

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

ANDRÉ LUIZ REGIS MONTEIRO

**PROPOSTA DE ABORDAGEM PARA DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA
EM UNIDADE ELETROCIRÚRGICA**

TESE

CURITIBA

2016

ANDRÉ LUIZ REGIS MONTEIRO

**PROPOSTA DE ABORDAGEM PARA DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA
EM UNIDADE ELETROCIRÚRGICA**

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”, D.Sc., Área de Concentração: Engenharia Biomédica.
Orientador: Prof. Dr. Bertoldo Schneider Jr.

CURITIBA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

M775p
2016 Monteiro, André Luiz Regis
Proposta de abordagem para determinação de potência ativa em unidade eletrocirúrgica / André Luiz Regis Monteiro.-- 2016. 171 p. : 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, 2016

Bibliografia: p. 127-131

1. Eletrocirurgia – Equipamentos, acessórios, etc. 2. Cirurgia – Equipamentos, acessórios, etc. 3. Instrumentos e aparelhos cirúrgicos – Calibração. 4. Fourier, Transformações de. 5. Engenharia elétrica – Teses. I. Schneider Junior, Bertoldo. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD: Ed. 22 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

Título da Tese Nº. _____

Proposta de Abordagem para Determinação de Potência Ativa em Unidade Eletrocirúrgica.

por

André Luiz Regis Monteiro

Orientador: Prof. Dr. Bertoldo Schneider Jr. (UTFPR)

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia Biomédica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 13h do dia 05 de dezembro de 2016. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos doutores:

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

Prof. Dr. Alcimar Barbosa Soares
(UFU)

Prof. Dr. Marcos Santos Hara
(IFPR)

Prof. Dr. João Antonio Palma Setti
(UTFPR)

Prof. Dr. Gustavo Benvenutti Borba
(UTFPR)

Visto da Coordenação:

Prof. Jean Carlos Cardozo da Silva, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

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

DEDICATÓRIA

A meus pais, José e Ivanira que acreditaram em mim durante este trabalho...mais do que eu mesmo.

À minha esposa Maristela pela paciência e dedicação.

À minha filha Georgia que sempre me perguntava se eu já tinha terminado de estudar e se podia brincar com ela.

À minha filha Nicole (*in memoriam*).

Aos meus irmãos Márcio Eduardo, Solange Márcia e Elayne Christina. Pela união inquebrável que temos e pelo apoio incondicional.

A meu orientador e amigo, Bertoldo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus. Nada seria possível sem Ele. Eu acredito nisso.

A meus pais, José e Ivanira, pelo amor e incentivo, principalmente nos momentos mais difíceis...e não foram poucos.

À minha esposa Maristela pela dedicação e suporte durante esta empreitada e principalmente pelo sacrifício em suportar meu longo período de dedicação aos estudos. À pequena Georgia, minha filha, que sempre me pedia para brincar. Seu abraço é confortante.

Aos meus irmãos, Márcio Eduardo, Solange Márcia e Elayne Christina pelo incentivo, companheirismo e acompanhamento em meus progressos.

Ao meu grande amigo Ruy de Oliveira, que muito me impulsionou a seguir em frente. Obrigado amigo.

Aos meus colegas do laboratório BIOTA, Caio, Lucas, Toledo, Elton, Karin, Sandro e muitos outros cujos nomes me faltam agora.

Ao meu amigo, o engenheiro Luciano de Medeiros pelo apoio no fornecimento do equipamento comercial para os testes realizados e pela amizade.

Ao professor Osmar Tormena, cujas conversas sobre processamento digital de sinais muito me elucidaram.

À banca examinadora, cujas ideias e discussões contribuíram muito para este trabalho.

Ao professor Dr. Bertoldo Schneider Jr, meu orientador, que durante a jornada tornou-se um amigo. Agradeço pela paciência, dedicação e amizade. Ainda temos muito a pesquisar...

A todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos amigos invisíveis aos olhos, mas próximos ao coração.

EPIGRAFE

***“Não te confies à inquietação ou ao desespero.
Em qualquer circunstância, trabalha e espera por Deus,
cujo infinito amor não te faltará”***

O Essencial
Francisco Cândido Xavier-Emmanuel

“A vida é aquilo que você deseja diariamente”

André Luiz

RESUMO

MONTEIRO, André Luiz Regis. PROPOSTA DE ABORDAGEM PARA DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA EM UNIDADE ELETROCIRÚRGICA. 167 f. Tese – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Apesar de mais de cem anos de eletrocirurgia, a regulação de potência ativa a ser entregue ao tecido orgânico ainda é um desafio para a engenharia. Poucos fabricantes de equipamentos eletrocirúrgicos possuem métodos para regular potência ativa. Aqueles que possuem, apenas ajustam grosseiramente a potência a ser entregue ao redor de um *setpoint*. Na verdade, não pôde ser evidenciado um fabricante com um processo para medir a potência ativa de fato entregue à carga. Isso pode ser constatado pelo fato de não haver ainda instrumentação no mercado capaz de satisfazer a exigência normativa, conforme item 201.7.4.2 da norma específica, NBR IEC 60.601.2-2 Equipamento eletromédico Parte 2-2: Prescrições particulares para segurança do equipamento cirúrgico de alta frequência, que impõe a não apresentação no painel do valor de potência em watts a não ser que essa potência seja entregue com uma exatidão de $\pm 20\%$ sobre a faixa de resistência da carga total. O desconhecimento da potência ativa pode causar queimaduras e danos ao tecido, que pode receber energia além do necessário. O desafio é medir tensão e corrente e calcular a potência rápido o suficiente para tornar possível uma realimentação e um controle a tempo de impedir a carbonização do tecido. Este trabalho apresenta uma abordagem para cálculo de potência ativa para tentar suprimir o problema descrito, e apresenta o *setup* de medição utilizado. O processo é baseado na interpretação matemática da potência ativa, determinada através de tensão e corrente conhecidas. Demonstrou-se que o processo é constituído de cálculos matemáticos ordinários com base em simples processo de multiplicação de variáveis discretizadas no domínio da frequência, obtidas através da Transformada Discreta de Fourier (DFT), aplicada aos vetores de tensão e corrente amostrados no tempo. A forma de cálculo proposta é executada em valores próximos a 4 ms, seis vezes mais rápido do que os 25 ms estipulados inicialmente (Apêndice A) para evitar

a carbonização do tecido. Simulações e experimentos práticos de ablação – remoção de uma parte do corpo, seja por excisão ou por amputação - de tecido são utilizados e comparados para validação do procedimento. A determinação da potência ativa entregue por unidade eletrocirúrgica comercial foi realizada com o método proposto e comparada com dados de potência do fabricante. As maiores discrepâncias de valor encontraram-se nos testes sem faiscância. Além disso, demonstrou-se que a abordagem sugerida pode avaliar se a entrega de resultados pelo equipamento está dentro dos padrões normativos exigidos. Adicionalmente, é apresentado um modelo de espaço faiscante, válido para curvas de corte, coagulação e *blend* (que combina características das ondas de corte e coagulação), que possibilita o estudo da tensão e corrente sobre a carga. Este modelo vincula o aparecimento do valor DC para corrente ou tensão, dependendo do circuito de saída, à faiscância apresentada pelos processos eletrocirúrgicos. Este fato é desconsiderado nos processos de certificação eletromédica, que consideram apenas situações com contatos ôhmicos.

Palavras-chave: Eletrocirurgia, Potência ativa, Faiscância.

ABSTRACT

MONTEIRO, André Luiz Regis. PROPOSED APPROUCH FOR DETERMINING THE ACTIVE POWER IN AN ELECTROSURGICAL UNIT. 167 f. Thesis – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Despite of more than a hundred years of electrosurgery, regulation of active power to be delivered to the body tissue is still an engineering challenge. Few electrosurgical equipment manufacturers have developed methods to regulate active power. Those who did, just roughly adjust the power to be delivered around a predefined setpoint. In fact, a manufacturer with a process to measure the active power actually delivered to the load could not be evidenced. This can be verified by the fact that there is still no instrumentation in the market capable of satisfying the regulatory requirement - item 201.7.4.2 of the NBR standard NBR IEC 60.601.2-2 Equipamento eletromédico Parte 2-2: Prescrições particulares para segurança do equipamento cirúrgico de alta frequência - that prohibits presenting in the equipment panel the power value in watts unless such power is delivered with an accuracy of $\pm 20\%$ over the full load resistance range. Not knowing the active power can cause burns and damage the tissue, which receives more power than necessary. The challenge is to measure voltage and current and calculate power fast enough to prevent tissue carbonization. This paper presents an approach to calculate active power in order to address the described problem and shows the *setup* for measuring used. The process is based on the mathematical interpretation of active power, determined by known voltage and current. It has been shown that the process consists of ordinary mathematical calculations based on simple multiplication process of variables discretized in the frequency domain obtained through the Discrete Fourier Transform (DFT) applied to the vectors of voltage and current sampled in time. The proposed calculation method is performed close to 4 ms, six times faster than 25 ms initially stipulated to avoid carbonization of the tissue(Appendix A). Simulations and practical ablation experiments have been performed and compared

to validate the proposed method. The determination of active power delivered by a commercial electrosurgical unit using the proposed method has been performed and compared to manufacturer's power data. The highest discrepancies lie in the tests with no sparking. In addition, it has been demonstrated that the proposed approach can assess whether the delivery results by the equipment are within the required regulatory standards. Furthermore, a model of sparking space has been presented, valid for cutting, coagulation and blend curves, allowing the study of voltage and current on the load. This model links the appearance of the DC value to current or voltage, depending of the output circuit, to the sparking presented by the surgical procedures. This fact is disregarded in the processes of electromedical equipment certification, which only considers situations with ohmic contacts.

Key-words: Electrosurgery, Active power, Sparking.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

- Figura 1 – O eletrodo ativo (+) tem uma pequena área de contato e com alta densidade de corrente neste ponto de aplicação provocando efeitos térmicos no tecido. O eletrodo dispersivo (-) tem uma grande área de contato com baixa densidade de corrente aplicada sem efeito nocivo.39
- Figura 2 - Eletrodo ativo bipolar (+)/(-) tipo pinça com dois pontos de contato no tecido e eletrodo dispersivo (-).40
- Figura 3 - Caneta com eletrodo monopolar tipo faca e comandos manuais de corte e coagulação.....42
- Figura 4 - Caneta sem comando e com eletrodo monopolar tipo bola.42
- Figura 5 - Eletrodos ativos mais comuns com base na linha produzida pela DELTRONIX Equipamentos Ltda.....43
- Figura 6 - Pinça Bipolar.44
- Figura 7 - (a) eletrodo neutro com área contínua ou placa simples; (b) eletrodo neutro com área descontínua ou placa dupla.45
- Figura 8 - Formas de ondas típicas, na mesma escala vertical, representativas para corte puro, blend e coagulação.....48
- Figura 9 - Representação de tensão e corrente aplicadas sobre elementos de circuito.....49
- Figura 10 - Definição pela IEEE do Vetor de Potência - adaptado.....51
- Figura 11 - Fasores de tensão e corrente, com corrente projetada sobre o fasor tensão para o cálculo de potência ativa. Fonte: autoria própria.57
- Figura 12 - Representa a multiplicação de dois pontos na mesma frequência para um sinal de tensão na referência e um sinal de corrente (curva tracejada) defasado em 30 graus. A curva pontilhada representa um pseudo sinal de corrente em fase com a tensão estando ambas na mesma posição no domínio da frequência, cujo produto resulta a potência ativa58
- Figura 13 - (a) representa os valores absolutos de $V(k)$ após a aplicação da DFT sobre o sinal $v(n)$. Este sinal representa um nível DC e duas cossenoides. (b) representa as respectivas fases para o sinal em (a). (c) representa os valores absolutos de $I(k)$ após a aplicação da DFT sobre o sinal $i(n)$. Este sinal representa um nível DC e duas

cossenóides. (d) representa as respectivas fases para o sinal em (c). (e) representa a potência ativa resultante obtida pelo processo com base na Equação (12) desenvolvida no Apêndice B. Fonte: Autoria própria. 62

Figura 14 - Formas de onda originais para v e i produzidas pelas Equações (15) e (16), respectivamente. Fonte: Autoria própria. 66

Figura 15 - Os pares (a)-(c) e (b)-(d) representam magnitude e fase de $V(k)$ e $I(k)$, respectivamente. A potência ativa (e) é calculada pela soma das multiplicações das magnitudes de $V(k)$ e $I(k)$ e metade do cosseno da diferença de fase destes sinais, para cada frequência ω , mais a multiplicação das componentes DC de $V(k)$ e $I(k)$, como na Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas. 67

Figura 16 - Comparação de resultados usando FFT e Chirp Z-Transform. Os pares (a)-(c) e (b)-(d) mostram magnitude e fase dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Fonte: autoria própria. 68

Figura 17 - Gráficos de Tensão sem janelamento com módulo em (a) e fase em (c) e com janelamento triangular com módulo em (b) e fase em (d). Fonte: Autoria própria. 70

Figura 18 - Sinais espectrais de tensão ((a) e (c)) e de corrente ((b) e (d)) após janelamento de Hanning aplicado aos sinais no tempo. O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas..... 71

Figura 19 - (a) e (b) representam somente o espectro de amplitude dos sinais de tensão e corrente – $V(k)$ e $I(k)$ – respectivamente, após aplicar-se o zero-padding. (c) representa a potência ativa que é calculada pela soma da multiplicação dos espectros de amplitude, $V(k)$ e $I(k)$, e metade do cosseno da diferença de fase entre $V(k)$ e $I(k)$, para cada ω , adicionados a multiplicação das componentes DC de $V(k)$ e $I(k)$, como na Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas. 73

Figura 20 - (a) e (b) representam o espectro de amplitude dos sinais de tensão e corrente com ruídos, respectivamente. (c) e (d) evidenciam o ruído de tensão e corrente, respectivamente, na frequência de 360 Hz. (d)

	representa a potência ativa em watts, a partir dos vetores dos sinais de tensão e corrente com ruídos aleatórios, calculada pela Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas. Fonte: Autoria própria.	75
Figura 21 -	(a) e (b) representam sinais de tensão e corrente no domínio do tempo para um ciclo de trabalho (duty cycle) de 12,5%, respectivamente. (c) e (d) representam as magnitudes da tensão e corrente de blend no domínio da frequência, respectivamente. (e) representa a potência ativa de 3,87 W (erro relativo de 14,50%). Os eixos das frequências apresentam somente as faixas com valores mais significativos para as frequências positivas.....	78
Figura 22 -	Circuito referência para medição de tensão e corrente amostradas. A tensão é medida diretamente sobre a carga. A corrente do circuito corresponde ao valor de tensão com fase de 180° sobre o resistor, dividida pelo valor do mesmo.....	80
Figura 23 -	Formas de onda de Tensão [V] e Corrente [A] entregues à carne de porco no experimento de ablação pela unidade eletrocirúrgica projetada e construída na Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR.	83
Figura 24 -	Quantidade de potência calculada pela abordagem proposta com base nos arquivos amostrados da Tabela 7 e a média de valores para cada grupo considerado (23-41, 42-49, 51-55, 56-59, 60-64 e 65-69). A Tabela 8 apresenta um resumo de todos os experimentos.....	84
Figura 25 -	(a) sinais de tensão com faiscância (tracejado) e sem faiscância; (b) sinais de corrente com faiscância (tracejado) e sem faiscância; (a) e (b) no domínio do tempo; (c)_magnitude do sinal da tensão faiscante; (d) magnitude do sinal da corrente faiscante; (e)_magnitude do sinal de tensão sem faiscância; (f) magnitude do sinal de corrente sem faiscância; (c), (d), (e) e (f) no domínio da frequência.....	85
Figura 26 -	Detalhe de setup de medição utilizando-se chuchu (<i>Sechium edule</i> , SW) como carga e com a resistência shunt utilizada no processo de medição.....	90
Figura 27 -	Sinais de tensão e corrente de Blend1 (a) e Blend2 (b) que evidenciam a quantidade de energia fornecida pelo equipamento comercial.	92

Figura 28 - Equipamento 061776. Curva de potência de corte por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas foram inseridas no gráfico com o módulo da impedância para comparação com curva do fabricante.....	94
Figura 29 - Sinais de tensão e corrente para procedimento de corte. Painel em 200 (sem marcação de unidade).	95
Figura 30 - Curva V _{xl} para sinal de corte com faiscância. Marcação do painel em 200 (sem marcação de unidade.	96
Figura 31 - Curva de descarga da carga residual pós-faiscância do capacitor de saída sobre resistência de 390 ohms. A energia dos 100 primeiros microsegundos foi estimada em 7,5 mJ. Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004)	97
Figura 32 - Curva V _{xl} para sinal de corte sem faiscância com painel em 200 (sem marcação de unidade).	98
Figura 33 - Curva V _{xl} para sinal de corte com faiscância com painel em 300 (sem marcação de unidade).	99
Figura 34 - Curva V _{xl} para sinal de corte sem faiscância com painel em 300 (sem marcação de unidade).	99
Figura 35 - Equipamento 061776. Curva de potência de blend1 por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas foram inseridas no gráfico com o módulo da impedância para comparação com curva do fabricante.....	100
Figura 36 - Sinais amostrados de tensão e corrente em blend1 com painel em 200 (sem marcação de unidade) e com faiscância. Fonte: autoria própria.	102
Figura 37 - Curva V _{xl} para sinal de blend1 com faiscância e com painel em 200 (sem marcação de unidade).Fonte: Autoria própria.....	102
Figura 38 - Sinais de tensão e corrente em blend1 e painel em 200 (sem marcação de unidade) sem faiscância. Fonte: autoria própria.	103
Figura 39 - Curva V _{xl} para sinal de blend1 sem faiscância e painel em 200 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	103
Figura 40 - Curva V _{xl} para sinal de blend1 com faiscância e painel em 250 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	104

