limiar}$) de polarização é aplicado ao LED. Os sinais V_{RF} e V_{DC} variam na mesma proporção enquanto a atenuação da POF muda, mas V_{DC} não se modifica com o nível de amplitude do sinal de RF. O sinal incidente de RF produz um sinal de RF, opticamente modulado (V_{RF}), com fidelidade, fornecido pelo LED que opera em regime linear potência-corrente, devido à aplicação da tensão de polarização V_{DC} .

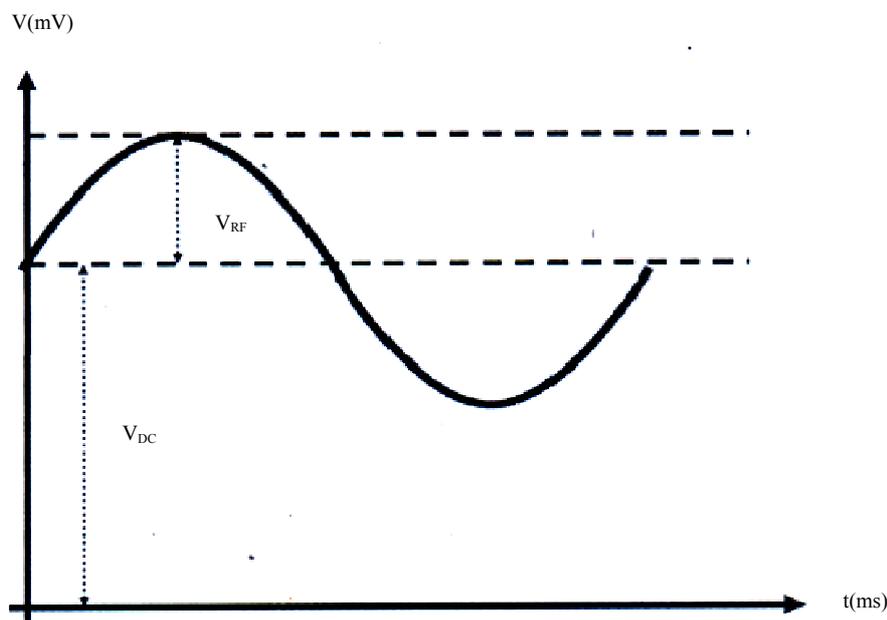


Figura 3.6 – Diagrama ilustrativo da técnica de compensação da variação da atenuação. Trata-se do sinal típico que pode ser observado num osciloscópio do sinal de saída do Rx. V_{DC} é o nível de tensão DC proporcional a luz CW emitida pelo LED em decorrência da aplicação da tensão de polarização. V_{RF} é o sinal em RF que aparece devido a incidência da onda de rádio. Quando há alguma variação na atenuação da fibra óptica plástica, V_{DC} e V_{RF} variam na mesma proporção e então V_{RF}/V_{DC} fica invariante se a potência de ondas de rádio incidente também o for (1º estágio de desenvolvimento).

A relação normalizada V_{RF}/V_{DC} produz uma medida robusta da amplitude do campo eletromagnético, ou seja, invariante desde que a potência de RF incidente não mude.

No primeiro experimento realizado, o sinal no fotodetector consistiu na superposição de duas componentes: V_{RF} , na frequência de 2 MHz e de V_{DC} da polarização DC do LED. Utilizando o recurso de acoplamento CA e CC do osciloscópio, ambas componentes foram medidas de forma separada e a razão V_{RF}/V_{DC} foi calculada. A Figura 3.7 mostra o gráfico da relação V_{RF}/V_{DC} até a atenuação de 3 dB, induzida pela curvatura no enlace de fibra óptica plástica. Cálculos estatísticos (equação 3.1) fornecem o valor de $1,416 \pm 0,055$ quando o nível de RF é mantido constante, enquanto a atenuação óptica varia até 3 dB [3]. Pode-se então notar que uma comparação de desvio padrão com a média produz o valor $< 4\%$.

$$Média = \sum \frac{V_{ac}/V_{dc}}{5} \quad (3.1)$$

$$Média = 1,416$$

$$Desvio\ padrão = \pm 0,055$$

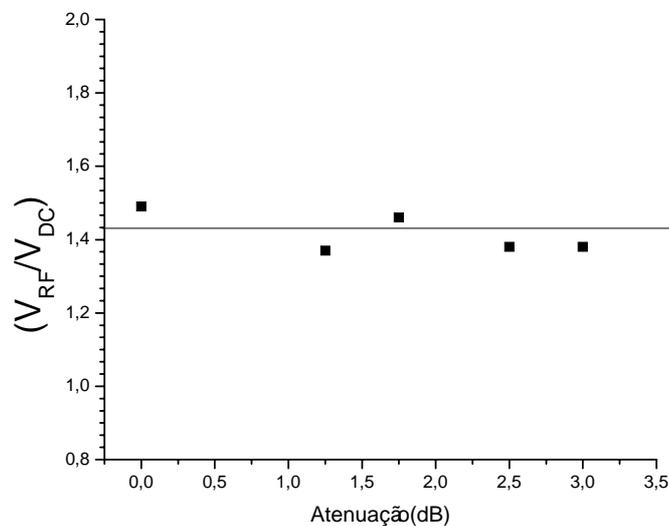


Figura 3.7 - Taxa do sinal V_{RF}/V_{DC} dependente da atenuação do enlace de POF (1º estágio de desenvolvimento)

Apesar da Figura 3.7 mostrar apenas 5 pontos, o método foi utilizado da mesma maneira em todas as fases de desenvolvimento e há coerência, nesses testes, em relação a manutenção da taxa do sinal V_{RF}/V_{DC} aproximadamente constante.

3.3 SEGUNDO ESTÁGIO DE DESENVOLVIMENTO

O primeiro estágio de desenvolvimento foi exploratório, com a intenção original de verificar se o TX funcionava. Em segundo lugar a sonda foi testada até 2 MHz pois estava disponível apenas um gerador limitado a frequência de 2 MHz. Em terceiro lugar utilizou-se um RX baseado num fotodiodo sem amplificação.

Nesse segundo estágio de desenvolvimento diversas melhorias foram propostas e, implementadas e testadas: Foi utilizado um gerador que permite frequências até 100 MHz, o RX foi implementado com um fotodiodo que possui pré-amplificação e para melhorar o acoplamento de luz na fibra óptica plástica o LED foi desbastado e polido.

3.3.1 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA.

A Figura 3.8 mostra esquematicamente o circuito equivalente da sonda optoeletrônica, para esse desenvolvimento, composta de uma antena de laço, cujo sinal alimenta um circuito optoeletrônico, que por sua vez é conectado a um receptor óptico através de 4,60 m de POF padrão (980/1000 μm e $\text{NA} = 0,50$) de PMMA.

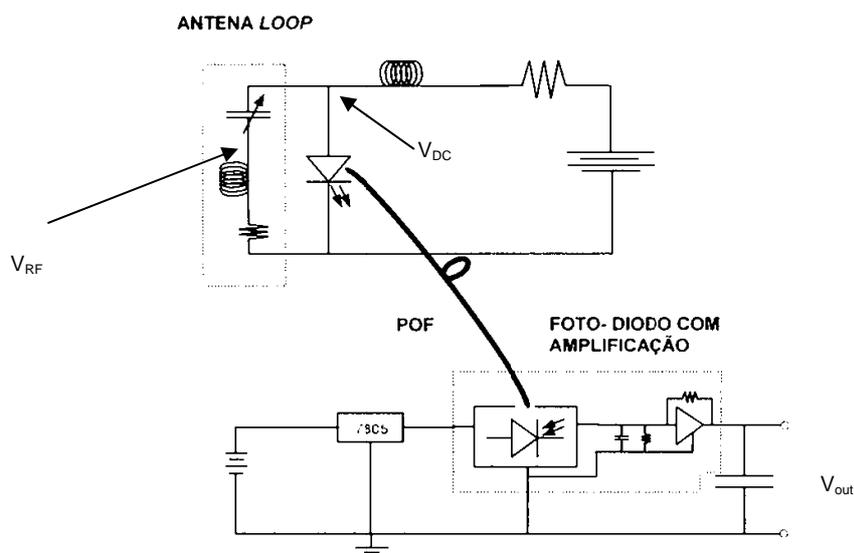


Figura 3.8 - Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica (2º estágio de desenvolvimento).

Uma antena de laço, que originalmente faz parte de um receptor comercial de rádio AM, é conectada a um LED de GaAlAs emitindo 3,5 cd @ 20 mA em torno de 660 nm com 25 nm de largura espectral, modelo B5b-436-30 da Laser Roithner (Viena, Áustria). A atenuação de potência da presente combinação POF + LED é de aproximadamente 1 dB enquanto que a POF apenas apresenta cerca de 2 GHz de largura de banda. A antena é eletricamente curta [24] até uma frequência de aproximadamente 8,6 MHz, pois $NC = 3,6 \text{ m} < \lambda/10$ onde N (número de espiras) = 8, C (comprimento do fio da antena) = 45 cm e λ está situado entre 750 m e 30 m. A indutância medida da antena é de 29 μH . Diversos capacitores discretos (cerâmicos) e variáveis são conectados, por vez, combinados ou não, em série, podendo cobrir de centenas de picofarads até décimos de picofarad. Desta forma, pode-se obter a ressonância do circuito entre 0,4 MHz e valores próximos de 40 MHz. A antena captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF, que é injetada e modula o LED. Entretanto, o sinal gerado pela antena é, em geral, muito fraco para vencer a barreira de potencial do LED (V_{limiar} é aproximadamente 1,7 V), então é necessário fornecer uma voltagem de polarização usando uma fonte ajustável ou uma bateria. Em boa parte dos experimentos, o LED é polarizado diretamente com V_{DC} aproximado em 3,7 V, bem acima do seu valor limiar. A resposta potência-corrente do LED torna-se bastante linear e sensível à corrente RF injetada em superposição à corrente DC de polarização. Isto garante a obtenção de um análogo do formato de onda fiel ao sinal de RF. A luz é acoplada diretamente do LED, com invólucro desbastado e polido, como na Figura 3.9, para a extremidade clivada da POF (*butt-coupling*).

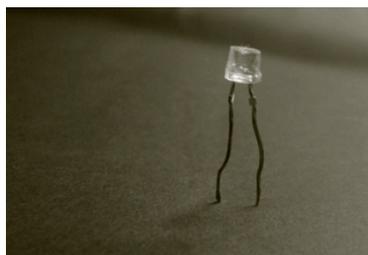


Figura 3.9 - LED desbastado e polido (2º estágio de desenvolvimento).

O receptor óptico constitui-se de um fotodiodo de Si com pré-amplificador integrado baseado num FET, modelo S6468-02 da Hamamatsu, com 35 MHz de largura de banda e 20 $\text{k}\Omega$ de ganho de transimpedância, implicando numa sensibilidade de 11 $\text{mV}/\mu\text{W}$. Uma janela de vidro protege a pastilha semicondutora de 0,8 mm de diâmetro, sendo que a extremidade clivada da POF é colocada em contato direto com a janela de vidro. Não se utiliza qualquer

micro-lente para focalizar a luz no fotodiodo. Cálculos geométricos estimam em aproximadamente 10 dB a perda na foto detecção. Um capacitor, na saída de sinal do fotodetector, elimina as auto-oscilações que surgem quando o fotodiodo é apenas polarizado. Os formatos de onda de sinais de rádio provenientes da modulação da portadora óptica entre 0,4 MHz e valores próximos a 40 MHz foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais TDS 2022B da Tektronix.

Para a realização dos testes com a sonda optoeletrônica, foi utilizado um gerador de formatos de onda arbitrários AFG3101 da Tektronix, diretamente conectado a uma antena de laço não-ressonante de mesmas dimensões que a antena utilizada na sonda. O gerador tem capacidade de entregar, no máximo, apenas 250 mW de potência a uma carga casada com 50 Ω . Não foram, então, feitos esforços no sentido de se obter transmissão de sinais de rádio com grande amplitude de campo magnético.

3.3.2 FORMATO DE ONDA TEMPORAL DO SINAL DE RF

A Figura 3.10(a) mostra um formato de onda da portadora óptica, como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de ondas em 3,96 MHz com as antenas de laço mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm.

Um capacitor mecânico, variável de valor adequado, é utilizado no circuito e ajustado até se obter uma condição próxima da ressonância. Um ajuste fino de ressonância é obtido na frequência de 3,96 MHz, variando a frequência do gerador de ondas. Um sinal bastante fiel à onda senoidal original pode aqui ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de dados de medida e cálculo de média foi aplicado. Portanto os formatos de onda são obtidos em tempo real.

Em todas as medidas, a conexão óptica entre o LED e a POF é desfeita, para que a autenticidade do sinal seja confirmada. Neste último caso, sempre se observa apenas uma linha de base (nível de ruído) no osciloscópio, com cerca de 1,7 mV pico-a-pico, conforme mostrado na Figura 3.10(b). A Figura 3.10(c) mostra o gráfico da Transformada Rápida de Fourier (FFT) a partir do formato de onda da Figura 3.10(a). Pode-se notar a presença de um pico em 3,96 MHz e outro em 7,92 MHz (segundo harmônico) cerca de 40 dB abaixo da amplitude do primeiro, que por sua vez encontra-se também cerca de 50 dB acima do nível de ruído. Isto atesta a pureza do sinal senoidal obtido pela sonda [23].

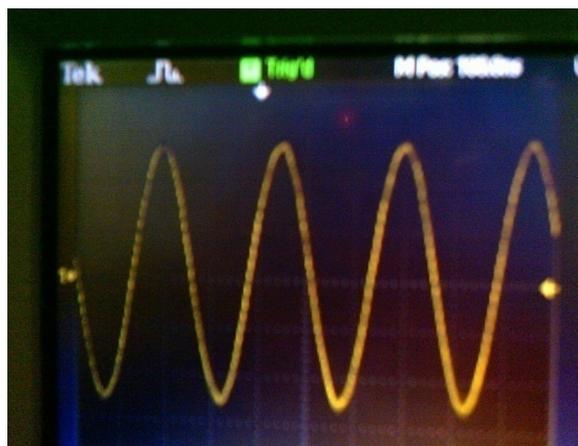


Figura 3.10 (a) - Formato de onda no osciloscópio (5 mV/div e 100 ns/div) do sinal de RF em 3,96 MHz demodulado no tempo (2° estágio de desenvolvimento)..

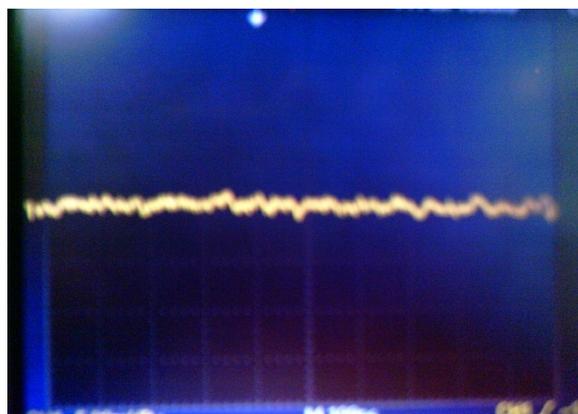


Figura 3.10 (b) - Linha base com acoplamento óptico desfeito (2° estágio de desenvolvimento)..

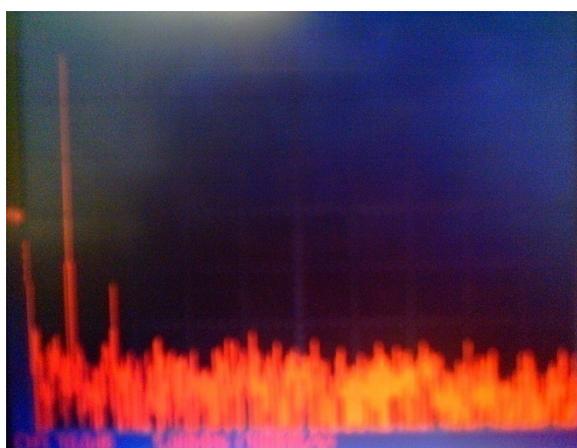


Figura 3.10 (c) - FFT do sinal (10 dB/div e 5 MHz/div) (2° estágio de desenvolvimento)..

Comparando os formatos de onda gerados pela sonda, neste estágio de desenvolvimento com resultados obtidos no estágio anterior, quando apenas um fotodiodo de silício (sem pré-amplificador) era utilizado para o dispositivo operando em 2 MHz [3], observa-se um aumento de cerca de 26 dB na amplitude de sinal.

A Figura 3.11(a) mostra o formato de onda da portadora óptica como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de ondas em 30,9 MHz (início da faixa VHF) com as antenas de laço mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. A Figura 3.11(b) mostra o nível de ruído no domínio do tempo com uma amplitude máxima próxima a 1,5 mV pico-a-pico. Comparando as amplitudes dos oscilogramas das Figuras 3.11(a) e 3.11(b), pode-se inferir uma relação sinal-ruído maior que 8,5 dB. A Figura 3.11(c) mostra o gráfico da Transformada Rápida de Fourier (FFT) a partir do formato de onda mostrado na Figura 3.11(a). Pode-se notar a presença de um único pico em 30,9 MHz, cerca de 13 dB acima do nível de ruído, que pode ser atribuído como sendo a relação sinal-ruído correspondente.



Figura 3.11 (a) - Formato de onda no osciloscópio (2 mV/div e 25 ns/div) do sinal de RF em 30,9 MHz demodulado no tempo (2º estágio de desenvolvimento).



Figura 3.11 (b) - Linha de base com acoplamento óptico defeito para o sinal de 30,9 MHz (2º estágio de desenvolvimento)..



Figura 3.11 (c) - FFT do sinal (10 dB/div e 25 MHz/div - 2º estágio de desenvolvimento) .

A sonda foi capaz de detectar e mostrar formatos de onda senoidais com até 43 MHz (VHF) de frequência, mesmo utilizando um LED do tipo emissor de superfície e um fotodiodo com pré-amplificador integrado com frequência de corte nominal de -3 dB em 35 MHz.

3.3.3 MEDIDA DA FAIXA DINÂMICA

A Figura 3.12 mostra a medida da amplitude de voltagem pico-a-pico (mV) em função da distância entre as antenas de laço em unidades de λ . O referido sinal numa frequência de 2,42 MHz é medido na tela do osciloscópio (similar ao mostrado na Figura 3.8).

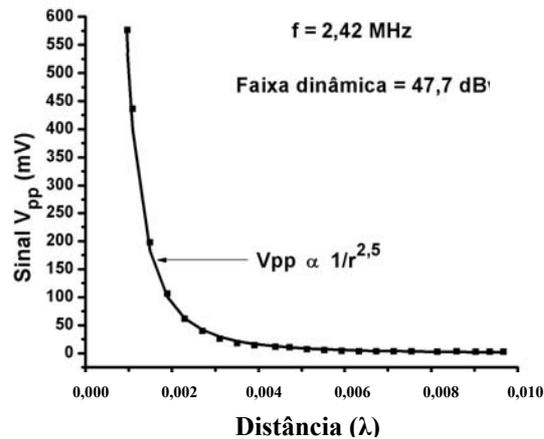


Figura 3.12 - Sinal de amplitude de voltagem pico-a-pico em função da distância (12-120 cm) entre as antenas de laço operando em 2,42 MHz no campo-próximo, em unidades de comprimento de onda (2º estágio de desenvolvimento).

As medidas foram feitas a partir de 12 cm de distância entre as antenas, até a maior distância possível (120 cm) nas mesmas condições, de forma que a amplitude de sinal ficasse bem próxima da amplitude de ruído (cerca de 1,7 mV).

Os sinais de amplitude de voltagem medidos são proporcionais à amplitude do campo magnético capturado pela antena de laço da sonda que opera em regime de campo-próximo. Para tal, é teoricamente [36] prevista uma dependência proporcional a $1/r^3$, onde r é a distância entre as antenas. O resultado experimental mostrou uma dependência com aproximadamente $1/r^{2,5}$ que, embora discrepante, mostra que não se trata do regime em campo-distante, onde uma dependência $1/r$ seria obtida. A partir do maior e do menor valor de amplitude de voltagem possível de medir, obtém-se a faixa dinâmica de operação da sonda como sendo de 47,7 dB.

3.3.4 MEDIDA DE RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

A Figura 3.13 mostra a resposta em frequência da sonda operando entre 0,4 MHz e 9,0 MHz com as antenas operando no regime de campo-próximo, distando entre si 33,5 cm. A tensão V_{pp} foi medida na saída da sonda (acoplamento com osciloscópio)

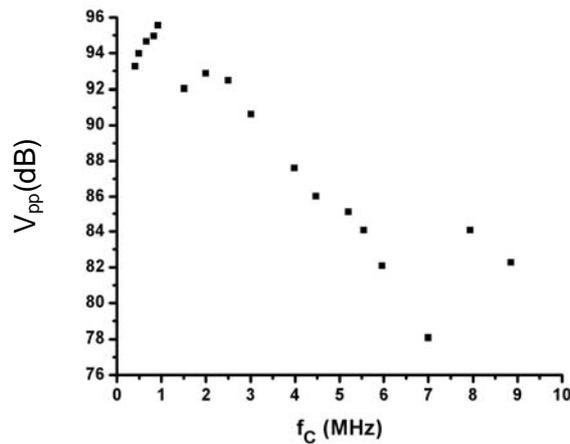


Figura 3.13 - Resposta em frequências da sonda optoeletrônica combinada com a radiação emitida pela antena de laço transmissora operando em campo-próximo (33,5 cm de distância entre as antenas) na faixa 0,4 - 9,0 MHz (2º estágio de desenvolvimento).

Na realidade, o gráfico da Figura 3.13 mostra a resposta em frequência do par de antenas de laço utilizadas. As antenas foram mantidas alinhadas, uma vez que o desalinhamento causou perdas na eficiência do sinal transmitido. Portanto, tal comportamento não é atribuído à sonda por si só. Observa-se que a sensibilidade da sonda, diretamente ligada ao fator da antena (*antenna factor*), é máxima dentro da faixa AM de rádio-difusão, pois a antena de laço utilizada foi originalmente projetada para a referida faixa. Os capacitores de sintonização permitem fazer a sonda ressonar em mais altas frequências, entretanto com desempenho (em dB_μ) linearmente decrescente numa taxa de 3,1 dB/MHz à medida que a frequência aumenta. Esta perda de desempenho deve-se, provavelmente, a diversos fatores adicionais à antena de laço, como a resposta em frequência do LED e as perdas nos capacitores. Com o mesmo capacitor de ressonância, pode-se observar um sinal de amplitude de tensão > 6 dB acima do ruído até 10,2 MHz.

3.3.5 MEDIDA DE COMPENSAÇÃO DA ATENUAÇÃO COM O FOTODIODO COM PRÉ-AMPLIFICAÇÃO

Ainda que o nível de potência de RF incidente se mantenha constante, a amplitude de modulação (V_{RF}) sobre a portadora óptica vista no osciloscópio irá variar se a atenuação da POF também variar. Seria, então, impossível saber se foi o nível de RF que variou e de quan-

to. No sentido de aumentar a confiabilidade da sonda, torna-se necessário rever a técnica de medida da compensação da atenuação, uma vez que, agora, é inserido na sonda um fotodetector com pré-amplificação. Essa técnica foi demonstrada inicialmente na seção 3.2.4

Observa-se, no osciloscópio, que o sinal foto-detectado é de fato uma superposição das componentes V_{RF} e V_{DC} . As mesmas são, então, medidas separadamente, a razão V_{RF}/V_{DC} é calculada e cada valor é marcado no gráfico mostrado pela Figura 3.14, 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 de laço operando em 2,42 MHz são ainda fixadas numa distância de 33,5 cm entre si, ao invés de 2 MHz e 14 cm [3]. A razão para manter essa distância foi apenas por limitação de espaço em laboratório e também para estabelecer um padrão de comportamento do sistema. O método estatístico utilizado foi semelhante ao da equação 3.1 [3].

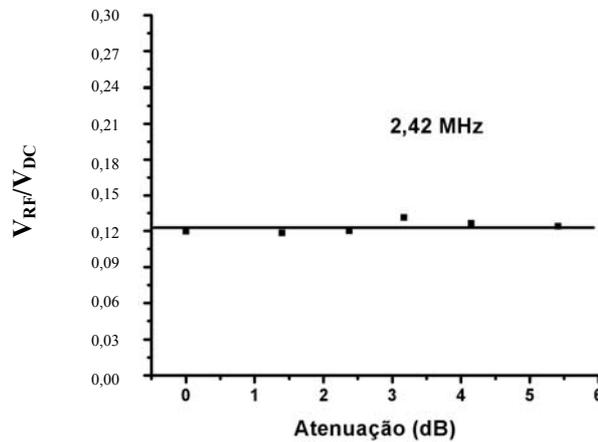


Figura 3.14 - Gráfico da dependência da razão V_{RF}/V_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas (2º estágio de desenvolvimento).

3.4 TERCEIRO ESTÁGIO DE DESENVOLVIMENTO

Para o terceiro estágio de desenvolvimento da sonda optoeletrônica foi utilizado uma fibra óptica plástica de 4,60m, porém diferentemente dos estágios anteriores, essa fibra já vem acoplada ao LED. Nesse estágio o LED é substituído por um SpotLED. Também é incorporada ao sistema uma blindagem para reduzir a captação de ruídos por elementos de circuito da sonda.

3.4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DA SONDA – O PROTÓTIPO

A Figura 3.15 mostra, esquematicamente, o circuito equivalente da sonda optoeletrônica, para esse estágio de desenvolvimento. A antena de laço alimenta o circuito da sonda optoeletrônica (Tx) ligada ao receptor óptico (Rx) com 4,60 m de POF padrão (980/1000 μm e $\text{NA} = 0,50$).

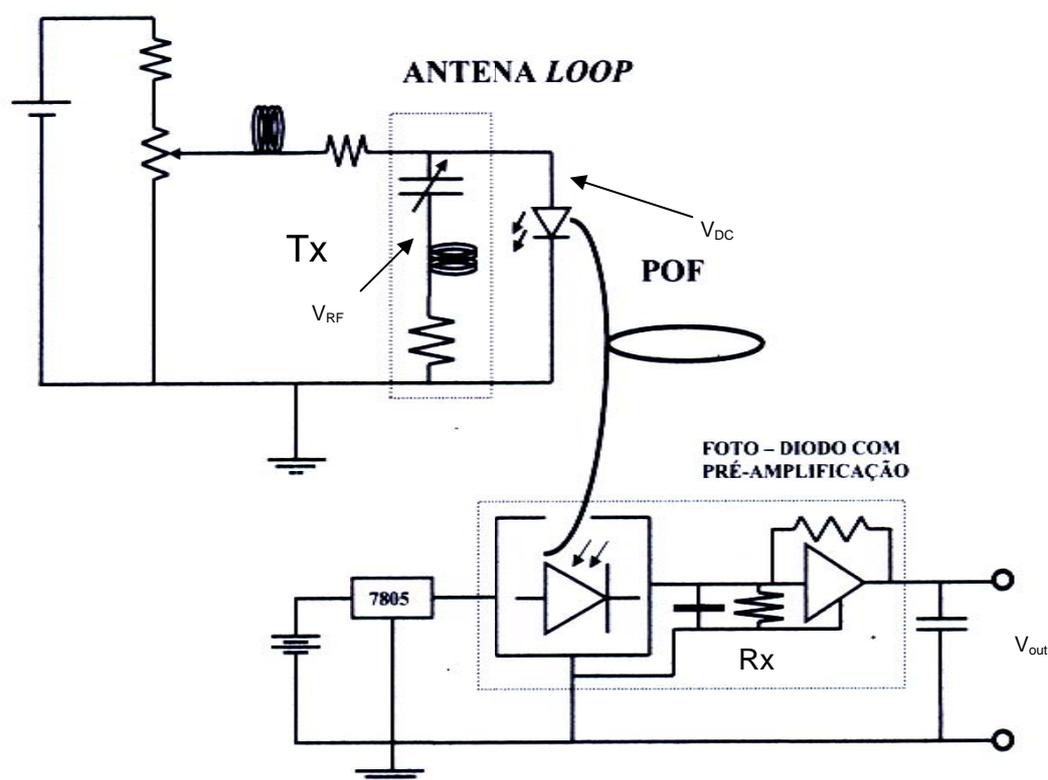


Figura 3.15 - Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica (3º estágio de desenvolvimento)

O transmissor é constituído de uma antena de laço comercial conectada a um SpotLed, da DieMountGmbH, emitindo em torno de 650 nm acoplado com 4,60 m de POF de PMMA [4]. A perda óptica da combinação POF + LED é de aproximadamente 1 dB (excluindo a perda óptica do acoplamento). A POF tem uma largura de faixa de aproximadamente 2 GHz. O SpotLED é particularmente interessante porque esse acoplamento com a POF eleva a potência óptica e fornece uma rápida resposta em frequência. Uma pequena pastilha semicondutora é colocada no foco de um pequeno espelho parabólico ajudando na reflexão em um núcleo de plástico. Tal arranjo é capaz de produzir um feixe colimado de $\pm 4^\circ$ de divergência. A luz é

acoplada no interior da POF com uma eficiência relativamente alta (4,0 mW @ 20 mA). O SpotLED tem uma largura espectral de 21 nm [37].

A antena captura o fluxo do campo magnético e cria, assim, uma corrente de RF que é injetada e modula o SpotLED. Entretanto, o sinal gerado pela antena é insuficiente para vencer a barreira de potencial do SpotLED. Consequentemente, essa é a primeira razão para aplicar, sempre, conforme já dito em 3.3.1, uma tensão de polarização V_{DC} usando uma fonte DC ajustável ou uma bateria. A resposta potência-corrente do LED torna-se muito mais linear [37] e sensível a corrente de RF injetada em superposição com o sinal DC. O sinal de rádio é diretamente modulado pela portadora óptica. Embora a portadora de rádio pudesse ser modulada digitalmente, nesse trabalho apenas ondas senoidais na escala de MHz foram testadas. A transmissão analógica requer conversões óptica/elétrica e elétrica/óptica no transmissor e no receptor, respectivamente.

O fotodiodo polarizado reversamente mostra uma resposta altamente linear na conversão óptica/elétrica. A fonte óptica é, propriamente, um diodo. Se for alimentado apenas por um sinal senoidal de RF, o sinal óptico será um sinal retificado em meia onda com um comportamento não linear. Consequentemente o diodo deve ser polarizado com uma tensão acima da tensão de limiar. Esses valores variam com o comprimento de onda emitido. A fim de conseguir um valor máximo do sinal óptico senoidal, o V_{DC} deve ser ajustado de forma equidistante entre os valores da tensão de limiar e da tensão máxima capaz de produzir 30 mA de corrente, que é, normalmente, o valor recomendado pelos fabricantes de LED. Dessa forma o LED gera um sinal análogo óptico correspondente a um sinal de RF de 15 mA de amplitude.

Níveis mais altos são possíveis, mas não são recomendados porque reduzem a vida útil do LED. Entretanto outro problema foi levantado. Quando o LED é polarizado diretamente pela tensão V_{DC} , um sinal óptico em onda contínua, dependendo da intensidade gerada, satura o fotodiodo, tornando a sonda incapaz de realizar medições. Se um nível adequado de atenuação for aplicado no enlace, de fato, o fotodetector sairá do regime de saturação, mas o sinal modulado em RF será atenuado na mesma proporção. Desta forma, é necessário aplicar ao LED uma tensão V_{DC} otimizada, para que a sonda combine máxima sensibilidade, linearidade e faixa dinâmica de operação.

O osciloscópio também permite a realização da transformada rápida de Fourier no formato de onda detectado. A FFT permite mostrar o espectro do sinal e a pureza espectral das emissões de rádio de fontes em campo-distante.

A Figura 3.16 apresenta duas fotografias, (a) a unidade de captura do sinal de RF (Tx) e sua transdução para um sinal óptico modulado, (b) o receptor óptico (Rx) que realiza a fotodetecção e a pré-amplificação da portadora modulada. O receptor pode ser diretamente conectado ao osciloscópio ou a um analisador de espectro elétrico. As unidades, transmissora e receptora, devem ser conectadas entre si com certo comprimento de POF para compor o protótipo completo da sonda optoeletrônica.

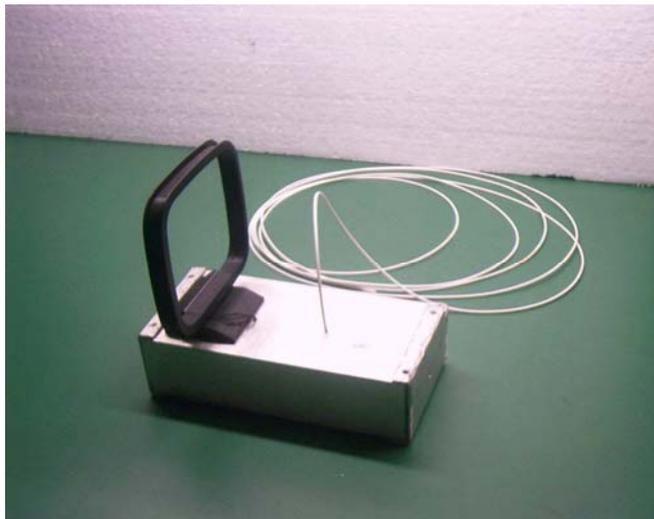


Figura 3.16 (a) - Unidade de captura do sinal de RF (Tx) e sua transdução para um sinal óptico modulado (3° estágio de desenvolvimento).

