

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

JOSÉ FLAVIO DUMS

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA MEDIR  
POTÊNCIA ATIVA EM EQUIPAMENTOS ELETROCIRÚRGICOS  
EM TEMPO REAL**

TESE

CURITIBA  
2017

JOSE FLAVIO DUMS

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA MEDIR  
POTÊNCIA ATIVA EM EQUIPAMENTOS ELETROCIRÚRGICOS  
EM TEMPO REAL**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências. Área de Concentração: Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Bertoldo Schneider Jr.

Co-orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin

CURITIBA  
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

D894d Dums, José Flavio  
2017 Desenvolvimento de um sistema para medir potência ativa em equipamentos eletrocirúrgicos em tempo real / José Flavio Dums.-- 2017.  
89 f. : il. ; 30 cm

Texto em português com resumo em inglês  
Disponível também via World Wide Web  
Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2017  
Bibliografia: f. 85-86

1. Instrumentos e aparelhos cirúrgicos. 2. Instrumentos e aparelhos médicos. 3. Potência reativa (Engenharia elétrica). 4. Circuitos elétricos. 5. Conversores de corrente elétrica. 6. Resistores. 7. Engenharia elétrica – Teses. I. Schneider Júnior, Bertoldo. II. Badin, Alceu André. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

---

CDD: Ed. 23 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba  
Bibliotecário: Adriano Lopes CRB9/1429

## TERMO DE APROVAÇÃO DE TESE Nº 162

A Tese de Doutorado intitulada “**Desenvolvimento de um Sistema para Medir Potência Ativa em Equipamentos Eletrocirúrgicos em Tempo Real**”, defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **José Flavio Dums**, no dia 23 de novembro de 2017, foi julgada para a obtenção do título de Doutor em Ciências, área de concentração Engenharia Biomédica, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

### BANCA EXAMINADORA:

Prof(a). Dr(a). Bertoldo Schneider Junior -Presidente – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Gustavo Theodoro Laskoski – (IFPR)

Prof(a). Dr(a). Hari Bruno Mohr – (UFSC)

Prof(a). Dr(a). Rodrigo Coral – (IFSC)

Prof(a). Dr(a). André Luiz Regis Monteiro - (UTFPR)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 23 de novembro de 2017.

Aos meus eternos amigos, e pais emprestados, Valmor e Marta, que me aceitaram em sua casa e me deram muito mais que eu poderia sonhar, nos anos em que convivemos.

## AGRADECIMENTOS

A Deus pelo dom da vida e pela capacidade intelectual da qual os seres humanos são dotados, permitindo que a evolução da ciência seja apenas uma consequência de nossa existência.

A meus pais, que sempre estiveram presentes em minha vida, são fonte de inspiração e sempre me apoiaram nesta longa jornada pela busca do conhecimento.

A minha família, Angela e Maria Antônia, pelo suporte emocional, carinho e paciência incondicional diante dos desafios e das inúmeras horas de ausência.

Ao meu orientador, prof. Bertoldo Schneider Junior, que me apresentou a eletrocirurgia, me aceitou como seu orientado e me guiou no rumo desta jornada.

Ao meu co-orientador, prof. Alceu André Badin, que antes mesmo desta co-orientação já era amigo de longa data.

Ao povo Brasileiro, que é um fiel pagador de impostos, e, portanto, o maior financiador desta pesquisa.

À secretaria de educação do estado de Santa Catarina, que por meio do programa FUMDES/UNIEDU me proporcionou grande aporte financeiro por meio de uma bolsa de pós-graduação.

À Fundação Instituto Tecnológico de Joinville – FITEJ que me concedeu auxílio financeiro por meio do seu Prêmio de Divulgação Científica e Tecnológica edição 2014/2015.

À Texas Instruments e a Analog Devices pelo fornecimento de amostras dos componentes semicondutores utilizados nesta pesquisa

## RESUMO

DUMS, José Flavio. Desenvolvimento de um sistema para medir potência ativa em equipamentos eletrocirúrgicos em tempo real. 2017. 89 f. Tese – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Dums, J. F.; Schneider Junior, B.; Badin, A. A.. “Circuitos elétricos de baixo custo para aquisição de tensão e corrente em equipamentos de eletrocirurgia”. XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2016, Fóz do Iguaçu - PR. Anais do XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica. Curitiba: UTFPR, 2016. v. 1. p. 436-439

Dums JF, Schneider B Jr, Badin AA. “Low cost system to measure active power in electrosurgical units”. Res Biomed Eng.; “*no prelo*”. DOI: 10.1590/2446-4740.03217

Este trabalho apresenta a concepção de estruturas eletrônicas que podem ser utilizadas para a leitura de tensão e de corrente em conversores estáticos de energia, chaveados ou não, que trabalham em frequências superiores a 100 kHz, em especial as frequências eletrocirúrgicas (300 kHz..5 MHz). Além das estruturas de leitura, também a potência instantânea e a potência ativa são determinadas de forma analógica, possibilitando o futuro desenvolvimento de um sistema de controle da potência ativa de saída de um equipamento eletrocirúrgico. O objetivo é apresentar uma estrutura cuja reatância seja desprezível na faixa de frequências considerada, ou cujo efeito possa ser compensado, possibilitando a criação de circuitos amostradores de sinais complexos, de alta frequência, com um baixo custo de implementação, e usar estas amostras para determinar a potência ativa entregue. Um breve estudo das características reais dos resistores axiais de sinal (resistores com corpo cilíndrico, revestido por um filme de carbono ou filme metálico e com fixação por terminais através de furos na placa de circuito impresso, do inglês *Pin Through Hole* - PTH), de superfície (*Surface Mounted Device* - SMD) e resistores de potência de fio também é apresentado. Em seguida, dois modelos simplificados, porém realísticos, são apresentados, sendo um para resistências inferiores a 100 Ohms ( $\Omega$ ) e outro para resistências superiores a 100  $\Omega$ . Na sequência, um sistema analógico que realiza a amostragem dos sinais de tensão e de corrente de saída é proposto, bem como um sistema que determina a potência ativa em tempo real. Cada sistema é desenvolvido e testado individualmente, sendo que os resultados validados de um estágio são utilizados para aferir a eficácia do estágio subsequente. Ao final, o conjunto é testado, por meio de uma sequência de ensaios, cujos resultados são analisados e as considerações acerca do sistema como um todo são apresentadas, enfatizando que o erro máximo no cálculo da potência ativa ficou abaixo de 20%, como exige a norma NBR IEC 60601-2-2, assim como o baixo custo de implementação foi alcançado. Por fim, estes resultados mostram uma maneira viável de implementar um sistema de medição de potência ativa para saídas de equipamentos eletrocirúrgicos.

**Palavras-chave:** Eletrocirurgia. Potência ativa. Leitura de corrente em alta frequência. Leitura de tensão em alta frequência. Resistor *shunt*. Divisor de tensão.

## ABSTRACT

DUMS, José Flavio. System development for active power calculation in electrosurgical units. 2017. 89 f. Thesis – Graduate Program in Electrical and Computer Engineering, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Dums, J. F.; Schneider Junior, B.; Badin, A. A.. “Circuitos elétricos de baixo custo para aquisição de tensão e corrente em equipamentos de eletrocirurgia”. XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2016, Fóz do Iguacu - PR. Anais do XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica. Curitiba: UTFPR, 2016. v. 1. p. 436-439

Dums JF, Schneider B Jr, Badin AA. “Low cost system to measure active power in electrosurgical units”. Res Biomed Eng.; “*no prelo*”. DOI: 10.1590/2446-4740.03217

This work presents the design of electronic structures that can be used for voltage and current probing in static power converters, switched or not, which work at frequencies above 100 kHz, in particular electrosurgical frequencies (300 kHz..5 MHz). In addition, also the instantaneous power and the active power are determined analogically, allowing the development of a control system that stabilizes active output power of an electrosurgical unit. The purpose of this work is to find a structure with neglectable reactance in the frequency band considered, or compensate them, creating low cost sampler circuits for complex high frequency signals. A brief study of Pin Through Holes (PTH) signal resistors, Surface Mounted Devices (SMD) signal resistor, and power wire resistors above 100  $\Omega$  characteristics is presented. Two realistic simplified models are proposed. One for signal resistances lower than 100  $\Omega$  and power wire resistors lower than 100  $\Omega$ . Another one for signal resistance greater than 100  $\Omega$ . Further, an analog system for reading the output voltage and current are proposed as well as one for real time active power determination. Each system is individually designed and tested. Validated results of one stage are used to assess the effectiveness of the subsequent stage. In the end, the full circuit is tested, and the results are analyzed demonstrating that a lower than 20% error is achieved as well as the low implementation cost. Finally, these results show a way to implement an active power measurement system for electrosurgical units that is unprecedented up to now.

**Keywords:** Electrosurgery. Active power. High frequency current probe. High frequency voltage probe. Shunt resistor. Voltage divider.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama de Blocos do sistema proposto para determinar a potência ativa.....	20
Figura 2: Disposição dos eletrodos durante um procedimento eletrocirúrgico. ....	26
Figura 3: Eletrodos ativos comumente usados em eletrocirurgia.....	27
Figura 4: Eletrodos de retorno. A esquerda uma placa simples e a direita uma placa dupla. ..	28
Figura 5: Formas de onda utilizadas em eletrocirurgia. ....	32
Figura 6: Forma de onda do modo <i>Blend</i> . ....	33
Figura 7: Modelos de alta frequência para componentes passivos. (a) Modelo para resistores; (b) Modelo para indutores; (c) Modelo para capacitores.....	41
Figura 8: Espectro harmônico de um sinal eletrocirúrgico obtido a partir de um equipamento comercial. ....	41
Figura 9: Acima, os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de sinal SMDs. Ao centro os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de sinal PTHs. Abaixo os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de fio.....	42
Figura 10: Modelos simplificados para os resistores. (a) Resistores de sinal acima de 1 k $\Omega$ . (b) Resistores de sinal menores que 47 $\Omega$ e resistores de fio até 100 $\Omega$ .....	43
Figura 11: Disposição dos circuitos de aquisição em relação ao circuito do paciente, onde EA é o eletrodo ativo, ER é o eletrodo de retorno, $v_v(t)$ a amostra de tensão, $v_i(t)$ a amostra de corrente e REF o ponto de referência destas amostras.....	45
Figura 12: Circuito divisor de tensão utilizado para amostrar a tensão de saída.....	46
Figura 13: Circuito divisor de tensão representado pelos modelos equivalentes dos resistores utilizados. ....	46
Figura 14: Resposta em frequência da função de transferência do circuito divisor de tensão. Diagramas de módulo e de fase dos resistores reais e dos modelos utilizados.....	47
Figura 15: Circuito equivalente do divisor de tensão, considerando o modelo realista dos resistores e o capacitor de compensação $C_C$ . ....	48
Figura 16: Resposta em frequência do comportamento de capacitores cerâmicos de disco. ...	48
Figura 17: Resistor <i>shunt</i> conectado em série com o circuito de retorno do paciente. ....	53
Figura 18: Circuito equivalente do resistor <i>shunt</i> , conforme modelo simplificado adotado....	53
Figura 19: Resistor <i>shunt</i> modelado e circuito de compensação adotado. ....	54

Figura 20: Diagrama esquemático da fonte regulada utilizada nos circuitos de tratamento de sinais. ....	57
Figura 21: Circuito amostrador de tensão. ....	58
Figura 22: Na esquerda a aquisição da tensão de saída $v(t)$ (linha cheia) e da tensão amostrada $v_v(t)$ (linha pontilhada) para o circuito de aquisição sem o capacitor de compensação. Na direita, os mesmos sinais para o circuito de aquisição com a presença do capacitor de compensação. ....	59
Figura 23: Regressão linear comparando o sinal de saída $v(t)$ e o sinal amostrado $v_v(t)$ . Na esquerda a comparação para o sinal de saída sem o capacitor de compensação e na direita a comparação para o sinal de saída com o capacitor de compensação. ....	60
Figura 24: Formas de onda e análise por regressão linear dos sinais de tensão, amostrados com a geração de faíscas. Na esquerda os sinais no tempo e na direita a regressão linear. ....	61
Figura 25: Circuito amostrador de corrente.....	62
Figura 26: Aquisição da corrente de saída e da tensão amostrada. Na esquerda a corrente $i(t)$ e amostra $v_i(t)$ sem compensação. Na direita as amostras de $i(t)$ e $v_i(t)$ com a compensação proposta. ....	63
Figura 27: Regressão linear comparando o sinal de saída $i(t)$ e o sinal amostrado $v_i(t)$ . Na esquerda a comparação para o sinal de saída sem o circuito de compensação e na direita a comparação para o sinal de saída com o circuito de compensação. ....	64
Figura 28: Formas de onda e análise por regressão linear dos sinais de corrente, amostrados com a geração de faíscas. Na esquerda os sinais no tempo e na direita a regressão linear. ....	64
Figura 29: Circuito de multiplicação das amostras de tensão e de corrente.....	67
Figura 30: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faísca. ....	69
Figura 31: Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 30.....	70
Figura 32: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faíscas.....	70
Figura 33: Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 32.....	71
Figura 34: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e geração de faíscas.....	72

Figura 35: Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 34.....	72
Figura 36: Circuito de filtragem. Determina o valor médio da potência instantânea.....	74
Figura 37: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea e potência ativa a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faíscas. ....	75
Figura 38: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea e potência ativa a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e com a geração de faíscas, em um ensaio no modo de coagulação com $D = 0,5$ . ....	76
Figura 39: Análise por regressão linear da potência ativa determinada em relação a potência ativa teórica. ....	81
Figura 40: Imagem do protótipo do equipamento de eletrocirurgia utilizado nos ensaios. Réplica do equipamento proposto por Bertoldo (2004). ....	88
Figura 41: Acima a imagem das placas eletrônicas desenvolvidas, onde na esquerda está a fonte de alimentação e na direita a placa de aquisição e a placa de cálculo da potência ativa. Abaixo uma placa metálica utilizada como eletrodo de retorno e um eletrodo ativo com extremidade cônica.....	88
Figura 42: Imagem ilustrando os testes realizados, onde o tecido biológico foi substituído por uma fatia de chuchu ( <i>Sechium edule Sw.</i> ).....	89

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Resultados experimentais. ....	79
Tabela 2: Resultados experimentais compensados e comparativo com o método de cálculo da potência ativa proposto por (MONTEIRO et al., 2015). ....	80
Tabela 3: Resultado do ensaio de resistores. ....	87

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AM-DSB	Tipo de modulação de sinais (amplitude modulada com dupla banda lateral)
Anvisa	Agencia Nacional de Vigilância Sanitária
BIT	Boletim Informativo de Tecnovigilância
<i>Blend</i>	Modo de operação do equipamento eletrocirúrgico que mistura formas de ondas de corte e de coagulação
CC	Indicação de tensão ou corrente contínua
CI	Circuito integrado
DC	<i>Duty Cycle</i> – Ciclo de trabalho de uma forma de onda
DC <i>burns</i>	Queimadura por corrente contínua
Entrada – ER	Ponto do equipamento eletrocirúrgico onde o eletrodo de retorno é conectado
FC	Fator de crista
IEC	International Electrotechnical Commission
NBR	Denominação de norma da Associação Brasileira de Normas Técnicas
Placa – ER	Placa do eletrodo de retorno
PTH	Componentes eletrônicos fixados por pinos através de furos em placas de circuito impresso ( <i>Pin Through Hole</i> )
REF	Ponto de referência
Saída – EA	Ponto do equipamento eletrocirúrgico onde é conectado o eletrodo ativo
SMD	Componentes eletrônicos fixados por soldas superficiais nas placas de circuito impresso ( <i>Surface Mounting Device</i> ).
Spark gap	Gerador de centelhas. Dispositivo que entra em condução quando sua tensão atinge um nível de ruptura, gerando um contato de curta duração
UES	Unidade Eletrocirúrgica
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\phi$	Ângulo de fase de um sinal periódico
$\phi_{Im}$	Ângulo de fase para um harmônico m de corrente
$\phi_M$	Ângulo de fase de um sinal periódico modulante
$\phi_P$	Ângulo de fase de um sinal periódico tipo onda portador
$\phi_{Vn}$	Ângulo de fase para um harmônico n de tensão
$\omega$	Frequência angular. Unidade: [rad/s]
$\omega_M$	Frequência angular de um sinal modulante. Unidade: [rad/s]
$\omega_P$	Frequência angular de um sinal portador. Unidade: [rad/s]
$dt$	Diferencial de tempo – referente a equações diferenciais
$d\omega t$	Diferencial de ângulo – referente a equações diferenciais
A	Coefficiente de inclinação de uma reta y
B	Coefficiente linear de uma reta y
$C_C$	Capacitor de compensação
$C_{CV}$	Capacitor variável de compensação
$C_f$	Capacitor de filtragem
EA	Eletrodo ativo
ER	Eletrodo de retorno
F	Função de transferência do circuito leitor de corrente
FEI	Fator de escala ideal
H	Função de transferência do circuito leitor de tensão
$i(t)$	Corrente de saída da unidade eletrocirúrgica
$I(t)$	Equação no tempo da corrente de um sistema
$I_{DC}$	Componente contínua de uma corrente distorcida
$I_{Pm}$	Valor de pico de um harmônico m de corrente
P	Valor da potência ativa
$P(t)$	Equação no tempo da potência de um sistema
P(t)	Valor da tensão de saída do circuito integrador, proporcional a potência ativa.
$P_{aprox}$	Potência ativa aproximada
$P_{comp}$	Potência ativa compensada com o FEI
$P_{mat}$	Potência ativa determinada matematicamente

$p_{mat}(t)$	Potência instantânea determinada matematicamente
$P_{teórico}$	Potência ativa calculada com um fator de escala teórico
$R^2$	Fator de determinação entre os pontos e a reta, em uma regressão linear
$R_f$	Resistor de filtragem
$t$	indicação de tempo
$T$	Período de um sinal periódico
$t_d$	Duração de um nível/estado de um sinal periódico
$v(t)$	Tensão de saída da unidade eletrocirúrgica
$V(t)$	Equação no tempo da tensão de um sistema
$V_{DC}$	Componente contínua de uma tensão distorcida
$V_{ef}$	Tensão eficaz de um sinal periódica
$v_i(t)$	Tensão lida, proporcional a corrente amostrada pelo resistor <i>shunt</i>
$V_M$	Valor de pico de um sinal de tensão periódico modulante
$V_P$	Valor de pico de um sinal de tensão periódico ou portador
$V_{P1}$	Valor de pico do primeiro harmônico de tensão
$V_{Pn}$	Valor de pico de um harmônico de tensão $n$
$v_p(t)$	Tensão calculada pelo circuito multiplicador analógico, proporcional a potência instantânea
$v_v(t)$	Tensão lida, proporcional à tensão de saída da unidade eletrocirúrgica

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	16
1.1	Delimitação do tema.....	16
1.2	Objetivo geral .....	19
1.3	Objetivo específico.....	19
1.4	Justificativa do trabalho.....	19
1.5	Contribuições.....	20
1.6	Estrutura do trabalho .....	21
2	REVISÃO DO CONHECIMENTO .....	22
2.1	Histórico da eletrocirurgia.....	22
2.2	Conceitos básicos de eletrocirurgia.....	25
2.2.1	Eletrocirurgia.....	25
2.2.2	Eletrodo ativo .....	27
2.2.3	Eletrodo de dispersão .....	28
2.2.4	Faíscas .....	28
2.2.5	Dessecação .....	29
2.2.6	Fulguração.....	30
2.2.7	Incisão .....	30
2.2.8	Coagulação.....	30
2.2.9	Fator de crista e ciclo de trabalho .....	31
2.2.10	Formas de ondas .....	31
2.3	Potência ativa .....	33
2.3.1	Potência ativa para tensão e corrente senoidal.....	34
2.3.2	Potência ativa para tensão senoidal e corrente não senoidal.....	35
2.3.3	Potência ativa para tensão e corrente não senoidais.....	37
2.3.4	Potência ativa para tensão e corrente em modulação AM .....	38
2.4	Não idealidades dos resistores.....	40
2.5	Conclusão .....	43
3	CIRCUITOS DE AMOSTRAGEM.....	45
3.1	Amostragem de tensão .....	45
3.1.1	Modelagem do circuito divisor de tensão .....	46
3.1.2	Compensação para o circuito divisor de tensão .....	47
3.1.3	Equacionamento do circuito de compensação .....	49
3.2	Amostragem de corrente .....	52
3.2.1	Modelagem do resistor <i>shunt</i> .....	52

3.2.2	Compensação para o resistor <i>shunt</i> .....	53
3.2.3	Equacionamento do circuito de compensação .....	54
3.3	Resultados experimentais .....	56
3.3.1	Fonte de tensão simétrica .....	57
3.3.2	Ensaio do circuito amostrador de tensão .....	58
3.3.3	Ensaio do circuito amostrador de corrente .....	62
3.4	Conclusão .....	65
4	CÁLCULO DA POTÊNCIA ATIVA.....	67
4.1	Multiplicação das amostras de tensão e de corrente.....	67
4.1.1	Resultado de ensaios .....	68
4.2	Determinando o valor médio da potência.....	73
4.2.1	Circuito proposto.....	73
4.2.2	Resultados experimentais.....	74
4.3	Conclusão .....	76
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS ADICIONAIS .....	78
5.1	Ensaio prático .....	78
6	CONCLUSÃO E DISCUSSÃO .....	82
7	CONTINUIDADE DA PESQUISA .....	84
	REFERÊNCIAS .....	85
	APÊNDICE 1 – Ensaio de resistores.....	87
	APÊNDICE 2 – Imagens dos protótipos .....	88

## 1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica tem sido utilizada para a realização de procedimentos cirúrgicos desde o final do século 19. Contudo, a sua utilização em alta frequência só se tornou popular com o desenvolvimento do primeiro equipamento de eletrocirurgia em 1926, por William T. Bovie, e a publicação dos primeiros resultados de sua utilização em 1928. Desde então muito se aprendeu sobre a biofísica envolvida com a alta frequência, e tanto a técnica como os equipamentos evoluíram ao ponto de hoje a energia poder ser aplicada de forma mais segura e eficaz (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012).

Pode-se definir Eletrocirurgia como a utilização de uma corrente elétrica em alta frequência e alta intensidade (densidade), a partir de altas tensões, para produzir incisões, remover ou destruir tecidos biológicos e ainda promover algum grau de hemostasia (estancar um sangramento/hemorragia) (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005).

### 1.1 Delimitação do tema

Desde sua concepção, no final do século XIX e início do século XX, a estrutura dos geradores eletrocirúrgicos se manteve praticamente inalterada até o início da década de 1970, quando houve um grande aumento na complexidade, sofisticação e disseminação da tecnologia para os equipamentos eletrocirúrgicos, consequência da criação dos primeiros geradores eletrocirúrgicos de estado sólido (geradores transistorizados, substituindo os geradores a válvula até então utilizados) (WEBSTER, 2006).

Infelizmente, em função do anseio em tornar os equipamentos compactos e portáteis, muitos fabricantes negligenciaram questões de segurança, e seus equipamentos acabaram por ser subprojetados<sup>1</sup>. Conjuntamente a este fator, também a popularização da utilização dos equipamentos médico-hospitalares fez crescer vertiginosamente a ocorrência de acidentes elétricos em ambiente hospitalar (ANVISA, 2004).

---

<sup>1</sup> Entende-se como subprojetados o fato destes permitirem a aplicação de tensões extremamente elevadas nas saídas dos equipamentos, não apresentarem circuitos de monitoramento de contato da placa de retorno com o paciente e dos cabos com o equipamento, não possuírem o isolamento adequado para altas frequência, entre outras características.

No início dos anos 90 o Ministério da Saúde iniciou um trabalho, visando regularizar a certificação de conformidade à regulamentos e Normas Técnicas dos equipamentos médicos, procurando melhorar a qualidade desses no Brasil, sendo que em 12 de dezembro de 1994 o referido ministério promulgou a portaria 2043 que tornou compulsória a certificação dos equipamentos eletromédicos no Brasil (SCHNEIDER JR, 2004).

Após dez anos da obrigatoriedade de certificação dos equipamentos eletromédicos, a Agência Nacional de Vigilância Sanitária (Anvisa) emitiu o Boletim Informativo de Tecnovigilância (BIT) número 04 de 2004 (ANVISA, 2004) que destacou a grande ocorrência de acidentes relacionadas ao uso destes equipamentos. No tocante aos equipamentos eletrocirúrgico, o boletim ressaltou que os profissionais que os utilizavam estavam sujeitos a choques elétricos, incêndios e explosões. Já aos pacientes, além dos riscos já citados, também havia uma grande chance de sofrerem queimaduras.

Conforme levantamento realizado no portal da Anvisa (ANVISA, 2016), no Brasil existem pelo menos 15 modelos diferentes de equipamentos eletrocirúrgicos que já foram autorizados à comercialização. Nem todas as autorizações estão vigentes, mas, de alguma forma, estes equipamentos estão presentes nos hospitais do país. Ao consultar os documentos técnicos destes, e compará-los com a norma vigente no país, constata-se que nenhum fabricante pode garantir que a potência apresentada no painel do equipamento corresponda à potência ativa entregue na saída do mesmo, uma vez que em nenhum equipamento a indicação de potência é dada em Watts, conforme exigência da norma NBR IEC 60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013).

Considerando que a eletrocirurgia é o uso da corrente elétrica em alta frequência para gerar uma elevação da temperatura intracelular, de forma a obter a vaporização ou a combinação de dessecação e coagulação (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012), e que apenas a energia proveniente da potência ativa é capaz de gerar esses resultados, conclui-se que o conteúdo reativo desta energia não pode ser considerado na potência utilizada de fato nos procedimentos.

Neste sentido, ao considerar que os condutores utilizados para conectar o paciente ao equipamento apresentam, em média, comprimentos de três metros, e que isso acarreta a inserção de uma impedância reativa relativamente grande ao circuito (ANVISA, 2004), bem como as capacitâncias e indutâncias parasitas que aparecem devido aos contatos dos eletrodos com os pacientes, pode-se perceber que somente mensurar a potência aparente entregue ao circuito do paciente não é garantia de que se conseguirá o efeito desejado.

Cabe ressaltar que pequenas diferenças de potência podem ser suficientes para sair de uma condição de incapacidade de corte, por falta de energia, para uma situação de carbonização de tecidos por excesso de energia. Além disso, não só a variação da impedância dos tecidos é fator de interferência na potência entregue, mas também fatores externos, como a movimentação dos cabos que levam a energia do equipamento ao paciente (ex.: um cabo enrolado que ao ser esticado para aumentar o alcance da incisão tem sua indutância diminuída), movimentação do equipamento eletrocirúrgico, que acarreta em mudança da posição dos cabos, troca da ponta do eletrodo ativo (mudança de formato), distância do eletrodo ativo para o tecido biológico, entre outros.

Diante destes fatores, este trabalho apresenta um sistema capaz de realizar a leitura das grandezas elétricas de saída do equipamento eletrocirúrgico, independente da variação das condições externas, e então determinar, em tempo real, a potência ativa entregue.

Este sistema se diferencia de outros equipamentos existentes, utilizados para aferir a potência dos equipamentos eletrocirúrgico, porque é um sistema que está sendo desenvolvido para ser embarcado junto ao equipamento e assim permitir o controle da potência ativa, sem a necessidade de utilizar equipamentos externos.