Figura 41 -	Curva Vxl para sinal de blend1 sem faiscância e painel em 250 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	104
Figura 42 -	Equipamento 061776. Curva de potência de coagulação por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas inseridas no gráfico com módulo da impedância para comparação com curva do fabricante.	105
Figura 43 -	Sinais de tensão e corrente para processo de coagulação com faiscância e com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: autoria própria.	106
Figura 44 -	Curva Vxl para sinal de coagulação com faiscância e painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	107
Figura 45 -	Sinais de tensão e corrente para processo de coagulação sem faiscância com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: autoria própria.	107
Figura 46 -	Curva Vxl para sinal de coagulação sem faiscância com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	108
Figura 47 -	Curva Vxl para sinal de coagulação com faiscância e com painel em 120 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	108
Figura 48 -	Curva Vxl para sinal de coagulação sem faiscância com painel em 120 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.	109
Figura 49 -	Modelo de espaço faiscante proposto.	110
Figura 50 -	Comparação entre gráfico de corte com faiscância (pontos amostrados) e resposta do modelo (linha). Fonte: autoria própria.	112
Figura 51 -	Resposta do modelo (linha) para um blend com ciclo de trabalho de 50% aplicado sobre tecido orgânico (chuchu). Fonte: autoria própria.	113
Figura 52 -	Setup experimental utilizado para medição de tensão e corrente e investigação de características elétricas da faiscância durante procedimentos eletrocirúrgicos. Utilizou-se a forma de ligação dos probes do osciloscópio com a flutuação indicada, sem a comunicação em RS 232. O resistor shunt utilizado apresentou resistência de 101,5 Ω	150
Figura 53 -	Fluxograma do processo apresentado. Fonte: autoria própria.	151

Figura 54 - <i>Rise Time</i> para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Primeiro teste.....	155
Figura 55 - <i>Rise Time</i> para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Segundo teste.....	156
Figura 56 - <i>Fall Time</i> para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Terceiro teste.....	158
Figura 57 - <i>Fall Time</i> para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Quarto teste.....	159
Figura 58 - Sincronização de sinais entre os osciloscópios antes da medição de sinal real. Fonte: autoria própria.....	164
Figura 59 - Amostragem de sinal real em simulação de corte em fatia de tecido orgânico (chuchu). Comparação visual entre sinais capturados analógica (osciloscópio Kikusui COR5501U) e digitalmente (osciloscópio Agilent MSO6034).....	165
Figura 60 - Modelo do espaço faiscante original proposto por SCHNEIDER JR (2004). Ckp é a capacitância intrínseca parasita entre eletrodos. C4 capacitor parasita do resistor que amostra corrente (Rtest). O laço faiscante apresenta as resistências Rkp e Rpk. Diodos ideais representados por D3 e D4 e diodos zener D1 e D2 que representam as tensões de início de faiscância em ambos os sentidos (Vkp e Vpk). Capacitância e resistência durante a dessecação representadas por Cd e Rd. C3 representa a capacitância em série com a saída. Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004).....	171

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	Resumo de Equações de Potência Ativa sugeridas pelas referências indicadas para cálculo em algoritmos	53
Tabela 2 -	Potência ativa calculada com sinais de tensão e corrente janelados...69	
Tabela 3 -	Potência Ativa a partir de sinais com ruído para diferentes quantidades de <i>zero-padding</i>	75
Tabela 4 -	Cálculo de Potência Ativa aplicando-se <i>zero-padding</i> aos sinais ruidosos originais, da linha 1 da Tabela 3, que complementam estas amostras para o primeiro múltiplo de 2^n	76
Tabela 5 -	Resultados para simulações com sinais <i>blend</i>	77
Tabela 6 -	Potência Ativa e Relações Sinal-Ruído (SNR) para diferentes amplitudes (1, 0,5 e 0,1 respectivamente) de ruído e tempos de amostragem.	79
Tabela 7 -	Arquivos amostrados e potência ativa calculada na experiência de ablação com o método proposto. Valores negativos foram desconsiderados (amostras 22, 25,38, 50 e 63) devido a erros de amostragem pela intervenção humana.	82
Tabela 8 -	Resumo de todos os experimentos realizados em 4.2	82
Tabela 9 -	Equipamento 061776. Valores médios para conjunto de potências calculadas (média de três medições) para cada indicação de valores no painel do equipamento e para cada tipo de função no painel. Todos os valores calculados podem ser verificados no Apêndice H (Tabela 13 e Tabela 14).	91
Tabela 10 -	Valores calculados de tensão eficaz (V_{eficaz}), corrente eficaz (I_{eficaz}) e o valor do módulo da impedância para cada um dos valores de tensão e corrente eficazes. Os módulos foram calculadas considerando-se processos com e sem faiscância.	93
Tabela 11 -	Defasagem provocada pelos <i>probes</i> de aquisição dos sinais.	160
Tabela 12 -	Valores de rise time no intervalo de 10 % a 90 % para o cálculo do tempo de atraso	161
Tabela 13 -	Equipamento 061776 . Tabela de potências completa. Medições com faiscância.	169

Tabela 14 - Equipamento 061776 . Tabela de potências completa. Medições sem
faiscância..... 170

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

AC	(<i>alternate current</i>) Corrente alternada
ADC	(<i>Analogic to digital converter</i>) Conversor analógico-digital
CZT	(<i>Chirp Z-Transform</i>) Transformada Chirp Z
DC	(<i>direct current</i>) Corrente contínua
Ddp	Diferença de potencial
DFT	(<i>Discrete Fourier Transform</i>) Transformada Discreta de Fourier
FFT	(<i>Fast Fourier Transform</i>) Transformada Rápida de Fourier
IEC	International Electrothechnical Comission
NBR	Norma Brasileira
RMS	(<i>root mean square</i>) Valor eficaz (ou média quadrática)
SNR	(<i>Signal Noise Ratio</i>) Relação Sinal-Ruído
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
i ou I	Corrente elétrica	ampère [A]
I_{DC}	Corrente contínua	ampère [A]
$I(k)$	Corrente amostrada (domínio da frequência)	ampère [A]
$i(n)$	Corrente amostrada (domínio do tempo)	ampère [A]
τ	Energia absorvida ou gerada (trabalho)	joule [J]
θ, φ	Fase	graus [°]
ω	Frequência angular	radianos por segundos [rad/s]
f_s	Frequência de amostragem	hertz [Hz]
T	Período (de uma função)	segundos [s]
T_s	Período de amostragem	segundos [s]
P	Potência ativa	watt [W]
e	Potencial elétrico (ou diferença de potencial)	volt [V]
dq	Quantidade diferencial de carga	coulomb [C]
t_t	Tempo total amostrado	segundos [s]
V	Tensão	volt [V]
V_{DC}	Tensão contínua	volt [V]
$V(k)$	Tensão amostrada (domínio do tempo)	volt [V]
$v(n)$	Tensão amostrada (domínio da frequência)	volt [V]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	MOTIVAÇÃO	33
1.2	JUSTIFICATIVA	34
1.3	OBJETIVOS	34
1.3.1	Objetivos Gerais	34
1.3.2	Objetivos Específicos	35
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	35
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	37
2.1	ELETROCIRURGIA – UM POUCO DE HISTÓRIA	37
2.2	O EQUIPAMENTO ELETROCIRÚRGICO	40
2.2.1	Eletrodos	41
2.2.1.1	Eletrodo ativo	41
2.2.1.1.1	Eletrodo Ativo Monopolar	42
2.2.1.1.2	Eletrodo Ativo Bipolar	43
2.2.1.1.3	O Eletrodo Neutro.....	44
2.3	OPERAÇÃO NA ELETROCIRURGIA	45
2.3.1	Corte, Coagulação e Blend	47
2.4	FAISCÂNCIA NA ELETROCIRURGIA	48
2.5	POTÊNCIA NA ELETROCIRURGIA	48
2.5.1	Medida e Cálculo de Potência	52
2.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	55
3	ABORDAGEM PARA O CÁLCULO DA POTÊNCIA ATIVA.....	57
3.1	INTRODUÇÃO À ABORDAGEM.....	57
3.2	ABORDAGEM MATEMÁTICA.....	59
3.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	63
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	65
4.1	SIMULAÇÕES	65
4.1.1	Sinal Ideal, Sem Ruído, Sem Janelamento, Sem Zero-Padding.	65
4.1.2	Sinal Ideal, Sem Ruído, Com Janelamento, Sem Zero-Padding.	69
4.1.3	Sinal Ideal, Sem Ruído, Com Zero-Padding.....	72
4.1.4	Sinal Ideal, Com Ruído, Com Zero-Padding	73
4.1.5	Sinal Ideal , Com Ruído, Com Zero-Padding e Duty Cycles diferentes....	77

4.1.6	Sinal Ideal, Com Mesmo Ruído para Tensão e Corrente, Com Zero-Padding.....	78
4.2	TESTE DO PROCESSO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
4.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	86
5	DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA DE EQUIPAMENTO COMERCIAL ..	89
5.1	DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA.....	89
5.2	O ESPAÇO FAISCANTE	109
5.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	113
6	RESULTADOS	115
7	DISCUSSÃO E CONCLUSÃO	119
8	TRABALHOS FUTUROS	125
9	REFERÊNCIAS	127
10	APÊNDICES	133
10.1	APÊNDICE A	133
10.2	APÊNDICE B	135
10.3	APÊNDICE C	150
10.4	APÊNDICE D	151
10.5	APÊNDICE E	153
10.6	APÊNDICE F	163
10.7	APÊNDICE G	166
10.8	APÊNDICE H	169
10.9	APÊNDICE I	171

1 INTRODUÇÃO

Apesar de quase uma centena de anos em eletrocirurgia, há vários aspectos ainda desconhecidos sobre seu funcionamento. Eletrocirurgia provoca a passagem de corrente elétrica de altas-frequências através do tecido biológico para que se consiga algum efeito cirúrgico específico como corte, coagulação, e dessecção (BRONZINO, 2000). O corte é definido como o rompimento do tecido orgânico (através de explosão celular). A coagulação é entendida aqui, como o processo de cessação da hemorragia por ação termoelétrica na presença de faiscância. E a dessecção é o processo da cessação da hemorragia por ação termoelétrica sem a presença da faiscância (contato ôhmico). A ciência por trás desses mecanismos, bem como a regulação exata de energia entregue ao paciente, é ainda muito deficiente e, por isso, alguns problemas persistem. Um desses problemas é o desconhecimento da quantidade exata de energia necessária para efetuar essas ações. Para tanto, é necessário medir a potência ativa (potência que realiza trabalho útil) entregue ao tecido do paciente. Há cerca de 4 anos, quando este trabalho teve início, ainda não se sabia como determinar essa potência ativa de forma efetiva, principalmente considerando a faiscância no processo de cálculo.

O padrão normativo industrial (ASSOCIAÇÃO..., 2013) permite a indicação no painel do equipamento da inscrição watt, se e somente se, o valor apresentado no painel, dentro de uma faixa de impedância considerada, mostrar um valor real com uma máxima variação tolerável de 20 % para mais ou para menos. Os fabricantes não informam esta escala em watts porque não possuem erros menores que os 20 %. Ocorre que, de certa forma, para contornar essa exigência, alguns fabricantes indicam a inscrição “Watt máximo”, o que não contradiz a norma e não se torna objeto de teste de conformidade.

Entretanto, alguns fabricantes de equipamentos, como a ERBE Elektromedizin GmbH, desenvolveram métodos para regular potência (FRITZ; SCHALL, 2014; SLOSARCIK, 2015). Em geral, esses métodos (FRITZ; SCHALL, 2014) regulam a potência ao redor de um “ponto de ajuste” (*setpoint*) escolhido no painel do equipamento. Tais métodos não medem a potência ativa realmente entregue ao paciente e negligenciam a energia necessária para cortar, coagular ou

dissecar o tecido. Isso pode fazer com que haja entrega adicional e desnecessária de energia ao tecido causando severos danos.

Outros métodos usam um processo computacional sofisticado e muito complexo a fim de obter os valores eficazes (RMS – *root mean square*) da tensão e da corrente. E a potência ativa pode ser calculada somente após se calcular o fator de potência (FRITZ; SCHALL, 2014; SLOSARCIK, 2015). Resumindo, equipamentos comerciais existentes não medem a potência ativa realmente entregue ao paciente. Isso pode ser constatado pelo fato de não haver ainda instrumentação no mercado capaz de satisfazer a exigência normativa (item 201.7.4.2 da norma específica), que impõe a não apresentação no painel do valor de potência em watts a não ser que essa potência seja entregue com uma exatidão de $\pm 20\%$ sobre a faixa de resistência da carga total (ASSOCIAÇÃO..., 2013). Nossa proposta satisfaz essa exigência. Alguns equipamentos, mais sofisticados, mostram no painel uma potência máxima que pode ser entregue e ajustada ao redor de um *setpoint* arbitrário. Isto é, o equipamento entregará aquela potência máxima ajustada somente para uma determinada impedância de carga arbitrada pelo fabricante (valor entre $50\ \Omega$ e $2.000\ \Omega$). Isso é um problema, pois na eletrocirurgia é sabido que a impedância do tecido sob intervenção cirúrgica muda dinamicamente de resistência (sua reatância é desprezível) e a variação da densidade de energia entregue pode muitas vezes carbonizar o tecido (LEMONS; LUCAS, 1986; SCHNEIDER; ABATTI, 2008). Além da carbonização do tecido, durante o processo de eletrocirurgia pode haver queimaduras DC em decorrência da faiscância do processo. Essa faiscância ocorre com níveis diferentes de tensão do eletrodo ativo para o tecido e do tecido para o eletrodo ativo (DIAS JUNIOR, 2009; SCHNEIDER; ABATTI, 2008; SCHNEIDER JR, 2004). Essas queimaduras provocadas pela tensão DC são também conhecidas como queimaduras eletrolíticas, pois tensões mínimas de 3 V DC são capazes de provocar eletrólise salina (LEEMING; RAY JR.; HOWLAND, 1970; SCHNEIDER; BERNARDI; ABATTI, 2007). Os eletrodos de retorno do paciente podem exigir a presença de gel ou pasta condutiva, que permita melhor aderência deste eletrodo ao paciente na recepção da corrente de retorno, além de líquidos que podem escorrer para o local durante a cirurgia. Esses elementos também sofrem eletrólise na presença de corrente contínua e podem queimar o paciente (LEEMING; RAY JR.; HOWLAND, 1970; SCHNEIDER; BERNARDI; ABATTI, 2007; SCHNEIDER JR, 2004). Há inúmeros casos relatados de acidentes com queimaduras em

eletrocirurgia como exposto por Brito (2007), mas nenhum dos casos é especificado tendo origem a faiscância que provoca a tensão DC. O trabalho de Bisinotto *et al.* (2016) também afirma que entre os anos de 1970 e 1990 que a cada 1000 cirurgias, duas a cinco apresentavam complicações com predominância das queimaduras elétricas. O grupo de eletrocirurgia da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) vem estudando a faiscância e as tensões DC desde 2004 quando a pesquisa em eletrocirurgia foi iniciada com o trabalho de Schneider Jr (2004). Em decorrência deste trabalho inicial, trabalhos sobre faiscância e sinais DC (DIAS JUNIOR, 2009; SCHNEIDER; ABATTI, 2008; SCHNEIDER; BERNARDI; ABATTI, 2007; SCHNEIDER JR, 2004), sobre desenvolvimento de equipamento eletrocirúrgico (BERNARDI, 2007; SCHNEIDER; ABATTI, 2005; SCHNEIDER JR, 2004), medição e determinação de potência ativa (MONTEIRO *et al.*, 2016) e análise sobre energia para ablação de tecidos orgânicos (GRANDE, 2014) têm sido realizados.

O problema de regulação de potência como uma função da impedância do tecido ainda não possui solução efetiva. Como não há na literatura uma previsão clara de energia destrutiva para o tecido orgânico, estimou-se que o tempo necessário para que uma falha média de entrega de energia danificasse o mesmo seria de uns 25 ms (Apêndice A).

Nossa proposta considera, ainda, a faiscância no processo para a determinação de potência ativa. Ela provoca o aparecimento de sinais contínuos (DC) de corrente ou tensão na eletrocirurgia e isso não é considerado em testes normativos, os quais utilizam apenas o contato ôhmico para testes de certificação (ASSOCIAÇÃO..., 2013). A sessão 5 apresenta sinais amostrados evidenciando a faiscância e os sinais DC.

1.1 MOTIVAÇÃO

O processo de certificação de equipamentos médicos, especificamente unidades eletrocirúrgicas, conforme a norma aplicável (ASSOCIAÇÃO..., 2013), mede a potência ativa – definida como a potência que realiza trabalho útil – utilizando um *probe* resistivo com contato ôhmico, ou seja, desconsiderando o

processo de faiscância e conseqüentemente o espectro e assimetria elétrica do processo eletrocirúrgico real (SCHNEIDER; ABATTI, 2008). Como foi demonstrado em (SCHNEIDER; ABATTI, 2008), o fato de não se considerar a faiscância durante o processo de teste de conformidade, impede que os laboratórios de certificação prevejam potenciais problemas dos dispositivos. Além disso, nenhum dos equipamentos comerciais regula apropriadamente a potência entregue ao paciente. Para tanto, considera-se como passos essenciais a regulação apropriada dessa potência e o entendimento perfeito do processo da faiscância.

1.2 JUSTIFICATIVA

Mesmo com a marcação “watt máximo” em equipamentos mais sofisticados, a potência ativa realmente entregue ao tecido não é conhecida. Além disso, a faiscância não é considerada nos processos de calibração e certificação dos equipamentos comerciais. Este trabalho considera a medição e determinação de potência ativa, considerando a faiscância no processo. Os valores DC intrínsecos do processo também são considerados nos cálculos de potência ativa, pois fazem parte dos valores de energia entregues ao tecido. Isso permitirá, em trabalhos futuros, análise da máxima energia necessária a ser entregue ao tecido para efeitos eletrocirúrgicos sem carbonização, além do controle (retroalimentado) da potência.

1.3 OBJETIVOS

Os objetivos do trabalho são apresentados abaixo como gerais e específicos.

1.3.1 Objetivos Gerais

O objetivo deste trabalho é apresentar um processo capaz de determinar com exatidão (erro menor que 20 %) a potência útil entregue por um equipamento eletrocirúrgico, considerando a faiscância. A faiscância é o fator que provoca o

aparecimento de valores DC, os quais não são considerados em processos de certificação de eletromédicos. Desta forma, um modelo aperfeiçoado de Schneider Jr (2004) para o espaço faiscante também é apresentado e o sinal de *blend* simulado neste modelo é comparado a um sinal real.