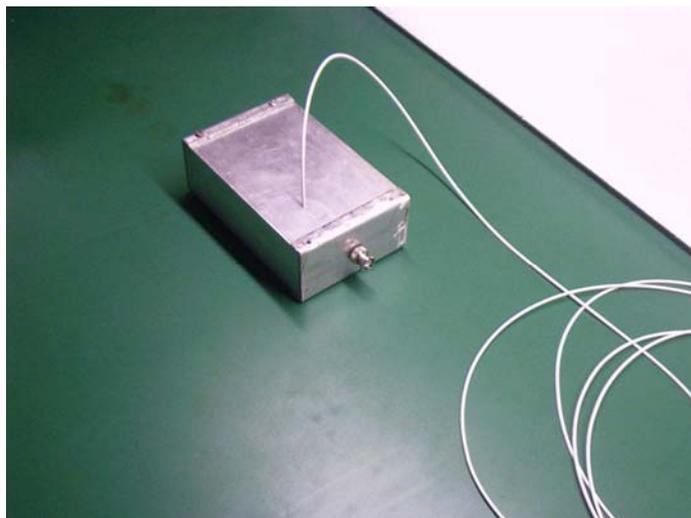


Figura 3.16 (b) - Receptor óptico (Rx) que realiza a fotodetecção e a pré-amplificação da portadora modulada (3° estágio de desenvolvimento).

3.4.2 CARACTERIZAÇÃO DO SPOTLED

O gráfico da Figura 3.17 mostra a tensão de limiar do SpotLED vermelho em 1,7 V. Na Figura 3.18 é apresentada a largura de banda elétrica da combinação SpotLED + fibra óptica e fotodetector com pré-amplificação S6468-02 (receptor óptico). As medidas foram gravadas usando o método do domínio da frequência [28]. Através da Figura 3.18 a largura de banda elétrica (-6 dB) do sistema dada por $B_{sis} = 6$ MHz é obtida. A largura de banda do LED (B_{LED}) para o SpotLED vermelho pode ser calculada por [6].

$$\frac{1}{B_{sis}^2} = \frac{1}{B_{LED}^2} + \frac{1}{B_{fibra}^2} + \frac{1}{B_{PD}^2} \quad (3.2)$$

A largura de banda do fotodiodo amplificado é $B_{PD} = 35$ MHz, fornecido pelo fabricante. Para combinações SpotLED + POF, menores que 1 metro, com o fotodiodo a largura de banda da fibra (B_{fibra}) é maior que 10 GHz [28]. Entretanto, o SpotLED vermelho apresenta apenas $B_{LED} = 6,1$ MHz de largura de banda. Deve ser lembrado que a banda elétrica de -6 dB é igual à banda óptica de -3 dB.

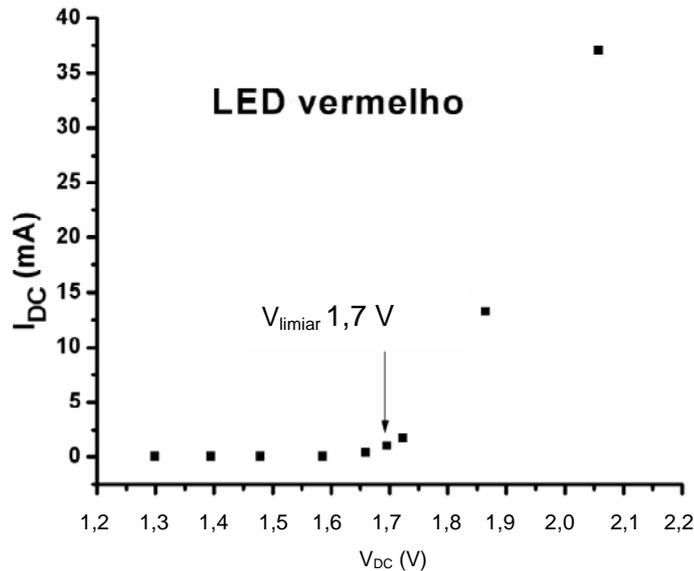


Figura 3.17 - Tensão de limiar do SpotLED vermelho em 1,7 V (3º estágio de desenvolvimento).

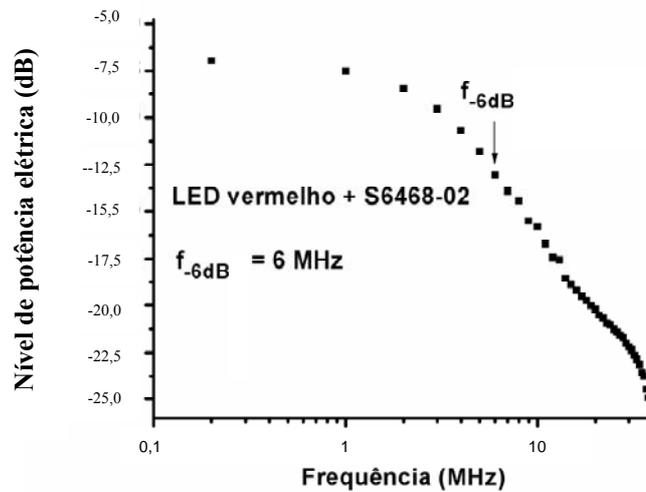


Fig 3.18 - Medida da largura de banda da combinação POF-SpotLED com fotodiodo (3º estágio de desenvolvimento).

3.4.3 FORMATOS DE ONDA E ESPECTRO SOBRE A PORTADORA ÓPTICA

A Figura 3.19 mostra a forma de onda da portadora óptica correspondente a uma excitação senoidal de RF com frequência de 2,515 MHz. Um capacitor comum (220 pF) é usado no circuito mostrado na Figura 3.14. A sintonia, com precisão, da frequência de ressonância é realizada ajustando a frequência do gerador em 2,515 MHz. A excitação da onda senoidal com alta fidelidade do sinal pode ser observada. Nenhum procedimento de armazenamento de dados ou cálculos de média foi realizado. As formas de onda são mostradas em tempo real.

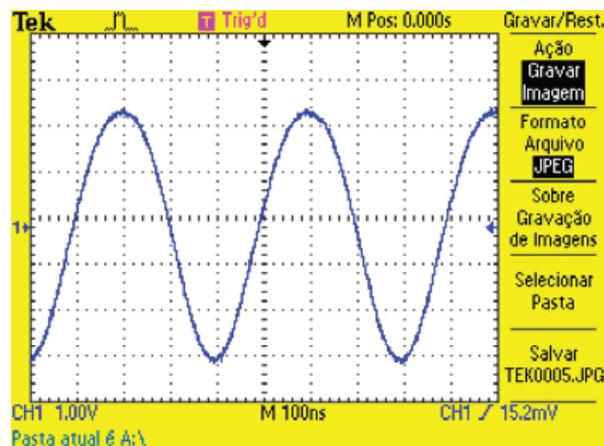


Figura 3.19 - Formato de onda no osciloscópio (100 mV/div e 100 ns/div - 3º estágio de desenvolvimento).

Em todas as medidas, o gerador de RF é momentaneamente desligado para comprovar a autenticidade do sinal. Após esse procedimento, sempre é observado, na linha base do osciloscópio, o nível de ruído com menos de 1 mV pico-a-pico de amplitude, mostrado na Figura 3.20. Isso será explicado com mais detalhes adiante. Tal ruído é principalmente causado devido a emissões de rádios remotas que podem ser captadas pela sonda e, assim, não podem ser obstruídas pela blindagem do receptor óptico.

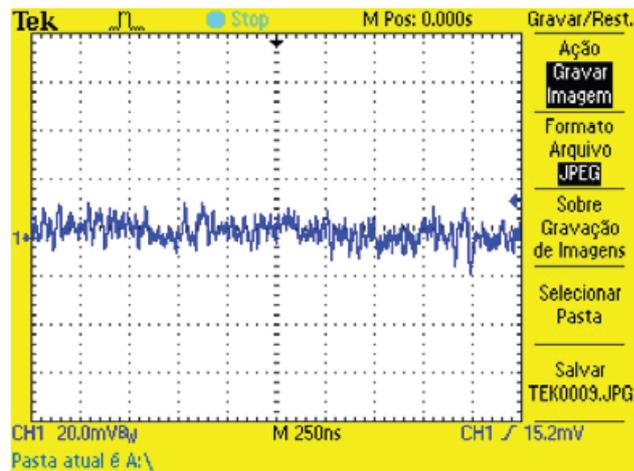


Figura 3.20 - Linha base no gerador de RF desligado (2mV/div e 250 ns/div - 3º estágio de desenvolvimento).

A Figura 3.21 mostra a FFT da forma de onda relativa à Figura 3.19. Isso pode ser observado pelo pico de 2,515 MHz e outro de 5,03 MHz (segundo harmônico) aproximadamente 22 dB abaixo da amplitude do sinal da frequência fundamental. O sinal da frequência fundamental está 46 dB acima do nível de ruído. O harmônico, contido no sinal, pode ser reduzido se o sinal de rádio incidente, gerado no campo-próximo, tiver baixa amplitude para evitar respostas não lineares do SpotLED.

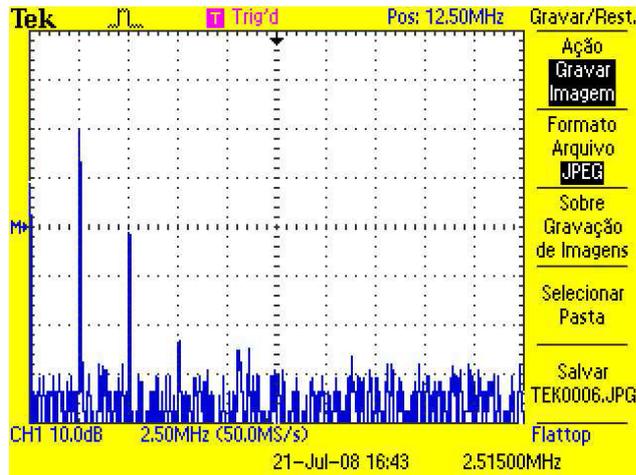


Figura 3.21 - FFT do sinal (10 dB e 2,5 MHz/div – 3° estágio de desenvolvimento).

A Figura 3.22 mostra a medida resultante da sintonização da largura de banda óptica de -3 dB (ou largura de banda elétrica de -6 dB) na frequência de ressonância de 2,515 MHz. Essa medida de 518 kHz de largura de banda é metade da máxima tensão em amplitude que é proporcional à potência óptica. O valor é relativamente grande, quando comparado com os poucos kHz da banda característica das antenas de laço, quando operando apenas eletricamente e com casamento de impedância [38]. Essas medidas permitem estimar um fator de qualidade de $Q = 2,5$, porque no circuito de captura/transdução não há casamento resistivo de impedância [38]. Consequentemente, usando um capacitor fixo, a sonda fornece resposta em banda larga nas menores frequências da banda de MF.

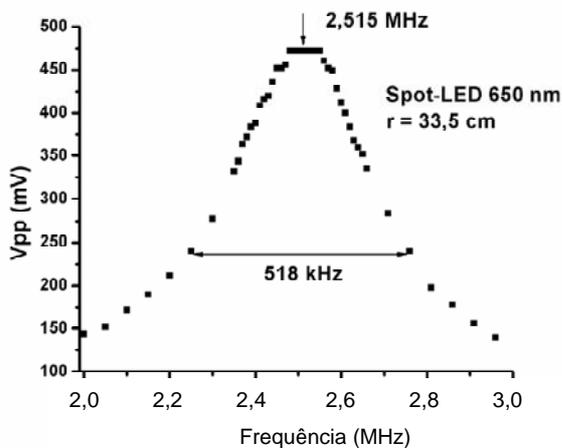


Figura 3.22 - Banda de sintonia de 518 kHz da sonda em torno da frequência de ressonância de 2,515 MHz. (3° estágio de desenvolvimento)

Tendo a sonda a mesma configuração, com V_{DC} ligado, mas com o gerador de RF desligado pode ser observado, no domínio da frequência, a detecção do sinal gerado em campo-distante (Figura 3.23) A presença de três bandas, aproximadamente 10 dB acima do nível do ruído, pode ser observada. A primeira banda está centrada em 2,5 MHz e é devida aos sinais de rádio AM. A segunda e a terceira banda estão centradas em 6,5 MHz e 13,5 MHz, respectivamente. A banda de 13,5 MHz, provavelmente, é devida a comunicações marítimas, considerando o fato de o laboratório estar localizado próximo à costa marítima. No curso dos experimentos também foram observadas algumas instabilidades na amplitude de tais bandas, devido a fenômenos de propagação de ondas de rádio [21].

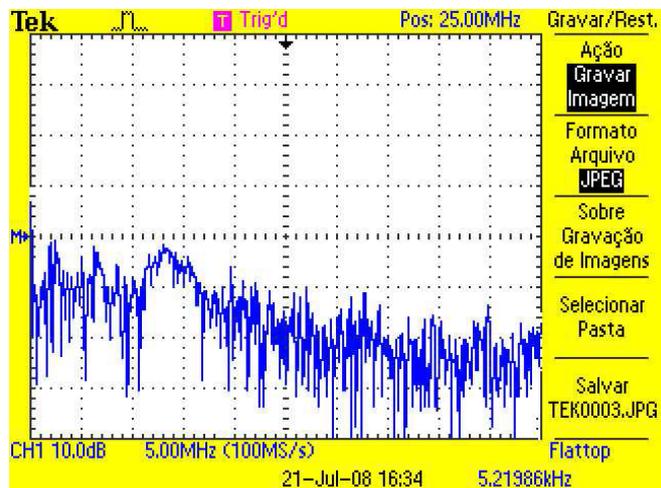


Figura 3.23 - FFT do ruído com o gerador de RF desligado (3° estágio de desenvolvimento).

A Figura 3.24 mostra a FFT de sinal, similar ao da Figura 3.22, mas com o gerador de RF ligado a mesma tensão de 100 mV. É observado um sinal com um pico em 2,515 MHz, 22 dB acima do nível da banda de AM.

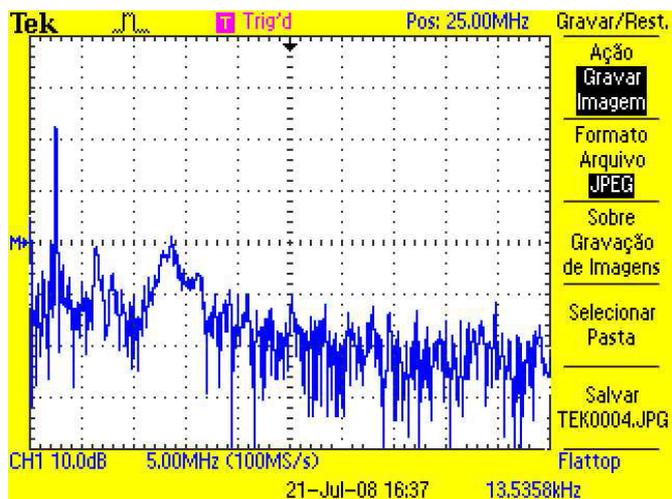


Figura 3.24 - FFT do ruído com o gerador de RF ligado em 100 mV e 2,515 MHz (10 dB e 5 MHz/div - 3º estágio de desenvolvimento).

O capacitor, para ressonância mostrada no circuito de antena de laço, na parte superior da Figura 3.15, agora é trocado para um valor de 4 nF para fazer o transmissor ressonar próximo da frequência de 1 MHz. O gerador de RF é desligado. As Figuras 3.25(a) e 3.25(b) mostram o sinal da FFT detectado em tempo real e com média de 128 amostras. Usando a FFT, em tempo real, também é mostrada na Figura 3.25(a) a presença de uma frequência de cerca de 1 MHz que certamente corresponde a transmissão de AM comercial e pode ser observada. Consequentemente a sonda está trabalhando em regime de campo-distante. Para obtenção da Figura 3.25(a) o recurso de média do osciloscópio foi utilizado nesse momento, para aquisição e cálculo das 128 amostras. Fica então confirmada a autenticidade do sinal na banda de AM, pois é obtido um aumento na relação sinal-ruído.



Figura 3.25 (a) - FFT do sinal em campo-distante capturado pela sonda ressonante em torno de 1 MHz em tempo real (3º estágio de desenvolvimento)



Figura 3.25 (b) - FFT do sinal em campo-distante capturado pela sonda ressonante em torno de 1 MHz promediado com 128 amostras (3º estágio de desenvolvimento).

Utilizando um capacitor de 0,5 pF no circuito da Figura 3.15 , a sonda é sintonizada para operar valores próximos de 37 MHz. De fato, a Figura 3.19 mostra a forma de onda da portadora óptica modulada no osciloscópio, que corresponde a uma excitação de 36,8 MHz (banda de VHF). Uma vez mais, similarmente ao que é mostrado na Figura 3.20, o nível de ruído no domínio do tempo é medido e sua amplitude máxima é de aproximadamente 0,9 mV de pico-a-pico. Comparando os níveis entre as formas de onda mostradas nas Figuras 3.26(a) e 3.20 (nível de ruído), a relação sinal/ruído é melhor que 32 dB, o que pode ser calculado. A Figura 3.26(b) mostra a FFT da forma de onda mostrada na Figura 3.26(a). Pode ser observado a presença do pico em 36,8 MHz, 38 dB acima do segundo harmônico e 54 dB acima do nível de ruído.

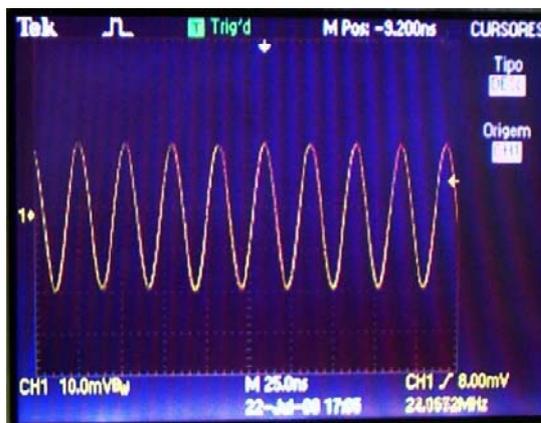


Figura 3.26 (a) - Formato de onda no osciloscópio (10 mV/div e 25 ns/div) do sinal de RF em 36,8 MHz demodulado no tempo (3º estágio de desenvolvimento).

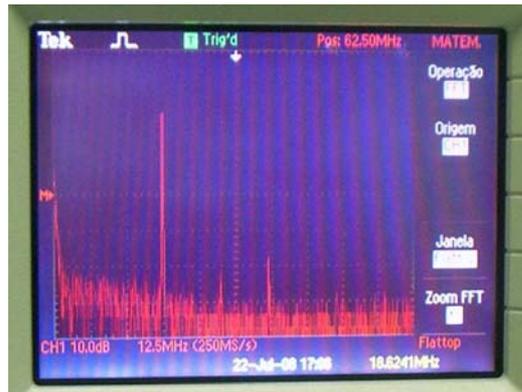


Figura 3.26 (b) - FFT do sinal (10 dB/div e 12,5 MHz/div - 3º estágio de desenvolvimento).

Deve ser enfatizado que a sonda é capaz de detectar e mostrar formas de ondas senoidais para frequências de 36,8 MHz (VHF) usando LED de iluminação (largura de banda de 6,1 MHz) e um receptor de 35 MHz. Embora não seja mostrado nesse trabalho, a sonda, com a configuração atual (exceto pelo capacitor de sintonia), detectou frequências de rádio com valores superiores a 40 MHz.

3.4.4. MEDIDAS DE FAIXA DINÂMICA E SENSIBILIDADE

A Figura 3.27 mostra a medida de amplitude de tensão pico-a-pico com a tensão do gerador de ondas selecionada entre 0,02 V e 10 V. O sinal de 2,515 MHz de frequência é medido através do osciloscópio (similar ao mostrado na Figura 3.19). Utilizando regressão linear, a função $V_{pp}(mV) = 4,32 + 48,76 \cdot V_g (V)$ é a equação da reta que melhor se ajusta aos pontos experimentais. Para medidas abaixo de $V_g = 0,02$ V, o sinal V_{pp} é medido abaixo do nível de ruído (aproximadamente 0,9 mV). A amplitude pico-a-pico dos sinais medidos é proporcional ao campo magnético capturado pela antena de laço em operação de campo-próximo. A sonda é capaz de detectar um campo magnético mínimo estimado em 1,73 nA/cm, de acordo com a equação 2.4, considerando $R_g \gg \gg \gg R_r + R_L$, onde: $V_g = 0,002$ V, $S = 11,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$, $R_g = 50 \Omega$, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ onde $f = 2,515$ MHz, $L = 31 \cdot \mu\text{H}$, $a = 7,49 \cdot 10^{-2}$ m, $r = 33,5$ cm, correspondendo para o campo-distante à uma densidade de potência equivalente a, aproximadamente, $1,13 \text{ fW/cm}^2$. Esses valores podem ser comparados com valores detectados e reportados na literatura, como $10 \mu\text{A/cm}$ e 38 nW/cm^2 , mas operando em frequências de 50 MHz [3]. Por isso, pode ser estimado que o campo magnético em campo-próximo possa ser detectado com

uma amplitude cerca de 5000 vezes menor que o reportado em [3], mas nesse caso com frequência de ressonância de 2,515 MHz.

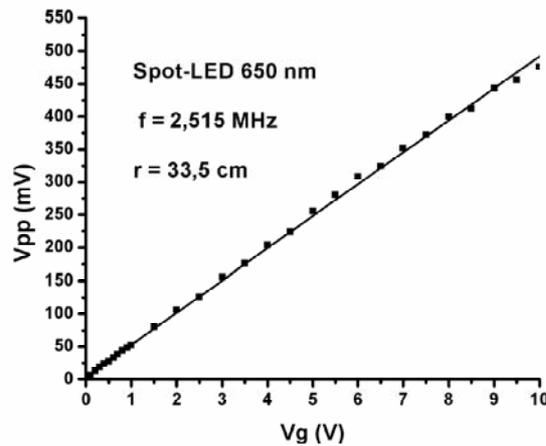


Figura 3.27 - Sinal da amplitude de tensão pico-a-pico (V_{pp}) fornecida pela sonda ao osciloscópio em função da alimentação V_g .

O menor campo magnético de campo-próximo detectado em 2 nA/cm, possui campo elétrico distante equivalente de 0,075 mV/m. A referência [39] descreve a detecção mínima de 30 mV/m, porém numa faixa plana de frequências entre 30 MHz – 3 GHz.

Em campo-próximo, a sonda, aqui descrita, apresenta uma faixa dinâmica de operação estimada em 54 dB. Nas medidas em campo-distante (Figura 3.24) a faixa dinâmica é de aproximadamente 40 dB (correspondente a $V_g = 100$ mV) + 22 dB = 62 dB. Ainda considerando o campo-distante e com base na mesma Figura 3.23, pode-se estimar a amplitude de campo magnético detectada de 0,8 nA/cm proveniente da banda de AM [21].

3.4.4.1 COMPENSANDO A VARIAÇÃO DA ATENUAÇÃO DO ENLACE DE POF

A técnica proposta para a compensação da atenuação do enlace de POF foi apresentada na seção 3.3.5.

Foi observado, no osciloscópio, que o sinal foto-detectado é a superposição das componentes V_{RF} e V_{DC} (Figura 3.6). Essas componentes são medidas separadamente, a razão V_{RF}/V_{DC} é calculada e cada valor obtido é marcado no gráfico mostrado na Figura 3.28. A atenuação do enlace de POF varia de 0 dB a 6,6 dB enquanto o nível do sinal de RF se mantém constante. As antenas de laço estão operando na frequência de 6,87 MHz.

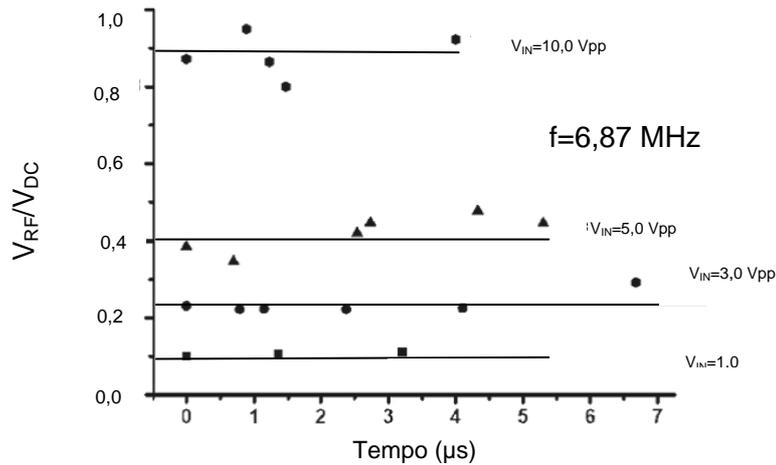


Figura 3.28 - Dependência da razão V_{RF}/V_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 6,87 MHz para a distância de 33,5 cm de distância entre as antenas de laço (3º estágio de desenvolvimento).

A Figura 3.28 mostra o gráfico da razão V_{RF}/V_{DC} quando a POF é dobrada para gerar perdas na fibra, de 0 dB até 6,6 dB. O nível de potência de RF é variado com a tensão V_g , do gerador, igual a 1 V, 3 V, 5 V e 10 V. O gráfico mostrou um excelente resultado para tensões superiores a 3 V, correspondendo a um campo magnético maior que os originados da emissão de campos-distantes. Mesmo com o enlace da fibra sendo atenuado até 3 dB a relação V_{RF}/V_{DC} permanece quase inalterada. Quando o campo magnético é colocado com o máximo valor permitido pelo arranjo experimental (correspondente a V_g maior que 10 V), os resultados não são aceitáveis. A partir de V_g menor que 3 V, cálculos estatísticos fornecem o mesmo desvio padrão de V_{RF}/V_{DC} que o obtido em [39].

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS

4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O trabalho foi motivado, inicialmente, pela necessidade de detectar e quantificar vazamentos de sinais de microondas em equipamentos e guias de ondas que compõem sistemas de radar de vigilância aérea. Essa iniciativa se juntou ao interesse e decisão do grupo do LaCOP em desenvolver trabalhos na área de *Radio-over-Fiber* (RoF) sob uma perspectiva sistêmica, e também com foco no projeto e construção de circuitos híbridos RF/optoeletrônica. Para este último, a escolha foi o início do desenvolvimento sistemático de “sondas optoeletrônicas”, que além de contribuírem para o ganho de conhecimentos em RoF, possuem uma série de outras aplicações específicas [23].

Após uma introdução geral sobre as motivações, conceito de “sonda optoeletrônica”, objetivos e algumas aplicações de sonda, o Capítulo 2 demonstrou a metodologia experimental para o desenvolvimento (caracterização em campo-próximo) da sonda, onde foram destacados dispositivos utilizados na área como antena de laço (*loop*), fonte óptica transmissora (LED de alto-brilho), fotodiodos com pré-amplificadores integrados e fibras ópticas plásticas. No Capítulo 3, foram explicados os estágios de desenvolvimento da sonda. Foi adotada uma metodologia de divisão cronológica composta de 3 etapas, onde na primeira etapa foi desenvolvida a sonda operando até a frequência de 2 MHz, com o receptor sem amplificação e utilizando um LED comum, ou seja, sem fibra óptica integrada. Na segunda etapa, a sonda foi capaz de detectar frequências de portadora em até 10,2 MHz onde foi utilizado o mesmo LED, porém o receptor óptico foi dotado de pré-amplificação. Foi também possível analisar o sinal no domínio da frequência utilizando o recurso de FFT. Na terceira etapa, a sonda operou com o uso de um SpotLED como fonte óptica acoplado de maneira eficiente à fibra óptica plástica. Desta maneira, foi então mostrado que a sonda podia não só operar na detecção de frequências em até a 38,6 MHz, como também exibiu sensibilidade suficiente para detectar e mostrar na tela do osciloscópio (em modo FFT) sinais de rádio emitido no campo-distante, como as emissões de rádio AM comerciais e alguns sinais desconhecidos, provavelmente relacionados a sinalização de navegação marítima.

Essa dissertação descreve, então, o desenvolvimento experimental de uma sonda optoeletrônica ressonante, passiva e sintonizável, ainda não calibrada, para campos eletromagnéticos capturados desde 0,5 MHz até ~37 MHz (foi possível detectar 43 MHz, porém com baixa

razão sinal/ruído). A sonda utiliza uma antena de laço comercial, para AM, conectada a um capacitor variável ou associações de capacitores fixos com capacitores variáveis e um LED ultra-brilhante, visível, fazendo enlace de telemetria remota para um receptor óptico através de uma POF de PMMA. As POFs têm características conhecidas das fibras ópticas, são mais fáceis e mais seguras de serem manipuladas que as fibras de sílica, mas apresentam perdas específicas maiores.

Foi possível detectar ondas de grande pureza espectral, embora a transmissão tenha sido feita de forma analógica. Implementou-se técnicas novas e simples para compensação da variação da atenuação da POF em até 5,5 dB, com frequência de 2,42 MHz. Embora, de forma laboratorial, foram obtidos resultados promissores.

Uma grande vantagem da técnica de se utilizar fibras ópticas para realizar telemetria ou envio de informações para localidades remotas (*remoting*) é o fato de não haver contaminação do sinal por frequências presentes de outras transmissões, o que não ocorre com cabos metálicos. As fibras ópticas não interferem ou são interferidas por ondas de rádio. Dessa forma, os circuitos elétricos e eletrônicos podem ser mantidos longe de áreas perigosas, como as sujeitas a altos níveis de potência de RF ou mesmos em áreas classificadas.

O uso da POF operando em 660 nm fica limitado a cerca de 100 m de comprimento de enlace telemétrico. Esse comprimento pode ser estendido a centenas de metros com o uso de POF fluoretada, ou a quilômetros se for utilizada a fibra óptica de sílica.

A sonda aqui descrita tem a possibilidade de se constituir em uma unidade compacta e portátil, onde se pode ou não utilizar um enlace telemétrico à fibra óptica. Deve-se verificar o fato de que a sonda compreende uma antena de laço passiva, ou seja, sem a utilização de estágio de amplificação no Tx. O amplificador pode ser incluído caso a sonda venha a se tornar um sistema do tipo *Radio-over-Fiber*

4.2 PERSPECTIVAS

Ainda há muito que se desenvolver para tornar comercial a sonda descrita nesta dissertação. Necessita-se estabelecer um sistema confiável de calibração e, talvez, até uma conversão analógica/digital para que se mostre o valor do campo medido em um *display*, facilitando a leitura por parte do operador. Devem ser realizados outros testes para se definir até que frequência esse sistema é capaz de operar. Testes com LASER poderão ser descritos em trabalhos futuros, ou até mesmo a troca da fibra de PMMA por fibras fluoretadas. A fibra de sílica

oferece capacidade de transmissão em distâncias superiores que a fibra de PMMA permite, então se pode desenvolver sistemas de monitoramento fixo a grandes distâncias que operam com sinais de RF ou microondas, para se saber, antecipadamente, se o sistema opera sem vazamentos de radiação que possam afetar o meio ambiente e, principalmente, os seres humanos.

No futuro, com a aquisição de uma câmara anecóica, poder-se-ão desenvolver experimentos com utilização de frequências na faixa de microondas, para se investigar campos nessa área e, até mesmo, se projetar equipamentos de forma a levar comunicações a áreas com dificuldades de recepção de serviços de telecomunicações.

REFERÊNCIAS

- [01] SILVA, Ronaldo Muniz da. **Sistemas RoF (Radio-over-Fiber) Integrados às Redes Celulares**, Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Santa Úrsula, Orientador: Ricardo Marques Ribeiro (2004).
- [02] MORAIS, Vítor; REBELO, Gabriel. **Tecnologia Radio-over-Fiber (RoF) para o Atendimento de Telefonia Celular em Túneis**, Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Orientador: Ricardo Marques Ribeiro (2005).
- [03] RIBEIRO, Ricardo M.; XAVIER, Odair S.; BARBERO, Andre P.L.; MITRIONE, Jorge A. **Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked with Plastic Optical Fibre**. 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, 2007, Torino. Proceedings on the 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, 2007. p. 206-209.
- [04] AL-RAWESHIDY, Hamed ; KOMAKI, Shozo . **Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks**. Artech House (2002).
- [05] NARDA Safety Test Solutions. Disponível em www.narda-sts.de. Acesso em 15 de Maio de 2007.
- [06] HAYASHI, K.; IDO, Y.; ARAI, K. **Novel RF magnetic probe using LED linked with optical fibre**, Electronics Letters, 21, 3, 107-108 (1985).
- [07] HAYASHI, K.; IDO, Y.; ARAI, K. **Phase-sensitive radio-frequency magnetic probe using laser diode and optical fiber**. Journal of Lightwave Technology, 5, 7, 906-909 (1987).
- [08] NEELAKANTA, P. S.; DEGROFF D.; **Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor**. Electronics Letters, 25, 23, 1606-1608 (1989).

- [09] TRINCHERO, D.; PERRONE G.; PAOLETTI, R.; **Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring**. EMC2000, September 2000, Brugge (2000).
- [10] SÁNCHEZ, F. J.; RIU P. J.; SILVA, F.; **An Analog Fiber Optic Link for ESD Detection**. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, May 2003, 386-389 (2003).
- [11] LI, S. T.; PAPPERT, S. A. ; ORAZI, R. J.; KOYAMA, L. B.; FEIST, J.; **An Electro-Optic Probe for Ship EMC Applications**. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, August 1995, 81-86 (1995).
- [12] SCHNEIDER, C.J.; ENGELBERTS, N.; VAN DIJK, J.D.P.; **Characteristics of a passive RF field probe with fibre-optic link for measurement in liquid hyperthermia phantoms**. Phys. Med. Biol., 36, 4, 461-474 (1991).
- [13] MANN, W.; PETERMANN, K.; **VCSEL-based miniaturised E-field probe with high sensitivity and optical power supply**. Electronics Letters, 38, 10, 455-456 (2002).
- [14] LAUDER, David ; MORITZ, James. **Design of a portable measuring system capable of quantifying the LF and HF spectral emissions from Telecommunications transmission networks at field strengths of 1 mV/metre and below**. Report AY3430, Radiocommunications Agency, UK (1999).
- [15] YANG, K.; KATEHI, L.P.B.; WHITAKER, J.T.; **Electric field mapping system using an optical-fiberbased electroptic probe**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters.11, 4, 164-166 (2001).
- [16] BROADBAND over Power Line: Why Amateur Radio Is Concerned About Its Deployment. The National Association for Amateur Radio, March 2005. Disponível em www.arrl.org/bpl. Acesso em 12 de Julho de 2007.

