

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA BIOMÉDICA
PPGEB**

SANDRO WALDIR GÓES

**DETECTOR DE LUMINESCÊNCIA DE DESCARGAS
ELETROCIRÚRGICAS**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2016

SANDRO WALDIR GÓES

DETECTOR DE LUMINESCÊNCIA DE DESCARGAS ELETROCIRÚRGICAS

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Biomédica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Biomédica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Bertoldo Schneider Jr.

CURITIBA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

G598d
2016

Goes, Sandro Waldir
Detector de luminescência de descargas eletrocirúrgicas /
Sandro Waldir Góes.-- 2016.
77 f. : il. ; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês
Disponível também via World Wide Web Dissertação
(Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-graduação em Engenharia Biomédica, Curitiba,
2016
Bibliografia: f. 72-76

1. Eletrocirurgia. 2. Luminescência. 3. Descargas
luminescentes. 4. Detectores ópticos. 5. Engenharia biomédica –
Dissertações. I. Schneider Junior, Bertoldo, orient. II.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-
graduação em Engenharia Biomédica, inst. III. Título.

CDD: Ed. 22 – 610.28

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ



Campus Curitiba



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Biomédica

Título da Dissertação N° 074

**“Detector de luminescência de descargas
eletrocirúrgicas”.**

por

Sandro Waldir Goes

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Engenharia Biomédica

LINHA DE PESQUISA: Engenharia Clínica e Gestão.

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de **MESTRE EM ENGENHARIA BIOMÉDICA (M.Sc.)** – Área de Concentração: Engenharia Biomédica, pelo **Programa de Pós-Graduação em Engenharia Biomédica (PPGEB)**, – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (**UTFPR**), *Campus Curitiba*, às **14h00min** do dia **07 de outubro de 2016**. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:

Bertoldo Schneider Jr., Dr.
(Presidente – UTFPR)

Prof. José Carlos da Cunha, Dr.
(UP)

Prof. Sérgio Francisco Pichorim, Dr.
(UTFPR)

Prof^a. Leandra Ulbricht., Dr^a.
(Coordenadora do PPGEB)

Visto da coordenação:

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Programa

DEDICATÓRIA

Dedicado à memória de meus pais

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer ao professor Bertoldo Schneider Jr., pela confiança, oportunidade e por todas as lições que recebi ao longo deste curso. Muito Obrigado.

Aos meus pais em memória, pela educação dada, pelo incentivo para o estudo, e pelo exemplo de vida dado. Pois graças a vocês que estou aqui. Aos meus irmãos pelo auxílio dado.

A todos os meus professores do curso técnico, da graduação e pós, que indiretamente, e diretamente agora como banca de avaliação, têm participação neste trabalho.

Aos colegas Caio M. de Miranda, Elton D. Jr., André L. R. Monteiro do Laboratório de Biotelemetria, Lilian F. Caldeira (PUCPR) que muitas vezes me auxiliaram, na realização dos experimentos, com o manuseio de vários equipamentos, quer com sugestões e ideias no laboratório.

Por último, gostaria de agradecer à Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela formação profissional recebida.

EPÍGRAFE

We are Lucky to live in an age in which we
are still making discoveries.

Richard P. Feynman

RESUMO

Góes, Sandro Waldir. **Detector de Luminescência de Descargas Eletrocirúrgicas**. 2016. 102 fls. Mestrado em Engenharia Biomédica - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Artigo intitulado Detector de Luminescência de descargas Elétricas Eletrocirúrgicas aceito pelo XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica – CBEB 2016, (GÓES; SCHNEIDER JR., 2016), no prelo.

A eletrocirurgia é um procedimento utilizado em cirurgias e basicamente promove o corte e a coagulação do tecido orgânico. Este procedimento usa a descarga elétrica que ocorre entre um eletrodo metálico e o tecido orgânico. As características deste tipo de descarga elétrica permanecem ainda pouco estudadas, mesmo um século após seu primeiro uso. Neste trabalho, o desenvolvimento de um dispositivo detector da luminescência da faísca eletrocirúrgica é relatado e os resultados de sua aplicação em laboratório analisados. O dispositivo é capaz de detectar *flashes* luminosos em centenas de kHz, possibilitando a visualização da luz emitida pelas descargas eletrocirúrgicas. Método: O dispositivo fotodetector é composto por um diodo PIN em um amplificador de transimpedância. Devido ao forte ruído eletromagnético da faiscância, o emprego de fibras ópticas para distanciamento entre o circuito e a fonte de ruído foi necessário e uma forte blindagem foi implementada. Resultados: O dispositivo detector de luminescência, juntamente com um gerador de saída eletrocirúrgica e equipamentos de medição, foi utilizado para captar e armazenar o sinal de luminescência em relação aos sinais de tensão e corrente geradores da faísca eletrocirúrgica. Foi possível, então, relacionar a luz emitida pelas faíscas com os sinais elétricos da descarga eletrocirúrgica, possibilitando um novo entendimento do funcionamento do espaço eletrocirúrgico, evidenciando a forte assimetria do processo, anteriormente já reportada na literatura através de outros métodos. Conclusão: O dispositivo desenvolvido provou ser efetivo para o estudo da luminescência emitida por descargas eletrocirúrgicas, possibilitando um novo canal de estudo das mesmas, principalmente a velocidade de resposta

Palavras-chave: Eletrocirurgia. Faísca. Fotodiodo. Luminescência. Descarga Elétrica.

ABSTRACT

Góes, Sandro Waldir. **Luminescence Detector of Electrosurgical Discharges**. 2016. 102 pages. Master's degree in Biomedical Engineering - Federal Technology University - Parana. Curitiba, 2016.

Introduction: The electrosurgical procedure, used in large surgeries, promotes cut and/or coagulation of the organic tissue. This procedure is possible because the electrical discharge between a metal electrode and the organic tissue. Characteristics of the spark are still almost unknown. This work intends to collaborate to the electrosurgical sparks study, reporting the development of a photodetector device, capable to detect flashes of light in hundreds of kHz, and introducing the waveform of luminescence from the electrosurgical discharge. **Methods:** The photodetector device is composed mainly of a photodiode PIN and an transimpedance amplifier. Spacial care has taken to isolate the device from electromagnetic noise, employing a shield and an optical fiber cable. To obtain, analyze and store data, a specific hardware, software and techniques, have been used and described in detail. **Results:** From the luminescence signal detected by photodetector device and voltage and current shapes stored in an oscilloscope, it is possible to see the relation between sparks luminescence, voltage and current on positive and negative cycles of the electrical discharge. The luminescence collaborates to show the asymmetry on voltage signals already reported by other researchers. **Conclusion:** Effective for the study of luminescence emitted by electrosurgical discharges, enabling a new study of the same channel, particularly the speed of response

Keywords: Electrosurgery. Spark. Photodiode Devices. Luminescence. Electrical Discharges.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1: REPRESENTAÇÃO DE UMA UNIDADE ELETROCIRÚRGICA.....	23
FIGURA 2: FORMAS DE ONDA PRODUZIDAS POR UMA UNIDADE ELETROCIRÚRGICA, FIGURA 2A PARA PRODIZIR OS EFEITOS DE CORTE, FIGURA 2B SINAL ELÉTRICO APLICADO PARA HEMÓSTASE.....	24
FIGURA 3: REPRESENTANDO A CURVA DE RESPOSTA DO TECIDO BIOLÓGICO A ESTIMULAÇÃO NEUROMUSCULAR.	25
FIGURA 4: REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA AVALANCHE DE TOWNSEND	29
FIGURA 5: REPRESENTA O PROCESSO QUE OCORRE PARA ATINGIR O PRIMEIRO COEFICIENTE DE IONIZAÇÃO DE TOWNSEND.....	30
FIGURA 6: GRÁFICO DE PASCHEN.....	32
FIGURA 7: REPRESENTAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DE UM FOTODIODO PIN, DURANTE A INCIDÊNCIA DE FÓTONS À GERAÇÃO DE PARES ELÉTRON-LACUNAS.....	33
FIGURA 8: CURVA RELACIONANDO O COMPRIMENTO DE ONDA λ DO FÓTONS À FOTOSSENSIBILIDADE DA REGIÃO DE DEPLEÇÃO DE FOTODIODOS PIN.	34
FIGURA 9: CURVA RELACIONANDO O COMPORTAMENTO DA CAPACITÂNCIA COM A POLARIZAÇÃO REVERSA DE UM FOTODIODO	35
FIGURA 10: CURVA IxV CARACTERÍSTICA DE UM FOTODIODO PARA OS MODOS DE OPERAÇÃO FOTOCONDUCTINA E FOTOVOLTAICO. P_0 A P_2 OS QUAIS INDICAM DIFERENTES NÍVEIS DE ILUMINAÇÃO.....	37
FIGURA 11: FOTODIODO PIN.....	37
FIGURA 12: RESPOSTA ESPECTRAL DO FOTODIODO PIN.	37
FIGURA 13: REPRESENTAÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DE AMPLIFICADOR DE TRANSIMPÊDANCIA, COMPOSTO POR UMA RESISTÊNCIA R_F E UMA CAPACITÂNCIA C_F NO ELO DE REALIMENTAÇÃO, SINAL DE ENTRADA V_{IN} E CAPACITÂNCIA NOS TERMINAIS DE ENTRADA C_{IN}.....	39
FIGURA 14: PINAGEM DE UM CA3130.....	40
FIGURA 15: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MÓDULO GERADOR DE POTÊNCIA UTILIZADO NOS EXPERIMENTOS	42
FIGURA 16: REPRESENTAÇÃO DAS PERDAS POR REFLEXÃO AO INCIDIR COM A BARREIRA E POR ATENUAÇÃO QUE OCORRE QUANDO A ONDA ELETROMAGNÉTICA TRANSPASSA A BARREIRA.....	44

FIGURA 17: REPRESENTAÇÃO DO ESQUEMA ELÉTRICO DO CIRCUITO PROPOSTO PARA O DISPOSITIVO FOTODETECTOR EMPREGANDO O AMPLIFICADOR OPERACIONAL CA3130 E O FOTODIODO PIN HAMAMATSU S1133-14.	44
FIGURA 18: ESTÃO REPRESENTADOS EM (A) CIRCUITO DRIVER DE CORRENTE COM ALTA VELOCIDADE DE CHAVEAMENTO SN75451 E EM (B) LED DE ALTO BRILHO.....	46
FIGURA 19: CORDÃO DE FIBRA ÓPTICA TIPO SIMPLEX ST – ST FIGURA 18A, DIÂMETRO EXTERNO 2,0 MM E 2,0 M DE COMPRIMENTO, UTILIZADO PARA TRANSMISSÃO DA LUMINESCÊNCIA DA FAÍSCA A O DISPOSITIVO FOTODETECTOR. FIGURA 18B AMPLIAÇÃO CONECTOR ST.	46
FIGURA 20: CIRCUITO UTILIZADO PARA AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DOS CIRCUITOS FOTODETECTORES APRESENTADOS ANTERIORMENTE. FOI EMPREGANDO UM GERADOR DE FUNÇÕES, PRODUZINDO UM SINAL TTL APLICADO A ENTRADA IN.....	47
FIGURA 21: CIRCUITO UTILIZADO PARA AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR.	48
FIGURA 22: DIAGRAMA EM BLOCOS REPRESENTANDO A METODOLOGIA ADOTADA DURANTE OS EXPERIMENTOS.	49
FIGURA 23: DIAGRAMA REPRESENTANDO A CONSTITUIÇÃO DA METODOLOGIA UTILIZADA DURANTE OS EXPERIMENTOS.....	51
FIGURA 24: PROCEDIMENTO UTILIZADO DURANTE AS MEDIÇÕES, A FIBRA FOI POSICIONADA COM UMA INCLINAÇÃO DE ± 45 GRAUS, COM A FINALIDADE DE SE EVITAR A DETECÇÃO DA LUMINESCÊNCIA INDESEJADA.	52
FIGURA 25: REPRESENTAÇÃO DO SINAL LUMINOSO PRODUZIDO POR UM LED BRANCO DE ALTO BRILHO E A RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR APRESENTADO. FREQUÊNCIA DO SINAL 200 KHz.	53
FIGURA 26: REPRESENTAÇÃO DO SINAL LUMINOSO PRODUZIDO POR UM LED BRANCO DE ALTO BRILHO E A RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR APRESENTADO. FREQUÊNCIA DO SINAL 500 KHz, ATRASADA DE APROXIMADAMENTE 350 NS.....	54
FIGURA 27: REPRESENTAÇÃO DO SINAL LUMINOSO PRODUZIDO POR UM LED BRANCO DE ALTO BRILHO E A RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR APRESENTADO. FREQUÊNCIA DO SINAL 820 KHz, ATRASADA DE APROXIMADAMENTE 350 NS.....	54
FIGURA 28: REPRESENTAÇÃO DO SINAL LUMINOSO PRODUZIDO POR UM LED BRANCO DE ALTO BRILHO E A RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR APRESENTADO. FREQUÊNCIA DO SINAL 1,5 MHz, ATRASADA DE APROXIMADAMENTE 350 NS.	55

- FIGURA 29: REPRESENTAÇÃO DO SINAL LUMINOSO PRODUZIDO POR UM LED BRANCO DE ALTO BRILHO E A RESPOSTA DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR COM A ENTRADA DO CABO ÓPTICO BLOQUEADO, COMO ESPERADO NÃO HÁ SINAL NA SAÍDA 56**
- FIGURA 30: LUMINESCÊNCIA RELACIONADA À TENSÃO E CORRENTE DA FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA PARA FREQUÊNCIA DE CORTE DE 270 KHZ. EM AZUL ESTÁ REPRESENTADO O SINAL DE TENSÃO; EM VERMELHO O SINAL DE CORRENTE FORNECIDOS PELO CIRCUITO GERADOR DA FAÍSCA; EM PRETO O SINAL DA LUMINESCÊNCIA MEDIDO PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR..... 58**
- FIGURA 31: PADRONIZAÇÃO DA LINHA DE ZERO PARA OS SINAIS REFERENTES A TENSÃO, A CORRENTE E A LUMINESCÊNCIA RELACIONADOS A FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA. EM AZUL ESTÁ A TENSÃO, EM VERMELHO A CORRENTE E EM PRETO A LUMINESCÊNCIA. A ÁREA SOMBREADA REPRESENTA TODA A LUMINESCÊNCIA DETECTADA PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR, A REGIÃO ENTRE O PONTO ZERO ATÉ APROXIMADAMENTE 0,2 V NA ESCALA DA LUMINESCÊNCIA, REPRESENTA UM LIMAR CONSTANTE DE ILUMINAÇÃO PRODUZIDA PELA FAÍSCA. 58**
- FIGURA 32: PRIMEIRO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS CORRENTE REGISTRADA UTILIZANDO CHUCHU COMO TECIDO BIOLÓGICO. SEGUNDO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS LUMINESCÊNCIA PRODUZIDA PELA FAÍSCA DURANTE O PROCEDIMENTO DE CORTE DO CHUCHU, RESULTADO REFERENCIADOS A FREQUÊNCIA DE 263 KHZ. 59**
- FIGURA 33: LUMINESCÊNCIA RELACIONADA À TENSÃO E CORRENTE DA FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA PARA FREQUÊNCIA DE CORTE DE 300 KHZ. EM AZUL ESTÁ REPRESENTADO O SINAL DE TENSÃO; EM VERMELHO O SINAL DE CORRENTE FORNECIDOS PELO CIRCUITO GERADOR DA FAÍSCA; EM PRETO O SINAL DA LUMINESCÊNCIA MEDIDO PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR..... 60**
- FIGURA 34: PADRONIZAÇÃO DA LINHA DE ZERO PARA OS SINAIS REFERENTES A TENSÃO, A CORRENTE E A LUMINESCÊNCIA RELACIONADOS A FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA. EM AZUL ESTÁ A TENSÃO, EM VERMELHO A CORRENTE E EM PRETO A LUMINESCÊNCIA. A ÁREA SOMBREADA REPRESENTA TODA A LUMINESCÊNCIA DETECTADA PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR, A REGIÃO ENTRE O PONTO ZERO ATÉ APROXIMADAMENTE 0,12 V NA ESCALA DA LUMINESCÊNCIA, REPRESENTA UM LIMAR CONSTANTE DE ILUMINAÇÃO PRODUZIDA PELA FAÍSCA. 60**
- FIGURA 35: PRIMEIRO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS CORRENTE REGISTRADA UTILIZANDO CHUCHU COMO TECIDO BIOLÓGICO. SEGUNDO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS**

- LUMINESCÊNCIA PRODUZIDA PELA FAÍSCA DURANTE O PROCEDIMENTO DE CORTE DO CHUCHU, RESULTADO REFERENCIADOS A FREQUÊNCIA DE 300 KHz. 61
- FIGURA 36:** LUMINESCÊNCIA RELACIONADA À TENSÃO E CORRENTE DA FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA PARA FREQUÊNCIA DE CORTE DE 500 KHz. EM AZUL ESTÁ REPRESENTADO O SINAL DE TENSÃO; EM VERMELHO O SINAL DE CORRENTE FORNECIDOS PELO CIRCUITO GERADOR DA FAÍSCA; EM PRETO O SINAL DA LUMINESCÊNCIA MEDIDO PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR..... 62
- FIGURA 37:** PADRONIZAÇÃO DA LINHA DE ZERO PARA OS SINAIS REFERENTES A TENSÃO, A CORRENTE E A LUMINESCÊNCIA RELACIONADOS A FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA. EM AZUL ESTÁ A TENSÃO, EM VERMELHO A CORRENTE E EM PRETO A LUMINESCÊNCIA. A ÁREA SOMBREADA REPRESENTA TODA A LUMINESCÊNCIA DETECTADA PELO DISPOSITIVO FOTODETECTOR, A REGIÃO ENTRE O PONTO ZERO ATÉ APROXIMADAMENTE 1 V NA ESCALA DA LUMINESCÊNCIA, REPRESENTA UM LIMAR CONSTANTE DE ILUMINAÇÃO PRODUZIDA PELA FAÍSCA. O AUMENTO NA FAIXA DE TENSÃO PARA 1V É DEVIDO A MAIOR QUANTIDADE DE ENERGIA DA FAÍSCA. 63
- FIGURA 38:** PRIMEIRO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS CORRENTE REGISTRADA UTILIZANDO CHUCHU COMO TECIDO BIOLÓGICO. SEGUNDO GRÁFICO, TENSÃO VERSUS LUMINESCÊNCIA PRODUZIDA PELA FAÍSCA DURANTE O PROCEDIMENTO DE CORTE DO CHUCHU, RESULTADO REFERENCIADOS A FREQUÊNCIA DE 500 KHz. 63
- FIGURA 39:** REPRESENTAÇÃO DA NATUREZA BIDIRECIONAL DA FAÍSCA, NA FIGURA (A) A FAÍSCA SE INICIA NO TECIDO BIOLÓGICO EM DIREÇÃO AO ELETRODO ATIVO E NA FIGURA (B) A FAÍSCA É INICIADA NO ELETRODO ATIVO DIRIGINDO-SE AO TECIDO BIOLÓGICO. .. 64
- FIGURA 40:** GRÁFICO REFERENTE A FIGURA 30, A DIFERENÇA ESTÁ NO EIXO DO TEMPO PARA O GRÁFICO DA LUMINESCÊNCIA, POIS NA FIGURA 40 FORAM CORRIGIDOS 350 NS, ATRASO DEVIDO PRINCIPALMENTE A CONSTANTE RC DOS ELEMENTOS DO AMPLIFICADOR MAIS ATRASOS DO SISTEMA COMO TODO. FREQUÊNCIA DA TENSÃO E CORRENTE DE 270 KHz E LUMINESCÊNCIA COM 540 KHz..... 67
- FIGURA 41:** GRÁFICO REFERENTE A FIGURA 33, A DIFERENÇA ESTÁ NO EIXO DO TEMPO PARA O GRÁFICO DA LUMINESCÊNCIA, POIS NA FIGURA 41 FORAM CORRIGIDOS 350 NS, ATRASO DEVIDO PRINCIPALMENTE A CONSTANTE RC DOS ELEMENTOS DO AMPLIFICADOR MAIS ATRASOS DO SISTEMA COMO TODO. FREQUÊNCIA DA TENSÃO E CORRENTE DE 300 KHz E LUMINESCÊNCIA COM 600 KHz..... 67
- FIGURA 42:** GRÁFICO REFERENTE A FIGURA 38, A DIFERENÇA ESTÁ NO EIXO DO TEMPO PARA O GRÁFICO DA LUMINESCÊNCIA, POIS NA FIGURA 42 FORAM CORRIGIDOS 350 NS,

ATRASSO DEVIDO PRINCIPALMENTE A CONSTANTE RC DOS ELEMENTOS DO AMPLIFICADOR MAIS ATRASOS DO SISTEMA COMO TODO. FREQUÊNCIA DA TENSÃO E CORRENTE DE 500 KHz E LUMINESCÊNCIA COM 1000 KHz	68
FIGURA 43 – REPRESENTAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DE UMA VÁLVULA FOTOMULTIPLICADORA	71

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO FOTODIODO PIN S1133-14.....	38
TABELA 2 – PRINCÍPAIS CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL CA-3130...	40

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E GRANDEZAS FÍSICAS**LISTA DE ABREVIATURAS**

A	Molécula neutra
A^*	Molécula estado excitado
A^+	Molécula ionizada cátion
A^-	Molécula ionizada ânion
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	Corrente alternada
C_J	Capacitância da junção
C_P	Capacitância nos terminais
DC	Corrente contínua
E	Energia
E/p	Campo reduzido
f	Frequência
I	Corrente elétrica
I_p	Corrente fotogerada
LED	Diodo Emissor de Luz
p	Pressão do gás
P_0	Potência óptica
R_L	Resistor de carga
R_s	Resistência do fotodiodo
S	Sensibilidade
SMD	Dispositivos de montagem superficial
UEC	Unidade Eletrocirúrgica
V	Tensão
α	Ionização primária

LISTA DE GRADEZAS FÍSICAS

$c = 299.792.458 \text{ m s}^{-1}$	Velocidade da luz no vácuo ¹
$\epsilon_0 = 8,8541878 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$	Permissividade elétrica no vácuo ¹
$h = 6,626068 \times 10^{-34} \text{ J s}$	Constante de Plank ¹
$e^- = 1,60217657 \times 10^{-19} \text{ C}$	Carga elementar do elétron ¹
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H s}^{-1}$	Permeabilidade magnética no vácuo ¹
$101,3 \text{ kPa} = 760 \text{ mmHg}$	Pressão atmosférica

¹ Fundamental Physics Constant (Peter j. Mohr, Barry N. Taylor) - <http://web.mit.edu/birge/Public/formulas/phys-const.pdf>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO E MOTIVAÇÃO	19
1.1	A ELETROCIRURGIA.....	20
1.2	OBJETIVOS.....	20
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	21
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
2.1	FÓTONS	25
2.2	MECANISMO DE FORMAÇÃO DA RUPTURA DO DIELÉTRICO EM MEIO GASOSO	26
2.3	RUPTURA DO MEIO DIELÉTRICO EM GASES.....	29
2.4	AVALANCHE DE ELÉTRONS	29
2.5	LEI DE PASCHEN	31
2.6	FOTODIODO PIN	32
2.7	PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO FOTODIODO PIN.....	33
2.8	AMPLIFICADOR NA CONFIGURAÇÃO DE TRANSIMPEDÊNCIA.....	38
2.8.1	Amplificador Operacional CA3130.....	39
2.9	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O AMPLIFICADOR JUNTAMENTE COM O FOTODIODO PIN	41
3	MATERIAIS E MÉTODOS	42
3.1	CIRCUITO DE POTÊNCIA UTILIZADO PARA GERAÇÃO DA FAÍSCA.....	42
3.2	BLINDAGEM.....	43
3.3	ESQUEMA ELÉTRICO DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR.....	44
3.4	PROCESSO E DIAGRAMA EM BLOCOS DO EXPERIMENTO	45
3.4.1	Avaliação da Resposta do Dispositivo Fotodetector.....	45
3.4.2	Diagrama representando o Procedimento Utilizado nos Experimentos eletrocirúrgicos.....	49
4	RESULTADOS	53
4.1	RESULTADO DA AVALIAÇÃO DO CIRCUITO FOTODETECTOR.....	53
4.2	RESULTADOS OBTIDOS PARA MEDIÇÃO DA LUMINESCÊNCIA EMITIDA PELA FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA DURANTE A REALIZAÇÃO DE CORTE DE UM TECIDO BIOLÓGICO CHUCHU (SECHIUM EDULE SW).	56
5	CONCLUSÃO E DISCUSSÃO	66
5.1	SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTUROS:	70

6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	72
7	ANEXOS	77

1 INTRODUÇÃO E MOTIVAÇÃO

Houve um grande aumento a partir dos anos 1980 com relação à utilização de equipamentos destinados a procedimentos de aplicação eletrocirúrgica, mas, por outro lado, poucos avanços em inovações tecnológicas relacionados à área de eletrocirurgia (HAINER, 1991) independentemente de ser um campo com vastas aplicações. Na área científica, poucos estudos abordam profundamente o processo eletrocirúrgico (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2008).

A eletrocirurgia está baseada na aplicação de altos valores de correntes e tensões, atingindo potências na ordem de centenas de watts, necessárias para produção do corte do tecido orgânico e ou hemóstase dos vasos sanguíneos. A faísca, observada durante a aplicação da eletrocirurgia, é o resultado do processo físico que ocorre quando há uma alta densidade de elétrons se movimentando em uma área muito pequena. O corte ou hemóstase ocorre devido ao rápido aquecimento produzido pela faísca em contato com o fluido intracelular do tecido, resultando no rompimento tissular através da vaporização (HAINER, 1991). A limitação da incisão se deve à movimentação do eletrodo ativo sobre o tecido biológico. A faixa de frequência empregada na eletrocirurgia está limitada entre 300 kHz e 5 MHz de acordo com as normas brasileiras (NBR IEC 60601-1, 1994), (NBR IEC 60601-2-2, 1998), baseadas nas normas internacionais (NBR IEC 60602-2-2, 1998).

O emprego da eletrocirurgia na medicina traz vários benefícios, como o corte preciso e o estancamento de hemorragias, mas por outro lado apresenta alguns riscos como a eletroestimulação neuromuscular e queimaduras dos tecidos, (DUBIEL et al., 2010), (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2005), (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2008).

Como apresentado em trabalhos anteriores, foi detectada a existência de assimetria na tensão de saída do bisturi eletrônico (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2005), (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2008). A assimetria na tensão alternada produz a emissão de faíscas com diferentes níveis de tensão, com variação entre -400V a 750V (BERNARDI, 2007), de acordo com o sentido da polarização dos eletrodos, fenômeno este que requer mais estudos. Com o intuito de possibilitar uma melhor compreensão deste fenômeno, um estudo das características ópticas da luminescência produzida pela faísca eletrocirúrgica pode fornecer mais um parâmetro para a melhor compreensão do comportamento elétrico envolvido na eletrocirurgia (PALANKER;

VANKOV; JAYARAMAN, 2008), (PALANKER; VANKOV; HUIE, 2008), (SCHNEIDER JR., 2004), (SCHNEIDER JR.; GOES; ABATTI, 2006), (SEOL et al., 2015).

1.1 A ELETROCIRURGIA

Jacques-Arsène d'Arsonval, o inventor do galvanômetro, foi o pioneiro ao reportar os resultados da passagem de corrente alternada (AC) sobre o tecido biológico para uso clínico, ele constatou que correntes de alta frequência poderiam atravessar o tecido biológico sem causar dor, o que passou a ser o princípio da eletrocirurgia (WARD, 1932). Em 1929 foi construído o primeiro eletrobisturi comercial por Bovie, o qual empregava o corte e a hemóstase através de corrente modulada em altas frequências (HAINER, 1991), (CARTER, 2013), (O'CONNOR; BLOOM, 1996), (MUNRO, 2012), (LAROUSSE, 2008).

A partir da década de 70, com o desenvolvimento e utilização de transistores de estado sólido, componentes mais eficientes, com menor custo e consumo reduzido de energia, foram utilizados, tornando a unidade eletrocirúrgica (UEC) mais compacta e eficiente em relação a sua versão valvulada anterior. Também propiciando aperfeiçoamentos nos itens de segurança e na circuitaria eletrônica dedicada à geração e controle de potência da UEC. Porém, mesmo com novas tecnologias, encontram-se poucos estudos objetivando um maior entendimento das características eletro-ópticas produzidas especificamente pela faiscância eletrocirúrgica (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993).

1.2 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um dispositivo que possibilite o estudo das características eletro-ópticas da luminescência gerada pela faísca eletrocirúrgica, relacionando a luminescência da faísca, com a corrente e tensão elétricas geradas pela UEC. Também se propõe como objetivo secundário, verificar opticamente a assimetria AC descrita em outros estudos (SCHNEIDER JR.,

2004), (PALANKER; VANKOV; JAYARAMAN, 2008), (PALANKER; VANKOV; HUIE, 2008).

Em todos os experimentos para coleta de dados, foi empregado como tecido biológico o chuchu (*Sechium edule Sw*), por ser um vegetal composto por 94,85% de água, cálcio, potássio, magnésio entre outros componentes, e que simula muito bem o comportamento elétrico de tecido orgânico humano e de porco (SCHNEIDER JR., 2004). Uma diferença notável é que o chuchu tem uma reatância capacitiva pequena, enquanto no tecido humano ela é nula. Serão realizadas medidas da tensão, corrente e luminescência intrínseca da faísca eletrocirúrgica.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em 6 capítulos dispostos da seguinte forma:

Capítulo 1 – Neste capítulo de introdução foi apresentada a motivação para o desenvolvimento do dispositivo fotodetector, uma rápida passagem pela história da eletrocirurgia e descrição dos objetivos pretendidos com o desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 2 – Neste capítulo de fundamentação teórica, foi apresentado os conceitos envolvidos no processo da geração da faísca, funcionamento básico de equipamentos eletrocirúrgicos, ruptura da rigidez dielétrica do meio (*breakdown*), componentes integrantes do dispositivo fotodetector, metodologia utilizada no desenvolvimento dos experimentos e a blindagem contra ruídos eletromagnéticos utilizada.