1.3.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos deste trabalho pode-se destacar:

- Desenvolver um método capaz de medir a potência entregue ao paciente durante a eletrocirurgia em menos de 25 ms (Apêndice A), a partir de sinais amostrados de tensão e corrente;
- Validar a metodologia proposta para testes de laboratório;
- Disponibilizar o método para equipamentos comerciais;
- Aperfeiçoar o modelo do espaço faiscante para trabalhos futuros em análise DC dos sinais;
- Comparar o método com métodos concorrentes de determinação geral de potência.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é composto de 6 capítulos. Apresentou-se em sua **introdução**, uma visão geral sobre o problema de medição de potência na eletrocirurgia, os objetivos gerais e específicos. O **capítulo 2** apresenta uma revisão da literatura e o estado da arte para medição de potência. O **capítulo 3** descreve o processo proposto para medição e cálculo de potência fazendo-se uma mudança do domínio do tempo para o domínio da frequência pela aplicação ordinária da Transformada de Fourier Discreta (DFT) usando o algoritmo da *Fast Fourier Transform* (FFT). No **capítulo 4**, simulações com esta abordagem são executadas no ambiente do Matlab® para demonstrar o uso da metodologia. Serão considerados aqui a relação sinal ruído (SNR) a fim de demonstrar o máximo nível de ruído permissível para

manter a resposta dentro dos quesitos normativos. O **capítulo 5** apresenta testes e medições laboratoriais com uma unidade eletrocirúrgica de saída senoidal produzida no próprio laboratório da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) e com um equipamento comercial. O **capítulo 6** apresenta uma conclusão geral e trabalhos futuros.

Cada capítulo desta tese apresenta também, no final, suas conclusões parciais, para facilitar a compreensão durante a leitura. Se o leitor preferir, pode pulá-las porque irá reencontrá-las na sessão final de conclusões.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 ELETROCIRURGIA – UM POUCO DE HISTÓRIA

A cauterização e o corte do tecido orgânico há muito é realizado. Documentos egípcios, datados de 3.000 A.C., traziam uma série de informações a respeito destas práticas, um dos quais, relatava cerca de 48 casos referenciados a um médico da época chamado Imhotep. Um dos casos descrevia o tratamento de tumor pela queima local, denominada cauterização. A evolução da medicina prosseguiu e o uso da cauterização persistiu como uma forma de tratamento através da Idade Média (ULMER, 2007).

No século XVII, o interesse pela eletricidade emergiu. Subsequente a este período, três eras podem ser destacadas: a primeira envolveu experimentos antes de 1786 com a eletricidade estática estudada por William Gilbert; a segunda, entre 1786 e 1831, incluía pesquisas com estimulação ou tratamento de músculos ou nervos com corrente direta induzida e espasmos musculares; e a terceira, a partir de 1831 até o momento, no que se refere a tipos específicos de uso de corrente elétrica em tecidos orgânicos (ULMER, 2007).

Arsenne d'Arsonval, em 1893, fez um experimento, onde conectou duas pessoas, através de uma lâmpada de 100 W, pelas mãos, e em cada extremidade livre (mãos), fez fechar um circuito por intermédio de um gerador de alta-frequência, trabalhando em 500 kHz. Por este circuito circulou uma corrente de até 3 A. Relatou que as pessoas tiveram apenas a sensação de aquecimento, sem danos a ambos, enquanto a lâmpada brilhou intensamente. Este experimento direcionou o desenvolvimento da diatermia médica, que é a passagem da corrente elétrica pelo tecido orgânico para efeitos termo-terapêuticos, e da eletrocirurgia. Em 1908, Lee DeForest desenvolveu um oscilador a válvula que era capaz de produzir uma forma de onda AC não modulada cujo corte de tecido era eficiente (GERHARD, 1984). No entanto, foi o cirurgião William L. Clark, em 1911, quem publicou o primeiro uso de corrente elétrica para cortar e coagular tecido biológico (GEDDES *et al.*, 1977; GERHARD, 1984).

Foi com William T. Bovie e Harvey Williams Cushing, embora não tendo sido os precursores da eletrocirurgia, que o processo ganhou espaço. Data de 1920 o uso de uma unidade eletrocirúrgica por Cushing, que era conhecido o pai da neurocirurgia. Ele, Cushing, não foi o primeiro a utilizar um equipamento eletrocirúrgico, mas foi o primeiro a utilizá-lo no cérebro (VAN WAY, 2000). Cushing, um neurocirurgião e Bovie, um físico que fundou uma companhia para desenvolver equipamentos eletrocirúrgicos, trabalharam muito próximos.

A eletrocirurgia, caracterizada pela passagem de uma corrente elétrica pelo tecido orgânico a fim de ocasionar corte, coagulação ou mistura de ambos (*blend*), pode também ser utilizada para efeitos de terapia. Este processo e objetivo terapêutico é chamado de diatermia.

Data de 1976 a utilização de passagem de corrente de radiofrequência (13,56 MHz) por carcinoma (tumor maligno) com o objetivo de extirpá-lo por efeito térmico. O carcinoma era envolvido por dois eletrodos com áreas grandes e a passagem da corrente de radiofrequência aumentava a temperatura do mesmo acima da temperatura corporal destruindo suas células (GEDDES *et al.*, 1977).

Entre diatermia (que utiliza dois eletrodos com áreas de grande contato cuja finalidade é aquecer um grande volume de tecido) e a eletrocirurgia (tipo particular da diatermia), a diferença é o eletrodo ativo, que possui uma área muito pequena permitindo uma grande densidade de corrente, o que ocasiona o efeito elétrico de corte (com algum grau de hemóstase).

O bisturi tradicional com lâmina cortante (*scalpel*), embora ainda hoje utilizado, apresenta problemas no processo cirúrgico. Dentre os maiores problemas deste utensílio, pode-se citar o fato de não evitar a perda de sangue (não efetua coagulação) durante um processo hemorrágico, por ele provocado ou não, e por dar vulnerabilidade à contaminação. A eletrocirurgia passou então a ser a técnica preferida pelos cirurgiões, por ser rápida, diminuir o tempo de exposição anestésica, por evitar a perda de sangue durante os processos cirúrgicos (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993) e por não transferir infecção de um tecido doente para um sadio (SCHNEIDER JR, 2004).

Apesar de quase um século de aplicações de eletrocirurgia, até hoje seus exatos princípios físicos e perigos não são totalmente conhecidos (TULEIMAT, 2010; VAN WAY, 2000; VILOS; RAJAKUMAR, 2013). Uma unidade eletrocirúrgica (UES) ou *Electrosurgical Unit* (ESU), promove a passagem de uma corrente elétrica de alta

frequência em um tecido orgânico para causar-lhe efeitos como corte, coagulação e dessecação (BRONZINO, 2000), permitindo com isso efeitos como a incisão no tecido, sua destruição ou retirada concomitantemente com algum grau de hemóstase (SCHNEIDER JR, 2004). A Figura 1 apresenta o resumo do circuito que realiza o corte e a coagulação do tecido.

O corte e a coagulação se dão pela disposição de dois eletrodos no tecido. Nos equipamentos convencionais de eletrocirurgia, em geral, são duas as formas de operação, uma dita monopolar e outra dita bipolar. O que diferencia ambas, basicamente é a forma pela qual a corrente elétrica entra e sai do tecido. Na monopolar, o eletrodo ativo e o eletrodo neutro estão em invólucros separados. Nesta, a corrente do eletrodo ativo, cuja área de contato é muito pequena, atinge uma alta densidade de corrente, que atravessa o tecido retornando pelo eletrodo neutro (também conhecido como eletrodo-placa, eletrodo passivo, eletrodo dispersivo, eletrodo de retorno ou placa) (ASSOCIAÇÃO..., 2013). A área do eletrodo neutro deve ser grande para permitir baixa densidade de corrente.

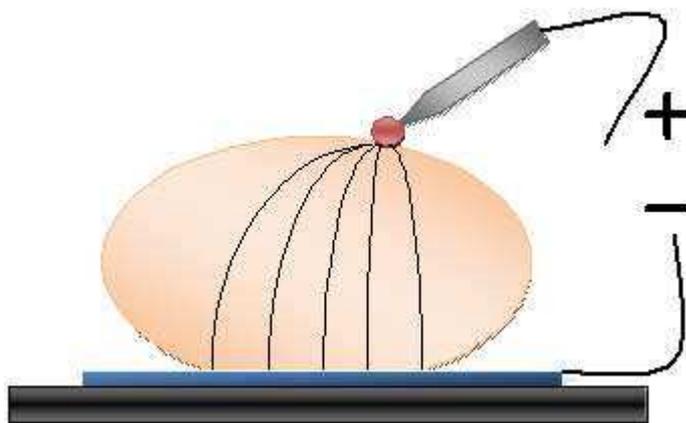
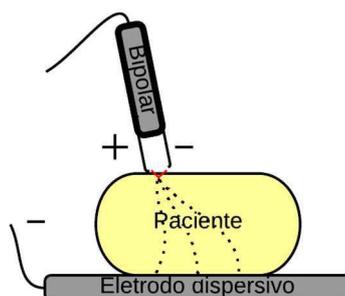


Figura 1 – O eletrodo ativo (+) tem uma pequena área de contato e com alta densidade de corrente neste ponto de aplicação provocando efeitos térmicos no tecido. O eletrodo dispersivo (-) tem uma grande área de contato com baixa densidade de corrente aplicada sem efeito nocivo.

Fonte: Autoria própria

No modo bipolar, o eletrodo ativo e o neutro encontram-se no mesmo invólucro, mas eletricamente separados, apresentando um aspecto de pinça (*forceps*). Neste caso a corrente flui de um dos eletrodos da pinça e retorna pelo outro passando pelo tecido que está próximo da pinça. O modo bipolar é usado geralmente para coagulação (BRONZINO, 1999).

A Figura 2 apresenta um circuito bipolar, onde o eletrodo ativo possui dois pontos de contato no tecido. Também se caracteriza pelo fato da corrente de retorno, em sua maior parte, retornar por um dos eletrodos. Mesmo havendo o circuito fechado neste eletrodo ativo, tipo pinça, não é dispensado o eletrodo de retorno (SCHNEIDER JR, 2004) para que se garanta ainda maior segurança ao paciente.



**Figura 2 - Eletrodo ativo bipolar (+)/(-) tipo pinça com dois pontos de contato no tecido e eletrodo dispersivo (-).
Fonte: Autoria própria**

2.2 O EQUIPAMENTO ELETROCIRÚRGICO

Com o aprimoramento dos processos eletrocirúrgicos, os equipamentos também evoluíram. Algumas tendências se mostram dominantes. Conforme Belik (2001), a adaptação das características de saída do equipamento, sem intervenção ativa, pode ser feita por processo de ressonância no circuito do paciente, considerando eletrodos, circuito de saída e tecido orgânico do paciente. Isto estabilizaria as características de saída sem sofisticados circuitos de realimentação.

Uma outra forma, seria a monitoração de duas características principais da eletrocirurgia: energia e eletromagnetismo. A primeira pela alta concentração de corrente de alta frequência no eletrodo ativo e a segunda pela permeação do campo eletromagnético pelo tecido biológico (BELIK, 2001). Entretanto, esta fonte carece grandemente de detalhes técnicos.

De qualquer forma, o foco dos fabricantes é desenvolver e produzir equipamentos cada vez mais eficientes, de baixo custo, simples, amigáveis (BELIK, 2001) e seguros.

O desenvolvimento dos equipamentos segue norma específica (ASSOCIAÇÃO..., 2013) para equipamento eletromédico intitulada NBR IEC 60.601.2-2: Prescrições particulares para segurança de equipamento cirúrgico de alta frequência, que preconiza uma faixa de frequência de trabalho a fim de garantir o menor dano ao paciente e usuário. A faixa de frequência estabelecida vai de 300 kHz a 5 MHz (ASSOCIAÇÃO..., 2013), conforme item 2.1.101 da norma, com o objetivo de segurança contra eletroestimulação para valores acima de 300 kHz e minimização de problemas de corrente de fuga em altas frequências para valores abaixo de 5 MHz. Apesar da norma, alguns autores afirmam que acima de 10 kHz a frequência de trabalho do equipamento já é considerada segura e efetiva (FRIEDMAN, 1973; LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993). Problemas reativos surgem (capacitâncias e indutâncias parasitas) para frequências acima de 5 MHz, dificultando sobremaneira a execução do projeto e funcionamento eficaz do equipamento (SCHNEIDER JR, 2004).

2.2.1 Eletrodos

Os eletrodos ativos e neutro, que fazem parte do circuito do paciente, são chamados também de parte aplicada de acordo com a norma técnica NBR-IEC.60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO..., 2013). Como os eletrodos são divididos em ativos e neutro e, os primeiros ainda em monopolares e bipolares, vamos considerá-los separadamente a fim de melhor ilustrá-los.

2.2.1.1 Eletrodo ativo

É considerado eletrodo ativo o elemento que se destina a produzir efeitos físicos na eletrocirurgia, como o corte ou coagulação, conforme apresenta a norma técnica específica NBR-IEC.60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO..., 2013).

2.2.1.1.1 Eletrodo Ativo Monopolar

O eletrodo ativo monopolar, ou simplesmente eletrodo ativo, consiste de uma ponta metálica, cujo objetivo é fornecer um único ponto de contato ao paciente. Este eletrodo é disposto em um invólucro isolado para manuseio e comercialmente chamado de caneta monopolar. O eletrodo ativo concentra uma grande densidade de corrente numa área pequena. Normalmente, sua ponta é afiada, mas não cortante, a fim de facilitar a formação de arco ajudando o cirurgião no momento da incisão (BRONZINO, 1999). A caneta que suporta o eletrodo, permite sua troca dentre vários modelos existentes, os quais são escolhidos de acordo com o procedimento cirúrgico. Há vários modelos de eletrodos disponíveis no mercado, cada qual desenvolvido com objetivo em atender cirurgias gerais ou específicas.

A Figura 3 ilustra uma caneta com comando e eletrodo monopolar tipo faca. A Figura 4 ilustra uma caneta sem comando e eletrodo monopolar tipo bola.

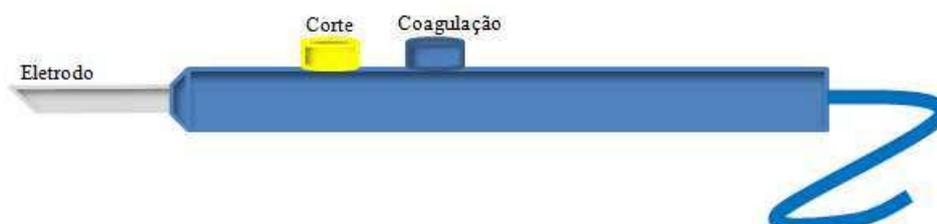


Figura 3 - Caneta com eletrodo monopolar tipo faca e comandos manuais de corte e coagulação.
Fonte: Autoria própria



Figura 4 - Caneta sem comando e com eletrodo monopolar tipo bola.
Fonte: Autoria própria

A Figura 5 ilustra vários modelos de eletrodos disponíveis no mercado. O eletrodo tipo faca reta é normalmente usado para cortes comuns. O eletrodo tipo bola para fulguração e dessecação. Já o eletrodo tipo alça é usado para a retirada de tecido, enquanto o eletrodo tipo agulha para cortes precisos ou coagulação de pequenos tecidos como na neurocirurgia ou cirurgia plástica. A utilização mencionada aqui é geral, mas pode variar dependendo da técnica empregada pelo cirurgião.

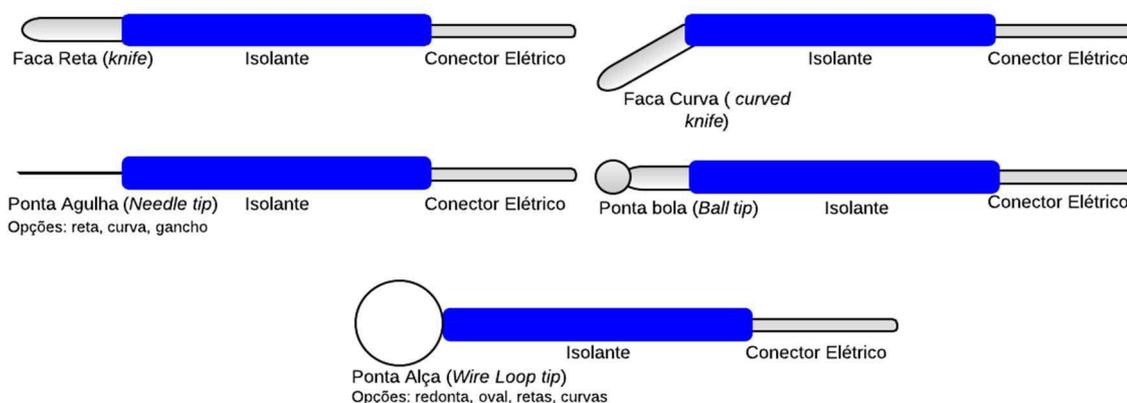


Figura 5 - Eletrodos ativos mais comuns com base na linha produzida pela DELTRONIX Equipamentos Ltda.

Fonte: Adaptado de DELTRONIX Equipamentos Ltda. (disponível em: <http://www.deltronix.com.br/Produtos.php?ID=EletrodosPlastica>)

2.2.1.1.2 Eletrodo Ativo Bipolar

O eletrodo ativo bipolar é apresentado, geralmente no formato tipo pinça, onde o eletrodo ativo e o de retorno são afixados no mesmo invólucro, mas isolados eletricamente. A função de um eletrodo ativo bipolar, pode ser muito específica, como pinçar um vaso a fim de causar hemóstase no mesmo. Assim, o vaso é mantido entre os eletrodos para que seja estrangulado e sofra hemóstase para estancar uma possível hemorragia. A Figura 6 ilustra uma pinça bipolar.

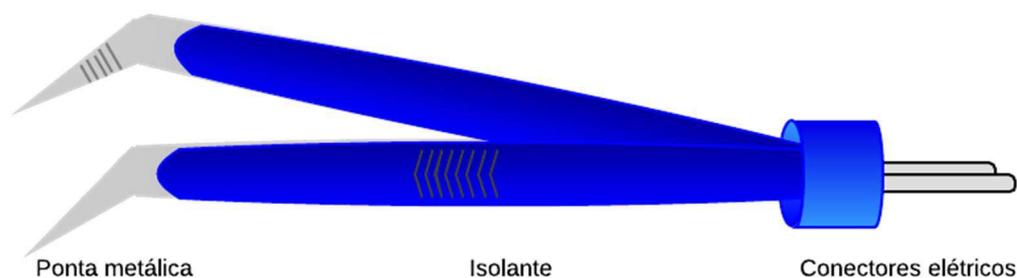


Figura 6 - Pinça Bipolar.
Fonte: Autoria própria.