- [17] SYNTONICS Corporation. Disponível em www.sytonicscorp.com. Acesso em 12 de Julho de 2007.
- [18] PHOTONUUM, Inc. Disponível www.photonuum.com. Acesso em 12 de Julho de 2007
- [19] FILHO, V. Swinka; ROBERT R. **Desenvolvimento de um sensor de campo elétrico alternado com transmissão por fibra-óptica**. Revista de Física Aplicada e Instrumentação, 33, 3, 60-67 (1998).
- [20] RIBEIRO, R. M.; XAVIER, Odair S.; LÓPEZ BARBERO A.P; SOUZA, J. A. M.. **Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Rádio BA Faixa de 0,4-10,2 MHz**. MOMAG 2008, 2008, Florianópolis. Anais MOMAG 2008, 2008.
- [21] RIBEIRO, R. M.; XAVIER, Odair S.; LÓPEZ BARBERO A.P; SOUZA, J. A. M.. **Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais Eletromagnéticos até VHF Visando Aplicações em Telecomunicações**. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2008, Rio de Janeiro. Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2008.
- [22] RIBEIRO, Ricardo M.; XAVIER, Odair S.; SOUZA, Jorge A. M.; NETO, Luiz A.; BARBERO, Andrés P. L. **Sonda Optoeletrônica Ressonante Para O Monitoramento Eletromagnético Em Baixas Frequências**. ISA SHOW 2008.
- [23] RIBEIRO Ricardo M.; XAVIER Odair S.; SOUZA Jorge A. M.; NETO Luiz A. ; BARBERO Andrés P. L. **An optoelectronic probe with loss compensation for electromagnetic monitoring at low frequencies**. Measurement Science and Technology. (20, 11, 09, 2004)
- [24] BALANIS, Constantine A. **Antenna Theory Analysis and Design**. John Wiley & Sons, Inc. 2nd Ed, 1997.
- [25] World exclusive: MSI Mega. Disponível em www.hardwarezone.com/articles. Acessado em 12 de junho de 2009.

- [26] AGRAWAL, Govind P. **Fiber Optic Communications systems**. Wiley Interscience 2nd ed. 1992.
- [27] LED. Disponível em <<http://www.toplead.com.br>> Acesso em 12 de julho de 2006.
- [28] DAUM,W; KRAUSER, J; ZAMZOW, P. E.; ZIEMANN, O. 2002 *POF—Polymer Optical Fibers for Data Communication* (Berlin Springer).
- [29] SEMICONDUCTOR material and device properties. Disponível em <<http://www.tup.com/neets/tm/111-2.htm>> . Acesso em 10 de julho de 2009.
- [30] RIBEIRO, Jose Antonio Justino. **Comunicações Ópticas**. 4. Ed. São Paulo: Ed. Érica, 2009.
- [31] PALAIS, Joseph C. **Fiber Optic Communications**. Prentice Hall, 5th Ed. 2005.
- [32] LINGENAUER, Marion; SAATHOFF, Jörg; BRAUNSCHWEIG; KRAGL Hans; ERFURT. **LEDs in the spotlight**. Disponível em [www.diemount.com/file/040909_Laser + Photonik.pdf](http://www.diemount.com/file/040909_Laser+Photonik.pdf). Acesso em 10/09/2009.
- [33] KOVAC, J; PETERNAI, L.; LENGYEL, O. **Advanced light emitting diodes structures for optoelectronics applications** disponível em www.sciencedirect.com , Bratislava páginas (22-26) 2003. Acesso em: 07 de Maio de 2009.
- [34] PHANG, Khoman. **CMOS Optical Preamplifier Design Using Graphical Circuit Analysis** disponível em www.eecg.utoronto.ca .Acesso em 15 Julho de 2009.
- [35] OLIVEIRA, Iracema Aparecida Suassuna de. **Estudo e caracterização de fibras ópticas plásticas para aplicação em telecomunicações**, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Orientador: Marlio José do Couto Bonfim (2004).
- [36] YOKOSHIMA, Ichiro. **Absolute Measurements for Small Loop Antennas for RF Magnetic Field Standards**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **IM-23**, 3, 217-221 (1974).

[37] LINGENAUER, M.; SAATHHOFF, J.; KRAGL, H. A highly efficient LED module integrate plastic optics. *Laser + Photonik*, Munique, ano 3, n.1, p. 14-17, Set. 2004.

[38] PINKS, J. R. **Development of an Antenna Coupler that Fully Compensates the Deficiencies of Electrically Short LF/MF Antennas**, *60th Annual Meeting of the Institute of Navigation*, Dayton, Ohio, USA, June 7-9, pp. 719-728 (2004).

[39] HAELVOET, K.; VANWASSENHOVE, L.; MARTENS, L.; VANDAELE, P. **An active electro-optical loop and dipole probe for electromagnetic near-field measurements**. Conference on Precision Electromagnetic Measurement Digest, 17-20 June, pp. 421-422 (1996).

ANEXOS

- Anexo A - *Datasheet* diodo ultra-brilhante B5b-436-30 da Roithner Lasertechnik.
- Anexo B - *Datasheet* fotodiodo IF-D91 da Industrial Fiber Optics, Inc.
- Anexo C - *Datasheet* fotodiodo com pré-amplificação S6468 da Hamamatsu.
- Anexo D – *Datasheet* LED-Spotlight.
- Anexo E - *Paper* Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre – Apresentado no 16th International Conference on Plastic Optical Fiber, p.206-209, Turin, Italia, 10-12 de Setembro (2007).
- Anexo F - *Paper* Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante para Sinais Eletromagnéticos até VHF Visando Aplicações em Telecomunicações, apresentado no XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT, 02-05 de Setembro de 2008, RJ (2008).
- Anexo G - *Paper* Desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica ressonante para sinais de rádio na faixa 0,4-10,2 MHz. Apresentado no MOMAG 2008, Florianópolis-SC.
- Anexo H - *Paper* Sonda Optoeletrônica ressonante para monitoramento eletromagnético em baixas frequências, submetido ao ISA-SHOW 2008, São Paulo.
- Anexo I - Paper An Optoelectronic Probe With Loss Compensation For Electromagnetic Monitoring At Low Frequências publicado no periódico Measurement Science and Technology (MST).

**ANEXO A – DATASHEET DIODO ULTRA-BRILHANTE B5B-436-30 DA ROITH-
NER LASERTECHNIK.**

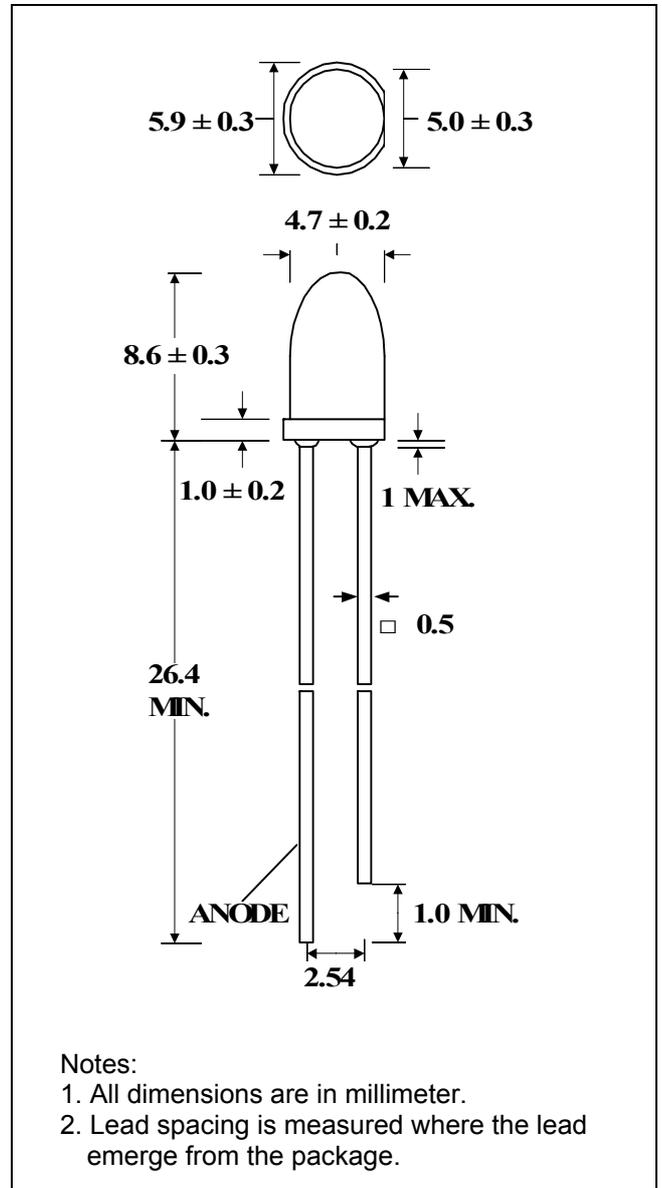
B5b-436-30

DESCRIPTION

- Super bright LED Lamp
- Round type
- T1-3/4 (5mm) diameter
- Lens color: Water Clear
- With Flange
- Solder leads without stand-off

FEATURES

- Emitted color: Super Red
- High Luminous intensity
- Technology: GaAlAs
- Peak wavelength $\lambda_p = 660 \text{ nm}$
- Viewing angle: 8°



SELECTION GUIDE

Chip Material	Chip Emitted	Lens Color	Viewing Angle
GaAlAs	Super Red	Water Clear	8°

B5b-436-30

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Ta=25 °C)

PARAMETER	SYMBOL	MAX. RATING	Unit
Power Dissipation	P_D	80	mW
Peak Forward Current (1/10 Duty Cycle @1KHz)	I_{PF}	50	mA
Continuous Forward Current	I_{AF}	30	mA
Reverse Voltage	V_R	5.0	V
Operating Temperature Range	T_{OPR}	-40~+85	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-40~+85	°C

Solder temperature 1.6 mm from body for 3 seconds at 260 °C

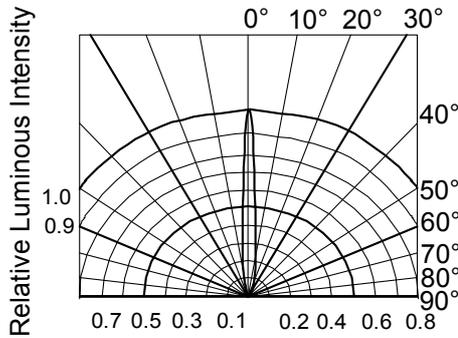
OPTICAL-ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
Luminous Intensity	I_V	$I_F = 20\text{mA}$	2300	3500		mcd
Forward Voltage	V_F	$I_F = 20\text{mA}$		1.9	2.4	V
Reverse Current	I_R	$V_R = 5\text{V}$			10	uA
Viewing Angle	$2\theta_{1/2}$	$I_F = 20\text{mA}$		8		deg.
Peak Wavelength	λ_P	$I_F = 20\text{mA}$		660		nm
Dominant Wavelength	λ_D	$I_F = 20\text{mA}$		645		nm
Spectrum Radiation Bandwidth	$\Delta\lambda$	$I_F = 20\text{mA}$		25		nm

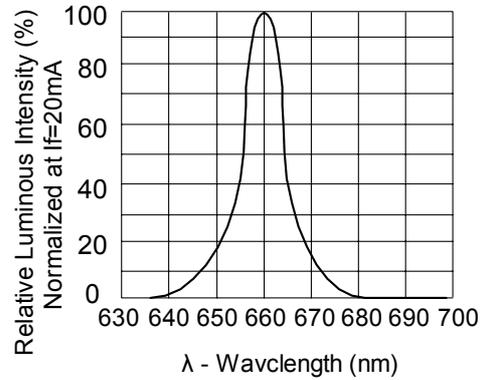
*Tolerance of Viewing Angle: -10 / +5 deg.

B5b-436-30

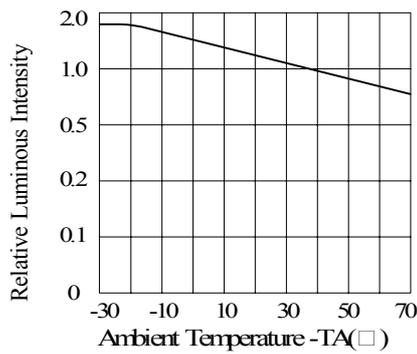
TYPICAL OPTICAL-ELECTRICAL CHARACTERISTIC CURVES



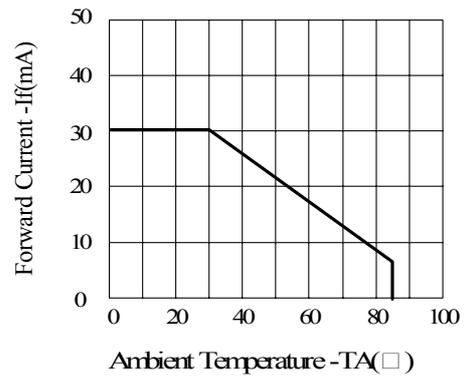
RADIATION DIAGRAM



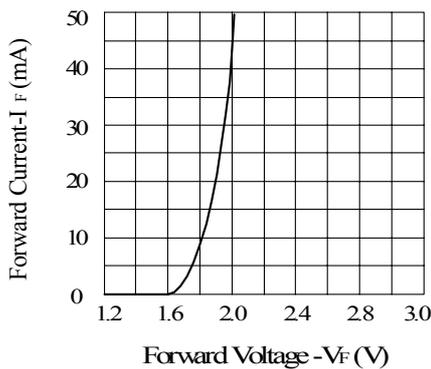
RELATIVE LUMINOUS INTENSITY Vs. WAVELENGTH



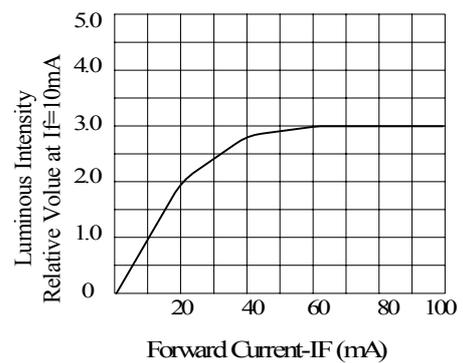
LUMINOUS INTENSITY Vs. AMBIENT TEMPERATURE



FORWARD CURRENT Vs. AMBIENT TEMPERATURE

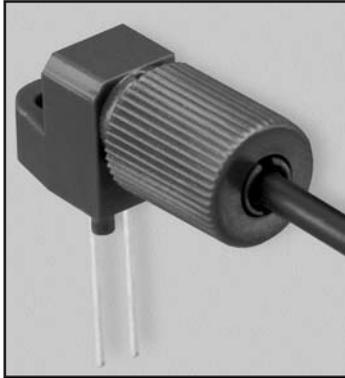


FORWARD CURRENT Vs. FORWARD VOLTAGE



LUMINOUS INTENSITY Vs. FORWARD CURRENT

**ANEXO B – *DATASHEET* FOTODIODO IF-D91 DA INDUSTRIAL FIBER OPTICS,
INC.**



DESCRIPTION

The IF-D91 is a high-speed photodiode detector housed in a “connector-less” style plastic fiber optic package. Optical response of the IF-D91 extends from 400 to 1100 nm, making it compatible with a wide range of visible and near-infrared LED and laser diode sources. This includes 650 nm visible red LEDs used for optimum transmission in PMMA plastic optical fiber. The detector package features an internal micro-lens and a precision-molded PBT housing to ensure efficient optical coupling with standard 1000 μm core plastic fiber cable.

APPLICATION HIGHLIGHTS

The fast response times of the IF-D91 make it suitable for high-speed digital data links. When used with an appropriate LED or laser diode source the IF-D91 is capable of 100 Mbps data rates. The IF-D91 also can be used in analog video links with bandwidths up to 70 MHz. The integrated design of the IF-D91 provides simple, cost-effective implementation in a variety of analog and digital applications.

APPLICATIONS

- ▶ High-Speed Digital Data Links
- ▶ Local Area Networks
- ▶ Motor Controller Triggering
- ▶ Video Links
- ▶ Medical Instruments
- ▶ Automotive Electronics
- ▶ Robotics Communications
- ▶ EMC/EMI Signal Isolation
- ▶ Fiber Optic Modems

FEATURES

- ◆ Fast Rise and Fall Times
- ◆ Mates with Standard 1000 μm Core Jacketed Plastic Fiber Optic Cable
- ◆ No Optical Design Required
- ◆ Inexpensive Plastic Connector Housing
- ◆ Internal Micro-Lens for Efficient Optical Coupling
- ◆ Connector-Less Fiber Termination
- ◆ Light-Tight Housing provides Interference Free Transmission
- ◆ RoHS Compliant

MAXIMUM RATINGS

(T_A=25°C)

Operating and Storage Temperature Range (T _{OP} , T _{STG}).....	-40° to 85°C
Junction Temperature (T _J)	85°C
Soldering Temperature (2 mm from case bottom) (T _S) t ≤ 5 s	240°C
Power Dissipation (P _{TOT}) T _A =25°C	100 mW
De-rate Above 25°C	1.33 mW/°C

CHARACTERISTICS (T_A=25°C)

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Wavelength for Maximum Photosensitivity	λ _{PEAK}	-	880	-	nm
Spectral Bandwidth (S=10% of S _{MAX})	Δλ	400	-	1100	nm
Rise and Fall Times (10% to 90% and 90% to 10%) (R _L =50 Ω, V _R =20 V, λ=850 nm)	t _r , t _f	-	5	-	ns
Total Capacitance (V _R =20 V, E _F =0, f=1.0MHz)	C _T	-	4	-	pF
Responsivity min. @ 880 nm	R	-	.4	-	μA/μW
@ 632 nm		-	.2	-	μA/μW
Reverse Dark Current (V _R =30 volts, E _F =0)	I _D	-	-	60	nA
Reverse Breakdown Voltage	V _{(BR)R}	60	-	-	V
Forward Voltage	V _f	-	1.2	-	V

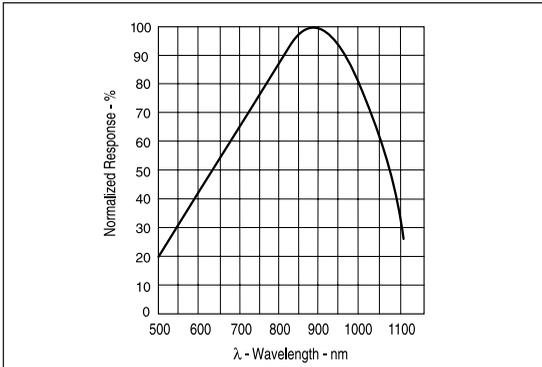


FIGURE 1. Typical detector response versus wavelength.

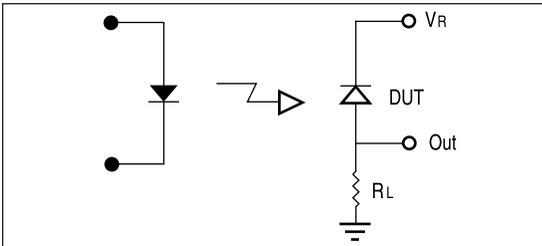


FIGURE 2. Circuit diagram for measuring rise and fall times.

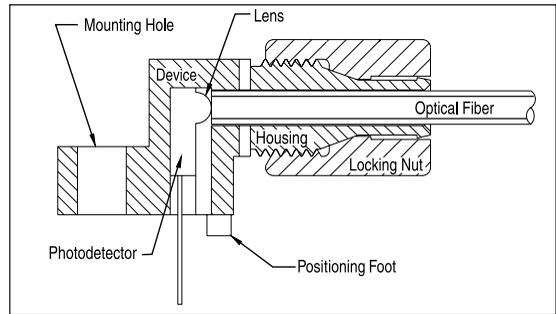


FIGURE 3. Cross-section of fiber optic device.

FIBER TERMINATION INSTRUCTIONS

1. Cut off the ends of the optical fiber with a single-edge razor blade or sharp knife. Try to obtain a precise 90-degree angle (square).
2. Insert the fiber through the locking nut and into the connector until the core tip seats against the internal micro-lens.
3. Screw the connector locking nut down to a snug fit, locking the fiber in place.

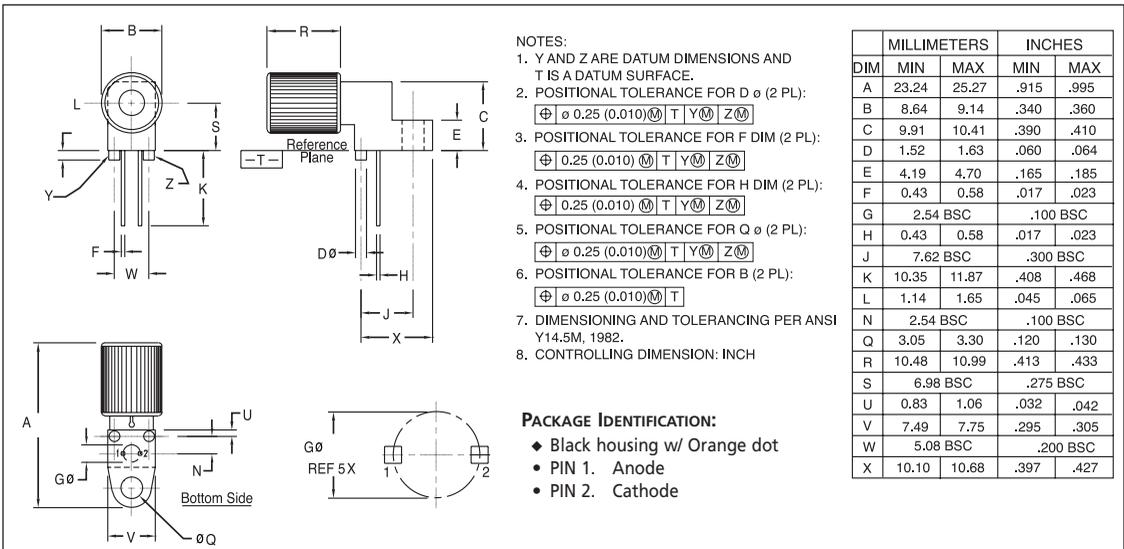
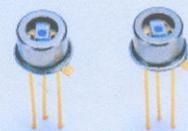


FIGURE 4. Case outline.

**ANEXO C - *DATASHEET* FOTODIODO COM PRÉ-AMPLIFICAÇÃO S6468 DA
HAMAMATSU.**

Si PIN photodiode with preamp S6468 series

High-speed sensor with preamp



S6468 series is a high-speed photodetector consisting of a Si PIN photodiode and a preamplifier chip integrated in the same package. They feature high-speed response and high sensitivity over a wide spectral range from visible to near infrared light. The small package (TO-18) allows compact optical design. The amplifier input is at a virtual ground, so external noise which may appear when detecting high-speed signals can be suppressed.

Features

- Cut-off frequency ($V_{CC}=5\text{ V}$)
S6468 : 15 MHz
S6468-02: 35 MHz
- Low noise ($f=1\text{ MHz}$)
S6468 : 25 nVrms/Hz^{1/2}
S6468-02: 28 nVrms/Hz^{1/2}
- 3 pin TO-18 package
- Active area: $\phi 0.8\text{ mm}$

Applications

- Optical fiber communication
- Video signal transmission
- Optical disk pick-up

■ Electrical and optical characteristics [$T_a=25\text{ }^\circ\text{C}$, $V_{CC}=5\text{ V}$, $R_L=500\ \Omega$, $C_L=13\text{ pF}$]^{*1}

Parameter	Symbol	Condition	S6468			S6468-02			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Spectral response range	λ		320 to 1060			320 to 1000			nm
Peak sensitivity wavelength	λ_p		-	900	-	-	800	-	nm
Photo sensitivity	S	$\lambda=660\text{ nm}$	-	13.5	-	-	8.5	-	mV/ μW
		$\lambda=780\text{ nm}$	-	15.5	-	-	11	-	
		$\lambda=830\text{ nm}$	-	16.5	-	-	11	-	
Trans-impedance	R_T		-	30	-	-	20	-	k Ω
Power supply current	I_{CC}	$R_L=\infty$	-	-	3	-	-	3	mA
Output bias voltage ^{*2}	V_o	$R_L=\infty$ $P_{in}=0\ \mu\text{W}$	0.55	0.65	0.8	0.65	0.8	0.9	V
Temperature coefficient of output bias voltage	-		-	-2	-	-	-2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Cut-off frequency	f_c	$P_{in}=10\ \mu\text{W}$ ^{*3}	12	15	-	28	35	-	MHz
Maximum output voltage amplitude	-	Nonlinear distortion: 10 % Max.	0.5	-	-	0.5	-	-	Vp-p
Output impedance	Z_o	$f=5\text{ Hz}$	-	30	-	-	30	-	Ω
Output noise voltage	V_n	$P_{in}=0\ \mu\text{W}$ $f=1\text{ MHz}$	-	25	-	-	28	-	nV/Hz ^{1/2}
Overshoot	-	$P_{in}=10\ \mu\text{W}$ ^{*3}	-	-	10	-	-	10	%

■ Absolute maximum ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit
Power supply voltage ^{*4}	V_{CC}	-0.5	7	V
Power dissipation	P	-	300	mW
Operating temperature	T_{opr}	-20	70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-40	100	$^\circ\text{C}$

*1: For definitions of R_L and C_L , refer to the basic connection.

*2: Output voltage $V_{out}=V_o-(P_{in} \times S)$ P_{in} : incident radiant flux (μW)

*3: Peak value

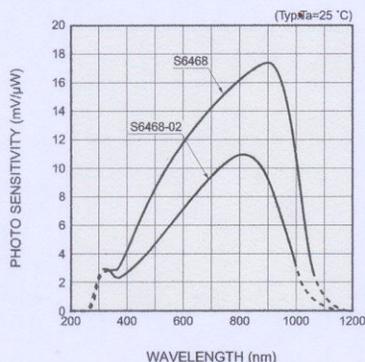
*4: A bypass capacitor (0.01 μF to 0.1 μF ceramic) is connected between the V_{CC} lead and the GND lead.

The lead length should be less than 20 mm.

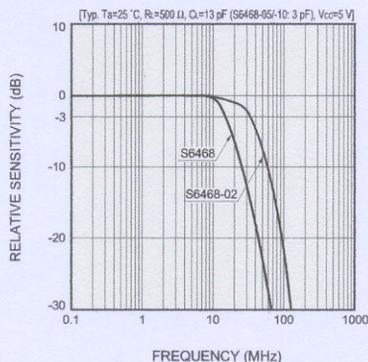
■ Recommended operating conditions

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power supply voltage	V_{CC}	4.75	5	5.25	V
Load resistance	R_L	500	-	-	Ω
Load capacitance	C_L	-	-	13	pF
Operating temperature	T_{opr}	0	-	60	$^\circ\text{C}$

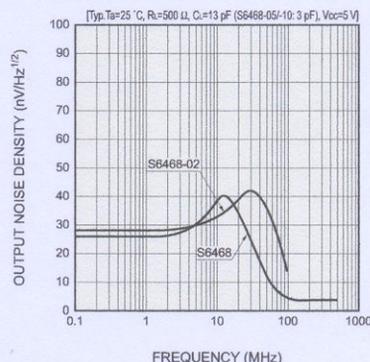
■ Spectral response



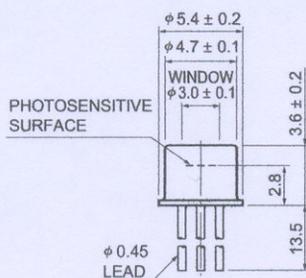
■ Frequency characteristics



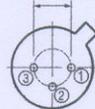
■ Output noise spectrum



■ Dimensional outline (unit: mm)



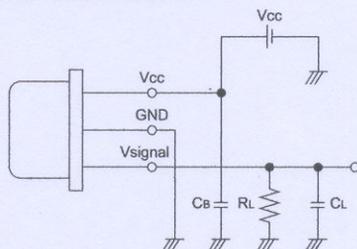
$\phi 2.54 \pm 0.2$



- ① V_{CC}
 ② GND (CASE)
 ③ V signal

KPINA0001EF

■ Basic connection



KPINC0001EA

Precautions for use

● ESD

S6468 series may be damaged or their performance may deteriorate by such factors as electro static discharge from the human body, surge voltages from measurement equipment, leakage voltages from soldering irons and packing materials, etc. As a countermeasure against electro static discharge, the device, operator, work place and measuring jigs must all be set at the same potential. The following precautions must be observed during use:

- To protect the device from electro static discharge which accumulate on the operator or the operator's clothes, use a wrist strap or similar tools to ground the operator's body via a high impedance resistor (1 M Ω).
- A semiconductive sheet (1 M Ω to 100 M Ω) should be laid on both the work table and the floor in the work area.
- When soldering, use an electrically grounded soldering iron with an isolation resistance of more than 10 M Ω .
- For containers and packing, use of a conductive material or aluminum foil is effective. When using an antistatic material, use one with a resistance of 0.1 M Ω/cm^2 to 1 G Ω/cm^2 .

● Wiring

- R_L and C_L are total resistive load and capacitive load viewed from the V signal terminal. When connecting a cable or circuit to the latter stage of the basic connection diagram, the cable or circuit resistance and capacitance should also be taken into account. They should be used in accordance with the recommended operating conditions: $R_L \geq 500\ \Omega$ and $C_L \leq 13\ \text{pF}$.
- A bypass capacitor ($C_b=0.01\ \mu\text{F}$ to $0.1\ \mu\text{F}$ ceramic) is connected between the V_{CC} lead and the GND lead.
- The lead length should be less than 20 mm.
- If electric current or voltage is applied in reverse polarity to an electronic device such as a preamplifier, this can degrade device performance or destroy the device. Always check the wiring and dimensional outline to avoid misconnection.

ANEXO D – DATASHEET LED-SPOTLIGHT.

LED - Spotlight

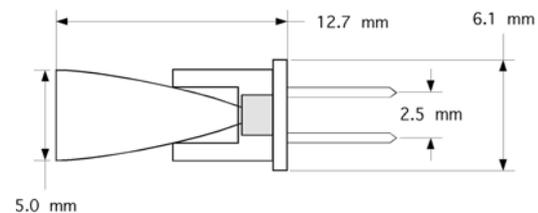
Description:

New LED light sources with special optics focus the light output of the LED chip high efficiently providing a very small radiation angle. This enables to illuminate objects very precisely and to drive the LED with a small current. Thus, the LED lifetime increases considerably.

Typical applications include traffic control lighting, signal lighting and all applications where exactly focussed light is needed. Very little stray light is emitted. LEDs of arbitrary wavelengths, even infrared, may be used and are available on request.



Mechanical dimension:



Applications:

- signal lighting for traffic control including air traffic control and waterway signal lighting
- lighting technology for domestic applications
- microscopy lighting applications
- sensor technology (light barriers, measurement systems using reflective light, infrared illumination systems)
- fiber illumination

Technical specifications for LED-spotlight modules:

	blue	green	amber	red	hyper-red	infrared
wavelength [nm]	460	520	590	640	650	880
Typ. optical output power @ 20 mA [mW]	9.9	5.7	3.5	6,8	9.9	4.2
radiation angle (half power bandwidth)	± 4°	± 4°	± 4°	± 4°	± 4°	± 4°

DieMount GmbH



Giesserweg 3, D- 38855 Wernigerode

www.diemount.com, phone: + 49 (0) 3943 6259760, fax: +49 (0) 3943 6259759, e-mail: info@diemount.com

2007-03-05

**ANEXO E - *PAPER* OPTOELECTRONIC PROBE FOR RF ELECTROMAGNETIC
FIELD SENSING LINKED WITH PLASTIC OPTICAL FIBRE – APRE-
SENTADO NO 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON PLASTIC
OPTICAL FIBER, P.206-209, TURIN, ITALIA, 10-12 DE SETEMBERO
(2007).**

Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre

Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier, Jorge A. Mitrione and Andrés P. L. Barbero

Laboratório de Comunicações Ópticas
Departamento de Engenharia de Telecomunicações
Universidade Federal Fluminense
24.210-240 Niterói RJ Brasil
rnr@pq.cnpq.br

Abstract: This paper report our preliminary results on experiments exploiting interaction between radio frequency electromagnetic fields and light waves. An optoelectronic probe for RF electromagnetic field sensing using resonant loop antenna and high-brightness visible LED have been built and tested. The light signals are linked to an optical receiver located on remote site by means of PMMA plastic optical fibre (POF). A technique is proposed to compensate the attenuation variations along the fibre link. Sensing measurements of radiowaves at 2 MHz (AM-band) carrier frequency are presented.

1 - Introduction

Many situations require detection and continuous monitoring of the RF electromagnetic field amplitude (power) or waveform. A radar system generally use a powerful transmitting antenna, thus power measurements may requires technicians in the neighbour of their radiant elements that is hazardous or lethal. Even for antenna characterization emitting either power level, may be suitable or necessary to place only the RF transducer at the measurement site [1,2]. To monitoring the electromagnetic pollution, an evaluation of the electromagnetic background level and also to identify the highest spectral contribution must both be done [3]. In many cases, the measurements should not be influenced by the movements of the receiving/processing unit. Therefore, the later must be kept in a shielded environment, thus generally requiring the use of a quite long link to connect the sensors. The use of coaxial cables has an influence on the measured field because a common-mode current can flow through this cable. An electromagnetic field probe is useful to measure the near-field radiated from antennas [2]. The far-field pattern can be predicted from the near-field measurement [4,5].