Capítulo 3 – Neste capítulo foram apresentados o desenvolvimento e a metodologia aplicada à construção do dispositivo fotodetector, a descrição dos principais componentes que constituem o dispositivo, como diodo PIN e o amplificador de transimpedância e seu funcionamento básico. Descrição do funcionamento do dispositivo fotodetector de luminescência, descrição da metodologia empregada para avaliação da resposta do dispositivo apresentado. Descrição do procedimento empregado na realização dos experimentos e obtenção dos dados.

Capítulo 4 – Neste capítulo serem apresentados os resultados obtidos para validação do dispositivo fotodetector desenvolvido e discutiu-se o impacto dos achados em relação à literatura atual. Foi feita a descrição e apresentação dos resultados obtidos para a detecção da luminescência produzida pela faísca para diferentes frequências, através de gráficos relacionando a tensão e corrente geradoras da faísca e a tensão referente à luminescência. Como complemento foram apresentados os gráficos relacionando corrente e tensão e luminescência e tensão.

Capítulo 5 – Neste capítulo Conclusão e Discussão, foram apresentados e discutidos os resultados obtidos durante a realização dos experimentos, fotodetecção da luminescência produzida pela faísca e discussão de propostas para trabalhos futuros, objetivando o aperfeiçoamento do dispositivo desenvolvido no trabalho.

Capítulo 6 – Composto pelas referências apresentadas no decorrer deste trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

As unidades eletrocirúrgicas (UEC), esquematizadas na Figura 1, são equipamentos utilizados em cirurgias de grande porte nas quais há muita perda de sangue. As UEC, além da função de corte, possibilitam um controle das hemorragias através da função de hemóstase, provocada por modulações na forma de onda básica de corte. O funcionamento de uma UEC está baseado na produção do corte do tecido biológico através da passagem de corrente elétrica AC, corrente esta aplicada a partir do eletrodo ativo (bisturi), passando pelo tecido biológico e retornando a UEC através do eletrodo de dispersão.

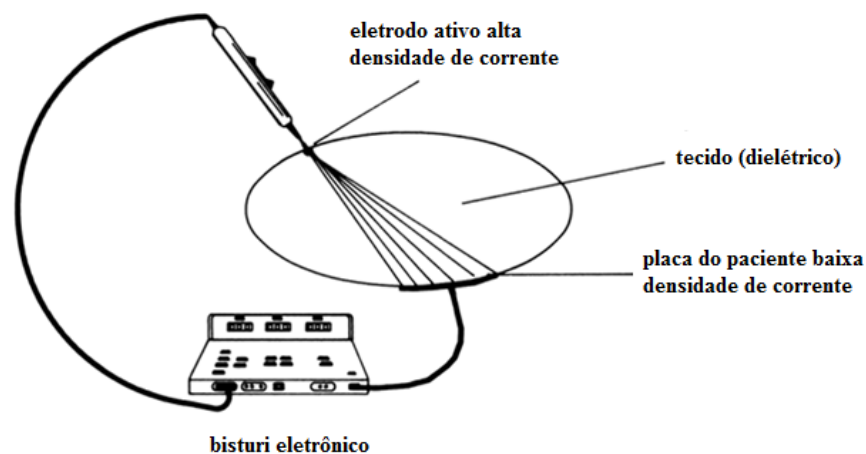


Figura 1: Representação de uma unidade eletrocirúrgica

Fonte: adaptado de (MUNRO, 2012)

Basicamente, o mecanismo do corte ocorre devido à grande densidade de corrente que se concentra na interface entre a extremidade do eletrodo ativo e o tecido orgânico. A faísca é gerada quando o campo elétrico entre eletrodo ativo e tecido rompe o limiar da barreira dielétrica do meio, o *breakdown*, neste caso o ar, criando um caminho para a passagem da corrente elétrica AC entre o eletrodo ativo e o tecido biológico. Este fenômeno pode ser visualizado através da luminescência que a faísca produz ao percorrer o caminho ionizado (MORAES, 2013). O mecanismo do corte ocorre quando a corrente elétrica transfere sua energia para o tecido biológico,

produzindo calor intenso, o qual vaporiza o meio intracelular, gerando a incisão (ou corte) (HAINER, 1991).

A função corte ou hemóstase é determinada pela forma de onda do sinal, fornecido pela UEC ao eletrodo ativo. A função corte produzida pela UEC é obtida pela aplicação, a partir do eletrodo ativo, de uma onda senoidal pura de alta frequência, vista na Figura 2a, sobre o tecido biológico. Ao passo que para a função de hemóstase é aplicada ao eletrodo ativo uma onda senoidal pulsada (ou modulada em amplitude, ou chaveada), sobre o tecido biológico, como apresentado na Figura 2b (MARSANO, 2015), (HAINER, 1991). Na Figura 2 as duas formas de onda têm potência média idênticas. O intervalo no qual a tensão é zero, será compensado pela maior amplitude de tensão durante o pulso de curta duração. Deste modo, a hemóstase, comumente chamada de coagulação, está relacionada ao fator de crista (valor de pico dividido pelo valor eficaz do sinal) da energia aplicada.

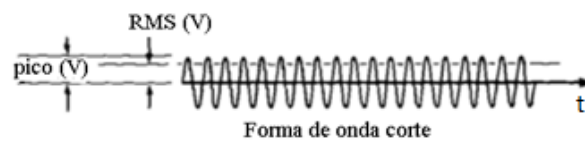


Figura 2a

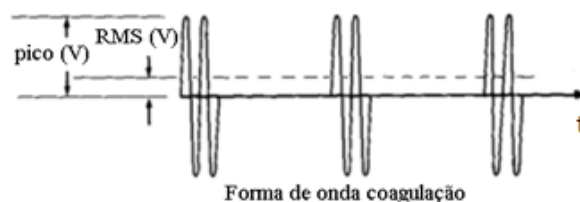


Figura 2b

Figura 2: Formas de onda produzidas por uma unidade eletrocirúrgica, Figura 2a para gerar os efeitos de corte, Figura 2b sinal empregado para hemóstase.

Fonte: adaptado de (MARSANO, 2015)

De acordo com a norma ABNT (NBR IEC 60601-2-2, 1998), deve ser aplicado ao eletrodo ativo uma onda senoidal com frequência compreendida entre 300 kHz a 5 MHz, para produção do corte e ou hemóstase, pois neste intervalo nem as células musculares e nem as células do tecido nervoso são despolarizadas (MUNRO, 2012). O efeito causado para frequências inferiores a 300 kHz é a estimulação das células nervosas e musculares. A estimulação neuromuscular, causada pela baixa frequência, faz com que os íons do tecido biológico se movimentem de um lado para outro, conforme a variação do fluxo de corrente,

resultando na despolarização da membrana celular, causando a estimulação neuromuscular. Para frequências compreendidas acima de 300 kHz (IEC), a estimulação neuromuscular não ocorre, pois a rápida mudança de direção imposta pela frequência aos íons, impossibilita a migração iônica (MASSARWEH; COSGRIFF; SLAKEY, 2006), não ocorrendo a estimulação neuromuscular. A

Figura 3 representa a curva de resposta neuromuscular com relação à frequência. O inconveniente com relação à aplicação de frequências superiores a 5 MHz está relacionado principalmente ao aumento de capacitâncias e indutâncias parasitas, favorecendo assim o surgimento de correntes de fuga, as quais contribuem para a ocorrência de queimaduras no tecido biológico e acoplamento de energias para pontos próximos através de caminhos parasitas.

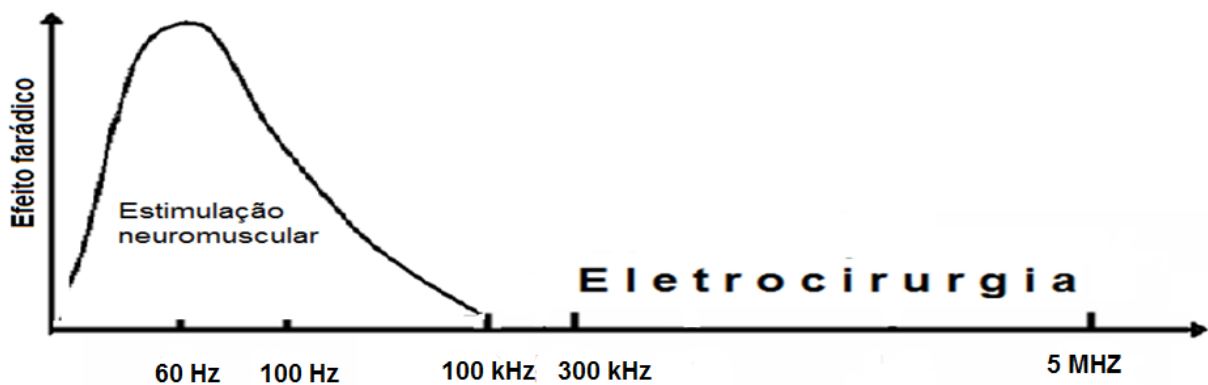


Figura 3: Representando a curva de resposta do tecido biológico a estimulação neuromuscular.
Fonte: Adaptado de <http://www.sempermed.com/en/sempermed-informs/other-subjects/high-frequency-surgery-mechanism-of-action-risks-and-risk-minimization/>

O eletrodo de referência, ou placa de dispersão, tem geralmente formato retangular com área média variada (o utilizado neste trabalho tem 180 x 100 mm), podendo ser feita de chapa de aço inox ou eletrodos descartáveis. Sua função é criar um caminho de retorno para a corrente proveniente da UEC, injetada a partir do eletrodo ativo (MUNRO, 2012), (MASSARWEH; COSGRIFF; SLAKEY, 2006).

2.1 FÓTONS

De acordo com Einstein, Hertz e Planck, a luz apresenta comportamento corpuscular, chamado de quantum, e que em 1926 recebeu a denominação de fóton

por Gilbert N. Lewis. O termo fóton engloba a radiação eletromagnética, não somente a luz, são partículas elementares, não possuem massa, podem interagir com outras partículas e são eletricamente neutros. A luz é formada por uma grande quantidade de fótons, estando a intensidade da luz ligada ao número de fótons. A energia de cada fóton está diretamente relacionada ao seu comprimento de onda, que é calculado através da equação (1).

$$E = h \cdot f \quad (1)$$

onde: E = energia (J)
 $h = 6,63 \times 10^{-34}$ J.s (constante de Planck)
 f = frequência (s^{-1})

2.2 MECANISMO DE FORMAÇÃO DA RUPTURA DO DIELÉTRICO EM MEIO GASOSO

Em condições normais, o ar é um meio considerado isolante, para temperatura média de 20°C sua constante dielétrica é de 3 MV/m (HALLIDAY; RESNICK; KRANE, 2005). Este valor varia de acordo com a pressão do gás, a geometria do eletrodo. Porém, o valor da impedância do ar em condições que envolvem fatores contaminantes e umidade pode apresentar um decaimento, o qual propicia a ruptura do dielétrico a partir de valores de tensões menores. O rompimento do dielétrico (*breakdown*) é caracterizado por uma mudança abrupta do meio da condição de isolante para à de condutor. A ocorrência do rompimento do dielétrico se deve à ionização do meio, decorrente das interações entre elétrons energizados pelo campo elétrico e moléculas do meio. O campo reduzido, E/p, apresenta a energia dos elétrons no decorrer das “colisões”. O processo das colisões ou impactos (ou, mais propriamente, interações, pois é impossível haver uma colisão de fato) pode gerar a emissão de elétrons pelos processos descritos em seguida (MEEK; GRAGGS, 1953), (CROWE; BRAGG; THOMAS, 1954):

1. Emissão por impacto eletrônico: ocorre quando um elétron energizado pelo campo elétrico colide com uma molécula, retirando um elétron da mesma. O elétron impactante fornece suficiente energia para que o elétron da molécula possa ficar livre, ionizando-a, conforme demonstrado pela equação (2), (CRICHTON, 1996 apud SCHNEIDER JR., 2004), (WADHWA, 2010).



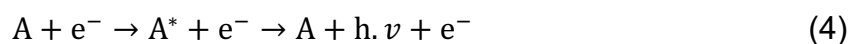
onde: A representa a molécula neutra no meio gasoso
 A^{+} representa a molécula ionizada como cátion
 e^{-} representa o elétron

2. Recombinação eletrônica: neste caso o elétron ao colidir com uma molécula que apresente um dos níveis de energia livre, vem a preenchê-lo, resultando na ionização da molécula, que se tornará um ânion, ou se um cátion receber um elétron, este se tornará neutro, (WADHWA, 2010) processo representado pela equação (3).



onde: A representa a molécula neutra no meio gasoso
 A^{+} representa a molécula ionizada como cátion
 A^{-} representa a molécula ionizada com ânion
 e^{-} representa o elétron

3. Excitação: ocorre quando o elétron colide com uma molécula, mas este elétron não possui energia suficiente para que ocorra a ionização desta molécula. A molécula ficará temporariamente em um estado excitado, retornando ao seu estado original liberando um fóton, segundo a equação (4).



onde: h representa a constante de Plank $6,626 \times 10^{-34}$ J.s
 ν representa a frequência do fóton

A^* representa a molécula no estado excitado

Também há outros tipos de ionização sem a presença de impacto eletrônico, tais como:

4. Fotoionização: ocorre quando há interação entre matéria e radiação, na qual a molécula absorve uma quantidade de energia proveniente de um fóton igual a sua energia de ionização, ionizando o meio. Processo representado através da equação (5). A fotoionização é o processo essencial para a geração do mecanismo de *streamer breakdown* e do efeito corona. (DUTTON; HAYDON; JONES, 1952), (FISHER; BEDDERSON, 1951), (WADHWA, 2010).



5. Emissão termiônica: Na emissão termoiônica (efeito Edison) ocorre a liberação de elétrons devido a altas temperaturas que o eletrodo pode atingir (milhares de kelvins). A alta temperatura fornece energia suficiente para que alguns elétrons se libertem da superfície do eletrodo metálico (FEYNMAN; LEIGHTON; SANDS, 1977), (DIAS JR., 2009).
6. Emissão por campo elétrico: Em 1897 Wood descobriu a emissão por campo, através de um experimento no qual foram usados pequenos eletrodos de platina dentro de uma câmara de alto vácuo. Wood observou um arco brilhante de cor azul entre os eletrodos, o qual chamou de nova forma de descarga do cátodo (WOOD, 1897). A emissão por campo elétrico ocorre quando o campo elétrico na superfície de um condutor é suficientemente forte para arrancar os elétrons que estão na superfície metálica. Estes elétrons, agora livres, caminham em direção ao ânodo se houver um campo elétrico apropriado (FOWLER; NORDHEIM, 1928).

2.3 RUPTURA DO MEIO DIELÉTRICO EM GASES

O processo denominado de avalanche de elétrons tem início quando o campo elétrico acelera um elétron em direção ao anodo. No percurso, o elétron pode colidir com átomos ou moléculas presentes no meio dielétrico. Como resultado destas colisões, elétrons menos energéticos são arrancados dos átomos ou moléculas devido a energia cinética cedida durante a colisão. Evento que ocasiona a liberação de novos elétrons que, acelerados pelo campo elétrico, causam novas colisões até que o ânodo seja alcançado, formando um caminho condutor, o qual possibilita a passagem de corrente elétrica. Este processo está representado na Figura 4. Os cátions resultantes também participam do processo de ruptura do meio dielétrico ao percorrem o caminho entre os eletrodos, em sentido ao cátodo, mas com velocidade muito inferior à do elétron (MEEK, 2002), (TRINH et al., 2008).

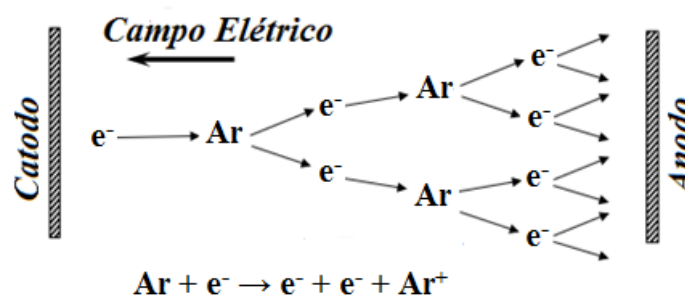


Figura 4: Representação esquemática da Avalanche de Townsend

Fonte: Adaptado de (SCHLITZ, 2006)

2.4 AVALANCHE DE ELÉTRONS

A relação que ocorre entre a corrente e a tensão durante o processo de ionização foi estudado e apresentado por Townsend (John Sealy Townsend) entre 1897 e 1901, e é também conhecido como “Avalanche de Townsend”. Segundo Townsend, para ocorrer a ionização do meio, entre dois eletrodos planos paralelos,

sob a ação de um campo elétrico externo, os processos apresentados na Figura 5 se sucedem (GOLDMAN; SIGMOND, 1982), (MEEK; GRAGGS, 1953).

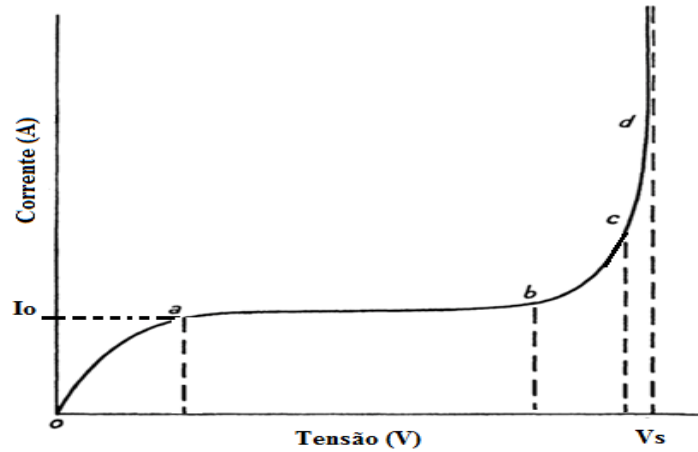


Figura 5: Representa o processo que ocorre para atingir o primeiro coeficiente de ionização de Townsend.

Fonte: Adaptado de (MEEK; GRAGGS, 1953)

De acordo com a representação gráfica, inicialmente a corrente e a tensão aumentam proporcionalmente entre os pontos “0” e “a” na curva. Nesta fase o ar se comporta praticamente como uma resistência linear, até que a corrente atinge o valor I_0 . Então no intervalo entre os pontos “a” e “b”, fase de saturação, representa apenas aumento da tensão, mantendo a corrente constante, pois o número de íons é constante, e as partículas ionizadas são capturadas pelos eletrodos e substituídas por novas (MEEK; GRAGGS, 1953). Na curva entre os pontos “b” e “c”, fase pré-descarga, a corrente aumenta exponencialmente com a tensão aplicada, devido ao efeito avalanche eletrônica. Resultante do aumento das colisões dos elétrons com átomos ou moléculas do meio, devido à aceleração que os elétrons recebem pelo aumento da tensão, adquirindo assim energia cinética e, conseqüentemente, possibilitando novas colisões, efeito denominado “multiplicação dos elétrons”. O número de colisões de um único elétron, por unidade de comprimento na direção do campo elétrico é representado pelo primeiro coeficiente de Townsend “ α ”. Na curva entre os pontos “c” e “d”, descarga auto-sustentável nesta fase há um rápido aumento da corrente devido a um mecanismo secundário de ionização. Responsável pela manutenção do arco através da emissão de elétrons provenientes de íons positivos, de átomos excitados ou fótons.

A equação obtida de forma empírica (7) sugerida por Townsend para o cálculo do primeiro coeficiente, α (MEEK; GRAGGS, 1953), (GURUMURTHY; GOVINDA RAJU, 1975). O primeiro coeficiente de Townsend, está relacionado com a intensidade do campo elétrico, com a variação da pressão, com o tipo de gás do entre os eletrodos e com a quantidade de umidade. O coeficiente α é obtido através da equação (6).

$$\frac{\alpha}{p} = A \cdot e^{-\frac{B \cdot p}{E}} \quad (6)$$

onde: p = pressão do gás [Torr]

E = campo elétrico [V/cm]

A = constante de saturação de ionização (ar = $8,1 \text{ cm}^{-1} \text{ Torr}^{-1}$)

B = parâmetro de colisão inelástica (ar = 250 V/cm.Torr).

2.5 LEI DE PASCHEN

A Lei de Paschen, formulada em 1889, dá o potencial para o rompimento da barreira dielétrica de um gás a uma temperatura constante como função do produto da pressão do gás e distância entre os eletrodos. A equação (7) representa o cálculo do potencial de Paschen.

$$V_b = f(p, d) \quad (7)$$

Onde: f representa relação entre a pressão e a distância

p pressão em Pascal

d distância em metros

Na Figura 6 que representa a lei de Paschen, os pontos A, Q e R demonstram a curva característica para a ruptura do meio dielétrico através da variação de tensão (V) em função da pressão (Pa) e distância (m). Na curva partindo do ponto do ponto

“P” temos: o decréscimo da tensão de breakdown com o aumento de (p,d) . Isto é devido a baixa densidade do gás ou a grande proximidade entre os eletrodos, nesta fase os elétrons partindo do cátodo tem baixa probabilidade de colidirem com moléculas neutras para que ocorra a ionização do meio. Com o aumento de (p,d) as colisões ocorrem com maior frequência, reduzindo a tensão necessária para o **breakdown**, representada pelo ponto **Q**. Após o ponto de mínimo a tensão de breakdown volta a aumentar, pois com o aumento de (p,d) , o número de colisões se torna muito frequente necessitando o aumento da tensão para prover os elétrons de energia suficiente para causar a ionização de moléculas neutras durante seu caminho até o ânodo. (TOWNSEND, 1910).

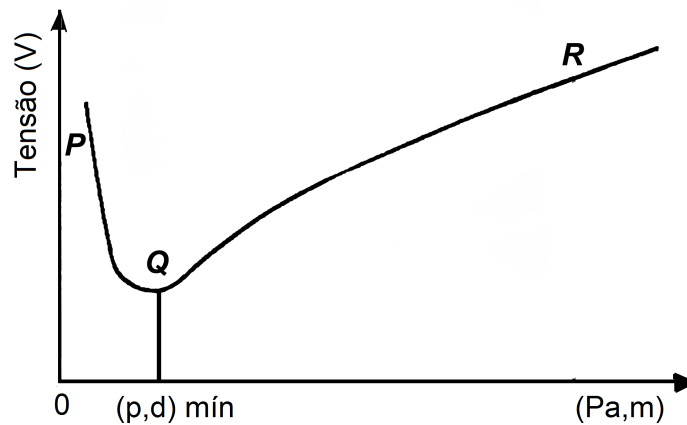


Figura 6: Gráfico de Paschen

Fonte: Adaptado de (TOWNSEND, 1910)

2.6 FOTODIODO PIN

O fotodiodo PIN é uma evolução do diodo PN, ao qual foi inserida uma camada intrínseca, em 1950, por J. Nishizawa e colegas. A nova camada formada basicamente por silício e germânio. Os fotodiodos são transdutores, pois convertem energia luminosa em sinal elétrico (ampères).

A conversão tem início com a incidência de fótons sobre a região intrínseca do fotodiodo que devido as suas características construtivas promove a geração de pares elétron-lacuna, denominados portadores. Após gerados, os portadores

negativos, os elétrons são direcionados para as camadas “N”, e os portadores positivos, as lacunas, são direcionados para a camada “P”. A movimentação destes portadores é devida a diferença de potencial aplicado aos terminais, criando um campo elétrico e , conseqüentemente, um fluxo de portadores que é proporcional à quantidade de fótons incidentes na região fotossensível Figura 7 (GRAEME, 1996), (YANG, 1988), (JIANG; YU, 1998), (SZE, 1994).

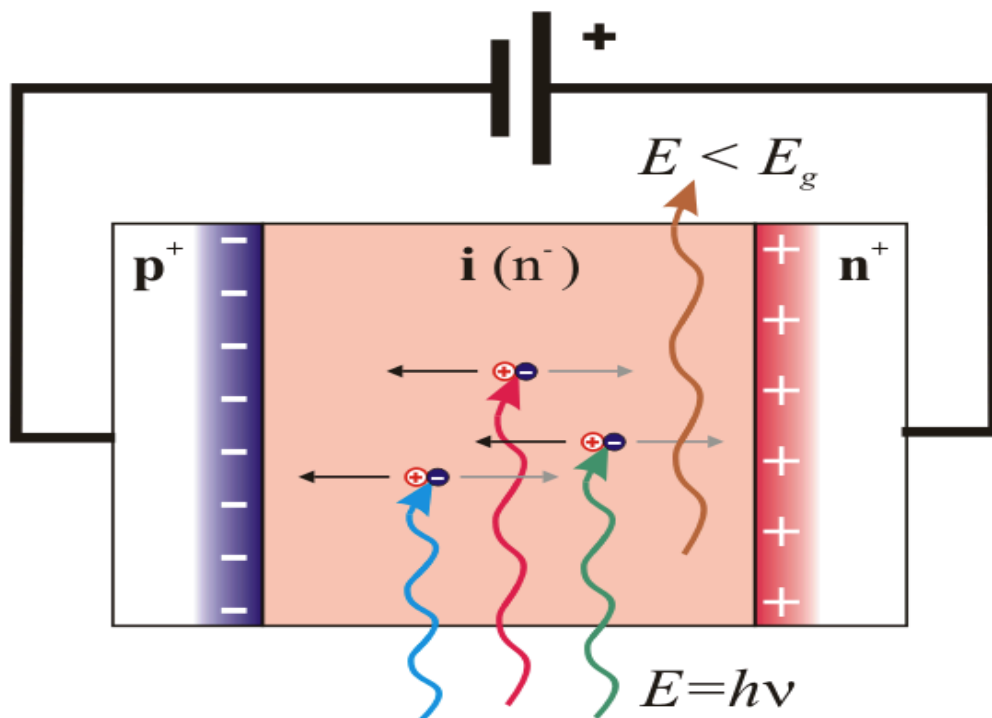


Figura 7: Representação do funcionamento de um fotodiodo PIN, durante a incidência de fótons à geração de pares elétron-lacunas.

Fonte: <http://pedroopticas-com.webnode.com/news/cap-7/>

2.7 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO FOTODIODO PIN

A fotocorrente: é produzida pela incidência de fótons. Esta corrente varia de acordo com a energia do fóton, a qual está diretamente relacionada ao comprimento de onda do fóton. A curva que relaciona a sensibilidade fotoelétrica e o comprimento de onda está apresentado pela Figura 8. A eficiência quântica QE é explicada a seguir.

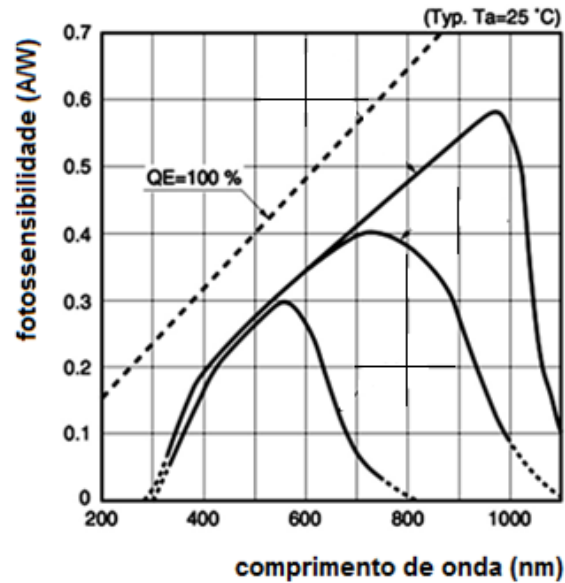


Figura 8: Curva relacionando o comprimento de onda λ do fótons à fotossensibilidade da região de depleção de fotodiodos PIN.

Fonte: Adaptado de www.hamamatsu.com

Sensibilidade: representa a *performance* do fotodiodo que é definida pela relação entre a corrente gerada na saída do fotodiodo em (A) e a potência óptica incidente, em (W). Para o cálculo da sensibilidade, emprega-se a equação (8).

$$S = \frac{I_0}{P_0} \quad (\text{A} \cdot \text{W}^{-1}) \quad (8)$$

onde: I_0 representa a corrente nos terminais (A)
 P_0 representa a energia radiante incidente (W)

Eficiência quântica: representa o número de elétrons ou lacunas que participam da geração da foto-corrente dividido pelo número de fótons incidentes. A relação existente entre a fotossensibilidade e a eficiência quântica é representada pela equação (9).

$$QE = \frac{S \cdot 1240}{\lambda} \times 100 \quad [\%] \quad (9)$$

Onde: S é a foto-sensibilidade em A/W para um dado comprimento de onda
 λ comprimento de onda em nm.

Corrente de escuro: é a corrente presente nos terminais do fotodiodo na ausência de luz (fótons), responsável por ruídos. A corrente de escuro é dependente das características do fotodiodo PIN, para o S1133-14 é na ordem de 20 pA, já no BPX65 é na ordem de 1 nA.

Capacitâncias nos terminais: a capacitância existente em uma junção é característica inerente do fotodiodo. O valor desta capacitância pode ser reduzido através da variação da tensão reversa de polarização, pois com o aumento da tensão reversa, há um aumento na espessura da região de depleção, ocasionando a diminuição da capacitância do PIN como visto na Figura 9.