2.2.1.1.3 O Eletrodo Neutro

O eletrodo neutro (eletrodo-placa, eletrodo passivo, eletrodo dispersivo, eletrodo de retorno ou placa), conforme especifica a norma técnica NBR-IEC.60601-2-2 (ASSOCIAÇÃO..., 2013), consta normalmente de uma placa condutiva (metálica ou outro material) com área grande, que deve permanecer durante todo um processo eletrocirúrgico em contato com o paciente, objetivando facilitar o fechamento do circuito para a circulação da corrente de alta frequência e manter uma baixa impedância de contato com a pele do paciente. A grande área de contato da placa e a baixa impedância com a pele do paciente, permitem uma baixa densidade de corrente no tecido biológico, minimizando riscos de efeitos físicos indesejáveis, como queimaduras.

Conforme Bronzino (1999), o eletrodo neutro tem como função primária evitar aquecimento e queimadura no tecido e apresenta um parâmetro chamado de **fator de aquecimento** (*heating factor*). Este **fator de aquecimento** descreve a energia dissipada por ohm (Ω) de impedância e é dado por $I^2 \cdot t$, onde I é a corrente eficaz (rms) e t é o tempo de exposição. Durante uma cirurgia, um valor típico é de $3 \text{ A}^2\text{s}$, mas valores acima de $9 \text{ A}^2\text{s}$ podem ocorrer em alguns procedimentos.

Há basicamente dois tipos de eletrodo neutro, o tipo resistivo e o tipo capacitivo. A diferença básica entre eles, que têm aspecto similar, é que no resistivo

há uma camada de gel adesivo e condutivo, enquanto no capacitivo há uma camada de gel adesivo dielétrico e não condutivo (BRONZINO, 1999).

O eletrodo neutro pode ter área contínua ou descontínua. O eletrodo com área de contato descontínua é utilizado por equipamentos que monitoram o contato destas partes com o tecido e sua qualidade. Para determinados valores abaixo de um parâmetro de segurança, como por exemplo a impedância de contato de eletrodos neutros condutivos não exceder 50Ω conforme item 201.15.101.6 da norma específica (ASSOCIAÇÃO..., 2013), o equipamento tem seu funcionamento interrompido a fim de evitar-se algum tipo de dano físico ao paciente. Trata-se de um sistema de segurança. O eletrodo neutro pode ainda ser rígido ou flexível, reutilizável ou descartável. O eletrodo neutro no formato de placa metálica rígida não possui camada de gel, que é aplicado no momento da cirurgia sobre a placa a fim de melhorar o contato, diminuindo a impedância entre placa e pele.

A Figura 7 ilustra o eletrodo neutro com área contínua e o eletrodo neutro com área descontínua.

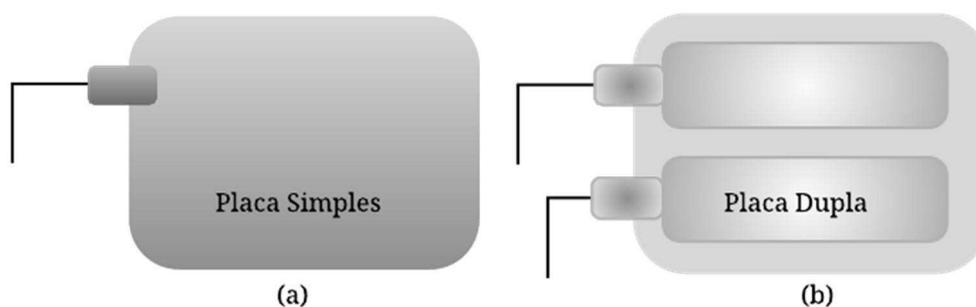


Figura 7 - (a) eletrodo neutro com área contínua ou placa simples; (b) eletrodo neutro com área descontínua ou placa dupla.

Fonte: Autoria própria

2.3 OPERAÇÃO NA ELETROCIRURGIA

Como princípio, a eletrocirurgia é baseada no rápido aquecimento do tecido e na consequente explosão de células cuja água interior atingiu a temperatura de

ebulição (BERNARDI, 2007; CHINO *et al.*, 2004; GRANDE, 2014; LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993; SCHNEIDER JR, 2004; VILOS; RAJAKUMAR, 2013).

É necessário entender como se processam os efeitos de calor no tecido biológico. Para elevações de temperatura no tecido de uma temperatura normal até 45 °C em poucos segundos há mudanças cito químicas na célula, porém estas são reversíveis. Assim, as células retornam às suas funções quando a temperatura retorna ao normal. Acima de 45 °C, mudanças irreversíveis ocorrem inibindo as funções normais e causando a morte das células. Entre 45 °C e 60 °C, por exemplo, as proteínas das células perdem suas configurações e se solidificam em substância gelatinosa. Denominado de **coagulação** (*coagulation*), este processo apresenta um tecido esbranquiçado, que corresponde ao processo de desnaturação da proteína que ocorre pela ação da temperatura nas ligações hidrotermais existentes entre estas moléculas deixando idealmente um coágulo homogêneo ao refazerem suas ligações quebradas quando a temperatura baixa de 60 °C (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012). Acima deste valor, até 100 °C, o tecido seca, que nada mais é que a evaporação do conteúdo celular, e recebe a denominação de **dessecação** (*desiccation*). Numa temperatura intracelular de 100 °C ou pouco mais, ocorre a ebulição da água intracelular formando vapor. Esse processo gera uma expansão intracelular resultando numa explosão massiva da célula, cuja nuvem contém vapor, íons, e material orgânico. A força desta explosão pode produzir vibração mecânica suficiente (que ainda não foi comprovada) para causar o efeito de corte no tecido (FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012). Além dos 100 °C, próximo aos 200 °C, o conteúdo do tecido se reduz a carbono, pela decomposição das moléculas, e temos então a **carbonização** (*carbonization*), criando uma aparência escura no tecido (BRONZINO, 1999; FELDMAN; FUCHSHUBER; JONES, 2012).

Não só a temperatura influencia nos fatores expostos acima, mas também o tempo de exposição do tecido a ela.

2.3.1 Corte, Coagulação e *Blend*

Basicamente dois tipos de corrente são usadas na eletrocirurgia: corrente de corte (*cutting current*) e corrente de coagulação (*coagulation current*). Todas as demais formas utilizadas estão dispostas entre estes dois extremos.

Corte, coagulação e *blend* usam a mesma frequência de trabalho. O que difere, basicamente, é que o corte trabalha com uma forma de onda AC não modulada, enquanto a coagulação e o *blend* usam forma de onda descontínua (VAN WAY, 2000) ou modulada.

Como o corte apresenta uma forma de onda não modulada (senóide não modulada), a corrente resultante empregada aquece rapidamente as células ao ponto de ebulição provocando sua ruptura. Esta ruptura provoca o efeito de incisão no tecido, ou corte (VAN WAY, 2000), também chamado de eletrodissecação. De acordo com Schneider Jr (2004), entende-se também que o 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".

A formação das faíscas, por sua vez, é completamente relacionada ao fato de que o campo elétrico é inversamente proporcional ao quadrado do raio do campo de cargas que o gera (CARTER, 2010), e aqui esse campo de carga é a ponta do eletrodo ativo e o plano do tecido orgânico. Quanto menor o raio da ponta do eletrodo, maior o campo elétrico aplicado e, por isso, mais fácil se torna a consecução das faíscas em virtude do intenso campo elétrico formado.

Na coagulação, como a corrente é modulada entre os estados *on* e *off* com DC variados, há um intervalo onde a corrente não é aplicada (ou é aplicada em menor intensidade) e a célula pode resfriar. Este efeito ocasiona a secagem da célula, mas não sua ruptura (VAN WAY, 2000). O *blend* (mistura) é a mistura dos efeitos do corte com algum grau de coagulação (hemóstase). Basicamente é a energia AC modulada entregue em ciclos de trabalho (*duty cycles*) maiores que o da coagulação. As formas de onda representativas para o corte, coagulação e *blend* são apresentadas na Figura 8.

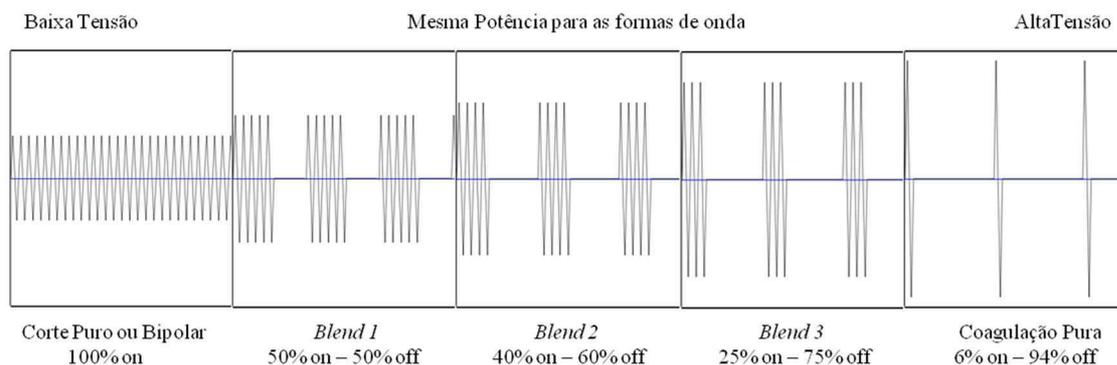


Figura 8 - Formas de ondas típicas, na mesma escala vertical, representativas para corte puro, blend e coagulação.

Fonte: Autoria própria.

2.4 FAISCÂNCIA NA ELETROCIRURGIA

A faiscância na eletrocirurgia apresenta-se na **incisão**, na **fulguração**, mas raramente na **dessecação**, uma vez que este processo é uma coagulação por contato ôhmico (SCHNEIDER JR, 2004). Há ainda uma confusão com os termos **faísca** e **arco** elétrico. A **faísca** é um fenômeno descontínuo que necessita de alta tensão e baixa corrente para sua deflagração, enquanto que, o **arco** é contínuo e ocorre quando uma alta corrente se estabelece entre dois pontos, o que provoca uma diferença de potencial (ddp) baixa entre estes dois pontos (JONES, 1988 apud SCHNEIDER JR, 2004). O arco elétrico é um fenômeno que não está presente na eletrocirurgia, mas sim, a faiscância (SCHNEIDER JR, 2004).

2.5 POTÊNCIA NA ELETROCIRURGIA

O cálculo de potência está intimamente ligado com a energia em um processo determinado. A energia absorvida ou gerada (trabalho) é representada por τ e sua unidade é o *joule*. A representação de elementos de circuito na Figura 9, tem como energia absorvida a Equação (1), onde dq é uma quantidade diferencial de carga que se move do ponto A do circuito ao ponto B e e corresponde à diferença de

potencial entre estes pontos, bem como i à corrente estabelecida no circuito pelo fechamento do mesmo (CLOSE, 1975):

$$d\tau = e \cdot dq \quad (1)$$

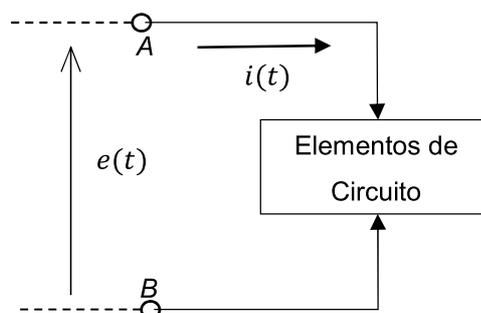


Figura 9 – Representação de tensão e corrente aplicadas sobre elementos de circuito.
 Fonte:(CLOSE, 1975).

A diferença de potencial representada por e corresponde à diferença entre dois pontos potenciais onde cada potencial elétrico se define como o trabalho necessário para mover-se uma carga elétrica positiva de um determinado ponto a outro pré-determinado. E como a corrente i , cuja unidade é o *ampère*, em um circuito é definida como a taxa na qual a carga se move por um determinado ponto (CLOSE, 1975) e pode ser expressa pela Equação (2):

$$i = dq/dt \quad (2)$$

pode-se reescrever a equação da energia para obter-se a potência instantânea do elemento do circuito resultando na Equação (3):

$$p = \frac{d\tau}{dt} = e \cdot i \quad (3)$$

A potência p é expressa em *watts (joules/segundo)*. A potência é definida como o produto da tensão aplicada e a corrente estabelecida (EDMINISTER, 1991).

Se a potência é uma função periódica no tempo num determinado período T , a potência ativa - potência que realiza trabalho - pode ser apresentada pela Equação (4) :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e(t) \cdot i(t) dt \quad (4)$$

Para que possamos implementar a Equação (4) há duas teorias principais utilizadas até hoje. Uma delas aborda os cálculos de potência no domínio do tempo e é chamada de Teoria Fruze e a outra, a qual aborda os cálculos de potência no domínio da frequência é chamada de Teoria Budeanu (EISA; AZIZ; YOUSSEF, 2006), sendo que esta última é aceita pelo Padrão Americano e indicada no Dicionário de Termos Elétricos e Eletrônicos do IEEE (*Institute of Eletrotechnical and Electronics Engineering*).

Na indicação da IEEE, além das potências comumente trabalhadas e indicadas, como, potência ativa P, potência reativa Q e potência aparente, designada pela instituição por U, apresenta-se também outras componentes assim designadas: potência de distorção D, potência fasorial S, potência fictícia F. Todas estas componentes estão relacionados na Figura 10.

Pela Figura 10, que segue a definição do dicionário IEEE, a potência fictícia (F) é a soma vetorial da potência reativa (jQ) e da potência de distorção (kD) e, a potência aparente (U) é a soma das potências ativa (iP), reativa (jQ) e de distorção (kD), onde i , j , k são vetores unitários ao longo dos eixos perpendiculares.

Pode-se observar que, embora existam muitas diferentes formas de definir e analisar potências, mesmo com a existência de componentes não tão convencionais e usuais, todas partem da premissa de utilização da potência ativa – potência que efetivamente realiza trabalho – e é apenas esta o objeto de interesse neste trabalho.

Em se tratando de elementos de circuitos, conforme Edmnister (1991) pode-se definir que:

- um *resistor* puro absorve energia;
- um *capacitor* puro armazena energia num campo elétrico;
- um *indutor* puro armazena energia num campo magnético.

Pode haver a presença de potência reativa em cargas puramente resistivas (EISA; AZIZ; YOUSSEF, 2006). Isso pode ocorrer em virtude da capacitância intrínseca ao processo faiscante e pelas capacitâncias parasitas dos cabos de energização do paciente, que nunca são nulas.

Em eletrocirurgia, o elemento de carga do circuito é o corpo humano. O corpo humano se comporta como uma carga praticamente resistiva na faixa de frequência

2.5.1 Medida e Cálculo de Potência

Um dos maiores problemas da eletrocirurgia é a ausência de consenso sobre que valor de potência deve ser administrado a cada tipo de tecido orgânico a fim de se obter o resultado desejado.

Muitos fabricantes ajustam seus equipamentos pelas resistências de carga exigidas pelos padrões normativos, mas não possuem controle para esse ajuste quando o equipamento está em operação. Outros, por sua vez, possuem controle que limita a potência máxima entregue, com ajuste de corrente através de um *setpoint* e sua comparação com corrente de saída (SLOSARCIK, 2015) ou, que regula a tensão de saída (FRITZ; SCHALL, 2014).

Como a impedância do circuito elétrico deve também considerar a carga – tecido orgânico -, e esta varia enormemente com o tipo de tecido e efeito térmico, Friedrichs *et al.* (2011) afirmam que “torna-se claro que a saída ideal de uma unidade eletrocirúrgica é uma fonte de potência constante”. E, por esse fato, sugerem uma limitação máxima para a corrente e tensão a fim de assim limitar a potência.

Isso resolve em parte questões de limitação de possíveis extra tensões ou correntes, mas não resolve a questão de quanta potência o tecido deve receber. De qualquer forma, diferentes maneiras para medir e calcular potência têm sido apresentadas para contextos gerais.

A Tabela 1, sugere algumas formas e equações utilizadas nos cálculos das medições de potência ativa aplicáveis ao problema e suas respectivas referências.

Tabela 1 – Resumo de Equações de Potência Ativa sugeridas pelas referências indicadas para cálculo em algoritmos .

Item	Método Utilizado	Equação para algoritmo	Referência
1	Convolução	$P = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} v_{n-k} \cdot i_{n-m} \cos\left(\frac{2\pi}{N}(k-m)\right)$	(KEZUNOVIC <i>et al.</i> , 1991)
2	Convolução	$P = \frac{\left(\sin\frac{\pi}{N}\right)^2}{8} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} v_{n-k} \cdot i_{n-m} \left[\text{sal}\frac{k}{N} \text{sal}\frac{m}{N} + \text{cal}\frac{k}{N} \text{cal}\frac{m}{N} \right]$	
3	Convolução	$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} v_{n-k} \cdot i_{n-m} \delta(k-m),$ $\delta(k-m) = \begin{cases} 1 & \text{se } k = m \\ 0 & \text{se } k \neq m \end{cases}$	
4	FFT (Fast Fourier Transform)	$P = \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} (V_{RE}(k) \cdot I_{RE}(k) + V_{IM}(k) \cdot I_{IM}(k))$	(SLOSARCIK, 2015)
5	FFT, Goertzel	$P_k = \frac{2}{N^2} \{ \text{Re}[V(k)] \cdot \text{Re}[I(k)] + \text{Im}[V(k)] \cdot \text{Im}[I(k)] \},$ $P = \sum P_k, k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$	(MONTAÑO <i>et al.</i> , 1993)

Fonte: Autoria Própria

Para todas as equações apresentadas, N é o número de amostras, n, k, m são inteiros menores que N .

Na Tabela 1, o item 1 mostra equação utilizada em algoritmo apresentado por Malik e Hope, conforme Kezunovic *et al.* (1991). Os sinais de tensão e corrente foram considerados puramente senoidais e cada sinal utiliza-se de suas componentes ortogonais (sinal direto e em quadratura).