Mas realizar a leitura da potência ativa em um equipamento de eletrocirurgia não é algo simples. Pelo fato destes equipamentos operarem em frequência elevadas, os resistores normalmente utilizados para amostrar a tensão (divisor de tensão) e a corrente (resistor *shunt*) passam a ser influenciados por elementos parasitas como as indutâncias e as capacitâncias decorrentes da sua construção física, o que modifica o módulo e a fase destas impedâncias (LUDWIG; BRETCHKO, 2000).

Soluções mais complexas como transformadores de tensão e de corrente também podem ser empregados para realizar estas amostragens, porém sua complexidade de fabricação e restrições na banda de operação tornam essas soluções caras e por vezes inviabilizam sua utilização comercial. Sendo assim, outras soluções tecnológicas precisam ser estudadas para reduzir os custos e a complexidade dos circuitos de amostragem, de forma a serem produzidos sistemas de baixo custo e eficientes, capazes de operar em uma grande faixa de frequências, que pode chegar a algumas dezenas de mega-hertz (MHz), devido à presença de conteúdo harmônico nos sinais lidos.

## 1.2 Objetivo geral

Conceber um sistema de medição de potência ativa que possa ser aplicado os circuitos eletrocirúrgico com saída linear ou chaveados.

## 1.3 Objetivo específico

Apresentar a concepção de estruturas eletrônicas destinadas a realizar a amostragem da tensão e da corrente de saída do equipamento eletrocirúrgico (sem causar distorções nas medidas ou interferir no funcionamento do equipamento) e que possuam baixo custo de implantação. A partir dessas leituras, determinar a potência ativa em tempo real, viabilizando posterior regulação e controle da mesma.

## 1.4 Justificativa do trabalho

Toda fonte de energia, incluindo a eletrocirúrgica, possui riscos associados ao seu uso. Logo, é importante criar métodos para o uso seguro do equipamento a fim de minimizar esses riscos, uma vez que não é possível eliminá-los. Entre os riscos mais comuns associados à eletrocirurgia estão as queimaduras, a eletroestimulação de tecidos excitáveis e a ignição de gases (WEBSTER, 2006).

As queimaduras podem ser provenientes de mau contato da placa de retorno ou por caminhos secundários da energia em alta frequência. Devido à não simetria da corrente elétrica quando da presença de faíscas em um procedimento de corte, algum nível de tensão contínua (CC) pode surgir e, como consequência, queimaduras por corrente contínua (*DC burns*) podem ser constatadas (SCHNEIDER; DIAS; ABATTI, 2010). Embora a frequência de operação do equipamento esteja além das frequências que podem gerar eletroestimulação, sabe-se que as faíscas geram componentes ou outros efeitos em baixas frequências, e tais componentes podem excitar os tecidos dos músculos e nervos (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2008; WEBSTER, 2006).

Muitos destes problemas podem ser reduzidos com a aplicação adequada da tecnologia. Conforme (CRUZ et al., 2014) é possível verificar que uma grande parte dos problemas decorrentes da utilização do bisturi elétrico não depende da perícia do operador, mas sim do funcionamento, ou mau funcionamento dos mesmos. Diante destes fatos é possível vislumbrar que, ao se determinar a potência ativa aplicada em tempo real, há uma contribuição significativa para o aperfeiçoamento dos equipamentos e das técnicas de trabalho dos cirurgiões que os operam.

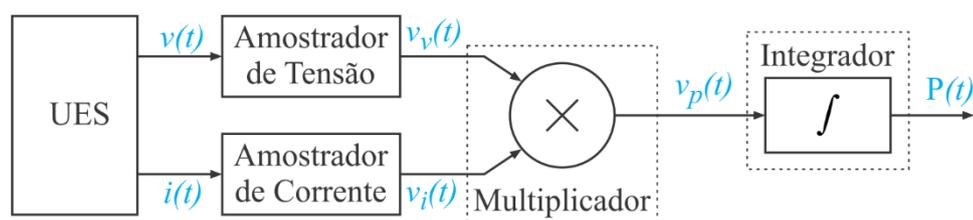
## 1.5 Contribuições

Com este trabalho, espera-se contribuir para a melhoria dos equipamentos de eletrocirurgia, e, como consequência, com a evolução dos procedimentos cirúrgicos, tornando-os mais seguros.

Essas melhorias são consequência do desenvolvimento de um sistema eficiente de leitura dos parâmetros de saída do bisturi elétrico. O diferencial deste sistema de leitura de parâmetros é que ele permite medir as grandezas de tensão e de corrente em uma ampla faixa de frequência, sem inserir distorções nas mesmas, utilizando apenas componentes passivos (resistores e capacitores) comuns e de baixo custo, bem como de amplificadores operacionais com larga banda de frequência de operação, facilmente encontrados comercialmente.

Além do sistema de medição, também o cálculo da potência ativa é implementado a partir de um multiplicador de sinais analógicos e um circuito integrador de valor médio, concebido a partir de um filtro seletor de sinais, resultando em uma grandeza contínua, proporcional à potência ativa de saída do equipamento.

O conjunto de sistemas propostos com a finalidade de determinar a potência ativa instantânea é apresentado no diagrama de blocos da figura 1.



**Figura 1: Diagrama de blocos do sistema proposto para determinar a potência ativa.**  
**Fonte: Autor.**

Onde:  $v(t)$  é a tensão e  $i(t)$  é a corrente de saída da unidade eletrocirúrgica (UES),  $v_v(t)$  é uma tensão proporcional  $v(t)$  e  $v_i(t)$  é uma tensão proporcional a  $i(t)$ ,  $v_p(t)$  é o produto das tensões amostradas e  $P(t)$  é uma tensão proporcional a potência ativa instantânea.

É importante evidenciar o fato de que, durante o desenvolvimento deste trabalho, nenhum equipamento eletrocirúrgico no mercado possuía um sistema de medição de potência ativa que garantisse o atendimento do erro máximo de 20% desta grandeza, exigidos pela norma NBR IEC 60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013), embora esta tecnologia tenha quase um século de utilização.

## 1.6 Estrutura do trabalho

Este primeiro capítulo, aqui designado de introdução, apresentou uma contextualização do universo da eletrocirurgia, a fim de justificar o desenvolvimento desta pesquisa, além de apresentar os objetivos e as contribuições deste trabalho.

O segundo capítulo apresenta uma breve descrição histórica do desenvolvimento da eletrocirurgia até o final do século XX e uma revisão mais aprofundada das tentativas de medição e controle da potência ativa já feitas neste século. Também uma apresentação dos conceitos básicos envolvidos na eletrocirurgia e as não idealidades dos componentes passivos são descritas.

O terceiro capítulo trata da modelagem e do desenvolvimento dos sistemas de leitura da tensão e da corrente de saída do bisturi elétrico, bem como os resultados de ensaios são apresentados e discutidos.

O quarto capítulo, aborda o cálculo da potência ativa a partir das grandezas medidas. Os circuitos propostos para determinar a potência instantânea e a potência ativa são apresentados, ensaiados e os resultados discutidos.

O quinto capítulo trás os resultados experimentais de todo o sistema, onde vinte e três resultados são tabulados e analisados.

O sexto capítulo aborda as discussões e conclusões oriundas desta pesquisa.

O sétimo capítulo, por fim, traz as sugestões de melhorias e trabalhos futuros a serem desenvolvidos a partir das contribuições aqui apresentadas.

## 2 REVISÃO DO CONHECIMENTO

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica referente ao desenvolvimento da eletrocirurgia, buscando contextualizar o presente trabalho e levar o leitor ao estado da arte. Também alguns conceitos básicos serão apresentados, de forma a permitir um entendimento dos processos e fenômenos envolvidos, bem como as formas de onda que os geram.

### 2.1 Histórico da eletrocirurgia

A cauterização é provavelmente a primeira forma de aplicação de energia para a realização de procedimentos pelos cirurgiões. Ela consiste na aplicação de calor ao tecido por meio de uma ferramenta aquecida. Esse procedimento causa a destruição do tecido e certamente tem sido de grande valia como método para o controle de hemorragias.

As primeiras utilizações da eletricidade em procedimentos cirúrgicos se deram com a aplicação desta para gerar aquecimento nos instrumentos cirúrgicos, causando como efeito secundário da transferência de calor a coagulação e a dessecação de tecidos (STILLINGS, 1973).

A introdução das correntes elétricas em altas frequência na eletrocirurgia é normalmente atribuída a Willian T. Bovie e Harven Cusshing. Embora existam relatos de que no final do século XIX já eram realizados testes com este tipo de energia, foi Bovie, em 1926, que desenvolveu o primeiro equipamento de eletrocirurgia em radiofrequências, destinado a este fim, e Cusshing foi o primeiro a utilizá-lo em um procedimento (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012).

Uma grande vantagem do equipamento de eletrocirurgia é o fato de que ele permitiu a realização de procedimentos cirúrgicos, como o realizado por Cusshing, com a mínima perda de sangue e baixa taxa de infecção, fazendo desta técnica uma das preferidas pelos cirurgiões frente à cirurgia com bisturi convencional (BERNARDI, 2007).

Após sua instituição como equipamento e técnica cirúrgica, a eletrocirurgia pouco evoluiu em termos científicos e tanto o tamanho como a configuração dos circuitos eletrônicos se mantiveram praticamente inalterada até os anos 70 (WEBSTER, 2006). Na configuração estabelecida por Bovie, as unidades eletrocirúrgicas eram concebidas essencialmente com um

gerador de arcos “*spark gap*” para realizar coagulação e um gerador a tubos de vácuo (válvulas) para realizar cortes.

No início dos anos 70 a “Valleylab & SEM” introduziu os geradores eletrocirúrgicos de estado sólido (WEBSTER, 2006). Estas novas estruturas são consequência da evolução dos semicondutores, o que permitiu substituir as válvulas e *spark gaps* por circuitos transistorizados. As principais vantagens da introdução dos equipamentos de eletrocirurgia de estado sólido, operados em rádio frequências, é que eles permitiram produzir tensões mais baixas de saída e formas de ondas mais consistentes, bem como o isolamento dos circuitos eletrônicos, o que possibilitou desenvolver e aperfeiçoar a segurança dos equipamentos (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012).

Desde então muito pouco foi desenvolvido ou inovado nestes equipamentos, e uma constatação de que ainda se tem muito a evoluir é o fato de que ainda hoje são admitidos conceitos relacionados à forma de onda, como a amplitude e o amortecimento, que foram constatados empiricamente por Grant E. Ward em 1925 (PEARCE, 1986 *apud* BERNARDI, 2007), e cujas justificativas ainda não estão completamente elucidadas devido à enorme gama de variáveis envolvidas em um procedimento eletrocirúrgico.

Segundo Webster (2006), até meados da década de noventa, todos os equipamentos de eletrocirurgia atuavam como fontes de tensão, projetadas para operar com uma resistência de saída na faixa do 300  $\Omega$  a 500  $\Omega$ . Atualmente estes equipamentos possuem embarcados algum dispositivo microcontrolado, permitindo assim que seja incorporado algum modo de controle da energia entregue.

Em um resgate do desenvolvimento da eletrocirurgia nas últimas décadas é possível constatar que a produção de estudos sobre equipamentos de eletrocirurgia tem se concentrado em três eixos: (a) Desenvolver novas topologias que permitam um controle indireto da potência de saída (FRIEDRICHS; ERICKSON; GILBERT, 2012; JENSEN; MAKSIMOVIC, 2017; SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005; WURZER et al., 1997); (b) Utilizar técnicas computacionais para determinar a potência de saída (FRITZ; SCHALL, 2014; MONTEIRO et al., 2015; ZHOU et al., 2014). (c) Utilizar circuitos de baixo custo para obter valores proporcionais às grandezas de saída e assim tentar determinar a potência entregue (SCHMITT et al., 1983; TUCKER; STASZ; KRAMOLOWSKY, 1989).

Em relação ao eixo “a”, é importante salientar que quando se busca a medição de alguma grandeza por meio de parâmetros intermediários aos circuitos, como as propostas apresentadas em (FRIEDRICHS; ERICKSON; GILBERT, 2012; JENSEN; MAKSIMOVIC, 2017), se está exposto a erros de aproximação devido às perdas de potência nos elementos que sucedem os

circuitos amostradores, que não são constantes, e inferem imprecisão às medições e aos cálculos realizados.

Ademais, a utilização de grandezas indiretas, em geral, deve-se considerar uma linearização dos sistemas que muitas vezes não condiz com a realidade. Ao considerar o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de saída para determinar a potência ativa (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005), é preciso supor tensão e corrente senoidais na saída, sem a presença de conteúdo harmônico. Contudo foram observadas harmônicas, principalmente com a ocorrência de faíscas (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2008). No mesmo sentido de linearização, ao contar o número de faíscas para determinar a potência (WURZER et al., 1997), está-se supondo que a energia de uma faísca é constante. Contudo, a gama de variáveis envolvidas com a ionização do gás, no meio onde ocorre a faísca, é muito grande, ficando impossível afirmar que uma faísca apresente sempre a mesma energia. Dentre estas variáveis, pode-se citar como exemplo a geometria da ferramenta, o espaçamento entre eletrodo e paciente e a própria impedância dos tecidos, que varia constantemente. Portanto, as técnicas propostas nesta temática tendem a aproximar a potência ativa da saída de um parâmetro ideal, contudo não são garantia de êxito nem precisão.

Na temática apresentada no eixo “b”, as técnicas exigem um grande aparato tecnológico, como dispositivos capazes de calcular a potência ativa por meio de alguma ferramenta computacional, como as transformadas de Fourier e Hilbert das grandezas de saída (FRITZ; SCHALL, 2014; MONTEIRO et al., 2015) ou um computador executando uma plataforma de programação e supervisão, como o LabVIEW, para processar as grandezas mensuradas por dispositivos complexos como transformadores de tensão e de corrente (ZHOU et al., 2014). As desvantagens destas técnicas é que elas dificilmente conseguirão fazer um controle em tempo real a baixo custo, pois dispositivos de processamento *in silício*, com altas velocidades, possuem alto custo associado.

Por fim tem-se o eixo “c”, que também é o mais impreciso. Nesta linha de pesquisa busca-se determinar valores proporcionais às grandezas de saída, como, por exemplo, sinais de tensão proporcionais aos valores eficazes da tensão e da corrente de saída. Ao utilizar esses sinais não é possível distinguir o conteúdo reativo do ativo e, portanto, o que se consegue é estimar a potência aparente, mas não a potência ativa.

Mesmo não tendo um sistema de controle eficiente da potência ativa de saída e ainda sendo causa de danos ou efeitos indesejados, como queimaduras e eletroestimulação, aos pacientes, a eletrocirurgia continua sendo amplamente empregada nos centros cirúrgicos pelo

mundo devido às vantagens decorrentes de sua utilização, como a baixa taxa de sangramentos e a possibilidade de realizar cortes e cauterizações.

Diante do fato de que o bisturi elétrico é altamente empregado, mas que não existe um equipamento que apresente um controle eficaz da potência ativa, de que os estudos já apresentados não trazem a precisão necessária para atender ao requisito de erro máximo da potência ativa, exigidos pela norma NBR IEC 60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013), e que sua implementação se torna inviável devido os custos, fica mais uma vez clara a contribuição científica deste estudo que visa melhorar o funcionamento dos equipamentos de eletrocirurgia e, com isso, possibilitar aos cirurgiões atingir níveis de excelência em seus procedimentos.

## **2.2 Conceitos básicos de eletrocirurgia**

A seguir serão apresentados alguns dos princípios envolvidos na eletrocirurgia, como a descrição de sua concepção, estruturação mecânica e ferramental, as principais formas de onda e os efeitos obtidos com suas aplicações.

### **2.2.1 Eletrocirurgia**

“Eletrocirurgia é a utilização de altas intensidades de corrente elétrica, em alta frequência, para fazer incisões, destruir ou remover tecidos orgânicos juntamente com a promoção de algum grau de hemóstase (ação de estancar uma hemorragia)” (SCHNEIDER JR, 2004). Para isso, a energia precisa ser aplicada entre dois elementos condutores chamados eletrodos.

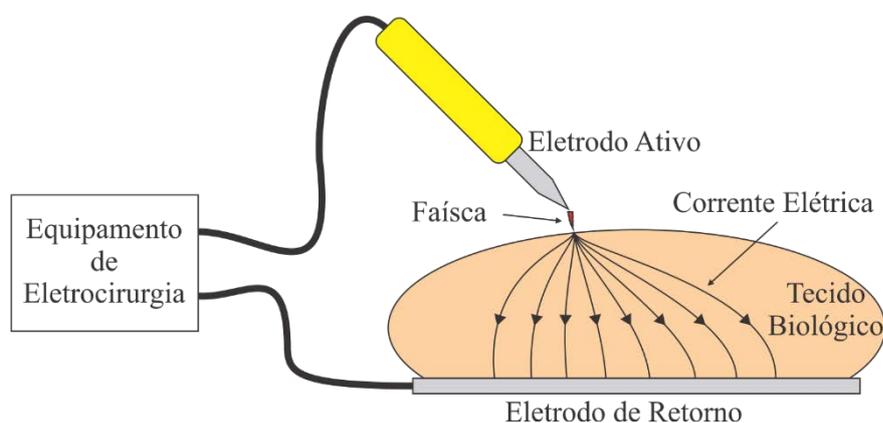
Um dos eletrodos, comumente chamado de ativo, possui uma geometria favorável a produção de alta densidade de corrente no ponto de aplicação/contato com o paciente. Essa geometria pende para a utilização de dispositivos com extremidades finas ou pontiagudas. A alta densidade de corrente provoca fenômenos térmicos no tecido, que podem resultar em corte, coagulação ou alguma combinação entre estes dois processos.

O segundo eletrodo é o de dispersão. Com uma grande área de contato com o paciente ele permite que a corrente retorne ao equipamento, fechando um circuito elétrico, por meio de

uma interface de baixa densidade de corrente, e consequente efeito térmico não nocivo à integridade do paciente.

A figura 2 ilustra a disposição dos eletrodos com o paciente, bem como a representação dos possíveis caminhos de circulação da corrente. Destaca-se nesta ilustração o surgimento de uma faísca, comum no procedimento de corte, e o caminho de circulação da corrente elétrica pelo corpo do paciente, demonstrando assim o ponto de alta densidade de corrente no eletrodo ativo e a área de baixa densidade de corrente no eletrodo de retorno.

Cabe aqui ressaltar que não se deve confundir o bisturi elétrico com o eletrocautério. Enquanto a eletrocirurgia utiliza a alta densidade de corrente elétrica no tecido para gerar aquecimento, o eletrocautério utiliza a corrente elétrica para gerar aquecimento no instrumento cirúrgico, e este é então aplicado ao tecido para proceder a uma cauterização.

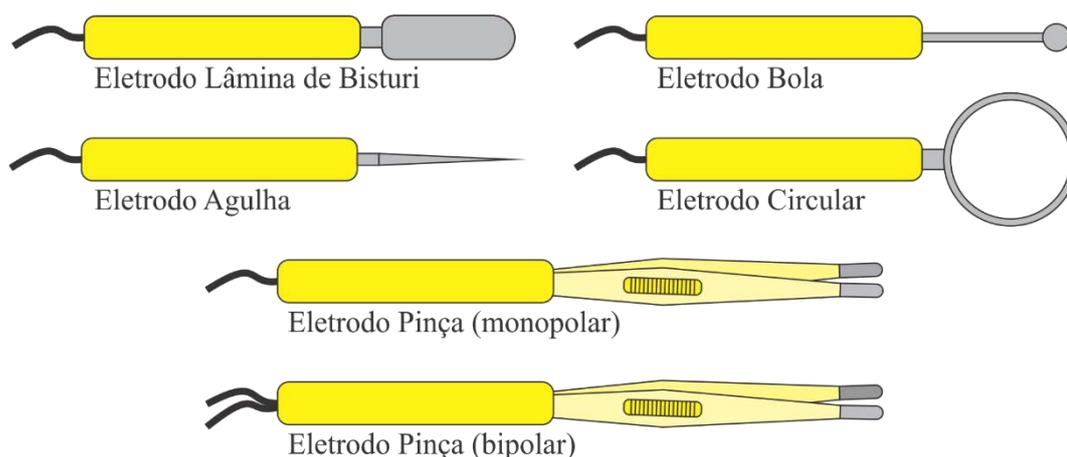


**Figura 2: Disposição dos eletrodos durante um procedimento eletrocirúrgico.**  
**Fonte: Adaptado de (SCHNEIDER JR, 2004).**

A partir de 1994 a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) passou a normatizar as características de funcionamento destes equipamentos. Essa normatização tem como base a tradução da norma Internacional IEC 60601 e suas normas colaterais. Para os equipamentos de eletrocirurgia em específico, a norma vigente é a NBR IEC 60601-2-2, onde se especifica que esses equipamentos devem operar em uma faixa de frequências entre 300 kHz e 5 MHz (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013). Segundo Webster (2006), o limite inferior dessa faixa de valores foi atribuída para que se tenha uma boa margem de segurança, visto que a partir de 100 kHz não é mais possível ocasionar eletroestimulação. O valor superior foi adotado em virtude de que a partir de 5 MHz muitos problemas com interferências eletromagnéticas começam a surgir, bem como o efeito de indutâncias e capacitâncias parasitas passam a ser significativos.

## 2.2.2 Eletrodo ativo

Quanto aos eletrodos ativos, existem basicamente dois tipos. Os eletrodos monopolares e os bipolares. Os eletrodos monopolares podem ser de diversos formatos e tamanhos, abrangendo uma grande quantidade de procedimentos. Para o uso deste eletrodo, obrigatoriamente um eletrodo de dispersão precisa ser utilizado, pois toda energia retorna ao equipamento por este. Dentre os diversos formatos, os mais comuns são apresentados na figura 3, sendo que o eletrodo tipo Lâmina de Bisturi (faca) é normalmente utilizado para realizar cortes e incisões, o eletrodo tipo Bola é utilizado para dessecção e fulguração, o eletrodo tipo Agulha é utilizado para cortes precisos, o eletrodo Circular é utilizado para ressecção de tecidos e o eletrodo tipo Pinça é utilizado para selar vasos sanguíneos.



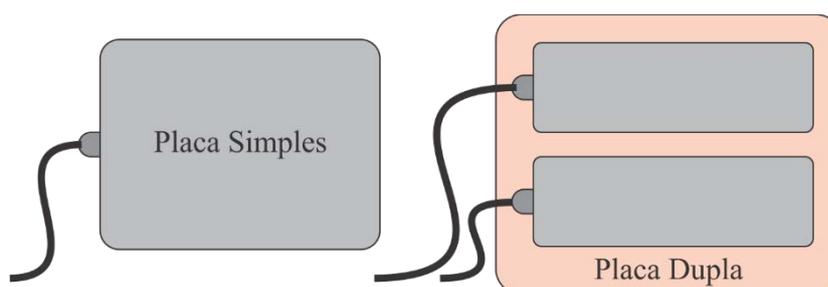
**Figura 3: Eletrodos ativos comumente usados em eletrocirurgia.**  
**Fontes: (SCHNEIDER JR, 2004; WEBSTER, 2006)**

Os eletrodos bipolares possuem o formato de uma pinça e são também utilizados para selar vasos sanguíneos. Nesses eletrodos a energia flui entre os contatos que são muito próximos, evitando grande circulação de corrente pelo corpo do paciente. Contudo, mesmo quando do uso destes eletrodos, a placa de dispersão não é excluída, por questões de segurança, caso ocorra alguma fuga de corrente do circuito formado pelos eletrodos da pinça.

Outra vantagem deste tipo de instrumento, além da circulação da corrente, está no fato de ser possível exercer pressão sobre a área de contato, o que ajuda a selar vasos e cauterizar tecidos sobressalentes.

### 2.2.3 Eletrodo de dispersão

Os eletrodos de dispersão, também chamados de placa do paciente, eletrodo neutro, eletrodo passivo, eletrodo de retorno ou eletrodo de referência (SCHNEIDER JR, 2004), são dispositivos condutores de grande área e tem a função de proporcionar um caminho de retorno para a corrente elétrica. Esses podem ser de dois formatos, conforme ilustra a figura 4. Uma placa simples, de aço inox, em contato direto com a pele do paciente ou placa dupla, com duas áreas condutoras próximas, porém isoladas. A vantagem deste segundo tipo de placa é o fato de ela permitir o monitoramento do contato com o paciente, por meio da medição da impedância entre as placas. Caso o contato seja precário, o aumento da impedância pode ser utilizado para soar um alarme e ainda interromper o funcionamento do equipamento a fim de evitar danos ao paciente.



**Figura 4: Eletrodos de retorno. A esquerda uma placa simples e a direita uma placa dupla.**  
**Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004).**

No eletrodo de dispersão normalmente é verificado um pequeno aquecimento, porém este não é prejudicial ao paciente (WEBSTER, 2006). Este aquecimento se concentra nas bordas das placas de dispersão devido ao efeito pelicular presente em condutores operados em altas frequências.

### 2.2.4 Faíscas

Pode haver alguma confusão entre o termo faísca e o arco elétrico. O arco elétrico é normalmente uma descarga elétrica de alta corrente entre dois pontos que guardam entre si uma pequena diferença de potencial elétrico, e geralmente persiste por um tempo considerável. Já a

faísca (*spark*) acontece quando a rigidez dielétrica do ar é rompida e uma corrente razoável atravessa dois pontos que guardam entre si uma alta diferença de potencial, geralmente persistindo por um tempo muito pequeno.

A geometria da ponta tem grande influência na geração da faísca. Como um campo elétrico é proporcional ao potencial elétrico e inversamente proporcional ao raio de curvatura do local onde estão as cargas (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2012), quanto mais fina (afiada) for a ponta, maior será o campo elétrico gerado e, portanto, mais fácil será rompida a rigidez dielétrica do ar, gerando, por consequência, uma faísca. Isso também significa que uma ponta fina alcança a quebra de rigidez com menor potencial que uma ponta mais grossa, o que nem sempre é o que se quer. Quando se quebra a rigidez dielétrica com maiores potenciais, confere-as à faísca maior energia.

A faísca é o fenômeno elétrico presente na incisão (ou corte) e na fulguração, mas não é algo comum na dessecação. Estes constituem os fenômenos presentes nas ações eletrocirúrgicas.

### **2.2.5 Dessecação**

A dessecação é a desidratação celular gerada por efeitos térmicos. Na dessecação com um bisturi elétrico o eletrodo ativo deve estar em contato com o tecido. No caso de contato ôhmico, utilizando potências baixas (da ordem de 30 Watts) o tecido se aquece e a água é evaporada (SCHNEIDER JR, 2004).

Por haver contato físico com o tecido, não há produção de faíscas. Após o procedimento o tecido fica com uma crosta de coloração marrom clara suave. O ajuste da dessecação depende da área do eletrodo em contato com o tecido, das características do tecido, da tensão, da densidade de corrente, do tempo de contato com determinada área, entre outras coisas (SCHNEIDER JR, 2004).