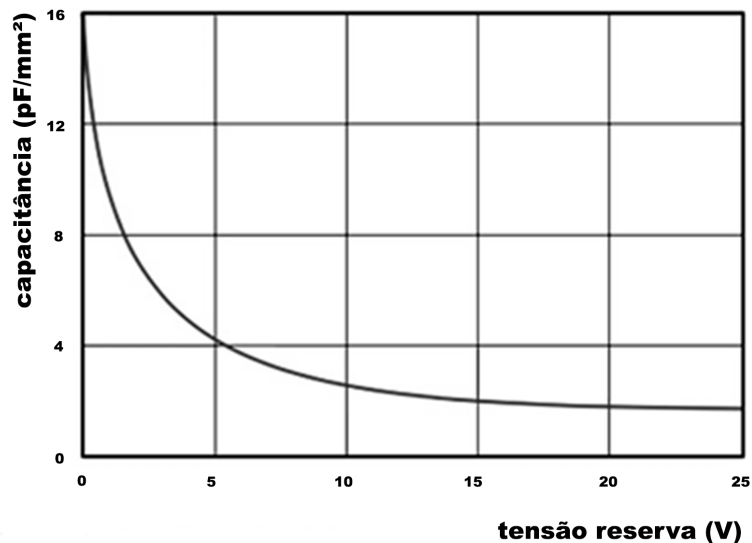


Figura 9: Curva relacionando o comportamento da capacitância com a polarização reversa de um fotodiodo

Fonte: Adaptado de <http://www.osioptoelectronics.com/application-notes/an-photodiode-parameters-characteristics.pdf>

A variação da capacitância é descrita matematicamente pela equação (10)

$$C_j = \frac{\epsilon_{Si}\epsilon_0 A}{\sqrt{2\epsilon_{Si}\epsilon_0 \mu \rho (V_A + V_{bi})}} \quad (10)$$

onde: $\epsilon_0 = 8,8541878 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ é permissividade no vácuo

$\epsilon_{Si} = 11,9$ constante dielétrica do silício

$\mu = 1400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ mobilidade do elétron a 300 K

ρ é a resistividade do silício

V_{bi} tensão de *built-in* do silício

V_A tensão de *bias*

A é a área região intrínseca

Capacidade de detecção do fotodiodo PIN: a capacidade de detecção de um PIN é dada pela equação (11) a qual relaciona área fotossensível pela NEP (Potência de ruído equivalente)

$$D = \frac{\sqrt{\text{Área fotossensível (cm}^2)}}{\left[\frac{\text{Corrente de ruído [A}/\sqrt{\text{Hz}}]}{\text{Fotosensibilidade para } \lambda_p \text{ [A/W]}} \right]} \quad (11)$$

A Figura 10 representa a curva característica de um fotodiodo PIN, na qual se pode ver que a corrente (eixo vertical de correntes e horizontal de tensões), circulando no sentido inverso, varia de acordo com a intensidade luminosa incidente apresentada pelas indicações P_0 a P_2 . Na região em que há a polarização direta do fotodiodo, este atua no modo fotovoltaico. Quando o fotodiodo é polarizado inversamente, este passa a atuar no modo fotocondutivo, com maior velocidade de resposta, devido ao aumento da espessura da camada de depleção causado pela polarização reversa aplicada.

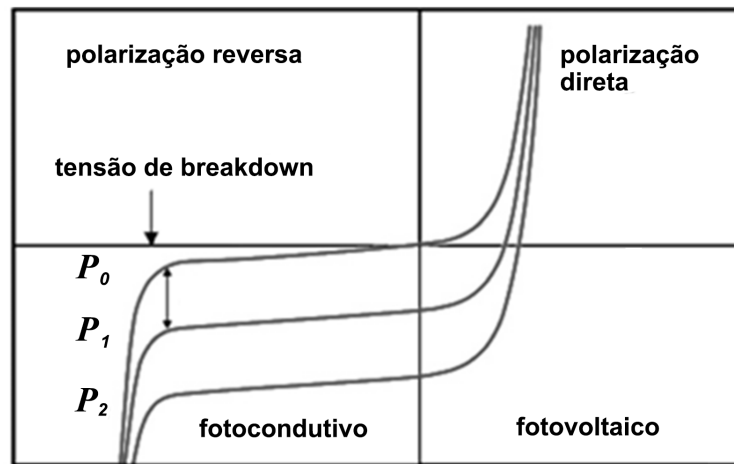


Figura 10: Curva $I \times V$ característica de um fotodiodo para os modos de operação fotocondutiva e fotovoltaico. P_0 a P_2 os quais indicam diferentes níveis de iluminação

Fonte: Adaptado de (GRAEME, 1996)

Nas Figuras 11 e 12 estão apresentados o fotodiodo PIN S1133-14 e sua curva de resposta relacionando a fotossensibilidade e o comprimento de onda.

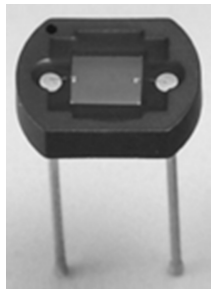


Figura 11: Fotodiodo PIN

Fonte: www.hamamatsu.com

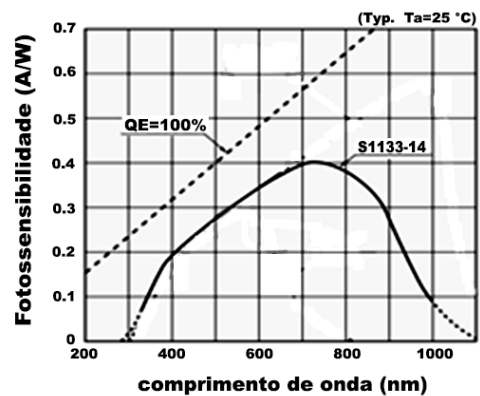


Figura 12: Resposta espectral do fotodiodo PIN.

Fonte: Adaptado de www.hamamatsu.com

Na Tabela 1 estão apresentadas as principais características do fotodiodo S1133-14, o qual foi utilizado no desenvolvimento do dispositivo fotodetector proposto. Foram realizados testes nos fotodiodos BX65 e BPW34, mas apresentaram

problemas com a integração com o amplificador operacional utilizado, seriam necessários outros amplificadores operacionais como a série OPA da Texas Instruments.

Tabela 1 - Principais características do fotodiodo PIN S1133-14

Características	S1133-14
Faixa espectral	320 – 1000 nm
Corrente de escuro	20 pA (típico)
Capacitância	200 pF
Área ativa	6,6 mm ²

Fonte: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/hamamatsu/S1133.pdf>

2.8 AMPLIFICADOR NA CONFIGURAÇÃO DE TRANSIMPEDÊNCIA

A realimentação é composta pelo resistor R_F , que tem por função promover a descarga do capacitor C_F (GOULDING; LANDIS, 1982). O capacitor C_F tem como função prevenir oscilações em altas frequências e é um filtro passa-baixa com a constante de tempo τ dada pela equação (12).

$$\tau = R_F C_F \quad (12)$$

A Figura 13 representa a configuração de um amplificador de transimpedância, que é um conversor corrente-tensão.

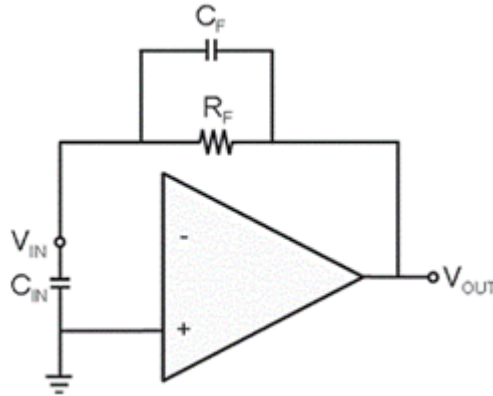


Figura 13: Representação da configuração de amplificador de transimpedância, composto por uma resistência R_F e uma capacitância C_F no elo de realimentação, sinal de entrada V_{IN} e capacitância nos terminais de entrada C_{IN} .

A capacitância C_F pode ser obtida a partir da equação (13)

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{in}}{\pi \cdot GBW \cdot R_F}} \quad (13)$$

onde: C_F capacitância utilizada para filtrar os ruídos de altas frequências
 R_F resistência do elo de realimentação
 GBW é o produto do ganho e largura de banda do amp. op.
 C_{in} capacitância nos terminais do amplificador operacional

2.8.1 Amplificador Operacional CA3130

O amplificador operacional CA3130 com tecnologia BiMOS² (Metal-Óxido Semicondutor), ou seja, é construído com 2 entradas MOSFET e uma saída complementar (CMOS), com encapsulamento PDIP e possui 8 terminais: pinos 1 e 5

² <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/ca31/ca3130-a.pdf>

destinados ao ajuste de *offset*, pino 2 é a entrada inversora, pino 3 é a entrada não inversora, nos pinos 4 e 7 para alimentação simétrica e pino 6 está presente o sinal de saída, como representado na Figura 14.

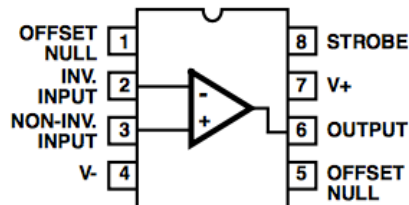


Figura 14: Pinagem de um CA3130

Fonte: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/ca31/ca3130-a.pdf>

Foi utilizado o amplificador CA3130 por este apresentar alta impedância de entrada, fator necessário para a configuração como amplificador de transimpedância. O ganho em malha aberta do CA3130 para a frequência de 1 MHz é de aproximadamente 5 dB. Além de ser facilmente encontrado no mercado nacional, outros amplificadores com respostas melhores como a série OPA846, OPA847 e outros necessitam importação, tornando o custo elevado.

Tabela 2 – Principais características do amplificador operacional CA-3130

Características	Operacional CA-3130
A_{vol}	110 dB
<i>Slew rate</i>	30 V/ μ s
Tempo de subida e descida	90 ns
Largura de banda	15 MHz
I_{out}	22 mA
V_{out}	13,3 V
Z_{in}	1,5 T Ω (para 1 kHz)
C_{in}	4,3 pF

Fonte: <http://www.intersil.com/content/dam/intersil/documents/ca31/ca3130-a.pdf>

2.9 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O AMPLIFICADOR JUNTAMENTE COM O FOTODIODO PIN

Representada na equação (14) está a função de transferência para o amplificador de transimpedância que é um conversor corrente-tensão, considerando-se o fotodiodo PIN conectado ao terminal de entrada inversora do operacional. Para o desenvolvimento matemático é aplicada a transformada de Laplace no circuito, para transformar o circuito do domínio do tempo para o domínio da frequência, para isso, o capacitor (C_F no domínio tempo) vira $1/sC_F$ no domínio frequência e a resistência como permanece R_F .

$$\frac{V_o}{I_d} = \frac{-R_F}{1 + s \cdot C_F R_F} \quad (14)$$

No próximo capítulo será apresentada a metodologia utilizada para execução dos experimentos, dos dispositivos fotodetectores, equipamentos de medição e geração da faísca.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Foram utilizados neste projeto o fotodiodo PIN Hamamatsu 1133-14 e o amplificador operacional CA3130 Intersil como pré-amplificador. Passo fundamental para o desenvolvimento do fotodetector de luminescência, pois este dispositivo deve ser capaz de detectar a luminescência produzida por uma faísca eletrocirúrgica, e ter velocidade para captar *flashes* em centenas de kHz.

A seguir será apresentada uma descrição básica do funcionamento do circuito de potência, um comentário sobre blindagem contra ruído eletromagnético, o esquema elétrico do dispositivo fotodetector e a metodologia empregada no decorrer das medições realizadas.

3.1 CIRCUITO DE POTÊNCIA UTILIZADO PARA GERAÇÃO DA FAÍSCA

O circuito responsável pela geração das faíscas utilizadas nos experimentos é representado pela etapa de potência, parte integrante do circuito de um bisturi eletrônico projetado e desenvolvido na UTFPR, (SCHNEIDER JR., 2004), e posteriormente melhorada por Ricardo Bernardi (BERNARDI, 2007). Este circuito é basicamente um amplificador de potência do tipo *Push-Pull* classe B, composto por um pré-amplificador, um *driver* de corrente e um transformador isolador 1:6, mostrado na Figura 15.

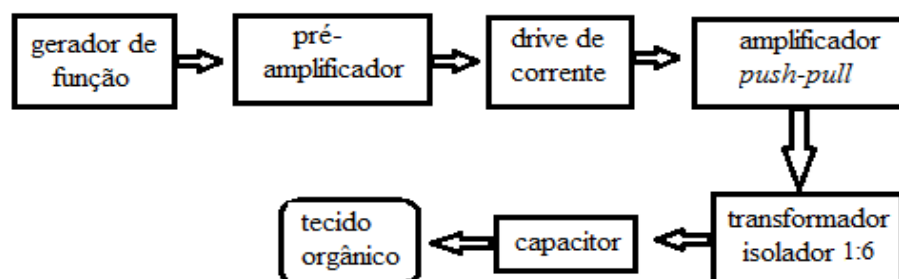


Figura 15: diagrama em blocos do módulo gerador de potência utilizado nos experimentos

Fonte: Autoria própria

O circuito gerador de saída eletrocirúrgica trabalha com saída chaveada por transistores do tipo NPN bipolar (MJW3281; $V_{ce_{máx}} = 230$ V; $I_{c_{máx}} = 15$ A e $P_{máx} = 200$ W), gera na saída um sinal senoidal compreendido na faixa de frequências entre 300 a 500 kHz.

3.2 BLINDAGEM

Devido à grande quantidade de ruído eletromagnético gerado pela unidade eletrocirúrgica, o dispositivo fotodetector teve que ser distanciado e blindado durante a realização dos experimentos. Devido a este problema, foi dedicado um tempo para o desenvolvimento de uma blindagem simples e eficiente.

A blindagem foi desenvolvida com chapa de aço SAE 1020, espessura de 0,8 mm, formato de caixa composto por duas partes, com dimensões totais de 120x80x70 mm. Para o projeto da blindagem, utilizou-se como base a metodologia já estudada por vários pesquisadores (HAYT, 1974), (OTT, 1988), (BLANCHARD et al., 1988), (CELOZZI et al., 2008), (MILLER; BRIDGES, 1968), (SCHULZ; PLANTZ; BRUSH, 1988).

Na Figura 16 é apresentado um esquemático do processo envolvendo a atenuação de ondas eletromagnéticas. O funcionamento básico ocorre quando um sinal indesejado (ruído) incide na superfície externa da blindagem, e parte do sinal incidente é refletido para o meio externo. Uma fração do sinal incidente penetra na lâmina que compõe a blindagem e, durante a travessia da lâmina, o sinal é atenuado por absorção. Ou seja, a atenuação total é representada pela somatória do índice de refração mais o de absorção que a lamina metálica proporciona, conforme equação (15). O ideal seria que na área interna da blindagem não houvesse nenhum sinal, mas devido as características do ruído, a blindagem total não é exequível (MILLER; BRIDGES, 1968).

$$S = R + A \quad (\text{dB}) \quad (15)$$

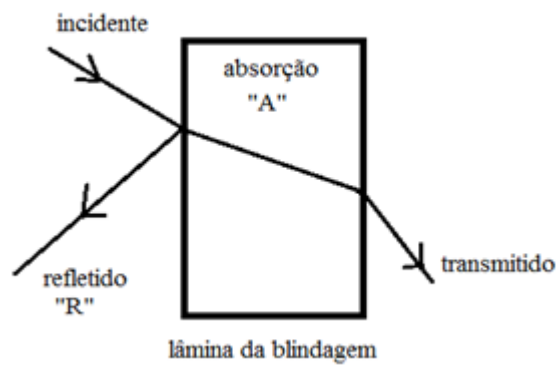


Figura 16: Representação das perdas por reflexão ao incidir com a barreira e por atenuação que ocorre quando a onda eletromagnética transpassa a barreira.

Fonte: Adaptado de (HEMMING, 1991).

3.3 ESQUEMA ELÉTRICO DO DISPOSITIVO FOTODETECTOR

A Figura 17 apresenta o esquema elétrico do circuito fotodetector.

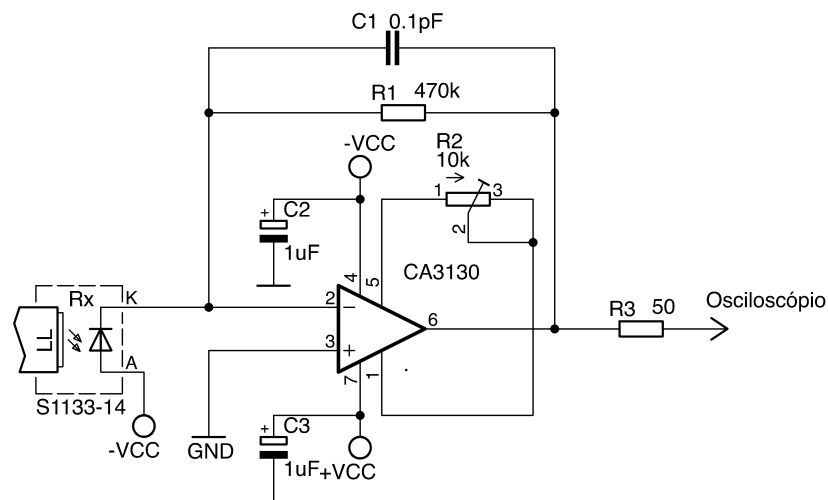


Figura 17: Representação do esquema elétrico do circuito proposto para o dispositivo fotodetector empregando o amplificador operacional CA3130 e o fotodiodo PIN Hamamatsu S1133-14.

Por apresentar uma impedância de entrada na ordem de $T\Omega$, o amplificador CA3130 é ideal em aplicações envolvendo fotodiodos, pois estes componentes são transdutores de sinal luminoso em corrente (GRAEME, 1996). O CA3130 foi configurado como amplificador de transimpedância, relacionando corrente de entrada e tensão de saída. Como elemento externo também há um capacitor C1, conectado em paralelo com o resistor R1 criando o elo de realimentação responsável pelo ganho do circuito em malha fechada. Para este caso, a configuração do amplificador de transimpedância utilizada foi a fotocondutiva. Nesta situação, o ânodo do fotodiodo PIN é conectado a uma tensão externa negativa, para maior velocidade de resposta (GRAEME, 1996).

3.4 PROCESSO E DIAGRAMA EM BLOCOS DO EXPERIMENTO

Serão apresentados dois diagramas que compõem o procedimento utilizado durante os experimentos. Primeiramente será apresentado o circuito descrevendo o método para avaliação do dispositivo fotodetector, seguido pela metodologia aplicada durante a realização da coleta de dados dos experimentos.

3.4.1 Avaliação da Resposta do Dispositivo Fotodetector

Foi desenvolvido um método para avaliar a resposta do dispositivo fotodetector, procedimento necessário para dar credibilidade aos sinais obtidos posteriormente durante a realização dos experimentos.

O método utilizado consistiu na comparação do sinal obtido na saída do fotodetector com um sinal de referência aplicado ao circuito emissor. Para este procedimento foi utilizado um circuito *driver* de corrente CI DS75451N (National Semiconductors), visto na Figura 18a, cuja transição de subida é de 5 ns e a de descida de 7 ns, capaz de fornecer corrente de até 300 mA na saída com alta velocidade de chaveamento. Para emissão do sinal luminoso foi utilizado um LED de alto brilho de 5 mm cor branco frio, lente transparente código LL-504WC2E-W2-3UC,

material InGaN, potência de 100 mW para corrente de 20 mA e fluxo luminoso de 15800 mcd para condição de 20 mA, visto na Figura 18b.



Figura 18: Estão representados em (a) Circuito driver de corrente com alta velocidade de chaveamento SN75451 e em (b) LED de alto brilho.

Fonte: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/sn75451b.pdf>,

<http://www.lrc.rpi.edu/programs/nlpip/lightinganswers/led/lightProduced.asp>

Para a transmissão do sinal da luminescência emitida pela faísca até o dispositivo fotodetector foi utilizado um cabo de fibra óptica simplex, mecanismo *push-pull*, diâmetro externo 2,0 mm com 2,0 metros de comprimento, perda por retorno >50 dB, perda de inserção < 0,3 dB, temperatura de operação -40 °C a 85 °C, mostrado na Figura 19(a).

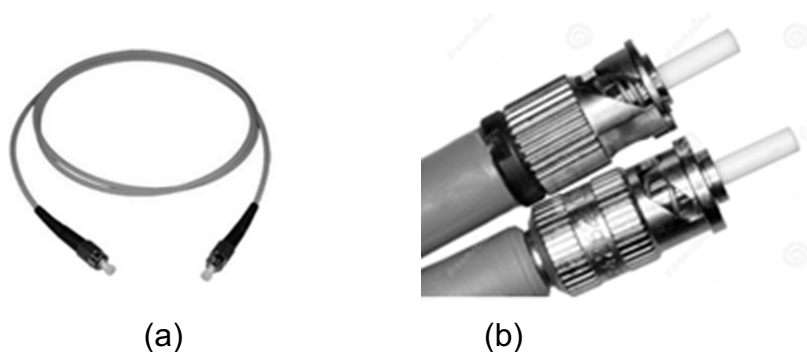


Figura 19: Cordão de fibra óptica tipo simplex ST – ST Figura 18a, diâmetro externo 2,0 mm e 2,0 m de comprimento, utilizado para transmissão da luminescência da faísca a o dispositivo fotodetector. Figura 18b ampliação conector ST.

Fonte: <http://www.eurocomsl.com/fibra-optica/>

Foi evitada a interferência por sinais luminosos externos, provenientes da iluminação do ambiente, utilizando-se conectores próprios para conexão da fibra óptica. Entre vários modelos de conectores disponíveis optou-se pelo conector tipo ST (Straight Tip), apresentado na Figura 19(b), por ser um conector comum no mercado. O conector ST favorece uma conexão estável e segura, a qual mantém o alinhamento entre as terminações das fibras ópticas, evitando perdas por desalinhamento ou interferência luminosa externa. Com a utilização da fibra óptica também se evitou a transmissão de interferência eletromagnética, para o interior da blindagem do dispositivo detector.

A Figura 20: mostra o circuito do *driver* de corrente completo, composto por um CI DS75451N, um LED, dois resistores limitadores de corrente e na entrada do circuito um gerador de funções Tektronix CFG253. A configuração da ligação do LED em paralelo é para melhorar a resposta de chaveamento do LED, pois estando o LED ligado em série com o emissor, ocorre uma latência durante o chaveamento em altas frequências. Para a avaliação da resposta foi inserido à entrada do circuito um sinal TTL com frequência variável de 250 kHz a 1 MHz, faixa de interesse neste trabalho.

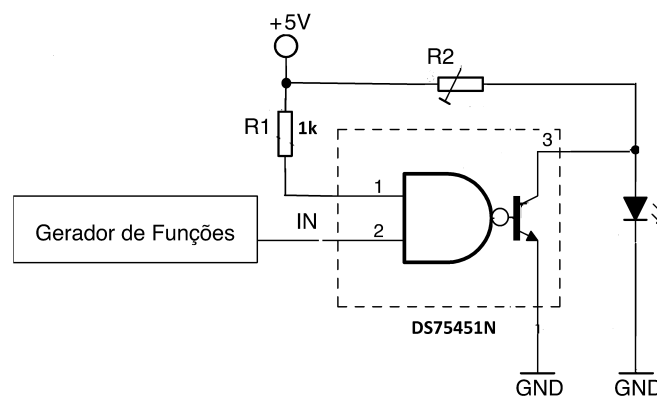


Figura 20: Circuito que foi utilizado para avaliação da resposta do fotodetector. Foi empregando um gerador de funções, produzindo um sinal TTL aplicado a entrada IN

Fonte: Autoria própria

Este sinal foi utilizado para o chaveamento da saída do DS75451N, diretamente ligado ao chaveamento do LED. Para visualização do sinal e avaliação do circuito, foi utilizado o osciloscópio ao qual estavam conectados no canal 1 o sinal

inserido ao pino 2 do DS75451N e no canal 2 o sinal sobre o LED. Foi analisado o atraso do sinal entre entrada e saída causado pelos componentes, para posterior correção através de processamento matemático, para obtenção das características reais do sinal capturado.

Posteriormente, o dispositivo fotodetector foi adicionado ao sistema, mostrado na Figura 21, utilizando o cordão de fibra para transmissão do sinal luminoso, assim excluindo a interferência luminosa do meio. Da mesma forma o canal 1 do osciloscópio foi ligado ao sinal na entrada do LED e o canal 2 ligado a saída do dispositivo fotodetector, para comparação visual dos sinais e identificação de atrasos ou distorções inseridas pelos componentes dos circuitos propostos.

O procedimento adotado para as medições consistia em injetar no módulo emissor um sinal de onda quadrada com frequência e amplitude conhecidas, sinal este proveniente de um gerador de funções Tektronix CGF253.

Em seguida foi analisada a resposta do dispositivo fotodetector através da visualização dos sinais enviados e detectados por meio de um osciloscópio Agilent MSO6034A.

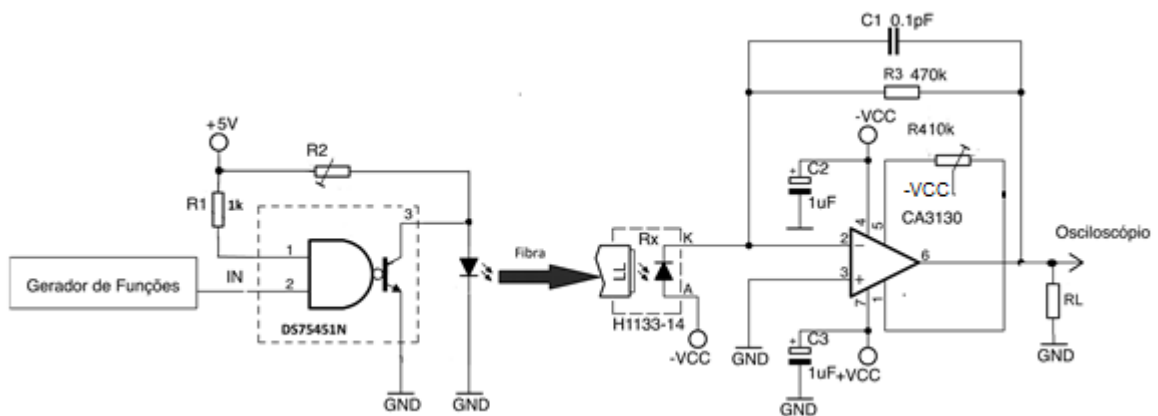


Figura 21: Circuito utilizado para avaliação da resposta do dispositivo fotodetector, cabo de fibra óptica e circuito fotodetector.

Fonte: Autoria própria

3.4.2 Diagrama representando o Procedimento Utilizado nos Experimentos eletrocirúrgicos

A Figura 22 representa em forma de diagrama a metodologia utilizada nos experimentos, dividido em blocos. O primeiro bloco é composto por um gerador de frequências Tektronix CFG253, destinado a gerar um sinal para excitação do módulo de potência. O segundo é o módulo de potência com saída isolada do tecido biológico por um transformador com relação 1:6, que, além de isolar, eleva a tensão para que ocorra o rompimento do meio dielétrico entre o bisturi e o tecido biológico, resultando na geração da faísca. O terceiro é representado pelo dispositivo fotodetector que recebe o sinal proveniente da luminescência produzida pela faísca e transmitida até o mesmo via um cabo de fibra óptica. E o quarto, um osciloscópio para capturar o sinal recebido do dispositivo fotodetector com a possibilidade de enviar estes dados a um computador para posterior processamento e análise.

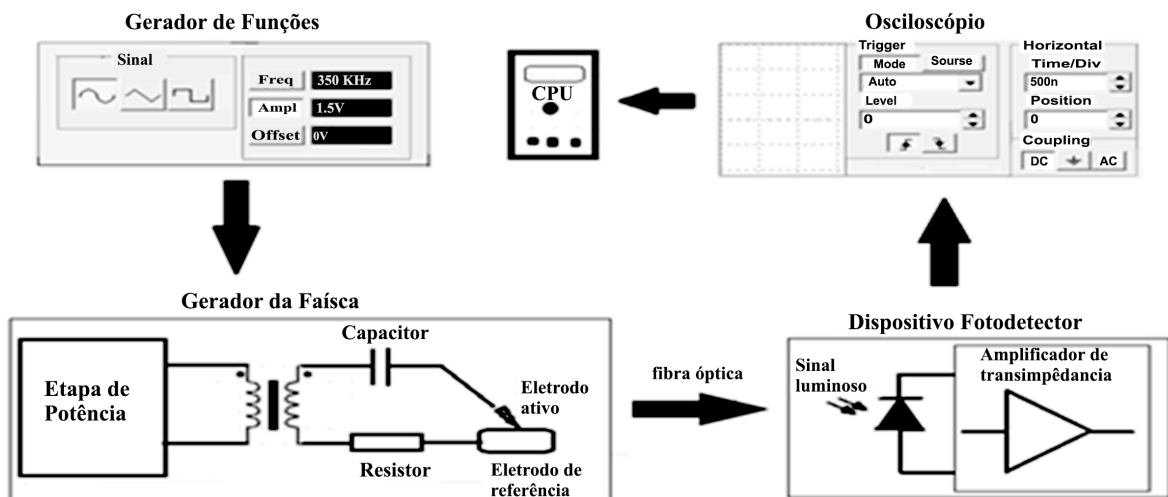


Figura 22: Diagrama em blocos representando a metodologia adotada durante os experimentos.

Fonte: Autoria própria

O dispositivo fotodetector está isolado do meio contra interferências eletromagnéticas por uma blindagem com formato de caixa retangular, feita de aço

SAE 1020 com espessura de 0,8 mm, e a isolação da rede elétrica é feita pela alimentação do circuito por duas baterias de 9 V. O acoplamento do sinal de luminescência é realizado por meio de um cabo de fibra óptica, evitando-se caminhos alternativos de propagação para a interferência eletromagnética e mantendo a integridade do circuito. O eletrodo ativo do bisturi tem o formato de uma caneta de extremidade esférica com 2 mm de diâmetro em aço inoxidável. O eletrodo de retorno tem formato retangular com dimensões 180 x 100 mm em aço inoxidável, destinado à maximização do contato com o tecido biológico, criando um caminho de retorno para a corrente elétrica proveniente do eletrodo ativo, que circula através do tecido.