A equação do item 2 utiliza um algoritmo apresentado por Schweitzer, de acordo com Kezunovic *et al.* (1991). Os sinais de tensão e corrente, puramente senoidais, não mais estão correlacionados com as funções de Fourier ($\cos(2\pi/T).t$ e $\sin(2\pi/T).t$) mas sim pelas funções de Walsh ($\text{sal}(t/T)$ – seno Walsh - e $\text{cal}(t/T)$ – cosseno Walsh). As funções de Walsh geralmente são utilizadas em séries com mudanças abruptas, formas descontínuas ou conjunto finito discreto. E nestes casos, conforme Silva e Silva (2002) “faz mais sentido (estatístico) analisar os dados através das funções de Walsh”. Entretanto, em nosso trabalho, antes do processamento matemático, haveria necessidade em encontrar a correspondência

entre os vetores tensão e corrente que são gerados pela FFT com as matrizes quadradas que são geradas pela transformada de Walsh, pois ela trabalha com base nas matrizes ortogonais de Hadamard. Isso adicionaria um custo computacional indesejado no processo, uma vez que em toda transformação teríamos uma etapa adicional.

A equação do item 3 com algoritmo apresentado por Turgel, conforme Kezunovic *et al.* (1991), utilizou método de aproximação das equações fundamentais para o cálculo de potência ativa.

A equação do item 4 da Tabela 1 é utilizada em algoritmo da Freescale (SLOSARCIK, 2015). O processo é indicado pelo autor para medição de potências monofásicas, bifásicas e trifásicas. Considera sinal puramente senoidal e sem valor DC, pois os valores calculados para $k=0$, na utilização da Transformada Discreta de Fourier (DFT) utilizando-se do algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT), serão todos multiplicados por zero (frequência 0 Hz) e o sinal DC será perdido no cálculo.

A equação do item 5, utilizada no algoritmo apresentado na referência, usa todo o espectro de frequência para o cálculo. Seus autores, aconselham o uso da FFT padrão quando se aumenta o número de componentes harmônicas para cobrir um espectro largo. Quando o espectro completo da DFT é exigido, a FFT é aproximadamente $N/\log_2 N$ vezes mais eficiente que o método Goertzel (LYONS, 2010; MONTAÑO *et al.*, 1993). Das simulações feitas pelos autores, a seguinte premissa foi considerada: utilizou-se sinais limitados em banda para preservar o critério de Nyquist. Em nenhuma das simulações considerou-se um possível valor DC, fundamental no cálculo de potência em eletrocirurgia. A equação apresentada no item 5 é a que mais se aproxima de nosso processo. Para evidenciar a diferença no resultado calculado por esta e pelo processo apresentado neste trabalho, uma simulação considerando um sinal ideal, outra com sinal ideal e valor DC e por fim um sinal ideal com valor DC e *zero-padding* aplicado, é comentada no Capítulo 4.

Valores DC não foram considerados nos testes feitos pelas referências da Tabela 1 e nem mesmo processo de faiscância, o qual é essencial e ocorre em todas as eletrocirurgias.

O método normativo para medição de potência em testes de conformidade (ASSOCIAÇÃO..., 2013) não considera faiscância, e é ela que, além de provocar um espectro ruidoso de potência, pode causar danos ao tecido pela concentração de

energia – aumento da densidade de corrente - no ponto onde é aplicada (FRIEDRICH; ERICKSON; GILBERT, 2011).

Embora a saída de potência dos equipamentos eletrocirúrgicos deva eliminar o valor DC por causa da presença de uma capacitância em série com o eletrodo ativo, conforme item 201.8.4,102 da norma (ASSOCIAÇÃO..., 2013), o valor DC existe quando a faiscância está presente, o que foi demonstrado por (SCHNEIDER JR, 2004; SCHNEIDER; ABATTI, 2008) e pode causar danos como a eletroestimulação e queimaduras DC. É apresentado por DIAS JUNIOR (2009) que a alternância de tensão elétrica, e conseqüentemente do campo elétrico, aplicado a eletrodos de diferentes geometrias, apresentam assimetria nas tensões considerando cada um dos sentidos entre os eletrodos. Isso é evidenciado com o surgimento das faíscas em virtude dos diferentes níveis de tensão aplicados em cada sentido. Ou seja, as faíscas surgem dependentes destes níveis diferenciados de tensão (DIAS JUNIOR, 2009). O grupo de eletrocirurgia da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, estuda ainda, a faiscância e níveis DC produzidos por diferentes tipos de materiais, como o eletrodo ativo e o tecido orgânico na eletrocirurgia. O processo de faiscância, produzido na eletrocirurgia, e conseqüentemente os níveis DC, devem ser considerados nos processos de certificação e medição de potência entregue ao tecido orgânico, pois os mesmos podem provocar eletroestimulação e queimaduras DC (DIAS JUNIOR, 2009; MONTEIRO *et al.*, 2016; SCHNEIDER; ABATTI, 2008; SCHNEIDER JR, 2004).

Curvas levantadas em testes laboratoriais com equipamentos eletrocirúrgicos comerciais corroboram esses fenômenos e são apresentadas no Capítulo 5.

2.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Embora se tenha avançado em formas distintas para o cálculo de potência em eletrocirurgia, nenhum dos sistemas de controle sofisticados e ajustes pré-estabelecidos considera diretamente os valores DC que são entregues ao paciente na cirurgia e os cálculos são feitos com sistemas entregando puramente corrente alternada. Outro parâmetro não considerado é a faiscância, que introduz uma não linearidade no sistema, onde a componente DC pode surgir (SCHNEIDER; ABATTI, 2008). Gráficos obtidos em testes com equipamento

comercial apresentam esta componente DC e a faiscância e serão apresentados no Capítulo 5.

3 ABORDAGEM PARA O CÁLCULO DA POTÊNCIA ATIVA

3.1 INTRODUÇÃO À ABORDAGEM

A abordagem que se apresenta aqui, para o cálculo de potência ativa, não se utiliza da técnica tradicional de multiplicação de sinais por convolução, mas sim a multiplicação de componentes no espectro de frequência para cada sinal numa mesma frequência considerando o cosseno da diferença de fase de cada um. Na prática, cada componente de tensão é multiplicada pela componente-em-fase da corrente, que é o que gera cada componente em frequência da potência ativa.

A Figura 11 abaixo, representando um gráfico fasorial permite mostrar matematicamente essa ideia.

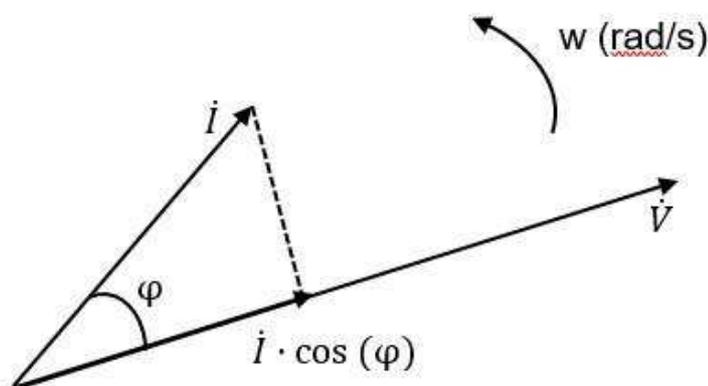


Figura 11 – Fasores de tensão (V) e corrente (I), com corrente projetada sobre o fasor tensão para o cálculo de potência ativa. As fases são representadas por θ (tensão) e φ (corrente). Fonte: autoria própria.

Matematicamente, a tensão e corrente são representadas pelas Equações (5) e (6) respectivamente:

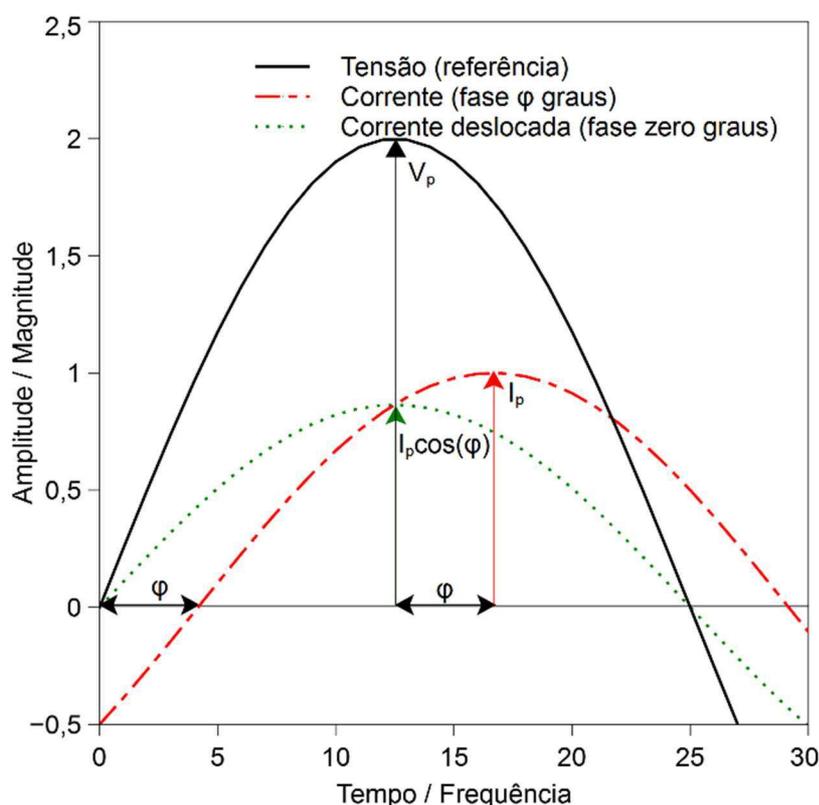
$$V = |\dot{V}| \cos(\omega t + \theta) \quad (5)$$

$$I = |\dot{i}| \cos(\omega t + \varphi) \quad (6)$$

Lembrando que $|\dot{V}|$ e $|\dot{i}|$ são os valores absolutos dos valores de pico $|V_p|$ e $|I_p|$, respectivamente. Considerando a tensão na referência $\theta = 0$ rad, logo a potência pode ser obtida pela Equação (7):

$$P_{ativa} = |\dot{V}| \cdot |\dot{I}| \cdot \cos(\varphi) \quad (7)$$

No domínio do tempo, isso corresponderia a usar o sinal de tensão como referência, criando um pseudo sinal de corrente ($|I_p| \cdot \cos(\varphi)$) “em fase” a ser multiplicado com aquela, formando a componente de potência ativa, conforme mostra a Figura 12.



**Figura 12 - Representa a multiplicação de dois pontos na mesma frequência para um sinal de tensão na referência e um sinal de corrente (curva tracejada) defasado em 30 graus. A curva pontilhada representa um pseudo sinal de corrente em fase com a tensão estando ambas na mesma posição no domínio da frequência, cujo produto resulta a potência ativa .
Fonte: Autoria própria.**

Sabendo-se que todo sinal periódico pode ser representado por uma soma de ondas senoidais, cossenoidais e um componente DC (SMITH, 1999), é possível alterar o domínio do tempo para o domínio da frequência utilizando-se do processo da Transformada Discreta de Fourier (DFT) usando-se, por exemplo, o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* – FFT). A potência ativa (que realiza trabalho) do sinal, entregue à carga, poderá ser calculada através de

simples multiplicação de harmônicas de tensão e corrente na mesma frequência considerando-se a defasagem entre elas.

3.2 ABORDAGEM MATEMÁTICA

No domínio do tempo, a potência instantânea pode ser expressa pela Equação (8):

$$p(t) = v(t).i(t) \quad (8)$$

e a potência ativa, pela Equação (9), usando uma notação completa em função da frequência angular w e do tempo t pode ser expressa (SMITH; ALLEY, 1992) como:

$$P_{ativa} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(wt).i(wt)d(wt) \quad (9)$$

Considerando-se, desta forma, dois sinais reais representando a tensão e corrente no tempo (o equacionamento completo está apresentado no artigo no Apêndice B) a uma dada frequência w em radianos, onde a corrente corresponde à medida de tensão sobre uma resistência pura (impedância não complexa), e que ambos possuem componentes DC de sinal, suas representações são expressas pelas Equações (10) e (11), respectivamente:

$$v(wt) = V_{DC} + \sum_{n=1}^N V_{p_n} \cos(w_n t + \theta_{v_n}) \quad (10)$$

$$i(wt) = I_{DC} + \sum_{n=1}^N I_{p_n} \cos(w_n t + \theta_{i_n}) \quad (11)$$

Substituindo-se as Equações (10) e (11) na Equação (9), resulta a Equação (12) apresentada na sequência:

$$P_{ativa} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{DC} + \sum_{n=1}^N V_{p_n} \cos(w_n t + \theta_{v_n})][I_{DC} + \sum_{n=1}^N I_{p_n} \cos(w_n t + \theta_{i_n})] d(wt) \quad (12)$$

Resolvendo a Equação (12) chegamos à expressão geral apresentada pela Equação (13) (as etapas deste desenvolvimento, para um caso particular de sinal com duas cossenoides, encontram-se no Apêndice B):

$$P_{ativa} = V_{DC}I_{DC} + \sum_{n=1}^N \frac{V_{p_n}I_{p_n}}{2} \cos(\theta_{v_n} - \theta_{i_n}) \quad (13)$$

A Equação (13) evidencia que somente componentes de tensão e corrente na mesma frequência podem gerar potência ativa. Este é o fato mais importante nesta abordagem. A título de exemplo, supondo existirem sinais de tensão e corrente na frequência de estimulação (60 Hz) – fato não tão raro – haverá eletroestimulação indesejável.

Se os sinais de tensão e corrente podem ser amostrados no tempo e discretizados no domínio da frequência, um simples processo de multiplicação dos elementos, considerando o cosseno da diferença das fases, que compõem os vetores (tensão e corrente) pode determinar a potência ativa. Neste caso, nem técnicas de convolução, nem cálculos de valores RMS são necessários.

Sendo os sinais discretizados no domínio da frequência, a Equação (13), no domínio do tempo, tem sua representação no domínio da frequência pela Equação (14).

$$P_{ativa} = V_{DC}I_{DC} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}+1} \frac{V_p(k)I_p(k)}{2} \cos(\theta_v(k) - \theta_i(k)) \quad (14)$$

A fim de se compreender melhor o processo a Figura 13 apresenta o integrando da Equação (12) – Apêndice B – no domínio da frequência para os sinais compostos de duas cossenóides e um nível DC, cada um. Os valores representados

$V(k)$ e $I(k)$ são obtidos após a aplicação da DFT nos sinais amostrados no tempo $v(n)$ e $i(n)$, respectivamente, onde k representa um índice inteiro sequencial na frequência e n um número inteiro sequencial de amostras no tempo.

Multiplicando-se esses vetores termo a termo no domínio da frequência (considerando-se, obviamente, a diferença de fase entre ambos, v e i) e somando o resultado de cada uma das multiplicações, obtemos a potência ativa resultante, como se pode observar na Figura 13 (e).

A fim de melhorar os resultados (resolução e tempo computacional) no processo de conversão do domínio do tempo para o domínio da frequência, um importante aspecto a ser observado ao se aplicar a DFT, tendo como base a Transformada Rápida de Fourier (FFT), é ter uma quantidade de amostras múltipla de 2^n , dentro do intervalo amostrado, onde n é um número inteiro (LYONS, 2010). Outro aspecto a ser considerado ocorre quando a frequência de amostragem atende as exigências do teorema de Shannon-Nyquist, mas o processo de amostragem não é sincronizado com a componente fundamental do sinal sob análise, ou seja, o sinal não se ajustará as funções base da DFT, permitindo assim, um vazamento espectral (ANDRIA; SAVINO; TROTTA, 1989). Obviamente o melhor cenário seria um sinal com 2^n amostras onde a frequência de amostragem (f_s) fosse múltipla (por exemplo, $2 \cdot m \cdot f_1$, onde m é inteiro) da componente mais importante de frequência (f_1) do sinal considerado. Isso, de fato, é muito difícil de se obter, pois as demais frequências, as quais compõem este mesmo sinal, podem não atender a este critério. Além disso, é praticamente impossível encontrar esta restrição (ideal) na vida real, especialmente para sinais gerados no espaço de faixa elétrica eletrocirúrgica.

Considerando-se que esta amostragem ideal é praticamente impossível, um processo de janelamento pode ser aplicado a fim de minimizar o vazamento (fuga) espectral (ANDRIA; SAVINO; TROTTA, 1989). Como alternativa, é possível avaliar a frequência fundamental do sinal de entrada e automaticamente modificar a frequência de amostragem (f_s) por software (HIDALGO *et al.*, 2002) ou ainda valer-se de ferramentas específicas, como o algoritmo de Goertzel. Não obstante, se um valor preciso de amplitude for necessário, o processo de janelamento pode piorar o resultado devido ao fato do amortecimento dos valores fronteiros do sinal e redução das descontinuidades associadas (HARRIS, 1978; JAIN; COLLINS; DAVIS, 1979) – ainda que possa ser ajustado posteriormente, mas não com tanta precisão.

Entretanto, esse estudo pretende desenvolver um método geral mais rápido, possibilitando o uso de tecnologia mais barata, e que determine a potência ativa num tempo de até 25 ms (Apêndice A) para evitar a carbonização do tecido.

A abordagem deste processo considera simulações e teste do processo com resultados experimentais que se encontram no Capítulo 4. Neste capítulo, a análise com aplicação de *zero-padding* apenas, considerará uma avaliação com escolha aleatória de grande quantidade de zeros, que será explicada durante a abordagem, e outra cuja quantidade aplicada permitirá obter uma complementação do sinal até o próximo múltiplo de 2^n amostras. Todos os resultados serão avaliados e comparados.