Direct modulation of semiconductors light sources by means of radiofrequency electromagnetic fields inducing currents on an antenna is not new. Magnetic and electric-field probes have been developed in the 80's thus modulating laser [1,6] and light-emitting diodes [2], respectively. Electro-optical probes using Pockels effect on LiNbO₃ and others crystals have been reported as amplitude and phase RF probe sensor [7].

To minimize the pick-up problem an active optical probe after the measuring antenna in combination with an optical fibre is used. Optical fibres represent a good solution, since they have low propagation losses, low cost, and, most important, do not interfere with the measured fields.

Most of the near-field probes based on this principle convert the antenna signal by means of a Schottky diode to a DC signal before the electro-optical conversion which means that all spectral information about the electromagnetic field is lost. However, this

spectral information can be extremely important for diagnostic EMC measurements or when field values have to be compared with frequency-dependent safety limits.

An active probe contains optoelectronic devices which are modulated by the field and transmit the signal by means of an optical fibre to a remote unit. For linear operation these devices require a bias current, therefore a power supply for the probe is needed [2].

This paper reports preliminary results on an optoelectronic probe for RF electromagnetic field sensing using resonant loop antenna and high-brightness AlGaInP LED (red) that have been built and tested. The light signals are linked to an optical receiver located on remote site by means of PMMA plastic optical fibre (POF). A technique using a reference signal is proposed to compensate the attenuation variations along the fibre link. Sensing measurements of radiowaves at 2 MHz (AM-band) carrier frequency are presented.

2 – Experimental

2.1 – The optoelectronic probe

Figure 1 shows photography of the optoelectronic probe.

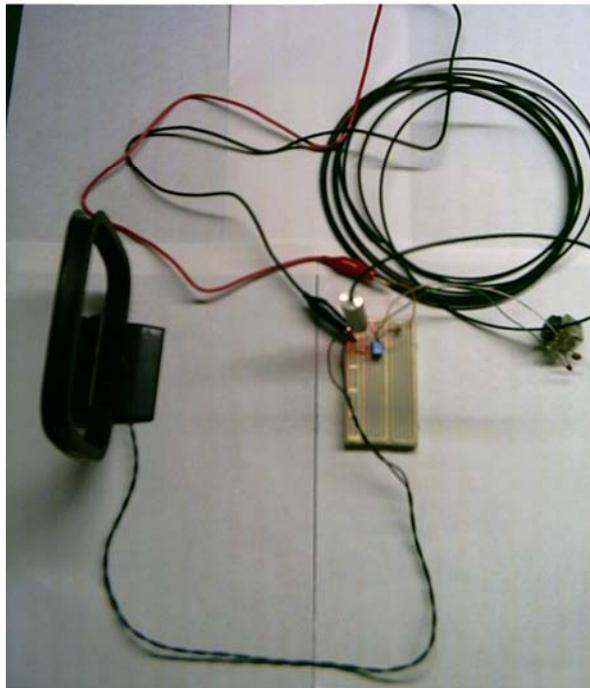


Figure 1 – The optoelectronic probe.

A small loop antenna of AM receiver radio is connected with a high-brightness red LED. The loop antenna here used is electrically small because $NC = 3.5\text{m} < \lambda/10$ where $N = 8$, $C = 44\text{cm}$ and $\lambda = 150\text{m}$ [8]. A variable capacitor was series connected with the

antenna (inductance =0,028mH.) and adjusted to turn the probe a resonant circuit. It picks up the radio-frequency magnetic flux and injects the induced radio-frequency current into the AlGaInP LED emitting at 650 nm. For small signal, a good power-to-injection current linearity of the LED is achieved well above the threshold voltage. The red LED is forward-biased at ~3.7 V, thus above its threshold voltage (~1.7 V) by a power supply so that the emitted light is intensity-modulated with preserving the amplitude and phase of the radio-frequency magnetic field. This increases the sensitivity, linearity and allows a complete waveform generation. Since the antenna signal is too small to operate the LED above the voltage threshold, an additional voltage bias circuit for the LED is provided. The LED is butt-coupled to a 1mm-diameter core of a standard PMMA POF.

The 2 MHz radiowaves were provided from a common sine-wave generator (low power) connected to another, but non-resonant, loop antenna.

2.2 – The optical receiver

Figure 2 shows the whole experimental set-up where the optoelectronic probe is placed on left and the optical receiver without amplification at right. The former and later are linked by means ~4,57m length PMMA POF.

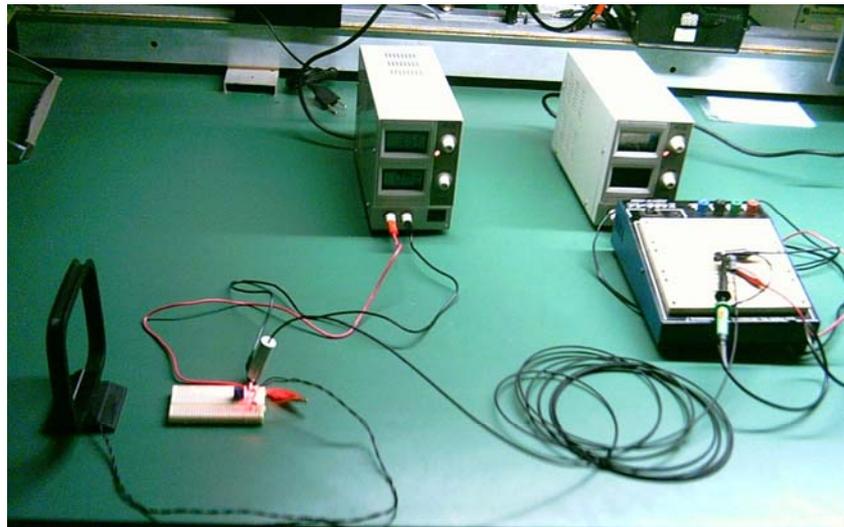


Figure 2 – The experimental set-up for RF electromagnetic field sensing.

In this way, the light signal propagates along the POF to a remote site. The other end of the POF is butt-coupled to a high-speed silicon photodiode IF-D91 biased at 10 V. In these preliminary experiments none amplification was done. An oscilloscope displays the waveforms.

3 – Results

3.1 – Waveform optical sensing

Figure 3a show the oscilloscope trace achieved when the 2 MHz sine-wave generator is on but the POF is not coupled to the emitting LED. Therefore, none light signals impinges the photodiode. A small amplitude signal of 2 MHz frequency is observed because the radiowaves interferes with cables and wires in the unshielded optical receiver.

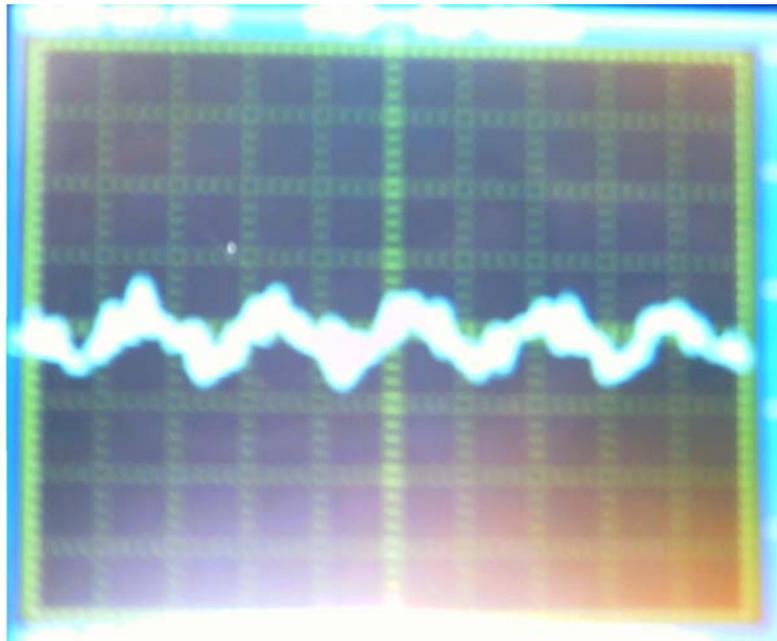


Figure 3a – Oscilloscope trace (2mV/0.25 μ s) of noise and stray interference level.

Figure 3b show the oscilloscope trace achieved when the RF generator is on, but the POF is now coupled to the emitting LED (see Figure 2). A sine-wave signal of 2 MHz frequency and higher amplitude is now clearly observed. The optical receiver was unshielded. Maximum amplitude was obtained by means of variable capacitor adjustment. No averaging procedures were performed on the acquired waveforms.



**Figure 3b – Oscilloscope trace of optical signal at 2 MHz carrier frequency without amplification.
2mV/0.25 μs.**

3.2 – Measurement with compensation of attenuation variation in the POF link

Many mechanisms as bends, ageing, length variations and connections may change the POF link attenuation. Therefore, even if the RF power is kept constant the optical signal V_{RF} would vary. In order to enhance the reliability of the sensor, a technique for compensation of attenuation variation in the POF link is desired. Nevertheless, no paper reporting such compensation of attenuation variation was found.

An unmodulated optical signal is also generated because a V_{DC} voltage ($> V_{threshold}$) bias is applied on the LED. Both V_{RF} and V_{DC} signal varies as the POF attenuation changes, but the V_{DC} does not change with RF amplitude level. The incident RF signal would produce an optical modulated signal V_{RF} with as good fidelity provided by the LED as it operates in the linear PI regime due application of voltage bias V_{DC} . The V_{RF}/V_{DC} normalised ratio would produce a more robust measurement of electromagnetic field amplitude. Then the photodetected signal is a superposition of two components: V_{RF} at RF frequency (2 MHz) and V_{DC} from the DC bias applied on LED. By means of AC and DC coupling of oscilloscope, both components were separately measured and the ratio V_{RF}/V_{DC} was calculated. Figure 4 shows the plot of V_{RF}/V_{DC} ratio up to 3 dB attenuation induced by bending in the POF link. Statistical calculations give 1.416 ± 0.055 when the RF level is kept constant while the optical attenuation is varied up to 3 dB.

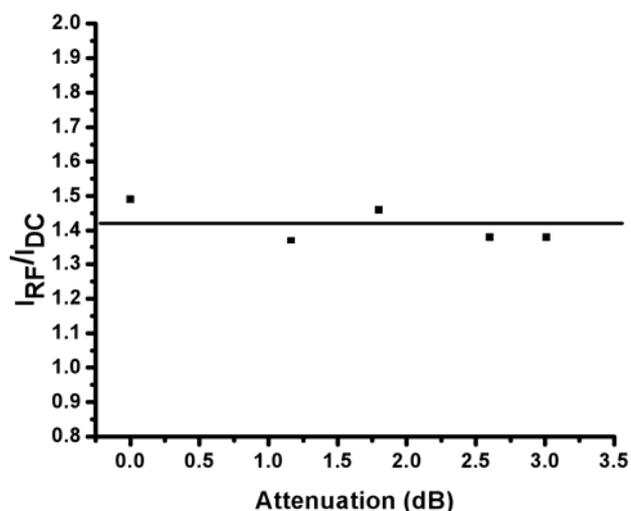


Figure 4 – Plot of V_{RF}/V_{DC} signal ratio dependence of optical attenuation in the POF link.

4 - Conclusions

This work reported an active optoelectronic H-field resonant probe comprising a resonant loop antenna a high-brightness red LED with all-optical link to a remote site by means of PMMA SI POF. Radio-frequency at 2 MHz (AM-band) frequency waveforms was detected by optical means with such uncalibrated probe.

Metallic cables as coaxial lines may be subjected to electromagnetic interference (EMI) at radio frequencies and works as an antenna itself that disturb the measurements. Because the dielectric nature of POFs it allows EMI-free and secure sensing because the optical receiver circuits and personnels may be kept farther from the region of high electric field amplitude (power).

A technique based on V_{RF}/V_{DC} ratio measurement to compensate the spurious attenuation variations through the POF link is proposed. Preliminary but promising measurements results with good precision are obtained. LEDs are subjected to ageing effects and temperature quenching of their emitted power that also affects V_{RF} and the present technique may solve these drawbacks.

Radio-over-Fibre (RoF) systems using POFs have also been reported [9] and present results may be useful in future RoF development.

Acknowledgements

The authors would like to thank MCT/CNPq and Faperj for the financial support of this research under contracts 303102/2006-3 and E-26/171.158/2005 respectively.

References

- [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] P.S. Neelakanta and D. DeGross, "Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor", *Electronics Letters*, 25, 23, 1606-1608 (1989).
- [3] D. Trincherio, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, September 2000, Brugge.
- [4] D. Paris, W. Leach Jr. and E. Joy., "Basic theory of probe-compensated near-field measurement", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **AP-26**, 3, 373-379 (1978).
- [5] E. Joy, M. Leach Jr. and G. Rodrigue, "Applications of probe-compensated near-field measurements, *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, **AP-26**, 3, 379-389 (1978).
- [6] 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).
- [7] Electro-optical probes using Pockels effect on LiNbO₃ and others crystals.
- [8] C. Balanis, "Antenna Theory and Design", p. 203 (1997).
- [9] A. Ng'oma, "Design of a Radio-over-Fibre System for Wireless LANs", Information Report TUE_WP6_PUB_02_v01, Technische Universiteit Eindhoven (2002).

**ANEXO F - PAPER DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA
RESSONANTE PARA SINAIS ELETROMAGNÉTICOS ATÉ VHF VI-
SANDO APLICAÇÕES EM TELECOMUNICAÇÕES, ACEITO PARA
APRESENTAÇÃO NO XXVI SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMU-
NICAÇÕES – SBRT, 02-05 DE SETEMBRO DE 2008, RJ (2008).**

Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais de Rádio na Faixa 0,4-10,2 MHz

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

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

Resumo – Este trabalho descreve pela primeira vez o desenvolvimento experimental de uma sonda optoeletrônica de sinais de rádio na faixa MF/HF (0,4-10,2 MHz) que mostra o formato de onda completo. Uma antena *loop* ressonante, passiva e sintonizável, alimenta um LED ultra-brilhante que é modulado pela corrente RF gerada. O sinal luminoso é enviado por fibra óptica plástica (POF) de PMMA para um receptor óptico remoto. As medidas são feitas em campo-próximo. A sonda não-calibrada apresenta 47,7 dB_{μV} de faixa dinâmica. Uma técnica de compensação da variação da atenuação do enlace em até 5,5 dB é proposta e testada com sucesso.

Palavras-chaves – Antena *loop*, fibra óptica plástica, MF, HF, LED, sonda eletromagnética.

1. INTRODUÇÃO

As sondas eletromagnéticas geralmente medem apenas a amplitude média do campo elétrico ou do vetor de Poynting da onda, fazendo então a retificação do sinal ou conversão para DC com o uso de um diodo Schottky de chaveamento rápido. Desta forma, perdem-se diversas informações a respeito da onda eletromagnética sendo mensurada, tais como o seu formato e os diversos parâmetros associados. Além da medida da amplitude, certas situações podem requerer a detecção e monitoramento do formato de onda dos sinais de rádio. Tais informações são extremamente importantes, por exemplo, no diagnóstico de Compatibilidade Eletromagnética (EMC) quando a amplitude de campo elétrico deve ser monitorada e comparada com limites de segurança ou tolerância dependentes da frequência [1].

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 localidade remota. As unidades devem ser ligadas entre si por um cabo de telemetria suficientemente longo. Cabos coaxiais podem influenciar as medidas, já que conduzem corrente e passam a funcionar como uma antena parasita, atenuam o sinal, irradiam e espalham ondas eletromagnéticas [2]. O uso de um enlace telemétrico de fibra óptica elimina possíveis problemas de interferência eletromagnética, reduz a

atenuação do sinal, o volume e o peso quando se compara com 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 [3,4] e LEDs [5]. Para que estas fontes luminosas operem em regime linear e com grande sensibilidade, torna-se necessário aplicar corrente de polarização (*bias*) nas mesmas [5].

As antenas *loop* são menos susceptíveis a ruídos eletromagnéticos que os outros tipos de antenas filamentosas [6]. Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica baseada numa antena *loop* passiva, ressonante, sintonizável para sinais de rádio, que apresenta um aspecto pouco comum e duas novas contribuições, respectivamente: operação em baixas frequências na faixa 0,4-10,2 MHz (MF/HF), utilização da tecnologia de POFs com LEDs ultra-brilhantes e a introdução de uma técnica para compensar variações da atenuação no enlace de POF, tornando o análogo do sinal de RF imune as perdas ópticas na fibra.

Alguns exemplos de aplicação das sondas são: caracterização em campo próximo de antenas [3,5] e de circuitos de alta-frequência [7], tratamento médico por hiper-termia [2], monitoramento da poluição eletromagnética devido a radio-tele-difusão e serviços sem-fio [1], interferência causada por *Broadband Power Line* (1,7-80 MHz) nas radiocomunicações [8], conexão remota entre antenas e o aparelho de rádio, inclusive para as faixas AM e HF [9,10], transporte de frequências intermediárias IF [10], etc.

2. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA

A Figura 1 mostra esquematicamente o circuito equivalente da sonda, sendo composta de uma antena *loop* alimentando um circuito optoeletrônico, que por sua vez é conectado a um receptor óptico através de 4,6 m de POF padrão (980/1000 μm e NA = 0,50) de PMMA.

Uma antena *loop* de um receptor comercial de rádio AM

Ricardo M. Ribeiro, rmr@pq.cnpq.br, Odair S. Xavier, odairxavier@yahoo.com.br, Jorge A. M. Souza, mitrione@oi.com.br, Andrés P. L. Barbero, Pablo@telecom.uff.br. Os autores agradecem ao MCT/CNPq e a Faperj pelo apoio financeiro recebido através das concessões 303102/2006-3 e E-26/171.158/2005, respectivamente.

ANTENA LOOP

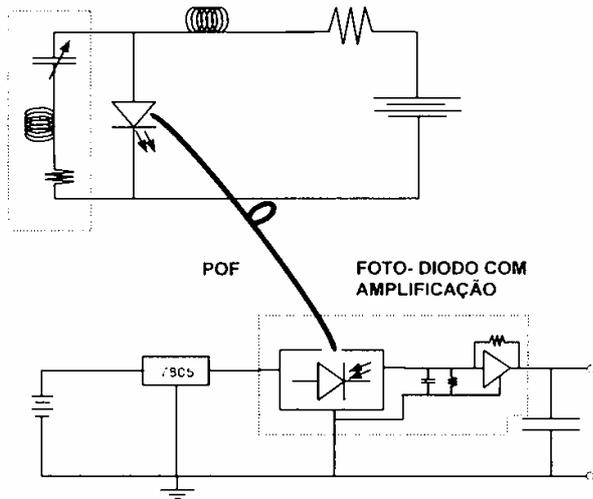


Fig. 1. Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica.

é conectada a um LED de GaAlAs emitindo 3,5 cd em 20 mA em torno de 660 nm com 25 nm de largura espectral, modelo B5b-436-30 da Laser Roithner (Viena, Áustria). A antena é eletricamente curta [11] até uma frequência de $\sim 8,6$ MHz pois $NC = 3,6 \text{ m} < \lambda/10$ onde $N = 8$, $C = 45 \text{ cm}$ e λ está situado entre 750 m e 30 m. A indutância medida da antena é de $31 \mu\text{H}$. Diversos capacitores discretos (cerâmicos) e variáveis são conectados, por vez, em série, podendo cobrir de centenas de pF até praticamente 0 pF. Desta forma, pode-se obter a ressonância do circuito entre 0,4 e 10,2 MHz. A antena captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF que é injetada no LED. Entretanto o sinal gerado pela antena é em geral muito fraco para vencer a barreira de potencial do LED ($V_{\text{limiar}} \approx 1,7 \text{ V}$) então é necessário fornecer uma voltagem de polarização usando uma fonte ajustável ou uma bateria. Em boa parte dos experimentos, o LED é polarizado diretamente com $V_{\text{DC}} \approx 3,7 \text{ V}$, bem acima do valor limiar. A resposta potência-corrente do LED torna-se bastante linear 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. A luz é acoplada diretamente do LED (com domo polido) para a extremidade clivada de POF (*butt-coupling*). A atenuação de potência da presente combinação POF + LED é de ~ 1 dB.

O receptor óptico constitui-se de um fotodiodo de Si com pré-amplificador integrado baseado num FET, modelo S6468-02 da Hamamatsu, com 35 MHz de largura de banda e 20 kΩ de ganho de transimpedância implicando numa sensibilidade de $11 \text{ mV}/\mu\text{W}$. Uma janela de vidro protege o *chip* semiconductor de 0,8 mm de diâmetro, sendo que a extremidade clivada da POF é posta em contato direto com a primeira. Não é utilizada qualquer micro-lente para focalizar a luz no fotodiodo. Cálculos geométricos estimam em ~ 10 dB a perda óptica na

fotodetecção. Os formatos de onda de sinais de rádio proveniente da modulação da portadora óptica entre 0,4 e 10,2 MHz foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais TDS 2022B da Tektronix.

Para a realização dos testes com a sonda optoeletrônica, foi utilizado um gerador de formatos de onda arbitrários AFG3101 da Tektronix, diretamente conectado a uma antena *loop* não-ressonante de mesmas dimensões que a antena utilizada na sonda. Não foram feitos esforços no sentido de se obter transmissão de sinais de rádio de grande potência. O gerador tem capacidade de entregar até 250 mW (24 dBm) de potência a uma carga casada com 50Ω . Cálculos numéricos precisos da densidade de potência e amplitude de campo H gerado pela antena transmissora estão ainda em desenvolvimento. Pode-se adiantar que a eficiência total é muito baixa, devido ao descasamento de impedâncias entre o gerador e antena *loop* transmissora, e a baixa eficiência radiativa desta última.

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Formato de onda do sinal de RF

A Figura 2 mostra um formato de onda em osciloscópio correspondente à excitação senoidal pelo gerador de sinais em 2,42 MHz com as antenas *loop* mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. Em todas as medidas, a conexão óptica entre o LED e a POF é desfeita para que a autenticidade do sinal fosse confirmada. Neste último caso, sempre se observa apenas uma linha de base no osciloscópio.

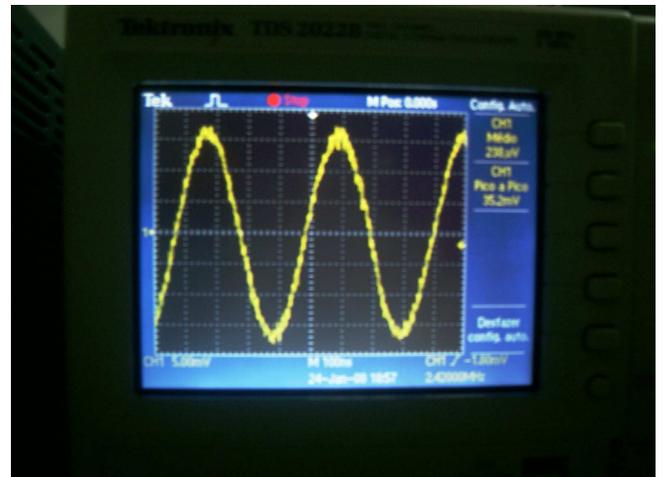


Fig. 2. Formato de onda em osciloscópio (5 mV/div e 100 ns/div) do análogo do sinal de RF em 2,42 MHz.

Um capacitor mecânico variável é ajustado para o seu menor valor possível de capacitância. Depois, um ajuste fino de ressonância é obtido para uma frequência de 2,42 MHz variando a frequência do gerador de ondas. Um sinal bastante fiel à onda senoidal em RF original pode aqui ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de

dados de medida e cálculo de média foi aplicado. Portanto os formatos de onda são obtidos em tempo real.

Comparando o resultado aqui obtido com o resultado onde apenas um fotodiodo de silício (sem pré-amplificador) era utilizado para a sonda operando em 2 MHz [12], obteve-se um aumento de ~ 26 dB_V na amplitude de sinal.

B. Medida da faixa dinâmica

A Figura 3 mostra a medida da amplitude de voltagem pico-a-pico (mV) do formato de onda em função da distância entre as antenas *loop* em unidades de λ . O referido sinal foi medido na tela do osciloscópio (ver Figura 2) numa frequência de 2,42 MHz.

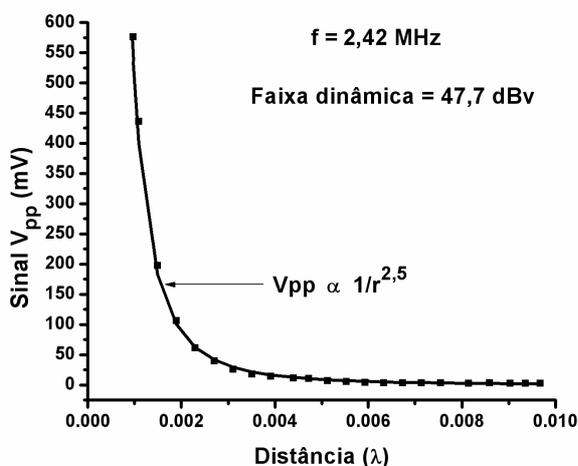


Fig. 3. Sinal de amplitude de voltagem pico-a-pico do formato de onda em função da distância (12-120 cm) entre as antenas *loop* em 2,42 MHz operando no campo-próximo, em unidades de comprimento de onda.

As medidas foram feitas a partir de 12 cm de distância entre as antenas, até a maior distância possível (120 cm) nas mesmas condições, de forma que a amplitude de sinal ficasse bem próxima da amplitude de ruído ($\sim 1,7$ mV).

Os sinais de amplitude de voltagem medidos são proporcionais ao campo magnético capturado pela antena *loop* da sonda que opera em regime de campo-próximo. Para tal, é teoricamente [13] previsto uma dependência $\sim 1/r^3$, onde r é a distância entre as antenas. O resultado experimental mostrou uma dependência com $\sim 1/r^{2,5}$ que embora discrepante, mostra que não se trata do regime em campo-distante, onde uma dependência $1/r$ seria obtida. A partir do maior e menor valor de amplitude de voltagem possível de medir, obtém-se 47,7 dB_V como sendo o valor da faixa dinâmica de operação da sonda.

C. Medida da resposta em frequências

A Figura 4 mostra a resposta em frequências da sonda operando entre 0,4 e 9,0 MHz com as antenas dentro do campo-próximo, distando entre si de 33,5 cm.

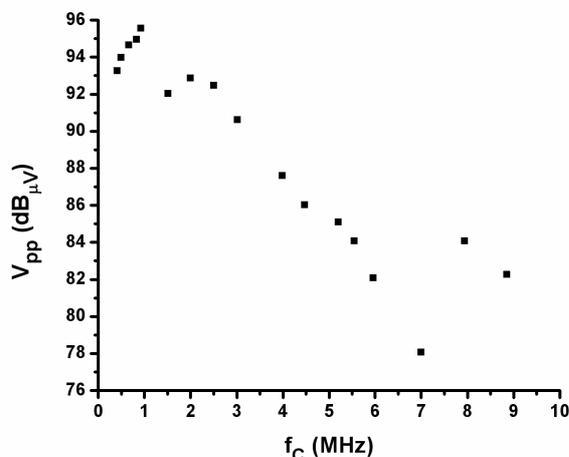


Fig. 4. Resposta em frequências da sonda optoeletrônica operando em campo próximo (33,5 cm de distância) na faixa 0,4-9,0 MHz.

Na realidade, o gráfico da Figura 4 mostra a resposta em frequências do par de antenas *loop* utilizadas. Portanto, tal comportamento é aproximadamente atribuído à sonda apenas. Observa-se que a sensibilidade da sonda, diretamente ligada ao fator da antena (*antenna factor*), é máxima dentro da faixa AM de rádio-difusão pois a antena *loop* utilizada foi originalmente projetada para a referida faixa. Os capacitores de sintonização permitem fazer a sonda ressonar em mais altas frequências, entretanto com desempenho (em dB_{μV}) linearmente decrescente numa taxa de 3,1 dB_V/MHz à medida que a frequência aumenta. Esta perda de desempenho deve-se provavelmente a diversos fatores como a resposta em frequência do LED, perdas nos capacitores, etc. A melhora do sinal em 8 e 9 MHz deve-se no momento a causas desconhecidas. Pode-se observar sinal de amplitude de voltagem > 6 dB_V acima do ruído até 10,2 MHz.

D. Compensação da variação da atenuação no enlace de POF

Curvaturas, envelhecimento, variação de comprimento e novas conexões podem mudar a atenuação (de ~ 1 dB em 4,6 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 irá variar se a atenuação da POF também variar. Seria então impossível saber se o nível de RF variou e de quanto. No sentido de aumentar a confiabilidade da sonda, 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]. 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 afetado por mudanças no nível de potência de RF que incide na sonda. A razão da amplitude de sinais I_{RF}/I_{DC} provê então uma medida mais robusta da magnitude do campo eletromagnético incidente.

Observa-se no osciloscópio que o sinal foto-detectado é de fato uma superposição das componentes I_{RF} e I_{DC} . As mesmas são então medidas separadamente, a razão I_{RF}/I_{DC} é calculada e posta no gráfico mostrado pela Figura 5 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 fixadas numa distância de 33,5 cm entre si, ao invés de 2 MHz e 14cm [12]. Cálculos estatísticos fornecem o mesmo desvio padrão de I_{RF}/I_{DC} que o obtido em [12].

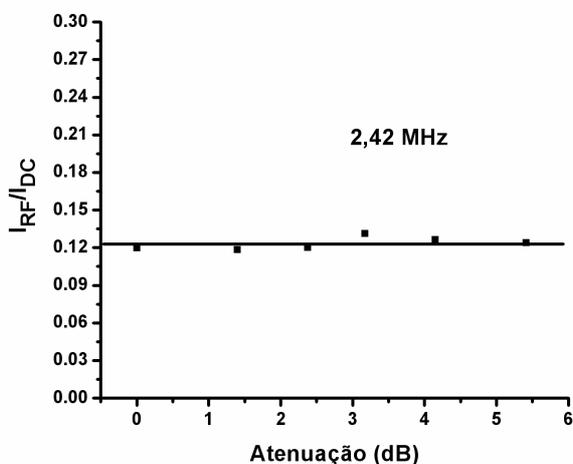


Fig. 5. Gráfico da dependência da razão I_{RF}/I_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas.

4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreve medidas de caracterização de uma sonda optoeletrônica do campo magnético H em RF, ressonante, passiva e sintonizável. É composta de uma antena *loop* conectada com um capacitor de sintonização e um LED ultra-brilhante visível fazendo enlace de telemetria remoto para um receptor óptico através de uma POF de PMMA. As POFs além de possuírem todas as características conhecidas das fibras ópticas, são mais seguras e fáceis de manipular que as fibras de sílica. A sonda tem sido desenvolvida para operar nas faixas MF/HF em campo próximo, não só por conveniência, mas também por possuir diversas aplicações em potencial. Foi demonstrada a obtenção de formato de onda completo de sinais de rádio com frequências entre 0,4 MHz e 10,2 MHz com faixa dinâmica de 47,7 dB_V e *roll-off* de 3,1 dB_{μV}/MHz entre 2,5 e 7 MHz. Uma técnica nova e simples para a compensação da variação da atenuação da POF até

5,5 dB foi demonstrada para 2,42 MHz com o uso de um receptor composto de um fotodiodo e pré-amplificador. Até o presente estágio, não foi feita qualquer tentativa de calibrar a sonda optoeletrônica. Os resultados obtidos, embora de caráter ainda preliminar, se mostram promissores.

A sonda pode ter seus parâmetros de desempenho melhorados ao se projetar adequadamente à antena *loop*, usar LEDs de melhor resposta em frequência ou LDs, otimizar os acoplamentos ópticos, introduzir um estágio de pós-amplificação no receptor, usar outras fibras ópticas, etc. A sonda tem a flexibilidade de se constituir numa unidade compacta e portátil onde o enlace telemétrico a fibra óptica pode ou não ser usado conforme a necessidade. Deve-se notar que o sistema aqui descrito compreende uma antena *loop* passiva, ou seja, não utiliza amplificador em linha. O mesmo deveria ser incluído caso se deseje que a sonda venha a tornar-se um sistema do tipo *Radio-over-Fibre*.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Trinchero, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, September 2000, Brugge.
- [2] C.J. Schneider, N. Engelberts and J.D.P. van Dijk, "Characteristics of a passive RF field probe with fibre-optic link for measurement in liquid hyperthermia phantoms", Phys. Med. Biol., **36**, 4, 461-474 (1991).
- [3] 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).
- [4] 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).
- [5] P.S. Neelakanta and D. DeGroff, "Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor", Electronics Letters, **25**, 23, 1606-1608 (1989).
- [6] David Lauder and James 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).
- [7] K. Yang, L.P.B. Katehi and J.T. Whitaker, "Electric field mapping system using an optical-fiber-based electrooptic probe", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. **11**, 4, 164-166 (2001).
- [8] Broadband over Power Line: Why Amateur Radio Is Concerned About Its Deployment", The National Association for Amateur Radio, March 2005, www.arl.org/bpl.
- [9] Syntonics Corporation, www.syntonicscorp.com.
- [10] Photonuum, Inc., www.photonuum.com.
- [11] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", p. 203, 2nd edition, Wiley (1997).
- [12] Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier, Jorge A. Mitrione and Andrés P. L. Barbero, "Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre", 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, p. 206-209, Turin, Italy, September 10-12 (2007).
- [13] Ichiro Yokoshima, "Absolute Measurements for Small Loop Antennas for RF Magnetic Field Standards", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **IM-23**, 3, 217-221 (1974).