Todos os equipamentos envolvidos no sistema, o circuito amplificador de potência tipo *push-pull* classe B, o osciloscópio Agilent MSO06043A de 4 canais e o gerador de funções Tektronix CFG253 estão alimentados por um sistema de rede elétrica flutuante, ou seja, isolados da rede elétrica proveniente da concessionária (COPEL) por um transformador isolador 1:1 e indutores choque de RF com 5,5 mH para filtrar altas frequências.

Foi necessário também isolar a saída do circuito amplificador de potência do tecido biológico. Para esta finalidade, empregou-se um transformador isolador, construído com 4 espiras nos primários e 24 espiras no secundário propiciando um fator de elevação de 1:6 (SCHNEIDER JR., 2004), (BERNARDI, 2007).

O procedimento utilizado para a realização das medições consistiu inicialmente na configuração do sinal na saída de um gerador de funções Tektronix CFG253 gerando um sinal senoidal com frequência de 250 kHz a 450 kHz e com amplitude de 2,0 Vpp, sinal necessário para excitação do módulo de potência para produção da faísca. Esta faixa de parâmetros foi estabelecida para operação com segurança do módulo gerador de faísca (SCHNEIDER JR., 2004), pois valores inferiores ou superiores causariam danos ao sistema. Com os parâmetros configurados, o sinal proveniente do gerador de funções é aplicado à etapa de potência, cuja saída está ligada ao eletrodo ativo e ao eletrodo de retorno (placa). Durante o acionamento do circuito de potência são geradas as faíscas que percorrerem o espaço livre entre a extremidade do eletrodo ativo e a superfície do tecido biológico, emitindo faíscas e uma luminescência característica, sinal este conduzido até a janela fotossensível do fotodiodo PIN por meio de um cabo de fibra óptica simplex com diâmetro externo de 2,0 mm.

Os sinais medidos foram a tensão, utilizando-se uma ponta de prova no osciloscópio com atenuação 100X, conectada à saída do capacitor de 50 nF exigido por norma (IEC 601-2-2, 1991), para proteção do paciente. A corrente foi medida de forma indireta, sobre um resistor de $120 \angle 5,5^\circ \Omega$ em 400 kHz inserido em série com a placa de retorno, sobre a qual é posicionado o tecido biológico (chuchu) (SCHNEIDER JR., 2004), utilizando-se uma ponta de prova do osciloscópio com atenuação de 10X. A tensão foi medida sobre o chuchu e a corrente sobre a resistência em série, mantendo as duas referências dos canais do osciloscópio no ponto entre o chuchu e a resistência de amostragem de corrente. Isto faz com que a corrente seja medida com valor simétrico (sinal trocado), fator compensado em análise posterior. O sinal luminoso da faísca após passar pelo fotodetector e ser convertido de fótons para tensão elétrica, é visualizado na tela do osciloscópio Agilent MSO06043A de 4 canais, como mostrado na Figura 23.

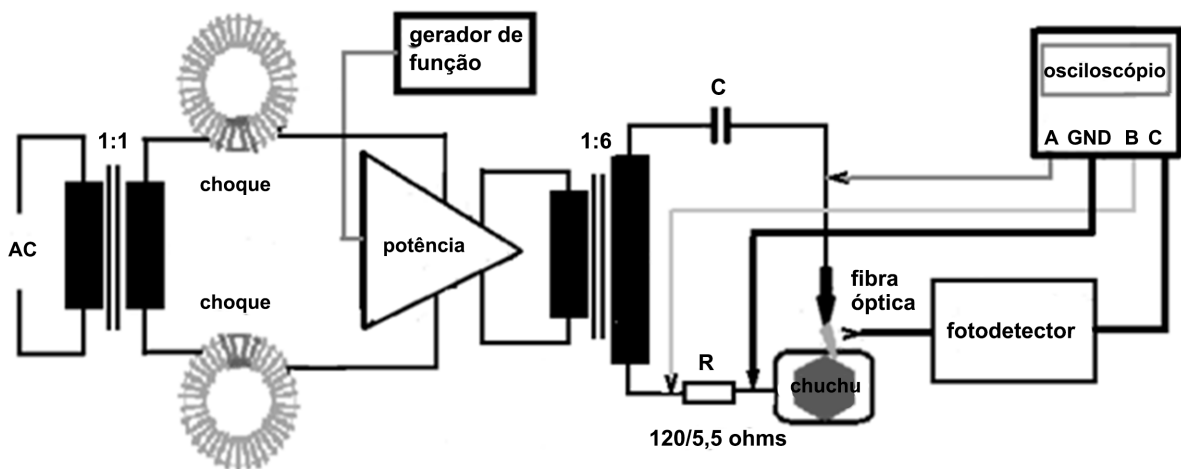


Figura 23: Diagrama representando a constituição da metodologia utilizada durante os experimentos.

Fonte: Autoria própria

Para obtenção do sinal de forma mais adequada, a extremidade da fibra óptica é posicionada a uma distância em torno de 50 mm e inclinação de aproximadamente 45° com relação ao tecido biológico, Figura 24. Fez-se necessária esta inclinação para redução da detecção de luminescência proveniente da incandescência e fluorescência

(que se extingue rapidamente e só existe quando há excitação), no interior do tecido biológico, sinal indesejado por resultar de processos secundários de excitação e decaimento de átomos e moléculas devido à energia fornecida pela faísca, que ocorrem no tecido biológico, abaixo da superfície em que é aplicada a faísca.

Mesmo com angulação de 45° , não é excluída completamente a interferência luminosa proveniente do tecido biológico, somente atenuada.

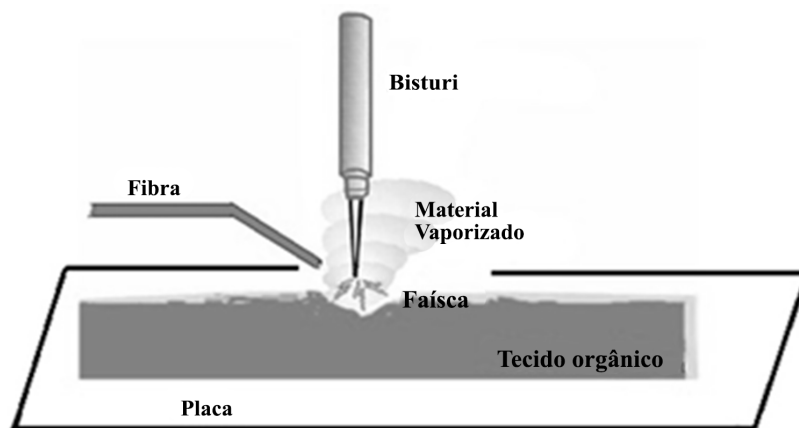


Figura 24: Procedimento utilizado durante as medições, a fibra foi posicionada com uma inclinação de ± 45 graus, com a finalidade de se evitar a detecção da luminescência indesejada.

Fonte: Autoria própria

Os resultados obtidos serão apresentados a seguir. Todos os passos foram descritos, tornando possível a reprodutibilidade dos experimentos futuramente.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos durante a avaliação dos componentes do dispositivo fotodetector, blindagem e módulo fotodetector. Na sequência serão apresentados os resultados obtidos pelo dispositivo fotodetector, durante a realização dos experimentos.

4.1 RESULTADO DA AVALIAÇÃO DO CIRCUITO FOTODETECTOR.

Foram realizados testes para avaliação de sua resposta em frequência, variando de 200 kHz a 1,5 MHz. O circuito *driver* de corrente se mostrou eficaz, pois o sinal TTL injetado à entrada do circuito praticamente não apresentou distorções no nó ligado ao LED apresentado na Figura 21. O provável elemento limitador foi o amplificador, pois para frequências superiores a centenas de kHz o sistema apresentou distorções. O gráfico em azul na Figura 25 representa o sinal da luminescência após a conversão em corrente elétrica e nova convertida em tensão (saída do fotodetector, visualizado em um osciloscópio Agilent). A Figura 25 representa em vermelho o sinal aplicado ao LED e em azul o sinal obtido na saída do fotodetector, sinal com frequência de 200 kHz. O sinal de resposta acompanha a frequência do sinal de excitação.

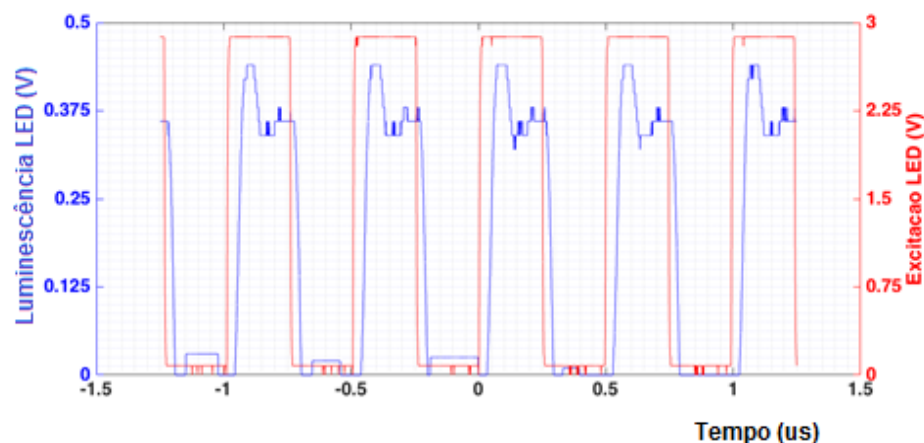


Figura 25: Representação do sinal luminoso produzido por um LED branco de alto brilho e a resposta do dispositivo fotodetector apresentado. Frequência do sinal aplicado 200 kHz.

A Figura 26 representa em vermelho o sinal aplicado ao LED e em azul o sinal obtido na saída com frequência de 500 kHz. O sinal de resposta acompanha o sinal de excitação. O sinal em azul apresenta distorção nas rampas de subida e descida.

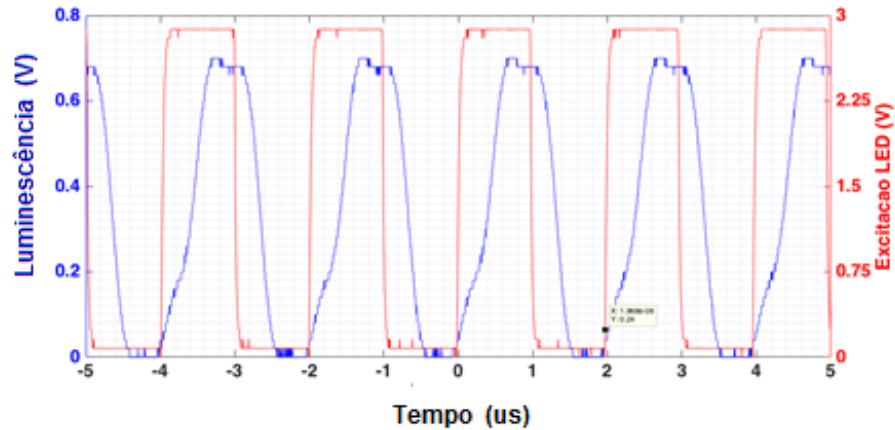


Figura 26: Representação do sinal luminoso produzido por um LED branco de alto brilho e a resposta do dispositivo fotodetector apresentado. Frequência do sinal 500 kHz, atrasada de aproximadamente 350 ns.

A Figura 27 representa em vermelho o sinal aplicado ao LED e em azul o sinal obtido na saída do fotodetector, sinal com frequência de 820 kHz.

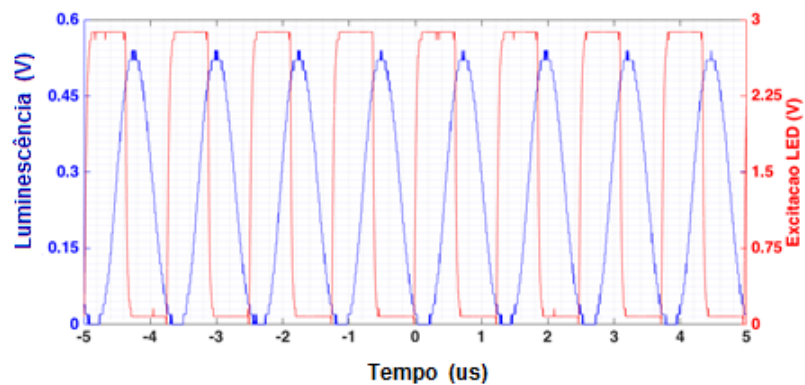


Figura 27: Representação do sinal luminoso produzido por um LED branco de alto brilho e a resposta do dispositivo fotodetector apresentado. Frequência do sinal 820 kHz, atrasada de aproximadamente 350 ns.

O sinal de resposta é composto pela mesma frequência do sinal de excitação, apesar de estar deslocado. O sinal em azul apresenta grande distorção, passa a ter o formato de uma onda senoidal. Esta distorção pode ser causada pelo circuito amplificador. Pois a capacitância C_F que está em paralelo com a resistência R_F é de valor $0,1 \text{ pF}$ e qualquer variação causa grandes variações na constante de tempo.

A Figura 28 representa em vermelho o sinal aplicado ao LED e em azul o sinal obtido na saída do fotodetector, sinal com frequência de $1,5 \text{ MHz}$. O sinal em azul apresenta grande distorção, passa a ter o formato de uma onda senoidal, mas mantém a mesma frequência do sinal de excitação que é de $1,5 \text{ MHz}$.

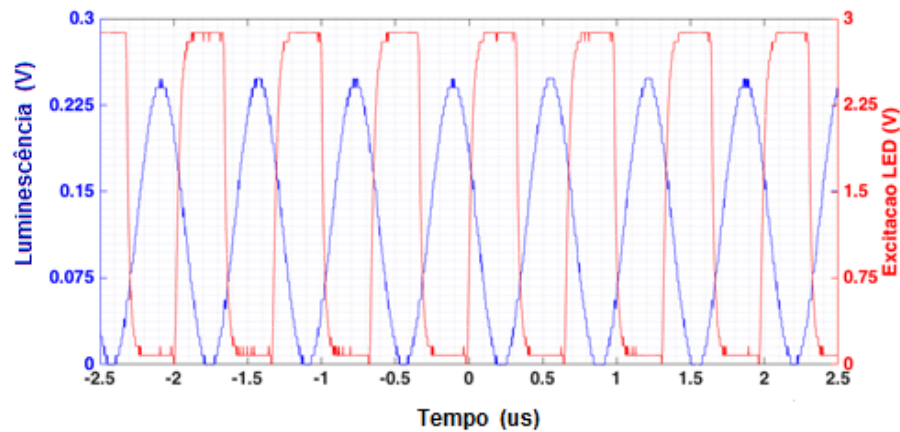


Figura 28: Representação do sinal luminoso produzido por um LED branco de alto brilho e a resposta do dispositivo fotodetector apresentado. Frequência do sinal $1,5 \text{ MHz}$, atrasada de aproximadamente 350 ns .

Antes e durante a realização das medições da luminescência produzida pelo LED, o cabo de fibra óptica teve o terminal de entrada da luz obstruído e o sinal na saída do dispositivo fotodetector foi verificado. Este procedimento foi adotado para certificação de que o sinal representado na tela do osciloscópio não era sinal de interferência no dispositivo e de que não haveria sinal aleatório interferindo no sinal apresentado pelo osciloscópio. Como esperado não foi registrado nenhum sinal como resposta, assim validando o sinal apresentado na tela do osciloscópio e reproduzido neste trabalho, como representado na Figura 29.

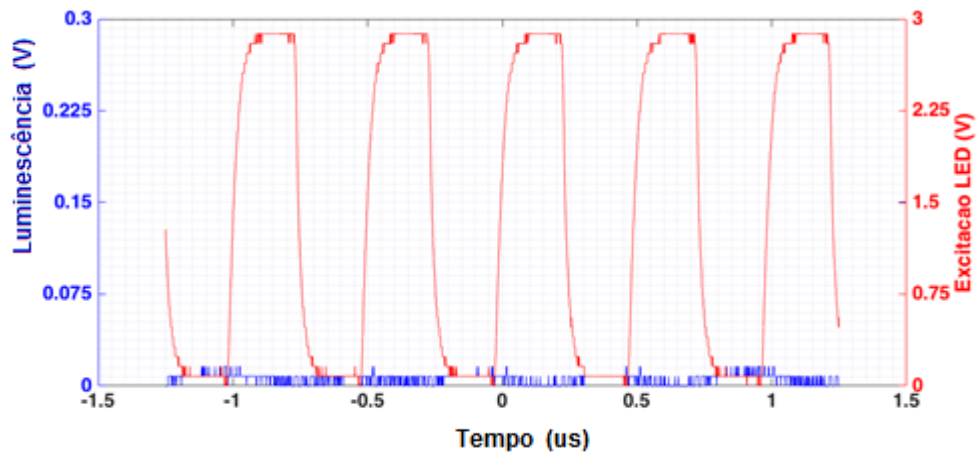


Figura 29: Representação do sinal luminoso produzido por um led branco de alto brilho e a resposta do dispositivo fotodetector com a entrada do cabo óptico bloqueado, como esperado não há sinal na saída

4.2 RESULTADOS OBTIDOS PARA MEDIÇÃO DA LUMINESCÊNCIA EMITIDA PELA FAÍSCA ELETROCIRÚRGICA DURANTE A REALIZAÇÃO DE CORTE DE UM TECIDO BIOLÓGICO CHUCHU (SECHIUM EDULE SW).

Os resultados obtidos seguem o padrão estabelecido: captura dos sinais de tensão, corrente e luminescência nos canais CH1, CH2 e CH3 do osciloscópio Agilent MSO06043A. Foram representados também os gráficos referentes às diferentes frequências aplicadas ao circuito de potência. Também serão apresentadas as curvas de tensão versus corrente (CH1 x CH2) e tensão versus luminescência (CH1 x CH3).

Na sequência dos gráficos, foram representadas as curvas capturadas pelo dispositivo fotodetector proposto. As curvas em azul representam a tensão sobre o tecido biológico, com amplitude oscilando entre -300 V e 700 V; as curvas em vermelho representam a corrente através do tecido biológico, com amplitude variando entre -0,15 a 0,2 A, estas medidas foram realizadas de forma indireta, com a utilização de um resistor de $120 \angle 5,5^\circ \Omega$, e as curvas em preto representam o sinal referente à luminescência, proveniente da faísca após ser convertida em corrente elétrica pelo fotodiodo PIN e posteriormente em tensão pelo amplificador de transimpedância.

Como descrito anteriormente, o procedimento para execução e obtenção dos

resultados foi posicionar o cabo óptico de forma a criar um ângulo de aproximadamente 45° com relação ao tecido biológico. Este procedimento foi adotado para evitar a detecção de luz remanescente de processos de excitação por elétrons de íons e moléculas relacionadas ao tecido biológico, assim como a detecção de luz se propagando no interior do tecido biológico por decaimento. Se padronizou uma distância média de 5,0 cm entre a ponta do bisturi e o chuchu, a fatia de chuchu era cortada com espessura média de 2,0 cm. O chuchu pôde ser utilizado como tecido biológico, pois este procedimento já havia sido validado na literatura (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2008).

Os resultados obtidos durante a realização dos experimentos estão representados pelas Figuras 30 a 37, estão divididas em duplas, contendo o gráfico referente aos sinais tensão, corrente e luminescência, seguido pelas curvas relacionando a tensão versus corrente e tensão versus luminescência. Neste último, pode-se observar a formação de dois lóbulos, indicando que o sinal da luminescência possui o dobro da frequência do sinal da tensão e corrente, o que era esperado, pois como não existe representação no semiciclo negativo para luminescência está é rebatida para o semiciclo positivo. O fato interessante é que a luminescência relacionada a tensão e corrente durante o semiciclo negativo apresenta maior amplitude quando comparada à luminescência relacionada ao semiciclo positivo.

Os gráficos foram construídos empregando o programa MATLAB 2015b a partir dos 4 vetores armazenados pelo osciloscópio dos sinais capturados: o primeiro representa a escala de tempo, o segundo a tensão aplicada ao bisturi, o terceiro a corrente obtida de forma indireta e o quarto vetor representa a luminescência capturada e convertida pelo dispositivo fotodetector proposto.

A Figura 30 está representando as curvas de resposta dos experimentos, para frequência aplicada de 270 kHz para a tensão e corrente. Em azul está representado o sinal de tensão, em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca. E a curva em preto representa o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector, com frequência de 540 kHz. Neste gráfico é visível a maior amplitude do sinal luminescente durante o semi-ciclo em que a tensão e corrente são negativos, sentido de condução eletrônica do bisturi em direção ao tecido biológico.

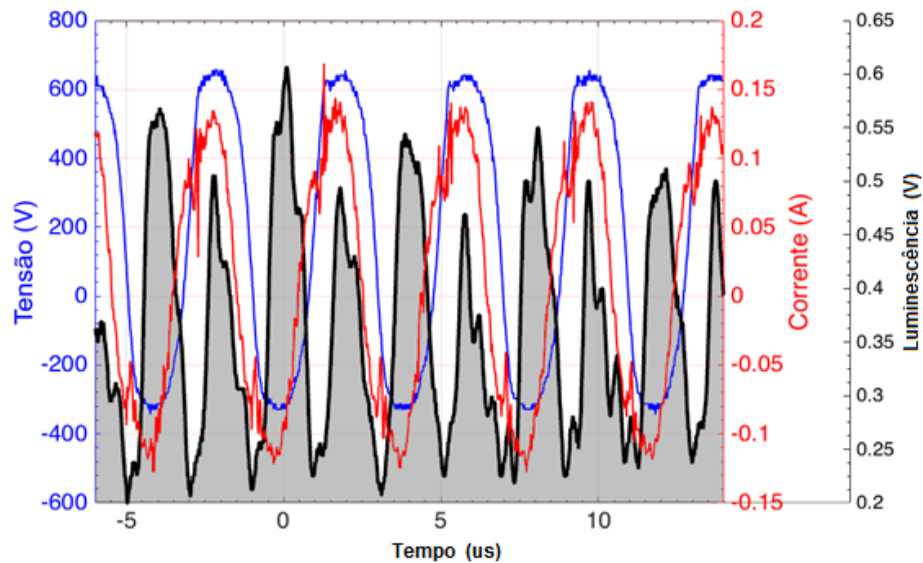


Figura 30: Luminescência relacionada à tensão e corrente da faísca eletrocirúrgica para frequência de corte de 270 kHz. Em azul está representado o sinal de tensão; em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca; em preto o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector.

No gráfico da Figura 31 estão padronizadas as linha de referência em zero para os sinais referentes a tensão, a corrente e a luminescência relacionados a faísca eletrocirúrgica.

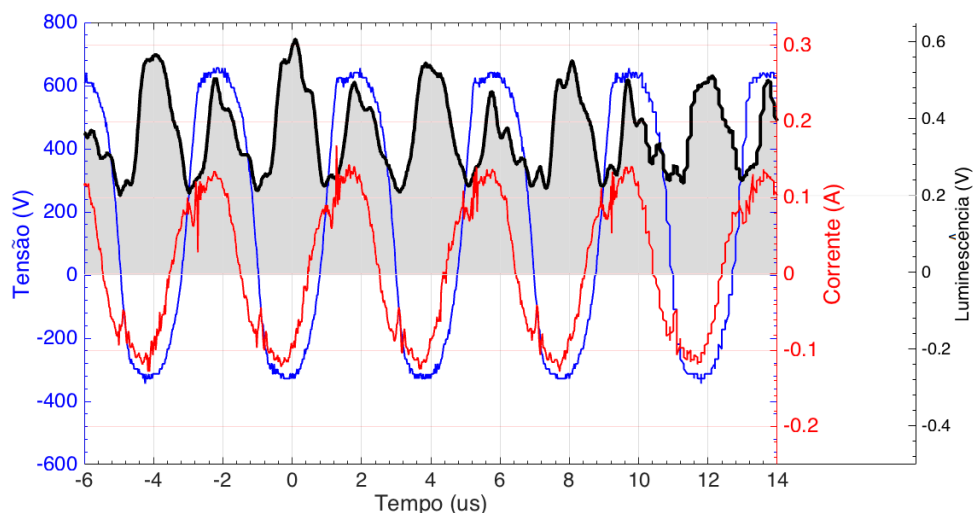


Figura 31: Padronização da linha de zero para os sinais referentes a tensão, a corrente e a luminescência relacionados a faísca eletrocirúrgica. Em azul está a tensão, em vermelho a corrente e em preto a luminescência. A área sombreada representa toda a luminescência detectada pelo dispositivo fotodetector, a região entre o ponto zero até aproximadamente 0,2 V na escala da luminescência, representa um limiar constante de iluminação produzida pela faísca.

Em azul está a tensão, em vermelho a corrente e em preto a luminescência. A área sombreada representa toda a luminescência detectada pelo dispositivo fotodetector, a região entre o ponto zero até aproximadamente 0,12 V na escala da luminescência, representa um limiar constante de iluminação produzida pela faísca, além de facilitar a visualização do processo.

A Figura 32, representa a relação tensão - corrente e tensão - luminescência referenciadas a Figura 30. Na, Figura 32 no gráfico superior temos a relação tensão – corrente e no gráfico inferior está relacionando a tensão – luminescência.

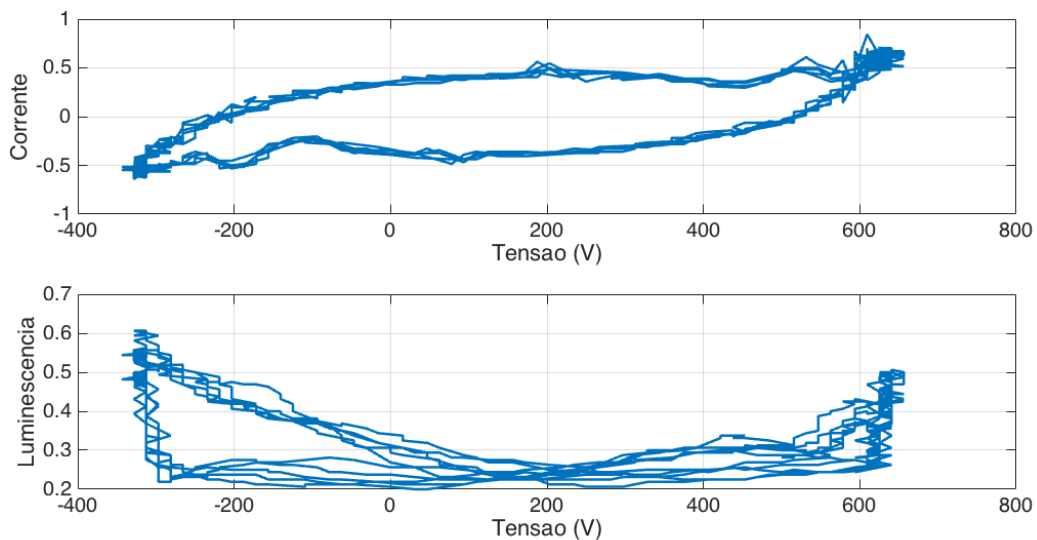


Figura 32: Primeiro gráfico, tensão versus corrente registrada utilizando chuchu como tecido biológico. Segundo gráfico, tensão versus luminescência produzida pela faísca durante o procedimento de corte do chuchu, resultado referenciados a frequência de 263 kHz.

A Figura 33, está representando as curvas de resposta obtidas para frequência base de 300 kHz. Em azul, o sinal de tensão e em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca. E a curva em preto representa o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector.

Tensão e corrente em uma frequência de 300 kHz e a luminescência com 600 kHz. Novamente é visível a maior amplitude do sinal luminescente durante o semi-ciclo

em que a tensão e corrente são negativos.

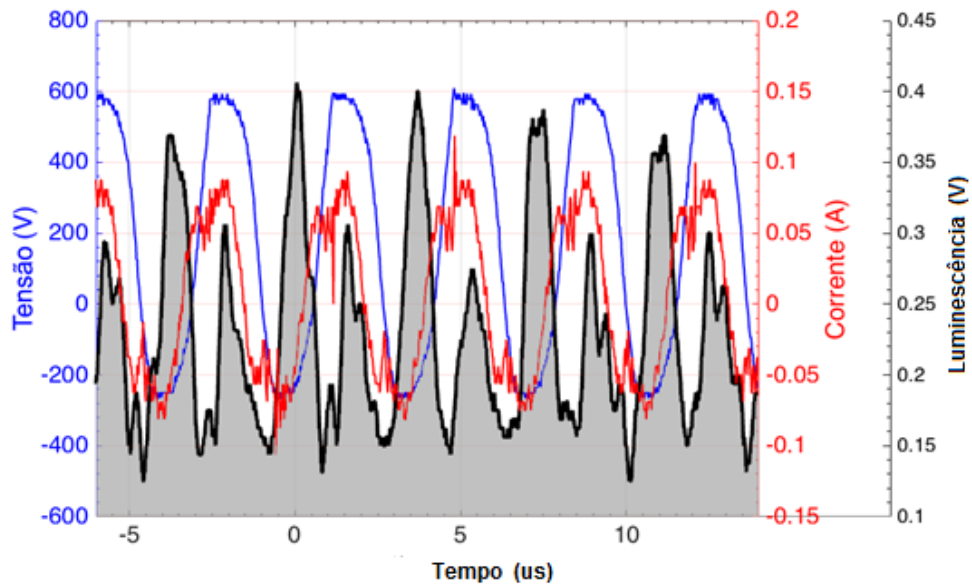


Figura 33: Luminescência, tensão e corrente em 300 kHz. Em azul está representado o sinal de tensão; em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca; em preto o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector.

No gráfico da Figura 35 estão padronizadas as linha de referência em zero para os sinais referentes a tensão, a corrente e a luminescência relacionados a faísca eletrocirúrgica.