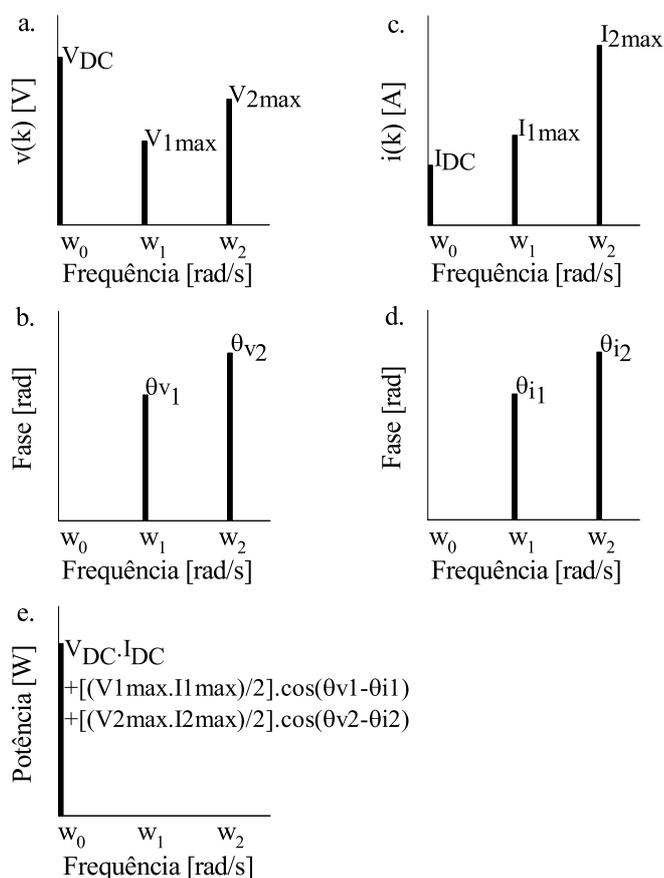


Figura 13 – (a) representa os valores absolutos de $V(k)$ após a aplicação da DFT sobre o sinal $v(n)$. Este sinal representa um nível DC e duas cossenoides. (b) representa as respectivas fases para o sinal em (a). (c) representa os valores absolutos de $I(k)$ após a aplicação da DFT sobre o sinal $i(n)$. Este sinal representa um nível DC e duas cossenoides. (d) representa as respectivas fases para o sinal em (c). (e) representa a potência ativa resultante obtida pelo processo com base na Equação (12) desenvolvida no Apêndice B. Fonte: Autoria própria.

O capítulo de aplicações práticas traz resultados do processo aplicado a uma experiência de ablação, bem como testes de medição em uma unidade

eletrocirúrgica comercial e comparação dos resultados com processos oficiais de calibração.

Para todas as simulações e testes, a impedância do corpo considerada é uma resistência *quasi-pura*, como já apresentada na literatura (ABU KHALED *et al.*, 1988; DE SANTIS *et al.*, 2011; HORTON; VANRAVENSWAAY, 1935) e amplamente adotada de acordo com a norma IEC 60990 da *International Electrotechnical Commission* (1999) – dentro da faixa de frequência de 350 kHz a 5 MHz (ASSOCIAÇÃO..., 2013).

3.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Esta abordagem pode ser utilizada em laboratórios de certificação de equipamentos, bem como em estágios de potência de unidades eletrocirúrgicas para medir em tempo real (ou *quasi-real*) a potência ativa entregue ao paciente durante processo cirúrgico em conformidade com os padrões normativos industriais aplicáveis, como a NBR – IEC.60601-2-2.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

O software Matlab® foi utilizado para todas as simulações e testes. Os cálculos que exigiram uso de FFT e geração de ruído foram realizados explorando-se funções internas do software.

Os passos metodológicos do processo para o cálculo da potência ativa, compreendem as seguintes etapas:

- Adquirir as amostras $v(n)$ e $i(n)$ no domínio do tempo usando-se a mesma configuração experimental (Apêndice C) apresentada por Schneider e Abatti (2008);
- Aplicar técnica de *zero-padding* e/ou janelamento (se necessário) – vide simulações comparativas e discussão;
- Aplicar DFT nas amostras $v(n)$ e $i(n)$ no domínio do tempo, apenas para obter os vetores $V(k)$ e $I(k)$ no domínio da frequência;
- Ajustar as magnitudes de $V(k)$ e $I(k)$;
- Calcular os ângulos (fases) de $V(k)$ e $I(k)$;
- Calcular a potência ativa como $(1/2).V(k).I(k).\cos(\Delta\phi)$, onde $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre os sinais de tensão e corrente, usando o simples processo de multiplicação matemática apresentado pela Equação (14) e adicionando o sinal DC.

O Apêndice D apresenta um fluxograma do processo.

4.1 SIMULAÇÕES

4.1.1 Sinal Ideal, Sem Ruído, Sem Janelamento, Sem *Zero-Padding*.

A Equação (14) conduz a um método numérico para cálculo da potência ativa. A Transformada Discreta de Fourier (DFT) é usada apenas para efetuar mudança de domínio – do tempo para frequência – uma vez que ela permite obter o que é

necessário para calcular a potência ativa, ou seja, os módulos e argumentos (fases) de cada elemento de tensão e corrente no domínio da frequência.

Considerando, então, os sinais ideais produzidos pelas Equações (15) e (16):

$$v(t) = 1 + 10 \cos(2\pi f_1 t) + 4 \cos(2\pi f_2 t) + 2 \cos(2\pi f_3 t) \quad (15)$$

$$i(t) = 2 + 10 \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi}{3}\right) + 4 \cos\left(2\pi f_2 t + \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos(2\pi f_4 t) \quad (16)$$

Assumindo, por exemplo, $f_s = 10$ kHz; $V_{DC} = 1$ V; $I_{DC} = 2$ A; com um tempo total amostrado de $t_t = 1$ s; $T_s = t_t/n$; $f_s = 1/T_s$; $f_1 = 760$ Hz; $f_2 = 360$ Hz; $f_3 = 180$ Hz; $f_4 = 90$ Hz; onde n é o número de amostras, T_s é o período de amostragem, f_s é a frequência de amostragem e f_1 , f_2 , f_3 , e f_4 correspondem as frequências dos sinais. O teorema de Shanon-Nyquist provê a base para a escolha do valor de f_s cujo mínimo valor, neste caso, precisa ser $2 \cdot f_1$. Aplicando analiticamente a Equação (13), obtém-se como potência ativa o valor de 27,00 W.

As Equações (15) e (16) são representadas pela Figura 14 abaixo:

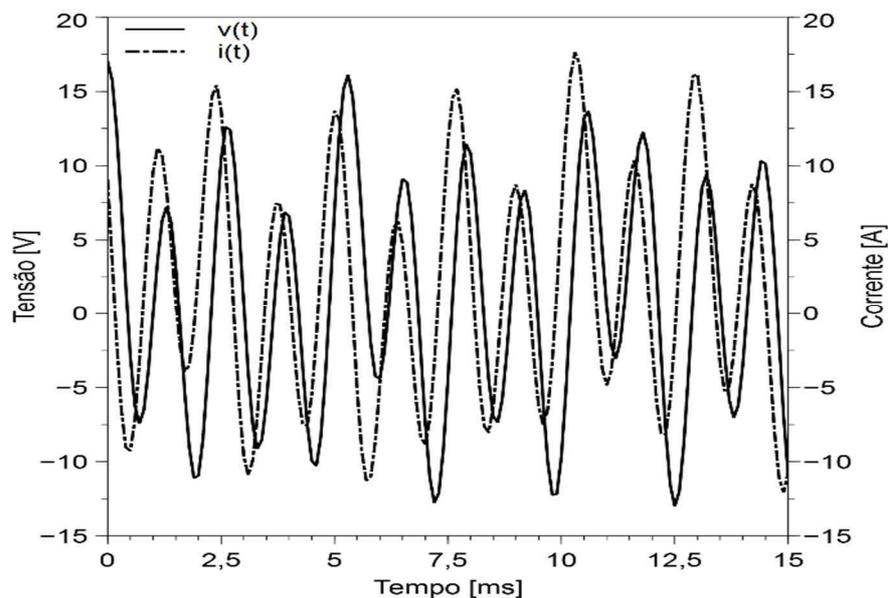


Figura 14 – Formas de onda originais para v e i produzidas pelas Equações (15) e (16), respectivamente. Fonte: Autoria própria.

Fazendo-se a alteração de domínio, utilizando-se da DFT nas Equações (15) e (16), produz-se a representação dos vetores amostrados (neste exemplo calculados) $v(n)$ e $i(n)$ no tempo - $V(k)$ e $I(k)$ no domínio da frequência. A potência

ativa é então obtida por; 1) multiplicar as magnitudes (já ajustadas) de $V(k)$ e $I(k)$ nas mesmas posições no vetor de frequência pelo cosseno da diferença de fase, e, 2) adicionar todos estes produtos. O valor resultante deste processo representa a potência ativa na frequência zero e é o resultado da Equação (14). A Figura 15 representa as magnitudes e fases de $V(k)$ e $I(k)$ e a potência ativa (27,00 W) como resultante do processo, na frequência zero. É importante lembrar que o cálculo correto das fases, às vezes, necessitam que haja a inserção de uma amostra adicional para que a matemática executada pela unidade lógica aritmética do processador não interprete alguns valores como zero. Para este exemplo atual, Figura 15, foi necessária a inserção de uma amostra para que a fase pudesse ser determinada apropriadamente.

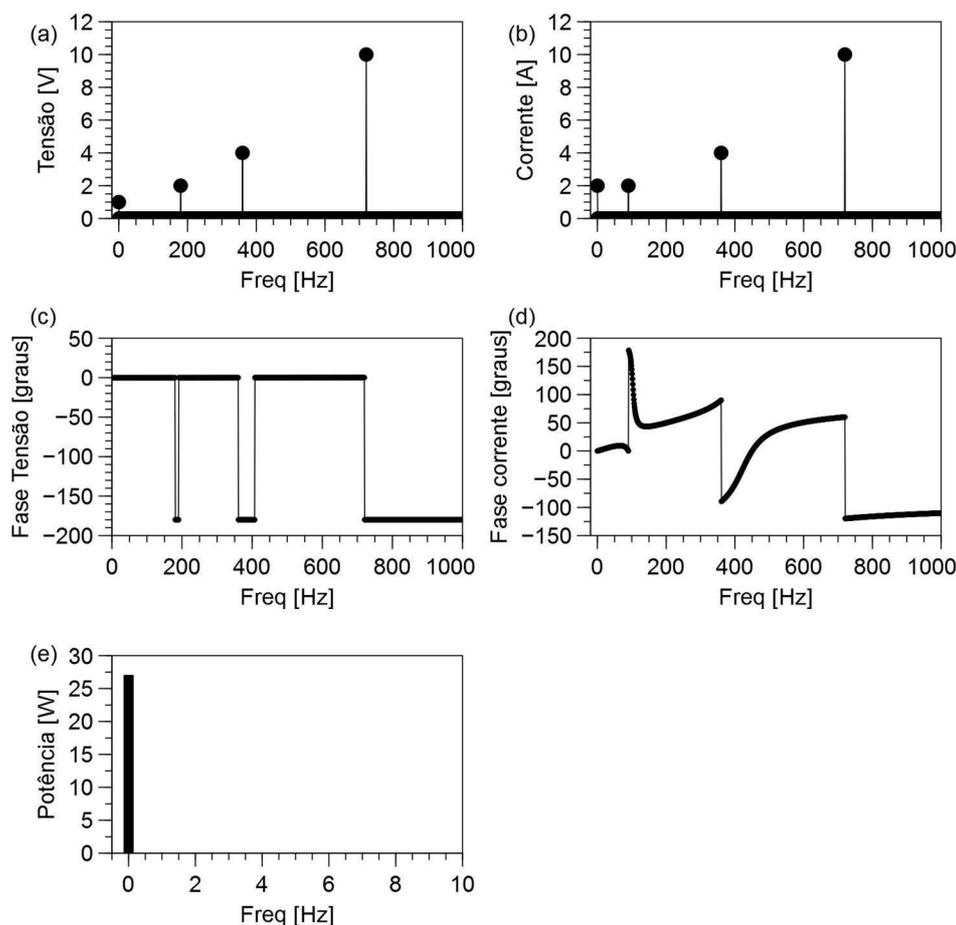


Figura 15 – Os pares (a)-(c) e (b)-(d) representam magnitude e fase de $V(k)$ e $I(k)$, respectivamente. A potência ativa (e) é calculada pela soma das multiplicações das magnitudes de $V(k)$ e $I(k)$ e metade do cosseno da diferença de fase destes sinais, para cada frequência ω , mais a multiplicação das componentes DC de $V(k)$ e $I(k)$, como na Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas. Fonte: Autoria própria.

Ambas as formas de cálculo de potência podem ser comparadas. Quando se lança mão das equações que representam as formas de onda e delas se conhece todas as informações, torna-se fácil o cálculo *analítico* pela Equação (13). No entanto, quando não se conhecem as equações representativas dos sinais, ou se as equações representativas possuem muitas componentes ou ainda se $v(t)$ e $i(t)$ são amostras no domínio do tempo, lançar mão do processo computacional é saída mais viável. Isso é possível, porque os vetores dos sinais no domínio da frequência, após manipulação matemática, representam os coeficientes da Equação (13) permitindo assim, o cálculo da potência ativa por meio de *hardware* ordinário ou por *software*.

A título apenas de comparação, optou-se aqui por simular o processo utilizando-se uma outra transformada, a *Chirp z-Transform* (CZT). Da mesma forma que a de Fourier, essa transformada tem, aqui, a única função de trazer a informação do domínio do tempo para o domínio da frequência. Após, executa-se o processo matemático ordinário apresentado anteriormente para obter-se a potência ativa. A Figura 16 apresenta gráficos comparativos pela aplicação da FFT e CZT nesta simulação utilizando-se as equações (15) e (16).

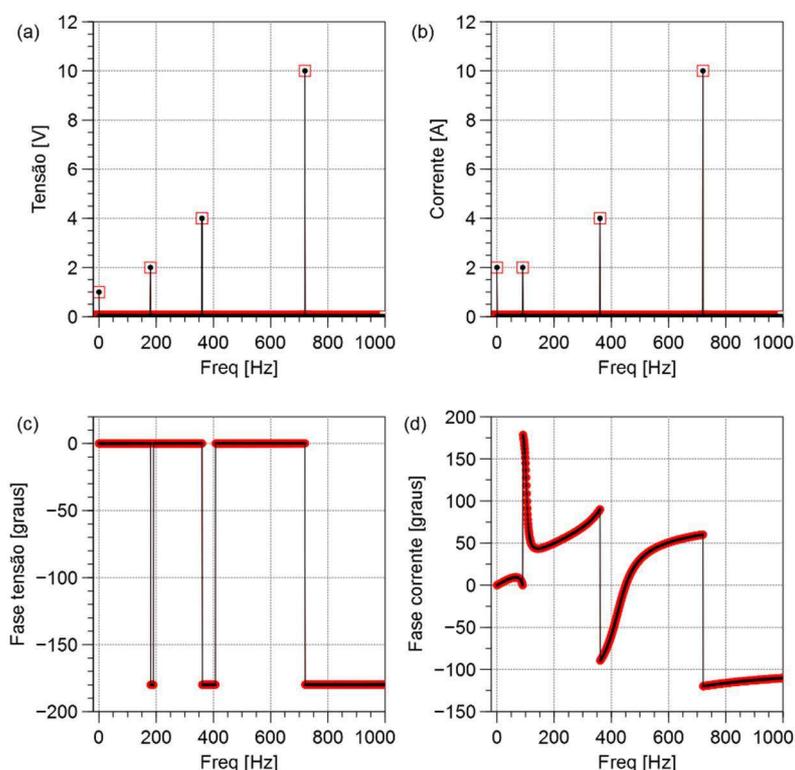


Figura 16 – Comparação de resultados usando FFT e Chirp Z-Transform. Os pares (a)-(c) e (b)-(d) mostram magnitude e fase dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Fonte: autoria própria.

Fica evidenciado que não há diferença utilizando a FFT ou a CZT. Todos os valores dentro dos intervalos amostrados e plotados são iguais para ambas as transformadas e também o resultado da potência calculada em 27 W. A CZT utiliza-se da FFT para os cálculos e portanto não é mais rápida que esta (RABINER; SCHAFER; RADER, 1969; SIRIN, 2004) e ao ter seus valores computados ao longo do círculo unitário z ela fornece o equivalente discreto da FFT. A CZT se torna mais útil quando se deseja analisar faixas específicas dentro do intervalo amostrado e isso melhora a resolução. Todavia, a proposta apresentada neste trabalho utiliza-se de todo intervalo amostrado para o cálculo ou da máxima quantidade de períodos disponíveis. Desta forma, a CZT não será explorada neste trabalho.

4.1.2 Sinal Ideal, Sem Ruído, Com Janelamento, Sem *Zero-Padding*.

Considerando-se a multiplicação de uma janela aplicada aos sinais no tempo produzidos pelas Equações (15) e (16) e suas respectivas variáveis, calcula-se a potência ativa cujo valor esperado é de 27,00 W. Embora alguns autores sejam favoráveis ao uso do janelamento (ANDRIA; SAVINO; TROTTA, 1989), outros não o são (HARRIS, 1978; JAIN; COLLINS; DAVIS, 1979).

Algumas simulações de janelamento, utilizando-se das ferramentas do software Matlab®, foram feitas para verificar sua compatibilidade com o processo de cálculo de potência proposto neste trabalho. Os resultados são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Potência ativa calculada com sinais de tensão e corrente janelados

Tipo de janela	Potência (W)	Erro relativo (%)
Retangular	27,0000	0,00%
Hanning	10,1240	62,50%
Hamming	10,7287	60,26%
Bartlett	8,9993	66,67%
Blackman	8,2234	69,54%
Chebyshev	7,1884	73,38%
Kaiser	25,9380	3,93%
Triangular	9,0002	66,67%
Gaussiana	9,5664	64,57%
Tukey	18,5606	31,26%

A título de exemplo, a Figura 17 apresenta os sinais de tensão com janelamento retangular e triangular. A fase resultante do sinal após o janelamento triangular fica indefinida, inviabilizando o cálculo da potência.