### 2.2.6 Fulguração

A fulguração é também uma espécie de desidratação do tecido, mas neste caso é causada pelo calor gerado pelas faíscas (e não por efeito Joule no tecido, como no caso da dessecação). Neste caso, o eletrodo propicia a dispersão (*spray*) de faíscas sobre o tecido (WEBSTER, 2006). A fulguração é mais eficiente em produzir necrose, principalmente no ponto onde a faísca “entra” no tecido. Normalmente, a fulguração necessita cinco vezes menos densidade de corrente que a dessecação para produzir o mesmo efeito (SCHNEIDER JR, 2004).

### 2.2.7 Incisão

“A incisão eletrocirúrgica (ou corte) acontece quando o calor de uma faísca entre eletrodo ativo e tecido, juntamente com o calor gerado por efeito Joule no ponto onde a faísca entra em contato com o tecido, aquece tão rapidamente as células que elas explodem em vapor, deixando uma cavidade no tecido (SCHNEIDER JR, 2004)”.

É desejável que o eletrodo ativo tenha um formato afiado a fim de permitir também uma incisão mecânica. A incisão mecânica, em conjunto com a dessecação, é uma técnica muito utilizada no corte, embora a verdadeira eletroincisão envolva somente o faiscar entre o eletrodo ativo e tecido.

### 2.2.8 Coagulação

Coagulação é um termo não muito apropriado, mas amplamente utilizado, para se referir ao estancamento da hemorragia (causada pelo corte) através do selamento térmico dos capilares e veias seccionados durante a incisão. Ele é normalmente obtido quando a fulguração e a dessecação ocorrem simultaneamente.

### 2.2.9 Fator de crista e ciclo de trabalho

Fator de Crista “FC” é a razão entre o valor de pico de uma forma de onda e o seu valor eficaz. Como exemplo, em uma onda senoidal contínua, como as do sistema elétrico brasileiro, a relação entre o valor eficaz e o valor de pico é dada por:

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \quad (1)$$

Onde  $V_p$  é a tensão de pico e  $V_{ef}$  é a tensão eficaz.

O ciclo de trabalho “DC” (do inglês *Duty Cycle*) é a razão entre a duração de um sinal “ $t_d$ ” e o seu período de repetição “ $T$ ”. O ciclo de trabalho apenas pode ser considerado em sinais periódicos.

$$DC = \frac{t_d}{T} \quad (2)$$

### 2.2.10 Formas de ondas

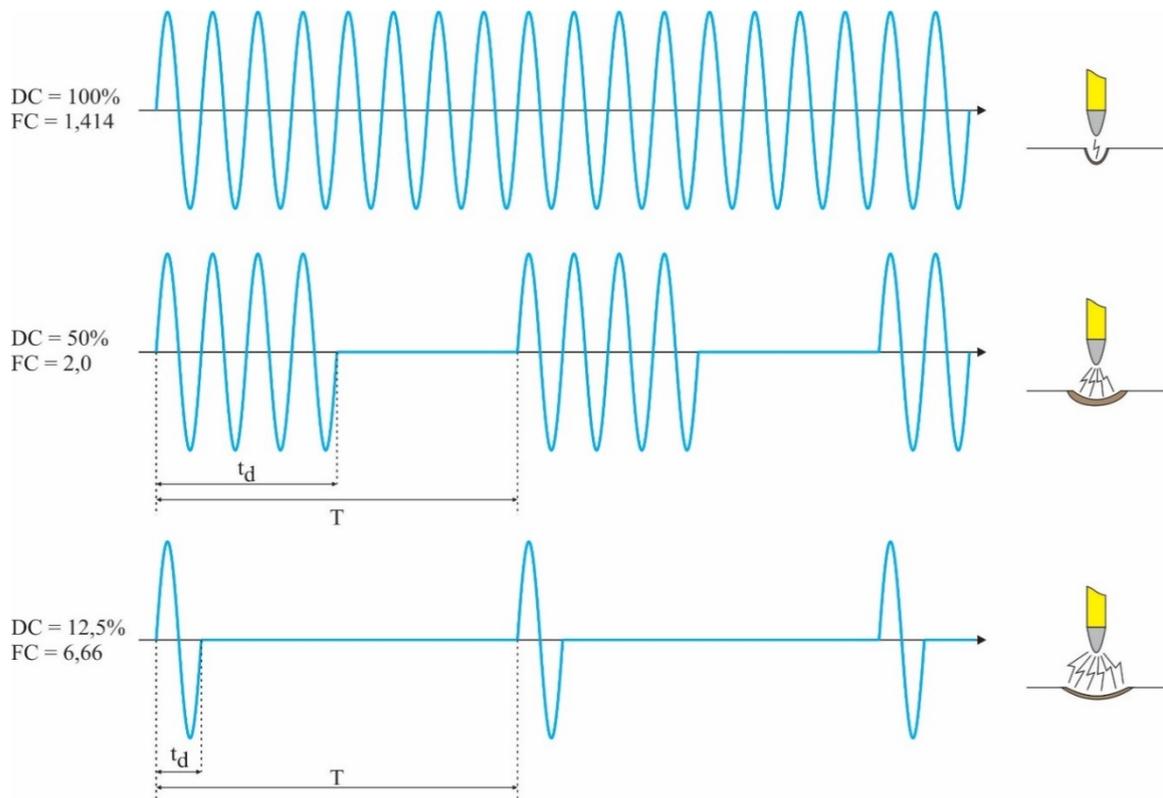
Desejando obter os diversos tipos de efeitos eletrocirúrgicos, foi constatado empiricamente que algumas formas de onda são mais propícias para cada situação (PEARCE, 1986 *apud* SCHNEIDER JR, 2004).

Enquanto que para se fazer uma incisão é desejável uma onda senoidal contínua, para obter o efeito de fulguração é desejado uma modulação por ciclos inteiros, obtida com ajuste do ciclo de trabalho. A figura 5 apresenta exemplos de formas de onda utilizadas em eletrocirurgia.

Na primeira forma de onda, tem-se um sinal senoidal constante onde o ciclo de trabalho  $DC = 100\%$ , e o fator de crista  $FC = 1,414$ . Este tipo de onda é normalmente empregado para realizar cortes pois as faíscas oriundas desta forma de onda apresentam direção praticamente constante, atingindo sempre o mesmo ponto (PEARCE, 1986 *apud* SCHNEIDER JR, 2004). Também a dessecção se utiliza de ondas com  $DC = 100\%$ , porém sem permitir o surgimento das faíscas, por meio de um contato ôhmico forçado com o tecido a ser tratado.

A segunda forma de onda é uma onda senoidal modulada com ciclo de trabalho  $DC = 50\%$ . Ao impor uma modulação por ciclos inteiros em um sinal senoidal tem-se um

aumento na relação entre o valor de pico e o valor eficaz, para um período completo de modulação. A consequência deste fato é o aumento do valor do fator de crista, que neste caso passa para  $FC = 2$ . Fisicamente, ao diminuir o ciclo de trabalho, tem-se um espalhamento espacial das faíscas, permitindo que estas atinjam uma área sob a ponta do eletrodo ativo. Estas formas de onda são mais eficientes em produzir a coagulação.



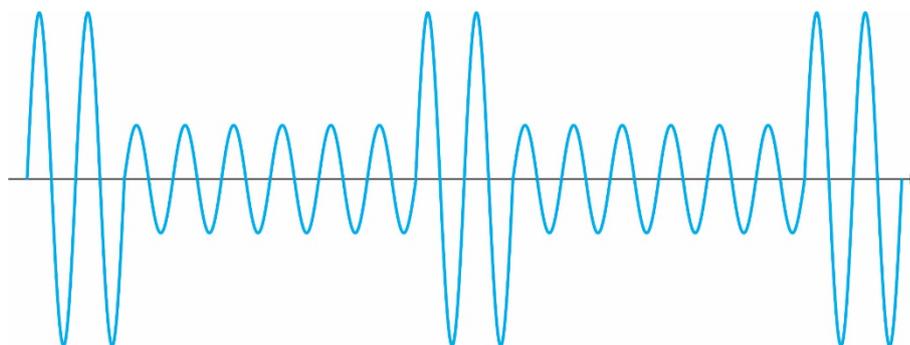
**Figura 5: Formas de onda utilizadas em eletrocirurgia.**  
**Fonte: Autor.**

A terceira forma de onda é também uma onda senoidal modulada por um ciclo de trabalho  $DC = 12,5\%$ , cujo fator de crista aumentou para  $FC = 6,666$ . Nesta situação o espalhamento espacial aumenta de forma que a área atingida pelas faíscas também seja aumentada.

Formas de ondas com ciclo de trabalho baixo e alto fator de crista são preferenciais para realizar a fulguração. Nestes casos o espalhamento espacial das faíscas permite tratar uma área maior que na dessecação por contato ôhmico e, como consequência, tem-se menos energia sendo entregue a um único ponto, o que permite maior controle sobre o aquecimento gerado no tecido.

Também é possível fazer uma combinação de sinais. Essa combinação é normalmente chamada de *Blend* e o seu formato pode ser observado na figura 6. Em resumo, o valor eficaz está relacionado com o corte e o fator de crista com a coagulação. Formas de ondas diferentes

com o mesmo valor eficaz gerariam cortes idênticos com profundidades de coagulação diferentes.



**Figura 6: Forma de onda do modo *Blend*.**  
**Fonte: Autor.**

### 2.3 Potência ativa

Determinar a potência ativa em um procedimento eletrocirúrgico é um grande ganho para o campo da eletrocirurgia pois é ela, e não a potência aparente, que entrega a energia que efetivamente produz algum trabalho sobre o tecido.

A norma (“IEEE Std 1459-2010”, 2010) apresenta em seu contexto que potência ativa, ou potência real, é a média da potência instantânea, calculada para um intervalo de tempo de um período completo da onda, ou múltiplos inteiros deste período.

Potência ativa também pode ser descrita como sendo a potência elétrica que pode ser convertida em potência não elétrica (NILSSON; RIEDEL, 2016).

Como já apresentado, na eletrocirurgia se utiliza o calor gerado pela circulação de corrente elétrica pelo paciente para produzir calor e, como consequência desse aquecimento se produzem os efeitos de cortes, coagulação e dessecação de tecidos.

Ao mensurar e controlar a potência ativa de um equipamento eletrocirúrgico, é possível eliminar esta variável, dentre as inúmeras outras existentes em um procedimento. Como exemplo de outras variáveis envolvidas cita-se: a distância entre o eletrodo ativo e o paciente; a geometria da ponta do eletrodo ativo; a impedância do tecido sob procedimento e a velocidade de deslocamento do eletrodo ativo, além de outras.

Considerando a saída do equipamento, esse é similar a um sistema elétrico monofásico, ou seja, apenas um condutor com energia e um condutor de retorno. Sendo assim, far-se-á uma abordagem do conceito de potência ativa em sistemas elétricos monofásicos.

### 2.3.1 Potência ativa para tensão e corrente senoidal

Em um sistema monofásico a tensão de alimentação perfeitamente senoidal pode ser descrita por:

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3)$$

Onde:  $V_p$  é o valor de pico da tensão,  $\omega$  é a frequência angular e  $t$  o tempo.

Neste mesmo sistema, ao considerar uma carga linear, a corrente drenada também será senoidal e terá a mesma frequência da tensão de alimentação, com um possível ângulo de fase  $\phi$  entre a tensão e a corrente. Diante deste fato, esta corrente pode ser descrita por:

$$I(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (4)$$

Onde:  $I_p$  é o valor de pico e  $\phi$  é o ângulo de fase da corrente.

Logo, a potência instantânea  $P(t)$ , que é determinada pelo produto da tensão e da corrente, conforme a equação (5), pode ser descrita pela equação (6):

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (5)$$

$$P(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (6)$$

Aplicando identidades trigonométricas à equação (6), pode se determinar à equação (7) que descreve a potência instantânea para o sistema senoidal proposto.

$$P(t) = V_p \cdot I_p \cdot \frac{1}{2} \cdot [\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \phi)] \quad (7)$$

Como definido anteriormente, a potência ativa pode ser obtida pelo cálculo da média da potência instantânea, em um período desta forma de onda. Sendo assim, pode-se descrever a equação da potência ativa como sendo:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt \quad (8)$$

Aplicando o resultado da equação (7) em (8) tem-se:

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} (\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \phi)) \cdot d\omega t \quad (9)$$

Separando os termos da integral, a equação (9) pode ser reescrita como:

$$P = \frac{V_P \cdot I_P}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \cos(\phi) \cdot d\omega t - \frac{V_P \cdot I_P}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \phi) \cdot d\omega t \quad (10)$$

Como a integral do segundo termo da equação (10) traz resposta nula, a equação final da potência ativa pode ser expressa por:

$$P = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \cos(\phi) \quad (11)$$

Neste resultado é possível observar que, para sinais senoidais, a potência ativa é função apenas dos valores de pico das ondas de tensão e de corrente, bem como do ângulo de fase entre elas.

### 2.3.2 Potência ativa para tensão senoidal e corrente não senoidal

Para este caso novamente será considerada uma tensão senoidal, conforme a equação (12), cujo valor de pico é dado por  $V_{PI}$ , onde o sufixo  $PI$  relaciona a frequência deste sinal com a frequência do primeiro harmônico de corrente. Novamente a tensão não apresenta ângulo de fase, pois esta é tomada como a referência para o sistema:

$$V(t) = V_{PI} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (12)$$

Para representar uma forma de onda de corrente não senoidal será utilizada uma representação por série de Fourier, ou seja, será considerado um conjunto de harmônicos cujas frequências são múltiplas inteiras da primeira, que também é a frequência da tensão, cada qual com sua amplitude e fase. Também uma componente contínua será adicionada. Essa representação pode ser observada na equação (13):

$$I(t) = I_{DC} + \sum_{m=1}^{\infty} I_{Pm} \cdot \text{sen}(m \cdot \omega \cdot t + \phi_{Im}) \quad (13)$$

Onde  $I_{DC}$  é a componente contínua da corrente,  $I_{Pm}$  é o valor de pico e  $\phi_{Im}$  é o ângulo de fase da corrente para um harmônico  $m$ .

Considerando que a potência instantânea é o produto da tensão e da corrente, conforme indica a equação (5), esta pode ser descrita por:

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{l} V_{PI} \cdot I_{DC} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \\ V_{PI} \cdot I_{PI} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega \cdot t + \phi_{I1}) + \\ \sum_{m=2}^{\infty} V_{PI} \cdot I_{Pm} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(m \cdot \omega \cdot t + \phi_{Im}) \end{array} \right\} \quad (14)$$

Aplicando identidades trigonométricas:

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{l} V_{PI} \cdot I_{DC} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \\ \frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(\phi_{I1}) + \\ -\frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{I1}) + \\ \sum_{m=2}^{\infty} \frac{V_{PI} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{cos}(((m-1) \cdot \omega) \cdot t - \phi_{Im}) + \\ -\sum_{m=2}^{\infty} \frac{V_{PI} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{cos}(((m+1) \cdot \omega) \cdot t + \phi_{Im}) \end{array} \right\} \quad (15)$$

Calculando o valor médio da potência descrita pela equação (15), tem-se:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left\{ \begin{array}{l} V_{PI} \cdot I_{DC} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \\ \frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(\phi_{I1}) + \\ -\frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{I1}) + \\ \sum_{m=2}^{\infty} \frac{V_{PI} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{cos}(((m-1) \cdot \omega) \cdot t - \phi_{Im}) + \\ -\sum_{m=2}^{\infty} \frac{V_{PI} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{cos}(((m+1) \cdot \omega) \cdot t + \phi_{Im}) \end{array} \right\} \cdot d(\omega t) \quad (16)$$

Na equação (16), apenas o segundo termo gera uma solução não nula. Sendo assim, a potência ativa pode ser calculada de acordo com a equação (17):

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(\phi_{I1}) \cdot d(\omega t) \quad (17)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$P = \frac{V_{PI} \cdot I_{PI}}{2} \cdot \text{cos}(\phi_{I1}) \quad (18)$$

Verifica-se, a partir desta solução, que a potência ativa depende apenas do conteúdo harmônico de corrente que está na mesma frequência da componente de tensão e da defasagem entre essas. Todos os demais harmônicos de corrente não geram potência ativa, mas contribuem para a potência aparente, ou seja, são potência reativa.

### 2.3.3 Potência ativa para tensão e corrente não senoidais

Neste terceiro caso a tensão não senoidal será representada por sua composição harmônica.

$$V(t) = V_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{Pn} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_{Vn}) \quad (19)$$

Onde  $V_{DC}$  é a componente de valor médio da tensão,  $V_{Pn}$  é a tensão de pico e  $\phi_{Vn}$  é o ângulo de fase de um harmônico de tensão de ordem  $n$ , onde  $n$  é um número inteiro.

Em relação a corrente, também uma forma de onda não senoidal será utilizada, cuja equação é apresentada em (20) e onde  $I_{DC}$  é a sua componente contínua,  $I_{Pm}$  é o valor de pico e  $\phi_m$  é o ângulo de fase de um harmônico  $m$  de corrente, onde  $m$  é um número inteiro.

$$I(t) = I_{DC} + \sum_{m=1}^{\infty} I_{Pm} \cdot \text{sen}(m \cdot \omega \cdot t + \phi_{Im}) \quad (20)$$

Considerando a equação de potência (5) tem-se:

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{l} V_{DC} \cdot I_{DC} + \\ \sum_{m=1}^{\infty} V_{DC} \cdot I_{Pm} \cdot \text{sen}(m \cdot \omega \cdot t + \phi_{Im}) + \\ \sum_{n=1}^{\infty} I_{DC} \cdot V_{Pn} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_{Vn}) + \\ \sum_{\substack{n=1 \\ m=n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \cos(\phi_{Vn} - \phi_{Im}) + \\ - \sum_{\substack{n=1 \\ m=n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \cos((2 \cdot n \cdot \omega \cdot t) + (\phi_{Vn} + \phi_{Im})) + \\ \sum_{\substack{n=1 \\ m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{sen}((n-m) \cdot \omega \cdot t + (\phi_{Vn} - \phi_{Im})) + \\ - \sum_{\substack{n=1 \\ m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \text{sen}((n+m) \cdot \omega \cdot t + (\phi_{Vn} + \phi_{Im})) \end{array} \right. \quad (21)$$

Aplicando a Integral do valor médio à equação (21), os termos da segunda, terceira, quinta, sexta e sétima linhas terão resultado nulo. Com isso, a equação da potência ativa resume-se a:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left\{ V_{DC} \cdot I_{DC} + \sum_{\substack{n=1 \\ m=n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \cos(\phi_{Vn} - \phi_{Im}) \right\} d(\omega t) \quad (22)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$P = V_{DC} \cdot I_{DC} + \sum_{\substack{n=1 \\ m=n}}^{\infty} \frac{V_{Pn} \cdot I_{Pm}}{2} \cdot \cos(\phi_{Vn} - \phi_{Im}) \quad (23)$$

A equação (23) mostra que a potência ativa, para um sistema onde existem sinais distorcidos de tensão e de corrente, é composto pelo produto das componentes contínuas de tensão e de corrente somado ao valor médio do produto das componentes harmônicas de tensão e corrente de mesma frequência.

### 2.3.4 Potência ativa para tensão e corrente em modulação AM

Quando da operação nos modos de coagulação e *blend* as formas de onda resultantes, conforme as figuras 5 e 6, apresentam o formato característico de uma modulação do tipo AM-DSB (Amplitude modulada com dupla banda lateral). Neste tipo de modulação a forma de onda da tensão, no tempo, pode ser descrita conforme a equação (24), onde  $V_P$  é a amplitude e  $\omega_P$  é a frequência angular do sinal da portadora e  $V_M$  é a amplitude e  $\omega_M$  é a frequência angular do sinal modulante. Optou-se por trabalhar com sinais senoidais visto que toda forma de onda periódica pode ser decomposta em uma série de sinais senoidais, segundo a série de *Fourier*, bem como as análises anteriores mostraram que mesmo os sinais sendo distorcidos, apenas harmônicos de mesma frequência são relevantes, ou seja, essa solução pode ser adaptada a qualquer tipo de sinal com modulação AM-DSB.

$$V(t) = [V_P + V_M \cdot \text{sen}(\omega_M \cdot t)] \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t) \quad (24)$$

Para a corrente será utilizada uma forma de onda modulada, acrescida dos ângulos de fase nos sinais da portadora  $\phi_P$  e da corrente modulante  $\phi_M$ .

$$I(t) = [I_P + I_M \cdot \text{sen}(\omega_M \cdot t + \phi_M)] \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t + \phi_P) \quad (25)$$

Novamente considerando a equação de potência (5), tem-se:

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{l} V_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t) \cdot I_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t + \phi_P) + \\ V_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t) \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t + \phi_M - \phi_P] + \\ -V_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t) \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t + \phi_M + \phi_P] + \\ \frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t] \cdot I_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t + \phi_P) + \\ \frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t] \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t + \phi_M - \phi_P] + \\ -\frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t] \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t + \phi_M + \phi_P] + \\ -\frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t] \cdot I_P \cdot \text{sen}(\omega_P \cdot t + \phi_P) + \\ -\frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t] \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M - \omega_P) \cdot t + \phi_M - \phi_P] + \\ \frac{V_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t] \cdot \frac{I_M}{2} \cdot \text{cos}[(\omega_M + \omega_P) \cdot t + \phi_M + \phi_P] \end{array} \right\} \quad (26)$$

Trabalhando algebricamente e aplicando identidades trigonométricas, é possível obter a equação (27):

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot [\text{cos}(-\phi_P) - \text{cos}(2 \cdot \omega_P \cdot t + \phi_P)] + \\ \frac{V_P \cdot I_M}{4} \cdot [\text{sen}(\omega_P \cdot t - \phi_M + \phi_P) + \text{sen}(\omega_M \cdot t + \phi_M - \phi_P)] + \\ -\frac{V_P \cdot I_M}{4} \cdot [\text{sen}(-\omega_M \cdot t - \phi_M - \phi_P) + \text{sen}[(2 \cdot \omega_P + \omega_M) \cdot t + \phi_M + \phi_P]] + \\ \frac{V_M \cdot I_P}{4} \cdot [\text{sen}(\omega_M \cdot t + \phi_P) - \text{sen}[-2 \cdot \omega_P + \omega_M) \cdot t - \phi_P]] + \\ \frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot [\text{cos}(\phi_P - \phi_M) + \text{cos}[-2 \cdot (\omega_M - \omega_P) \cdot t + \phi_M - \phi_P]] + \\ -\frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot [\text{cos}(-2 \cdot \omega_P \cdot t - \phi_M - \phi_P) + \text{cos}(2 \cdot \omega_M \cdot t + \phi_M + \phi_P)] + \\ -\frac{V_M \cdot I_P}{4} \cdot [\text{sen}[(2 \cdot \omega_P + \omega_M) \cdot t + \phi_P] - \text{sen}(\omega_M \cdot t - \phi_P)] + \\ -\frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot [\text{cos}(2 \cdot \omega_P \cdot t - \phi_M + \phi_P) + \text{cos}(2 \cdot \omega_M \cdot t + \phi_M - \phi_P)] + \\ \frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot \text{cos}(-\phi_M - \phi_P) + \text{cos}[2 \cdot (\omega_M + \omega_P) \cdot t + \phi_M + \phi_P] \end{array} \right\} \quad (27)$$

Aplicando a Integral do valor médio à equação (27), apenas os termos não dependentes do tempo não serão anulados, resultando na equação (28):

$$P = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \text{cos}(-\phi_P) + \frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot \text{cos}(\phi_P - \phi_M) + \frac{V_M \cdot I_M}{8} \cdot \text{cos}(-\phi_M - \phi_P) \quad (28)$$

Aplicando identidades trigonométricas é possível simplificar a equação (28), resultando na equação que descreve a potência ativa para a modulação AM-DSB:

$$P = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \cos(\phi_P) + \frac{V_M \cdot I_M}{4} \cdot \cos(\phi_P) \cdot \cos(\phi_M) \quad (29)$$

A equação (29) demonstra que a potência ativa, para um sistema que apresente sinais com modulação AM-DSB, é consequência da potência ativa do sinal da portadora somada a metade da potência ativa do sinal modulante.

Diante das análises para cada um dos casos propostos verificou-se a existência de muito conteúdo reativo no cálculo da potência instantânea, de forma que não é possível fazer uma aproximação da potência ativa por medições de ângulo de defasagem entre sinais ou por cálculos que envolvam os valores de pico, valores eficazes ou valores médios das tensões e correntes de saída do equipamento eletrocirúrgico.

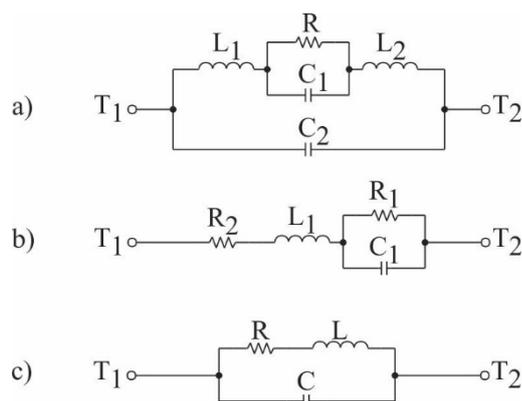
Por outro lado, ficou claro em todas as análises, que a potência ativa é um valor constante para um período completo dos sinais de tensão e de corrente, independentemente de seu formato, ou seja, pode ser representado por um sinal contínuo, o que indica que ao se determinar o valor médio de um sinal de potência instantânea, se está determinando a potência ativa.

Essa situação aponta para o fato de que esta grandeza pode ser obtida por meio de um filtro seletor de sinais, do tipo passa baixas, desde que a frequência de corte e a taxa de atenuação estejam adequadamente ajustadas.

## 2.4 Não idealidades dos resistores

Na literatura científica é conhecido que os componentes passivos (resistores, indutores e capacitores) não apresentam comportamento constante para várias frequências de trabalho. Devido ao processo como são construídos, esses componentes apresentam elementos parasitas que modificam sua impedância com a variação da frequência. Como exemplo destas constatações, na figura 7 são apresentados os modelos propostos por (LUDWIG; BRETCHKO, 2000), onde o modelo (a) é para resistores, o modelo (b) é para indutores e o modelo (c) é para capacitores.

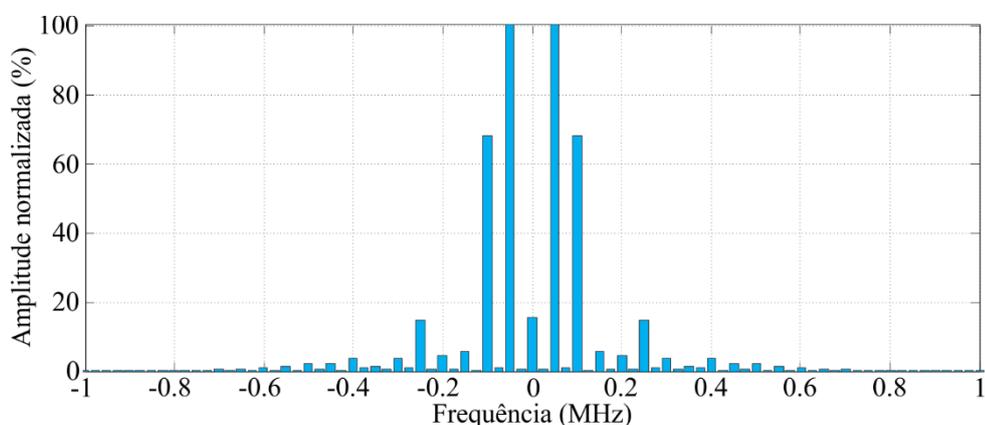
Apesar de serem complexos, os modelos desses componentes podem ser simplificados se a banda de frequências a ser considerada na aplicação dos componentes for limitada.