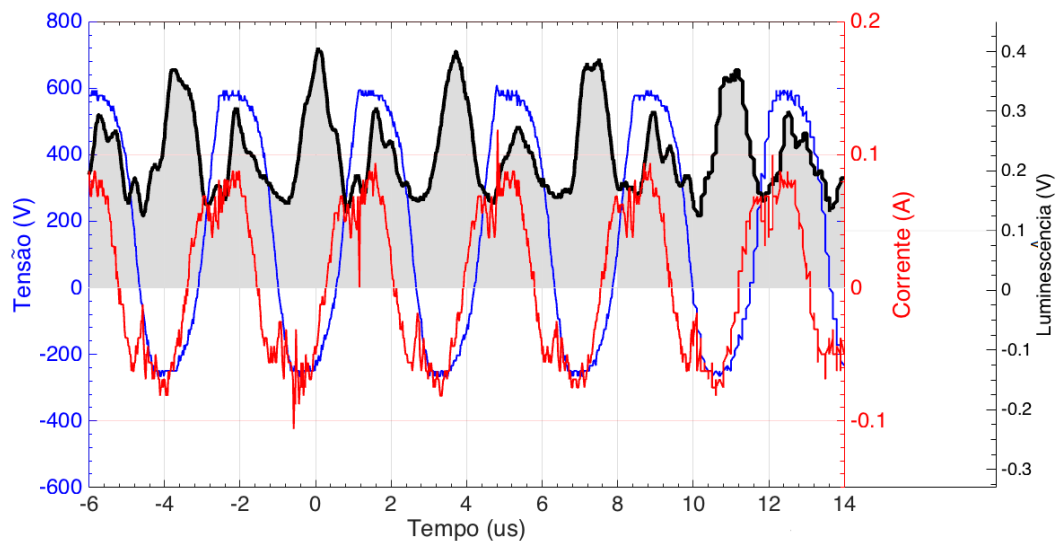


Figura 34: Tensão (azul), corrente (vermelho) e luminescência (preto e sombreado) relacionados a faísca eletrocirúrgica. A região entre o ponto zero até aproximadamente 0,12 V na escala da luminescência representa um limiar constante de iluminação produzida.

Em azul está a tensão, em vermelho a corrente e em preto a luminescência. A área sombreada representa toda a luminescência detectada pelo dispositivo fotodetector, a região entre o ponto zero até aproximadamente 0,12 V na escala da luminescência, representa um limiar constante de iluminação produzida pela faísca, além de facilitar a visualização do processo.

Na Figura 35, está representada na figura superior a relação tensão – corrente e na figura inferior está relacionano a tensão – luminescência. Na figura referente a luminescência pode ser vista a maior luminescencia na região em que a tensão é negativa.

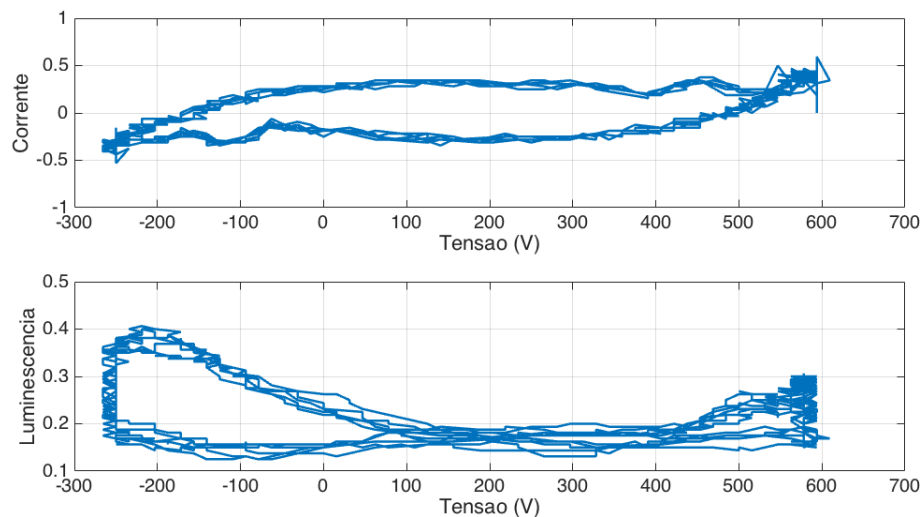


Figura 35: Primeiro gráfico, tensão versus corrente registrada utilizando chuchu como tecido biológico. Segundo gráfico, tensão versus luminescência produzida pela faísca durante o procedimento de corte do chuchu, resultado referenciados a frequência de 300 kHz.

A Figura 36, está representando as curvas de resposta dos experimentos quando aplicada uma frequência de 500 kHz. Em azul está representado o sinal de tensão, em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca. E a curva em preto representa o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector, que está defasada de aproximadamente 350 ns. Defasagem que foi inserida principalmente devido a constante de tempo RC, parte integrante do circuito amplificador operacional, acrescido de atrasos do sistema como todo. A tensão e

corrente compostas por uma frequência de 500 kHz e a luminescência com 1 MHz. Mas mesmo assim foi possível identificar a variação do nível de luminescência da faísca.

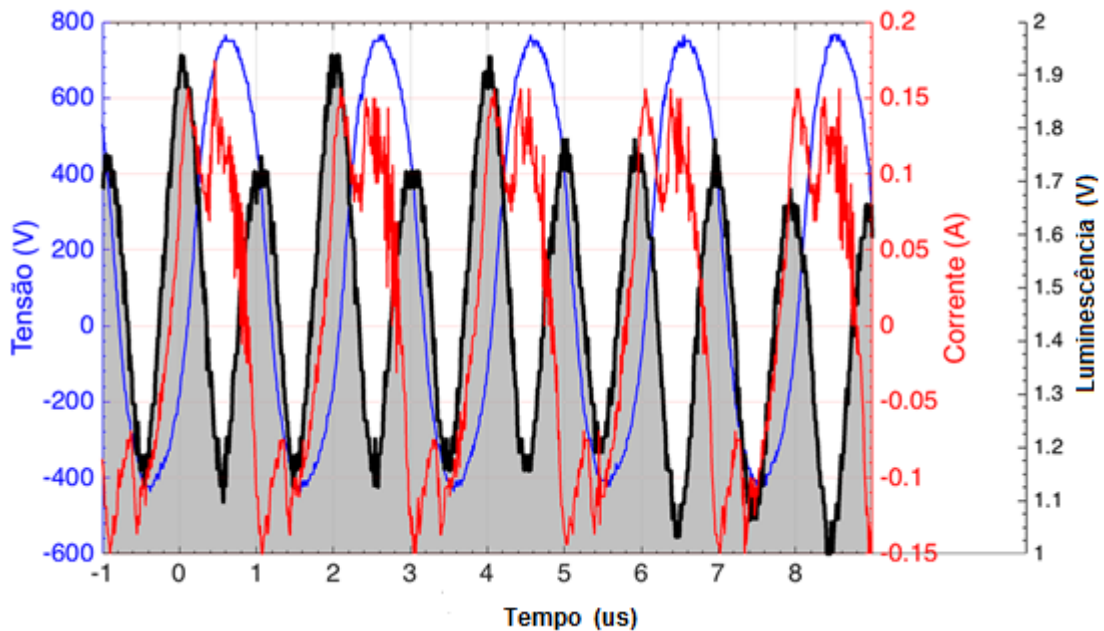


Figura 36: Luminescência relacionada à tensão e corrente da faísca eletrocirúrgica para frequência de corte de 500 kHz. Em azul está representado o sinal de tensão; em vermelho o sinal de corrente fornecidos pelo circuito gerador da faísca; em preto o sinal da luminescência medido pelo dispositivo fotodetector.

No gráfico da Figura 37 estão padronizadas as linha de referência em zero para os sinais referentes a tensão, a corrente e a luminescência relacionados a faísca eletrocirúrgica. Em azul está a tensão, em vermelho a corrente e em preto a luminescência. A área sombreada representa toda a luminescência detectada pelo dispositivo fotodetector, a região entre o ponto zero até aproximadamente 0,12 V na escala da luminescência, representa um limiar constante de iluminação produzida pela faísca, além de facilitar a visualização do processo.

Na Figura 38, está representada no gráfico superior a relação tensão – corrente e no gráfico inferior está relacionanda a tensão – luminescência.

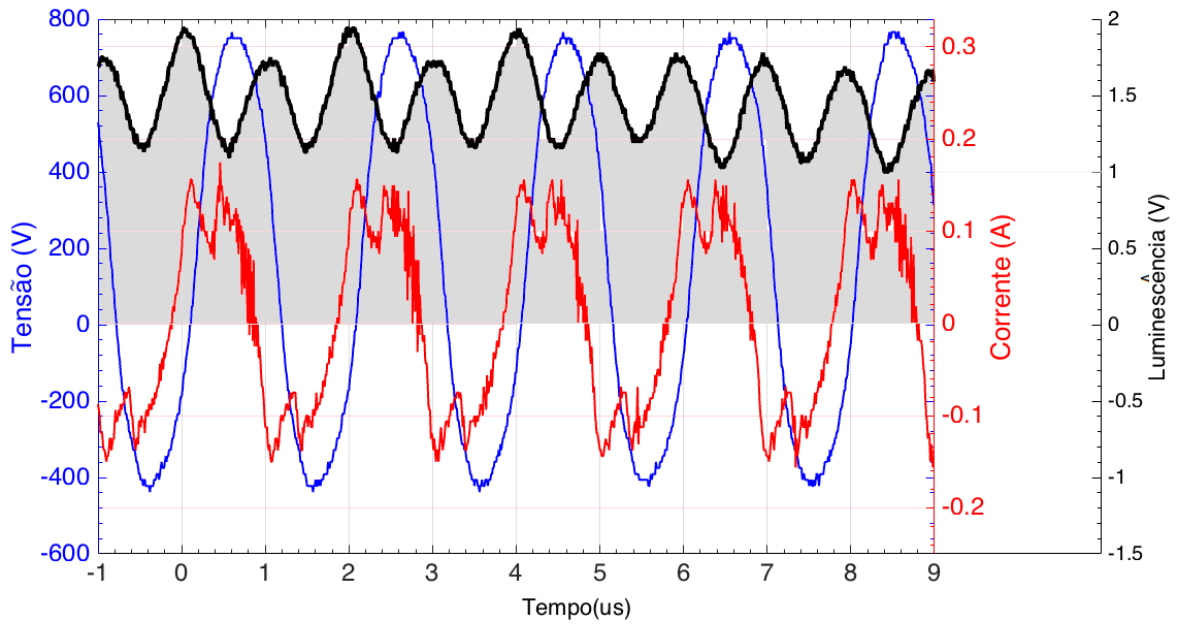


Figura 37: Em azul está a tensão, em vermelho a corrente e em preto a luminescência. A área sombreada representa toda a luminescência detectada pelo dispositivo fotodetector, a região entre o ponto zero até aproximadamente 1 V na escala da luminescência, representa um limiar constante de iluminação produzida pela faísca. O aumento na faixa de tensão para 1V é devido a maior quantidade de energia da faísca.

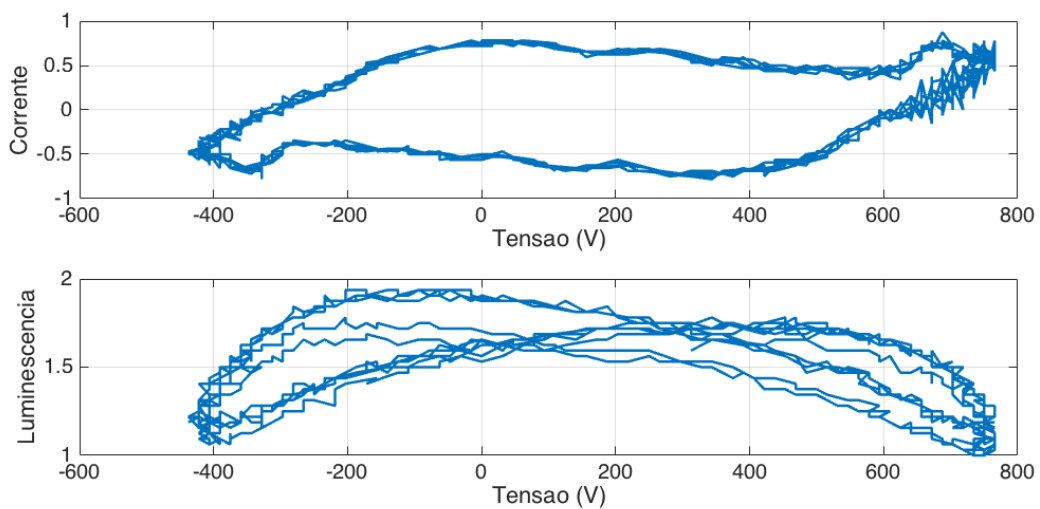


Figura 38: Primeiro gráfico, tensão versus corrente registrada utilizando chuchu como tecido biológico. Segundo gráfico, tensão versus luminescência produzida pela faísca durante o procedimento de corte do chuchu, resultado referenciado a frequência de 500 kHz.

Pode-se observar a assimetria de aproximadamente 300 V no semiciclo positivo do sinal de tensão cuja amplitude oscila de -400V a +700V, assimetria compatível com as relatadas em outros trabalhos (SCHNEIDER JR., 2004), (SCHNEIDER JR.; ABATTI, 2008), (SEOL et al., 2015).

Na luminescência capturada e convertida pelo dispositivo fotodetector também está evidenciada a existência da assimetria que ocorre na faísca, podendo ser identificada através da variação de intensidade luminosa apresentada na ocorrência da descarga eletrônica, adotando o sentido real de condução (elétrons em movimento). A intensidade luminosa é inferior durante a ocorrência do semiciclo positivo da tensão, sentido em que a faísca percorre o caminho partindo do tecido biológico em direção a extremidade do bisturi, ou seja, quando os elétrons partem do chuchu, como representado na Figura 39(a).

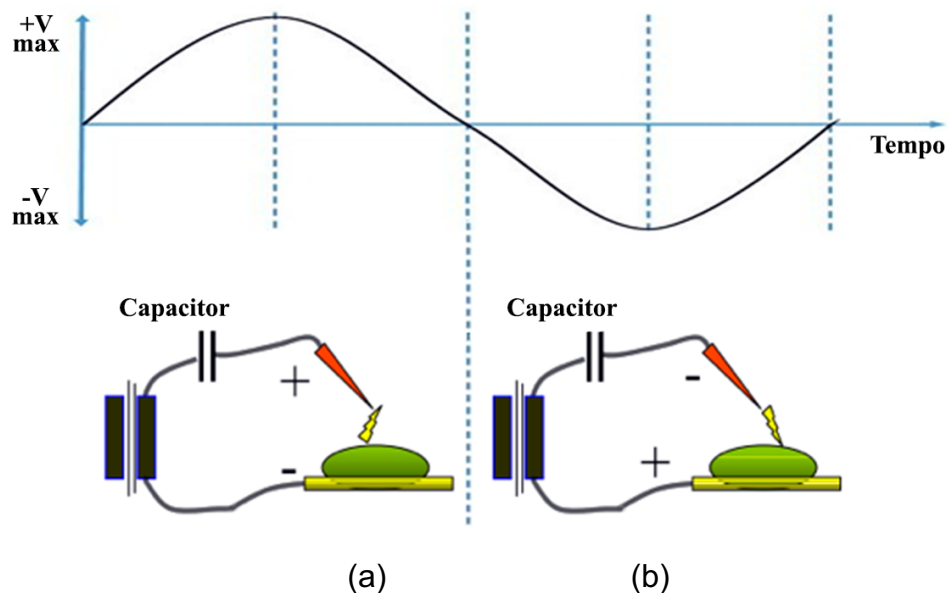


Figura 39: Representação da natureza bidirecional da faísca, na figura (a) a faísca se inicia no tecido biológico em direção ao eletrodo ativo e na figura (b) a faísca é iniciada no eletrodo ativo dirigindo-se ao tecido biológico.

Fonte: Adaptado de (SCHNEIDER JR., 2004)

Uma hipótese para a menor intensidade é que a água integrante no tecido biológico inibe a formação de elétrons secundários (SEOL et al., 2015). No caso do semiciclo negativo da tensão, a intensidade luminosa da faísca é maior. Neste momento, os elétrons estão partindo da extremidade do eletrodo ativo (metal) em

direção ao tecido biológico, ou seja, os elétrons provêm do eletrodo ativo do bisturi elétrico, como visto na Figura 39b.

A assimetria representada na tensão é devida à diferença entre as faiscância que ocorrem em ambos os sentidos. Ela se apresenta na tensão quando o capacitor normativo está presente (NBR IEC 60601-2-2, 1998), porém quando este capacitor de proteção é removido, a assimetria é transferida para o sinal de corrente (SCHNEIDER JR., 2004), (SEOL et al., 2015).

Como método de verificação durante a realização das medições da luminescência, durante períodos aleatórios a extremidade do cabo de fibra óptica era obstruído completamente e acionava-se o circuito de potência para geração da faísca, observando o sinal apresentado na tela do osciloscópio. No decorrer deste procedimento, como esperado, não foi captado nenhum sinal proveniente do dispositivo fotodetector na tela do osciloscópio, comprovando a eficiência da blindagem contra ruídos eletromagnéticos, e validando os resultados obtidos durante os experimentos.

5 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO

O sistema desenvolvido se provou eficiente como circuito auxiliar no estudo de faíscas eletrocirúrgicas.

Os resultados dos testes de avaliação da resposta dos componentes do dispositivo indicam uma performance satisfatória, pois a resposta em frequência se manteve de acordo com a variação da frequência do sinal aplicado de 200 kHz a 1500 kHz à entrada do circuito de excitação do LED. Porém a forma de onda do sinal quadrado (TTL) na entrada, manteve-se para frequências entre 200 kHz a 500 kHz. Para frequências acima de 500 kHz o sinal obtido pelo fotodetector passou a ser praticamente senoidal. As distorções no formato do sinal obtido principalmente para frequências superiores a 500 kHz são decorrentes do sistema como um todo. O atraso de fase entre o sinal aplicado e o obtido na saída do dispositivo fotodetector esta relacionado em parte a constante de tempo RC dada pelo resistor e capacitor do elo de realimentação do amplificador operacional. A incerteza no valor exato do atraso se deve a capacitância de valor 0,1 pF, pois a obtenção e medição deste valor é extremamente difícil, pois é obtido através da associação de capacitores de valores comerciais. A medição foi realizada com um multímetro tektronix X3, por isso o valor do atraso foi estimado na ordem de 350 ns. O valor de 350 ns é a somatória do atraso devido a constante RC, mais o atraso devido ao fotodiodo PIN de aproximadamente 10 ns e ao atraso dado pelo sistema como um todo (conexão do cabo de fibra óptica, transito pela fibra e cabo coaxial).

No gráfico da Figura 40 está representada a Figura 30 com a correção do sinal referente a luminescência na ordem de 350 ns. Os sinais que não foram afetados pelo atraso são a tensão está representada em azul e a corrente em vermelho. O sinal em preto corrigido reduzindo-se 350 ns no eixo do tempo, assim o sinal de luminescência fica centralizado com o pico do sinal de tensão.

No gráfico da Figura 41 está representada a Figura 33 com a correção do sinal referente a luminescência na ordem de 350 ns. Os sinais que não foram afetados pelo atraso são a tensão está representada em azul e a corrente em vermelho. O sinal em preto corrigido reduzindo-se 350 ns no eixo do tempo, assim o sinal de luminescência fica centralizado com o pico do sinal de tensão.

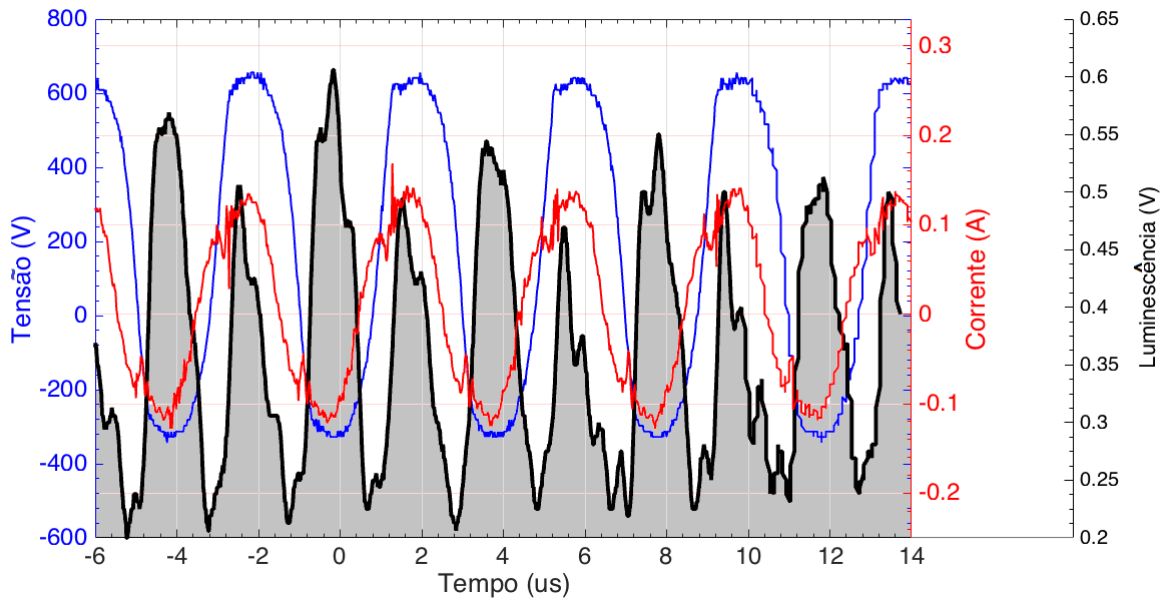


Figura 40: Figura 30 com atraso de 350 ns compensado, o atraso é devido principalmente à constante RC dos elementos do amplificador mais atrasos do sistema como todo. Frequência da tensão e corrente de 270 kHz e luminescência com 540 kHz.

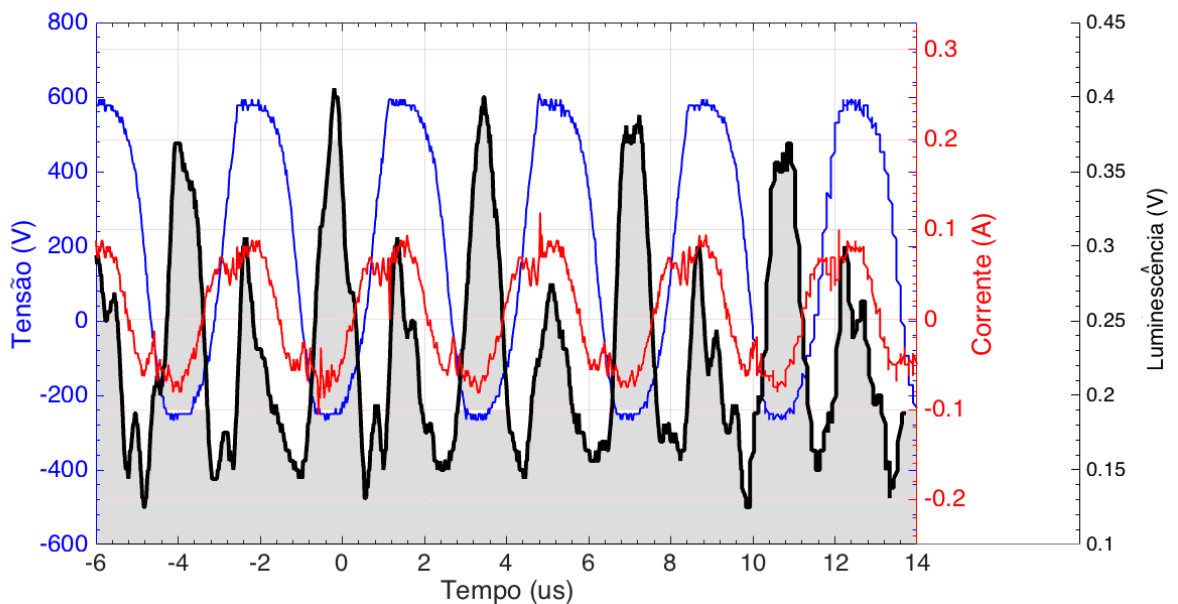


Figura 41: Gráfico referente a Figura 33, a diferença está no eixo do tempo para o gráfico da luminescência, pois na Figura 41 foram corrigidos 350 ns, atraso devido principalmente a constante RC dos elementos do amplificador mais atrasos do sistema como todo. Frequência da tensão e corrente de 300 kHz e luminescência com 600 kHz.

No gráfico da Figura 42 está representada a Figura 36 com a correção do sinal referente a luminescência na ordem de 350 ns. Os sinais que não foram afetados pelo atraso são a tensão está representada em azul e a corrente em vermelho. O sinal em preto corrigido reduzindo-se 350 ns no eixo do tempo, assim o sinal de luminescência fica centralizado com o pico do sinal de tensão.

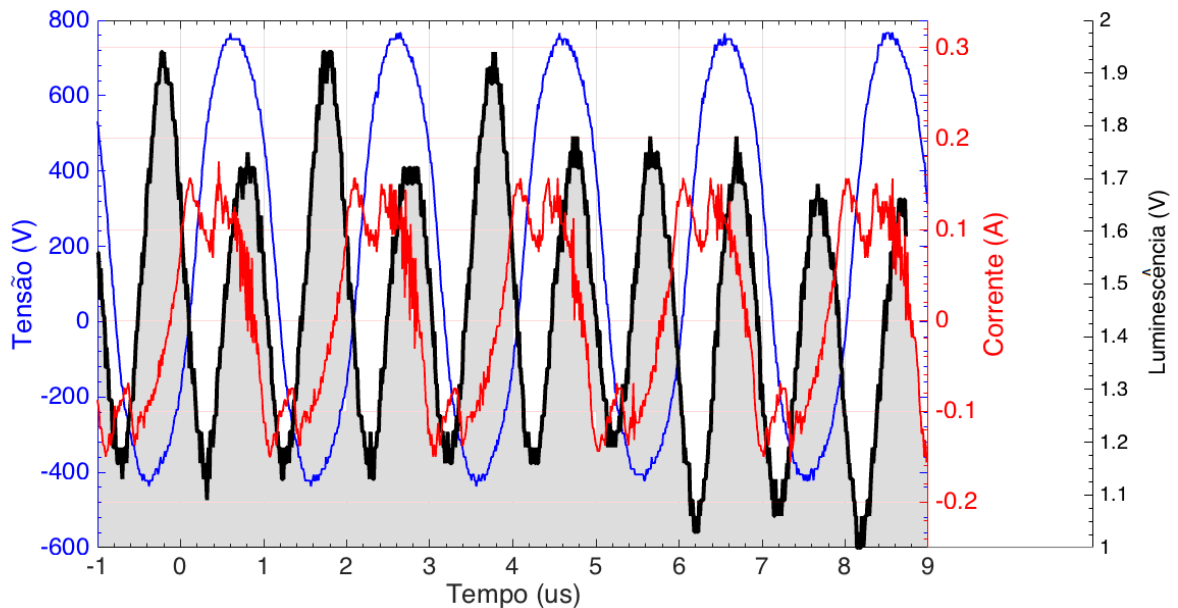


Figura 42: Gráfico referente a Figura 38, a diferença está no eixo do tempo para o gráfico da luminescência, pois na Figura 42 foram corrigidos 350 ns, atraso devido principalmente a constante RC dos elementos do amplificador mais atrasos do sistema como todo. Frequência da tensão e corrente de 500 kHz e luminescência com 1000 kHz.

Os resultados obtidos evidenciam a existência da assimetria da tensão já estudada anteriormente, como também a existência de assimetria na faísca, visível através do sinal da luminescência capturado pelo dispositivo fotodetector apresentado neste trabalho nos gráficos do capítulo 4, Figuras 30, 33 e 36. Já nas Figuras 32b, 35b e 38b, pode-se comprovar a maior quantidade luminosa detectada durante o semiciclo negativo de tensão e corrente através da relação entre a tensão e a luminescência produzida pela faísca. A maior intensidade luminosa ocorre quando os elétrons são direcionados do eletrodo ativo em direção ao tecido biológico (chuchu). Ao passo que

durante o semiciclo positivo da tensão e corrente ocorre a inversão no sentido dos elétrons, partindo do tecido biológico em direção ao eletrodo ativo. Devido ao atraso calculado que é aproximadamente 350 ns, nos gráficos que representam a luminescência as Figuras 30, 33 e 36 foram corrigidas matematicamente. A correção foi apresentada nas Figuras 40, 41 e 42, com a subtração de 350 ns no eixo do tempo referente a curva da luminescência. Não houve alterações nos gráficos que representam a tensão e a corrente.

Mesmo a tensão no semiciclo positivo apresentar aproximadamente 300 V a mais em relação ao pico de tensão no semiciclo negativo, a intensidade da luminescência produzida pela faísca é inferior. Neste trabalho o chuchu (*Sechium edule Sw.*) foi utilizado como tecido biológico pois sua aplicação para esta finalidade já foi validada (SCHNEIDER JR., 2004).

As características ópticas da faísca eletrocirúrgica foram pouco estudadas, como se pode inferir das literaturas a seguir:

Palanker et. al. (2008a) apresentam as formas de onda de tensão, corrente e a luminescência, mas não há a demonstração de como foram medidas. Nas figuras referenciadas à luminescência, foi identificada a maior luminescência no semi-ciclo de tensão negativo e um atraso de 50 ns entre os picos de corrente e luminescência, vindo a corroborar com os resultados apresentados neste trabalho.

Palanker et. al. (2008b) explicam a formação da faísca e a influência da variação da impedância, da frequência dos pulsos e amplitude do sinal na geração da faísca. O trabalho apresenta gráficos de comparação do comportamento da tensão, corrente e luminescência.