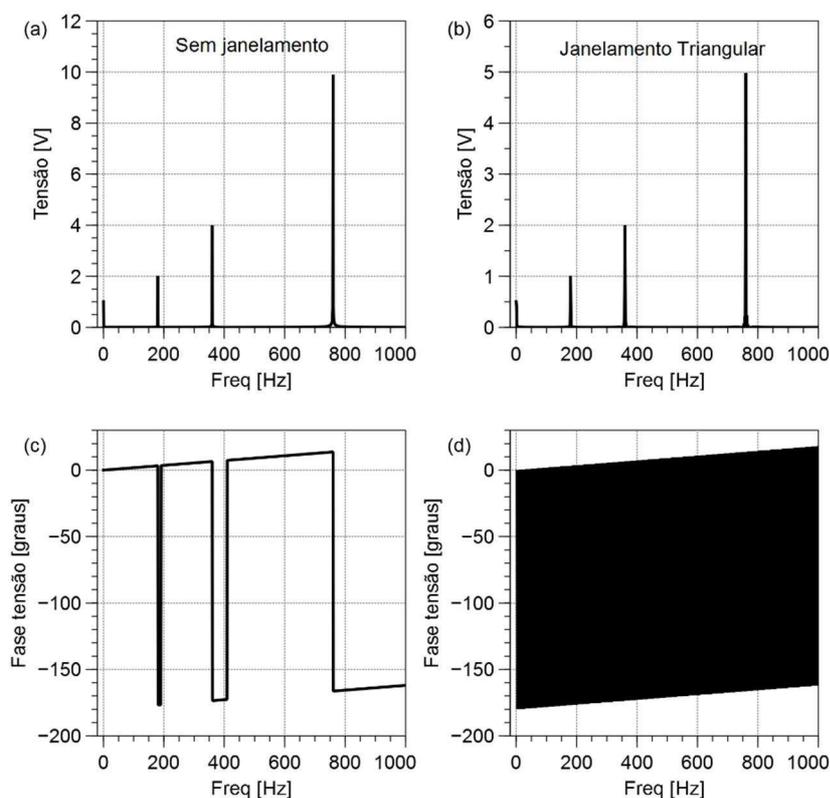


Figura 17 – Gráficos de Tensão sem janelamento com módulo em (a) e fase em (c) e com janelamento triangular com módulo em (b) e fase em (d). Fonte: Autoria própria.

A grande maioria dos erros relativos calculados na Tabela 2 apresentam valores muito além da faixa permitida pela norma (ASSOCIAÇÃO..., 2013) que é de até 20 % caso o valor seja apresentado no painel da unidade eletrocirúrgica com a inscrição watt (W) grafada no mesmo. Vale lembrar que para a taxa de amostragem utilizada (200 MHz) o máximo erro de fase para um sinal com fundamental em 480 kHz é de aproximadamente $0,9^\circ$. Os melhores resultados janelados, apresentaram-se com o janelamento retangular e Kaiser. O janelamento Kaiser possui o aspecto no tempo mais próximo do retangular. O janelamento retangular consta de um vetor composto apenas de elementos unitários no comprimento do vetor de amostras e fora deste intervalo o valor é zero. Assim, ao janelar o sinal todos os valores originais são mantidos. Isso corresponde a não usar janelamento (LYONS, 2010). O janelamento é aplicado para minimizar o vazamento

espectral das bordas e evidenciar as componentes nas frequências do sinal, minimizando o máximo possível as demais componentes. Ocorre que essa minimização fora das frequências evidenciadas pode provocar alteração na fase do sinal, como se pode observar na Figura 17 no janelamento triangular. Os valores minimizados neste janelamento tornam-se muito próximos a zero, na ordem de 10^{-18} causando a perda da observabilidade da fase. Além disso, os valores próximos aos extremos são também importantes para a contribuição do valor de potência. Como a fase é fundamental para o processo proposto de cálculo de potência, o janelamento não pode ser utilizado, uma vez que elimina contribuições importantes das componentes espectrais e com isso pode alterar a fase e conseqüentemente, o resultado da potência ativa. Há casos também em que há alteração nos módulos dos sinais e a fase permanece mais comportada. A Figura 18 apresenta este caso. Trata-se do espectro da amplitude dos sinais de tensão e corrente janelados por hanning.

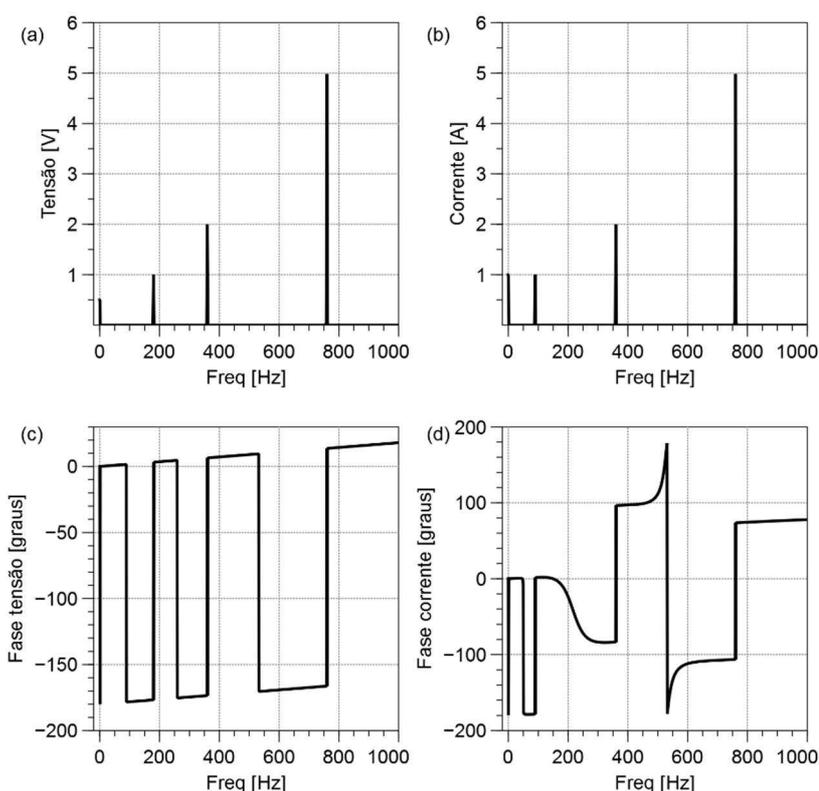


Figura 18 – Sinais espectrais de tensão ((a) e (c)) e de corrente ((b) e (d)) após janelamento de Hanning aplicado aos sinais no tempo. O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas.

Fonte: Autoria própria.

O valor de potência resultante deste processo de janelamento hanning é de 10,1240 W apresentado na Tabela 2. Apesar do comportamento melhor da fase, os valores corrompidos dos módulos interferem no cálculo da potência. Das análises feitas para as janelas apresentadas na Tabela 2 constata-se a inadequação das mesmas ao processo proposto, seja por alteração nas fases, seja por alteração nos módulos dos sinais. Do exposto, sugere-se a não utilização de janelamento para o cálculo de potência ativa aqui proposto.

4.1.3 Sinal Ideal, Sem Ruído, Com *Zero-Padding*

Nesta simulação o processo de complementação por zeros (*zero-padding*) é aplicado nas mesmas Equações (15) e (16) do item 4.1.1. Este processo não aumenta a largura de banda do sinais, mas melhora a resolução da DFT (LYONS, 2010; SPANGENBERG *et al.*, 2000), a qual pode também melhorar com aumento na taxa de amostragem. Neste caso as funções base da DFT têm mais oportunidade para ajustarem-se melhor aos sinais originais minimizando o vazamento espectral. A quantidade de *zero-padding* influencia o tempo computacional como mostra Spangenberg *et al.* (2000). Nesta simulação adotou-se um vetor *zero-padding* com comprimento de 99.000 zeros a fim de se testar a usabilidade do processo. Com esta quantidade de zeros obteve-se eficiência na resolução e no tempo computacional por exigir 18 ms para ser processado usando um notebook com processador Intel Core i5-4210U CPU de 1,7 GHz, cache L1 data com 2x32 kB, L1 inst. com 2x32 kB, Level 2 com 2x256 kB, Level 3 com 3 MB e uma memória DDR3 de 8 GB. Neste caso não se deve pensar só em tempo computacional, mas sim em passos computacionais. O tempo de computação pode diminuir a cada geração tecnológica, mas o custo maior sempre estará atrelado ao menor tempo. Quando se tem um processo com o custo computacional baixo, significa não só que este pode ser feito mais rápido, mas principalmente que pode ser feito mais barato. Executar o programa com o mínimo de passos computacionais sempre foi uma diretiva desta pesquisa. O uso de *zero-padding* ou janelamento, sempre aumenta o trabalho computacional. Pelos algoritmos estudados em comparação, este apresenta potencialmente o menor número de passos

computacionais ao mesmo tempo que considera todos os parâmetros necessários para o caso da eletrocirurgia. Para esta simulação, obteve-se como resultado o valor de 27,00 W para a potência ativa. A Figura 19 apresenta os resultados desta simulação.

Convém notar que há um limite prático do quanto se ganha adicionando mais zeros, embora haja melhora na resolução de saída da DFT no processo de *zero-padding* (LYONS, 2010). É importante lembrar da necessidade de ajuste dos valores de amplitude para cada sinal, etapa essa exigida pela própria aplicação da DFT.

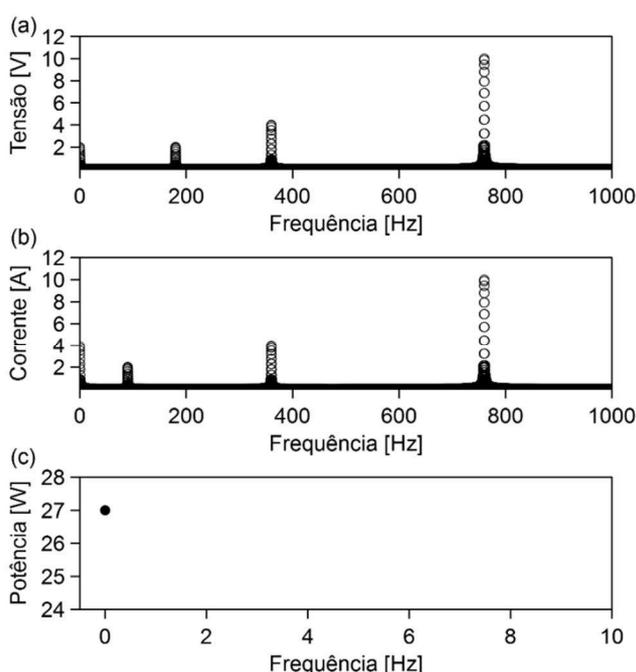


Figura 19 – (a) e (b) representam somente o espectro de amplitude dos sinais de tensão e corrente – $V(k)$ e $I(k)$ – respectivamente, após aplicar-se o *zero-padding*. (c) representa a potência ativa que é calculada pela soma da multiplicação dos espectros de amplitude, $V(k)$ e $I(k)$, e metade do cosseno da diferença de fase entre $V(k)$ e $I(k)$, para cada w , adicionados a multiplicação das componentes DC de $V(k)$ e $I(k)$, como na Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas.

Fonte: Autoria própria.

4.1.4 Sinal Ideal, Com Ruído, Com *Zero-Padding*

Para este caso, as Equações (15) e (16) foram tomadas como base e ruídos distintos foram introduzidos em cada sinal, como seria numa amostragem real, sem

contudo limitar suas amplitudes. O *zero-padding* aplicado no item 4.1.3 foi mantido. Os novos sinais são representados pelas Equações (17) e (18):

$$v(t) = 1 + 10 \cos(2\pi f_1 t) + 4 \cos(2\pi f_2 t) + 2 \cos(2\pi f_3 t) + n_v(t) \quad (17)$$

$$i(t) = 2 + 10 \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi}{3}\right) + 4 \cos\left(2\pi f_2 t + \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos(2\pi f_4 t) + n_i(t) \quad (18)$$

onde $n_v(t)$ e $n_i(t)$ são as representações dos sinais de ruído de tensão e corrente, respectivamente. Os demais parâmetros permanecem os mesmos das Equações (15) e (16). O ruído é fornecido por uma função randômica do Matlab® que gera vetores de números randômicos uniformemente distribuídos nos sinais. A Figura 20 apresenta o espectro dos sinais de tensão e corrente, bem como o valor calculado para a potência, cujos valores utilizados foram resultantes da primeira simulação – potência ativa de 28,73 W para 9000 zeros - na Tabela 3 apresentada. Na Figura 20 (a) e (b), o ruído não é aparente, pois o processo da FFT exige a divisão pelo número de amostras do vetor para que os valores reais apareçam adequadamente. Isso faz com que o sinal de ruído fique muito minimizado com difícil visibilidade. Nas figuras (c) e (d) tentou-se evidenciar o sinal ruidoso em 360 Hz.

Como foi utilizado um ruído randômico com distribuição uniforme, a potência ativa resultante apresenta um valor médio de 28,75 W, e um erro relativo de 6,49 %. Essa média foi calculada com base nas 10 simulações para cada 10 diferentes comprimentos de vetor *zero-padding*, ou seja, um total de 100 simulações conduzindo aos resultados apresentados na Tabela 3. O erro relativo apresentado na tabela é aceitável uma vez que os padrões normativos permitem um erro máximo de 20% quando o valor da potência ativa é mostrada no painel do equipamento acompanhada da inscrição watt (W) no mesmo (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009).

É possível perceber ainda que não há uma melhora significativa do resultado, até a segunda casa decimal, com o incremento de zeros, ou seja, há um limite prático do quanto se ganha incrementando zeros (LYONS, 2010).

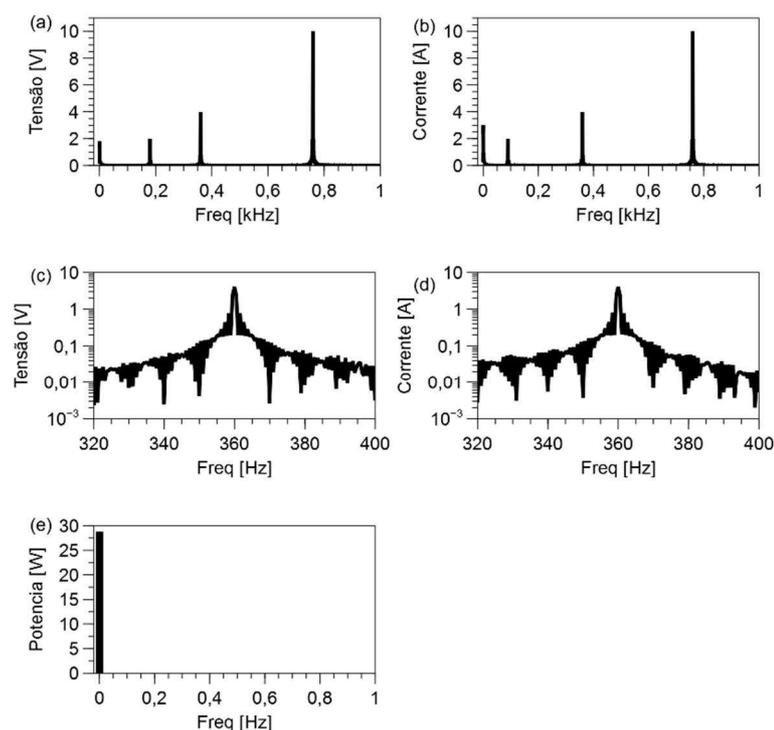


Figura 20 – (a) e (b) representam o espectro de amplitude dos sinais de tensão e corrente com ruídos, respectivamente. (c) e (d) evidenciam o ruído de tensão e corrente, respectivamente, na frequência de 360 Hz. (e) representa a potência ativa em watts, a partir dos vetores dos sinais de tensão e corrente com ruídos aleatórios, calculada pela Equação (14). O eixo das frequências, mostra somente a faixa de interesse das frequências positivas. Fonte: Autoria própria.

Tabela 3 - Potência Ativa a partir de sinais com ruído para diferentes quantidades de *zero-padding*.

		Zero-padding									
Número de zeros		9000	19000	29000	39000	49000	59000	69000	79000	89000	99000
Potência Ativa [W] (sinal com ruído)	Sim. 1	28,73	28,76	28,78	28,75	28,74	28,71	28,71	28,75	28,77	28,75
	Sim. 2	28,76	28,69	28,80	28,76	28,73	28,78	28,74	28,71	28,78	28,70
	Sim. 3	28,76	28,72	28,76	28,79	28,76	28,80	28,76	28,76	28,69	28,74
	Sim. 4	28,80	28,76	28,76	28,75	28,77	28,78	28,65	28,76	28,78	28,73
	Sim. 5	28,81	28,72	28,71	28,76	28,72	28,78	28,74	28,71	28,77	28,77
	Sim. 5	28,73	28,72	28,75	28,75	28,81	28,74	28,69	28,78	28,78	28,69
	Sim. 7	28,73	28,85	28,76	28,74	28,72	28,77	28,78	28,75	28,70	28,76
	Sim. 8	28,76	28,76	28,71	28,72	28,75	28,80	28,81	28,68	28,73	28,74
	Sim. 9	28,76	28,77	28,81	28,76	28,77	28,79	28,73	28,78	28,77	28,74
	Sim. 10	28,75	28,78	28,79	28,78	28,71	28,75	28,74	28,78	28,71	28,75
Média [W]	28,76	28,75	28,76	28,75	28,75	28,77	28,74	28,75	28,75	28,74	
Média Geral [W]						28,75					
Potência Esperada [W]						27,00					
Erro Relativo [%]						6,49					

Fonte: Autoria Própria

Como o processo utilizado para realizar a migração do domínio no tempo para o domínio na frequência, utiliza-se da ferramenta DFT que, por sua vez, usa o algoritmo de FFT, e este exige uma quantidade de amostras múltiplas de 2^n para que se processe rapidamente (LYONS, 2010; SMITH, 1999). Simulou-se com base na primeira linha da Tabela 3 os valores de potência para uma quantidade de 6384 zeros que somados ao tamanho do vetor original dos sinais – 10.000 amostras cada – resultou em vetores múltiplos de 2^n (16.384 amostras = 2^{14} amostras). Resultados apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Cálculo de Potência Ativa aplicando-se *zero-padding* aos sinais ruidosos originais, da linha 1 da Tabela 3, que complementam estas amostras para o primeiro múltiplo de 2^n .