**Figura 7: Modelos de alta frequência para componentes passivos. (a) Modelo para resistores; (b) Modelo para indutores; (c) Modelo para capacitores.**  
**Fonte: (LUDWIG; BRETCHKO, 2000).**

Neste sentido, como a banda de frequências de operação dos equipamentos eletrocirúrgicos pode ir até 5 MHz e considerando que os 10 primeiros harmônicos de tensão e de corrente é que são significativos nas distorções presentes nestes sinais, este estudo irá admitir que um componente que responda linearmente em uma banda de frequências de até 50 MHz é adequado para ser utilizado em um sistema de tratamento de sinais eletrocirúrgicos.

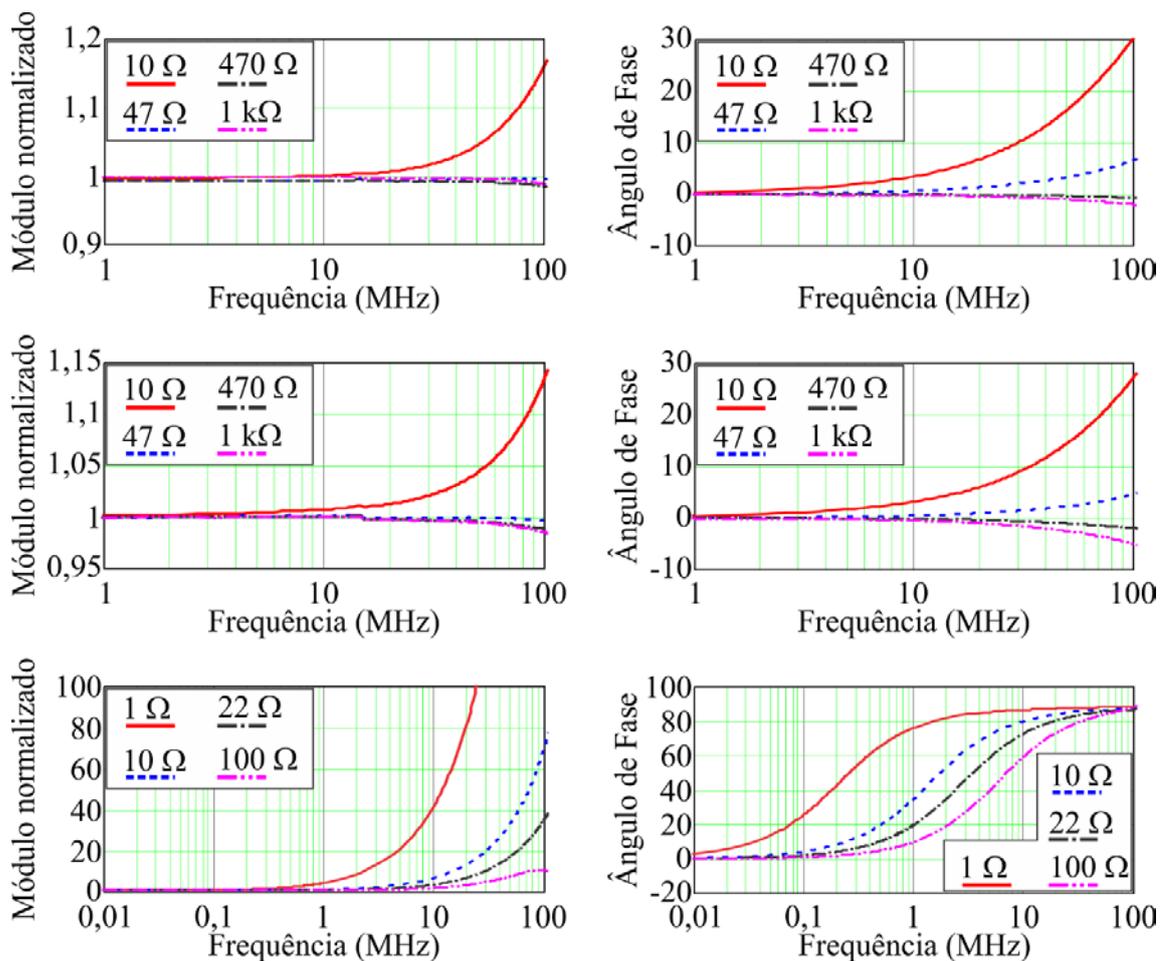
Para exemplificar a afirmação de que apenas os 10 primeiros harmônicos são significativos, a figura 8 apresenta a representação espectral do sinal de tensão de um equipamento eletrocirúrgico comercial disponível na rede hospitalar do município de Curitiba. O equipamento em questão operava a 500 kHz e na presença de faíscas entre o eletrodo ativo e o corpo de prova. Nesse sinal, o décimo harmônico é o último que tem amplitude superior a 2% do harmônico fundamental, ou seja, a partir deste, o erro que se está incorrendo ao desconsiderar os demais harmônicos é muito pequeno e não tem influência significativa no resultado dos cálculos de potência ativa.



**Figura 8: Espectro harmônico de um sinal eletrocirúrgico obtido a partir de um equipamento comercial.**  
**Fonte: Autor**

Buscando simplificar o modelo de resistores, foram ensaiados, em um analisador de impedâncias Agilent 4294A, resistores de sinal axial de  $\frac{1}{4}$  W do tipo PTHs (*Pin Through Hole*) de carbono e filme metálico, resistores de sinal de superfície SMDs (*Surface Mounting Devices*) do modelo 1206 de carbono e resistores axiais de 5 W de potência, de fio, do tipo PTH. Alguns destes resultados estão resumidos na tabela 3, disponível no apêndice 1.

Do resultado destes ensaios foram traçadas algumas curvas que descrevem o comportamento do módulo e da fase das impedâncias em função da frequência. Essas são apresentadas na figura 9 onde: Na coluna de gráficos à esquerda estão as curvas de módulo das impedâncias, normalizadas pela resistência nominal descrita nos componentes e, na coluna à direita estão as curvas do ângulo de fase. A primeira linha de curvas apresenta, à esquerda, o módulo da impedância dos resistores de sinal SMDs e à direita o diagrama de fase destes resistores. A segunda linha de curvas trata dos resistores de sinal axiais do tipo PTH e a terceira linha de curvas se refere aos resistores de fio.



**Figura 9:** Acima, os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de sinal SMDs. Ao centro os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de sinal PTHs. Abaixo os diagramas de módulo (esquerda) e de fase (direita) para resistores de fio.

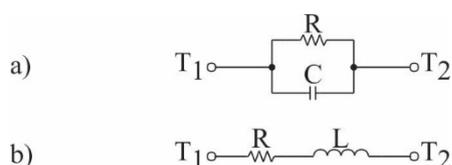
Fonte: Autor.

Pelos ensaios verifica-se que para valores até  $100 \Omega$ , todos os tipos de resistores ensaiados têm comportamento similar a um circuito resistivo-indutivo série, visto que o módulo da impedância e o ângulo de fase aumentam de valor quando do aumento da frequência.

Para resistores de sinal acima de  $100 \Omega$  o comportamento tende a ser similar a um circuito resistivo-capacitivo paralelo pois o módulo da impedância e o ângulo de fase diminuem de valor com o aumento da frequência.

Porém, para resistores de sinal entre  $47 \Omega$  e  $1 \text{ k}\Omega$ , a variação no módulo é inferior a 5% e o ângulo de fase não extrapola  $\pm 8^\circ$ . Por estes motivos, esses resistores podem ser considerados puramente resistivos, visto que 5% é a faixa de tolerância admitida para os componentes ensaiados e que uma variação de  $8^\circ$  na fase representa menos de 1% de erro entre a impedância medida e o valor da resistência em zero Hz.

Diante dos resultados dos ensaios foi possível estabelecer dois modelos simplificados para os resistores que são utilizados neste estudo. Estes modelos são apresentados na figura 10 onde (a) é o modelo para resistores de sinal acima de  $1 \text{ k}\Omega$  e (b) é o modelo para os resistores de sinal inferiores a  $47 \Omega$  e os resistores de fio ensaiados.



**Figura 10: Modelos simplificados para os resistores. (a) Resistores de sinal acima de  $1 \text{ k}\Omega$ . (b) Resistores de sinal menores que  $47 \Omega$  e resistores de fio até  $100 \Omega$ .**

**Fonte: Autor.**

## 2.5 Conclusão

Após revisar os conceitos envolvidos na eletrocirurgia é possível observar que ainda existe um caminho a ser trilhado no sentido de aperfeiçoar os equipamentos eletrocirúrgicos. Visando implementar um sistema eficiente de controle da potência ativa é importante conhecer as formas de onda envolvidas em cada tipo de procedimento para então se estabelecer parâmetros para a medição da potência.

Quando se impõe uma modulação por ciclos inteiros, como no caso da fulguração, um conteúdo sub-harmônico passa a existir, e esse deve ser considerado na hora de proceder o cálculo da potência média. Em geral os equipamentos eletrocirúrgicos permitem um ajuste do

ciclo de trabalho até  $DC = 5\%$ . Para um equipamento operando a 400 kHz isso implica em criar sub-harmônicos a partir de 20 kHz.

Outro fator fundamental no cálculo da potência ativa é a escolha dos componentes a serem utilizados. Amostrar a tensão de saída apenas utilizando um divisor de tensão resistivo não é possível porque esse implicará na inserção de distorção nas medições, devido ao comportamento variável da impedância dos mesmos, no domínio da frequência.

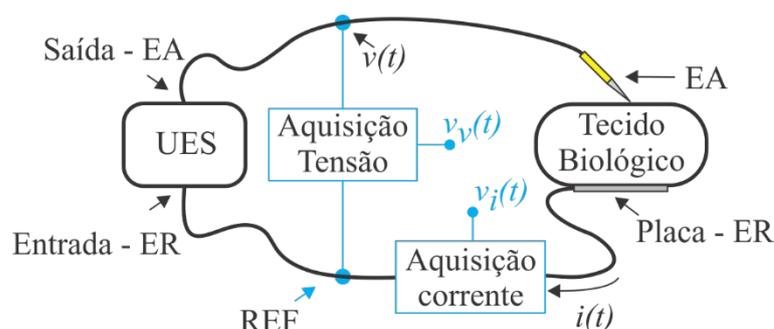
Para amostrar a corrente é possível utilizar um transformador de corrente, porém esse terá que ser compensado para poder contemplar uma faixa grande de frequências, a fim de não distorcer os sinais. Da mesma forma, um resistor *shunt* pode ser utilizado, porém esse também inserirá distorção nas medições visto que seu comportamento é predominantemente indutivo.

Diante destes fatos fica evidente que a busca por um sistema de amostragem de baixo custo exige cuidados especiais com a escolha dos componentes, e necessitará de dispositivos de compensação para tornar as amostras confiáveis.

Por fim, é interessante utilizar, nos circuitos de tratamento dos sinais, resistores cujos valores estejam entre  $47\ \Omega$  e  $1\ k\Omega$ , pois nesta faixa de valores os mesmos têm comportamento quase constante ao longo da frequência.

### 3 CIRCUITOS DE AMOSTRAGEM

A aquisição da tensão de saída  $v(t)$  do equipamento eletrocirúrgico é feita por um circuito eletrônico disposto em paralelo com a saída do mesmo, ou seja, entre o terminal de saída do eletrodo ativo (Saída – EA) e o terminal de entrada do eletrodo de retorno (Entrada – ER) do equipamento. Já para realizar a aquisição da corrente  $i(t)$  é utilizado um resistor em série (resistor *shunt*) com o caminho de circulação da corrente pelo eletrodo de retorno, estando ele entre a placa de retorno (Placa – ER) e o terminal de entrada do eletrodo de retorno. A disposição destes elementos é apresentada na figura 11 onde o terminal de entrada do eletrodo de retorno é também a referência (REF) dos sinais lidos, sendo  $v_v(t)$  a amostra da tensão,  $v_i(t)$  a amostra da corrente e EA o eletrodo ativo.



**Figura 11: Disposição dos circuitos de aquisição em relação ao circuito do paciente, onde EA é o eletrodo ativo, ER é o eletrodo de retorno,  $v_v(t)$  a amostra de tensão,  $v_i(t)$  a amostra de corrente e REF o ponto de referência destas amostras.**

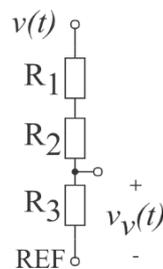
Fonte: Autor.

#### 3.1 Amostragem de tensão

Para a leitura da tensão é utilizado um circuito divisor de tensão. Por imposição da norma NBR IEC 60601-2-2, a impedância de entrada deste circuito, que estará em paralelo com o paciente, deve ser superior a 2 M $\Omega$  (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2013). Em função dessas resistências não estarem na faixa de valores admitida como resistiva pura, conforme os ensaios apresentados, o circuito utilizado precisa ser modelado a fim de estabelecer uma estratégia de compensação para as distorções impostas por ele às medições.

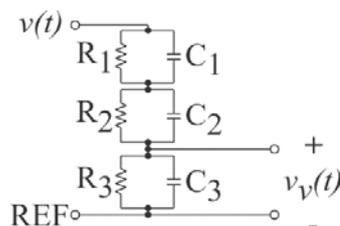
### 3.1.1 Modelagem do circuito divisor de tensão

Os circuitos de tratamento dos sinais, após a amostragem, são constituídos por amplificadores operacionais e um multiplicador analógico. Em virtude deste multiplicador admitir valores de entrada em uma faixa de  $\pm 1$  V e de os amplificadores operacionais de alta frequência utilizados não admitirem impedâncias muito altas na entrada, optou-se pela utilização do divisor de tensão apresentado na figura 12. O ponto indicado como  $v(t)$  é a conexão do circuito de medição com o eletrodo ativo, REF é a referência das leituras e  $v_v(t)$  é a tensão amostrada de saída.  $R_1$  e  $R_2$  são resistores de  $1\text{ M}\Omega$  e  $R_3$  um resistor de  $1\text{ k}\Omega$ . O motivo de serem utilizados dois resistores de  $1\text{ M}\Omega$  ao invés de um único resistor de  $2,2\text{ M}\Omega$ , por exemplo, será apresentado na seção 3.1.2.



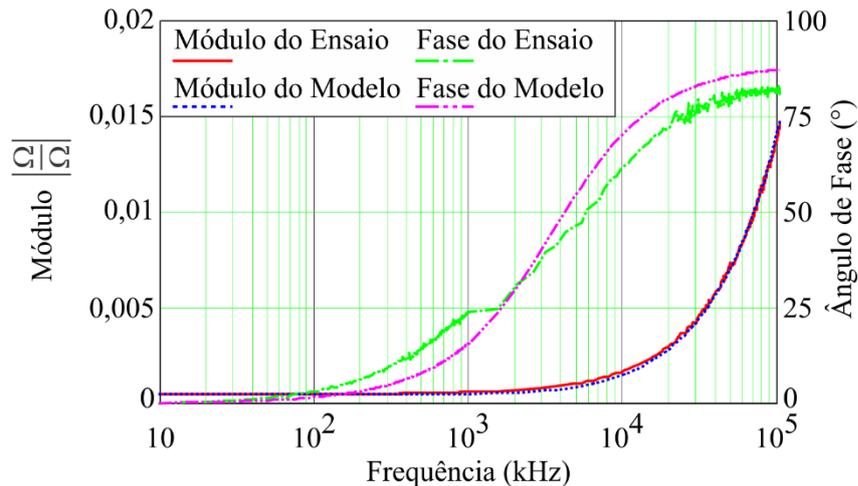
**Figura 12: Circuito divisor de tensão utilizado para amostrar a tensão de saída.**  
**Fonte: Autor.**

Diante da disponibilidade em laboratório e de seu tamanho reduzido, optou-se pela utilização dos resistores do tipo SMD ensaiados. Para este tipo de resistor, com base nos resultados dos ensaios realizados, o modelo simplificado para valores abaixo de  $100\ \Omega$  apresenta uma indutância parasita de aproximadamente  $L = 10\text{ nH}$ . Já os resistores acima de  $100\ \Omega$  apresentam uma capacitância parasita, no seu modelo simplificado, de aproximadamente  $C = 0,045\text{ pF}$ . Sendo assim, o circuito divisor de tensão pode ser representado pela configuração indicada na figura 13, onde  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  são iguais a  $0,045\text{ pF}$ .



**Figura 13: Circuito divisor de tensão representado pelos modelos equivalentes dos resistores utilizados.**  
**Fonte: Autor.**

A partir desta configuração é possível levantar a resposta em frequência da função de transferência do circuito divisor de tensão e, desta forma, perceber que ela não é constante para toda faixa de frequência desejada neste estudo, como pode ser observado na figura 14. As curvas apresentadas foram obtidas com o resultado do ensaio dos resistores reais e também com o modelo equivalente proposto.



**Figura 14: Resposta em frequência da função de transferência do circuito divisor de tensão. Diagramas de módulo e de fase dos resistores reais e dos modelos utilizados.**

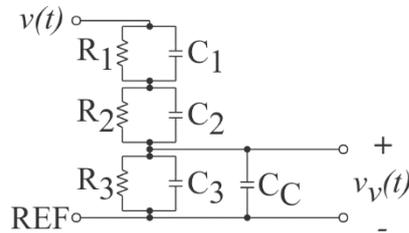
Fonte: Autor.

Percebe-se no resultado da fase, obtida com os resistores reais, uma diferença de comportamento em relação ao modelo proposto. Isso acontece porque os elementos parasitas dos terminais de saída do analisador de impedância passam a interferir nos resultados dos resistores com impedância elevada. Nessa condição, capacitores e indutores parasitas são adicionados em paralelo com os resistores, causando distorções no resultado dos ensaios, e assim não representando com exatidão o comportamento do resistor. Porém, apesar desta variação, o diagrama de módulo se mostrou bastante coerente e, portanto, o modelo proposto é aceitável.

### 3.1.2 Compensação para o circuito divisor de tensão

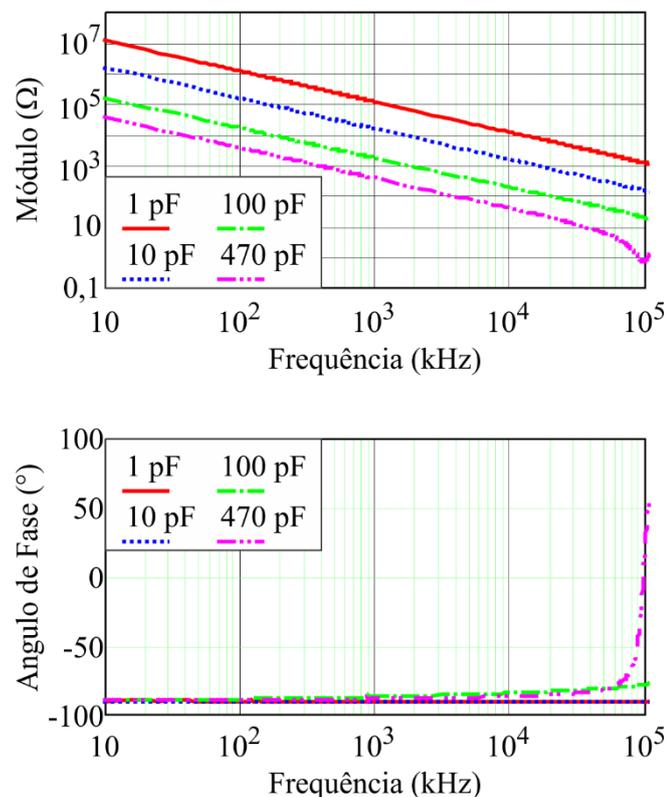
A fim de corrigir as variações de módulo e fase observadas na resposta do circuito amostrador de tensão, optou-se pela inserção de um capacitor  $C_C$  em paralelo ao resistor  $R_3$ . Este capacitor, se bem ajustado, permite compensar as distorções impostas pelas capacitâncias

parasitas dos resistores, anulando a parte reativa da impedância. O circuito proposto fica como o apresentado na figura 15.



**Figura 15: Circuito equivalente do divisor de tensão, considerando o modelo realista dos resistores e o capacitor de compensação  $C_C$ .**  
Fonte: Autor.

Para evitar que o capacitor de compensação  $C_C$  fique muito grande se fez a opção por utilizar as próprias capacitâncias parasitas dos elementos  $R_1$  e  $R_2$  e não acrescentar uma nova capacitância ao circuito, como é feito nos circuitos de compensação das sondas de osciloscópios, por exemplo. Isso se justifica pelo fato de se poder trabalhar com capacitores cerâmicos de disco, cujo comportamento pode ser considerado como capacitivo puro dentro da faixa de frequências adotada, se o capacitor tiver um valor inferior a 470 pF. A figura 16 apresenta o comportamento da impedância de alguns destes capacitores.



**Figura 16: Resposta em frequência do comportamento de capacitores cerâmicos de disco.**  
Fonte: Autor.

Pode ser observado, pela análise das curvas de módulo e de fase da figura 16, obtidas por meio de ensaios no medidor de impedâncias Agilent 4294A, que para os capacitores menores que 470 pF ensaiados o comportamento do módulo é linear e a fase quase não varia de  $-90^\circ$ . Para o capacitor de 470 pF o diagrama de módulo sofre uma inversão na inclinação do módulo em aproximadamente 100 MHz, passando a ter um comportamento predominantemente indutivo a partir daquela frequência. O diagrama de fase confirma esta constatação com uma inversão de fase de  $-90^\circ$  tendendo a  $90^\circ$ .

### 3.1.3 Equacionamento do circuito de compensação

Considerando que a impedância de um capacitor é dada pela equação (30), onde a letra “ $j$ ” denota o espaço imaginário de um número,  $\omega$  representa a frequência angular e  $n$  a indicação do capacitor em questão, esta pode ser utilizada para representar as impedâncias dos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_C$ , apresentados na figura 15, como sendo  $X_{C1}$ ,  $X_{C2}$ ,  $X_{C3}$  e  $X_{CC}$  respectivamente.

$$X_{C_n} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_n} \quad (30)$$

A partir da impedância do capacitor, é possível atribuir uma equação para a impedância equivalente à associação série das relações paralelas entre  $R_1$  e  $C_1$  e  $R_2$  e  $C_2$ , como mostrado na equação (31).

$$Z_1 = \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{X_{C1}} \right)^{-1} + \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{X_{C2}} \right)^{-1} \quad (31)$$

Simplificando a equação (31) é possível reescrevê-la como:

$$Z_1 = \left( \frac{1}{R_X} + \frac{1}{X_{C_X}} \right)^{-1} \quad (32)$$

Onde:  $R_X = R_1 + R_2$  e  $C_X = (C_1 \cdot C_2) / (C_1 + C_2)$ .

Da mesma forma, a impedância equivalente, resultante da associação de  $R_3$  em paralelo com  $C_3$  e com  $C_C$ , pode ser descrita por (33)

$$Z_2 = \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{X_{C3}} + \frac{1}{X_{CC}} \right)^{-1} \quad (33)$$

Utilizando as impedâncias equivalentes de  $Z_1$  e  $Z_2$  é possível obter a equação da função de transferência  $H$  do circuito divisor de tensão. Esta equação representa o ganho de tensão do circuito, ou ainda, a razão entre a tensão de saída  $v_v(t)$  e a tensão de entrada  $v(t)$ .

$$\frac{v_v(t)}{v(t)} = H = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (34)$$

Substituindo os termos (31) e (33) na equação (34) é possível obter:

$$H = \frac{R_3 \cdot X_{C3} \cdot X_{CC} \cdot (R_X + X_{CX})}{(R_X \cdot R_3) \cdot (X_{CX} \cdot X_{C3} + X_{CX} \cdot X_{CC} + X_{C3} \cdot X_{CC}) + (R_X + R_3) \cdot (X_{CX} \cdot X_{C3} \cdot X_{CC})} \quad (35)$$

Aplicando em (35) a definição já apresentada em (30) é possível obter a equação simplificada da função de transferência  $H$  que é apresentada em (36).

$$H = \frac{R_3 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot C_X \cdot R_X)}{(R_X + R_3) + j \cdot [\omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]} \quad (36)$$

Separando a parte Real e Imaginária da função de transferência têm-se:

$$\text{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot (R_X + R_3) + C_X \cdot (C_X + C_3 + C_C) \cdot (\omega \cdot R_X \cdot R_3)^2}{(R_X + R_3)^2 + [\omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]^2} \quad (37)$$

$$\text{Im}(H) = \frac{(\omega \cdot R_X \cdot R_3) \cdot [C_X \cdot (R_X + R_3) - R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]}{(R_X + R_3)^2 + [\omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]^2} \quad (38)$$

Como se deseja obter uma resposta de saída, para o divisor de tensão, equivalente a que se obteria com a utilização de resistores idealmente puros, pode-se supor que é necessário encontrar uma capacitância  $C_C$  que torne a parte imaginária da função de transferência nula. Dessa forma, faz-se a igualdade da equação (38) com zero e isola-se a variável da capacitância  $C_C$ . Esse equacionamento é apresentado em (39), (40) e (41).

$$\frac{(\omega \cdot R_X \cdot R_3) \cdot [C_X \cdot (R_X + R_3) - R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]}{(R_X + R_3)^2 + [\omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C)]^2} = 0 \quad (39)$$

$$C_X \cdot (R_X + R_3) - R_3 \cdot (C_X + C_3 + C_C) = 0 \quad (40)$$

$$C_C = C_X \cdot \left( \frac{R_X}{R_3} \right) - C_3 \quad (41)$$

Utilizando agora o resultado obtido em (41) e aplicando em (37) é possível comprovar que a parte real da equação se resume a um simples divisor de tensão resistivo, independente da frequência, assim como aplicando o resultado em (38) à parte imaginária da equação vai à zero. Substituindo  $C_C$  no numerador e no denominador na parte real da impedância tem-se:

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot (R_X + R_3) + C_X \cdot \left( C_X + C_3 + \left( C_X \cdot \frac{R_X}{R_3} - C_3 \right) \right) \cdot (\omega \cdot R_X \cdot R_3)^2}{(R_X + R_3)^2 + \left[ \omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot \left( C_X + C_3 + \left( C_X \cdot \frac{R_X}{R_3} - C_3 \right) \right) \right]^2} \quad (42)$$

Simplificando  $C_3$  e colocando  $C_X$  em evidência.