Akishev et al. (2001) realizaram uma investigação eletro-óptica da faísca entre eletrodos metálicos. As imagens foram obtidas por fotografia e o objetivo era estudar o efeito “*breakdown*” a partir da visualização do processamento da faísca.

Janda et al. (2009) utilizaram dois eletrodos metálicos entre os quais havia a formação da faísca. Foi utilizada uma câmera CCD, espelhos para concentração da luz e um tubo fotomultiplicador (Hamamatsu H9305-3).

Chen et al. (2014) realizaram a pesquisa utilizando a produção de faíscas entre dois eletrodos metálicos submersos em uma solução de NaCl, e as medições da tensão e corrente foram visualizadas em um osciloscópio. Com uma câmera de alta velocidade (HSFC-PRO) foram obtidas fotos da faísca.

O dispositivo fotodetector desenvolvido tem como grande vantagem o baixo custo, pois dispositivos comercializados, destinados a detecção de *flashes* são encontrados a valores muito superiores. O dispositivo fotodetector é portátil e operar com baixo consumo de energia. Embora tenha se comprovado útil para a detecção da luminescência de faíscas em centenas de kHz, tem o problema de atraso no sinal de resposta. Este dispositivo é mais eficiente na faixa de frequência aplicada na eletrocirurgia de até 500 kHz. Para sinais com frequências mais elevadas, o atraso causaria um deslocamento prejudicial à análise, além de distorções inseridas no sinal devido a limitações construtivas do dispositivo, principalmente com o amplificador operacional. Assim é necessária a aplicação de outras técnicas para o aprimoramento e correção dos problemas apresentados.

Considerando a *performance* e as limitações do dispositivo fotodetector de luminescência de faíscas eletrocirúrgicas desenvolvido, pode-se indicá-lo para uso no desenvolvimento de futuras pesquisas que envolvam o estudo de faíscas com enfoques no estudo das características eletro-ópticas das faíscas.

Como a energia dos fótons captados neste trabalho são desconhecidas, não se pode vincular a quantidade de luz à potência entregue para cada semiciclo.

Algumas dificuldades encontradas no decorrer do projeto estão relacionadas à necessidade de importação de componentes, à montagem envolvendo componentes com tecnologia SMD, à execução dos experimentos (necessidade de no mínimo duas pessoas) devido à manipulação de vários equipamentos simultaneamente, ao alto nível de interferência eletromagnética gerada, entre outros.

5.1 SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTUROS:

Algumas sugestões, para trabalhos futuros são: o desenvolvimento de dispositivos fotodetectores empregando a tecnologia de fotodiodo tipo avalanche (ADP), que apresentam grande nível de sensibilidade e requerem alta tensão para operação, produzindo altos níveis de ruído e saída não linear.

Também há a possibilidade de se utilizar circuitos integrados híbridos, contendo fotodiodos PIN e pré-amplificador em uma única pastilha. Com este

componente, acredita-se que será possível um aumento considerável na velocidade de resposta, pois componentes integrados são projetados visando a maximização da eficiência.

Outra possibilidade é a utilização de válvulas fotomultiplicadoras, como a vista na Figura 43. O funcionamento da fotomultiplicadora é baseado na multiplicação de elétrons, e a corrente na saída depende do número de dinodos integrantes da válvula. Uma possível vantagem seria um detalhamento mais fino das oscilações dos fótons detectados durante a existência da faísca eletrocirúrgica, devido a amplificação que este componente propicia. A desvantagem é o custo elevado de uma válvula fotomultiplicadora.

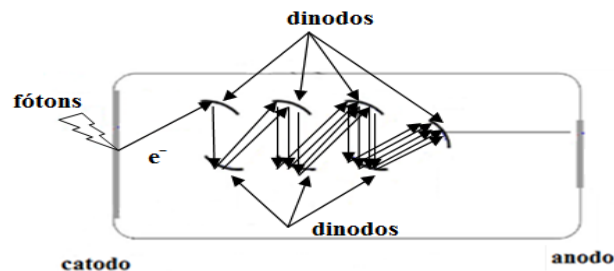


Figura 43 – Representação do funcionamento de uma válvula fotomultiplicadora

Fonte:

Seria interessante a realização de experimentos com unidades eletrocirúrgicas comerciais, para comparação de resultados e possivelmente avaliação do funcionamento das diferentes unidades eletrocirúrgicas disponíveis no mercado.

O desenvolvimento de um sistema motorizado para movimentar o eletrodo ativo sobre o tecido biológico a uma velocidade constante. Também um sistema para fixar o cabo de fibra óptica a uma distância e angulação constantes com relação a faísca eletrocirúrgica.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR IEC 60601-1**. “Equipamento Eletromédico, Parte 1: Prescrições gerais para segurança” (equivalente à norma IEC 601-1, 1988), ABNT, p. 149, 1994.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR IEC 60601-2-2**. “Equipamento Eletromédico, Parte 2-2: Prescrições particulares para Segurança de Equipamento cirúrgico de alta frequência”, ABNT, em abril de 1998, válida a partir de 1 de junho de 1998. p. 21, 1998.

AKISHEV, Y.; KARAL'NIK, V.; TRUSHKIN, N. **Electrical and Optical Investigations of Transient High Pressure Discharge Phenomena** APP Spring Meeting Bad Honnef 2001 - “Diagnostics of Non-Equilibrium High Pressure Plasmas”. **Anais...Moscow - Russia: Troitsk Institute for Innovation and Fusion Research, 2001** Disponível em: <<http://www.ilp.physik.uni-essen.de/doebele/Spring2001/pdf/137.pdf>>

BERNARDI, R. **Desenvolvimento de um Equipamento para Estudo de Eletrocirurgia com Controle de Potência Ativa**. 2007. 93 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Paraná, 2007.

BLANCHARD, J. P. et al. Electromagnetic shielding by metallized fabric enclosure: theory and experiment. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 30, n. 3, p. 282–288, 1988.

CARTER, P. L. The life and legacy of William T. Bovie. **The American Journal of Surgery**, v. 205, n. 5, p. 488–491, maio 2013.

CELOZZI, S. et al. **Electromagnetic Shielding**. Rome: IEEE PRESS & Wiley-Interscience, 2008.

CHEN, D.; ZENG, X.; WANG, Y. The Optical Diagnosis of Underwater Positive Sparks and Corona Discharges. **Plasma Science and Technology**, v. 16, n. 12, p. 1100–1105, 2014.

CROWE, R. W.; BRAGG, J. K.; THOMAS, V. G. Space Charge Formation and the Townsend Mechanism of Spark Breakdown in Gases. **Physical Review**, v. 96, n. 1, p. 5, 1954.

DIAS JR., E. D. **Caracterização da Deflagração da Descarga Eletrocirúrgica**. 2009. 97 f. Dissertação (Mestre em Ciências) UTFPR, Paraná, 2009.

DUBIEL, B. et al. Electromagnetic energy sources in surgery. **Veterinary surgery : VS**, v. 39, n. 8, p. 909–24, dez. 2010.

DUTTON, J.; HAYDON, S. C.; JONES, F. L. Electrical Breakdown of Gases. II. Spark Mechanism in Nitrogen. **Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, v. 213, n. 1113, p. 203–214, 1952.

FEYNMAN, R. P.; LEIGHTON, R. B.; SANDS, M. **The Feynman Lectures on Physics**. Sixth ed. Addison Wesley Publishing Company, 1977.

FISHER, L. H.; BEDDERSON, B. Formative time lags of spark breakdown in air in uniform fields at low overvoltages. **Physical Review**, v. 81, n. 1, p. 109–114, 1951.

FOWLER, R. H.; NORDHEIM, L. Electron Emission in Intense Electric Fields. **Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, v. 119, n. 781, p. 173–181, 1 maio 1928.

GÓES, S. W.; SCHNEIDER JR, B. **DETECTOR DE LUMINESCÊNCIA DE DESCARGAS ELÉTRICAS ELETROCIRÚRGICAS** XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica. **Anais...**Foz do Iguaçu PR: XXV CEBEB, 2016, aceito

GOLDMAN, M.; SIGMOND, R. Corona and Insulation. **IEEE Transactions on Electrical Insulation**, v. EI-17, n. 2, p. 90–105, abr. 1982.

GOULDING, F. S.; LANDIS, D. A. Signal Processing for Semiconductor Detectors. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 29, n. 3, p. 1125–1141, 1982.

GRAEME, J. G. **Photodiode Amplifiers Op Amp Solutions**. New York, USA: McGraw-Hill, inc., 1996.

GURUMURTHY, G. R.; GOVINDA RAJU, G. R. Townsend's First Ionization Coefficients and Sparking Potentials in Crossed Electric and Magnetic Fields. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. PS-3, n. 3, p. 131–143, 1975.

HAINER, B. L. Fundamentals of electrosurgery. **The Journal of the American Board of Family Practice / American Board of Family Practice**, v. 4, n. 6, p. 419–426, 1991.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; KRANE, K. S. **Fundamentals of Physics**. Wiley Inte ed. John Wiley & Sons, 2005.

HAYT, W. H. **Engineering Eletromagnetics**. 3rd. ed. [s.l.] McGraw-Hill, inc., 1974.
HEMMING, L. H. **Architectural Electromagnetic Shielding Handbook**. Piscataway, NJ: IEEE PRESS, 1991.

JANDA, M.; MACHALA, Z.; LAUX, C. O. Optical and Electrical Study of Transient Spark Discharge in Air. **Acta Physica Universitatis Comenianae**, v. L-L1, n. 1 & 2, p. 85–93, 2009.

JIANG, H.; YU, P. K. L. Equivalent circuit analysis of harmonic distortions in photodiode. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 10, n. 11, p. 1608–1610, nov. 1998.

LACOURSE, J. R.; ROTHWELL, A. D.; SELIKOWITZ, S. M. **Development of electrosurgery. I: A historical perspective** 1993 IEEE Annual Northeast Bioengineering Conference. **Anais...IEEE**, 1993Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=404426>>

LAROUSSE, M. The Biomedical Applications of Plasma: A Brief History of the Development of a New Field of Research. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 36, n. 4, p. 1612–1614, ago. 2008.

MARSANO, L. S. **Principles of Electrocautery Electrocautery**. Disponível em: <<http://louisville.edu/medicine/departments/medicine/divisions/gimedecine/physician-resources/lectures/procedures/electrocautery>>. Acesso em: 11 jul. 2015.

MASSARWEH, N. N.; COSGRIFF, N.; SLAKEY, D. P. Electrosurgery: history, principles, and current and future uses. **Journal of the American College of Surgeons**, v. 202, n. 3, p. 520–30, mar. 2006.

MEEK, J. M. The variation of sparking potential with initial photo-electric current: part II. **Proceedings of the Physical Society**, v. 52, n. 6, p. 822–827, 2002.

MEEK, J. M.; GRAGGS, J. D. **Electrical Breakdown of Gases**The international

Series of Monographs on Physics. Great Britain: Oxford University Press, 1953.

MILLER, D. A.; BRIDGES, J. E. Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. EMC-10, n. 1, p. 53–62, mar. 1968.

MORAES, F. B. DE. **Avaliação das emissões conduzidas e radiadas geradas por unidade eletrocirúrgica e sistema de iluminação com lâmpadas fluorescente em equipamentos médicos.** 2013. 136 f. Dissertação (Mestre em Ciências) UTFPR, Paraná, 2013.

MUNRO, M. G. Fundamentals of Electrosurgery Part I: Principles of Radiofrequency Energy for Surgery. In: FELDMAN, L.; FUCHSHUBER, P.; JONES, D. B. (Eds.). **The SAGES Manual on the Fundamental Use of Surgical Energy (FUSE).** First ed. Springer-Verlag New York, 2012. p. 266.

O'CONNOR, J. L.; BLOOM, D. A. William T. Bovie and electrosurgery. **Surgery**, v. 119, n. 4, p. 390–396, abr. 1996.

OTT, H. W. Shielding. In: **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.** 2nd. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1988. p. 159–202.

PALANKER, D.; VANKOV, A.; JAYARAMAN, P. On mechanisms of interaction in electrosurgery. **New Journal of Physics**, v. 10, 2008.

PALANKER, D. V; VANKOV, A.; HUIE, P. Electrosurgery with cellular precision. **IEEE transactions on bio-medical engineering**, v. 55, n. 2 Pt 2, p. 838–41, fev. 2008.

SCHLITZ, D. J. **Ion Generation by the Temporal Control of Gaseous Dielectric Breakdown** Lilbum, GA (Us), 2006.

SCHNEIDER, B. J.; GOES, S. W.; ABATTI, P. J. Estudo das Propriedades Eletroópticas das Faíscas Eletrocirúrgicas. **XX CBEB**, p. 1–4, 2006.

SCHNEIDER JR., B. **Estudo Teórico-Prático de Parâmetros Técnicos e Fisiológicos utilizados em Eletrocirurgia, visando a Otimização do Desenvolvimento e Performance de um Bisturi Eletrônico.** 2004. 229 f. tese (Doutor em Ciências) - UTFPR, Paraná, 2004.

SCHNEIDER JR., B.; ABATTI, P. J. Desenvolvimento de um Equipamento Eletrocirúrgico com Saída não Chaveada. **Revista Brasileira de Engenharia Biomedica**, v. 21, n. 1, p. 15–24, 2005.

SCHNEIDER JR., B.; ABATTI, P. J. Electrical characteristics of the sparks produced by electrosurgical devices. **IEEE transactions on bio-medical engineering**, v. 55, n. 2 Pt 1, p. 589–93, fev. 2008.

SCHULZ, R. B.; PLANTZ, V. C.; BRUSH, D. R. Shielding theory and practice. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 30, n. 3, p. 187–201, 1988.

SEOL, Y. B. et al. A study on asymmetric current in plasma-mediated electrosurgery. **Current Applied Physics**, v. 15, n. 3, p. 169–173, 2015.

SZE, S. M. **Semiconductor Sensors**. First ed. New York - USA: John Wiley & Sons Inc., 1994.

TOWNSEND, J. S. E. **The Theory of Ionization of Gases by Collisions**. Cornell Un ed. London, Constable, 1910.

TRINH, M. T. et al. In Spite of Recent Doubts Carrier Multiplication Does Occur in PbSe Nanocrystals. **Nano Letters**, v. 8, n. 6, p. 1713–1718, jun. 2008.

WADHWA, C. L. Breakdown Mechanism of Gaseous, Liquid and Solid Materials. In: **High Voltage Engineering**. 3rd Revise ed. New Age Science, 2010. p. 304.

WARD, G. E. Electrosurgery. **The American Journal of Surgery**, v. 17, n. 1, p. 86–93, jul. 1932.

WOOD, R. W. A New Form of Cathode Discharge and the Production of X -Rays, together with Some Notes on Diffraction. Preliminary Communication. **Physical Review (Series I)**, v. 5, n. 1, p. 1–10, jul. 1897.

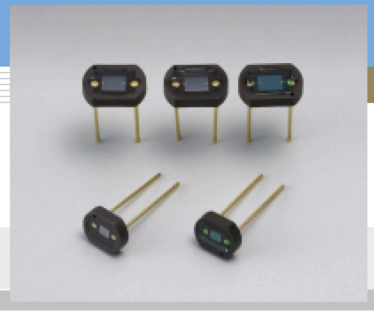
YANG, E. S. **Microelectronic Devices**. first ed. McGraw-Hill, inc., 1988.

7 ANEXOS

PHOTODIODE

Si photodiode S1087/S1133 series

Ceramic package photodiode with low dark current



S1087/S1133 series are ceramic package photodiodes that offer low dark current. Ceramic package used is light-impervious, so no stray light can reach the active area from the side or backside. This allows reliable optical measurements in the visible to near infrared range, over a wide dynamic range from low light levels to high light levels.

Features

- S1087, S1133 : For visible range
- S1087-01, S1133-01: For visible to IR range
- S1133-14 : For visible to near IR range

Applications

- Exposure meter
- Illuminometer
- Camera auto exposure
- Stroboscope light control
- Copier
- Display light control
- Optical switch

General ratings / Absolute maximum ratings

Type No.	Dimensional outline/ Window material *	Active area size (mm)	Effective active area (mm ²)	Absolute maximum ratings		
				Reverse voltage V _R Max. (V)	Operating temperature T _{opr} (°C)	Storage temperature T _{stg} (°C)
S1087	• /V	1.3 × 1.3	1.6	10	-10 to +60	-20 to +70
S1087-01	• /R					
S1133	• /V					
S1133-01	• /R	2.4 × 2.8	6.6			
S1133-14						

* Window material R: resin coating, V: visual-compensation filter

Electrical and optical characteristics (Typ. T_a=25 °C, unless otherwise noted)

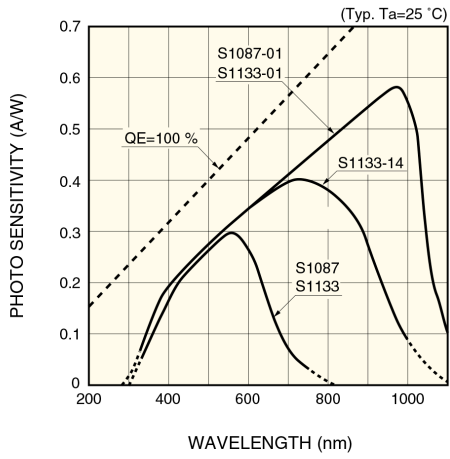
Type No.	Spectral response range λ (nm)	Peak sensitivity wavelength λ _p (nm)	Photo sensitivity S (A/W)			Infrared sensitivity ratio (%)	Short circuit current I _{sc} 100 lx (μA)	Temp. coefficient of I _{sc} (%/°C)	Dark current I _d V _R =1 V Max. (pA)	Temp. coefficient of I _d T _{CID} (times/°C)	Rise time t _r V _R =0 V R _L =1 kΩ (μs)	Terminal capacitance C _t V _R =0 V f=10 kHz (pF)	Shunt resistance R _{sh} V _R =10 mV	
			λ _p	GaP LED 560 nm	He-Ne laser 633 nm								Min. (GΩ)	Typ. (GΩ)
S1087	320 to 730	560	0.3	0.3	0.19	10	0.16	-0.01	10	1.12	200	10	250	
S1087-01	320 to 1100	960	0.58	0.33	0.38	-	1.3	0.1						
S1133	320 to 730	560	0.3	0.3	0.19	10	0.65	-0.01						
S1133-01	320 to 1100	960	0.58	0.33	0.38	-	5.6	0.1						
S1133-14	320 to 1000	720	0.4		0.37	-	3.4							

SOLID STATE DIVISION

HAMAMATSU

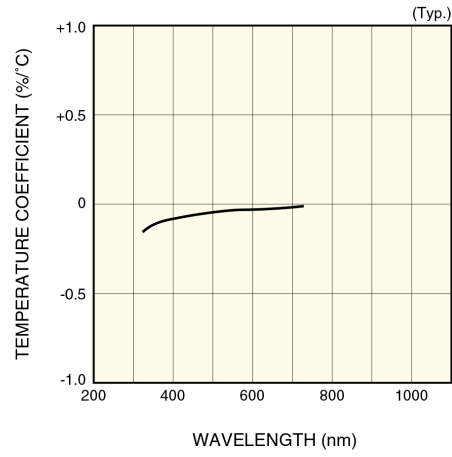
Si photodiode S1087/S1133 series

- Spectral response



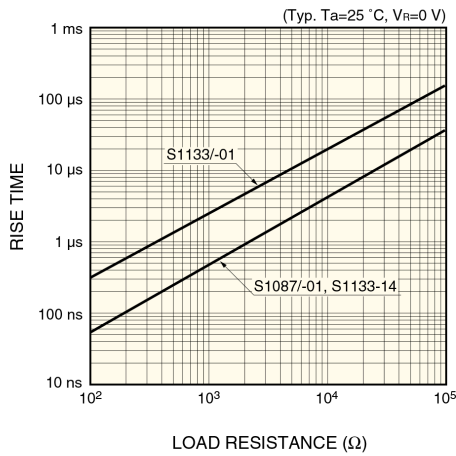
KSPDB0119EA

- Photo sensitivity temperature characteristic (typical example: S1087)



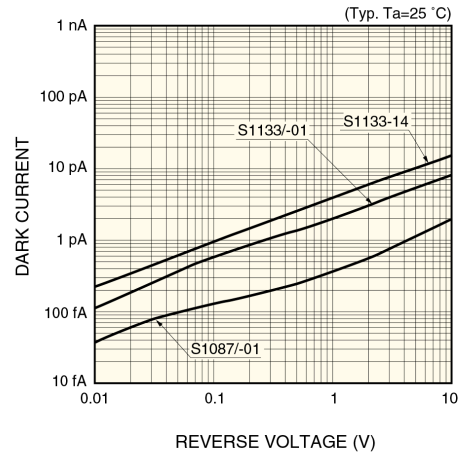
KSPDB0063EB

- Rise time vs. load resistance



KSPDB0120EA

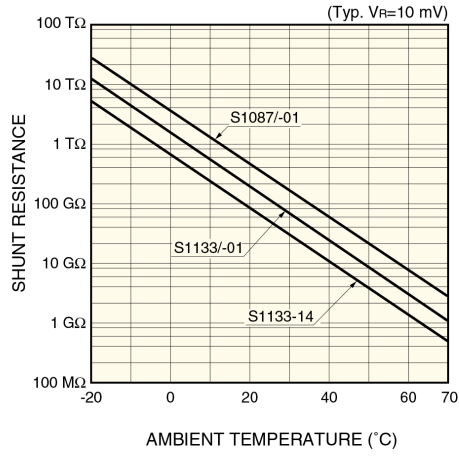
- Dark current vs. reverse voltage



KSPDB0121EA

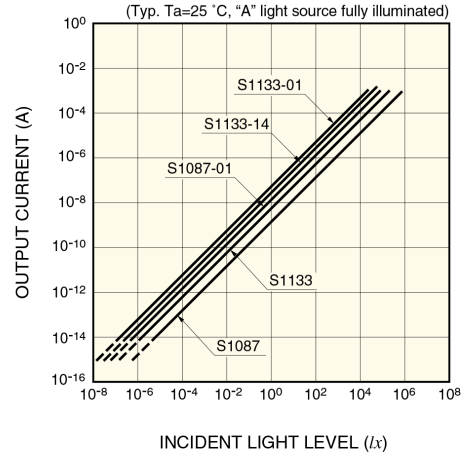
Si photodiode **S1087/S1133 series**

- Shunt resistance temperature characteristics



KSPDB0122EA

- Short circuit current linearity

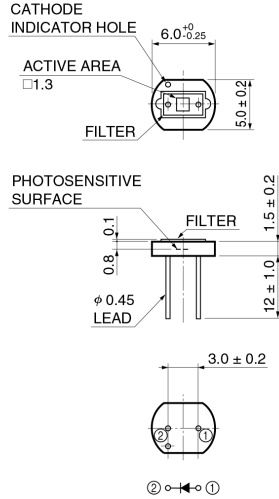


KSPDB0123EA

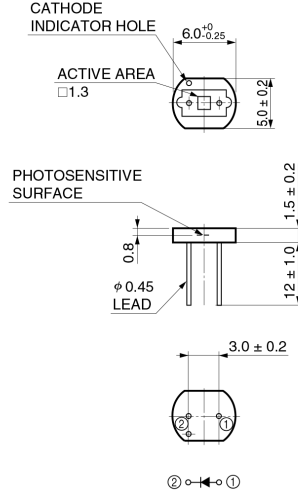
Si photodiode S1087/S1133 series

• Dimensional outlines (unit: mm, tolerance unless otherwise noted: ± 0.15)

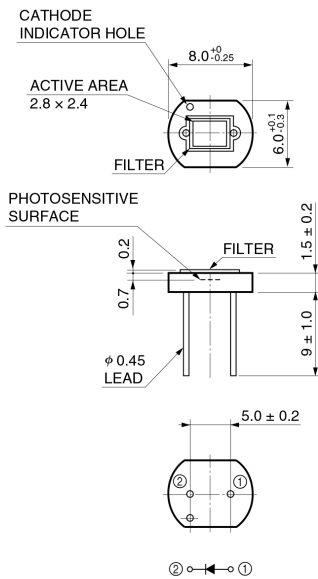
• S1087



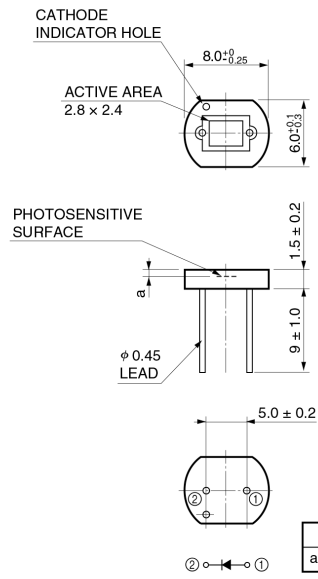
• S1087-01



• S1133



• S1133-01/-14



	S1133-01	S1133-14
a	0.7	0.6

HAMAMATSU
HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Solid State Division

1126-1 Ichino-cho, Hamamatsu City, 435-8558 Japan, Telephone: (81) 053-434-3311, Fax: (81) 053-434-5184, <http://www.hamamatsu.com>

U.S.A.: Hamamatsu Corporation, 360 Foothill Road, P.O. Box 6910, Bridgewater, N.J. 08807-0910, U.S.A., Telephone: (1) 908-231-0960, Fax: (1) 908-231-1218

Germany: Hamamatsu Photonics Deutschland GmbH, Arzbergerstr. 10, D-82211 Herrsching am Ammersee, Germany, Telephone: (49) 08152-3750, Fax: (49) 08152-2658

France: Hamamatsu Photonics France S.A.R.L., 8, Rue du Saule Trapu, Parc du Moulin de Massy, 91882 Massy Cedex, France, Telephone: 33-(1) 69 53 71 00, Fax: 33-(1) 69 53 71 10

United Kingdom: Hamamatsu Photonics UK Limited, 2 Howard Court, 10 Tewin Road, Welwyn Garden City, Hertfordshire AL7 1BW, United Kingdom, Telephone: (44) 1707-294888, Fax: (44) 1707-325777

North Europe: Hamamatsu Photonics Norden AB, Smidesvägen 12, SE-171 41 Solna, Sweden, Telephone: (46) 8-509-031-00, Fax: (46) 8-509-031-01

Italy: Hamamatsu Photonics Italia S.R.L., Strada della Moia, 1/E, 20020 Arese, (Milano), Italy, Telephone: (39) 02-935-81-733, Fax: (39) 02-935-81-741

Cat. No. KSPD1039E01
Apr. 2001 DN



CA3130, CA3130A

Data Sheet

August 1, 2005

FN817.6

15MHz, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/CMOS Output

CA3130A and CA3130 are op amps that combine the advantage of both CMOS and bipolar transistors.

Gate-protected P-Channel MOSFET (PMOS) transistors are used in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and exceptional speed performance. The use of PMOS transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5V below the negative-supply terminal, an important attribute in single-supply applications.

A CMOS transistor-pair, capable of swinging the output voltage to within 10mV of either supply-voltage terminal (at very high values of load impedance), is employed as the output circuit.

The CA3130 Series circuits operate at supply voltages ranging from 5V to 16V, ($\pm 2.5V$ to $\pm 8V$). They can be phase compensated with a single external capacitor, and have terminals for adjustment of offset voltage for applications requiring offset-null capability. Terminal provisions are also made to permit strobing of the output stage.

- The CA3130A offers superior input characteristics over those of the CA3130.