**ANEXO G - *PAPER* DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA OPTOELETRÔNICA
RESSONANTE PARA SINAIS DE RÁDIO NA FAIXA 0,4-10,2 MHZ. A-
PRESENTADO NO MOMAG 2008, FLORIANÓPOLIS-SC.**

Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais de Rádio na Faixa 0,4-10,2 MHz

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

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

Resumo – Este trabalho descreve pela primeira vez o desenvolvimento experimental de uma sonda optoeletrônica de sinais de rádio na faixa MF/HF (0,4-10,2 MHz) que mostra o formato de onda completo. Uma antena *loop* ressonante, passiva e sintonizável, alimenta um LED ultra-brilhante que é modulado pela corrente RF gerada. O sinal luminoso é enviado por fibra óptica plástica (POF) de PMMA para um receptor óptico remoto. As medidas são feitas em campo-próximo. A sonda não-calibrada apresenta 47,7 dB_{μV} de faixa dinâmica. Uma técnica de compensação da variação da atenuação do enlace em até 5,5 dB é proposta e testada com sucesso.

Palavras-chaves – Antena *loop*, fibra óptica plástica, MF, HF, LED, sonda eletromagnética.

1. INTRODUÇÃO

As sondas eletromagnéticas geralmente medem apenas a amplitude média do campo elétrico ou do vetor de Poynting da onda, fazendo então a retificação do sinal ou conversão para DC com o uso de um diodo Schottky de chaveamento rápido. Desta forma, perdem-se diversas informações a respeito da onda eletromagnética sendo mensurada, tais como o seu formato e os diversos parâmetros associados. Além da medida da amplitude, certas situações podem requerer a detecção e monitoramento do formato de onda dos sinais de rádio. Tais informações são extremamente importantes, por exemplo, no diagnóstico de Compatibilidade Eletromagnética (EMC) quando a amplitude de campo elétrico deve ser monitorada e comparada com limites de segurança ou tolerância dependentes da frequência [1].

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 localidade remota. As unidades devem ser ligadas entre si por um cabo de telemetria suficientemente longo. Cabos coaxiais podem influenciar as medidas, já que conduzem corrente e passam a funcionar como uma antena parasita, atenuam o sinal, irradiam e espalham ondas eletromagnéticas [2]. O uso de um enlace telemétrico de fibra óptica elimina possíveis problemas de interferência eletromagnética, reduz a

atenuação do sinal, o volume e o peso quando se compara com 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 [3,4] e LEDs [5]. Para que estas fontes luminosas operem em regime linear e com grande sensibilidade, torna-se necessário aplicar corrente de polarização (*bias*) nas mesmas [5].

As antenas *loop* são menos susceptíveis a ruídos eletromagnéticos que os outros tipos de antenas filamentosas [6]. Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica baseada numa antena *loop* passiva, ressonante, sintonizável para sinais de rádio, que apresenta um aspecto pouco comum e duas novas contribuições, respectivamente: operação em baixas frequências na faixa 0,4-10,2 MHz (MF/HF), utilização da tecnologia de POFs com LEDs ultra-brilhantes e a introdução de uma técnica para compensar variações da atenuação no enlace de POF, tornando o análogo do sinal de RF imune as perdas ópticas na fibra.

Alguns exemplos de aplicação das sondas são: caracterização em campo próximo de antenas [3,5] e de circuitos de alta-frequência [7], tratamento médico por hiper-termia [2], monitoramento da poluição eletromagnética devido a radio-tele-difusão e serviços sem-fio [1], interferência causada por *Broadband Power Line* (1,7-80 MHz) nas radiocomunicações [8], conexão remota entre antenas e o aparelho de rádio, inclusive para as faixas AM e HF [9,10], transporte de frequências intermediárias IF [10], etc.

2. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA

A Figura 1 mostra esquematicamente o circuito equivalente da sonda, sendo composta de uma antena *loop* alimentando um circuito optoeletrônico, que por sua vez é conectado a um receptor óptico através de 4,6 m de POF padrão (980/1000 μm e NA = 0,50) de PMMA.

Uma antena *loop* de um receptor comercial de rádio AM

Ricardo M. Ribeiro, rmr@pq.cnpq.br, Odair S. Xavier, odairxavier@yahoo.com.br, Jorge A. M. Souza, mitrione@oi.com.br, Andrés P. L. Barbero, Pablo@telecom.uff.br. Os autores agradecem ao MCT/CNPq e a Faperj pelo apoio financeiro recebido através das concessões 303102/2006-3 e E-26/171.158/2005, respectivamente.

ANTENA LOOP

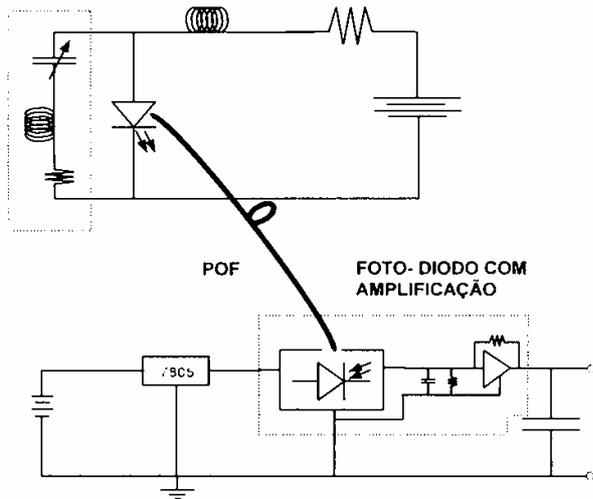


Fig. 1. Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica.

é conectada a um LED de GaAlAs emitindo 3,5 cd em 20 mA em torno de 660 nm com 25 nm de largura espectral, modelo B5b-436-30 da Laser Roithner (Viena, Áustria). A antena é eletricamente curta [11] até uma frequência de $\sim 8,6$ MHz pois $NC = 3,6 \text{ m} < \lambda/10$ onde $N = 8$, $C = 45 \text{ cm}$ e λ está situado entre 750 m e 30 m. A indutância medida da antena é de $31 \mu\text{H}$. Diversos capacitores discretos (cerâmicos) e variáveis são conectados, por vez, em série, podendo cobrir de centenas de pF até praticamente 0 pF. Desta forma, pode-se obter a ressonância do circuito entre 0,4 e 10,2 MHz. A antena captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF que é injetada no LED. Entretanto o sinal gerado pela antena é em geral muito fraco para vencer a barreira de potencial do LED ($V_{\text{limiar}} \approx 1,7 \text{ V}$) então é necessário fornecer uma voltagem de polarização usando uma fonte ajustável ou uma bateria. Em boa parte dos experimentos, o LED é polarizado diretamente com $V_{\text{DC}} \approx 3,7 \text{ V}$, bem acima do valor limiar. A resposta potência-corrente do LED torna-se bastante linear 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. A luz é acoplada diretamente do LED (com domo polido) para a extremidade clivada de POF (*butt-coupling*). A atenuação de potência da presente combinação POF + LED é de ~ 1 dB.

O receptor óptico constitui-se de um fotodiodo de Si com pré-amplificador integrado baseado num FET, modelo S6468-02 da Hamamatsu, com 35 MHz de largura de banda e 20 k Ω de ganho de transimpedância implicando numa sensibilidade de 11 mV/ μW . Uma janela de vidro protege o *chip* semiconductor de 0,8 mm de diâmetro, sendo que a extremidade clivada da POF é posta em contato direto com a primeira. Não é utilizada qualquer micro-lente para focalizar a luz no fotodiodo. Cálculos geométricos estimam em ~ 10 dB a perda óptica na

fotodetecção. Os formatos de onda de sinais de rádio proveniente da modulação da portadora óptica entre 0,4 e 10,2 MHz foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais TDS 2022B da Tektronix.

Para a realização dos testes com a sonda optoeletrônica, foi utilizado um gerador de formatos de onda arbitrários AFG3101 da Tektronix, diretamente conectado a uma antena *loop* não-ressonante de mesmas dimensões que a antena utilizada na sonda. Não foram feitos esforços no sentido de se obter transmissão de sinais de rádio de grande potência. O gerador tem capacidade de entregar até 250 mW (24 dBm) de potência a uma carga casada com 50 Ω . Cálculos numéricos precisos da densidade de potência e amplitude de campo H gerado pela antena transmissora estão ainda em desenvolvimento. Pode-se adiantar que a eficiência total é muito baixa, devido ao descasamento de impedâncias entre o gerador e antena *loop* transmissora, e a baixa eficiência radiativa desta última.

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Formato de onda do sinal de RF

A Figura 2 mostra um formato de onda em osciloscópio correspondente à excitação senoidal pelo gerador de sinais em 2,42 MHz com as antenas *loop* mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. Em todas as medidas, a conexão óptica entre o LED e a POF é desfeita para que a autenticidade do sinal fosse confirmada. Neste último caso, sempre se observa apenas uma linha de base no osciloscópio.

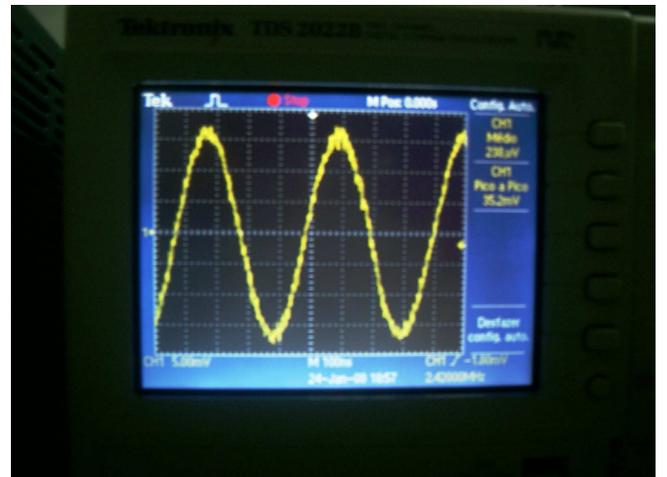


Fig. 2. Formato de onda em osciloscópio (5 mV/div e 100 ns/div) do análogo do sinal de RF em 2,42 MHz.

Um capacitor mecânico variável é ajustado para o seu menor valor possível de capacitância. Depois, um ajuste fino de ressonância é obtido para uma frequência de 2,42 MHz variando a frequência do gerador de ondas. Um sinal bastante fiel à onda senoidal em RF original pode aqui ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de

dados de medida e cálculo de média foi aplicado. Portanto os formatos de onda são obtidos em tempo real.

Comparando o resultado aqui obtido com o resultado onde apenas um fotodiodo de silício (sem pré-amplificador) era utilizado para a sonda operando em 2 MHz [12], obteve-se um aumento de ~ 26 dB_V na amplitude de sinal.

B. Medida da faixa dinâmica

A Figura 3 mostra a medida da amplitude de voltagem pico-a-pico (mV) do formato de onda em função da distância entre as antenas *loop* em unidades de λ . O referido sinal foi medido na tela do osciloscópio (ver Figura 2) numa frequência de 2,42 MHz.

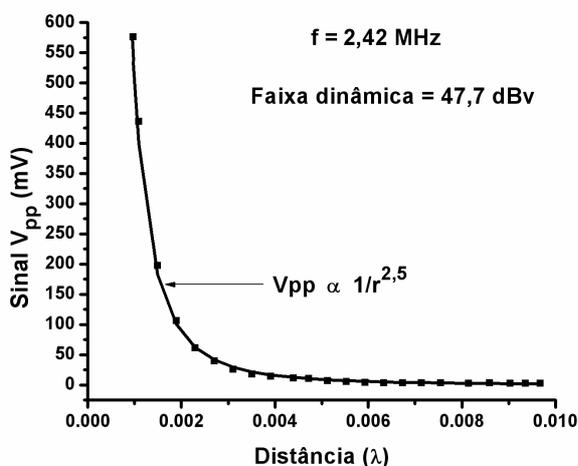


Fig. 3. Sinal de amplitude de voltagem pico-a-pico do formato de onda em função da distância (12-120 cm) entre as antenas *loop* em 2,42 MHz operando no campo-próximo, em unidades de comprimento de onda.

As medidas foram feitas a partir de 12 cm de distância entre as antenas, até a maior distância possível (120 cm) nas mesmas condições, de forma que a amplitude de sinal ficasse bem próxima da amplitude de ruído ($\sim 1,7$ mV).

Os sinais de amplitude de voltagem medidos são proporcionais ao campo magnético capturado pela antena *loop* da sonda que opera em regime de campo-próximo. Para tal, é teoricamente [13] previsto uma dependência $\sim 1/r^3$, onde r é a distância entre as antenas. O resultado experimental mostrou uma dependência com $\sim 1/r^{2,5}$ que embora discrepante, mostra que não se trata do regime em campo-distante, onde uma dependência $1/r$ seria obtida. A partir do maior e menor valor de amplitude de voltagem possível de medir, obtém-se 47,7 dB_V como sendo o valor da faixa dinâmica de operação da sonda.

C. Medida da resposta em frequências

A Figura 4 mostra a resposta em frequências da sonda operando entre 0,4 e 9,0 MHz com as antenas dentro do campo-próximo, distando entre si de 33,5 cm.

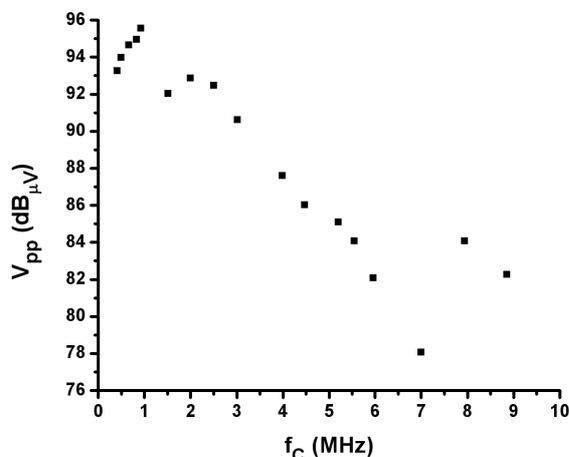


Fig. 4. Resposta em frequências da sonda optoeletrônica operando em campo próximo (33,5 cm de distância) na faixa 0,4-9,0 MHz.

Na realidade, o gráfico da Figura 4 mostra a resposta em frequências do par de antenas *loop* utilizadas. Portanto, tal comportamento é aproximadamente atribuído à sonda apenas. Observa-se que a sensibilidade da sonda, diretamente ligada ao fator da antena (*antenna factor*), é máxima dentro da faixa AM de rádio-difusão pois a antena *loop* utilizada foi originalmente projetada para a referida faixa. Os capacitores de sintonização permitem fazer a sonda ressonar em mais altas frequências, entretanto com desempenho (em dB_{μV}) linearmente decrescente numa taxa de 3,1 dB_V/MHz à medida que a frequência aumenta. Esta perda de desempenho deve-se provavelmente a diversos fatores como a resposta em frequência do LED, perdas nos capacitores, etc. A melhora do sinal em 8 e 9 MHz deve-se no momento a causas desconhecidas. Pode-se observar sinal de amplitude de voltagem > 6 dB_V acima do ruído até 10,2 MHz.

D. Compensação da variação da atenuação no enlace de POF

Curvaturas, envelhecimento, variação de comprimento e novas conexões podem mudar a atenuação (de ~ 1 dB em 4,6 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 irá variar se a atenuação da POF também variar. Seria então impossível saber se o nível de RF variou e de quanto. No sentido de aumentar a confiabilidade da sonda, 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]. 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 afetado por mudanças no nível de potência de RF que incide na sonda. A razão da amplitude de sinais I_{RF}/I_{DC} provê então uma medida mais robusta da magnitude do campo eletromagnético incidente.

Observa-se no osciloscópio que o sinal foto-detectado é de fato uma superposição das componentes I_{RF} e I_{DC} . As mesmas são então medidas separadamente, a razão I_{RF}/I_{DC} é calculada e posta no gráfico mostrado pela Figura 5 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 fixadas numa distância de 33,5 cm entre si, ao invés de 2 MHz e 14cm [12]. Cálculos estatísticos fornecem o mesmo desvio padrão de I_{RF}/I_{DC} que o obtido em [12].

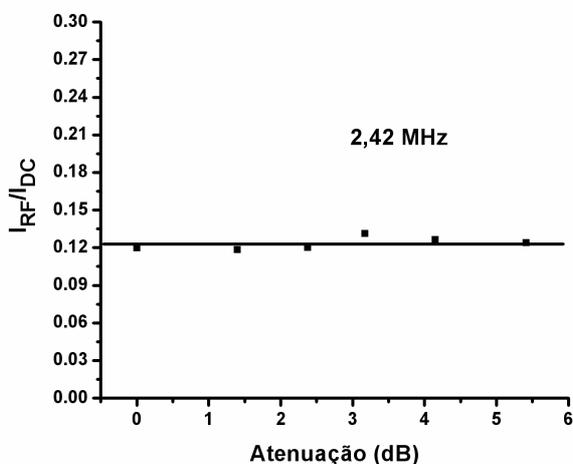


Fig. 5. Gráfico da dependência da razão I_{RF}/I_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas.

4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreve medidas de caracterização de uma sonda optoeletrônica do campo magnético H em RF, ressonante, passiva e sintonizável. É composta de uma antena *loop* conectada com um capacitor de sintonização e um LED ultra-brilhante visível fazendo enlace de telemetria remoto para um receptor óptico através de uma POF de PMMA. As POFs além de possuírem todas as características conhecidas das fibras ópticas, são mais seguras e fáceis de manipular que as fibras de sílica. A sonda tem sido desenvolvida para operar nas faixas MF/HF em campo próximo, não só por conveniência, mas também por possuir diversas aplicações em potencial. Foi demonstrada a obtenção de formato de onda completo de sinais de rádio com frequências entre 0,4 MHz e 10,2 MHz com faixa dinâmica de 47,7 dB_V e *roll-off* de 3,1 dB_{μV}/MHz entre 2,5 e 7 MHz. Uma técnica nova e simples para a compensação da variação da atenuação da POF até

5,5 dB foi demonstrada para 2,42 MHz com o uso de um receptor composto de um fotodiodo e pré-amplificador. Até o presente estágio, não foi feita qualquer tentativa de calibrar a sonda optoeletrônica. Os resultados obtidos, embora de caráter ainda preliminar, se mostram promissores.

A sonda pode ter seus parâmetros de desempenho melhorados ao se projetar adequadamente à antena *loop*, usar LEDs de melhor resposta em frequência ou LDs, otimizar os acoplamentos ópticos, introduzir um estágio de pós-amplificação no receptor, usar outras fibras ópticas, etc. A sonda tem a flexibilidade de se constituir numa unidade compacta e portátil onde o enlace telemétrico a fibra óptica pode ou não ser usado conforme a necessidade. Deve-se notar que o sistema aqui descrito compreende uma antena *loop* passiva, ou seja, não utiliza amplificador em linha. O mesmo deveria ser incluído caso se deseje que a sonda venha a tornar-se um sistema do tipo *Radio-over-Fibre*.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Trinchero, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, September 2000, Brugge.
- [2] C.J. Schneider, N. Engelberts and J.D.P. van Dijk, "Characteristics of a passive RF field probe with fibre-optic link for measurement in liquid hyperthermia phantoms", Phys. Med. Biol., **36**, 4, 461-474 (1991).
- [3] 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).
- [4] 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).
- [5] P.S. Neelakanta and D. DeGroff, "Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor", Electronics Letters, **25**, 23, 1606-1608 (1989).
- [6] David Lauder and James 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).
- [7] K. Yang, L.P.B. Katehi and J.T. Whitaker, "Electric field mapping system using an optical-fiber-based electrooptic probe", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. **11**, 4, 164-166 (2001).
- [8] Broadband over Power Line: Why Amateur Radio Is Concerned About Its Deployment", The National Association for Amateur Radio, March 2005, www.arl.org/bpl.
- [9] Syntonics Corporation, www.syntonicscorp.com.
- [10] Photonuum, Inc., www.photonuum.com.
- [11] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", p. 203, 2nd edition, Wiley (1997).
- [12] Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier, Jorge A. Mitrione and Andrés P. L. Barbero, "Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre", 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, p. 206-209, Turin, Italy, September 10-12 (2007).
- [13] Ichiro Yokoshima, "Absolute Measurements for Small Loop Antennas for RF Magnetic Field Standards", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **IM-23**, 3, 217-221 (1974).

ANEXO H - *PAPER* Sonda Optoeletrônica Ressonante para Monitoramento Eletromagnético em Baixas Frequências, submetido ao ISA-Show 2008, São Paulo.

SONDA OPTOELETRÔNICA RESSONANTE PARA O MONITORAMENTO ELETROMAGNÉTICO EM BAIXAS FREQUÊNCIAS

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

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

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

Abstract

We show experimental development of an optoelectronic probe for radio signals in the MF/HF/VHF band as a prototype Lab that displays the complete waveforms. The low-frequency (< 45 MHz) optimized probe is built from simple, low cost and robust components. A resonating, tuneable and passive loop antenna generates RF current modulating an ultra-bright LED intended for illumination. The light signals are transmitted by PMMA plastic optical fibre (POF) to an optical receiver in a remote location. All characterization measurements are carried out in the near-field region. The probe have shown $54 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ dynamic range, was able to detect 2 nA/cm amplitude magnetic field and a frequency response > 37 MHz. AM-band far-field radio transmission was also detected as $H_{\text{min}} \sim 0.8 \text{ nA/cm}$ amplitude. A new technique for compensation of link attenuation variation is proposed and successfully tested until 5.5 dB optical loss.

Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento experimental do protótipo de Laboratório de uma sonda optoeletrônica de sinais de rádio na faixa MF/HF/VHF que mostra o formato de onda completo. Para baixas frequências (< 45 MHz), a sonda utiliza componentes robustos, de baixo custo, circuitos simples, porém com desempenho otimizado. Uma antena *loop* da banda-AM, ressonante, passiva e sintonizável, alimenta um LED ultra-brilhante de iluminação 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 consistindo este último num fotodiodo com pré-amplificador integrado. As medidas de caracterização são feitas em campo-próximo. A sonda apresenta $54 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ de faixa dinâmica, pode-se detectar um campo magnético estimado em até 2 nA/cm e responder até uma frequência de > 37 MHz. A sonda foi também capaz de detectar emissões de rádio em campo-distante com amplitude estimada em $0,8 \text{ nA/cm}$. Uma técnica de compensação da variação da atenuação do enlace de fibra em até $5,5 \text{ dB}$, nunca antes descrita para sondas eletromagnéticas, é proposta e testada com sucesso.

Palavras-chaves: Sonda eletromagnética, antena *loop*, fibra óptica plástica, MF/HF/VHF, LED.

1. INTRODUÇÃO

O presente trabalho foi inicialmente motivado a partir do envolvimento de um dos autores com um sistema de radar aeroportuário quando trabalhava numa empresa dedicada à instalação, operação e manutenção do tal equipamento. O radar supostamente apresentava vazamento de microondas nas junções de guias de ondas. Tornou-se então importante monitorar o nível (perigoso ou letal) de potência, pois diversas pessoas transitavam no local. O fabricante do sistema de radar recomendava o uso de lâmpadas a gás neônio como um sensor visual de presença de altos níveis de potência de microondas. Alternativamente, a idéia era posicionar próximo a cada junção das guias um sensor óptico de microondas fazendo telemetria remota via fibra óptica que pudesse medir com confiabilidade a amplitude do campo utilizando instrumentação, e não através de uma simples estimativa visual. A segunda motivação, foi o grande interesse e o início de pesquisas [1-3] pelo nosso grupo na tecnologia de *Radio-over-Fibre* (RoF) [4]. A tecnologia RoF consiste em modular a portadora óptica a ser transmitida por fibra óptica com sinais de rádio, originados a partir de diversos serviços de Telecomunicações sem-fio. Pode-se então notar que se trata de transmissão analógica, pois apenas o sinal modulante aplicado à portadora em RF é digital. Esta tecnologia incorpora amplificadores de RF em seus circuitos, assim como qualquer receptor (terminal) de serviços sem-fio também o faz. A razão é que o sinal a ser detectado, para posteriormente ser transmitido via fibra óptica, é em geral bastante fraco em amplitude.

As sondas eletromagnéticas convencionais [5] ou as optoeletrônicas mais antigas [6-8], em muitos casos medem apenas a amplitude média do campo elétrico/magnético ou o vetor de Poynting da onda, fazendo então a retificação do sinal (conversão DC) com o uso de um diodo Schottky de chaveamento rápido ou a própria fonte de luz (diodo emissor de luz ou laser).

Desta forma, perdem-se diversas informações a respeito da onda eletromagnética sendo mensurada, tais como o seu formato e os diversos parâmetros. Além da medida da amplitude, certas situações podem requerer a detecção e o monitoramento do formato de onda dos sinais de rádio e das componentes de frequência no ambiente. Tais informações são extremamente importantes, por exemplo, 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 frequência [9-11].

A unidade de captura de RF deve ser fixada no ambiente a ser monitorado, enquanto que a unidade de recepção/processamento poderá ou deverá situar-se em localidade remota. As unidades devem ser ligadas entre si por um cabo de telemetria suficientemente longo. Cabos coaxiais podem influenciar as medidas, já que conduzem corrente e passam a funcionar como uma antena parasita, e também atenuam o sinal, irradiam e espalham ondas eletromagnéticas [10-12]. O uso de um enlace telemétrico de fibra óptica elimina também possíveis problemas de interferência eletromagnética e obtenção de falsos resultados de medidas, além de reduzir a atenuação do sinal, do volume, e do peso em comparação com os cabos metálicos, tendo também maior flexibilidade que estes últimos. Esta flexibilidade mecânica combinada com a redução de peso e volume oferecidos pelas fibras ópticas, é especialmente interessante para sondas operando em aviões e embarcações [11] de grande interesse para o setor militar.

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 [7,13] e LEDs [6,8]. Para que estas fontes luminosas operem em regime linear e com grande eficiência, torna-se necessário aplicar corrente de polarização (*bias*) nas mesmas [8].

As sondas eletromagnéticas baseadas em cristais eletro-ópticos têm sido mais pesquisadas nos últimos anos [11]. Entretanto, de forma geral, LEDs e LDs são mais fáceis de manipular, além de apresentarem menor custo e requisitarem circuitos eletrônicos mais simples. Os cristais eletro-ópticos requerem alimentação óptica remota com laser diodo ou laser de estado sólido operando em regime contínuo, e desta forma, pelo menos como vem sendo implementado e descrito na literatura, não permite utilizar a mesma técnica de compensação da atenuação do enlace a fibra, conforme é proposto e testado neste trabalho.

As antenas *loop* são menos susceptíveis a ruídos eletromagnéticos que os outros tipos de antenas filamentosas [14]. Este trabalho descreve em razoável detalhe, o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica até a fase de protótipo de Laboratório, baseada numa antena *loop* passiva, ressonante e sintonizável para sinais de rádio. A sonda apresenta duas novas contribuições: operação em baixas frequências na faixa 0,4-40 MHz (MF/HF/VHF) utilizando tecnologia de POFs combinada com LEDs ultra-brilhantes de iluminação e a introdução de uma técnica para compensar variações da atenuação no enlace de POF. O circuito de captura eletromagnética da sonda permite

sintonizar o V_{DC} aplicado ao LED e desta forma otimizar o seu funcionamento para os mais diversos LEDs.

Alguns exemplos de aplicação das sondas optoeletrônicas em baixas ou altas frequências são: caracterização em campo próximo de antenas [7,8] e de circuitos de alta-frequência [15], monitoramento da poluição eletromagnética devido a radio-tele-difusão e serviços sem-fio [9], monitoramento da interferência causada por *Broadband Power Line* (1,7-80 MHz) nas radiocomunicações [16], conexão remota entre antenas e o aparelho de rádio, inclusive para as faixas AM e HF [17,18], monitoração de tratamento médico por hiper-termia [12], monitoramento de linhas de transmissão de energia (50-60 Hz) [19], medida de transientes elétricos rápidos devido às descargas eletrostáticas (ESD) [10], monitoramento de uma grande variedade de sinais de rádio presente em embarcações militares [11], etc. Desde 2000 tem havido um interesse crescente em transceptores operando em baixas frequências [20]. Estes transceptores incluem os relacionados às tecnologias de identificação por rádio frequência (RFID), monitoramento de pressão em pneus (TPM – *Tire Pressure Monitoring*) e sistemas de imobilização de ignição em veículos automotores. Desta maneira têm crescido a necessidade de se realizar testes de conformidade em compatibilidade eletromagnética (EMC) em tais dispositivos transceptores.

A secção 2 deste artigo descreve a configuração experimental de testes e o protótipo desenvolvido, assim como explica o funcionamento da sonda optoeletrônica. A secção 3 descreve os diversos resultados experimentais obtidos e discute cada um dos mesmos. Em 3.1 é abordada a teoria resumida que permite realizar um cálculo estimativo do campo magnético H produzido pela antena *loop* em campo-próximo. Em 3.2 são descritos resultados de caracterização dos LEDs utilizados na sonda. Em 3.3 são mostrados os resultados da resposta da sonda no domínio do tempo e FFT (*Fast Fourier Transform*). Em 3.4 são descritos os resultados de medida da faixa dinâmica de operação e sensibilidade da sonda. Em 3.5 são descritos o método e um resultado experimental relacionados à compensação da variação da atenuação no enlace de POF. Finalmente, a secção 4 apresenta algumas conclusões e sugestões para os desenvolvimentos futuros.

2. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E O PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA SONDA

A Figura 1 mostra esquematicamente a configuração experimental básica utilizada no desenvolvimento da sonda. Para a realização dos testes, foi utilizado um gerador de formatos de onda arbitrários AFG3101 da Tektronix, capaz de produzir ondas senoidais em até 100 MHz, diretamente conectado a uma antena *loop* comercial não-ressonante de mesmas dimensões que a antena utilizada na sonda. O gerador tem capacidade de entregar apenas um máximo 250 mW de potência a uma carga casada com os 50 Ω de sua impedância de saída. Não foram então feitos esforços no sentido de se obter transmissão de sinais de rádio com grande amplitude de campo magnético, exceto pela operação em regime de campo-próximo. Nenhuma medida independente da amplitude de campo magnético foi realizada devido à indisponibilidade instrumental. Entretanto, a secção 3A descreve um cálculo estimativo de H como função da voltagem V_g e frequência f gerada pelo AFG 3101, e da distância r entre a antena-sonda e a antena geradora de campo.

A Figura 2 mostra esquematicamente o circuito equivalente da sonda optoeletrônica composto de uma antena *loop* alimentando um circuito optoeletrônico (Tx), que por sua vez é conectado a um receptor óptico (Rx) através de 4,6 m de POF padrão (980/1000 μm e abertura numérica = 0,50) de PMMA.

O Tx é composto de uma antena *loop* originalmente fazendo parte de um receptor comercial de rádio AM conectada a um LED vermelho ou verde emitindo em torno de 650 nm ou 520 nm, respectivamente. Utilizou-se o modelo Spot-LED de iluminação da DieMount GmbH [21] na configuração *pigtail* com 4,6m de POF PMMA padrão. A atenuação de potência da presente combinação POF + LED é de ~ 1 dB (excluindo o acoplamento óptico). A POF por si só apresenta cerca de 2 GHz de largura de banda. Os Spot-LEDs aqui utilizados são particularmente interessantes pois combinam alta potência acoplada na POF com resposta relativamente rápida em frequências. Uma pequena pastilha semicondutora (*chip*) é posicionada no foco de um pequeno parabolóide espelhado que auxiliado pela reflexão interna total em plástico, colima em $\pm 4^\circ$ boa parte da luz produzida que é então acoplada na entrada da POF. Desta forma, torna-se possível injetar na POF 2,3 mW e 4,0 mW de potência para os LEDs verde e vermelho, respectivamente, quando estiverem operando em 20 mA. O LED vermelho apresenta 21 nm de largura espectral e curva potência x corrente com comportamento linear até 30 mA [21].

Figura 1. Diagrama esquemático da configuração experimental básica utilizada para caracterizar a sonda optoeletrônica.