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot (R_X + R_3) + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot R_3^2 \cdot C_X^2 \cdot \frac{(R_3 + R_X)}{R_3}}{(R_X + R_3)^2 + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot R_3^2 \cdot C_X^2 \cdot \frac{(R_3 + R_X)^2}{R_3^2}} \quad (43)$$

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot (R_X + R_3) + C_X^2 \cdot \left( 1 + \frac{R_X}{R_3} \right) \cdot (\omega \cdot R_X \cdot R_3)^2}{(R_X + R_3)^2 + \left[ \omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot C_X \cdot \left( 1 + \frac{R_X}{R_3} \right) \right]^2} \quad (44)$$

Simplificando  $R_3$  nas frações:

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot (R_X + R_3) + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot R_3 \cdot C_X^2 \cdot (R_3 + R_X)}{(R_X + R_3)^2 + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot C_X^2 \cdot (R_3 + R_X)^2} \quad (45)$$

Agora colocando  $R_3$  em evidência no numerador e  $R_X + R_3$  no denominador:

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3 \cdot \left[ (R_X + R_3) \cdot \left( 1 + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot C_X^2 \right) \right]}{(R_X + R_3) \cdot \left[ (R_X + R_3) \cdot \left( 1 + \omega^2 \cdot R_X^2 \cdot C_X^2 \right) \right]} \quad (46)$$

Por fim, simplificando os termos idênticos no numerador e denominador:

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3}{R_X + R_3} \quad (47)$$

Ou ainda:

$$\operatorname{Re}(H) = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (48)$$

Aplicando o mesmo processo na parte imaginária da resposta da impedância tem-se:

$$\operatorname{Im}(H) = \frac{(\omega \cdot R_X \cdot R_3) \cdot \left[ C_X \cdot (R_X + R_3) - R_3 \cdot \left( C_X + C_3 + \left( C_X \cdot \frac{R_X}{R_3} - C_3 \right) \right) \right]}{(R_X + R_3)^2 + \left[ \omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot \left( C_X + C_3 + \left( C_X \cdot \frac{R_X}{R_3} - C_3 \right) \right) \right]^2} \quad (49)$$

$$\text{Im}(H) = \frac{(\omega \cdot R_X \cdot R_3) \cdot \left[ C_X \cdot (R_X + R_3) - R_3 \cdot C_X \cdot \left( \frac{R_3 + R_X}{R_3} \right) \right]}{(R_X + R_3)^2 + \left[ \omega \cdot R_X \cdot R_3 \cdot C_X \cdot \left( \frac{R_3 + R_X}{R_3} \right) \right]^2} \quad (50)$$

$$\text{Im}(H) = \frac{(\omega \cdot R_X \cdot R_3) \cdot \left[ C_X \cdot (R_X + R_3) - C_X \cdot (R_3 + R_X) \right]}{(R_X + R_3)^2 + \left[ \omega \cdot R_X \cdot C_X \cdot (R_3 + R_X) \right]^2} \quad (51)$$

Como o termo em colchetes, no numerador da equação (51), se iguala a zero, tem-se então:

$$\text{Im}(H) = 0 \quad (52)$$

Desta forma, conforme previsto, a equação (47) mostra que ao ajustar  $C_C$  conforme o valor determinado por (41) é possível obter uma resposta puramente resistiva para o divisor de tensão em qualquer frequência dentro da faixa admitida.

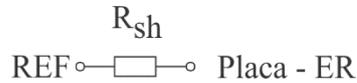
## 3.2 Amostragem de corrente

Para realizar a amostragem da corrente se fez a opção pela utilização de um resistor *shunt*. Este resistor é normalmente de pequeno valor e colocado em série com o circuito onde se deseja conhecer a corrente. Ao mensurar a tensão sobre o resistor é possível determinar a corrente do circuito pela relação da lei de Ohm.

### 3.2.1 Modelagem do resistor *shunt*

Em circuitos de potência, como um equipamento de eletrocirurgia, é necessário utilizar um resistor *shunt* que suporte uma potência dissipada na ordem de alguns Watts pois a corrente que circulará por ele pode atingir até uma dezena de ampères. Porém, o protótipo onde o sistema será testado trabalhará com correntes abaixo de 2 A. Neste sentido, o resistor a ser considerado apresenta resistência nominal de 1  $\Omega$  e capacidade de dissipação de potência de até 5 W. Por outro lado, as tensões de saída do equipamento serão normalmente superiores a 300 V de pico, fazendo com que a queda de tensão máxima de 2V seja desprezível. Este é então disposto em

uma ligação série entre a placa do eletrodo de retorno (Placa – ER) e o terminal de entrada do eletrodo de retorno, que também é a referência (REF), como representado na figura 17.



**Figura 17: Resistor *shunt* conectado em série com o circuito de retorno do paciente.**  
**Fonte: Autor.**

Resistores de potência superiores a 3 W são, em geral, componentes de fio enrolado sobre uma base cerâmica. Por este motivo o modelo equivalente para este resistor é aquele apresentado em (b) na figura 10 e reapresentado na figura 18, agora com as indicações de conexão no circuito do paciente.



**Figura 18: Circuito equivalente do resistor *shunt*, conforme modelo simplificado adotado.**  
**Fonte: Autor.**

Para os resistores de fio a indutância série medida varia conforme o valor da resistência e da potência. Sendo assim é recomendável levantar o valor da mesma por meio de ensaios. No caso do resistor de fio utilizado a indutância série aferida é de  $L_{sh} = 0,75 \mu\text{H}$ .

### 3.2.2 Compensação para o resistor *shunt*

Considerando o modelo realista dos resistores de fio, onde esses apresentam uma indutância série significativa, torna-se necessário encontrar uma forma de compensar as distorções causadas pelo aumento do módulo e da fase conforme a variação da frequência. A forma proposta para essa solução é apresentada na figura 19, onde se utiliza um circuito “RC” (resistor e capacitor) na forma de um filtro passa-baixas passivo. Esta é a mesma solução apontada em (DYER, 2001), contudo, para não interferir no funcionamento do resistor *shunt*, optou-se pelo isolamento do mesmo através de um circuito seguidor de tensão, implementado com um amplificador operacional OPA691 da Texas Instruments, que é do tipo de realimentação em corrente e possui uma banda de operação de 280 MHz com ganho unitário. A alimentação deste amplificador é feita por uma fonte linear, isolada e simétrica, com saídas reguladas em +5 V e

-5 V. A tensão de saída deste circuito, que representa a amostra de corrente, é denominada de  $v_i(t)$ .

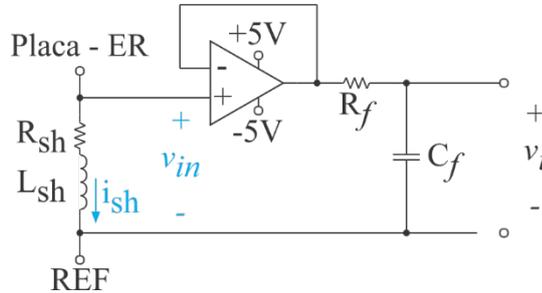


Figura 19: Resistor *shunt* modelado e circuito de compensação adotado.  
Fonte: Autor.

### 3.2.3 Equacionamento do circuito de compensação

A tensão de entrada do circuito de amostragem da corrente é dada pela tensão obtida entre os terminais Placa – ER e REF, consequência da corrente que por ali circula. Esta tensão é representada por  $v_{in}$ , conforme (53).

$$v_{in}(t) = (R_{sh} + X_{Lsh}) \cdot i_{sh}(t) \quad (53)$$

Onde a impedância de um indutor é representada por:

$$X_{Lsh} = j \cdot \omega \cdot L_{sh} \quad (54)$$

Em relação à tensão de saída do circuito, representada por  $v_i$ , esta pode ser descrita por:

$$v_i(t) = \frac{X_{Cf}}{X_{Cf} + R_f} \cdot v_{in}(t) \quad (55)$$

Considerando a impedância do capacitor como já descrita em (30) é possível reescrever a tensão de saída.

$$v_i(t) = \frac{1}{\frac{j \cdot \omega \cdot C_f}{1} + R_f} \cdot v_{in}(t) \quad (56)$$

Simplificando:

$$v_i(t) = \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_f} \cdot v_{in}(t) \quad (57)$$

Multiplicando numerador e denominador pelo conjugado do denominador tem-se:

$$v_i(t) = \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_f}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} \cdot v_{in}(t) \quad (58)$$

Agora substituindo a equação (53) no lugar da tensão de entrada:

$$v_i(t) = \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_f}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} \cdot (R_{sh} + j \cdot \omega \cdot L_{sh}) \cdot i_{sh}(t) \quad (59)$$

Efetuada as multiplicações e passando a corrente para a esquerda do sinal de igualdade tem-se a impedância de saída do circuito, cuja função de transferência é indicada  $F$ .

$$\frac{v_i(t)}{i_{sh}(t)} = F = \frac{R_{sh} + j \cdot \omega \cdot L_{sh} - j \cdot \omega \cdot R_{sh} \cdot R_f \cdot C_f + \omega^2 \cdot R_f \cdot C_f \cdot L_{sh}}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} \quad (60)$$

Separando a parte real da Imaginária.

$$\text{Re}(F) = \frac{R_{sh} + \omega^2 \cdot R_f \cdot C_f \cdot L_{sh}}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} \quad (61)$$

$$\text{Im}(F) = \frac{(\omega \cdot L_{sh} - \omega \cdot R_{sh} \cdot R_f \cdot C_f)}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} \quad (62)$$

Como se busca uma resposta que seja linear em toda a faixa de frequências, novamente pode-se admitir que a parte imaginária precisa ser igualada a zero. Desta forma, é possível obter a relação entre os elementos do resistor *shunt* e do circuito de compensação que tornam a resposta linear e constante.

$$\text{Im}(F) = \frac{(\omega \cdot L_{sh} - \omega \cdot R_{sh} \cdot R_f \cdot C_f)}{1 + (\omega \cdot C_f \cdot R_f)^2} = 0 \quad (63)$$

$$\omega \cdot L_{sh} - \omega \cdot R_{sh} \cdot R_f \cdot C_f = 0 \quad (64)$$

$$\frac{R_{sh}}{L_{sh}} = \frac{1}{R_f \cdot C_f} \quad (65)$$

Considerando que a frequência de corte para um circuito RL (Resistor e Indutor) é dada por (66) e que a frequência de corte de um circuito RC é dada por (67), pode-se afirmar que a forma de garantir a compensação dos efeitos indutivos é sintonizar as frequências de corte do filtro e do circuito equivalente do resistor *shunt*, como mostra (68).

$$\omega_{C-RL} = \frac{R}{L} \quad (66)$$

$$\omega_{C-RC} = \frac{1}{R \cdot C} \quad (67)$$

$$\omega_{C-R_{sh}L_{sh}} = \omega_{C-R_fC_f} \quad (68)$$

Utilizando a resposta obtida na equação (65) e aplicando em (61) é possível chegar à solução desejada, onde a resposta se resume a impedância do resistor *shunt*, como segue.

$$\operatorname{Re}(F) = \frac{R_{sh} + \omega^2 \cdot \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \cdot L_{sh}}{1 + \left( \omega \cdot \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \right)^2} \quad (69)$$

$$\operatorname{Re}(F) = \frac{\frac{R_{sh}^2 + \omega^2 \cdot L_{sh}^2}{R_{sh}}}{\frac{R_{sh}^2 + \omega^2 \cdot L_{sh}^2}{R_{sh}^2}} \quad (70)$$

$$\operatorname{Re}(F) = \frac{R_{sh}^2}{R_{sh}^2} = R_{sh} \quad (71)$$

Aplicando o mesmo princípio à equação (62) é possível demonstrar que a parte imaginária da impedância se iguala a zero, chegando, portanto, na resposta desejada que é de uma impedância puramente resistiva.

$$\operatorname{Im}(F) = \frac{\left( \omega \cdot L_{sh} - \omega \cdot R_{sh} \cdot \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \right)}{1 + \left( \omega \cdot \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \right)^2} \quad (72)$$

$$\operatorname{Im}(F) = \frac{(\omega \cdot L_{sh} - \omega \cdot L_{sh})}{1 + \left( \omega \cdot \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \right)^2} \quad (73)$$

$$\operatorname{Im}(F) = 0 \quad (74)$$

### 3.3 Resultados experimentais

Para comprovar a eficácia dos sistemas propostos, foram implementados os circuitos de medição de tensão e de corrente, conforme a metodologia tratada. Estes protótipos foram então dispostos junto ao circuito do paciente, composto pela unidade eletrocirúrgica (UES), eletrodos ativo e de retorno e o tecido biológico. A figura 11 apresenta essa disposição. Foram realizados

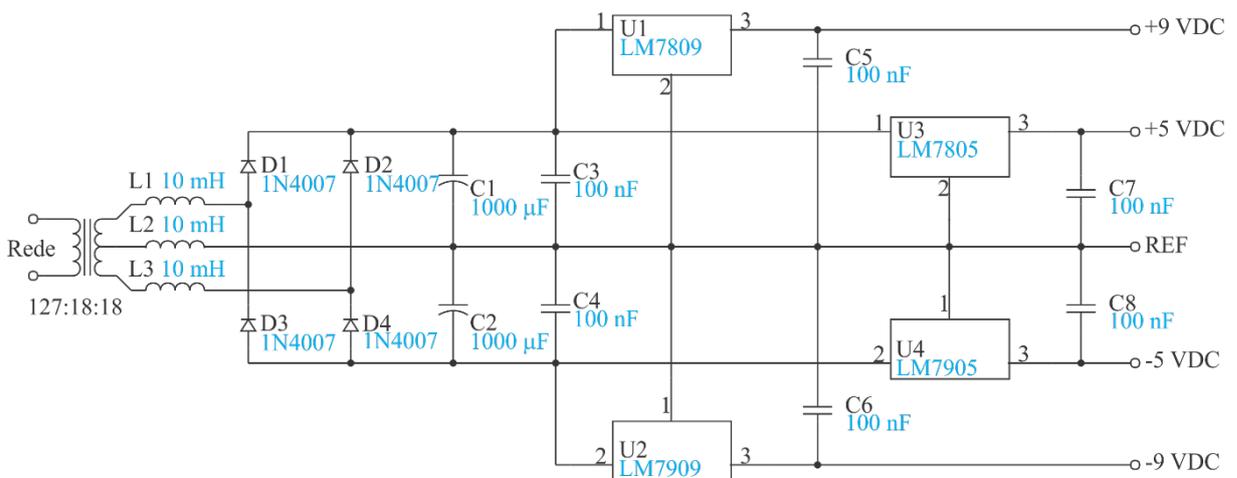
ensaios onde o tecido biológico foi substituído por uma fatia de chuchu (*Sechium edule Sw.*) (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005) com espessura média de 10 mm. Foram obtidas tensões de saída de aproximadamente 350 V de pico, correntes de até 500 mA em uma frequência de 400 kHz.

Todo o sistema foi montado em um protótipo e aplicado em um equipamento experimental já desenvolvido na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) (BERNARDI, 2007; SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005).

### 3.3.1 Fonte de tensão simétrica

Todos os circuitos de tratamento de sinal desenvolvidos neste estudo utilizam amplificadores operacionais. Como já foi ilustrado no caso do circuito amostrador de corrente, um amplificador operacional é utilizado para isolar o circuito de amostragem do circuito de compensação. Já no circuito amostrador de tensão, um amplificador operacional foi utilizado para amplificar a amostra de tensão e colocá-la em uma faixa de valores mais conveniente para os tratamentos seguintes.

Diante deste fato, foi preciso utilizar uma fonte de tensão isolada, linear e simétrica para alimentar estes componentes. A fonte desenvolvida é apresentada na figura 20.



**Figura 20: Diagrama esquemático da fonte regulada utilizada nos circuitos de tratamento de sinais.**  
Fonte: Autor.

Neste circuito foram utilizados três indutores em série com a saída do transformador isolador. Estes são indutores de choque para rádio frequência (*Radio frequency Choke Inductor*)

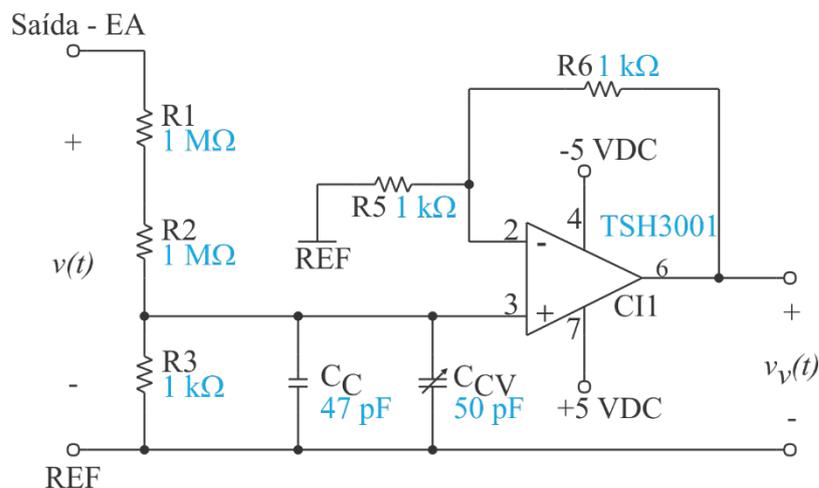
e têm a função de bloquear sinais em altas frequências. Dessa forma busca-se evitar que ocorram fugas de energia por meio de capacitâncias parasitas entre as espiras do transformador isolador.

### 3.3.2 Ensaios do circuito amostrador de tensão

Para testar o circuito proposto foi montada a estrutura apresentada na figura 21 onde a alimentação do amplificador operacional vem da fonte apresentada na figura 20. Os resistores utilizados são todos SMDs cujas capacitâncias parasitas ficam em torno de 0,045 pF. O capacitor de compensação a ser utilizado é calculado conforme (41) e seu valor teórico resultou em  $C_C = 45\text{pF}$ . Foi então utilizado um capacitor cerâmico de placas paralelas de valor  $C_C = 47\text{pF}$  e um capacitor variável  $C_{CV} = 50\text{pF}$  para permitir um ajuste fino de calibração. O Amplificador operacional utilizado é o modelo TSH3001 da Texas Instruments, cuja estrutura é realimentada em corrente e possui uma banda de frequência de 115 MHz com ganho 2.

O circuito amplificador apresenta ganho 2 e tem a função de adequar a faixa de tensão de saída para uma variação de 1,0 V enquanto a tensão de entrada excursiona em uma faixa de 1.000 V.

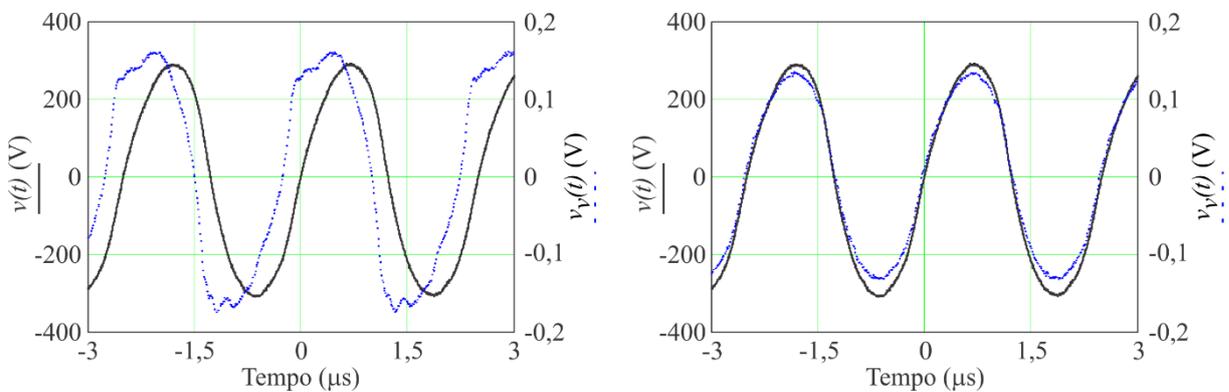
Os resistores utilizados no circuito de amplificação são todos SMDs com valores dentro da faixa de  $47\ \Omega$  a  $1,0\ \text{k}\Omega$ , atendendo ao que foi constatado no capítulo 2.



**Figura 21: Circuito amostrador de tensão.**  
Fonte: Autor.

Para os ensaios e a aquisição de dados foi utilizado um osciloscópio Rode & Schwarz Hameg modelo HMO2024 com 4 canais e amostragem real de 1 Gs/s em cada canal, uma sonda de tensão isolada da Tektronix modelo P5200A com banda de 50 MHz e uma sonda de tensão não isolada, também da Tektronix, com banda de 100 MHz. Foram obtidas aquisições cujos arquivos possuem comprimento de 6000 pontos.

Os primeiros testes foram feitos para verificar a necessidade e a eficiência dos circuitos de leitura da tensão. A figura 22 apresenta, a esquerda, a tensão de saída  $v(t)$  e a tensão lida  $v_v(t)$ , obtidos com o divisor de tensão implementado sem a inclusão dos capacitores de compensação  $C_C$  e  $C_{CV}$ . Já na imagem à direita, na mesma figura, tem-se a resposta do mesmo circuito divisor de tensão, mas agora com a inserção dos capacitores de compensação  $C_C$  e  $C_{CV}$ .



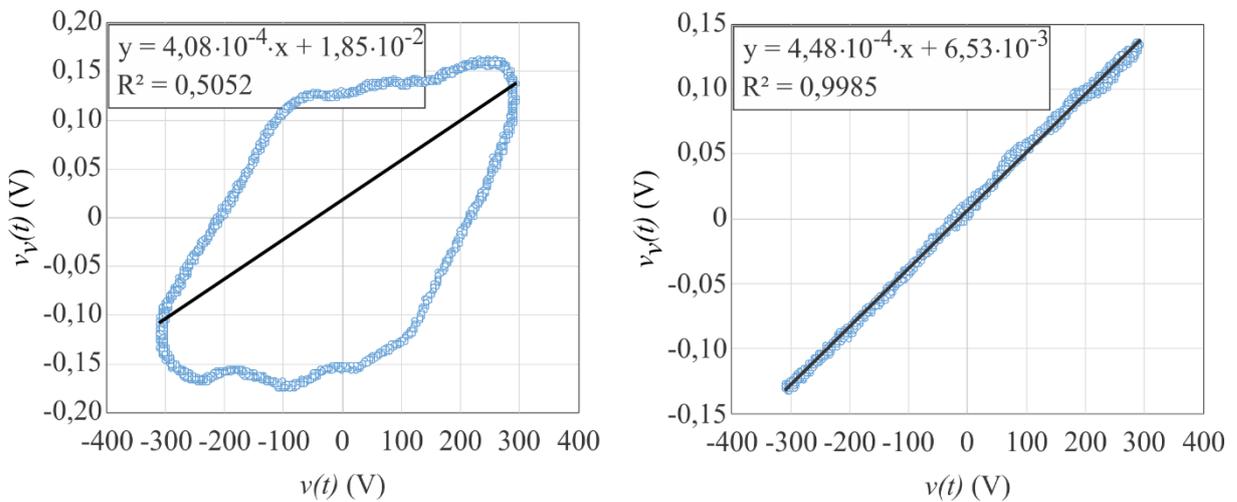
**Figura 22:** Na esquerda a aquisição da tensão de saída  $v(t)$  (linha cheia) e da tensão amostrada  $v_v(t)$  (linha pontilhada) para o circuito de aquisição sem o capacitor de compensação. Na direita, os mesmos sinais para o circuito de aquisição com a presença do capacitor de compensação.

Fonte: Autor.

Conforme as ondas apresentadas, é possível verificar que sem a inserção do capacitor de compensação existe um grande adiantamento de fase no sinal  $v_v(t)$  em relação ao sinal do eletrodo ativo  $v(t)$ . Além disso, devido ao aumento do módulo da impedância, com o aumento da frequência, algumas distorções em altas frequências, quase imperceptíveis no sinal original são bastante amplificadas, modificando consideravelmente a forma de onda.

Após a inserção dos capacitores  $C_C$  e  $C_{CV}$  é possível verificar uma melhora significativa na qualidade do sinal de saída. Percebe-se bastante similaridade entre os sinais, existindo apenas uma relação de escala entre ambos e um nível contínuo de tensão de aproximadamente 6,5 mV no sinal amostrado. Esse nível contínuo é decorrente da inserção do amplificador operacional, onde a tensão de modo comum não é totalmente eliminada devido à alta impedância do resistor  $R_3$  frente a impedância de entrada do amplificador operacional.

Para quantizar essa relação entre os sinais de entrada e de saída é possível proceder uma análise gráfica e estatística por meio de regressão linear. Essa análise é feita para os dois casos mostrados na figura 22. A figura 23 apresenta esta análise, onde na esquerda se tem a comparação dos sinais de saída  $v(t)$  e  $v_v(t)$  sem a inserção do capacitor de compensação no circuito e na direita os mesmos sinais, porém com a inserção deste capacitor. Também são apresentadas em cada gráfico a equação da reta  $y$ , decorrente da regressão linear, e o fator de determinação  $R^2$  entre a equação e os pontos utilizados.



**Figura 23: Regressão linear comparando o sinal de saída  $v(t)$  e o sinal amostrado  $v_v(t)$ . Na esquerda a comparação para o sinal de saída sem o capacitor de compensação e na direita a comparação para o sinal de saída com o capacitor de compensação.**

Fonte: Autor.

A equação da reta que representa a correlação entre os sinais é dada no formato expresso pela equação (75) onde o termo  $A$  representa o fator de escala entre o sinal amostrado e o sinal de saída do equipamento e o termo  $B$  indica o valor de deslocamento por nível CC do sinal amostrado em relação ao sinal de saída.

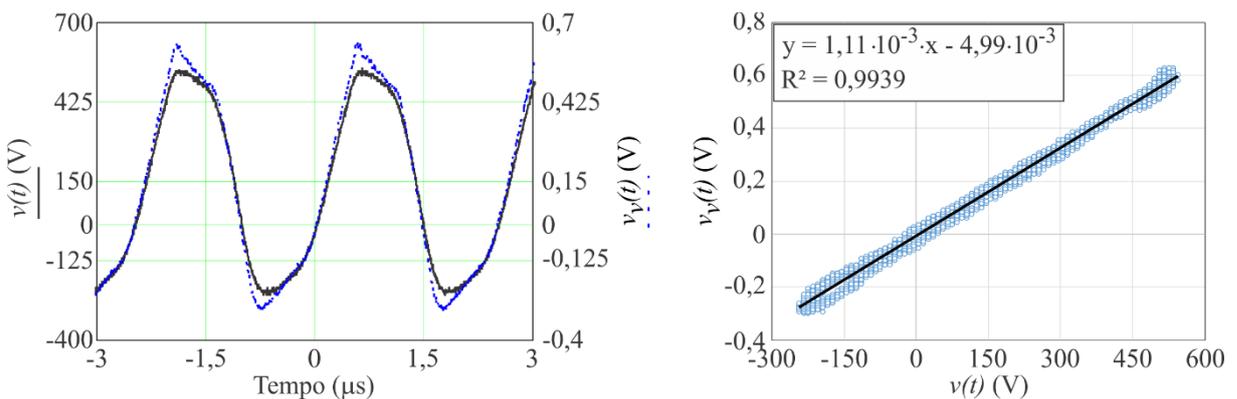
$$y = A \cdot x + B \quad (75)$$

O que se pode constatar pela equação da reta  $y$  é que o fator de escala  $A$  entre o sinal amostrado e o sinal de saída é um pouco maior no circuito sem compensação devido à amplificação do conteúdo harmônico. Ainda assim, após a inserção do circuito com compensação esse fator ficou em  $1/2230$  devido aos valores dos resistores e suas tolerâncias, às incertezas de medição e ao fato de a aquisição ter sido feita com o capacitor de compensação ajustado, porém o ganho do amplificador operacional, neste momento, era unitário. O termo  $B$  da equação indica que o circuito de aquisição e o amplificador operacional inseriram um sinal de *offset* de  $6,5$  mV na amostra compensada, enquanto que no circuito sem compensação este valor ficou em  $18,5$

mV. Entende-se que este erro não é crítico pois equivale a algo em torno de 12 V de erro na tensão de saída, para o circuito compensado, o que não representa risco para o paciente.