Ordering Information

PART NO. (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
CA3130AE	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3130AM (3130A)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3130AM96 (3130A)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel	M8.15
CA3130AMZ (3130AZ) (Note)	-55 to 125	8 Ld SOIC (Pb-free)	M8.15
CA3130AMZ96 (3130AZ) (Note)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel (Pb-free)	M8.15
CA3130E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3130EZ (Note)	-55 to 125	8 Ld PDIP* (Pb-free)	E8.3
CA3130M (3130)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3130M96 (3130)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel	M8.15
CA3130MZ (3130MZ) (Note)	-55 to 125	8 Ld SOIC (Pb-free)	M8.15
CA3130MZ96 (3130MZ)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel (Pb-free)	M8.15

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: Intersil Pb-free plus anneal products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which are RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

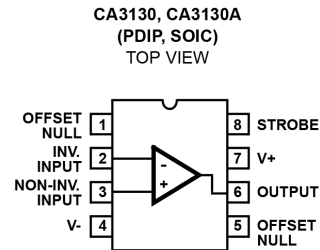
Features

- MOSFET Input Stage Provides:
 - Very High $Z_i = 1.5 T\Omega (1.5 \times 10^{12}\Omega)$ (Typ)
 - Very Low $I_i = 5pA$ (Typ) at 15V Operation
 - = 2pA (Typ) at 5V Operation
- Ideal for Single-Supply Applications
- Common-Mode Input-Voltage Range Includes Negative Supply Rail; Input Terminals can be Swung 0.5V Below Negative Supply Rail
- CMOS Output Stage Permits Signal Swing to Either (or both) Supply Rails
- Pb-Free Plus Anneal Available (RoHS Compliant)

Applications

- Ground-Referenced Single Supply Amplifiers
- Fast Sample-Hold Amplifiers
- Long-Duration Timers/Monostables
- High-Input-Impedance Comparators (Ideal Interface with Digital CMOS)
- High-Input-Impedance Wideband Amplifiers
- Voltage Followers (e.g. Follower for Single-Supply D/A Converter)
- Voltage Regulators (Permits Control of Output Voltage Down to 0V)
- Peak Detectors
- Single-Supply Full-Wave Precision Rectifiers
- Photo-Diode Sensor Amplifiers

Pinout



CA3130, CA3130A

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (Between V+ And V- Terminals)	16V
Differential Input Voltage	0.8V
DC Input Voltage	(V+ +8V) to (V- -0.5V)
Input-Terminal Current	1mA
Output Short-Circuit Duration (Note 1)	Indefinite

Operating Conditions

Temperature Range	-50°C to 125°C
-------------------	----------------

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 2)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
PDIP Package*	115	N/A
SOIC Package	160	N/A
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C	
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- Short circuit may be applied to ground or to either supply.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_+ = 15\text{V}$, $V_- = 0\text{V}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130			CA3130A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	8	15	-	2	5	mV
Input Offset Voltage Temperature Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$		-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$ I_{IO} $	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	0.5	30	-	0.5	20	pA
Input Current	I_I	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	5	50	-	5	30	pA
Large-Signal Voltage Gain	A_{OL}	$V_O = 10\text{V}_{P-P}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$	50	320	-	50	320	-	kV/V
			94	110	-	94	110	-	dB
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR		70	90	-	80	90	-	dB
Common-Mode Input Voltage Range	V_{ICR}		0	-0.5 to 12	10	0	-0.5 to 12	10	V
Power-Supply Rejection Ratio	$\Delta V_{IO}/\Delta V_S$	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	32	320	-	32	150	$\mu\text{V}/\text{V}$
Maximum Output Voltage	V_{OM+}	$R_L = 2\text{k}\Omega$	12	13.3	-	12	13.3	-	V
	V_{OM-}	$R_L = 2\text{k}\Omega$	-	0.002	0.01	-	0.002	0.01	V
	V_{OM+}	$R_L = \infty$	14.99	15	-	14.99	15	-	V
	V_{OM-}	$R_L = \infty$	-	0	0.01	-	0	0.01	V
Maximum Output Current	I_{OM+} (Source) at $V_O = 0\text{V}$		12	22	45	12	22	45	mA
	I_{OM-} (Sink) at $V_O = 15\text{V}$		12	20	45	12	20	45	mA
Supply Current	I+	$V_O = 7.5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	10	15	-	10	15	mA
	I+	$V_O = 0\text{V}$, $R_L = \infty$	-	2	3	-	2	3	mA

CA3130, CA3130A

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance, $V_{SUPPLY} = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$ Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130, CA3130A	UNITS
Input Offset Voltage Adjustment Range		10k Ω Across Terminals 4 and 5 or 4 and 1	± 22	mV
Input Resistance	R_I		1.5	T Ω
Input Capacitance	C_I	f = 1MHz	4.3	pF
Equivalent Input Noise Voltage	e_N	BW = 0.2MHz, $R_S = 1M\Omega$ (Note 3)	23	μV
Open Loop Unity Gain Crossover Frequency (For Unity Gain Stability $\geq 47pF$ Required.)	f_T	$C_C = 0$	15	MHz
		$C_C = 47pF$	4	MHz
Slew Rate:	SR			
Open Loop		$C_C = 0$	30	V/ μs
Closed Loop		$C_C = 56pF$	10	V/ μs
Transient Response:		$C_C = 56pF$, $C_L = 25pF$, $R_L = 2k\Omega$ (Voltage Follower)		
Rise Time	t_r		0.09	μs
Overshoot	OS		10	%
Settling Time (To $< 0.1\%$, $V_{IN} = 4V_{P-P}$)	t_S		1.2	μs

NOTE:

3. Although a 1M Ω source is used for this test, the equivalent input noise remains constant for values of R_S up to 10M Ω .

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance, $V_+ = 5V$, $V_- = 0V$, $T_A = 25^\circ C$ Unless Otherwise Specified (Note 4)

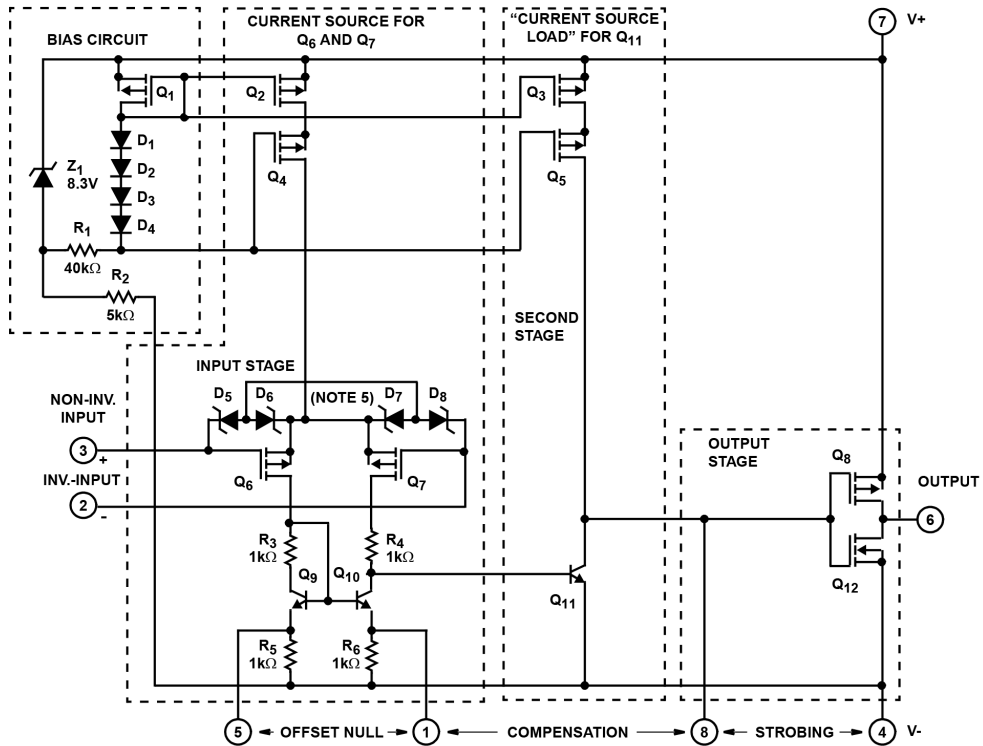
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130	CA3130A	UNITS
Input Offset Voltage	V_{IO}		8	2	mV
Input Offset Current	I_{IO}		0.1	0.1	pA
Input Current	I_I		2	2	pA
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR		80	90	dB
Large-Signal Voltage Gain	A_{OL}	$V_O = 4V_{P-P}$, $R_L = 5k\Omega$	100	100	kV/V
			100	100	dB
Common-Mode Input Voltage Range	V_{ICR}		0 to 2.8	0 to 2.8	V
Supply Current	I+	$V_O = 5V$, $R_L = \infty$	300	300	μA
		$V_O = 2.5V$, $R_L = \infty$	500	500	μA
Power Supply Rejection Ratio	$\Delta V_{IO}/\Delta V_+$		200	200	$\mu V/V$

NOTE:

4. Operation at 5V is not recommended for temperatures below 25 $^\circ C$.

CA3130, CA3130A

Schematic Diagram



NOTE:
5. Diodes D₅ through D₈ provide gate-oxide protection for MOSFET input stage.

Application Information

Circuit Description

Figure 1 is a block diagram of the CA3130 Series CMOS Operational Amplifiers. The input terminals may be operated down to 0.5V below the negative supply rail, and the output can be swung very close to either supply rail in many applications. Consequently, the CA3130 Series circuits are ideal for single-supply operation. Three Class A amplifier stages, having the individual gain capability and current consumption shown in Figure 1, provide the total gain of the CA3130. A biasing circuit provides two potentials for common use in the first and second stages.

Terminal 8 can be used both for phase compensation and to strobe the output stage into quiescence. When Terminal 8 is tied to the negative supply rail (Terminal 4) by mechanical or electrical means, the output potential at Terminal 6 essentially rises to the positive supply-rail potential at Terminal 7. This condition of essentially zero current drain in

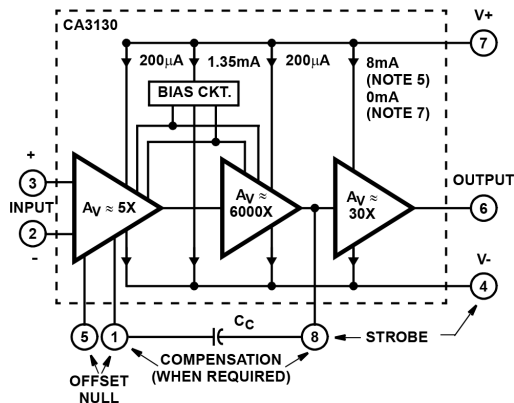
the output stage under the strobed "OFF" condition can only be achieved when the ohmic load resistance presented to the amplifier is very high (e.g., when the amplifier output is used to drive CMOS digital circuits in Comparator applications).

Input Stage

The circuit of the CA3130 is shown in the schematic diagram. It consists of a differential-input stage using PMOS field-effect transistors (Q₆, Q₇) working into a mirror-pair of bipolar transistors (Q₉, Q₁₀) functioning as load resistors together with resistors R₃ through R₆.

The mirror-pair transistors also function as a differential-to-single-ended converter to provide base drive to the second-stage bipolar transistor (Q₁₁). Offset nulling, when desired, can be effected by connecting a 100,000Ω potentiometer across Terminals 1 and 5 and the potentiometer slider arm to Terminal 4.

CA3130, CA3130A



NOTES:

- 6. Total supply voltage (for indicated voltage gains) = 15V with input terminals biased so that Terminal 6 potential is +7.5V above Terminal 4.
- 7. Total supply voltage (for indicated voltage gains) = 15V with output terminal driven to either supply rail.

FIGURE 1. BLOCK DIAGRAM OF THE CA3130 SERIES

Cascade-connected PMOS transistors Q2, Q4 are the constant-current source for the input stage. The biasing circuit for the constant-current source is subsequently described.

The small diodes D5 through D8 provide gate-oxide protection against high-voltage transients, including static electricity during handling for Q6 and Q7.

Second-Stage

Most of the voltage gain in the CA3130 is provided by the second amplifier stage, consisting of bipolar transistor Q11 and its cascade-connected load resistance provided by PMOS transistors Q3 and Q5. The source of bias potentials for these PMOS transistors is subsequently described. Miller Effect compensation (roll-off) is accomplished by simply connecting a small capacitor between Terminals 1 and 8. A 47pF capacitor provides sufficient compensation for stable unity-gain operation in most applications.

Bias-Source Circuit

At total supply voltages, somewhat above 8.3V, resistor R2 and zener diode Z1 serve to establish a voltage of 8.3V across the series-connected circuit, consisting of resistor R1, diodes D1 through D4, and PMOS transistor Q1. A tap at the junction of resistor R1 and diode D4 provides a gate-bias potential of about 4.5V for PMOS transistors Q4 and Q5 with respect to Terminal 7. A potential of about 2.2V is developed across diode-connected PMOS transistor Q1 with respect to Terminal 7 to provide gate bias for PMOS transistors Q2 and Q3. It should be noted that Q1 is "mirror-connected (see Note 8)" to both Q2 and Q3. Since transistors Q1, Q2, Q3 are designed to be identical, the approximately 200µA current in Q1 establishes a similar current in Q2 and Q3 as constant current

sources for both the first and second amplifier stages, respectively.

At total supply voltages somewhat less than 8.3V, zener diode Z1 becomes nonconductive and the potential, developed across series-connected R1, D1-D4, and Q1, varies directly with variations in supply voltage. Consequently, the gate bias for Q4, Q5 and Q2, Q3 varies in accordance with supply-voltage variations. This variation results in deterioration of the power-supply-rejection ratio (PSRR) at total supply voltages below 8.3V. Operation at total supply voltages below about 4.5V results in seriously degraded performance.

Output Stage

The output stage consists of a drain-loaded inverting amplifier using CMOS transistors operating in the Class A mode. When operating into very high resistance loads, the output can be swung within millivolts of either supply rail. Because the output stage is a drain-loaded amplifier, its gain is dependent upon the load impedance. The transfer characteristics of the output stage for a load returned to the negative supply rail are shown in Figure 2. Typical op amp loads are readily driven by the output stage. Because large-signal excursions are non-linear, requiring feedback for good waveform reproduction, transient delays may be encountered. As a voltage follower, the amplifier can achieve 0.01% accuracy levels, including the negative supply rail.

NOTE:

- 8. For general information on the characteristics of CMOS transistor-pairs in linear-circuit applications, see File Number 619, data sheet on CA3600E "CMOS Transistor Array".

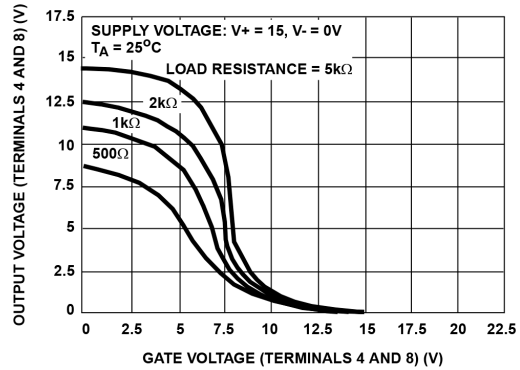


FIGURE 2. VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS OF CMOS OUTPUT STAGE

CA3130, CA3130A

Input Current Variation with Common Mode Input Voltage

As shown in the Table of Electrical Specifications, the input current for the CA3130 Series Op Amps is typically 5pA at $T_A = 25^\circ\text{C}$ when Terminals 2 and 3 are at a common-mode potential of +7.5V with respect to negative supply Terminal 4. Figure 3 contains data showing the variation of input current as a function of common-mode input voltage at $T_A = 25^\circ\text{C}$. These data show that circuit designers can advantageously exploit these characteristics to design circuits which typically require an input current of less than 1pA, provided the common-mode input voltage does not exceed 2V. As previously noted, the input current is essentially the result of the leakage current through the gate-protection diodes in the input circuit and, therefore, a function of the applied voltage. Although the finite resistance of the glass terminal-to-case insulator of the metal can package also contributes an increment of leakage current, there are useful compensating factors. Because the gate-protection network functions as if it is connected to Terminal 4 potential, and the Metal Can case of the CA3130 is also internally tied to Terminal 4, input Terminal 3 is essentially "guarded" from spurious leakage currents.

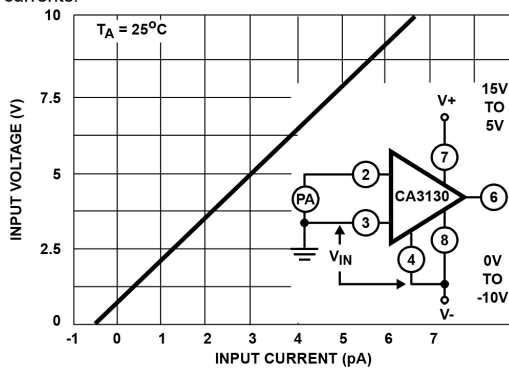


FIGURE 3. INPUT CURRENT vs COMMON-MODE VOLTAGE

Offset Nulling

Offset-voltage nulling is usually accomplished with a $100,000\Omega$ potentiometer connected across Terminals 1 and 5 and with the potentiometer slider arm connected to Terminal 4. A fine offset-null adjustment usually can be effected with the slider arm positioned in the mid-point of the potentiometer's total range.

Input-Current Variation with Temperature

The input current of the CA3130 Series circuits is typically 5pA at 25°C . The major portion of this input current is due to leakage current through the gate-protective diodes in the input circuit. As with any semiconductor-junction device, including op amps with a junction-FET input stage, the leakage current approximately doubles for every 10°C increase in temperature. Figure 4 provides data on the

typical variation of input bias current as a function of temperature in the CA3130.

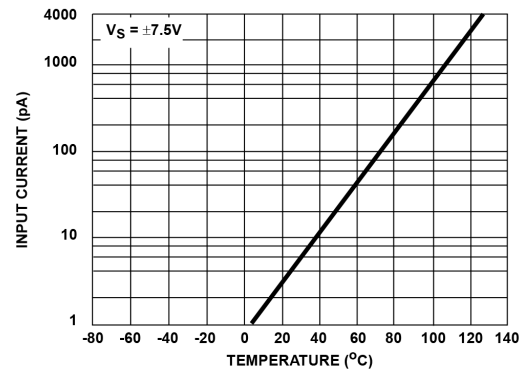


FIGURE 4. INPUT CURRENT vs TEMPERATURE

In applications requiring the lowest practical input current and incremental increases in current because of "warm-up" effects, it is suggested that an appropriate heat sink be used with the CA3130. In addition, when "sinking" or "sourcing" significant output current the chip temperature increases, causing an increase in the input current. In such cases, heat-sinking can also very markedly reduce and stabilize input current variations.

Input Offset Voltage (V_{IO}) Variation with DC Bias and Device Operating Life

It is well known that the characteristics of a MOSFET device can change slightly when a DC gate-source bias potential is applied to the device for extended time periods. The magnitude of the change is increased at high temperatures. Users of the CA3130 should be alert to the possible impacts of this effect if the application of the device involves extended operation at high temperatures with a significant differential DC bias voltage applied across Terminals 2 and 3. Figure 5 shows typical data pertinent to shifts in offset voltage encountered with CA3130 devices (metal can package) during life testing. At lower temperatures (metal can and plastic), for example at 85°C , this change in voltage is considerably less. In typical linear applications where the differential voltage is small and symmetrical, these incremental changes are of about the same magnitude as those encountered in an operational amplifier employing a bipolar transistor input stage. The 2VDC differential voltage example represents conditions when the amplifier output stage is "toggled", e.g., as in comparator applications.

CA3130, CA3130A

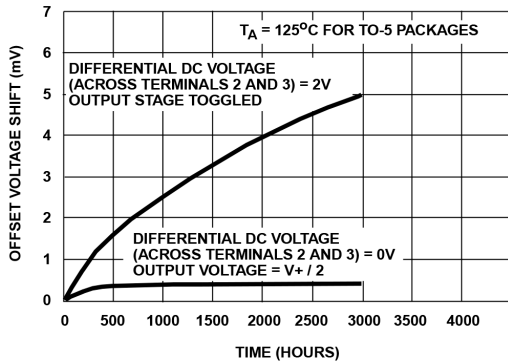


FIGURE 5. TYPICAL INCREMENTAL OFFSET-VOLTAGE SHIFT vs OPERATING LIFE

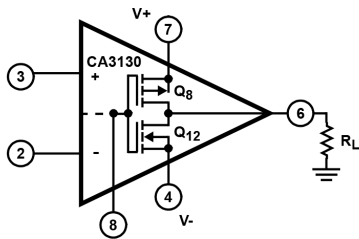


FIGURE 6A. DUAL POWER SUPPLY OPERATION

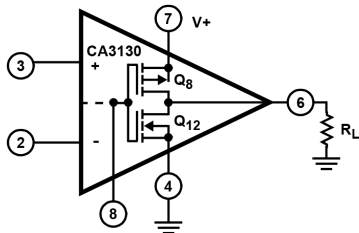


FIGURE 6B. SINGLE POWER SUPPLY OPERATION
FIGURE 6. CA3130 OUTPUT STAGE IN DUAL AND SINGLE POWER SUPPLY OPERATION

Power-Supply Considerations

Because the CA3130 is very useful in single-supply applications, it is pertinent to review some considerations relating to power-supply current consumption under both single-and dual-supply service. Figures 6A and 6B show the CA3130 connected for both dual-and single-supply operation.

Dual-supply Operation: When the output voltage at Terminal 6 is 0V, the currents supplied by the two power supplies are equal. When the gate terminals of Q₈ and Q₁₂ are driven increasingly positive with respect to ground, current flow through Q₁₂ (from the negative supply) to the load is

increased and current flow through Q₈ (from the positive supply) decreases correspondingly. When the gate terminals of Q₈ and Q₁₂ are driven increasingly negative with respect to ground, current flow through Q₈ is increased and current flow through Q₁₂ is decreased accordingly.

Single-supply Operation: Initially, let it be assumed that the value of R_L is very high (or disconnected), and that the input-terminal bias (Terminals 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is at V⁺/2, i.e., the voltage drops across Q₈ and Q₁₂ are of equal magnitude. Figure 20 shows typical quiescent supply-current vs supply-voltage for the CA3130 operated under these conditions. Since the output stage is operating as a Class A amplifier, the supply-current will remain constant under dynamic operating conditions as long as the transistors are operated in the linear portion of their voltage-transfer characteristics (see Figure 2). If either Q₈ or Q₁₂ are swung out of their linear regions toward cut-off (a non-linear region), there will be a corresponding reduction in supply-current. In the extreme case, e.g., with Terminal 8 swung down to ground potential (or tied to ground), NMOS transistor Q₁₂ is completely cut off and the supply-current to series-connected transistors Q₈, Q₁₂ goes essentially to zero. The two preceding stages in the CA3130, however, continue to draw modest supply-current (see the lower curve in Figure 20) even though the output stage is strobed off. Figure 6A shows a dual-supply arrangement for the output stage that can also be strobed off, assuming R_L = ∞ by pulling the potential of Terminal 8 down to that of Terminal 4.

Let it now be assumed that a load-resistance of nominal value (e.g., 2kΩ) is connected between Terminal 6 and ground in the circuit of Figure 6B. Let it be assumed again that the input-terminal bias (Terminals 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is at V⁺/2. Since PMOS transistor Q₈ must now supply quiescent current to both R_L and transistor Q₁₂, it should be apparent that under these conditions the supply-current must increase as an inverse function of the R_L magnitude. Figure 22 shows the voltage-drop across PMOS transistor Q₈ as a function of load current at several supply voltages. Figure 2 shows the voltage-transfer characteristics of the output stage for several values of load resistance.

Wideband Noise

From the standpoint of low-noise performance considerations, the use of the CA3130 is most advantageous in applications where in the source resistance of the input signal is on the order of 1MΩ or more. In this case, the total input-referred noise voltage is typically only 23μV when the test-circuit amplifier of Figure 7 is operated at a total supply voltage of 15V. This value of total input-referred noise remains essentially constant, even though the value of source resistance is raised by an order of magnitude. This characteristic is due to the fact that reactance of the input capacitance becomes a significant factor in shunting the source resistance. It should be noted, however, that for

CA3130, CA3130A

values of source resistance very much greater than $1\text{M}\Omega$, the total noise voltage generated can be dominated by the thermal noise contributions of both the feedback and source resistors.

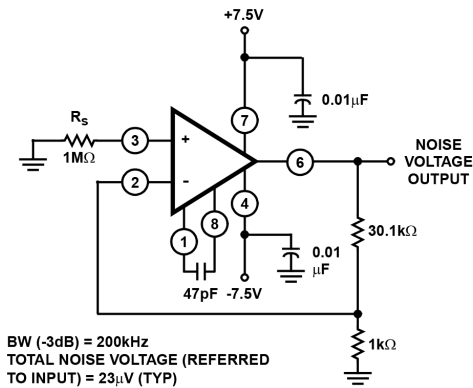


FIGURE 7. TEST-CIRCUIT AMPLIFIER (30-dB GAIN) USED FOR WIDEBAND NOISE MEASUREMENTS

Typical Applications

Voltage Followers

Operational amplifiers with very high input resistances, like the CA3130, are particularly suited to service as voltage followers. Figure 8 shows the circuit of a classical voltage follower, together with pertinent waveforms using the CA3130 in a split-supply configuration.

A voltage follower, operated from a single supply, is shown in Figure 9, together with related waveforms. This follower circuit is linear over a wide dynamic range, as illustrated by the reproduction of the output waveform in Figure 9A with input-signal ramping. The waveforms in Figure 9B show that the follower does not lose its input-to-output phase-sense, even though the input is being swung 7.5V below ground potential. This unique characteristic is an important attribute in both operational amplifier and comparator applications. Figure 9B also shows the manner in which the CMOS output stage permits the output signal to swing down to the negative supply-rail potential (i.e., ground in the case shown). The digital-to-analog converter (DAC) circuit, described later, illustrates the practical use of the CA3130 in a single-supply voltage-follower application.

9-Bit CMOS DAC

A typical circuit of a 9-bit Digital-to-Analog Converter (DAC) is shown in Figure 10. This system combines the concepts of multiple-switch CMOS ICs, a low-cost ladder network of discrete metal-oxide-film resistors, a CA3130 op amp connected as a follower, and an inexpensive monolithic regulator in a simple single power-supply arrangement. An additional feature of the DAC is that it is readily interfaced

with CMOS input logic, e.g., 10V logic levels are used in the circuit of Figure 10.

The circuit uses an $R/2R$ voltage-ladder network, with the output potential obtained directly by terminating the ladder arms at either the positive or the negative power-supply terminal. Each CD4007A contains three "inverters", each "inverter" functioning as a single-pole double-throw switch to terminate an arm of the $R/2R$ network at either the positive or negative power-supply terminal. The resistor ladder is an assembly of 1% tolerance metal-oxide film resistors. The five arms requiring the highest accuracy are assembled with series and parallel combinations of $806,000\Omega$ resistors from the same manufacturing lot.

A single 15V supply provides a positive bus for the CA3130 follower amplifier and feeds the CA3085 voltage regulator. A "scale-adjust" function is provided by the regulator output control, set to a nominal 10V level in this system. The line-voltage regulation (approximately 0.2%) permits a 9-bit accuracy to be maintained with variations of several volts in the supply. The flexibility afforded by the CMOS building blocks simplifies the design of DAC systems tailored to particular needs.

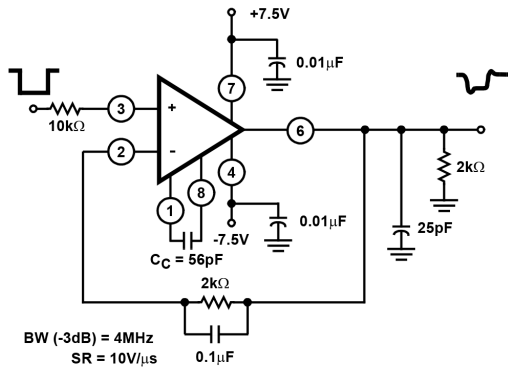
Single-Supply, Absolute-Value, Ideal Full-Wave Rectifier

The absolute-value circuit using the CA3130 is shown in Figure 11. During positive excursions, the input signal is fed through the feedback network directly to the output. Simultaneously, the positive excursion of the input signal also drives the output terminal (No. 6) of the inverting amplifier in a negative-going excursion such that the 1N914 diode effectively disconnects the amplifier from the signal path. During a negative-going excursion of the input signal, the CA3130 functions as a normal inverting amplifier with a gain equal to $-R_2/R_1$. When the equality of the two equations shown in Figure 11 is satisfied, the full-wave output is symmetrical.

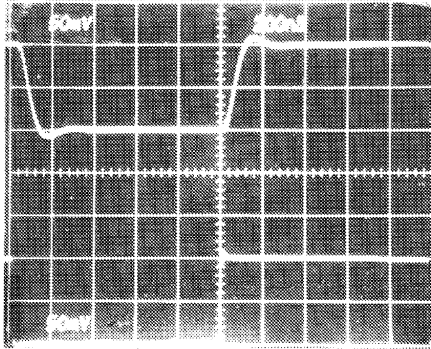
Peak Detectors

Peak-detector circuits are easily implemented with the CA3130, as illustrated in Figure 12 for both the peak-positive and the peak-negative circuit. It should be noted that with large-signal inputs, the bandwidth of the peak-negative circuit is much less than that of the peak-positive circuit. The second stage of the CA3130 limits the bandwidth in this case. Negative-going output-signal excursion requires a positive-going signal excursion at the collector of transistor Q_{11} , which is loaded by the intrinsic capacitance of the associated circuitry in this mode. On the other hand, during a negative-going signal excursion at the collector of Q_{11} , the transistor functions in an active "pull-down" mode so that the intrinsic capacitance can be discharged more expeditiously.

CA3130, CA3130A



BW (-3dB) = 4MHz
SR = 10V/μs



Top Trace: Output
Center Trace: Input

FIGURE 8A. SMALL-SIGNAL RESPONSE (50mV/DIV., 200ns/DIV.)

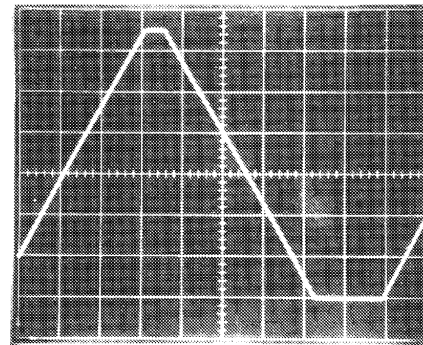
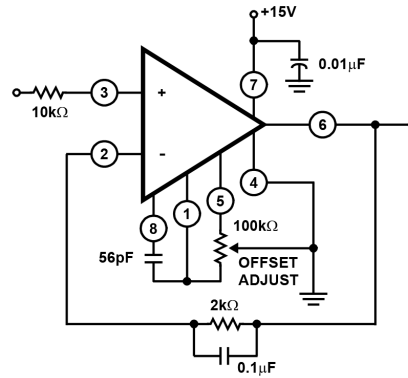
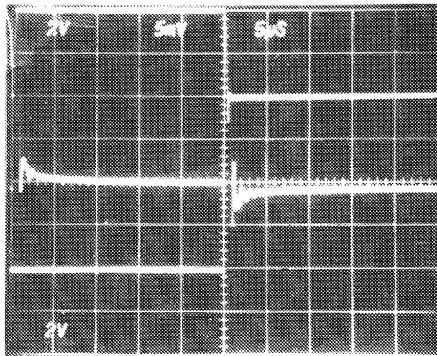


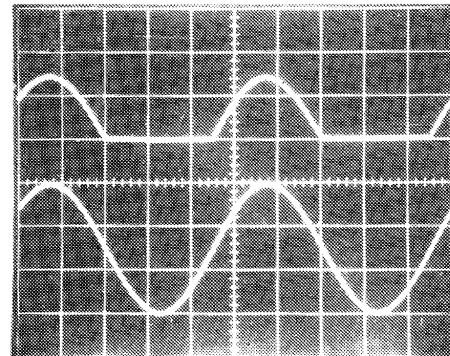
FIGURE 9A. OUTPUT WAVEFORM WITH INPUT SIGNAL RAMPING (2V/DIV., 500μs/DIV.)