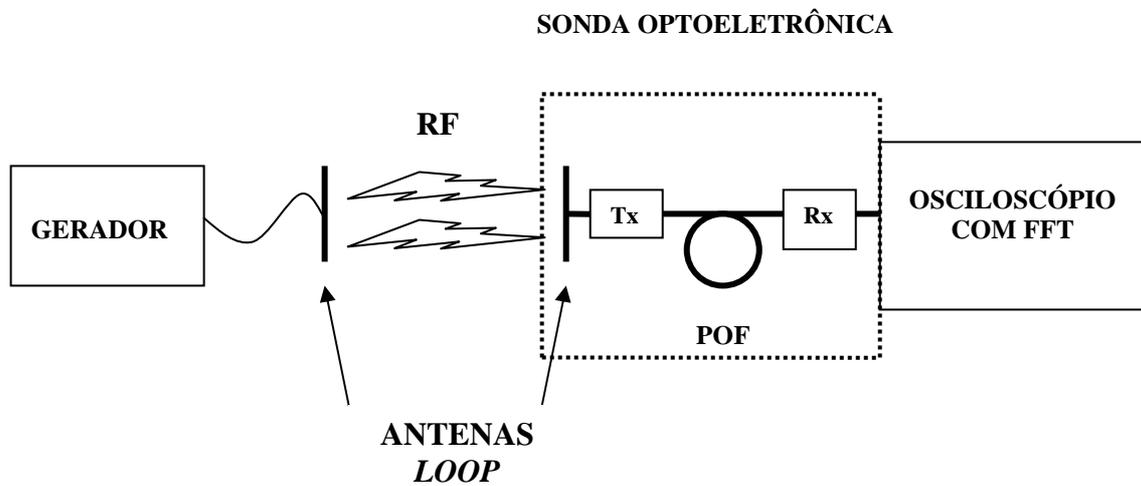
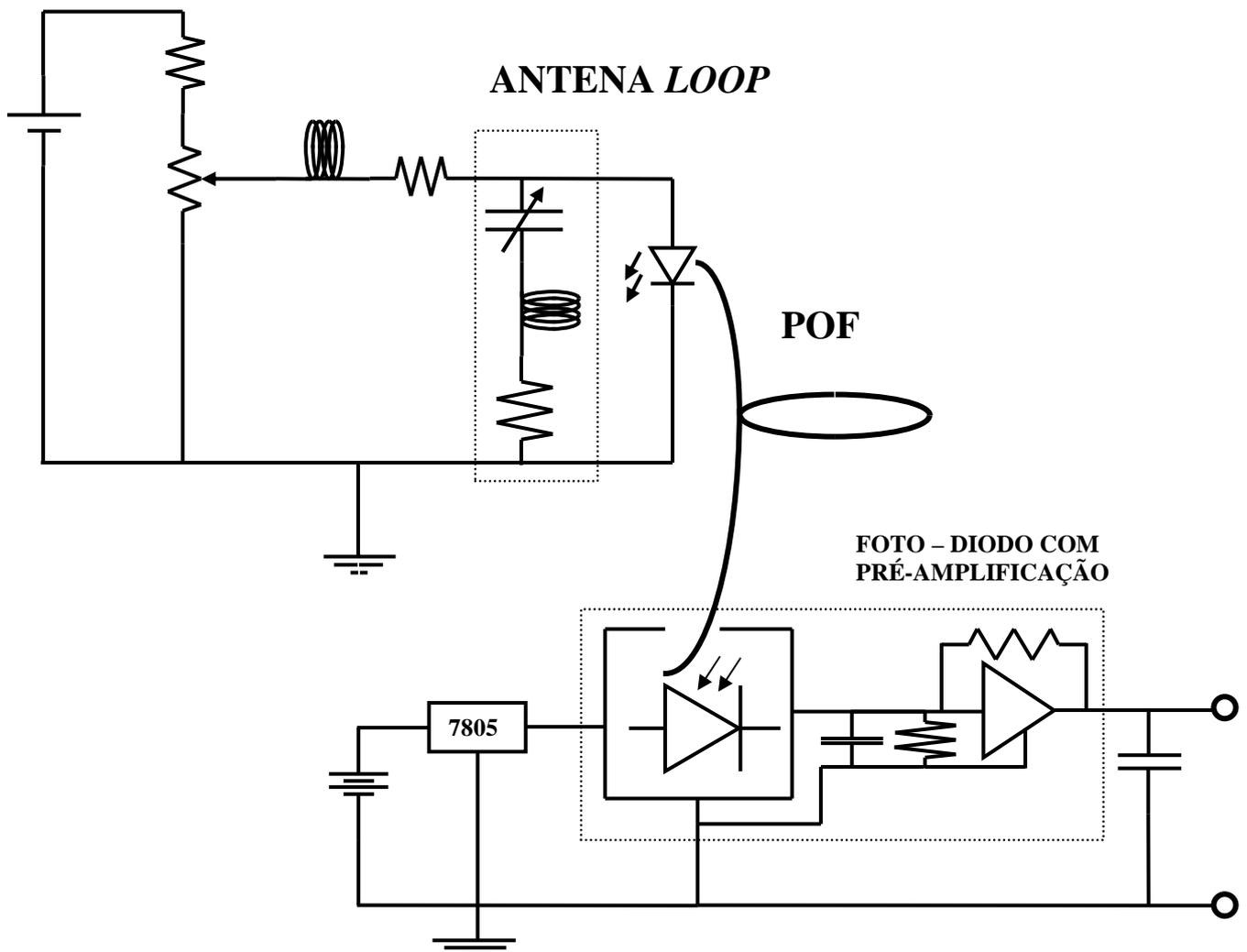


Figura 2. Diagrama esquemático do circuito equivalente da sonda optoeletrônica.



A antena da sonda é eletricamente curta [22] até uma frequência de ~8,6 MHz pois $NC = 3,6$ m $< \lambda/10$ onde $N = 8$, $C = 45$ cm e λ está situado entre 750 m e 30 m. A indutância da antena foi medida e apresentou 31 μ H. Diversos capacitores discretos (cerâmicos) e variáveis são conectados, por vez, combinados ou não, em série, podendo cobrir de centenas de pF até poucos pF. Desta forma, pode-se obter a ressonância do circuito entre 0,4 e >40 MHz. A antena captura o fluxo de campo magnético criando uma corrente em RF que é injetada e modula o LED. Entretanto o sinal gerado pela antena é em geral muito fraco para vencer a barreira de potencial do LED. Então, por mais uma razão, é sempre necessário fornecer uma voltagem de polarização V_{DC} usando uma fonte ajustável ou uma bateria. A resposta potência-corrente do LED torna-se bastante linear [21] 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.

A transmissão dos sinais de rádio via fibra óptica é aqui realizada no formato analógico, ou seja, a portadora de rádio modula diretamente a portadora óptica. A portadora de rádio por sua vez poderá carregar sinais modulantes digitais, que não é o presente caso, onde apenas senóides na faixa de MHz são geradas para finalidade de testes. Transmissões analógicas requerem linearidade nas conversões E/O e O/E no transmissor e receptor, respectivamente. Fotodiodos polarizados inversamente possuem resposta de conversão O/E bastante linear. O ponto crítico refere-se então ao transmissor. No presente caso, onde a fonte óptica LED consiste essencialmente num diodo, caso o mesmo seja diretamente alimentado com um sinal senoidal em RF, o sinal de saída será uma semi-senóide, caracterizando claramente um comportamento não-linear. Portanto o LED deverá ter seu ponto de operação acima de sua tensão limiar de condução V_{limiar} cujo valor varia conforme o material e estrutura de que é construído o LED, ou ao comprimento de onda que o mesmo emite. Para que o LED possa emitir uma máxima amplitude de sinal senoidal, o V_{DC} ótimo será em princípio aquele equidistante de V_{limiar} e da tensão DC capaz de produzir uma corrente (também DC) de 30 mA, que é normalmente a máxima corrente recomendada pelos fabricantes de LEDs. Desta maneira, um LED ultra-brilhante será capaz de reproduzir um análogo do sinal de rádio com amplitude óptica correspondente a um sinal de corrente RF com 15 mA de amplitude. Mais do que isto é possível, mas não recomendado, pois diminuirá a vida útil do LED. Entretanto surge um outro problema. O LED ao ser polarizado diretamente com V_{DC} , produzirá sinal óptico CW que dependendo de sua intensidade, irá saturar o fotodetector, inviabilizando qualquer medida. Se um nível adequado de atenuação for aplicado no enlace, de fato o fotodetector sairá do regime de saturação, porém o sinal modulado em RF também será atenuado na mesma proporção. Desta forma, torna-se necessário aplicar no LED uma voltagem V_{DC} otimizada para que a sonda combine uma máxima sensibilidade, linearidade e faixa dinâmica de operação. Como diversos LEDs foram testados no presente trabalho, então foi incorporado no circuito um esquema de alimentação V_{DC} a partir da inclusão de uma bateria de 9 V e um divisor de tensão capaz de ajustar o V_{DC} aplicado ao LED com precisão melhor que 0,1 V.

O Rx é o receptor óptico que se constitui de um fotodiodo de Si com pré-amplificador integrado baseado num FET, modelo S6468-02 da Hamamatsu. Apresenta 35 MHz de largura de banda (-3 dB) e 20 k Ω de ganho de transimpedância implicando numa sensibilidade de 8,5 mV/ μ W para 660 nm. Uma janela de vidro protege o *chip* semiconductor de 0,8 mm de diâmetro, sendo que a extremidade clivada da POF é posta em contato direto com a primeira. Não se utiliza qualquer micro-lente para focalizar a luz no fotodiodo. Cálculos geométricos estimam em ~10 dB a perda na fotodetecção. Um capacitor na saída elimina as auto-oscilações que surgem quando o foto-diodo é apenas polarizado. Os formatos de onda de sinais de rádio provenientes da modulação da portadora óptica entre 0,4 e >40 MHz foram mostrados e armazenados num osciloscópio digital de 2 canais TDS 2022B da Tektronix. O osciloscópio também permite a realização de cálculos FFT no formato de onda detectado, de forma que o espectro do sinal em campo-próximo transmitido pela sonda também pode ser visualizado para avaliar a sua pureza espectral e a detecção de emissões de rádio em campo-distante.

A Figura 3 mostra uma fotografia da unidade de geração de RF em campo-próximo utilizada para os testes. A mesma é composta do gerador de ondas arbitrário conectado com um par de fios de Litz trançados à antena *loop* transmissora. A Figura 4 mostra duas fotografias, uma delas (a) referente à unidade Tx de captura de RF e sua transdução para sinal óptico modulado e (b) referente à unidade de recepção óptica Rx que realiza a fotodetecção e a pré-amplificação da portadora modulada. As duas unidades devem ser conectadas entre si com certo comprimento de POF para compor a sonda optoeletrônica. A Figura 5 mostra uma fotografia da unidade de recepção óptica Rx diretamente conectada ao osciloscópio.

Figura 3. Fotografia da unidade de geração de RF para os testes com a sonda. É composta do gerador de ondas conectado à antena *loop* transmissora.



Figura 4. Fotografias das unidades (a) Tx de captura e transdução de RF em sinal óptico modulado e (b) Rx de recepção que realiza fotodetecção e amplificação da portadora modulada. As duas unidades conectadas entre si com POF compõem a sonda optoeletrônica.

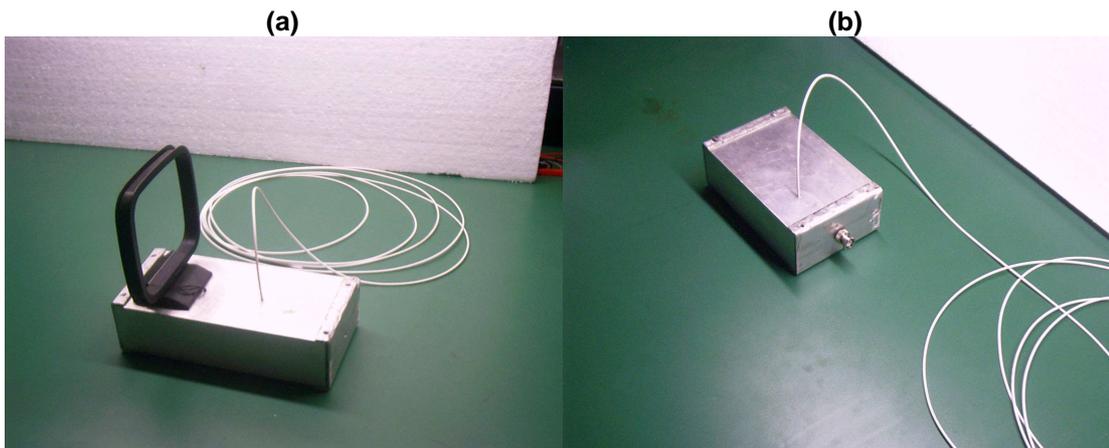


Figura 5. Unidade de recepção óptica conectada ao osciloscópio.



3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

3.1. Cálculo aproximado do campo magnético próximo H gerado pela antena *loop* de transmissão

No espaço livre, os campos eletromagnéticos criados por uma antena *loop* infinitesimal (também conhecida como dipolo de Fitzgerald), com seu centro geométrico localizado na origem de um sistema de coordenadas esféricas são bem conhecidos [20,22,23]. O campo magnético nas proximidades da fonte pode então ser calculado a partir da lei magneto-estática de Biot-Savart.

Para antenas emitindo em baixa frequência [20], teremos o regime de campo-próximo quando $r < \lambda_0/2\pi$ onde r é a distância do centro da antena ao ponto de observação (ou de medida do campo). No campo-próximo de antenas *loop*, existem predominantemente componentes de reatância indutiva que decaem espacialmente como $1/r^3$ e componentes quase-estáticas que decaem como $1/r^2$. No campo-distante, os campos decaem predominantemente como $1/r$. Considerando pontos bem próximos de uma antena *loop* circular de raio a , teremos um campo magnético $H(r)$ aproximadamente dado por (1).

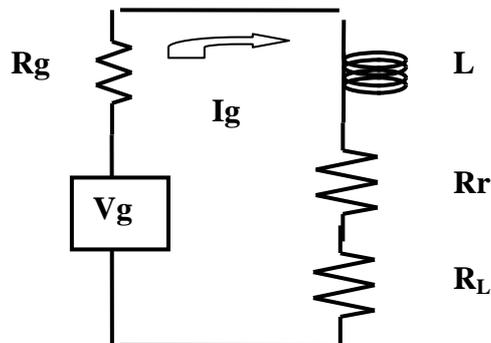
$$H(r) = \frac{I_g S}{2\pi\sqrt{(a^2 + r^2)^3}} \quad (1)$$

Na expressão (1), I_g é a corrente que circula no circuito equivalente gerador-antena mostrado na Figura 6, e S é a área de espira da antena *loop*. Com base no circuito equivalente da combinação gerador-antena, a corrente gerada no circuito pode ser calculada aproximadamente, desprezando a linha de transmissão, como mostrado por (2).

$$I_g = \frac{V_g}{(R_g + R_r + R_L) + j\omega L} \quad (2)$$

Em (2), V_g é a amplitude de voltagem fornecida e R_g a impedância resistiva de saída do gerador de RF. R_r é a resistência de radiação, R_L a resistência dissipativa e L a indutância, todos sendo parâmetros da antena *loop*. A frequência angular de excitação é dada por ω , que está relacionada com a frequência linear f por $\omega = 2\pi f$.

Figura 6. Circuito equivalente à configuração gerador-antena, desprezando a linha de transmissão.



Um programa de computador bastante simples na linguagem MatLab foi escrito para calcular R_r , R_L , I_g e então $H(f,r)$ no regime de campo-próximo. Para 2,515 MHz com $V_g = 10$ V, estima-se que numa distância de 33,5 cm da antena geradora, tenhamos em ordem de grandeza, $1 \mu\text{A}/\text{cm}$ de campo magnético H . Caso este campo magnético existisse suficientemente longe da antena geradora, o mesmo corresponderia naturalmente ao campo-distante. Neste caso, é possível calcular a densidade de potência média equivalente (módulo do vetor de Poynting) como tendo o valor, também em ordem de grandeza, de $10^{-6} \text{ W}/\text{m}^2$ ou $0,1 \text{ nW}/\text{cm}^2$. Novamente no campo-distante, temos uma equivalência de 37,7 mV/m para o campo elétrico. De (1) e (2), conclui-se que $H \propto V_g$ de forma que a partir do cálculo de H para $V_g = 10$ V, pode-se facilmente obter o valor de H para qualquer valor de V_g .

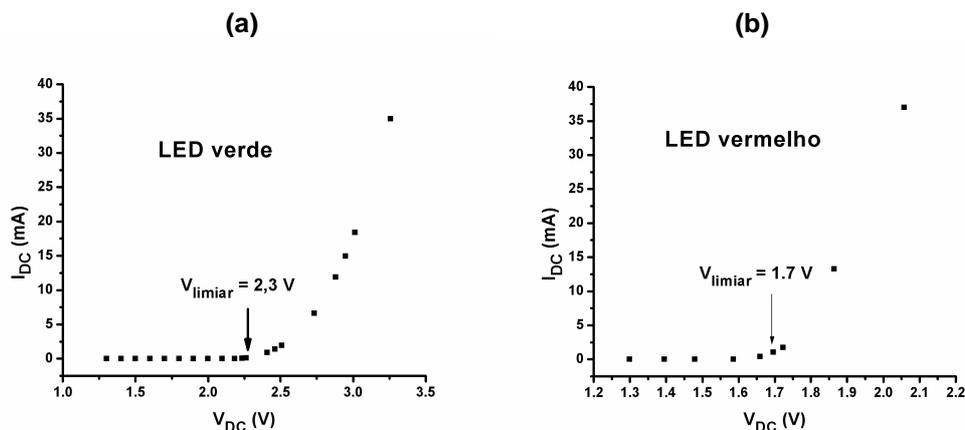
Medidas da amplitude de voltagem pico-a-pico (mV) produzida pela sonda em função da distância r entre as antenas *loop* em unidades de λ foram realizadas para 2,42 MHz [24] utilizando um LED de visualização comum até $r = 120$ cm, mas não são mostradas neste trabalho. Os sinais de amplitude de voltagem medidos são proporcionais à amplitude do campo magnético H capturado pela antena *loop* da sonda que opera em regime de campo-próximo. Para tal, é teoricamente [25] previsto uma dependência $\sim 1/r^3$, onde r é a distância entre as antenas. O resultado experimental [24] mostrou uma dependência com $\sim 1/r^{2,5}$ que embora discrepante, mostra que não se trata do regime em campo-distante, onde uma dependência $1/r$ seria obtida.

Com a atual configuração da sonda optoeletrônica utilizando os Spot-LEDs, sinais ópticos bem mais intensos puderam ser obtidos. Com o Spot-LED vermelho, mesmo com as antenas afastadas de 2 m entre si, foi possível observar no osciloscópio > 100 mV de sinal. Entretanto ao variar a distância r entre as antenas o sinal não era observado como tendo um comportamento monotônico. Trata-se provavelmente do comportamento complexo de campos em regime próximo. Antes não se observou, porque o nível de sinal óptico era bem mais baixo e as antenas não eram suficientemente afastadas entre si. A partir destes resultados, optou-se por fixar a distância entre as antenas de 33,5 cm e fazer variar a voltagem V_g no gerador, o que conseqüentemente faz variar proporcionalmente a amplitude H de campo magnético.

3.2. Caracterização dos LEDs

Os Spot-LEDs utilizados, assim como a sua combinação com o fotodiodo pré-amplificado do receptor foram caracterizados na resposta $I_{DC} \times V_{DC}$ e em largura de banda, respectivamente. A Figura 7 mostra as curvas de resposta $I_{DC} \times V_{DC}$ dos LEDs verde e vermelho.

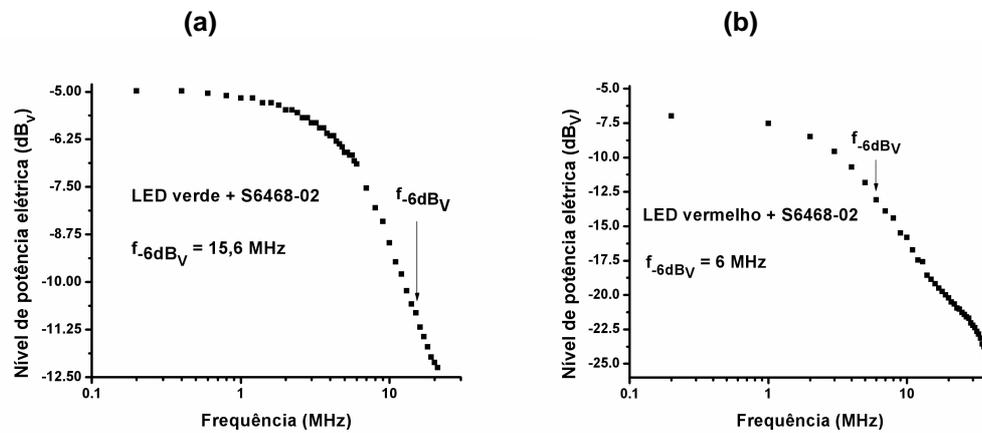
Figura 7. Curvas $I_{DC} \times V_{DC}$ dos Spot-LEDs (a) verde e (b) vermelho onde a tensão limiar V_{limiar} é avaliada e indicada.



Pode-se facilmente observar da Figura 7, que a tensão limiar de condução do LED verde é de $V_{limiar} = 2,3$ V enquanto que para o LED vermelho temos $V_{limiar} = 1,7$ V.

A Figura 8 mostra as curvas da largura de banda elétrica da combinação Spot-LED verde e vermelho com o fotodiodo pré-amplificado S6468-02. As medidas foram realizadas pelo método das frequências [26].

Figura 8. Gráficos das medidas de largura de banda da combinação Spot-LED verde (a) e (b) vermelho com o fotodiodo S6468-02.



Dos gráficos mostrados nas Figuras 8a e 8b, podem ser extraídas as larguras de banda elétrica (-6 dBV) do sistema como sendo de 15,6 MHz e 6 MHz para a combinação usando LED verde e vermelho, respectivamente. Utilizando o cálculo de orçamento de banda [27], assim como o valor de 35 MHz de largura de banda do fotodiodo amplificado, conforme fornecido pelo fabricante, obtém-se que os Spot-LEDs verde e vermelho por si só, apresentam uma largura de banda de 17,4 MHz e 6,1 MHz, respectivamente.

3.3. Formato temporal e espectro de sinais de RF sobre a portadora óptica

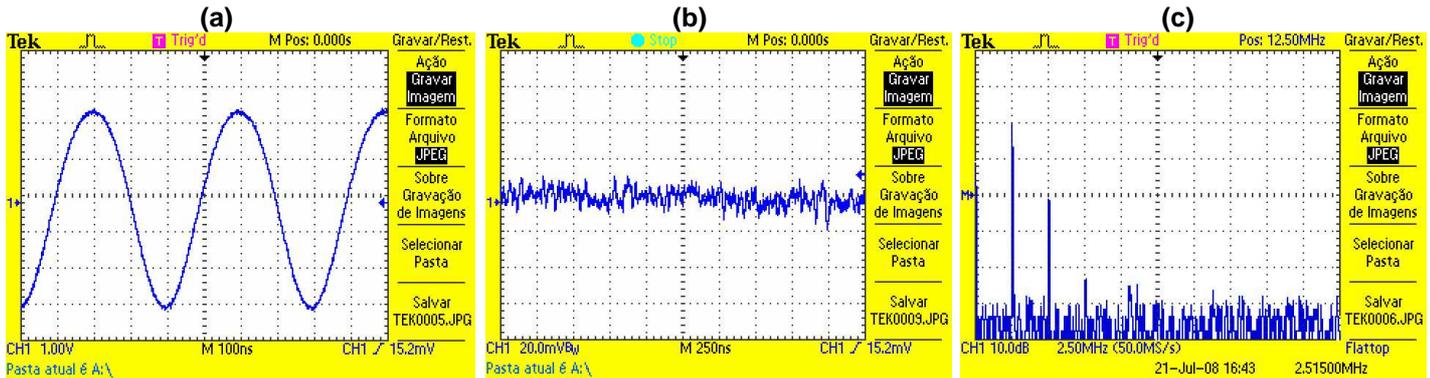
Num trabalho anterior [24], foi descrito um experimento de caracterização da resposta da sonda em função da frequência de rádio entre 0,4 e 9,0 MHz, onde LEDs ultra-brilhantes de visualização (*display*) comuns foram utilizados como fonte óptica. Pode-se concluir que a resposta em frequências deve-se não apenas a antena *loop* da sonda, como também a antena *loop* do gerador de campo magnético para os testes conforme mostrado nas Figuras 1 e 3. Portanto, tal comportamento é aproximadamente atribuído à sonda por si só. É razoável supor que a sensibilidade da sonda, diretamente ligada ao fator da antena (*antenna factor*), é máxima dentro da faixa AM de radiodifusão, pois a antena *loop* utilizada foi originalmente projetada para a referida faixa. Mais especificamente, o pico de resposta situa-se em torno de 1 MHz. Os capacitores de sintonização permitem fazer a sonda ressonar em mais altas frequências, entretanto com desempenho (em $dB_{\mu V}$) decrescente numa taxa de 3,1 dB_V/MHz à medida que a frequência aumenta. Esta perda de desempenho deve-se provavelmente a diversos fatores adicionais à antena *loop*, como a resposta em frequência do LED e as perdas nos capacitores. O LED originalmente utilizado em [24] sofreu dano permanente no seu contato elétrico e não foi caracterizado em sua largura de banda.

A Figura 9a mostra um formato de onda da portadora óptica como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de RF em 2,515 MHz com as antenas *loop* mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. Um capacitor de valor adequado é utilizado no circuito e um ajuste fino de ressonância é obtido para uma frequência de 2,515 MHz variando a frequência do gerador de RF. Um sinal bastante fiel à onda senoidal original pode aqui ser observado e nenhum procedimento de armazenamento de dados de medida e cálculo de média foi aplicado. Portanto os formatos de onda são obtidos em tempo real.

Em todas as medidas, a fonte de RF é momentaneamente desligada para que a autenticidade do sinal fosse confirmada. Neste último caso, sempre se observou apenas uma linha de base (nível de ruído) no osciloscópio, com cerca de < 1 mV pico-a-pico, conforme mostrado na Figura 9b. Este ruído é atribuído às emissões remotas de rádio que podem se capturadas pela sonda e não podem

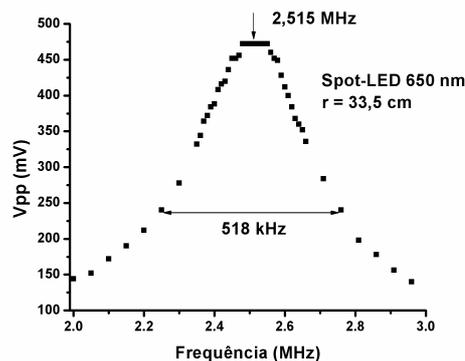
portanto ser bloqueadas pela blindagem do receptor óptico. A Figura 9c, mostra o gráfico da Transformada Rápida de Fourier (FFT) a partir do formato de onda mostrado na Figura 9a. Pode-se notar claramente a presença de um pico exatamente em 2,515 MHz e outro em 5,03 MHz (segundo harmônico) cerca de 22 dB_V abaixo da amplitude do primeiro, que por sua vez encontra-se também cerca de 46 dB_V acima do nível de ruído. Este sinal relativamente contaminado pode ser bastante melhorado caso o sinal de rádio incidente gerado em campo-próximo tenha menor amplitude, justamente para evitar a resposta não-linear do LED.

Figura 9. (a) Formato de onda no osciloscópio (100 mV/div e 100 ns/div) do sinal de RF em 2,515 MHz demodulado no tempo, (b) linha de base com gerador de RF desligado (2 mV/div e 250 ns/div e (c) FFT do sinal (10 dB_V/div e 2,5 MHz/div) .



A Figura 10 mostra resultados da medida da banda de operação da sonda em torno da frequência de ressonância em 2,515 MHz. Pode-se notar uma banda de 518 kHz, relativamente larga quando comparada com os poucos kHz de banda característica de antenas *loop* quando operando apenas eletricamente e com casamento de impedâncias. Estas medidas permitem estimar um fator de qualidade de $Q = 2,5$, valor este bastante baixo pois no circuito de captura/transdução não há casamento resistivo de impedâncias [28].

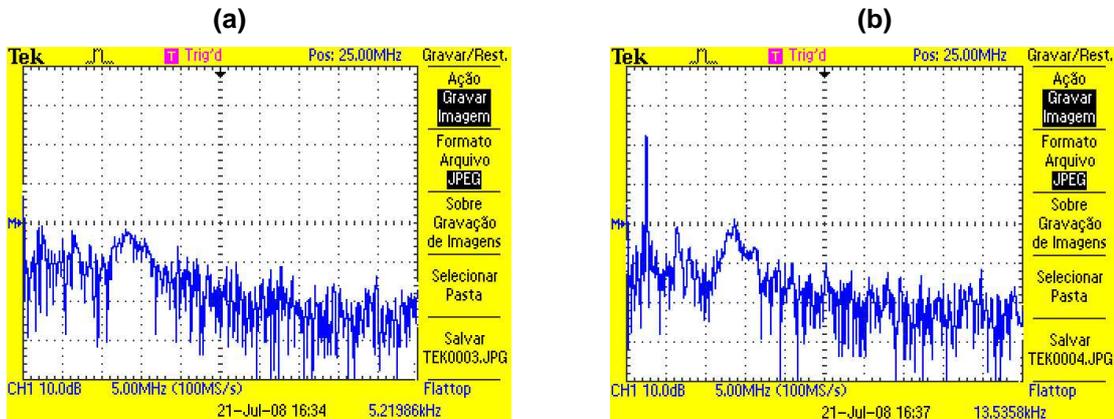
Figura 10. Banda de sintonia de 518 kHz da sonda em torno da frequência de ressonância em 2,515 MHz.



A seguir, mantendo a sonda na mesma configuração, com o V_{DC} ligado, porém desligando o gerador de RF, pode-se observar no domínio das frequências a detecção de sinais gerados em campo-distante conforme mostrado na Figura 11a. Pode-se notar a presença de 3 bandas cerca de 10 dB_V acima do ruído. A primeira das bandas está centralizada em $< 2,5$ MHz e pode dever-se aos sinais de radiodifusão AM. A segunda e terceira bandas situam-se em torno de 6,5 MHz e 13,5 MHz, respectivamente e são de origem desconhecida. Observou-se também por ocasião dos experimentos, que as bandas apresentavam certa instabilidade, provavelmente devido aos fenômenos de propagação.

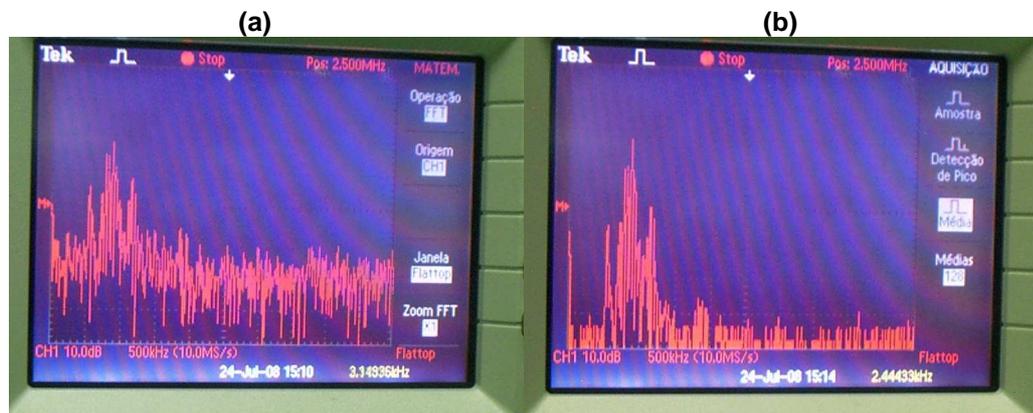
A Figura 11b mostra o sinal FFT basicamente igual ao caso anterior, porém agora o gerador de RF é ligado com $V_g = 100$ mV. Pode-se então notar o aparecimento de um pico em 2,515 MHz, como era de se esperar. O referido pico aparece em cerca de 22 dB_V acima da suposta banda AM.

Figura 11. FFT do ruído com o gerador de RF (a) desligado e (b) ligado em 100 mV e 2,515 MHz (10 dB_V/div e 5 MHz/div).



A seguir foi trocado o capacitor de ressonância da sonda de forma que o Tx passasse a ressonar em torno de 1 MHz. O gerador de RF foi desligado. As Figuras 12a e 12b mostram o FFT do sinal detectado em tempo real e promediado com 128 amostras.

Figura 12. FFT do sinal em campo-distante capturado pela sonda ressonando em torno de 1 MHz em (a) tempo real e (b) promediado com 128 amostras. Pode-se notar claramente a presença da banda correspondente à radiodifusão AM.

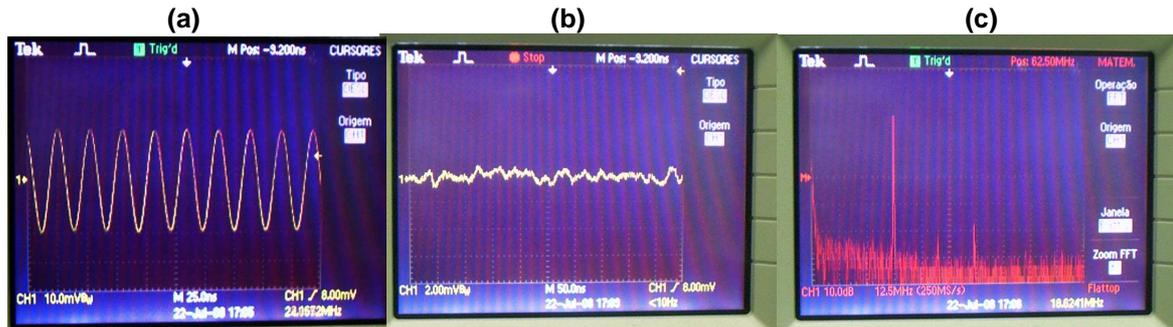


Mesmo com o FFT em tempo real mostrado na Figura 12a, pode-se notar claramente a presença de uma banda de frequências em torno de 1 MHz que certamente corresponde aos serviços de radiodifusão AM. Portanto, temos a sonda operando em campo-distante. Para a obtenção da Figura 12b, o recurso de promediação do osciloscópio foi ativado com 128 amostras. Fica então confirmada a autenticidade do sinal na banda AM, pois foi obtido um aumento na relação sinal-ruído.

Utilizando um outro capacitor de ressonância apropriado, a Figura 13a mostra um formato de onda da portadora óptica como observado no osciloscópio, correspondente a uma excitação senoidal do gerador de RF em 36,8 MHz (já situado na faixa VHF) com as antenas *loop* mantidas numa distância fixa entre si de 33,5 cm. A Figura 13b mostra o nível de ruído no domínio do tempo com uma amplitude máxima de $\sim 0,9$ mV pico-a-pico. Comparando as amplitudes dos formatos de onda 13a e 13b, pode-se inferir uma relação sinal-ruído > 32 dB_V. A Figura 13c mostra o gráfico FFT obtido a partir do formato de onda mostrado na Figura 13a. Pode-se notar claramente a presença de um

pico exatamente em 36,8 MHz, cerca de 38 dB_V acima do segundo harmônico e 54 dB_V acima do nível de ruído. Este último, de forma mais precisa pode ser atribuído como sendo a relação sinal-ruído. Deve-se aqui ressaltar que a sonda foi capaz de detectar e mostrar formatos de onda senoidais em 36,8 MHz (VHF) de frequência, mesmo utilizando um LED de iluminação e um fotodiodo com pré-amplificador integrado com frequência de corte nominalmente de -3dB em 35 MHz.