Em relação ao fator de determinação, esse pode ser entendido como um fator de qualidade entre o sinal amostrado e o sinal real. Ele indica o quão bem a reta  $y$  representa os pontos correlacionados, e neste caso esse índice é superior a 99% no sinal compensado, ou seja, a qualidade da amostra é muito grande, tendo bastante fidelidade em relação ao sinal real. Já no circuito sem compensação, o baixo fator de qualidade é consequência, principalmente, da defasagem entre a amostra e o sinal real, comprovando que esse não tem os atributos necessários para ser utilizado nesta aplicação.

Para finalizar também foi feito o teste do circuito de amostragem da tensão com o equipamento operando na presença de geração de faíscas entre o eletrodo ativo e o corpo de prova. Esses sinais são apresentados na figura 24, onde na esquerda tem-se os sinais no tempo e na direita a análise da regressão linear entre os mesmos.



**Figura 24: Formas de onda e análise por regressão linear dos sinais de tensão, amostrados com a geração de faíscas. Na esquerda os sinais no tempo e na direita a regressão linear.**

**Fonte: Autor.**

O que se percebe nos resultados apresentados na figura 24 é que mesmo na presença de faíscas, onde o sinal de saída passa a apresentar mais distorções, o circuito de aquisição tem uma boa resposta, visto que o fator de determinação ficou novamente acima de 99% e o nível de *offset* inserido na amostra ficou em torno de 5 mV. Nessa aquisição o circuito de compensação já estava ajustado com o ganho 2 previsto e, portanto, o ganho indicado pelo termo  $A$  da equação  $y$  ficou em  $1/900$  devido a tolerância dos resistores utilizados e as incertezas de medição para este ajuste.

### 3.3.3 Ensaios do circuito amostrador de corrente

Para validar a proposta para a aquisição da corrente foi montada a estrutura ilustrada na figura 25. Como já mencionado, a indutância série do resistor *shunt* fica em torno de  $L_{sh} = 0,75 \mu\text{H}$  e sendo a resistência de  $1,0 \Omega$  a frequência de corte deste componente fica em torno de 207 kHz.

Para compensar a distorção imposta pelo resistor *shunt* foi utilizado um resistor de filtragem  $R_f = 910 \Omega$  do tipo SMD e um capacitor de filtragem  $C_f = 860 \text{ pF}$ , sendo esse capacitor obtido pela associação em paralelo de um capacitor cerâmico de  $C_{f1} = 390 \text{ pF}$  com outro  $C_{f2} = 470 \text{ pF}$ .

O amplificador operacional utilizado nessa implementação é o modelo OPA691 da Texas Instruments, cuja banda de frequência é de 280 MHz, quando utilizado com ganho unitário. Por recomendação do fabricante o circuito seguidor de tensão apresenta um resistor de  $470 \Omega$  no laço de realimentação a fim de minimizar possíveis ressonâncias decorrentes das capacitâncias parasitas dos terminais de saída e de entrada inversora, maximizando assim a faixa de frequências onde o componente pode operar, conforme esquemático apresentado na figura 25.

As medições de corrente do equipamento eletrocirúrgico foram realizadas por uma sonda de corrente isolada modelo P6021A da Tektronix com faixa de frequência de trabalho entre 1 kHz e 60 MHz. A amostra de tensão proporcional a corrente de saída  $v_i(t)$  foi obtida com o mesmo modelo de sonda de tensão não isolada utilizada nos ensaios do circuito amostrador de tensão.

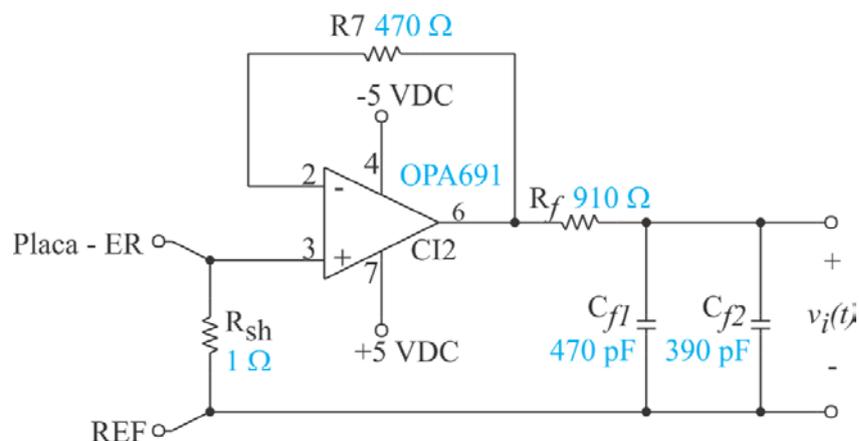
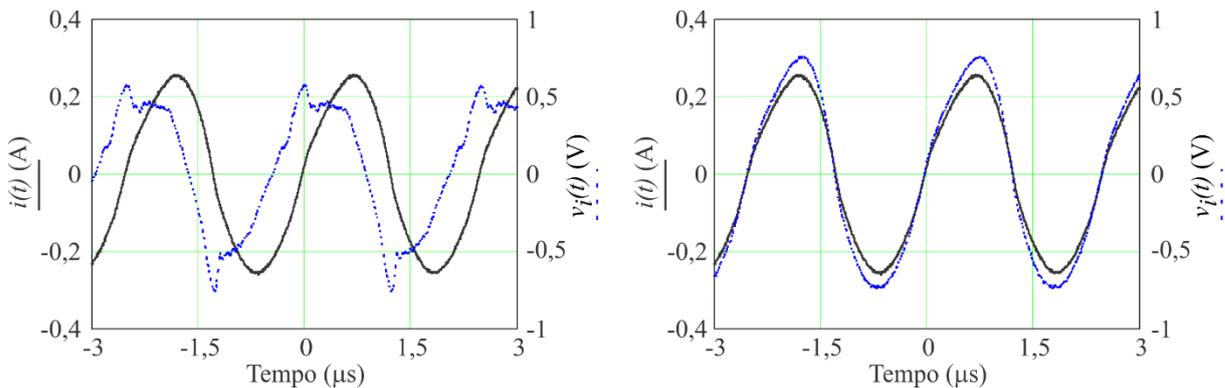


Figura 25: Circuito amostrador de corrente.

Fonte: Autor.

Foram capturadas as formas de onda da corrente de saída do equipamento de eletrocirurgia, denominadas de  $i(t)$  e a tensão na saída do circuito amostrador, denominada de  $v_i(t)$ . O resultado destas aquisições é mostrado na figura 26, onde na esquerda são apresentadas as formas de onda obtidas com o circuito de amostragem sem a presença dos componentes de compensação e na direita as ondas obtidas com o circuito de compensação completo.



**Figura 26: Aquisição da corrente de saída e da tensão amostrada. Na esquerda a corrente  $i(t)$  e amostra  $v_i(t)$  sem compensação. Na direita as amostras de  $i(t)$  e  $v_i(t)$  com a compensação proposta.**

**Fonte: Autor.**

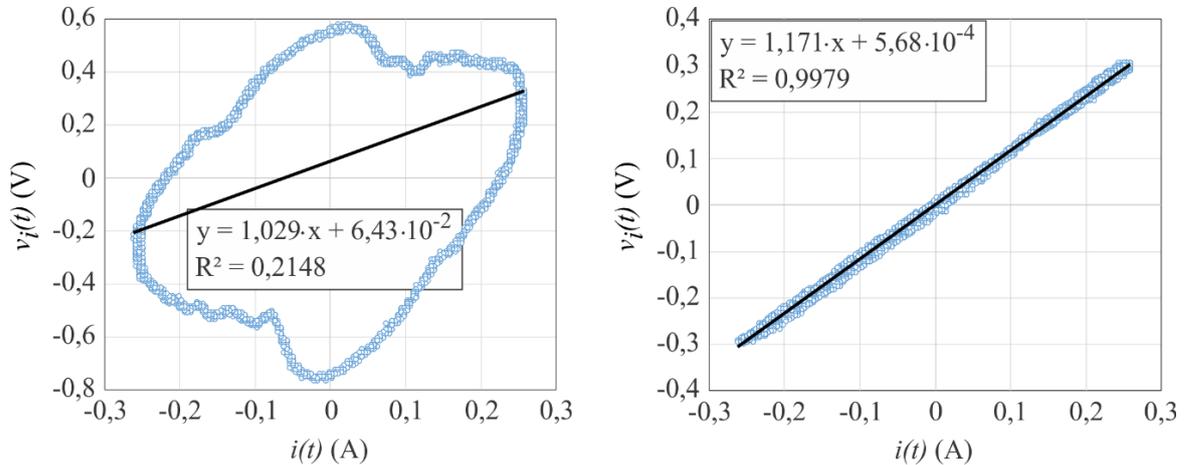
Considerando as aquisições sem compensação se percebe a existência de um adiantamento de fase no sinal da amostra em relação ao sinal real, decorrente da característica indutiva do resistor *shunt*. Também a amplitude do sinal sofre amplificação, sendo que para conteúdos harmônicos em mais altas frequências essa amplificação se caracteriza pela inserção de significativas distorções no sinal  $v_i(t)$ .

Após a inclusão do circuito de compensação as distorções são reduzidas ao ponto de o sinal amostrado apresentar grande semelhança com o sinal de corrente real, suprimindo consideravelmente o conteúdo harmônico e equiparando a amplitude do sinal amostrado com o sinal real, visto que o resistor *shunt* tem resistência aproximada de  $1 \Omega$ .

Novamente uma análise estatística foi realizada, por meio da regressão linear, a fim de determinar a qualidade do sinal amostrado em relação ao sinal real. Essa análise é apresentada na figura 27, onde na esquerda tem-se a análise dos sinais obtidos sem o circuito de compensação e na direita os sinais obtidos com o circuito de compensação.

Comparando as equações das retas apresentadas na figura 27, percebe-se que o circuito de compensação modificou um pouco o coeficiente A de relação entre os sinais e interferiu um pouco no nível de *offset*, neste caso reduzindo-o. Essas interferências não são graves pois a relação de ganho será tratada mais a frente, quando do cálculo da potência ativa onde ele poderá ser compensado, e o nível de *offset* obtido não é grande o suficiente para provocar erros

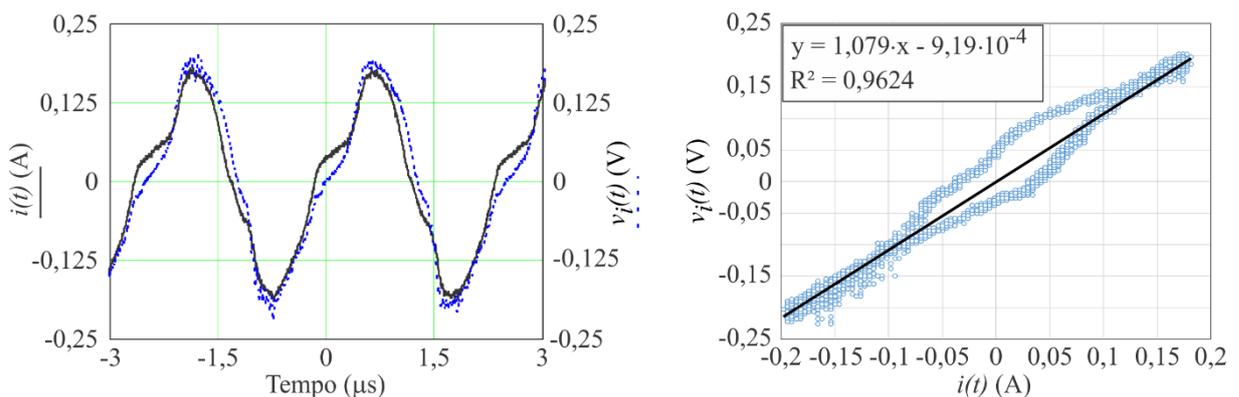
significativos no cálculo da potência ativa. Contudo, o grande ganho do circuito proposto está indicado no coeficiente de determinação, onde se saiu de um índice de 21% para mais de 99%, ratificando a eficiência do sistema proposto.



**Figura 27: Regressão linear comparando o sinal de saída  $i(t)$  e o sinal amostrado  $v_i(t)$ . Na esquerda a comparação para o sinal de saída sem o circuito de compensação e na direita a comparação para o sinal de saída com o circuito de compensação.**

Fonte: Autor.

Também um ensaio com a geração de faíscas foi realizado, a fim de constatar o funcionamento deste circuito em condições mais críticas. O resultado deste ensaio é apresentado na figura 28, onde na esquerda têm-se as formas de onda de corrente<sup>2</sup> e da amostra de corrente obtidos, e na direita a análise estatística por meio da regressão linear.



**Figura 28: Formas de onda e análise por regressão linear dos sinais de corrente, amostrados com a geração de faíscas. Na esquerda os sinais no tempo e na direita a regressão linear.**

Fonte: Autor.

<sup>2</sup> A distorção, na passagem por zero, da forma de onda de corrente, é um fenômeno presente nos sinais eletrocirúrgico quando da presença de faísca, em equipamentos cujo estágio de saída é baseado na estrutura *Push-Pull*.

Verifica-se que no caso da presença de faíscas a corrente apresenta mais distorções que a tensão. Existe um descolamento da amostra, em relação ao sinal real, na passagem por zero, o que faz com que o fator de qualidade ( $R^2$ ) seja um pouco menor. Nessa amostra, o fator de determinação ficou em torno de 96%. O descolamento observado é consequência da falta de ajuste fino no circuito de compensação, que inseriu um pequeno atraso na resposta final do sistema.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo 3 foram apresentadas as consequências da utilização dos circuitos de amostragem sem a inserção de elementos de compensação. Verificou-se que tanto o divisor de tensão como o resistor *shunt* apresentam aumento no módulo e no ângulo de fase, com o aumento da frequência de operação.

Mesmo sendo pequena a influência na frequência de trabalho dos equipamentos eletrocirúrgicos, as não idealidades dos circuitos amostradores acarretam em grande distorção dos sinais medidos devido a presença de conteúdo harmônico nos sinais de saída. Sendo esses sinais muito distorcidos, não se pode considerá-los para a realização do cálculo da potência, pois os resultados obtidos destoariam da realidade e infeririam imprecisão ao processo de medição da potência ativa.

Para contornar o problema fez-se a opção por circuitos de compensação com características capacitivas. Para o divisor de tensão foi incluído um capacitor em paralelo com o resistor de saída, onde o mesmo é determinado pela relação entre as capacitâncias parasitas dos resistores e o módulo das resistências. Assim é possível obter uma resposta constante na faixa de frequências considerada neste estudo, uma vez que esta capacitância anula a parte reativa da impedância e, como consequência, os sinais amostrados se assemelham muito aos sinais reais.

Para o resistor *shunt* não é possível compensar sua característica indutiva pela inserção de apenas um capacitor, pois o conjunto passaria a ter uma frequência de ressonância e o circuito deixa de se comportar como indutivo, passando para capacitivo a partir de uma determinada frequência. A solução encontrada foi a utilização de um circuito com característica de um filtro passivo RC do tipo passa-baixas. Ao sintonizar a frequência de corte do circuito RL do resistor *shunt* com a frequência de corte do circuito RC de compensação é possível estabelecer uma tensão de saída equivalente à que se obteria com um resistor *shunt* puramente resistivo.

Por fim, pode-se afirmar que as soluções adotadas para a leitura das grandezas de saída do equipamento de eletrocirurgia atenderam ao requisito estabelecido de baixo custo, consolidando com isso uma nova estrutura de leitura de grandezas elétricas compatível com aplicações em altas frequências.

## 4 CÁLCULO DA POTÊNCIA ATIVA

Estando consolidada a aquisição da tensão e da corrente de saída do equipamento de eletrocirurgia, passa-se para a determinação da potência ativa entregue ao paciente.

Neste sentido, o capítulo que segue trata do cálculo da potência instantânea, de forma analógica, e posterior determinação do valor médio desta forma de onda. Com esta sequência de procedimentos é possível determinar a potência ativa, atendendo o que foi descrito na equação (8).

### 4.1 Multiplicação das amostras de tensão e de corrente

O circuito que determina a potência instantânea é baseado na utilização de um multiplicador analógico da Analog Devices, modelo AD835, cuja banda de frequência de trabalho é de 250 MHz com ganho unitário. O circuito desenvolvido para esta função é apresentado na figura 29.

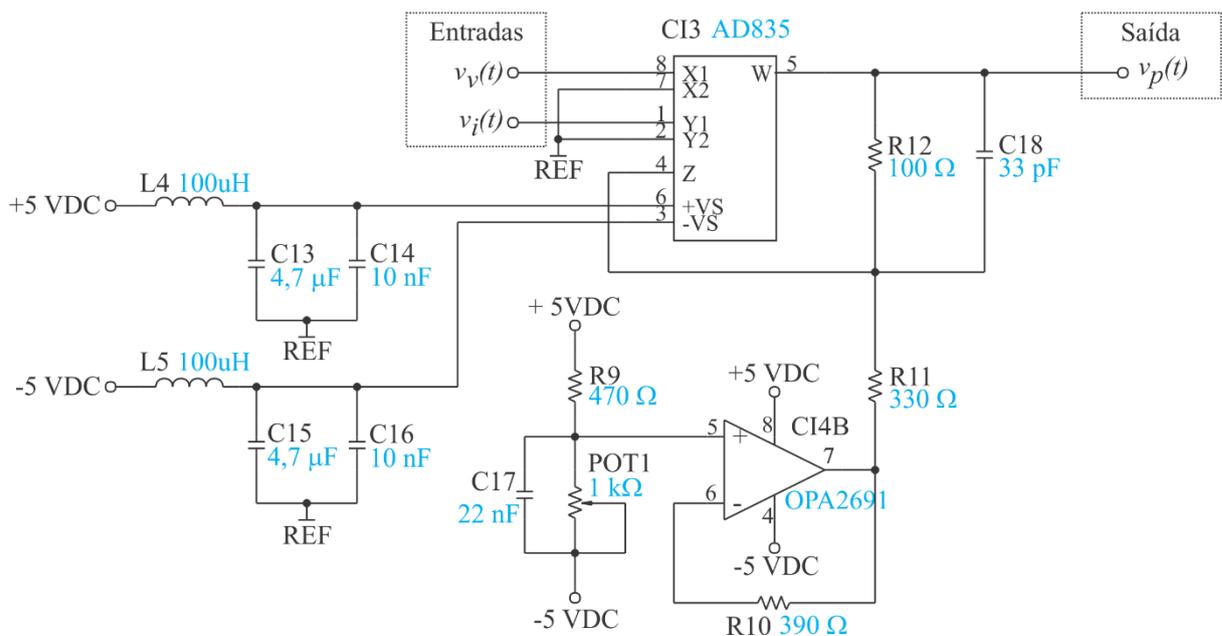


Figura 29: Circuito de multiplicação das amostras de tensão e de corrente.  
Fonte: Autor.

Foram utilizados dois circuitos Indutivo Capacitivo (LC) como filtro, na alimentação do circuito integrado AD835. Esses são recomendados pelo fabricante para minimizar os efeitos de ruídos que possam ser injetados pelos terminais de energização e assim otimizar a utilização da banda de frequências do componente.

Também um ajuste de tensão contínua (*offset*) foi adicionado ao circuito para permitir a compensação de componentes CC de modo comum que possam ser inseridas pelo próprio multiplicador. Esse circuito é formado pelo potenciômetro POT1, resistor R9 e amplificador operacional CI4B. O amplificador operacional utilizado é o modelo OPA2691 da Texas Instruments, cuja banda de frequências de trabalho é de 280 MHz com ganho unitário e realimentação em corrente.

À estrutura multiplicadora foi adicionado um ganho aproximado de 4 pois o CI multiplicador admite tensões de saída entre  $\pm 2,5$  V, apesar de as tensões de entrada estarem limitadas a  $\pm 1,0$  V. Desta forma é possível otimizar a faixa de tensões de saída para que uma potência de 300 W tenha um valor médio de aproximadamente 1,2 V. Para compensar a limitação de banda, devido o ganho superior a 1, foi adicionado o capacitor C18 de 33 pF, conforme instruções do fabricante.

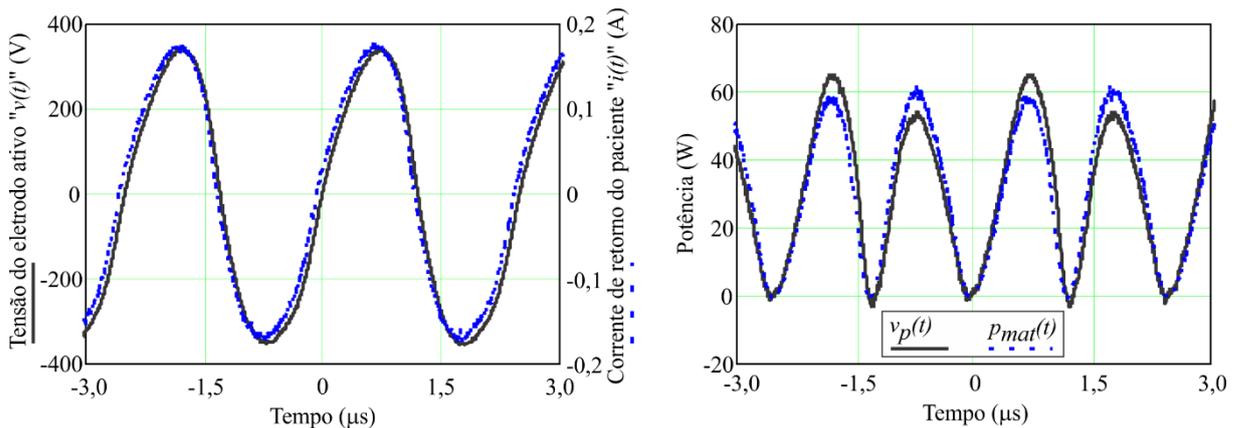
#### 4.1.1 Resultado de ensaios

A topologia proposta para o cálculo da potência instantânea foi ensaiada no equipamento de eletrocirurgia da UTFPR (SCHNEIDER JR; ABATTI, 2005), utilizando como carga uma fatia de chuchu de 10 mm de espessura. Foram realizadas aquisições tanto com contato ôhmico entre o eletrodo ativo e a carga (sem a geração de faíscas), como aquisições sem o contato ôhmico, ocasionando a geração de faíscas.

Nesses ensaios foram amostradas a tensão do eletrodo ativo  $v(t)$  e a corrente do paciente  $i(t)$ , por meio das sondas de tensão e corrente isoladas já apresentadas no capítulo 3, bem como a tensão de saída do circuito multiplicador  $v_p(t)$  por uma sonda de tensão não isolada já apresentada. Os valores das amostras foram tratados no *software* Excell do pacote Office da Microsoft, a fim de determinar a forma de onda teórica da potência instantânea  $p_{mat}(t)$ , para poder compará-la com a forma de onda de potência calculada pelo circuito proposto.

A figura 30 apresenta, à esquerda, a tensão e a corrente de saída do bisturi, obtidas com contato mecânico (ôhmico) entre o eletrodo ativo e a fatia de chuchu, ou seja, sem a geração de

faísca. À direita dessa figura são apresentadas a potência instantânea calculada a partir das aquisições apresentadas à esquerda e o sinal de potência obtido diretamente na saída do circuito multiplicador. A fim de equalizar as escalas, a amostra obtida pelo multiplicador analógico  $v_p(t)$  foi multiplicada, via software Excel, por um fator 250, equivalente a taxa de atenuação esperada para os circuitos de amostragem e cálculo implementados.



**Figura 30: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faísca.**

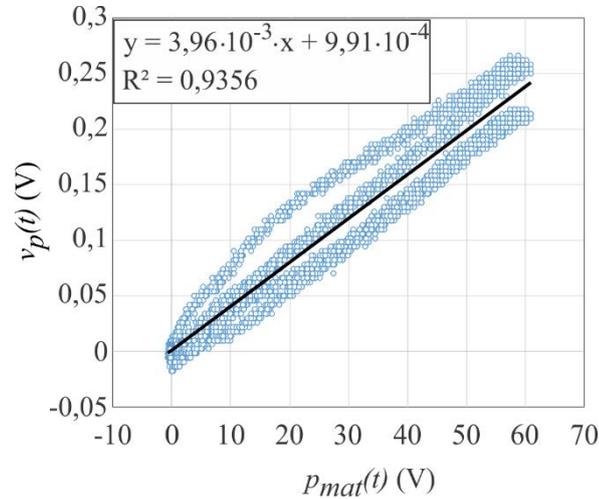
**Fonte: Autor.**

Verifica-se, pelas amostras, uma variação na amplitude dos sinais de potência instantânea, onde a amostra obtida pelo multiplicador analógico apresenta uma variação em torno do sinal matemático. Ela decorre da presença de IEM no potenciômetro de ajuste do sinal de *offset*, fazendo com que a tensão sobre ele oscile aproximadamente 10 mV, na mesma frequência dos sinais eletrocirúrgicos. Para verificar se essa variação é comprometedor, foi feita a análise estatística, por meio da regressão linear, dos sinais de potência apresentados na figura 30. Essa análise é apresentada na figura 31.

A regressão linear indica a presença de um *offset* de aproximadamente 1 mV entre a amostra e o sinal matemático, conforme termo B da equação y, bem como uma relação de 1/252 entre elas, conforme termo A da equação y, estando, portanto, próximo do valor de 250 utilizado para equiparar as escalas na figura 30. Em relação ao fator de qualidade ( $R^2$ ) essa ficou na faixa de 93% devido a uma leve defasagem entre os sinais e à diferenças nos picos positivos.