Top Trace: Output Signal; 2V/Div., 5μs/Div.
Center Trace: Difference Signal; 5mV/Div., 5μs/Div.
Bottom Trace: Input Signal; 2V/Div., 5μs/Div.

FIGURE 8B. INPUT-OUTPUT DIFFERENCE SIGNAL SHOWING SETTLING TIME (MEASUREMENT MADE WITH TEKTRONIX 7A13 DIFFERENTIAL AMPLIFIER)

FIGURE 8. SPLIT SUPPLY VOLTAGE FOLLOWER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS



Top Trace: Output; 5V/Div., 200μs/Div.
Bottom Trace: Input Signal; 5V/Div., 200μs/Div.

FIGURE 9B. OUTPUT WAVEFORM WITH GROUND REFERENCE SINE-WAVE INPUT

FIGURE 9. SINGLE SUPPLY VOLTAGE FOLLOWER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS. (E.G., FOR USE IN SINGLE-SUPPLY D/A CONVERTER; SEE FIGURE 9 IN AN6080)

CA3130, CA3130A

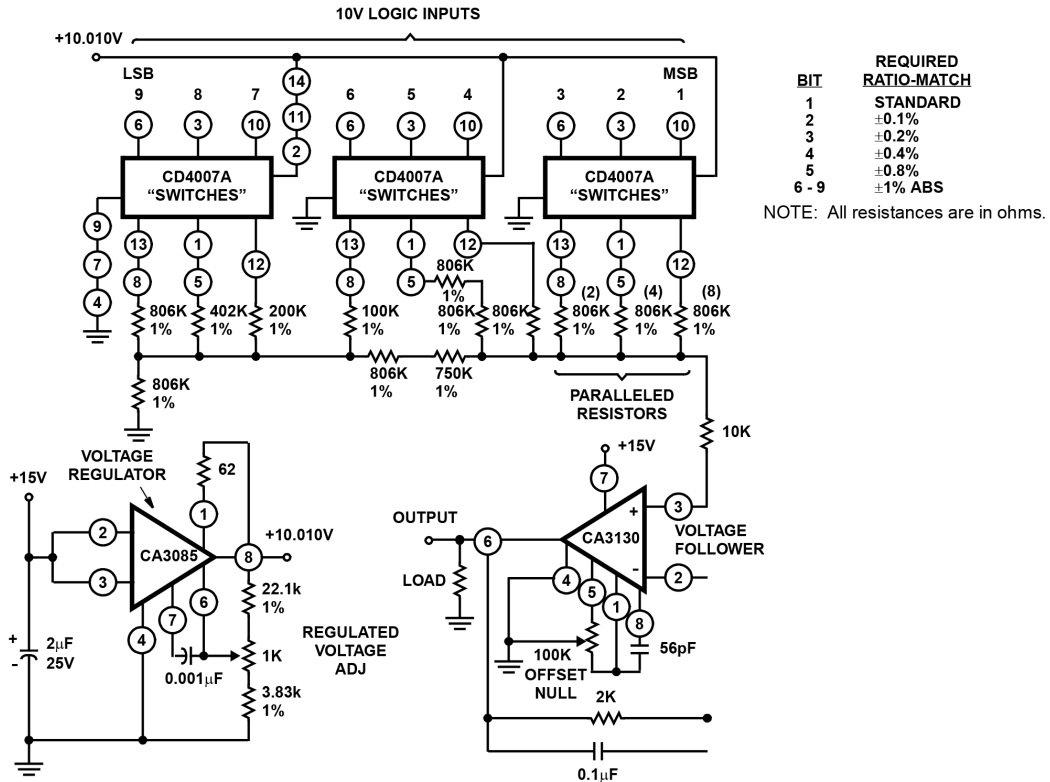


FIGURE 10. 9-BIT DAC USING CMOS DIGITAL SWITCHES AND CA3130

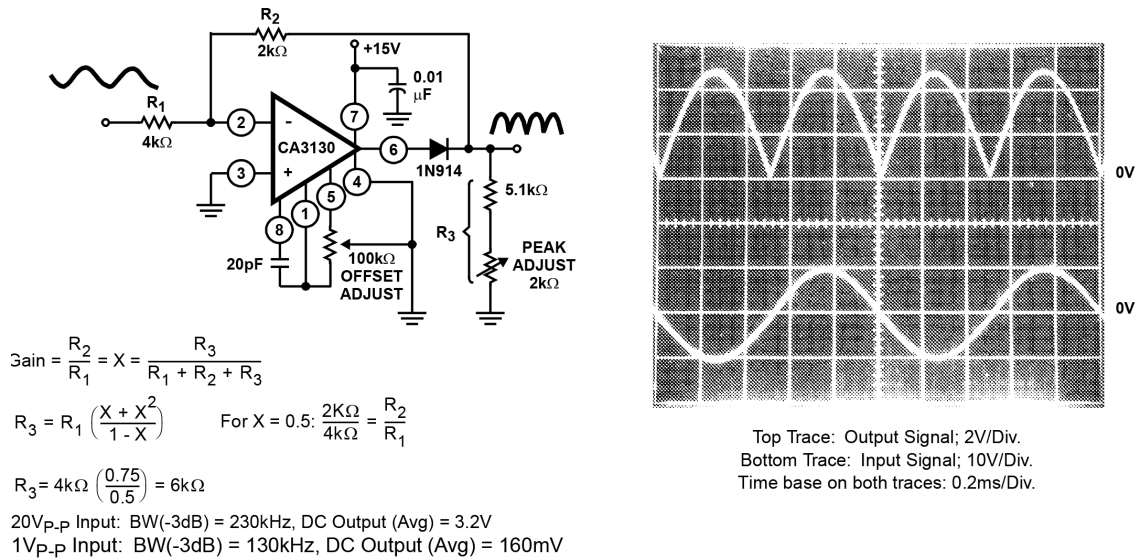


FIGURE 11. SINGLE SUPPLY, ABSOLUTE VALUE, IDEAL FULL-WAVE RECTIFIER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS

CA3130, CA3130A

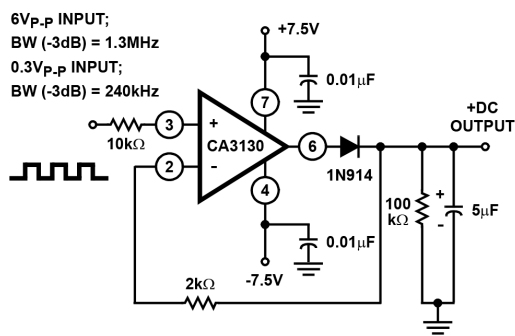


FIGURE 12A. PEAK POSITIVE DETECTOR CIRCUIT

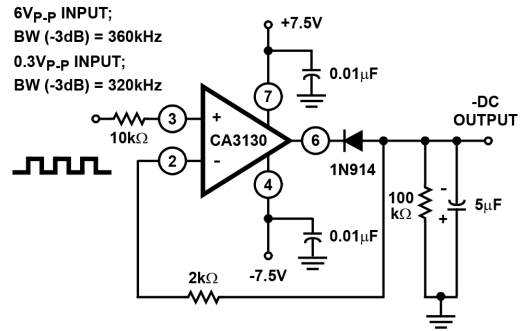


FIGURE 12B. PEAK NEGATIVE DETECTOR CIRCUIT

FIGURE 12. PEAK-DETECTOR CIRCUITS

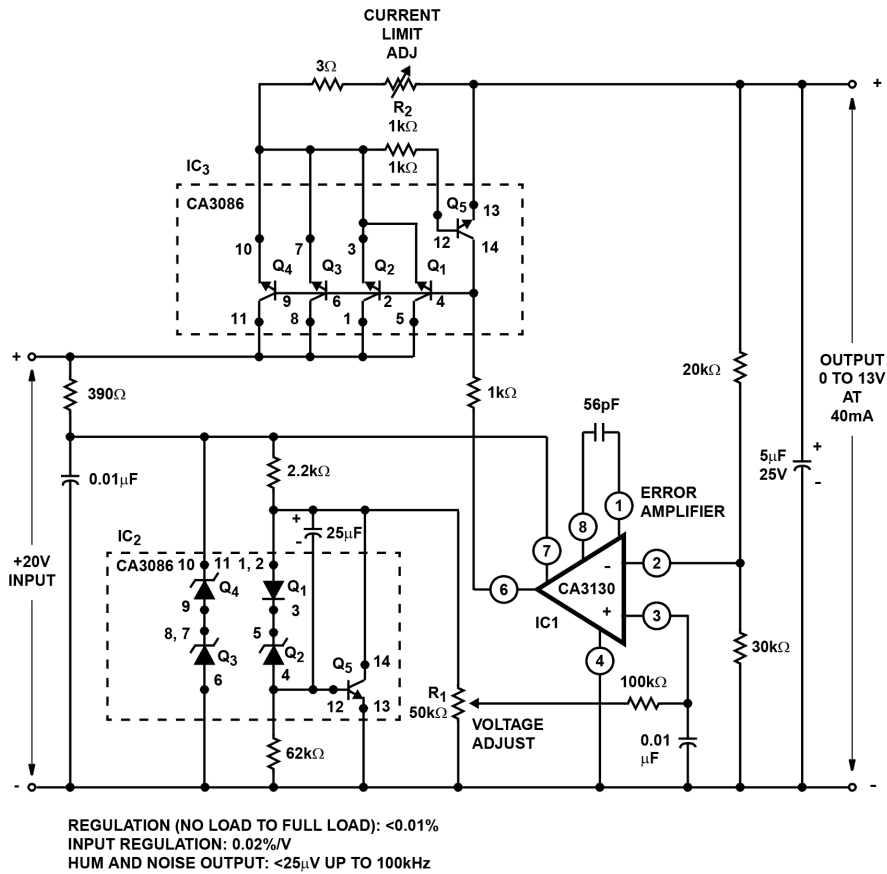


FIGURE 13. VOLTAGE REGULATOR CIRCUIT (0V TO 13V AT 40mA)

CA3130, CA3130A

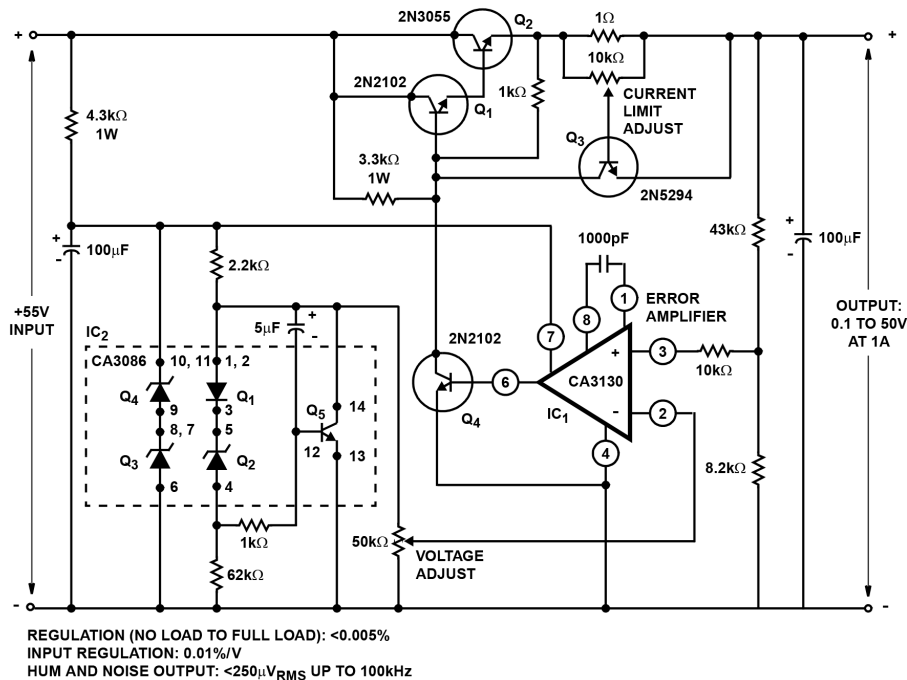


FIGURE 14. VOLTAGE REGULATOR CIRCUIT (0.1V TO 50V AT 1A)

Error-Amplifier in Regulated-Power Supplies

The CA3130 is an ideal choice for error-amplifier service in regulated power supplies since it can function as an error-amplifier when the regulated output voltage is required to approach zero. Figure 13 shows the schematic diagram of a 40mA power supply capable of providing regulated output voltage by continuous adjustment over the range from 0V to 13V. Q₃ and Q₄ in IC₂ (a CA3086 transistor-array IC) function as zeners to provide supply-voltage for the CA3130 comparator (IC₁). Q₁, Q₂, and Q₅ in IC₂ are configured as a low impedance, temperature-compensated source of adjustable reference voltage for the error amplifier. Transistors Q₁, Q₂, Q₃, and Q₄ in IC₃ (another CA3086 transistor-array IC) are connected in parallel as the series-pass element. Transistor Q₅ in IC₃ functions as a current-limiting device by diverting base drive from the series-pass transistors, in accordance with the adjustment of resistor R₂.

Figure 14 contains the schematic diagram of a regulated power-supply capable of providing regulated output voltage by continuous adjustment over the range from 0.1V to 50V and currents up to 1A. The error amplifier (IC₁) and circuitry associated with IC₂ function as previously described, although the output of IC₁ is boosted by a discrete transistor (Q₄) to provide adequate base drive for the Darlington-

connected series-pass transistors Q₁, Q₂. Transistor Q₃ functions in the previously described current-limiting circuit.

Multivibrators

The exceptionally high input resistance presented by the CA3130 is an attractive feature for multivibrator circuit design because it permits the use of timing circuits with high R/C ratios. The circuit diagram of a pulse generator (astable multivibrator), with provisions for independent control of the "on" and "off" periods, is shown in Figure 15. Resistors R₁ and R₂ are used to bias the CA3130 to the mid-point of the supply-voltage and R₃ is the feedback resistor. The pulse repetition rate is selected by positioning S₁ to the desired position and the rate remains essentially constant when the resistors which determine "on-period" and "off-period" are adjusted.

Function Generator

Figure 16 contains a schematic diagram of a function generator using the CA3130 in the integrator and threshold detector functions. This circuit generates a triangular or square-wave output that can be swept over a 1,000,000:1 range (0.1Hz to 100kHz) by means of a single control, R₁. A voltage-control input is also available for remote sweep-control.

CA3130, CA3130A

The heart of the frequency-determining system is an operational-transconductance-amplifier (OTA) (see Note 10), IC₁, operated as a voltage-controlled current-source. The output, I_O, is a current applied directly to the integrating capacitor, C₁, in the feedback loop of the integrator IC₂, using a CA3130, to provide the triangular-wave output. Potentiometer R₂ is used to adjust the circuit for slope symmetry of positive-going and negative-going signal excursions.

Another CA3130, IC₃, is used as a controlled switch to set the excursion limits of the triangular output from the integrator circuit. Capacitor C₂ is a "peaking adjustment" to optimize the high-frequency square-wave performance of the circuit.

Potentiometer R₃ is adjustable to perfect the "amplitude symmetry" of the square-wave output signals. Output from the threshold detector is fed back via resistor R₄ to the input of IC₁ so as to toggle the current source from plus to minus in generating the linear triangular wave.

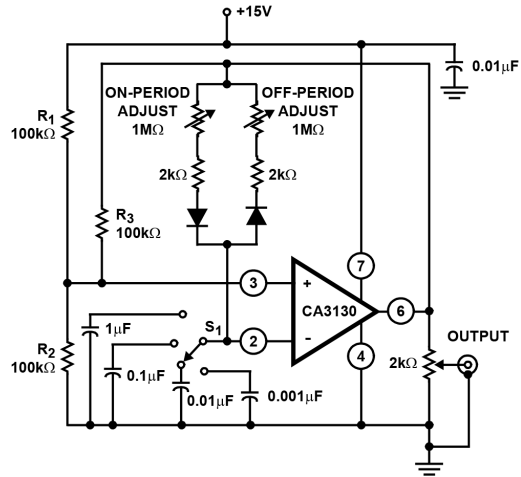
Operation with Output-Stage Power-Booster

The current-sourcing and -sinking capability of the CA3130 output stage is easily supplemented to provide power-boost capability. In the circuit of Figure 17, three CMOS transistor-pairs in a single CA3600E (see Note 12) IC array are shown parallel connected with the output stage in the CA3130. In the Class A mode of CA3600E shown, a typical device consumes 20mA of supply current at 15V operation. This arrangement boosts the current-handling capability of the CA3130 output stage by about 2.5X.

The amplifier circuit in Figure 17 employs feedback to establish a closed-loop gain of 48dB. The typical large-signal bandwidth (-3dB) is 50kHz.

NOTE:

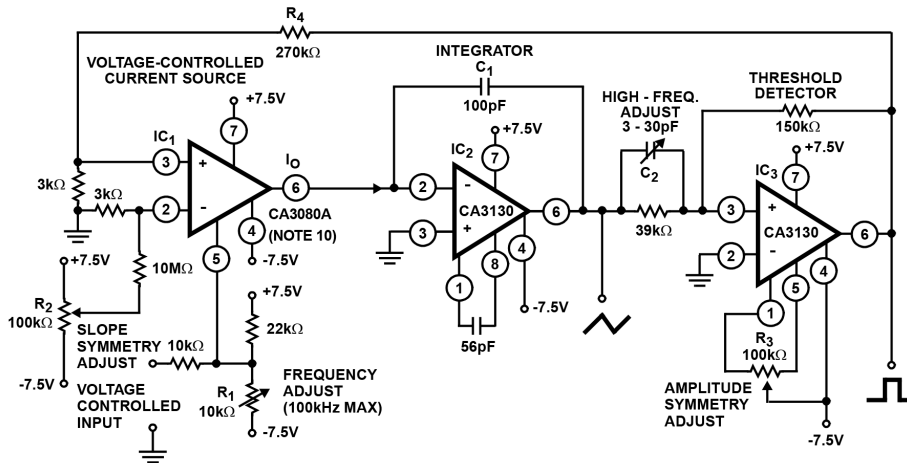
9. See file number 619 for technical information.



FREQUENCY RANGE:

POSITION OF S ₁	PULSE PERIOD
0.001μF	4μs to 1ms
0.01μF	40μs to 10ms
0.1μF	0.4ms to 100ms
1μF	4ms to 1s

FIGURE 15. PULSE GENERATOR (ASTABLE MULTIVIBRATOR) WITH PROVISIONS FOR INDEPENDENT CONTROL OF "ON" AND "OFF" PERIODS

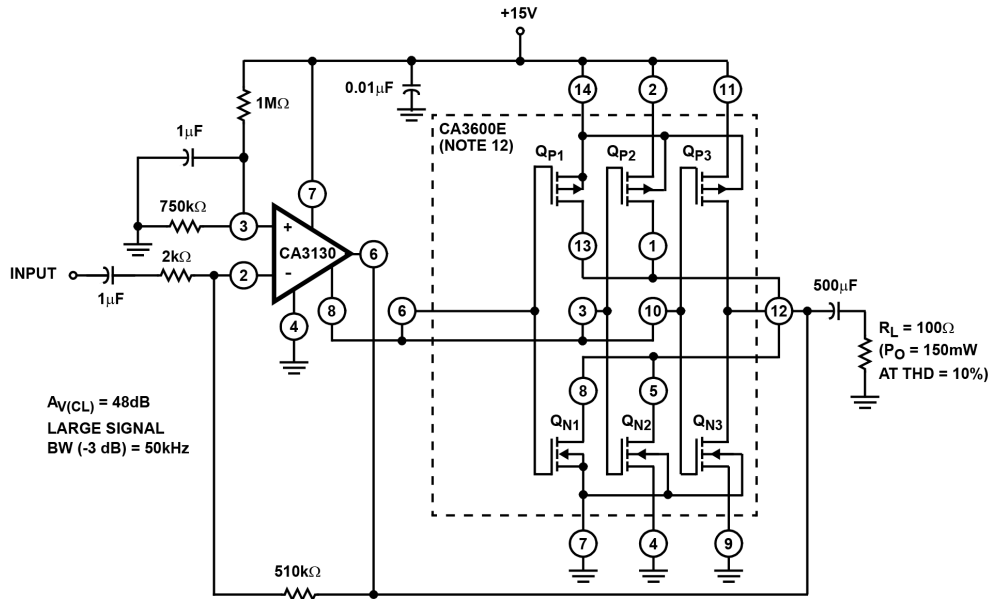


NOTE:

10. See file number 475 and AN6668 for technical information.

FIGURE 16. FUNCTION GENERATOR (FREQUENCY CAN BE VARIED 1,000,000/1 WITH A SINGLE CONTROL)

CA3130, CA3130A



NOTES:

- 11. Transistors QP1, QP2, QP3 and QN1, QN2, QN3 are parallel connected with Q8 and Q12, respectively, of the CA3130.
- 12. See file number 619.

FIGURE 17. CMOS TRANSISTOR ARRAY (CA3600E) CONNECTED AS POWER BOOSTER IN THE OUTPUT STAGE OF THE CA3130

Typical Performance Curves

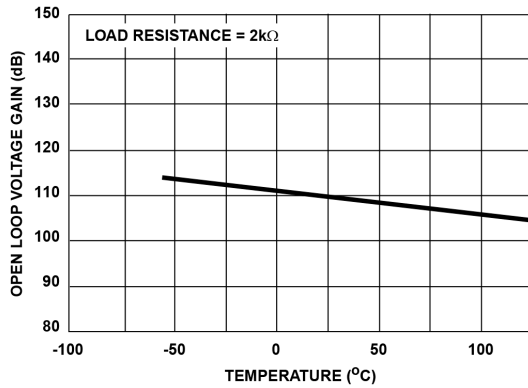


FIGURE 18. OPEN LOOP GAIN vs TEMPERATURE

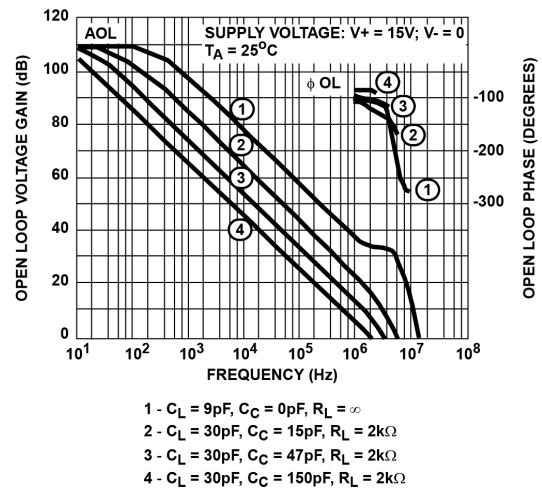


FIGURE 19. OPEN-LOOP RESPONSE

CA3130, CA3130A

Typical Performance Curves (Continued)

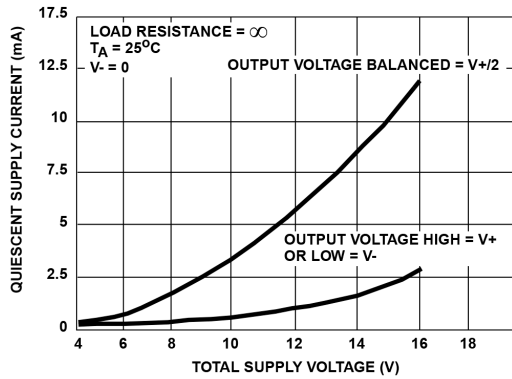


FIGURE 20. QUIESCENT SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

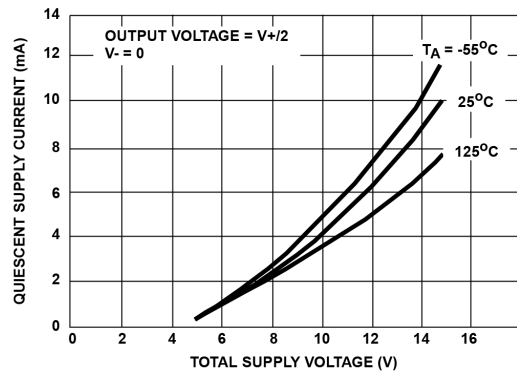


FIGURE 21. QUIESCENT SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

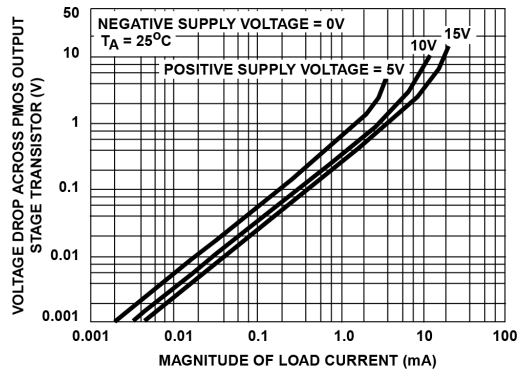


FIGURE 22. VOLTAGE ACROSS PMOS OUTPUT TRANSISTOR (Q₈) vs LOAD CURRENT

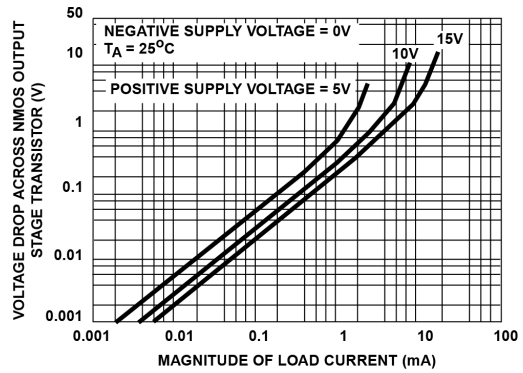
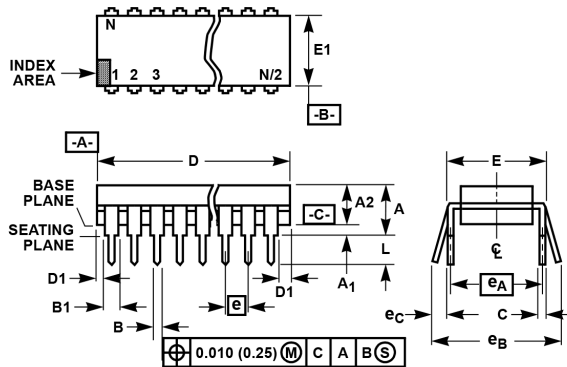


FIGURE 23. VOLTAGE ACROSS NMOS OUTPUT TRANSISTOR (Q₁₂) vs LOAD CURRENT

CA3130, CA3130A

Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



NOTES:

1. Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
4. Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
5. D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
6. E and e_A are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum $-C-$.
7. e_B and e_C are measured at the lead tips with the leads unconstrained. e_C must be zero or greater.
8. B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
9. N is the maximum number of terminal positions.
10. Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

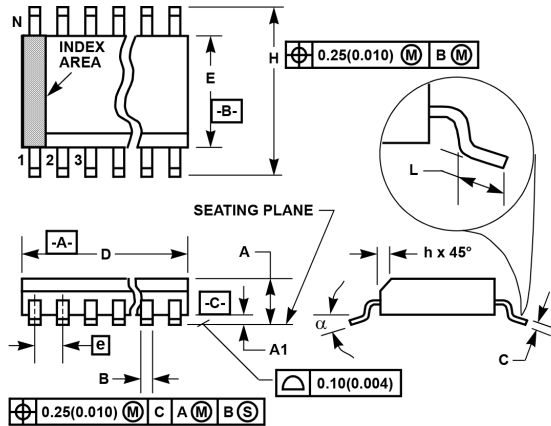
E8.3 (JEDEC MS-001-BA ISSUE D)
8 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.210	-	5.33	4
A1	0.015	-	0.39	-	4
A2	0.115	0.195	2.93	4.95	-
B	0.014	0.022	0.356	0.558	-
B1	0.045	0.070	1.15	1.77	8, 10
C	0.008	0.014	0.204	0.355	-
D	0.355	0.400	9.01	10.16	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.300	0.325	7.62	8.25	6
E1	0.240	0.280	6.10	7.11	5
e	0.100 BSC		2.54 BSC		-
e_A	0.300 BSC		7.62 BSC		6
e_B	-	0.430	-	10.92	7
L	0.115	0.150	2.93	3.81	4
N	8		8		9

Rev. 0 12/93

CA3130, CA3130A

Small Outline Plastic Packages (SOIC)



M8.15 (JEDEC MS-012-AA ISSUE C)
8 LEAD NARROW BODY SMALL OUTLINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.0532	0.0688	1.35	1.75	-
A1	0.0040	0.0098	0.10	0.25	-
B	0.013	0.020	0.33	0.51	9
C	0.0075	0.0098	0.19	0.25	-
D	0.1890	0.1968	4.80	5.00	3
E	0.1497	0.1574	3.80	4.00	4
e	0.050 BSC		1.27 BSC		-
H	0.2284	0.2440	5.80	6.20	-
h	0.0099	0.0196	0.25	0.50	5
L	0.016	0.050	0.40	1.27	6
N	8		8		7
α	0°	8°	0°	8°	-

NOTES:

1. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication Number 95.
2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Dimension "D" does not include mold flash, protrusions or gate burrs. Mold flash, protrusion and gate burrs shall not exceed 0.15mm (0.006 inch) per side.
4. Dimension "E" does not include interlead flash or protrusions. Interlead flash and protrusions shall not exceed 0.25mm (0.010 inch) per side.
5. The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the crosshatched area.
6. "L" is the length of terminal for soldering to a substrate.
7. "N" is the number of terminal positions.
8. Terminal numbers are shown for reference only.
9. The lead width "B", as measured 0.36mm (0.014 inch) or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0.61mm (0.024 inch).
10. Controlling dimension: MILLIMETER. Converted inch dimensions are not necessarily exact.

Rev. 1 6/05

All Intersil U.S. products are manufactured, assembled and tested utilizing ISO9000 quality systems. Intersil Corporation's quality certifications can be viewed at www.intersil.com/design/quality

Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design, software and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see www.intersil.com