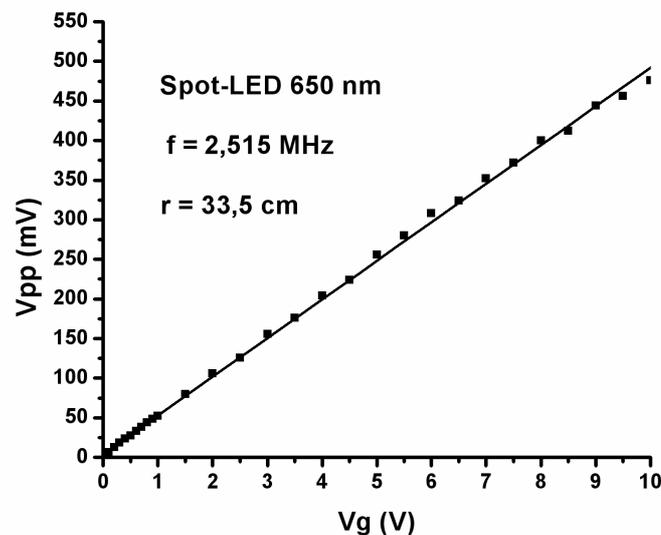
Figura 13. (a) Formato de onda no osciloscópio (10 mV/div e 25 ns/div) do sinal de RF em 36,8 MHz demodulado no tempo, (b) linha de base com gerador de RF desligado (2 mV/div e 25 ns/div) e (c) FFT do sinal (10 dB_V/div e 12,5 MHz/div).



3.4. Medida da faixa dinâmica e sensibilidade

A Figura 14 mostra a medida da amplitude de voltagem pico-a-pico (mV) em função da voltagem selecionada no gerador de RF entre 10 V e 0,02 V, onde a distância entre as antenas *loop* era novamente fixada em 33,5 cm. O referido sinal numa frequência de 2,515 MHz, foi medido na tela do osciloscópio (similar ao mostrado na Figura 9a) usando apenas o LED vermelho.

Figura 14. Sinal de amplitude de voltagem pico-a-pico V_{pp} em função da voltagem de alimentação V_g da antena *loop* geradora operando em 2,515 MHz no campo-próximo, para a sonda usando o Spot-LED vermelho. A melhor reta ajustada foi $4,32 \text{ mV} + 48,76 \text{ mV/V}$.



A partir das medidas realizadas, obteve-se $4,32 \text{ mV} + 48,76 \text{ mV/V}$ por regressão linear como sendo a equação da reta que melhor se ajusta aos pontos experimentais.

As medidas foram feitas até $V_g = 0,02 \text{ V}$ onde a amplitude de sinal V_{pp} ainda ficava acima da amplitude de ruído ($\sim 0,9 \text{ mV}$). Os sinais de amplitude de voltagem medidos são proporcionais à amplitude do campo magnético capturado pela antena *loop* da sonda que opera em regime de campo-próximo. A sonda foi capaz de detectar um campo magnético mínimo no campo-próximo estimado em 2 nA/cm , correspondendo para o campo-distante à uma densidade de potência equivalente de $\sim 1 \text{ fW/cm}^2$. Estes valores podem ser comparados a partir de valores extraídos da literatura em $10 \text{ } \mu\text{A/cm}$ e 38 nW/cm^2 , detectados porém com o campo magnético na frequência de 50 MHz [7]. Desta forma, estima-se que um campo magnético próximo foi possível de detectar com amplitude ~ 5000 vezes menor que em [7], mas no presente caso numa frequência de ressonância de $2,515 \text{ MHz}$.

O menor campo magnético de campo próximo detectado em 2 nA/cm possui campo elétrico distante equivalente de $0,1 \text{ mV/m}$. A referência [29] descreve a detecção mínima de 30 mV/m , porém numa faixa plana de frequências em $30 \text{ MHz} - 3 \text{ GHz}$.

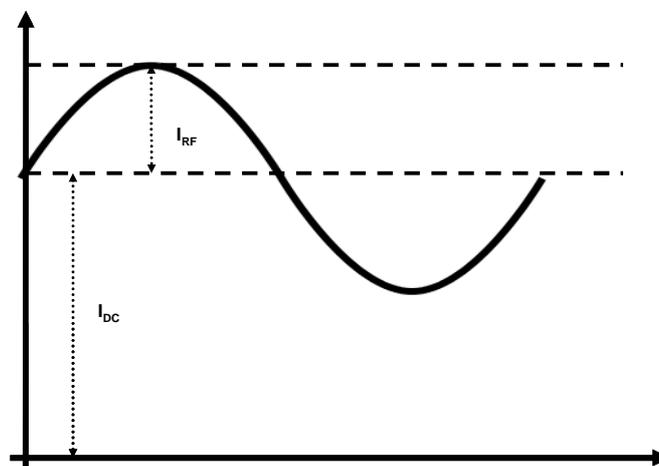
No campo-próximo, a sonda aqui descrita apresentou uma faixa dinâmica de operação estimada em 54 dB_V e se for considerado o campo-distante (ver Figura 11b), teremos uma faixa dinâmica de aproximadamente 40 dB_V (correspondente à $V_g = 100 \text{ mV}$) + $22 \text{ dB}_V = 62 \text{ dB}_V$. Ainda considerando o campo-distante e com base na mesma Figura 11b, pode-se estimar uma amplitude de campo magnético detectada de $0,8 \text{ nA/cm}$ proveniente da banda-AM.

3.5. Compensação da variação da atenuação no enlace de POF

No caso específico da sonda optoeletrônica aqui descrita, estima-se que o enlace de POF, excluindo as conexões, apresente $\sim 1 \text{ dB}$ de atenuação considerando o seu comprimento de $4,6 \text{ m}$. Entretanto, curvaturas, envelhecimento, variação de comprimento e novas conexões podem mudar a atenuação no enlace, seja lá qual for o tipo de fibra óptica. 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 analisador de espectro elétrico) 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 da sonda, torna-se necessário dispor de uma técnica de compensação da variação de atenuação da fibra.

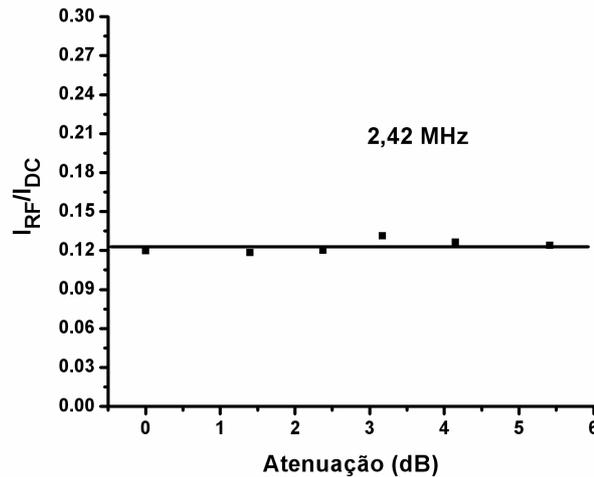
É aqui proposto o uso de um sinal óptico de referência não-modulado (I_{DC}) como sendo aquele originado pela aplicação de uma voltagem V_{DC} de polarização DC sobre o LED, onde $V_{DC} > V_{limiar}$ [3]. I_{RF} e I_{DC} variam de amplitude na mesma proporção em que varia a atenuação do enlace de POF. Entretanto, I_{DC} não é em princípio afetado por mudanças no nível de potência de RF que incide na sonda. A razão da amplitude dos sinais I_{RF}/I_{DC} fornece então uma medida mais robusta da magnitude do campo eletromagnético incidente, no presente caso, o valor de H . A Figura 15 ilustra o método aqui proposto.

Figura 15. Ilustração do método de compensação da variação de atenuação.



Observa-se no osciloscópio que o sinal foto-detectado é de fato uma superposição das componentes I_{RF} e I_{DC} . As mesmas são então medidas separadamente, a razão I_{RF}/I_{DC} é calculada e cada uma é marcada no gráfico mostrado pela Figura 16 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 fixadas numa distância de 33,5 cm entre si. Cálculos estatísticos fornecem o mesmo desvio padrão de I_{RF}/I_{DC} que o obtido em [3].

Figura 16. Gráfico da dependência da razão I_{RF}/I_{DC} com a atenuação óptica do enlace de POF para 2,42 MHz e distância de 33,5 cm entre as antenas.



4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma sonda optoeletrônica de campo magnético H, ressonante, passiva e capaz de operar com banda de ~ 0,5 MHz mesmo com capacitor fixo. A sonda é composta por uma antena *loop* conectada com um capacitor de sintonização e um LED ultra-brilhante de iluminação (visível) fazendo enlace de telemetria remoto para um receptor óptico através de uma POF de PMMA. A sonda é adequada para operar nas frequências da faixa MF/HF/VHF em campo próximo, não só por conveniência, mas também por possuir diversas aplicações em potencial para a área de instrumentação e em Telecomunicações. Foi demonstrada a detecção óptica de sinais de rádio com frequências entre 1 MHz e 36,8 MHz com faixa dinâmica > 54 dB_v com melhor desempenho em 1 MHz devido principalmente à antena utilizada. Foi possível detectar campo magnético de amplitude de 2 nA/cm na frequência de 2,515 MHz, correspondente a um campo elétrico de 0,1 mV/m, caso o campo esteja no regime distante. Foi também possível detectar emissões de rádio em campo-distante na banda AM (530-1650 kHz) com 0,8 nW/cm de amplitude e bandas em ~6,0 MHz e ~13,5 Mhz.

Obteve-se formatos de onda com grande pureza espectral apesar da transmissão ser analógica. Uma técnica nova e simples para a compensação da variação da atenuação da POF até 5,5 dB foi demonstrada para 2,42 MHz. Até o presente estágio, não foi feita qualquer tentativa de calibrar a sonda optoeletrônica. Os valores detectados de H são estimados pela teoria e as condições experimentais. Os resultados obtidos, embora de caráter ainda laboratorial, se mostram promissores.

Na realidade, o presente trabalho mostra que a sonda foi desenvolvida com o uso de componentes selecionados de forma a combinar grande desempenho com baixo custo, restritos no entanto a operação até aproximadamente o início da banda VHF. Estima-se que para a montagem de uma sonda conforme aqui descrito, sejam necessários ~US\$ 300,00 apenas levando em conta o custo dos componentes e matérias-primas.

Cabos metálicos tais como linhas coaxiais podem induzir EMI em sistemas de medida de ondas eletromagnéticas em RF, pois funcionam como uma antena e os resultados de medidas podem vir alterados. Devido à natureza dielétrica das fibras ópticas, estas não induzem EMI permitindo então

medidas seguras e confiáveis, pois adicionalmente permitem separar convenientemente o transdutor da unidade de detecção e processamento. As fibras ópticas apresentam baixas perdas, isolamento elétrica, flexibilidade, não interferem ou são interferidas por ondas na faixa de rádio e são bastante simples na manipulação, conexão e de baixo custo quando se faz uso das POFs. Desta forma, operadores e circuitos eletrônicos sensíveis podem ser mantidos longe de áreas perigosas como aquelas sujeitas a altos níveis de potência de RF.

O uso de POF de PMMA operando na banda vermelha fica limitado em cerca de 100 m de comprimento de enlace de telemetria. Tal comprimento pode ser estendido a centenas de metros com o uso de POFs fluoretadas ou quilômetros com fibras de sílica.

A sonda pode ter seus vários parâmetros de desempenho melhorados ao se projetar adequadamente à antena *loop*, usar LEDs de melhor eficiência e resposta em frequências, otimizar os acoplamentos ópticos, introduzir um estágio de pós-amplificação, usar fibras de PMMA de baixa perda, otimizar a blindagem dos circuitos, etc. Para VHF e frequências superiores já se torna mais adequado o uso de diodos laser (LDs) como fontes ópticas e o sistema de amplificação fica mais complicado.

No momento existem limitações materiais no Laboratório onde este trabalho está em desenvolvimento. Então por razões de conveniência, optou-se por iniciar trabalhos experimentais em baixas frequências, que ainda assim se mostram interessantes para diversas aplicações. Para frequências em VHF e maiores, uma sonda optoeletrônica pode ser muito útil, por exemplo, para o estudo da distribuição de amplitude do campo elétrico originado dos vários serviços *wireless* em áreas urbanas ou com rarefação de sinais de RF, áreas pouco acessíveis onde apenas uma pequena antena de sonda pode ser introduzida. Pode também ser útil no monitoramento de transmissões ilegais e em medidas de propagação de RF em ambientes *indoor*.

A sonda aqui descrita tem a flexibilidade de se constituir numa unidade compacta e portátil onde o enlace telemétrico a fibra óptica pode ou não ser usado conforme a necessidade. Deve-se também notar que a sonda compreende uma antena *loop* passiva, ou seja, não utiliza amplificador em linha. Este último deveria ser incluído caso se deseje que a sonda venha a tornar-se um sistema do tipo *Radio-over-Fibre*.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao MCT/CNPq e a FAPERJ pelo apoio financeiro necessário para a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Ronaldo Muniz da Silva, "Sistemas RoF (Radio-over-Fiber) Integrados às Redes Celulares", Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Santa Úrsula, Orientador: Ricardo Marques Ribeiro (2004).
- [2] Vítor Morais e Gabriel Rebelo, "Tecnologia Radio-over-Fiber (RoF) para o Atendimento de Telefonia Celular em Túneis", Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Orientador: Ricardo Marques Ribeiro (2005).
- [3] Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier, Jorge A. Mitrione and Andrés P. L. Barbero, "Optoelectronic Probe for RF Electromagnetic Field Sensing Linked With Plastic Optical Fibre", 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, p. 206-209, Turin, Itália, 10-12 de Setembro (2007).
- [4] Hamed Al-Raweshidy and Shozo Komaki, editors, "Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks", Artech House (2002).
- [5] NARDA Safety Test Solutions, www.narda-sts.de.
- [6] K. Hayashi, Y. Ida and K. Arai, "Novel RF magnetic probe using LED linked with optical fibre", Electronics Letters, **21**, 3, 107-108 (1985).
- [7] 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).
- [8] P. S. Neelakanta and D. DeGroff, "Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor", Electronics Letters, **25**, 23, 1606-1608 (1989).

- [9] D. Trincherio, G. Perrone and R. Paoletti, "Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring", EMC2000, September 2000, Brugge (2000).
- [10] F. J. Sánchez, P. J. Riu and F. Silva, "An Analog Fiber Optic Link for ESD Detection", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, May 2003, 386-389 (2003).
- [11] S. T. Li, S. A. Pappert, R. J. Orazi, L. B. Koyama and J. Feist, "An Electro-Optic Probe for Ship EMC Applications", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, August 1995, 81-86 (1995).
- [12] C.J. Schneider, N. Engelberts and J.D.P. van Dijk, "Characteristics of a passive RF field probe with fibre-optic link for measurement in liquid hyperthermia phantoms", Phys. Med. Biol., **36**, 4, 461-474 (1991).
- [13] 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).
- [14] David Lauder and James 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 μ V/metre and below", Report AY3430, Radiocommunications Agency, UK (1999).
- [15] K. Yang, L.P.B. Katehi and J.T. Whitaker, "Electric field mapping system using an optical-fiber-based electrooptic probe", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. **11**, 4, 164-166 (2001).
- [16] "Broadband over Power Line: Why Amateur Radio Is Concerned About Its Deployment", The National Association for Amateur Radio, March 2005, www.arrl.org/bpl.
- [17] Syntronics Corporation, www.syntonicscorp.com.
- [18] Photonuum, Inc., www.photonuum.com.
- [19] V. Swinka Filho e R. Robert, "Desenvolvimento de um sensor de campo elétrico alternado com transmissão por fibra-óptica", Revista de Física Aplicada e Instrumentação, **33**, 3, 60-67 (1998).
- [20] Joseph D. Brunnet, Valdis V. Liepa and Dipak L. Sengupta, "Extrapolating Near-Field Emission of Low-Frequency Loop Transmitters", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, **47**, 3, 635-641 (2005).
- [21] M. Lingenauer, J. Saathhoff and H. Kragl, "A highly efficient LED module integrate plastic optics", Laser + Photonik, September 2004, 14-17 (2004).
- [22] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2nd edition, Wiley (1997).
- [23] S. Ramo, J. R. Whinnery and T. Van Duzer, "Fields and Waves in Communication Electronics", Wiley (1965).
- [24] Ricardo M. Ribeiro, Odair S. Xavier, Jorge A. M. de Souza e Andrés P. L. Barbero, "Desenvolvimento de Uma Sonda Optoeletrônica Ressonante Para Sinais Eletromagnéticos até VHF Visando Aplicações em Telecomunicações", aceito para apresentação no XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBRT'08, 02-05 de Setembro de 2008, Rio de Janeiro, RJ (2008).
- [25] Ichiro Yokoshima, "Absolute Measurements for Small Loop Antennas for RF Magnetic Field Standards", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **IM-23**, 3, 217-221 (1974).
- [26] Werner Daum, Jürgen Krauser, Peter E. Zamzow and Olaf Ziemann, "POF – Polymer Optical Fibers for Data Communication", Springer (2002).
- [27] Govind P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 3rd edition, Wiley (2002).
- [28] Jonh R. Pinks, "Development of an Antenna Coupler that Fully Compensates the Deficiencies of Electrically Short LF/MF Antennas", 60th Annual Meeting of the Institute of Navigation, Dayton, Ohio, USA, June 7-9, pp. 719-728 (2004).
- [29] K. Haelvoet, L. Vanwassenhove, L. Martens and P. Vandaele, "An active electro-optical loop and dipole probe for electromagnetic near-field measurements", Conference on Precision Electromagnetic Measurement Digest, 17-20 June, pp. 421-422 (1996).

**ANEXO I - PUBLICAÇÃO AN OPTOELECTRONIC PROBE WITH LOSS COM-
PENSATION FOR ELECTROMAGNETIC MONITORING AT LOW
FREQUÊNCIAS APRESENTADO AO MEASUREMENT SCIENCE AND
TECHNOLOGY (MST).**

An optoelectronic probe with loss compensation for electromagnetic monitoring at low frequencies

R M Ribeiro, O S Xavier, J A M Souza and Andrés P L Barbero

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

E-mail: rmm@pq.cnpq.br

Received 17 June 2009, in final form 21 August 2009

Published 14 October 2009

Online at stacks.iop.org/MST/20/115111

Abstract

We explore the development of an optoelectronic probe for MF/HF/VHF (up to ~ 37 MHz) radio frequency bands able to display the complete waveforms. It was built from simple, low cost and robust components. A passive loop antenna generates RF current which modulates an ultra-bright LED of display/illumination. The light signals are transmitted along a PMMA plastic optical fibre (POF) to an optical receiver placed in a remote site. All characterization measurements were carried out in the near-field region. Far-field radio transmissions could also be detected. The probe presented at 0.5 MHz tuning-band has shown a $62 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ dynamic range and was able to detect down to $H_{\text{min}} \sim 0.8 \text{ nA cm}^{-1}$ magnetic field amplitude. A new technique for loss compensation of the fibre link is proposed and successfully tested.

Keywords: electromagnetic probe, loop antenna, plastic optical fibre, MF/HF/VHF, LED

(Some figures in this article are in colour only in the electronic version)

1. Introduction

Optoelectronic probes for monitoring electric and magnetic fields have been developed since the 1980s. Their antennas generate RF currents thus modulating LDs [1, 2] and LEDs [3, 4]. For linear operation and a large efficiency of these systems, there is a need to apply a bias current [4] on the optical sources. Optoelectronic probes based on electro-optic crystals have also been intensively researched during the past few years [5]. Electro-optical crystals require remote optical feed using LD or solid-state laser operating in continuous wave regime. Therefore, the loss compensation technique as proposed and tested in this work would be non-applicable. Furthermore, LEDs and LDs are easier for manipulation, promptly available in the market, have low cost and do not require integrated optical circuits.

Optoelectronic probes are useful or potentially useful in many applications covering the monitoring at low to high electromagnetic frequencies as near-field characterization of antennas [1, 4] and high-frequency circuits [6], electromagnetic pollution due to radio and TV-diffusion as

well other wireless services [7], interference due to broadband power line (1.7–80 MHz) in radio communications [8], remote link between antennas and AM or HF-band radio devices [9, 10], medical treatment for hyperthermia [11], energy transmission lines (50/60 Hz) [12], fast transients from electrostatic discharges (ESD) [13], multiple radio signals in military ships [5], etc. Since 2000 there has been a growing interest in transceivers operating at low frequencies [14]. Those transceivers are related to technologies such as RFID (radio frequency identification), TPM (tire pressure monitoring) and ignition mobilization systems in automobiles. Therefore, an increasing need to carry out EMC (electromagnetic compatibility) tests in these transceivers has been observed, thus requiring the use of electromagnetic probes.

The conventional electromagnetic [15] or the (older) optoelectronic probes [1, 3, 4] generally can only measure the electric/magnetic field average amplitude or the Poynting vector magnitude. Most of such devices rectify the signal (dc conversion), e.g. by using a fast switching Schottky diode or the own light source (LD or LED). Therefore,

many electromagnetic wave parameters being measured are lost. Besides the amplitude field knowledge, many applications could require the waveform or frequency amplitude components, detection and tracking of radio signals propagating through the environment. Such information is very important, e.g. in the EMC diagnosis when the electromagnetic field amplitude must be tracked and compared with tolerance standard or safety levels depending on monitored frequency [5, 7, 13].

The RF-capture unit (Tx) must be placed in the environment to be monitored while the receiving/processing unit (Rx) could be or should be placed in a remote location. The Tx and Rx units must be linked to each other by a sufficiently long telemetry cable. Metallic conductors such as coaxial cables are generally used but may influence the measurements due to the fact that they conduct an RF current, thus inducing EMI and may start to work as a parasite antenna. Therefore, the measurement results could be changed. Furthermore, such cables are also highly attenuating, radiating and could spread the electromagnetic signals [5, 11, 13]. Due to their dielectric nature, optical fibres can avoid EMI when used as a telemetry link, thus allowing safer and more reliable measurements. Furthermore, optical fibres present low loss, electrical isolation, flexibility and are very simple for manipulation, connection and have low cost, particularly when POFs are used. Hence, one can conveniently separate the transducer from the detection/processing unit, and more accurate signal measurements are achieved with much less attenuation, smaller volume and weight, and greater flexibility when compared with metallic cables. Therefore, operators and sensitive electronic circuits could be maintained away from dangerous areas such as those featuring high levels of RF power. Such mechanical flexibility combined with the weight and volume reduction offered by the optical fibres is especially interesting for probes operating in airplanes and ships [5].

Loop antennas are less susceptible to electromagnetic noise than other kinds of wire-based antennas [16]. This paper describes the development of an optoelectronic probe prototype based on a passive and resonant loop antenna intended for monitoring low-frequency radio-signals. The paper presents two new contributions: an optoelectronic probe operating at lower frequencies between 0.4 and 40 MHz (MF/HF/VHF) using POF technology combined with a display/illumination LED and the proposal and tests of a new technique for the loss compensation of the fibre link.

2. Experimental set-up and operating principle of the probe

Figure 1 schematically shows the basic experimental set-up used to characterize the probe in the near field. An arbitrary waveform generator AFG3101 from Tektronix delivers sinusoidal waves up to 250 mW (50 Ω load) in the 0–100 MHz frequency range to a commercial non-resonant transmitter loop antenna. Another identical loop antenna is used as the receiver antenna comprising the probe. No efforts were made to generate strong RF magnetic field amplitudes.

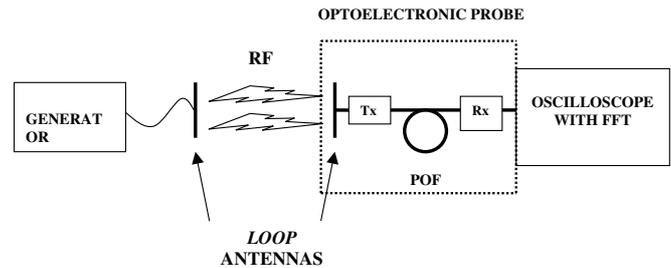


Figure 1. Schematic drawn of the basic experimental set-up used to develop the optoelectronic probe. The loop antennas were separated by a 33.5 cm distance.

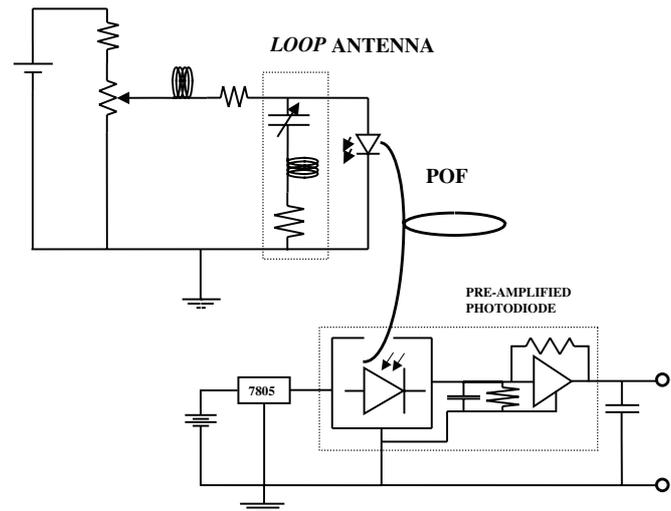


Figure 2. Equivalent circuit of the optoelectronic probe.

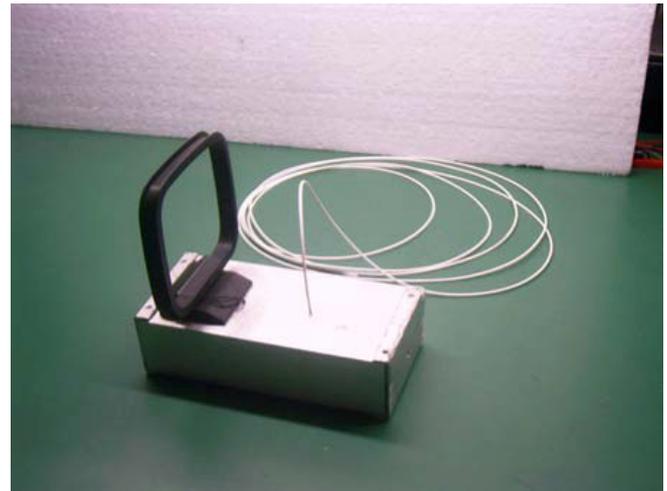
However, the characterization was carried out in the near field. No independent measurement of magnetic field amplitude was done. Nevertheless, section 3 describes an approximate calculation of H as dependent on the distance r between the loop antennas, voltage V_g and frequency f as can be set on the AFG3101 generator. In all measurement recorders in the near field, the loop antennas were separated by the distance $r = 33.5$ cm from each other.

Figure 2 schematically shows the equivalent circuit of the optoelectronic probe. The loop antenna feeds an optoelectronic circuit (Tx) linked to an optical receiver (Rx) with 4.6 m of standard PMMA POF (980/1000 μm and $\text{NA} = 0.50$).

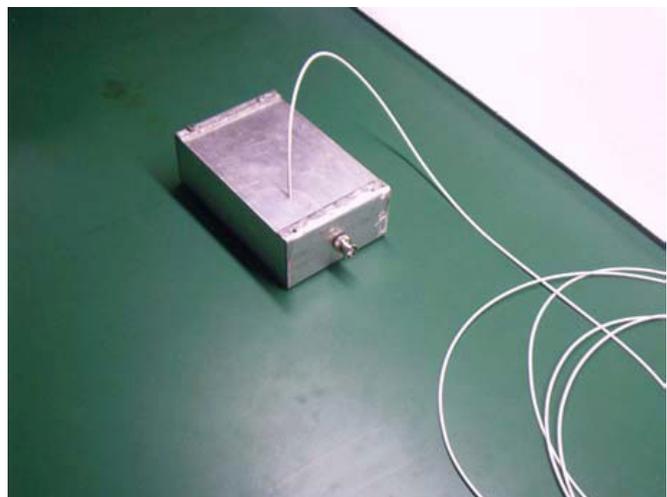
The Tx was built from a commercial AM-receiver loop antenna connected with a red Spot-LED emitting around 650 nm pigtailed with just 4.6 m standard PMMA POF from DieMount GmbH [17]. The optical loss of such POF and LED combination was ~ 1 dB (excluding the optical coupling loss). The POF itself has a bandwidth of ~ 2 GHz. The Spot-LEDs are particularly interesting because these join high POF-coupled optical power with fast frequency response. A small semiconductor chip is placed in the focus of a small parabolic mirror helped by internal reflection in a plastic core. Such an arrangement is able to produce a $\pm 4^\circ$ collimation beam. Hence, light is coupled into the POF with a relatively high efficiency at 4.0 mW @ 20 mA. The Spot-LED also features 21 nm spectral width [17].

The loop antenna is electrically small [18] up to ~ 8.6 MHz because $NC = 3.6 \text{ m} < \lambda/10$, where $N = 8$ is the number of wire turns, $C = 45 \text{ cm}$ is the perimeter of the loop and λ ranges between 30 m and 750 m. The NC term means the ‘conductor length’ of the loop antenna. The antenna inductance was measured to be $31 \mu\text{H}$. Several discrete (ceramic) and variable capacitors were series connected, combined (or not) thus covering from hundreds of pF down to a few pF. Hence, circuit resonances from 0.4 MHz up to >40 MHz were achieved. The antenna captures the magnetic field flow thus creating an RF current that is injected, and which modulates the LED. However, the signal generated by the antenna is normally too weak to surpass the LED potential barrier. Therefore, this is the first essential reason to always apply bias voltage V_{dc} using an adjustable dc source or battery. The power-current response of the LED becomes very linear [17] and sensitive to the injected RF current in superposition with the (dc) bias current. Such a procedure ensures the generation of an analogue RF wave signal with high fidelity that is transmitted through the optical fibre. The radio signal directly modulates the optical carrier. Although the radio carrier could be digitally modulated, in this work only sinusoidal waves in the MHz range are generated for tests. Analogue transmission requires highly linear O/E (optical-to-electrical) and E/O (electrical-to-optical) conversions in the transmitter and receiver, respectively. Inversely biased photodiodes have shown highly linear O/E conversion response. Nevertheless, the transmitter should be more carefully designed. The optical source is ultimately a diode. If it is fed by a sinusoidal RF signal, the output optical signal will be half-sinusoidal, thus presenting nonlinear behaviour. Therefore, the LED should be biased above its $V_{\text{threshold}}$ voltage. Such a value varies with the emitted wavelength that is ultimately materially and structurally dependent. In order to achieve the maximum amplitude of a sinusoidal optical signal, V_{dc} should be set equidistant between $V_{\text{threshold}}$ and V_{max} capable of producing a 30 mA dc current, which is normally the maximum recommended current by LED manufacturers. In this way, the LED will generate an optical analogue corresponding to a 15 mA RF amplitude current signal. Higher levels are possible but are not recommendable because they reduce the LED lifetime. Nevertheless, another problem was raised. When the LED is directly V_{dc} biased it will produce a CW optical signal which, depending on the generated intensity, could saturate the photodiode thus making the probe unable to carry out any measurement. If a correct level of optical attenuation is set on the link, the photodiode will leave the saturated regime, but the RF-modulated optical signal will be attenuated by the same amount. Therefore, it is recommended to apply an optimized V_{dc} voltage (or bias current) for a maximum sensitivity, linearity and dynamic operation range of the probe. A tunable feed V_{dc} circuit was incorporated with a precision better than 0.1 V.

The Rx comprises a silicon photodiode with an integrated FET pre-amplifier model S6468-02 from Hamamatsu Photonics (Japan). It features a 35 MHz bandwidth (-3 dB), $20 \text{ k}\Omega$ transimpedance gain and $8.5 \text{ mV } \mu\text{W}^{-1}$ sensitivity at 660 nm. A glass window protects the 0.8 mm diameter



(a)



(b)

Figure 3. Pictures from (a) Tx intended for RF capture and transduction to modulated optical signal and (b) Rx optical receiver that performs photo-detection followed by pre-amplification from the modulated carrier. The Tx and Rx are linked to each other by means of a PMMA POF to build the complete optoelectronic probe.

semiconductor chip. The cleaved end of the POF is directly placed in contact with the glass window. No microlens was used to focus the light onto the photodiode. Geometric calculation estimates an ~ 10 dB optical detection loss. A 100 nF capacitor placed in the circuit output eliminates oscillations that arise when the photodiode is biased. The radio signal waveforms from an optical carrier modulation, from 0.4 MHz to more than 40 MHz, were shown and stored in a two-channel digital oscilloscope TDS 2022B from Tektronix. Such oscilloscopes feature a fast Fourier transform (FFT) calculation resource from the detected waveforms. The FFT allow us to display the signal spectra thus measuring its spectral purity and radio emissions from the far-field radio sources.

Figure 3 shows two pictures, (a) is the RF capture unit Tx transmitter which carries the transduction from RF to the optical modulated signal and (b) is the Rx optical receiver which carries out the photo-detection and pre-amplification from the LED light-modulated carrier. The Rx may be

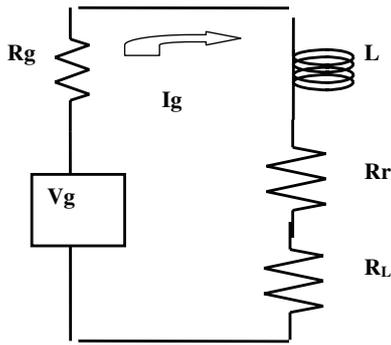


Figure 4. The generator-antenna equivalent circuit after neglecting the transmission line.

directly connected to an oscilloscope or electrical spectrum analyser. The two Tx and Rx units must be linked to each other using a POF length to build the complete optoelectronic probe prototype.

3. Approximate calculation of the magnetic field H in the near field as generated by a transmitter loop antenna

The electromagnetic fields created by an infinitesimal loop antenna (also known as Fitzgerald’s dipole) in free space with its geometrical centre placed in the origin of the spherical coordinate system are well known [14, 18, 19]. The magnetic field created at the region close to the source could be calculated using the Biot–Savart magneto-static law.