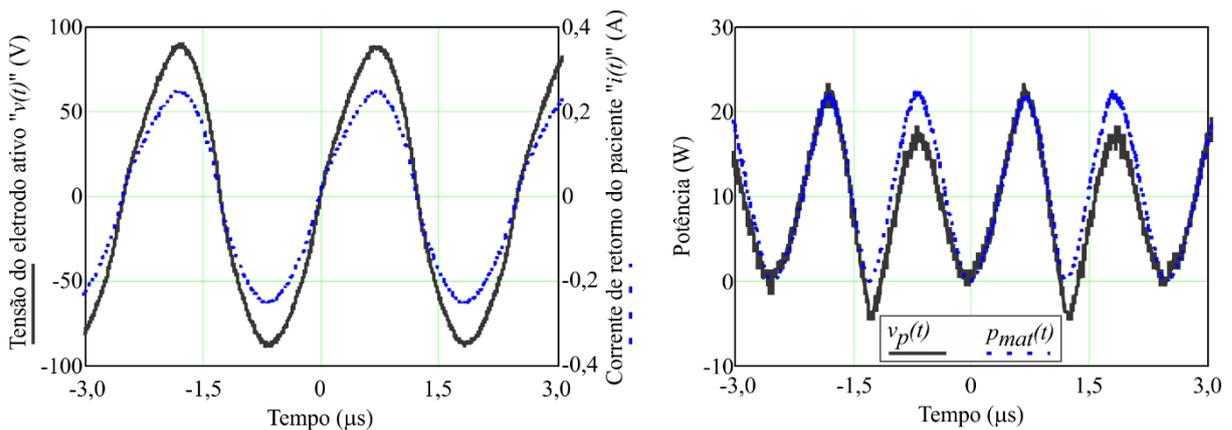
A partir dos vetores de pontos obtidos na aquisição das formas de onda apresentadas, a potência média pôde ser calculada, de onde resultou uma potência teórica (obtida pelas formas de onda de tensão e de corrente da saída) de  $p_{mat} = 33,5 \text{ W}$ , ao passo que a potência média, obtida pelo cálculo do valor médio da tensão de saída do circuito multiplicador, foi de

$p = 32,5 \text{ W}$ , ou seja, apesar de o fator de qualidade ter ficado um pouco mais baixo, próximo aos 90%, o erro na determinação da potência ativa ficou em 3%



**Figura 31:** Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 30.  
Fonte: Autor.

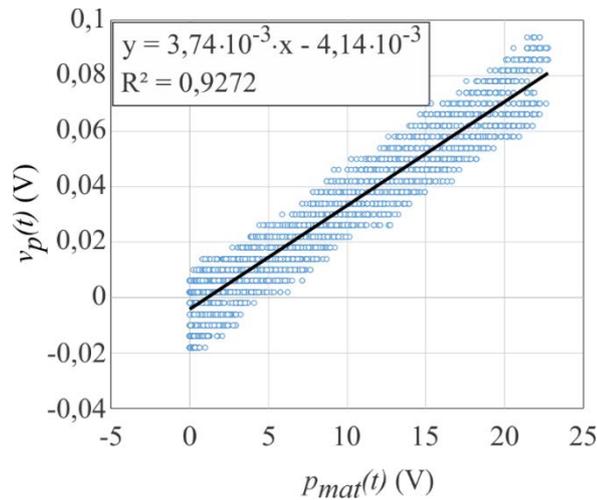
Em um segundo ensaio, também sem a geração de faíscas, foram obtidas as formas de onda apresentadas na figura 32. Novamente é apresentado a esquerda as formas de onda de tensão e de corrente de saída do equipamento e a direita as formas de onda da potência teórica  $p_{mat}(t)$  e da potência obtida na saída do circuito multiplicador,  $v_p(t)$  com um ganho de 250.



**Figura 32:** Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faíscas.  
Fonte: Autor.

Aqui se percebe que por meio ciclo os sinais de potência aparentam grande similaridade, e no outro meio ciclo existe uma disparidade entre os sinais, onde a amostra é levemente menor que o sinal teórico e inclusive indicando uma potência instantânea negativa. Essa disparidade é consequência de uma pequena distorção inserida pelo potenciômetro do circuito multiplicador,

utilizado para ajustar o *offset* do sinal de saída. A análise da regressão linear é apresentada na figura 33 onde se percebe um espalhamento uniforme dos pontos ao longo da toda reta, consequência da distorção citada. Agora o fator de escala (termo A da equação y) ficou em  $1/267$  e o nível de tensão de *offset* se aproximou de  $-4$  mV, indicando que existe um erro no cálculo e na medição desta grandeza.

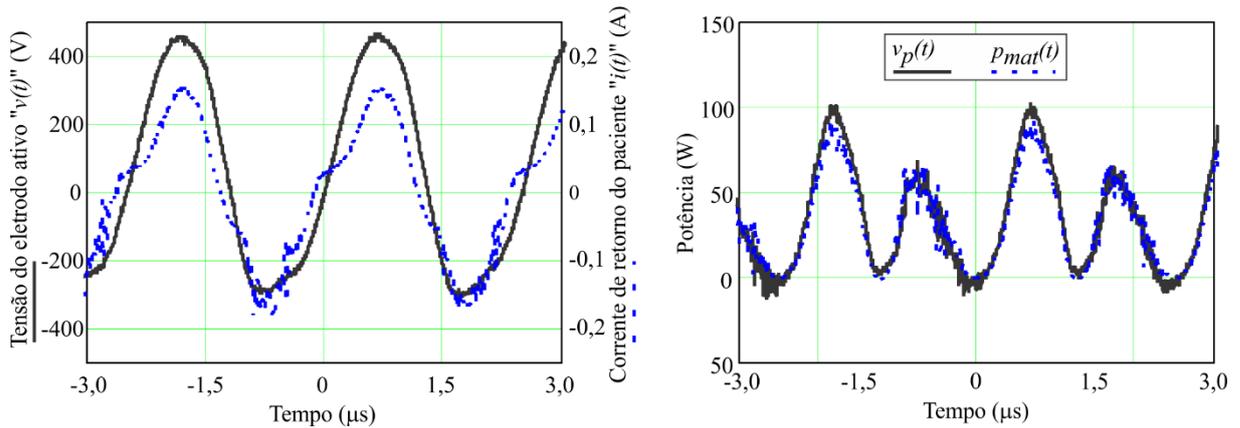


**Figura 33: Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 32.**  
**Fonte: Autor.**

Nesse ensaio foram obtidos como potência teórica  $11,1$  W e como potência medida  $8,5$  W. Essa diferença é consequência do erro de medição, que fez com que o fator de escala  $A$  desta amostra se mostrasse maior. Caso fosse aplicado o fator de escala de  $1/267$ , a potência média obtida passaria para  $9,1$  W. O que se percebe também é que para potências menores o erro decorrente do *offset* de tensão, que se manteve na faixa de  $4$  mV, aumenta a imprecisão da medição e insere um erro percentualmente maior que o visto na primeira aquisição.

Por fim, ensaios com geração de faíscas entre o eletrodo ativo e a carga foram realizados. O resultado de um destes ensaios é mostrado na figura 34 onde se tem à esquerda as formas de onda de tensão e de corrente de saída do equipamento, e a direita a potência instantânea calculada pelas ondas a esquerda e a potência calculada pelo multiplicador analógico, acrescido de um ganho  $250$ .

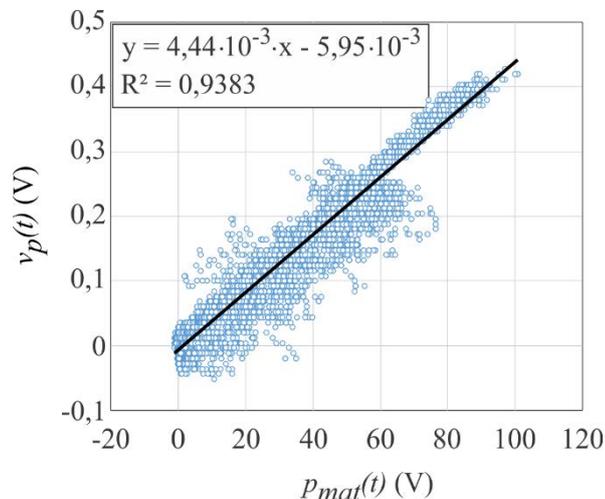
Levantando o valor médio da potência, por meio de uma planilha Excell, determinada pelas amostras de tensão e de corrente, obtém-se um valor de potência de  $31,9$  W, ao passo que a potência média, calculada pelo multiplicador analógico e acrescido do ganho  $250$ , apresentou um valor médio de  $33,0$  W.



**Figura 34:** Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência calculada e medida a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e geração de faíscas.

Fonte: Autor.

Fazendo a regressão linear entre as amostras, apresentada na figura 35, observa-se que existe um espriamento maior entre os sinais, consequência da presença de conteúdo harmônico mais significativo. Nesse ensaio, o fator de escala ficou em  $1/225$  e o valor de *offset* em aproximadamente  $-6$  mV.



**Figura 35:** Análise por regressão linear dos sinais de potência da figura 34.

Fonte: Autor.

Convém observar que, na presença de faíscas, aparecem distorções de tensão e de corrente. Nesse caso a forma de onda de tensão sofreu um achatamento no semi-ciclo negativo, acarretando na inserção de uma tensão média positiva de aproximadamente 30 V. A corrente sofre também interferência, visualizado pela inserção de ruído no semi-ciclo negativo e a inserção de uma corrente média de aproximadamente 15 mA. Essas observações vão ao encontro ao que já havia sido verificado por Schneider e Abatti (2008).

Também a variação dos níveis de *offset* (termos B da equação  $y$ ) e de ganho (termo A da equação  $y$ ) dos sinais comparados sugerem que os erros aumentam quando da presença de faíscas, pois estas exercem influência nas formas de onda, e que, portanto, precisam ser analisados para determinar um fator de ajuste médio que permita diminuir o erro de medição. Esta análise será feita no capítulo 5, quando serão apresentados alguns resultados de ensaios práticos.

## 4.2 Determinando o valor médio da potência

Sendo a potência ativa o valor médio da potência instantânea, para um período completo dos sinais que constituem, após a obtenção da potência instantânea é preciso determinar seu valor médio. A proposta aqui apresentada é a de obtenção desse valor, também de forma analógica, pela implementação de um filtro ativo do tipo passa-baixas, visto que este tipo de filtro apresenta um pólo em zero, como é a característica de um circuito integrador, quando visualizado o diagrama do lugar das raízes (OGATA, 2011).

### 4.2.1 Circuito proposto

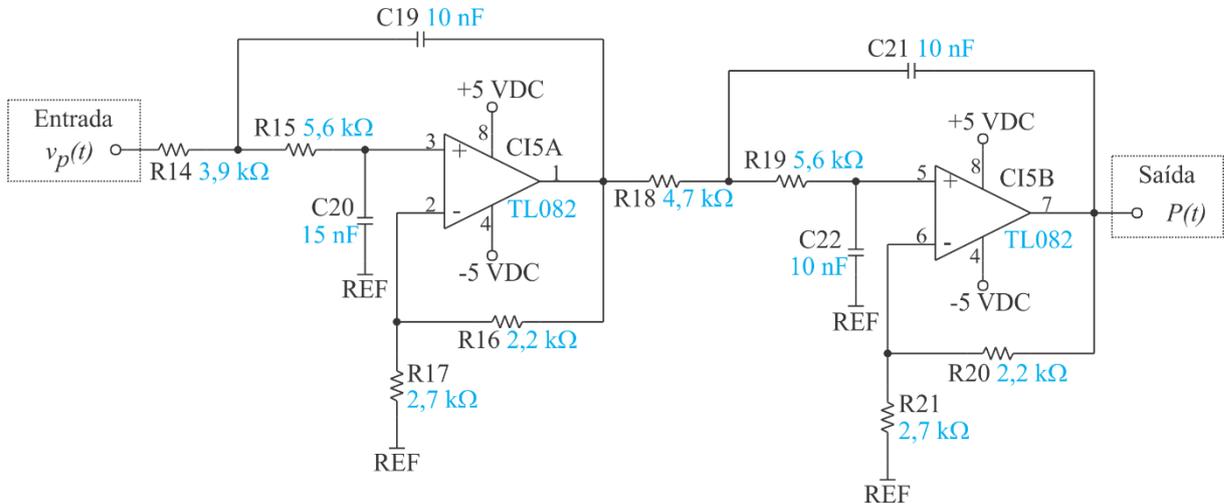
O circuito desenvolvido é conhecido como estrutura Butterworth de 4ª ordem (SEDRA; SMITH, 2007). Sua estrutura é apresentada na figura 36.

Optou-se por um filtro de quarta ordem com frequência de corte de 2 kHz. Essa escolha se deve ao fato de que o equipamento de eletrocirurgia utilizado é operado a 400 kHz, mas pode apresentar sua saída modulada por um ciclo de trabalho de até 5%, como já citado no capítulo 2 quando da realização de um procedimento de fulguração de algum tecido.

Havendo uma modulação por ciclos inteiros, isso acarreta em aplicar tensão durante um ciclo de alta frequência e deixar outros 19 ciclos sem tensão de saída. A consequência desta modulação é a criação de conteúdo sub-harmônico em 20 kHz. Para poder então determinar a potência média é necessário utilizar uma frequência de corte inferior à deste harmônico.

Optou-se por uma frequência dez vezes menor que a frequência do harmônico, tendo em vista o anseio de garantir uma margem de segurança na banda de passagem do filtro, de forma a atenuar significativamente a ondulação de tensão sem comprometer significativamente

a dinâmica do sistema, visto que a etapa de ajuste da potência pode demandar responder rápidas do conjunto de medição.



**Figura 36: Circuito de filtragem. Determina o valor médio da potência instantânea.**  
Fonte: Autor.

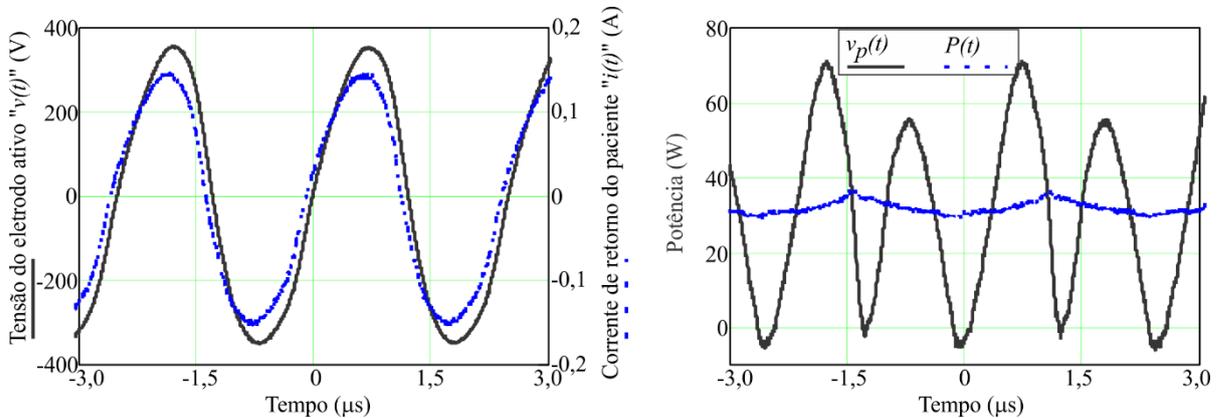
Também um ganho de 3,33 foi adicionado ao filtro, sendo este ganho dividido entre os estágios que o compõem. Esse ajuste de ganho, somado ao ajuste de ganho do multiplicador analógico permite obter uma tensão contínua cujo valor médio é aproximadamente 70 vezes menor que a potência ativa de saída, permitindo que a tensão excursione de 0 a 4 V enquanto a potência varia de 0 a 300 W. Isso faz com que a tensão de saída possa facilmente ser tratada por um dispositivo microprocessado em um sistema de controle da potência ativa.

#### 4.2.2 Resultados experimentais

O circuito proposto foi implementado e ensaiado. Utilizou-se a tensão de saída do multiplicador analógico como parâmetro de entrada  $v_p(t)$ , e obteve-se na saída uma tensão  $P(t)$  que representa a potência ativa de saída atenuada aproximadamente 70 vezes. Foram também obtidos a tensão e a corrente de saída do equipamento, a fim de determinar a potência ativa teórica ( $P_{\text{teórico}}$ ) por estes dados e comparar com a resposta do sistema proposto, validando os valores obtidos.

Em um ensaio, sem a geração de faíscas, foram obtidas as curvas apresentadas na figura 37. À esquerda estão as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas ao paciente, no

caso uma fatia de chuchu, e a direita são apresentadas as formas de onda da potência instantânea  $v_p(t)$ , calculada pelo sistema de medição proposto, e a tensão de saída do circuito de filtragem,  $P(t)$ .



**Figura 37: Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea e potência ativa a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e sem a geração de faíscas.**

**Fonte: Autor.**

Utilizando uma planilha Excell foi determinada a potência média, pelas amostras de tensão e de corrente, onde se chega a um valor de  $P_{\text{teórico}} = 29,6 \text{ W}$ . Pela amostra de potência após o filtro, tem-se um valor médio de  $30,5 \text{ W}$ .

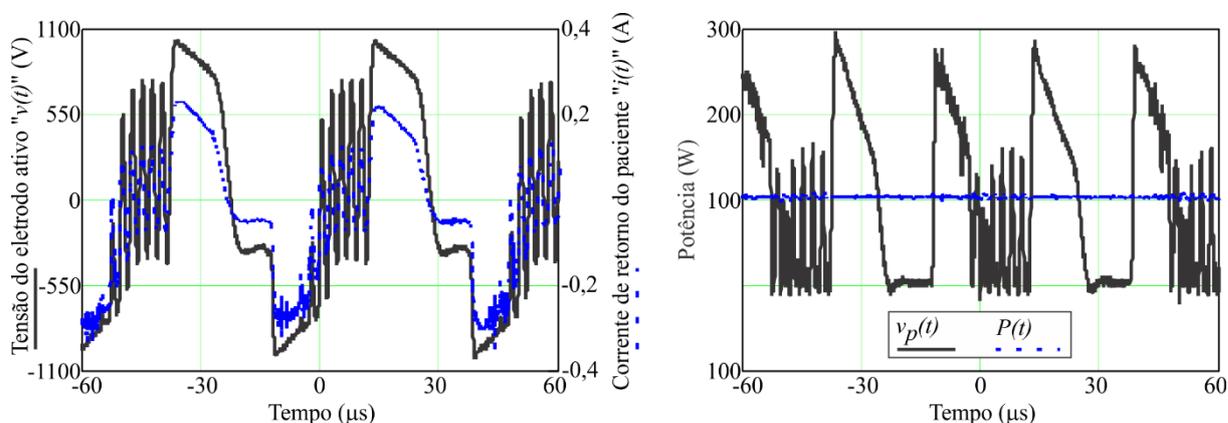
Por esses resultados é verificado um erro de medição de aproximadamente 3,1% entre a potência teórica e a prática. Atribui-se este erro a inserção de uma tensão de modo comum pelo amplificador operacional TL084 utilizado no circuito de filtragem, ao nível CC de tensão inserido na amostra de tensão, como visto no capítulo 3 e as interferências eletromagnéticas que inserem uma ondulação no sinal de saída do circuito de filtragem.

Também foram realizados ensaios com geração de faíscas e modulação por ciclos inteiros. O resultado de um ensaio, com ciclo de trabalho  $D = 0,5$  é apresentado na figura 38.

Utilizando a mesma metodologia é possível determinar uma potência média teórica  $P_{\text{teórico}} = 98,4 \text{ W}$ , a partir das curvas de tensão e de corrente, e uma potência média prática de  $97,3 \text{ W}$  após o circuito de filtragem, acarretando em um erro de 1,2 % entre as medições.

Nas formas de onda decorrentes da modulação por ciclos inteiros é possível verificar algumas distorções, como o alargamento do último pulso. Essa distorção é decorrente da característica do equipamento de eletrocirurgia utilizado. Como ele é um equipamento baseado na topologia *push-pull*, mas que trabalha com transistores operando na região ativa, a fim de produzir uma saída senoidal, o equipamento tem seu ganho atrelado à frequência de trabalho. Como

a modulação com  $D = 0,5$  produz um sub-harmônico em 200 kHz, esse modifica o ganho do circuito e insere a distorção.



**Figura 38:** Amostras de tensão e de corrente a esquerda. Potência instantânea e potência ativa a direita. Aquisições obtidas com uma fatia de chuchu como carga e com a geração de faíscas, em um ensaio no modo de coagulação com  $D = 0,5$ .

Fonte: Autor.

Contudo, mesmo sendo o circuito de potência utilizado sujeito a essas interferências, o sistema de medição da potência ativa se mostra capaz de responder adequadamente, garantindo medições com erro inferior aos 20% exigidos pela norma NBR IEC 60601-2-2, em relação à potência teórica.

### 4.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os circuitos de cálculo da potência instantânea e cálculo da potência ativa. Foram realizados ensaios de medição de potência com e sem faiscância. Destes resultados foi possível verificar que o erro de medição, se comparados os valores de potência teórica e os valores obtidos pelo sistema proposto, ficaram dentro da faixa de erro aceito pela norma, sendo sempre inferior a 20%.

Nos ensaios com modulação também se verificou que o sistema de cálculo da potência ativa funciona satisfatoriamente, apresentando resultados dentro da margem de erro aceita.

Esses resultados vêm validar a técnica aqui proposta para determinar a potência ativa, apresentando valores de tensão proporcionais a potência e dentro de uma faixa de valores que pode ser processada por algum dispositivo microprocessado, a fim de permitir o controle e a estabilização da potência ativa.

Contudo, possivelmente será preciso aplicar algum procedimento de calibração nos circuitos amplificadores, visando reduzir os erros decorrentes das tensões de modo comum, tanto no circuito amostrador como no circuito de filtragem.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS ADICIONAIS

Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados de alguns testes práticos, buscando verificar a eficiência de todo o sistema proposto e consolidando a metodologia de projeto aplicada, comparando o resultado dos ensaios com os resultados obtidos por uma metodologia de cálculo de potência ativa já consolidada. Algumas imagens deste sistema podem ser visualizadas nas fotografias apresentadas no apêndice 2.

### 5.1 Ensaios práticos

Ao final de toda etapa de validação, descrita nos capítulos anteriores, foram feitos diversos ensaios do circuito de medição da potência ativa. Nestes ensaios, cujos resultados são apresentados na tabela 1, foram adquiridos simultaneamente a tensão de saída do equipamento eletrocirúrgico  $v(t)$ , a corrente de saída  $i(t)$ , a potência instantânea calculada pelo circuito multiplicador analógico  $v_p(t)$  e a potência ativa de saída equivalente  $P(t)$ . Em cada ensaio, a partir da aquisição de  $v(t)$  e  $i(t)$  foi levantada a forma de onda da potência instantânea matemática  $p_{mat}(t)$  e essa utilizada para determinar a regressão linear com a potência instantânea determinada analogicamente  $v_p(t)$ . Como resultado da regressão linear tem-se a equação de uma reta  $y$ , como apresentado na equação (75), de onde os termos A e B foram obtidos, assim como o fator de determinação  $R^2$ . Esses valores são apresentados na tabela 1 onde também os valores médios de  $p_{mat}(t)$  ( $P_{mat}$ ) e de  $P(t)$  (P) são apresentados, bem como o desvio padrão (D. Pad.) dessas, em relação ao valor médio.

Devido os ganhos adotados ao longo de todo sistema é esperada uma relação de 69,77 vezes entre a potência ativa de saída e a grandeza medida P. Aplicando este fator de escala ao resultado obtido em P, tem-se a potência ativa teórica apresentada na coluna  $P_{teórico}$  e o erro absoluto entre este valor e o valor da potência ativa real  $P_{mat}$ . Percebe-se que em alguns casos este erro se aproximou do valor máximo admitido pela norma, que é de 20%, e em um caso até o extrapolou. Isso se deve ao fato de existir a tolerância no valor dos componentes utilizados e ao erro de medição devido a impedância das sondas de tensão e de corrente que acabam sendo susceptíveis aos ruídos eletromagnéticos do ambiente. Esta afirmação pode ser comprovada ao

analisar a coluna A da tabela 1, onde se percebe que o ganho entre o sinal  $p_{mat}(t)$  e a tensão  $v_p(t)$  não são constantes, apesar de o circuito utilizado ser sempre o mesmo.

**Tabela 1: Resultados experimentais.**

Teste	A	B	R <sup>2</sup>	P <sub>mat</sub> [W]	P [V]	P <sub>teórico</sub> [W]	Erro	Faixa
1	184,34	1,785	0,9733	31,043	0,4847	33,81	8,92%	S
2	177,73	0,331	0,9567	26,089	0,4327	30,19	15,70%	S
3	182,99	0,941	0,9636	28,346	0,4538	31,66	11,70%	S
4	179,61	1,206	0,9157	26,055	0,4246	29,62	13,68%	S
5	180,18	0,955	0,9321	26,566	0,4333	30,23	13,79%	S
6	185,33	1,480	0,9747	33,351	0,5243	36,58	9,69%	S
7	182,28	0,907	0,9632	30,427	0,4917	34,31	12,75%	S
8	187,44	1,821	0,9776	33,803	0,5198	36,26	7,28%	S
9	172,60	1,028	0,9551	24,061	0,3907	27,26	13,28%	S
10	188,50	0,798	0,9705	31,884	0,5012	34,97	9,67%	S
11	176,87	0,824	0,9542	22,654	0,3688	25,73	13,58%	S
12	161,17	1,314	0,9129	12,623	0,2224	15,52	22,91%	S
13	175,87	2,105	0,9252	25,104	0,4014	28,00	11,55%	S
14	200,75	0,815	0,9471	9,678	0,1458	10,17	5,12%	N
15	203,06	-0,231	0,9518	14,181	0,2311	16,13	13,71%	N
16	201,21	0,295	0,9481	12,694	0,2005	13,99	10,17%	N
17	199,91	0,697	0,9405	9,432	0,1453	10,14	7,47%	N
18	190,42	1,124	0,9101	4,205	0,0589	4,11	2,31%	N
19	207,62	-1,451	0,9127	19,974	0,3373	23,53	17,81%	S
20	213,29	1,035	0,9458	8,000	0,1104	7,70	3,71%	N
21	197,38	1,762	0,9332	26,807	0,4058	28,31	5,61%	S
22	196,04	2,611	0,9318	23,346	0,3417	23,84	2,13%	S
<b>Média</b>	<b>188,39</b>	<b>1,007</b>	<b>0,9453</b>				<b>10,57%</b>	
<b>D. Pad.</b>	<b>12,78</b>	<b>0,838</b>	<b>0,0213</b>				<b>5,12%</b>	

Fonte: Autor.

Diante da constatação do erro elevado devido à variação do coeficiente A, adotou-se uma nova relação de ganho entre  $P_{mat}$  e P. Esse novo fator de ajuste decorre da média dos ganhos que proporcionariam um Fator de Escala Ideal (FEI) entre estes valores citados, para cada aquisição. A tabela 2 apresenta este novo estudo onde tem-se novamente os valores de  $P_{mat}$  e P bem como a relação FEI para cada teste. Na coluna  $P_{comp}$  estão os valores de potência ativa decorrentes da utilização do FEI médio de 63,61, obtido pela média de todos os FEIs, disponível na penúltima linha da tabela. A coluna Erro indica qual o erro entre este novo valor de potência ativa e o valor  $P_{mat}$ . Nota-se agora que o erro máximo é de 12,21%. Nesta nova situação, o desvio padrão também foi reduzido de 5,12% para 3,63%, ao passo que o erro médio ficou em

4,20%, enquadrando, portanto, todos os resultados dentro do limite de 20% imposto pela norma NBR IEC 60601-2-2.