The near-field region of low-frequency antennas [14] ranges at $r < \lambda_0/2\pi$, where r is the distance from the centre of the antenna to the observation point (or the field measuring place). In the near-field region of loop antennas, there are predominantly inductive reactance field components that spatially decay as $1/r^3$ and quasi-static components that decay as $1/r^2$. In the far field, the amplitude field component decay as $1/r$. Assuming the space well close to a circular loop antenna with radius a , the magnetic field $H(r)$ is approximately given as

$$H(r) = \frac{I_g S}{2\pi \sqrt{(a^2 + r^2)^3}}, \quad (1)$$

where I_g is the generated RF current that flows in the generator–antenna equivalent circuit as shown in figure 6, and S is the loop antenna area. From the equivalent circuit of figure 4, I_g could be calculated with some approximation after neglecting the transmission line as given by

$$I_g = \frac{V_g}{(R_g + R_r + R_L) + j\omega L}. \quad (2)$$

where V_g is the supplied voltage amplitude, R_g ($=50 \Omega$) is the RF generator output resistive impedance, R_r is the radiation resistance, R_L is the dissipative resistance and L is the inductance. Except R_g , all those parameters are of the loop antenna. The excitation angular frequency is given by ω related to the linear frequency through $\omega = 2\pi f$.

Assuming $R_g \gg R_r$ and $R_g \gg R_L$, I_g and $H(f, r)$ that are given by equations (2) and (1), respectively, can both be easily

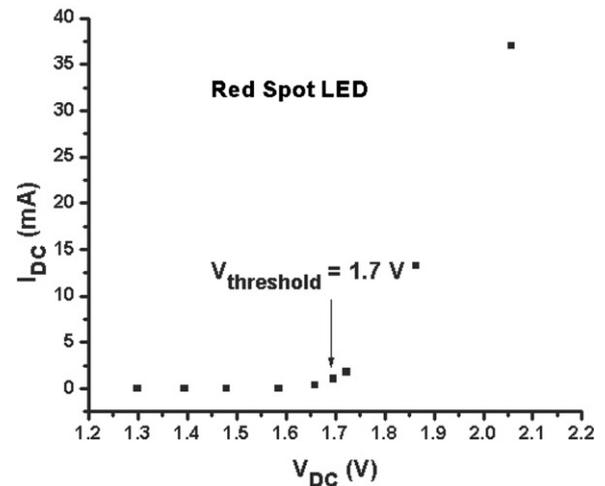


Figure 5. $I_{dc} \times V_{dc}$ Spot-LED plot response where the threshold voltage $V_{threshold}$ is marked.

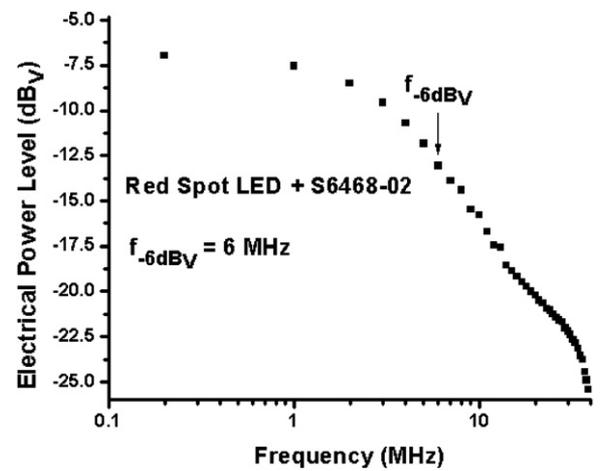


Figure 6. Bandwidth measurement plot from combination of the Spot-LED with the S6468-02 photodiode.

calculated in the near-field regime. An explicit expression for $H(f, r)$ as is given by (3) can be easily achieved after substituting equation (2) in (1):

$$H(f, r) = \frac{V_g S}{2\pi [(R_g + R_r + R_L) + j\omega L] \sqrt{(a^2 + r^2)^3}}. \quad (3)$$

As a numerical example, neglecting R_r and R_L and assuming $f = 2.515$ MHz, $V_g = 10$ V and $r = 33.5$ cm, the generated magnetic field amplitude is calculated from (3) to be $H \cong 1 \mu\text{A cm}^{-1}$ in the *near-field* regime. By means of an extrapolation, if such a magnetic field amplitude could exist far away from the transmitter antenna, the same would correspond naturally to the *far-field* emission. Therefore, from the value $H \cong 1 \mu\text{A cm}^{-1}$ and the usual expression $E = Z_0 H$ ($Z_0 = 377 \Omega$), it becomes possible to calculate the *equivalent* average power density (Poynting vector module) as $10^{-6} \text{ W m}^{-2} = 0.1 \text{ nW cm}^{-2}$. Once again by using $E = Z_0 H$ ($Z_0 = 377 \Omega$) and $H \cong 1 \mu\text{A cm}^{-1}$ in the *far field*, an equivalence of 37.7 mV m^{-1} for the electric field may be set too. From (3), the $H \propto V_g$ dependence is achieved in such a way that an approximate calibration $H = H(V_g)$ plot is achieved, e.g. H is generated after setting V_g .

4. Results and discussions

4.1. LED characterization

Figure 5 shows the $I_{dc} \times V_{dc}$ response plot of the (red) Spot-LED from which the voltage $V_{threshold} = 1.7$ V is extracted. Figure 6 shows the electrical bandwidth plot from the combination of Spot-LED and S6468-02 pre-amplified photodiode (optical receiver). The measurements were recorded using the frequency domain method [20]. From figure 6, the electrical bandwidth (-6 dB_V) of the system given as $B_{SYS} = 6$ MHz is achieved. From [21], the bandwidth B_{LED} of the red Spot-LED can be calculated from measurements by using

$$\frac{1}{B_{SYS}^2} = \frac{1}{B_{LED}^2} + \frac{1}{B_{FIBRE}^2} + \frac{1}{B_{PD}^2}. \quad (4)$$

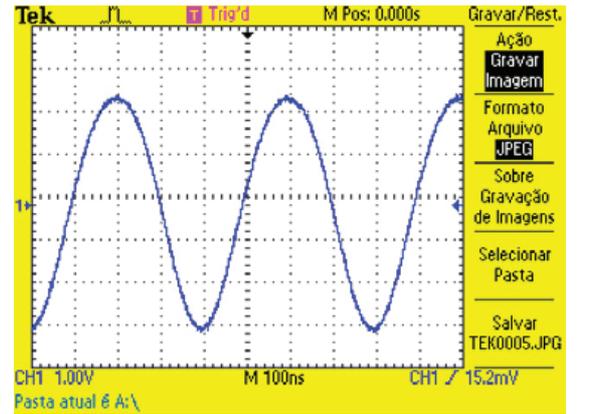
The amplified photo-diode bandwidth of $B_{PD} = 35$ MHz, as supplied by the manufacturer, is used. Using < 1 m plastic optical fibre as a link between the LED and the photodiode, $B_{FIBRE} > 10$ GHz is achieved [20]. Therefore, the red Spot-LED presents the $B_{LED} = 6.1$ MHz bandwidth only.

4.2. Time shape waveforms and signal spectra of RF over an optical carrier

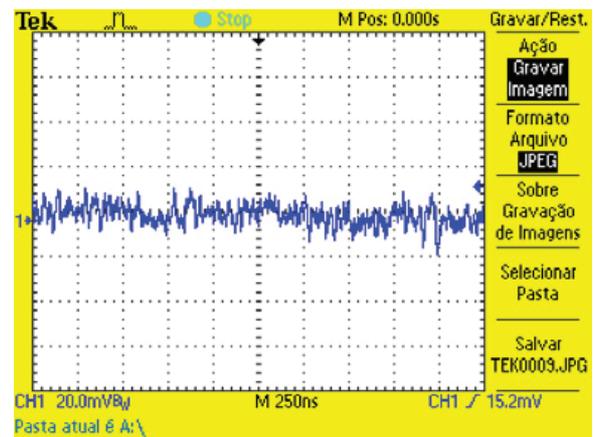
Figure 7(a) shows the waveform imprinted on the optical carrier corresponding to a sinusoidal RF excitation at 2.515 MHz. A suitable capacitor ($C \cong 220$ pF) is used in the circuit shown at the 'loop antenna circuit' on the top of figure 2. Precision resonance tuning was carried out by setting the RF generator frequency at just 2.515 MHz. From sinusoidal wave excitation, a high-fidelity signal could be observed. None of data storage measurement and average procedures were made. Therefore, the waveforms were achieved in real time.

In all measurements, the RF generator is momentarily turned off to prove the authenticity of the signal. After the RF authenticity checking procedure, a baseline-like noise level has always observed, with less than a 1 mV peak-to-peak amplitude as shown in figure 7(b). As will be explained in more detail later, such noise is mainly due to remote radio emissions that could be captured by the probe and thus could not be blocked by the optical receiver shield. Figure 7(c) shows the FFT plot from the waveform shown in figure 7(a). It can be easily observed by a peak exactly at 2.515 MHz and another at 5.03 MHz (second harmonic) approximately 22 dB_V below the amplitude of the fundamental. The fundamental is 46 dB_V higher than the noise level. The harmonic content of the signal can be further reduced if the incident radio signal generated in near field has lower amplitude just to avoid the LED nonlinear response. Therefore, the maximum V_g corresponding to a pre-selected allowable harmonic content can be set as the upper limit of the dynamic range of the probe.

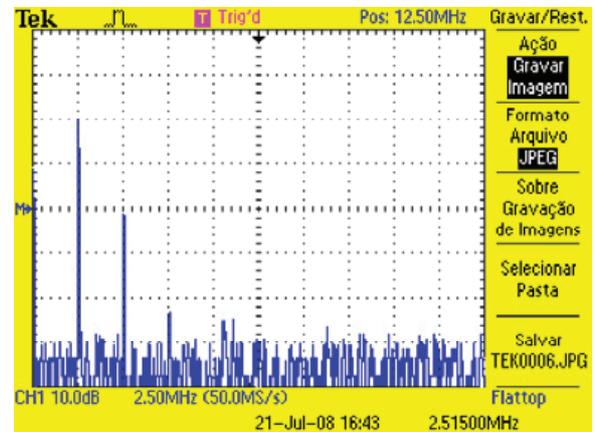
Figure 8 shows the measurement results of the tuning optical bandwidth -3 dB_{optical} (or the electrical bandwidth -6 dB_{electrical}) around the 2.515 MHz resonance frequency of the probe. It measured a 518 kHz wide band at half the maximum voltage amplitude that is proportional to the optical



(a)



(b)



(c)

Figure 7. (a) 2.515 MHz RF waveform demodulated in the oscilloscope (100 mV div^{-1} and 100 ns div^{-1}), (b) base-line with RF generator turned-off (2 mV div^{-1} and 250 ns div^{-1}) and (c) FFT signal (10 dB div^{-1} and 2.515 MHz div^{-1}).

power. Such a value is relatively large when compared with the usual few kHz tuning bandwidth of loop antennas when electrically operating with impedance matching [22]. These measurements allow us to estimate a very low quality factor as $Q = 2.5$ because in the capture/transduction circuit there is no impedance resistive matching [22]. Therefore, using a fixed resonant capacitor the probe provides a relatively wideband response, at least for MF-band frequencies.

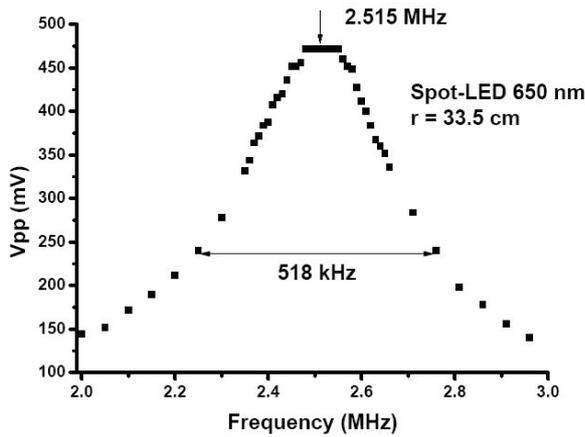


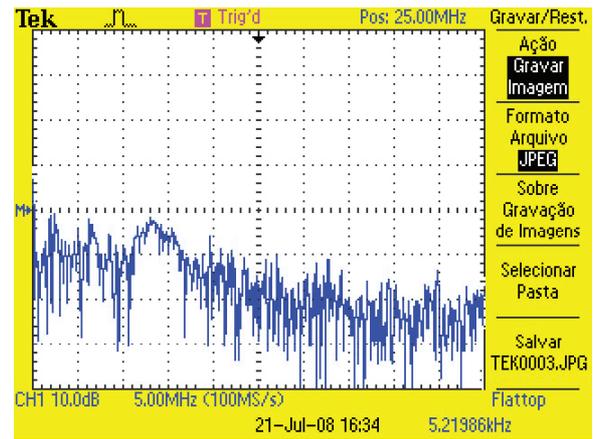
Figure 8. Tuning bandwidth of 518 kHz for the probe operating at around 2.515 MHz resonant frequency.

By keeping the probe with the same configuration, with V_{dc} on, but turning off the RF generator, one can observe in the frequency domain the detection of signals generated in the far field as is shown in figure 9(a). The presence of three bands approximately 10 dB_V above the noise level can be observed. The first band is centred at 2.5 MHz and may be due to the (not well resolved) AM-broadcast radio signals. The second and the third bands of unknown origin are centred around 6.5 MHz and 13.5 MHz, respectively. The latter may be due to sea radio communications considering that the laboratory facilities are very near to the coast. In the course of the experiments, we also observed that some instability in the amplitude of such bands was probably due to radio-propagation phenomena.

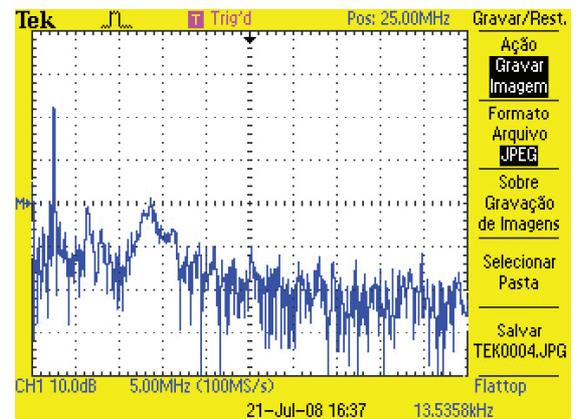
Figure 9(b) shows that the FFT signal basically remains the same as shown in figure 9(a), but now the RF generator is on and set at $V_g = 100$ mV. As expected, a peak appears at 2.515 MHz and 22 dB_V above the (assumed) AM-band level.

The resonance capacitor shown in the ‘loop antenna circuit’ on the top of figure 2 was changed ($C \cong 4$ nF) to make the Tx resonate around 1 MHz. The RF generator was turned off. Figures 10(a) and (b) show the detected FFT signal in real time and averaged over 128 samples, respectively. Even using the ‘real-time’ FFT as shown in figure 10(a), the presence of a frequency band around 1 MHz that certainly corresponds to the AM-broadcasting can be clearly observed. Therefore, the probe is able to work in the far-field regime. To obtain figure 10(b), the average resource of the oscilloscope was again turned on at acquisition and calculation of 128 samples. This asserts the authenticity of the AM-band signal because the average procedure has raised the SNR.

By using another suitable resonance capacitor ($C \cong 0.5$ pF) shown in the ‘loop antenna circuit’ on the top of figure 2, the probe was tuned to operate over 37 MHz. Indeed, figure 11(a) shows the modulated optical carrier waveform as shown from the oscilloscope, which corresponds to an excitation at 36.8 MHz (just belonging to the VHF band). Once again, similarly as shown in figure 7(b), the noise level in the time domain was measured to be a maximum of ~ 0.9 mV peak-to-peak amplitude. After comparing the levels between waveforms shown in figures 11(a) and 7(b) (noise



(a)



(b)

Figure 9. FFT ‘noise’ with an RF generator (a) turned off and (b) turned on at 100 mV and 2.515 MHz (10 dB_V div⁻¹ and 5 MHz div⁻¹).

level), SNR > 32 dB_V could be calculated. Figure 11(c) shows the FFT plot calculated from the waveform shown in figure 11(a). The presence of a peak exactly at 36.8 MHz, 38 dB_V above the second harmonic and 54 dB_V above the noise level can be clearly observed. The latter value could be attributed to the SNR. It should be emphasized that the probe was able to detect and show 36.8 MHz (VHF) frequency sinusoidal waveforms even using an illumination-intended LED (6.1 MHz bandwidth) and a 35 MHz bandwidth receiver. Although not shown here, the probe in the present configuration (except the tuning capacitor) was able to detect more than 40 MHz frequency radio signals.

4.3. Dynamic range and sensitivity measurements

Figure 12 shows the measurement of the V_{pp} voltage (peak-to-peak) amplitude (mV) as the $V_g = 0.02$ V–10 V voltage selected at the wave generator. The signal at the 2.515 MHz frequency was measured from the oscilloscope (similar to those shown in figure 7(a)). From the measurements done, we have obtained 4.32 mV + 48.76 mV V⁻¹ using linear regression as the best fit to the experimental results.

The measurements were done down to $V_g = 0.02$ mV for which the V_{pp} signal was measured to be still above the noise

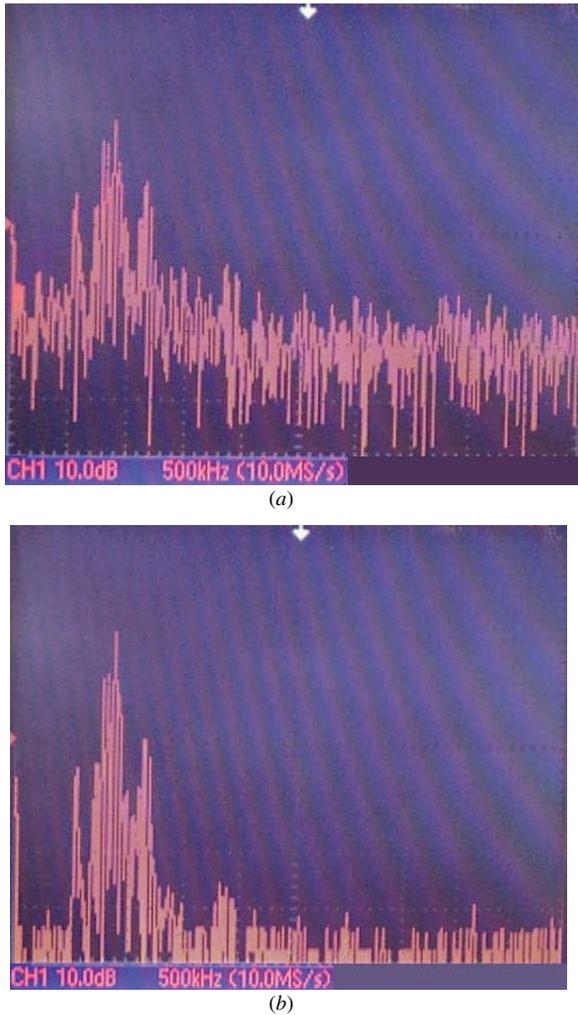


Figure 10. FFT signal from the far-field radio emissions as captured by the probe resonating around 1 MHz band in (a) real time and (b) averaged after acquisition of 128 samples. The presence of the AM-broadcasting band can be observed.

level (~ 0.9 mV). The V_{pp} amplitude signals measured were proportional to the magnetic field captured by the loop antenna in the near-field operation. The probe was able to detect a lower strength magnetic field estimated to be 2 nA cm^{-1} , corresponding to the equivalent far-field power density of $\sim 1 \text{ fW cm}^{-2}$. These values could be compared with detected values just reported in the literature as $10 \text{ } \mu\text{A cm}^{-1}$ and 38 nW cm^{-2} but at the operation frequency of 50 MHz [1]. Hence, one can estimate that the magnetic near field can be detected with an amplitude around 5000 times lower than those reported in [1], but in the present case with a lower resonance frequency of 2.515 MHz. The detected 2 nA cm^{-1} magnetic field amplitude has an equivalent electric far field of 0.1 mV m^{-1} . The minimum detection of 30 mV m^{-1} in a 30 MHz–3 GHz range flat frequency field is described in [23].

In the near field, the probe has presented a dynamic range estimated to be 54 dB_V . In the far-field measurement (see figure 7(b)), a dynamic range of approximately 40 dB_V (corresponding to $V_g = 100 \text{ mV}$) + $22 \text{ dB}_V = 62 \text{ dB}_V$ is achieved. Still taking into account the far-field measurement

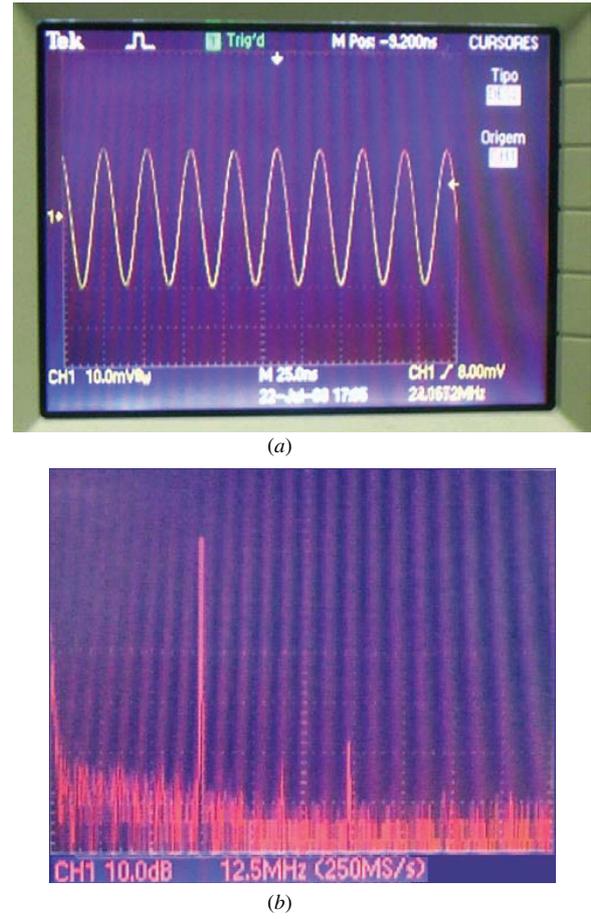


Figure 11. (a) Sinusoidal time-domain demodulated waveform in the oscilloscope (10 mV div^{-1} and 25 ns div^{-1}) for RF in 36.8 MHz and (b) the corresponding FFT signal ($10 \text{ dB}_V \text{ div}^{-1}$ and $12.5 \text{ MHz div}^{-1}$).

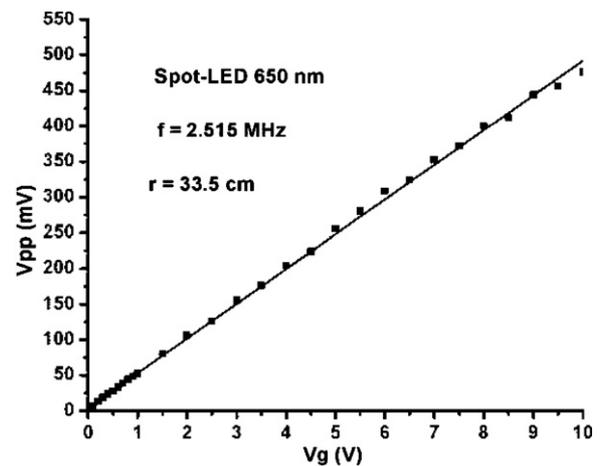


Figure 12. The V_{pp} peak-to-peak voltage amplitude signal related to the V_g feed voltage from the RF generator operating at 2.515 MHz in the near field. The best fit was calculated to be $4.32 \text{ mV} + 48.76 \text{ mV V}^{-1}$.

and based on the same figure 7(b), one can estimate 0.8 nA cm^{-1} to be the magnitude of the detected magnetic field amplitude from AM-band broadcasting.

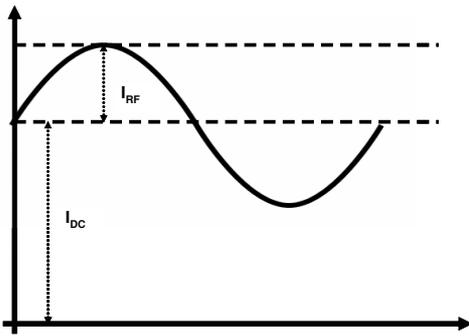


Figure 13. Illustration of the proposed compensation technique for the attenuation on the fibre link.

4.4. Loss compensation technique of the fibre link

It can be estimated that the POF link (excluding all connections) presents ~ 1 dB attenuation along the length of 4.6 m. However, bends, aging, length variation and new connections could change the link attenuation, despite the optical fibre used. Even if the incident RF power level is kept constant, the amplitude modulation (I_{RF}) over the optical carrier as seen in the oscilloscope (or electrical spectrum analyser) will vary if the POF loss varies too. It would be impossible to know if the RF level had varied and how much. To increase the probe reliability, a compensation technique for the fibre loss will be required.

The use of an unmodulated optical signal (I_{dc}) as the reference which is originated by the application of a V_{dc} voltage over the LED, where $V_{dc} > V_{threshold}$ [24], is proposed. I_{RF} and I_{dc} amplitudes will both vary in the same ratio of the POF link loss variation. Nevertheless, I_{dc} is in principle not affected by the RF power level (and the change) as captured by the antenna probe. After suitable calibration, the I_{RF}/I_{dc} ratio will give a more robust measurement of the incident electromagnetic field amplitude. Figure 13 illustrates the simple technique proposed here.

It was observed in the oscilloscope that the photo-detected signals are really the overlap of the I_{RF} and I_{dc} components (see figure 13). These components were separately measured, the ratio I_{RF}/I_{dc} was calculated and each one is marked on the plot shown in figure 14. In the latter, the POF link loss is varied from 0 to 6.6 dB while the RF power level is kept constant. The loop antennas are operating at the 6.87 MHz frequency.

Figure 14 shows the plot of the I_{RF}/I_{dc} ratio as the POF was bent thus generating a 0–6.6 dB fibre loss. The RF power level was varied as a parameter by setting the generator at $V_g = 1, 3, 5$ and 10 V. The plot has shown very good results for voltages up to 3 V, corresponding to magnetic fields much higher than those originating from the far-field emissions. Even the fibre link is attenuated up to ~ 3 dB, and the I_{RF}/I_{dc} ratio remains almost unchanged. When the magnetic field was set at its maximum value allowed by the experimental set-up (corresponding to $V_g > 5$ V), the results were not acceptable. Since $V_g < 3$ V, statistic calculations of measurements provide proportionally the same standard deviation of the I_{RF}/I_{dc} ratio as obtained in [23].

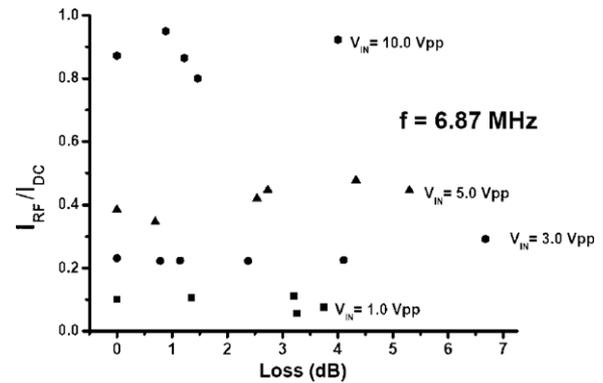


Figure 14. Plot of the I_{RF}/I_{dc} ratio dependence on the optical POF link loss for 6.87 MHz and 33.5 cm distance between the loop antennas.

5. Conclusions

This work describes the development of an optoelectronic probe for the magnetic field suitable to work in the MF/HF/VHF (0.4–40 MHz) band for near- and far-field radio emissions. Waveforms in the time domain with large spectral purity were achieved even when using an analogue transmission. The probe comprises a passive loop antenna, a tuning capacitor and a visible display (illumination) ultra-bright LED. The latter is linked as remote telemetry to an optical receiver by using the PMMA POF. The probe was able to detect the magnetic field amplitude of 2 nA cm^{-1} at 2.515 MHz, corresponding to an equivalent electric field of 0.1 mV m^{-1} in the far field. It was also able to detect radio emissions in the far field at the AM-band (530–1650 kHz) down to 0.8 nA cm^{-1} magnetic field amplitude and 62 dB dynamic range.

A new and simple technique for loss compensation of fibre link was demonstrated. Up to the present stage, no attempts for optoelectronic probe calibration were made. The detected values of H were estimated by theory and experimental conditions.

The probe was developed using selected components for combining good performance with low cost, but being restricted for operation up to the beginning of a VHF band. We estimate that to build this prototype, a probe is required which will cost \sim US\$300 to purchase components and raw materials.

The use of the PMMA POF operating at red transmitting window limits the telemetry length to ~ 100 m. When necessary, this length can be extended to hundreds of metres using perfluorinated POFs and up to kilometres by using silica fibres, provided that light sources and photo-detectors are also suitably changed.

Our electromagnetic probe was designed to operate mainly in the HF-band and the best results were achieved by using the red Spot-LED instead of the green Spot-LED. The red Spot-LED presents a 6.1 MHz bandwidth (see figure 6) only and limits the overall bandwidth. In this paper, we used a 35 MHz bandwidth and a 20 k Ω transimpedance gain Si photodetector. We carried out experiments using the same red

Spot-LED but another Si photodetector presenting a 150 MHz bandwidth and a 10 k Ω transimpedance gain. The sensibility of the probe was observed to decrease.

The probe could have its performance parameters optimized just by properly designing the loop antenna, using better efficiency and better frequency response LEDs, optimizing the optical couplings, introducing a post-amplification stage, using lower loss PMMA fibres, optimizing the electronic circuit shielding, etc. For VHF and higher frequencies, the use of RC-LEDs or LD is more suitable as optical sources and the amplification system should be much more carefully designed.

Acknowledgments

The authors would like to thank MCT/CNPq and FAPERJ for the financial support of this research.

References

- [1] Hayashi K I, Arai K and Ido Y 1987 Phase-sensitive radio-frequency magnetic probe using laser diode and optical fiber *J. Lightwave Technol.* **5** 906–9
- [2] Mann W and Petermann K 2002 VCSEL-based miniaturised E-field probe with high sensitivity and optical power supply *Electron. Lett.* **38** 455–6
- [3] Hayashi K, Ida Y and Arai K 1985 Novel RF magnetic probe using LED linked with optical fibre *Electron. Lett.* **21** 107–8
- [4] Neelakanta P S and DeGroff D 1989 Light-emitting diode as radio-frequency detector development of RFI-free electromagnetic field sensor *Electron. Lett.* **25** 1606–8
- [5] Li S T, Pappert S A, Orazi R J, Koyama L B and Feist J 1995 An electro-optic probe for ship EMC applications *IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility (August 1995)* pp 81–6
- [6] Yang K, Katehi L P B and Whitaker J T 2001 Electric field mapping system using an optical-fiber-based electrooptic probe *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **11** 164–6
- [7] Trincherro D, Perrone G and Paoletti R 2000 Low-cost analog optical link for environmental electromagnetic remote monitoring *EMC2000 (Brugge, September 2000)*
- [8] The National Association for Amateur Radio 2005 Broadband over power line: why amateur radio is concerned about its deployment March 2005 www.arrl.org/bpl
- [9] Syntronics Corporation www.syntronicscorp.com
- [10] Photonuum, Inc. www.photonuum.com
- [11] Schneider C J, Engelberts N and van Dijk J D P 1991 Characteristics of a passive RF field probe with fibre-optic link for measurement in liquid hyperthermia phantoms *Phys. Med. Biol.* **36** 461–74
- [12] Swinka Filho V and Robert R 1998 Desenvolvimento de um sensor de campo elétrico alternado com transmissão por fibra-óptica *Rev. Fis. Apl. Instrum.* **33** 60–7
- [13] Sánchez F J, Riu P J and Silva F 2003 An analog fiber optic link for ESD detection *IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility (May 2003)* pp 386–9
- [14] Brunnet J D, Liepa V V and Sengupta D L 2005 Extrapolating near-field emission of low-frequency loop transmitters *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **47** 635–41
- [15] NARDA Safety Test Solutions www.narda-sts.de
- [16] Lauder D and 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
- [17] Lingenauer M, Saathhoff J and Kragl H 2004 A highly efficient LED module integrate plastic optics *Laser + Photonik* 14–7 September
- [18] Balanis C A 1997 *Antenna Theory: Analysis and Design* 2nd edn (New York: Wiley)
- [19] Ramo S, Whinnery J R and Van Duzer T 1965 *Fields and Waves in Communication Electronics* (New York: Wiley)
- [20] Daum W, Krauser J, Zamzow P E and Ziemann O 2002 *POF—Polymer Optical Fibers for Data Communication* (Berlin: Springer)
- [21] Agrawal G P 2002 *Fiber-Optic Communication Systems* 3rd edn (New York: Wiley) p 194 eq. 5.2.11
- [22] Pinks J R 2004 Development of an antenna coupler that fully compensates the deficiencies of electrically short LF/MF antennas *60th Annual Meeting of the Institute of Navigation (Dayton, OH, USA, 7–9 June)* pp 719–28
- [23] Haelvoet K, Vanwassenhove L, Martens L and Vandaele P 1996 An active electro-optical loop and dipole probe for electromagnetic near-field measurements *Conf. on Precision Electromagnetic Measurement Digest (17–20 June)* pp 421–2
- [24] Ribeiro R M, Xavier O S, Mitrione J A and Barbero A P L 2007 Optoelectronic probe for RF electromagnetic field sensing linked with plastic optical fibre *16th Int. Conf. on Plastic Optical Fibers (Turin, Italy, 10–12 September)* p 206–9