**Tabela 2: Resultados experimentais compensados e comparativo com o método de cálculo da potência ativa proposto por (MONTEIRO et al., 2015).**

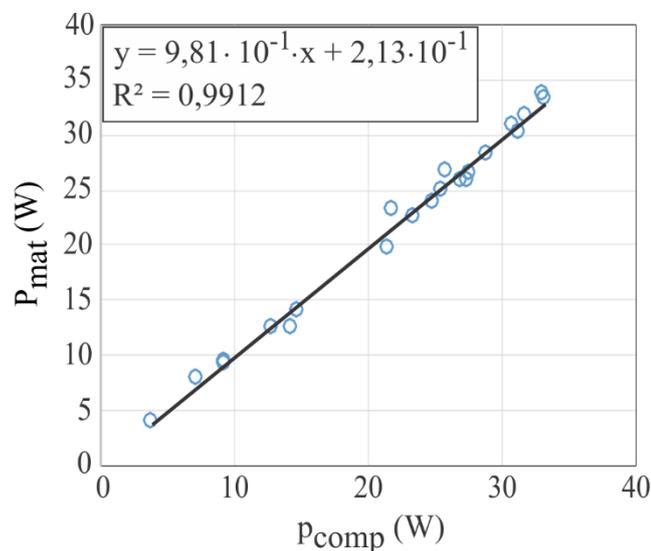
Teste	$P_{mat}$ [W]	$P$ [V]	FEI	$P_{comp}$ [W]	Erro	$P_{aprox}$ [W]	Erro $P_{aprox}$
1	31,043	0,4847	64,05	30,83	0,69%	30,867	0,13%
2	26,089	0,4327	60,30	27,52	5,49%	25,844	6,09%
3	28,346	0,4538	62,46	28,87	1,84%	28,296	1,98%
4	26,055	0,4246	61,37	27,01	3,65%	26,254	2,78%
5	26,566	0,4333	61,31	27,56	3,74%	26,707	3,09%
6	33,351	0,5243	63,61	33,35	0,01%	33,127	0,68%
7	30,427	0,4917	61,88	31,28	2,80%	30,369	2,90%
8	33,803	0,5198	65,03	33,06	2,19%	33,556	1,49%
9	24,061	0,3907	61,59	24,85	3,28%	23,706	4,61%
10	31,884	0,5012	63,62	31,88	0,01%	31,433	1,40%
11	22,654	0,3688	61,43	23,46	3,55%	22,387	4,57%
12	12,623	0,2224	56,76	14,15	12,06%	12,619	10,79%
13	25,104	0,4014	62,54	25,53	1,70%	25,297	0,92%
14	9,678	0,1458	66,37	9,27	4,16%	9,693	4,51%
15	14,181	0,2311	61,35	14,70	3,68%	14,248	3,09%
16	12,694	0,2005	63,33	12,75	0,44%	12,763	0,10%
17	9,432	0,1453	64,92	9,24	2,02%	9,514	2,95%
18	4,205	0,0589	71,42	3,75	10,93%	4,257	13,66%
19	19,974	0,3373	59,22	21,45	7,41%	20,022	6,67%
20	8,000	0,1104	72,46	7,02	12,21%	7,735	10,14%
21	26,807	0,4058	66,06	25,81	3,71%	28,022	8,56%
22	23,346	0,3417	68,32	21,74	6,89%	23,228	6,86%
<b>Média</b>			<b>63,61</b>		<b>4,20%</b>		<b>4,45%</b>
<b>D. Pad.</b>			<b>3,69</b>		<b>3,63%</b>		<b>3,70%</b>

Fonte: Autor

Por fim, para consolidar os resultados, as aquisições de  $v(t)$  e  $i(t)$  foram aplicadas à metodologia proposta por Monteiro *et al.* (2015), onde um algoritmo determina a potência ativa por meio da multiplicação do conteúdo harmônico. Cabe ressaltar que a metodologia citada não se preocupa em utilizar ciclos inteiros dos sinais de entrada para determinar a potência ativa e, portanto, também existe um erro nesta metodologia. Este erro foi verificado, para os ensaios apresentados, e seu valor médio ficou em torno de 1% sendo que o valor máximo foi de 4,3% para o resultado do teste 21.

Novamente é possível observar que o erro máximo entre o sistema aqui proposto e a metodologia citada ficou próximo a 13% e o valor médio do erro se manteve próximo de 5%, atendendo aos requisitos da norma NBR IEC 60601-2-2.

Fazendo uma análise dos desvios padrões, apresentados nas últimas linhas das tabelas, é possível verificar que a adoção da compensação pelo FEI diminuiu a variação do erro em torno de seu valor médio, se comparado ao erro decorrente do da potência calculada a partir do fator de escala teórico. Além disso, fazendo a análise da regressão linear entre os valores reais de potência e os valores obtidos após a compensação, como mostra a figura 39, tem-se um fator de determinação  $R^2$  quase unitário, indicando que o valor de potência ativa determinada pelo sistema proposto representa com grande fidelidade o valor real desta grandeza.



**Figura 39: Análise por regressão linear da potência ativa determinada em relação a potência ativa teórica.**  
**Fonte: Autor.**

Em relação ao tempo de resposta do sistema, foram realizados ensaios de transitório, onde o equipamento era sujeito a variações instantâneas de carga. Destes ensaios, o maior tempo de acomodação acontece quando se sai de um valor de potência de saída elevada para uma potência zero, ou seja, quando o eletrodo ativo era afastado do corpo de prova. Nestes casos o tempo máximo observado foi de 450  $\mu$ s.

Considerando que um cirurgião experiente consiga deslocar o eletrodo ativo a uma taxa de 10 mm por segundo, o tempo de acomodação verificado significa que a potência ativa pode ser atualizada a cada 4,5  $\mu$ m, ou seja, a área que poderia ser carbonizada antes que a potência ativa seja atualizada é extremamente pequena, e não representa problemas para paciente.

## 6 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO

Como primeiro resultado é importante observar que o sistema demonstrou uma boa aplicabilidade no tocante à sua proposição. Questões como a necessidade de o erro máximo do cálculo da potência ativa sempre ficar abaixo de 20%, conforme a norma NBR IEC 60601-2-2, e de o sistema compacto foram metas atingidas, levando à possibilidade de futura integração em um equipamento comercial.

Os circuitos utilizados para realizar a leitura da tensão e da corrente se mostraram bastante eficientes na aquisição dos sinais, dentro da faixa de frequências de operação dos equipamentos eletrocirúrgicos, visto que os fatores de determinação, utilizados como indicação de mérito, sempre ficaram acima de 90%.

Em relação aos circuitos de cálculo da potência instantânea, o multiplicador analógico se mostrou uma solução oportuna para esta função, uma vez que este possui uma banda de frequências de operação elevada, acima das frequências eletrocirúrgicas. Contudo percebe-se que ele pode inserir pequenos níveis de tensão de *offset* no sinal de saída, e este fator deve ser avaliado quando de sua utilização.

O filtro ativo, utilizado como ferramenta de integração para determinar o valor médio da potência ativa, apresentou desempenho condizente com o desejado, determinando o valor da potência ativa de forma concisa e rápida, com um fator de acomodação inferior a 500  $\mu$ s, o que permitirá a implementação de sistemas de controle com resposta extremamente rápida.

Apesar destas constatações percebe-se uma variação no ganho teórico dos circuitos de amostragem e de cálculo da potência ativa. Isto acontece porque os componentes passivos utilizados possuem tolerância de 5%, bem como existe o erro devido à incerteza de medição, e estes fatores não foram considerados no desenvolvimento do projeto. De acordo com os ganhos dos circuitos de aquisição e do multiplicador, um fator de escala de 232,5:1 era esperado entre a potência matemática  $P_{mat}(t)$  e a potência instantânea  $v_p(t)$ , mas os coeficientes A da regressão linear demonstraram valores diferentes, sendo que a média ficou em 187,26. Por este motivo o fator de escala de 75:1 entre a potência ativa e  $P_{teórico}$  não aconteceu.

Para melhorar a precisão do sistema, um fator de correção FEI foi obtido por meio de ensaios e aplicado ao valor de  $P(t)$  medido. Enquanto que, sem o fator de correção, o erro médio da potência ficou em 11,6%, após a correção este erro médio foi reduzido a 3,34% e o erro máximo ficou dentro dos limites aceitos pela norma vigente em todos os ensaios. Na prática, este fator poderá ser implementado junto aos ganhos do sistema de controle.

Também é interessante notar que a presença de faíscas não tem interferência significativa na precisão do sistema de medição, uma vez que o erro destes ensaios não ficou maior que o erro dos ensaios sem faíscas. Isso se deve ao fato de o sistema ter sido pensado para atuar em uma faixa de frequências de até 100 MHz, tornando-o rápido o suficiente para acompanhar a variação de valores decorrente da presença de conteúdo harmônico.

Em relação ao valor de *offset* no sinal de saída da potência instantânea  $v_p(t)$ , apresentado na coluna B da tabela 1, este é muito pequeno, da ordem de 1 W, e mesmo existindo, ele já está considerado no valor do erro de medição, uma vez que o cálculo do valor médio da potência é feito por meio de um filtro passa baixas.

Para UES com saída chaveada o sistema ainda precisa ser testado, mas devido as características já descritas, espera-se que ele apresente resultados similares.

Em relação aos custos do projeto, todos os componentes são de fácil comercialização e possuem um custo total aproximado de R\$ 120,00, o que indica que o baixo custo de implementação foi alcançado.

Analisando as respostas dos resistores ensaiados no início do trabalho, verifica-se que tanto os resistores SMDs como os resistores axiais de um quarto de Watt poderiam ser utilizados, uma vez que o comportamento da impedância destes elementos é bastante similar.

Por fim, pode-se observar que ao aplicar este sistema para determinação da potência ativa em um equipamento de eletrocirurgia, alguma técnica de calibração precisará ser introduzida. Optou-se, neste trabalho, por fazer uma análise estatística do erro de medição para prover o ajuste do ganho do circuito, tendo em vista a facilidade de implementação prática, uma vez que basta mensurar as grandezas de entrada e de saída do sistema para fazê-la.

Outra solução possível seria ensaiar cada circuito em separado, e por fim levantar o ganho final, mas isso demandaria a utilização de fontes externas e medições intermediárias aos circuitos, aumentando a complexidade e a chance de erros nos procedimentos.

## 7 CONTINUIDADE DA PESQUISA

Como trabalhos futuros, visando a continuidade desta pesquisa, alguns itens são sugeridos:

- Implementar técnicas de redução da interferência eletromagnética nos circuitos propostos, garantindo assim uma redução na incerteza de medição.
- Desenvolvimento de um filtro digital na saída do circuito integrador, a fim de eliminar a ondulação observada nos ensaios.
- Avaliar a quantidade mínima de ensaios a serem realizados no procedimento de calibração.
- Aplicar técnicas de controle para proceder a regulação em tempo real da potência ativa de saída do equipamento eletrocirúrgico.
- Testar o mesmo sistema em equipamentos com saída chaveada, de diversos fabricantes, e assim consolidar a eficácia da técnica aqui proposta.

## REFERÊNCIAS

ANVISA. **Boletim Informativo de Tecnovigilância**. Disponível em: <[http://www.anvisa.gov.br/divulga/public/tecnovigilancia/bit/2004/04\\_04.pdf](http://www.anvisa.gov.br/divulga/public/tecnovigilancia/bit/2004/04_04.pdf)>. Acesso em: 24 fev. 2016.

ANVISA. **Consultas ANVISA**. Disponível em: <<https://www.smerp.com.br/anvisa/>>. Acesso em: 24 fev. 2016.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **ABNT NBR IEC 60601-2-2**. Rio de Janeiro, RJ, 2013. Disponível em: <[www.abnt.org.br](http://www.abnt.org.br)>

BERNARDI, R. **Desenvolvimento de um equipamento para estudo de eletrocirurgia com controle de potência ativa**. Dissertação. Curitiba, PR, Brasil: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2007.

CRUZ, G. T. et al. Riscos e causas de queimaduras em pacientes quando submetidos a procedimentos cirúrgicos com o uso de unidade eletrocirúrgica. **XXIV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica - CBEB 2014**, v. XXXIII, n. 2, p. 2601–2604, 2014.

DYER, S. A. **Survey of Instrumentation and Measurement**. New York, NY, USA: JohnWiley & Sons, Inc., 2001.

FELDMAN, L. S.; FUCHSHUBER, P. R.; JONES, D. B. **The SAGES Manual on the Fundamental Use of Surgical Energy (FUSE)**. New York, NY, USA: Springer, 2012.

FRIEDRICH, D. A.; ERICKSON, R. W.; GILBERT, J. A new dual current-mode controller improves power regulation in electrosurgical generators. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 6, n. 1, p. 39–44, 2012.

FRITZ, M.; SCHALL, H. **Electrosurgical generator for the treatment of a biological tissue, method for regulating an output voltage of an electrosurgical generator, and corresponding use of the electrosurgical generator**. United States patent US 8920412B2. 30 Dez. 2014.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física 3 - Eletromagnetismo**. 9. ed. [s.l.] LTC, 2012.

**IEEE Std 1459-2010. IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)**, maio 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5439061>>

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60601-2-2. Medical electrical equipment - Part 2-2: Particular requirements for the basic safety and essential performance of high frequency surgical equipment and high frequency surgical accessories**, Geneva: IEC; 2013.

JENSEN, S.; MAKSIMOVIC, D. Fast Tracking Electrosurgical Generator Using Two-Rail Multiphase Buck Converter with GaN Switches. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 1, p. 634–641, mar. 2017.

LUDWIG, R.; BRETCHKO, P. **RF Circuit Design: Theory and Applications**. Upper Saddle River, New Jersey, US: Prentice-Hall, Inc, 2000.

MONTEIRO, A. L. R. et al. A simple approach to calculate active power of electrosurgical units. **Research on Biomedical Engineering**. n. 2, p. 1–15, 2015.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. **Circuitos Eléctricos**. 10. ed. [s.l.] Pearson Education, 2016.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5º Edição ed. [s.l.] Pearson Education do Brasil, 2011.

SCHMITT, O. H. et al. A miniature current probe for measuring electrosurgical currents. **Medical instrumentation**, v. 17, n. 4, p. 276–277, 1983.

SCHNEIDER, B.; DIAS, E.; ABATTI, P. J. **How can electrosurgical sparks generate undesirable effects?** 2010 First IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS). Anais.. .IEEE, fev. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7410228>>

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**. Tese. Curitiba, PR, Brasil: CEFET-PR - Centro Federal de Educação Tecnológica do 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, 29 jun. 2005.

SCHNEIDER JR, B.; ABATTI, P. J. Electrical Characteristics of the Sparks Produced by Electrosurgical Devices. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 55, n. 2, p. 589–593, fev. 2008.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletronica**. 5º Edição ed. [s.l.] Pearson Education do Brasil, 2007.

STILLINGS, D. John Wesley: philosopher of electricity. **Medical instrumentation**, v. 7, n. 5, p. 307, 1973.

TUCKER, R. D.; STASZ, P. S.; KRAMOLOWSKY, E. V. A simple and inexpensive method for measuring electrosurgical variables. **Biomedical instrumentation & technology / Association for the Advancement of Medical Instrumentation**, v. 23, n. 1, p. 54–57, 1989.

WEBSTER, J. G. **Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation, Volume 3**. 2. ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

WURZER, H. et al. A spark counter as a control unit of a radio frequency surgery device. **IEEE transactions on bio-medical engineering**, v. 44, n. 9, p. 831–8, set. 1997.

ZHOU, Y. et al. A new parameter measurement system for electrosurgery output. **Sheng wu yi xue gong cheng xue za zhi = Journal of biomedical engineering = Shengwu yixue gongchengxue zazhi**, v. 31, n. 2, p. 421–425, abr. 2014.

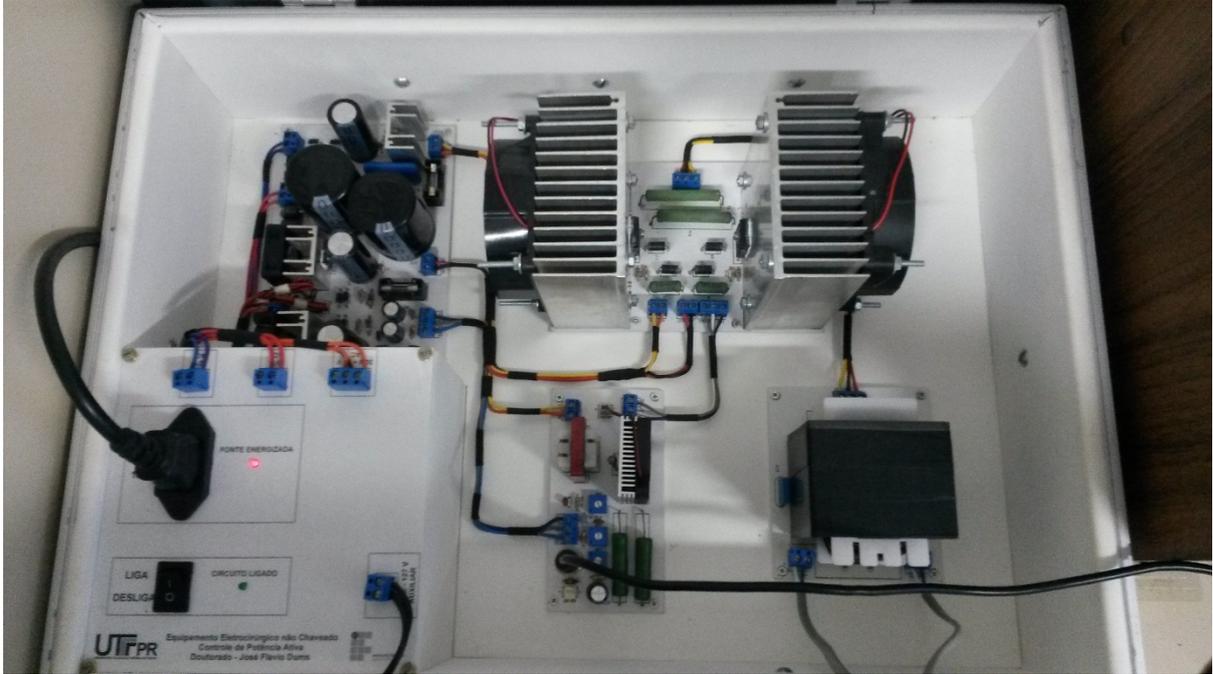
## APÊNDICE 1 – Ensaio de resistores

**Tabela 3: Resultado do ensaio de resistores.**

Tipo	R	10 kHz		100 MHz		Erro entre medidas	
		Módulo	Fase	Módulo	Fase	Módulo	Fase
Filme Carbono	10 Ω	9,84 Ω	0,07 °	11,16 Ω	27,23 °	13,41%	11,08 %
	47 Ω	45,77 Ω	0,04 °	45,97 Ω	6,95 °	0,44%	0,73 %
	100 Ω	98,78 Ω	0,01 °	98,36 Ω	2,79 °	0,43 %	0,12 %
	470 Ω	461,08 Ω	0,04 °	454,64 Ω	-2,20 °	1,40 %	0,07 %
	1 k Ω	977,03 Ω	-0,01 °	950,66 Ω	-6,48 °	2,70 %	0,64 %
	4,7 kΩ	4,61 kΩ	-0,02 °	4,04 kΩ	-21,03 °	12,36 %	6,66 %
	10 kΩ	9,92 kΩ	0,05 °	6,73 kΩ	-38,89 °	32,16 %	22,16 %
Filme Metálico	10 Ω	10,05 Ω	0,06 °	11,35 Ω	26,97 °	12,93 %	10,88 %
	46,2 Ω	46,26 Ω	-0,003 °	46,44 Ω	7,37 °	0,48 %	0,83 %
	100 Ω	100,52 Ω	0,08 °	100,04 Ω	3,02 °	0,48 %	0,14 %
	470 Ω	467,39 Ω	-0,04 °	460,55 Ω	-2,42 °	1,46 %	0,09 %
	1 kΩ	990,89 Ω	-0,02 °	966,25 Ω	-5,73 °	2,48 %	0,50 %
	4,7 kΩ	4,67 kΩ	-0,03 °	4,06 kΩ	-21,93°	13,06 %	7,24 %
	10 kΩ	9,95 kΩ	0,02 °	6,82 kΩ	-38,53 °	31,46 %	21,77 %
SMD	10 Ω	9,96 Ω	0,05 °	11,59 Ω	30,36 °	16,36 %	13,71 %
	47 Ω	46,72	-0,01 °	46,78 Ω	6,64 °	0,13 %	0,67 %
	100 Ω	99,89 Ω	-0,01 °	99,39 Ω	2,85 °	0,50 %	0,12 %
	470 Ω	467,27 Ω	0,06 °	462,99 Ω	-6,23 °	0,92 %	0,59 %
	1 kΩ	998,29 Ω	-0,02 °	988,78 Ω	-2,00 °	0,95 %	0,06 %
	4,7 kΩ	4,635 kΩ	-0,043	2,652 kΩ	-25,24 °	42,78 %	9,55 %
	10 kΩ	9,86 kΩ	-0,04 °	8,37 kΩ	-21,49 °	15,11 %	6,95 %
Fio	0,1 Ω	0,1003 Ω	3,27 °	48,54 Ω	87,34 °	48294 %	95,36 %
	1,0 Ω	0,952 Ω	2,88 °	401,4 Ω	88,50 °	42064 %	97,38 %
	10 Ω	10,04 Ω	0,44 °	711,3 Ω	87,17 °	6985 %	95,06 %
	22 Ω	22,35 Ω	0,26°	784,8 Ω	86,76 °	3411 %	94,35 %
	100 Ω	99,30 Ω	0,14 °	1049,3 Ω	88,27 °	957 %	96,98 %

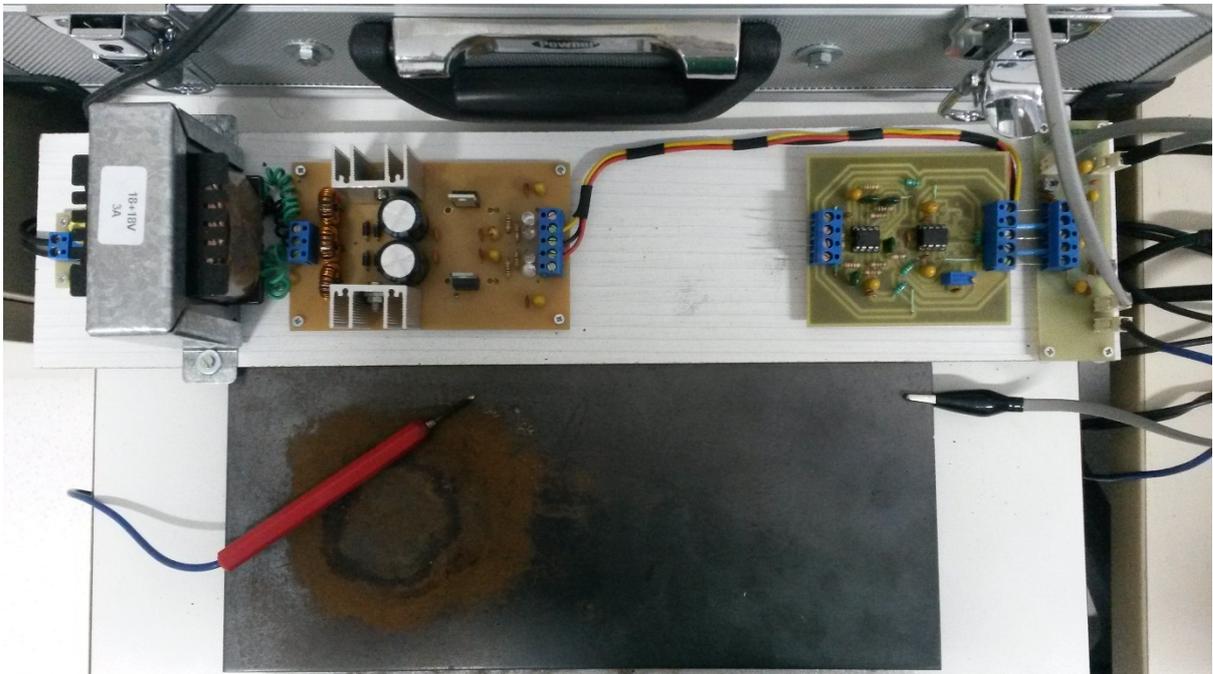
**Fonte: Autor.**

## APÊNDICE 2 – Imagens dos protótipos



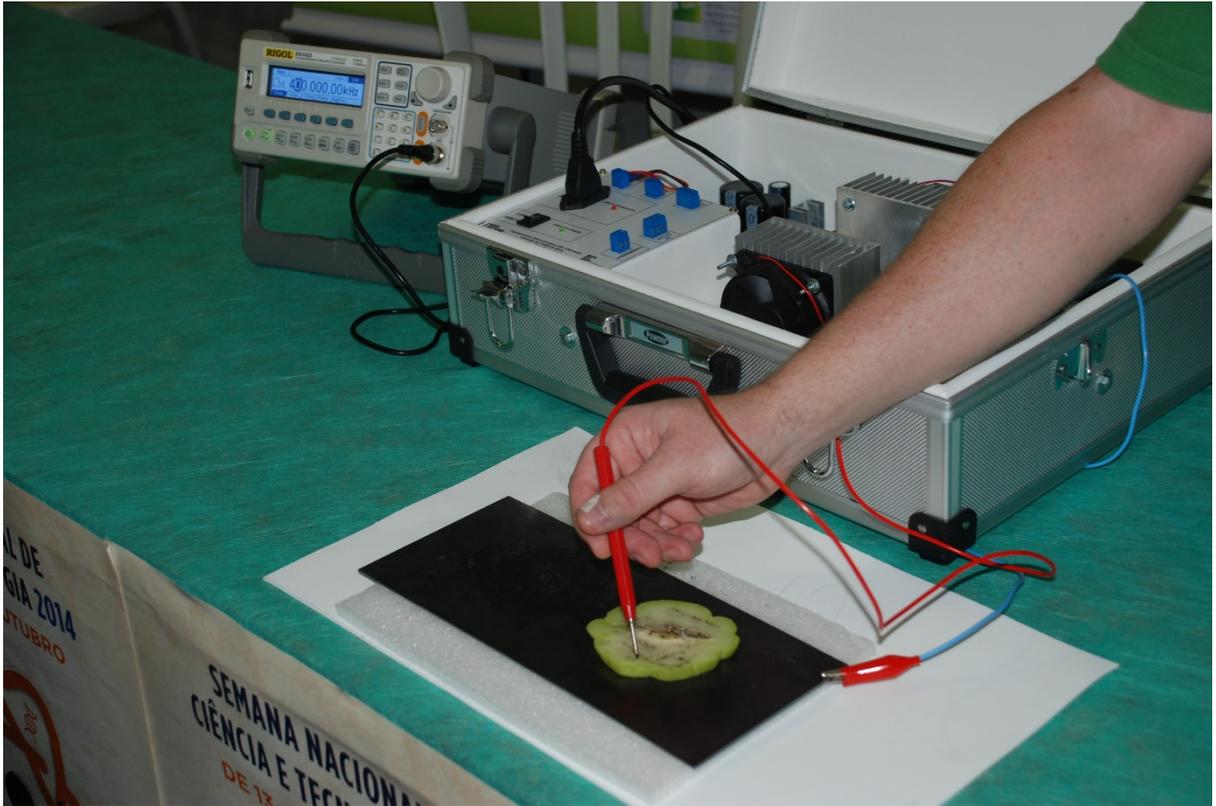
**Figura 40:** Imagem do protótipo do equipamento de eletrocirurgia utilizado nos ensaios. Réplica do equipamento proposto por Bertoldo (2004).

Fonte: Autor.



**Figura 41:** Acima a imagem das placas eletrônicas desenvolvidas, onde na esquerda está a fonte de alimentação e na direita a placa de aquisição e a placa de cálculo da potência ativa. Abaixo uma placa metálica utilizada como eletrodo de retorno e um eletrodo ativo com extremidade cônica.

Fonte: Autor.



**Figura 42:** Imagem ilustrando os testes realizados, onde o tecido biológico foi substituído por uma fatia de chuchu (*Sechium edule Sw.*).  
**Fonte:** Autor.