Complementação de <i>Zero-padding</i> para obtenção de 2^n amostras										
Amostras originais	10000									
<i>zero-padding</i>	6384									
Total de amostras	16384									
Potência Ativa [W]	28,73	28,76	28,78	28,75	28,74	28,71	28,71	28,75	28,77	28,75
Cálculo de Potência – Tempo Médio de Execução [ms]	2,43									
Tempo Médio de Execução (Carregamento + Cálculo) [ms]	4,11									
Média Geral [W]	28,74									
Potência Esperada [W]	27,00									
Erro Relativo [%]	6,46									

Fonte: Autoria Própria

Observa-se desta forma que a quantidade de zeros utilizada foi consideravelmente menor e mesmo assim a exatidão foi mantida, até a segunda casa decimal, para os valores de potência ativa calculados com base no processo apresentado. No entanto, considerável melhora no tempo de execução, em relação aos 18 ms anteriores, pode ser vista na Tabela 4. O processamento, somente para o cálculo da potência, foi executado num tempo médio de 2,43 ms, enquanto o processo total (carregamento do vetor ruído simulado, preparação do vetor de tempo, cálculo dos vetores de corrente e tensão usados, determinação da quantidade de zeros para complementar 2^n amostras e o cálculo da potência propriamente dito) foi executado num tempo médio de 4,11 ms. Todas as medições temporais foram executadas no mesmo equipamento descrito no item 4.1.3. O que se pode claramente perceber é a grande redução no tempo de execução do

processo com 2^n amostras – queda de 77,17% - em relação ao processo do item 4.1.3, que se utilizou de 99.000 zeros.

4.1.5 Sinal Ideal , Com Ruído, Com *Zero-Padding* e *Duty Cycles* diferentes

Os sinais, de tensão e corrente, que forneceram uma potência ativa de 28,73 W na Tabela 3 – simulação 1 com 9000 zeros – foram usados para simular um *blend* com *duty cycle* de 12,5 %. A simulação, resultou numa potência ativa de 3,78 W que representa um erro relativo de 14,50 % em comparação com o valor fornecido por cálculos analíticos, ou seja, 3,38 W. A Figura 21 apresenta os resultados desta simulação.

Os mesmos sinais foram também usados para simular *blends* com *duty cycles* de 25% e 50% respectivamente. Os resultados das simulações são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Resultados para simulações com sinais *blend*

<i>Blend</i>	Potência [W]		Erro relativo [%]
	<i>duty cycle</i> [%]	Calculada	
12,5	3,87	3,38	14,50
25	7,03	6,75	4,15
50	14,45	13,5	7,04

Fonte: autoria própria.

O cálculo da potência, cujo valor é apresentado na Figura 21 e calculado pela Equação (14), considera todos os valores dos vetores tensão e corrente no intervalo amostrado.

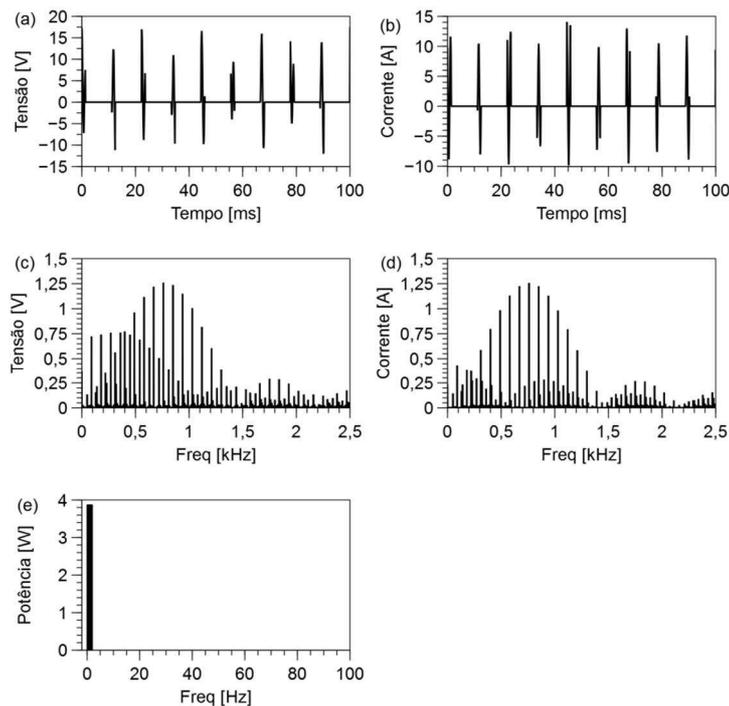


Figura 21 – (a) e (b) representam sinais de tensão e corrente no domínio do tempo para um ciclo de trabalho (*duty cycle*) de 12,5%, respectivamente. (c) e (d) representam as magnitudes da tensão e corrente de *blend* no domínio da frequência, respectivamente. (e) representa a potência ativa de 3,87 W (erro relativo de 14,50%). Os eixos das frequências apresentam somente as faixas com valores mais significativos para as frequências positivas.
Fonte: Autoria própria.

4.1.6 Sinal Ideal, Com Mesmo Ruído para Tensão e Corrente, Com *Zero-Padding*

A aplicação do mesmo sinal de ruído tanto para tensão quanto para corrente acarreta numa amplificação deste ruído, que do ponto de vista técnico, seria a pior situação possível. Utiliza-se, portanto, as Equações (17) e (18) considerando agora, o mesmo sinal randômico de ruído para tensão e corrente. Optou-se por não limitar o nível de ruído que contribua no resultado final da potência, para que o processo, possa ser o mais geral possível, a fim de promover mais liberdade ao usuário final deste processo, para que não haja necessidade de investigação de ruído para a medição e cálculo de potência. Diferentes níveis de ruído (de tensão - em volts e de corrente - em ampères) (1, 0,5 e 0,1 respectivamente) foram considerados nesta simulação, com os intervalos de amostragem pré-estabelecidos em 1, 10, 20 e 60 segundos (MONTEIRO *et al.*, 2016). A relação sinal-ruído (SNR), potência ativa e o

erro relativo para cada simulação são apresentados na Tabela 6. Para o pior caso, o erro relativo foi de 6,83% com potência ativa de 28,84 W, SNR (em decibéis – dB) para tensão de 22,63 dB, SNR para corrente de 22,83 dB, simulados num tempo de 20 s.

Tabela 6 – Potência Ativa e Relações Sinal-Ruído (SNR) para diferentes amplitudes (1, 0,5 e 0,1 respectivamente) de ruído e tempos de amostragem.

Tempo de Amostragem	SNR tensão	SNR corrente	Potência Ativa	Potência Ativa Esperada	Erro Relativo
(s)	(dB)	(dB)	(W)	(W)	(%)
1	22,67	22,87	28,84	27,00	6,83
10	22,63	22,83	28,84		6,81
20	22,63	22,83	28,84		6,83
60	22,63	22,83	28,84		6,81
1	28,68	28,89	27,82	27,00	3,03
10	28,63	28,84	27,84		3,10
20	28,65	28,86	27,83		3,09
60	28,65	28,86	27,83		3,08
1	42,58	42,79	27,15	27,00	0,57
10	42,62	42,83	27,15		0,57
20	42,63	42,83	27,15		0,57
60	42,62	42,83	27,15		0,57

Fonte: Autoria própria

4.2 TESTE DO PROCESSO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Uma experiência de ablação foi realizada em laboratório para o cálculo de potência entregue utilizando-se como cargas: chuchu (*Sechium edule*, SW) (GRANDE, 2014; SCHNEIDER; ABATTI, 2008) e carne suína (*Sus domesticus*) aplicando-se energia com uma unidade eletrocirúrgica construída nas dependências laboratoriais da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), com saída de potência não-chaveada (BERNARDI, 2007; SCHNEIDER; ABATTI, 2005, 2008; SCHNEIDER JR, 2004). O equipamento possui formas de onda de saída *quasi-senoidais*, como critério construtivo, cujo objetivo é tornar possível a separação de

influências de fugas espectrais causadas pelo processo de faiscância, ao passo que permite também o cálculo dos valores esperados. Para aquisição dos sinais de tensão e corrente, aplicou-se energia sobre a carga. As frequências de operação, para os sinais de tensão e corrente, estavam entre 350 e 450 kHz com potência variando de poucos watts a centenas de watts (as variáveis para entrega de potência, foram ajustadas no equipamento). O método desenvolvido por Schneider e Abatti (2008) para amostrar tensão e corrente é representado pela Figura 22, tendo o sistema alimentação flutuante. Esta configuração é utilizada como processo para aquisição de todos os sinais amostrados.

A tensão então, foi amostrada sobre a carga e a corrente do circuito amostrada com ajuda do resistor *shunt* de $7\ \Omega$ em série com a carga, neste caso, chuchu. Os dados foram capturados com um Osciloscópio da Agilent Technologies® de 4 canais, modelo MSO6034 de 300 MHz com 2GSPS e conversor ADC com 12 bits de resolução, utilizando-se da ponteira 10073c de 500 MHz da Agilent para medida de corrente, e outra da TPI modelo P250 de 250 MHz para medida de tensão com atenuação 100:1. A medição foi realizada com a configuração apresentada pela Figura 22, mesma apresentada por Schneider e Abatti (2008).

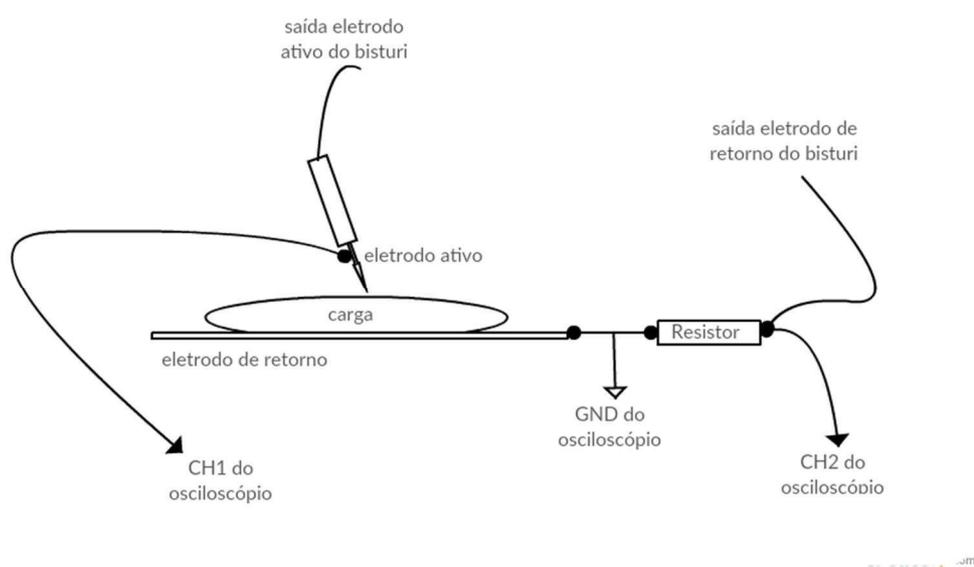


Figura 22 – Circuito referência para medição de tensão e corrente amostradas. A tensão é medida diretamente sobre a carga. A corrente do circuito corresponde ao valor de tensão com fase de 180° sobre o resistor, dividida pelo valor do mesmo.

Fonte: (SCHNEIDER; ABATTI, 2008), adaptado.

Tabela 7 apresenta todos os experimentos realizados por Grande (2014), onde executou-se ablação no chuchu (experimentos de 22 a 55) e na carne suína (experimentos 56 a 69) aplicando-se nos mesmos, potência a partir de uma unidade eletrocirúrgica. Todo procedimento foi realizado em temperatura ambiente. Neste experimento, foram geradas 1000 amostras com períodos de tempo de 10 ms, para tensão e corrente em cada experimento, numerado de 22 a 69. Devido às intervenções humanas e possíveis contribuições do fenômeno da faiscância, sempre há descontinuidades no processo normal da faísca (a faísca é um fenômeno caótico) e às vezes no momento de amostragens elas são capturadas. Com isso, discrepâncias surgiram nas amostras 22, 25, 38, 50 e 63 e estas foram desconsideradas nos cálculos (estas discrepâncias foram geradas por erros humanos na obtenção de dados que foram anotados no mesmo momento em que ocorreram e se encontram nos cadernos de experimentos do grupo, para consulta). Os cálculos de potência para cada amostra foram executados de acordo com o procedimento sugerido nesta tese. A temperatura do laboratório era controlada entre 27,1 e 27,3 °C. A Tabela 8 apresenta um resumo de todos os experimentos.

Como verificação e confirmação do processo apresentado nesta tese, um sinal senoidal amostrado (arquivo amostrado número 64 na Tabela 7) – praticamente simétrico, sem ruídos ou harmônicas – foi usado para calcular analiticamente a potência ativa pela Equação (13) bem como a metodologia computacional apresentada nesta tese utilizando-se a Equação (14). O gráfico para tensão e corrente da amostra 64 (a mais senoidal entre elas) é apresentado na Figura 23. Como esta amostra tem baixa potência, houve pouca deformação dos sinais. Entretanto, a faiscância é evidenciada com fácil observação no sinal de corrente nas deformações apresentadas próximas aos picos do sinal.

Tabela 7 – Arquivos amostrados e potência ativa calculada na experiência de ablação com o método proposto. Valores negativos foram desconsiderados (amostras 22, 25,38, 50 e 63) devido a erros de amostragem pela intervenção humana.

Sequência	Arquivo Amostrado(txt)	Potência [W]	Sequência	Arquivo Amostrado (txt)	Potência [W]
1	23	30,46	23	47	32,96
2	24	30,54	24	48	32,48
3	26	30,15	25	49	32,90
4	27	30,17	26	51	63,96
5	28	30,61	27	52	64,22
6	29	29,99	28	53	61,47
7	30	30,40	29	54	63,11
8	31	30,18	30	55	60,46
9	32	30,40	31	56	26,17
10	33	30,04	32	57	25,46
11	34	30,04	33	58	24,67
12	35	29,11	34	59	29,42
13	36	29,59	35	60	10,04
14	37	29,56	36	61	10,54
15	39	28,99	37	62	9,95
16	40	28,99	38	64	10,82
17	41	29,91	39	65	13,50
18	42	33,39	40	66	11,95
19	43	32,22	41	67	4,92
20	44	32,58	42	68	9,64
21	45	32,46	43	69	11,33
22	46	33,27			

Fonte: (GRANDE, 2014).

Tabela 8 – Resumo de todos os experimentos realizados em 4.2 .

Número do Experimento	Meio	Quantidade	Duração (s)	Observações
22 a 41	Chuchu	14	5	
	Chuchu	6	15	
42 a 50	Chuchu	9	20	
51 a 55	Chuchu	5	20	Alta Potência
56 a 59	Carne	4	5	Média Potência (observada alguma carbonização)
	Suína			
60 a 69	Carne	10	20	
	Suína			

Fonte: (MONTEIRO *et al.*, 2016)

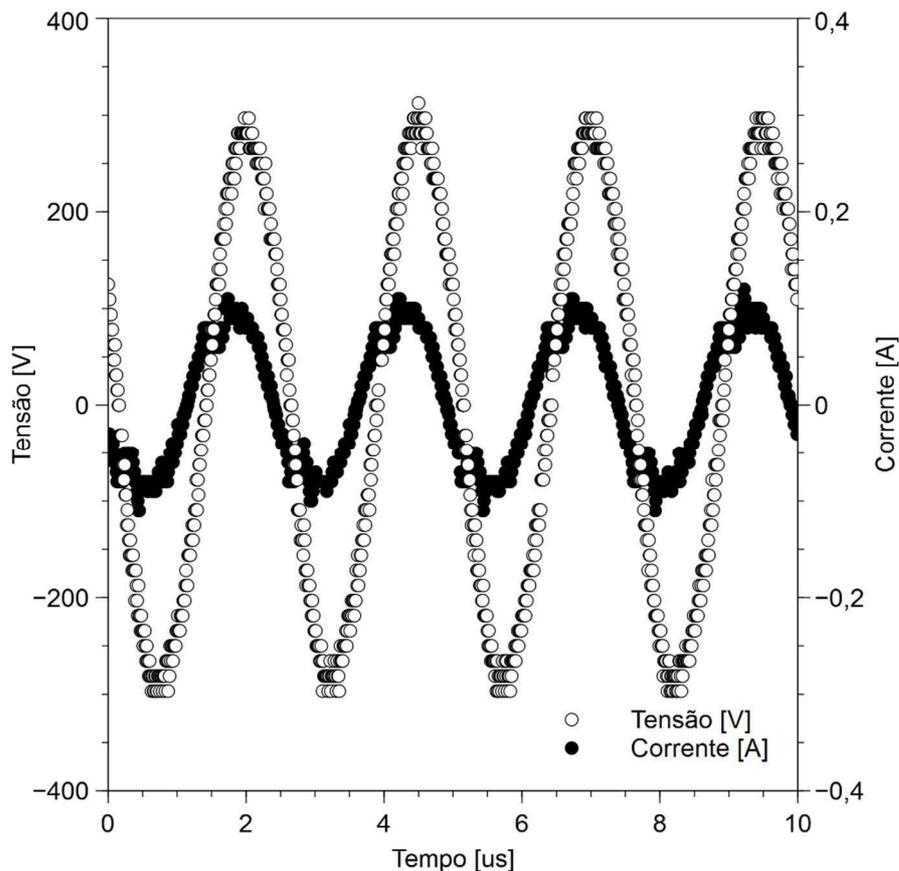


Figura 23 – Formas de onda de Tensão [V] e Corrente [A] entregues à carne de porco no experimento de ablação pela unidade eletrocirúrgica projetada e construída na Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR.

Fonte: (GRANDE, 2014).

As equações que se ajustam para representarem os sinais da Figura 23 são apresentadas nas Equações (19) e (20) (GRANDE, 2014):

$$v(t) = 300 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + 17 \cdot \pi / 45) \quad (19)$$

$$i(t) = 0,09 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + 107 \cdot \pi / 180) \quad (20)$$

Com base na Equação (13) as relações acima podem ser manipuladas para que se obtenha a potência ativa analítica, $P = ((300 \cdot 0,09)/2) \cdot \cos(107 \cdot \pi / 180 - 17 \cdot \pi / 45)$, resultando em $P = 10,49$ W. Aplicando-se a metodologia previamente apresentada com *zero-padding* e os mesmos valores chegamos a $P = 10,82$ W. O erro relativo entre ambos é de 3,15 %, considerando que o sinal real é levemente ruidoso e levando-se em conta os resultados simulados em 4.1.4 e 4.1.6, erros relativos de 6,49 % e 6,83 % respectivamente.

A Figura 24 mostra a potência calculada pelo processo proposto com base nos arquivos das amostras, bem como valores médios para cada grupo considerado.

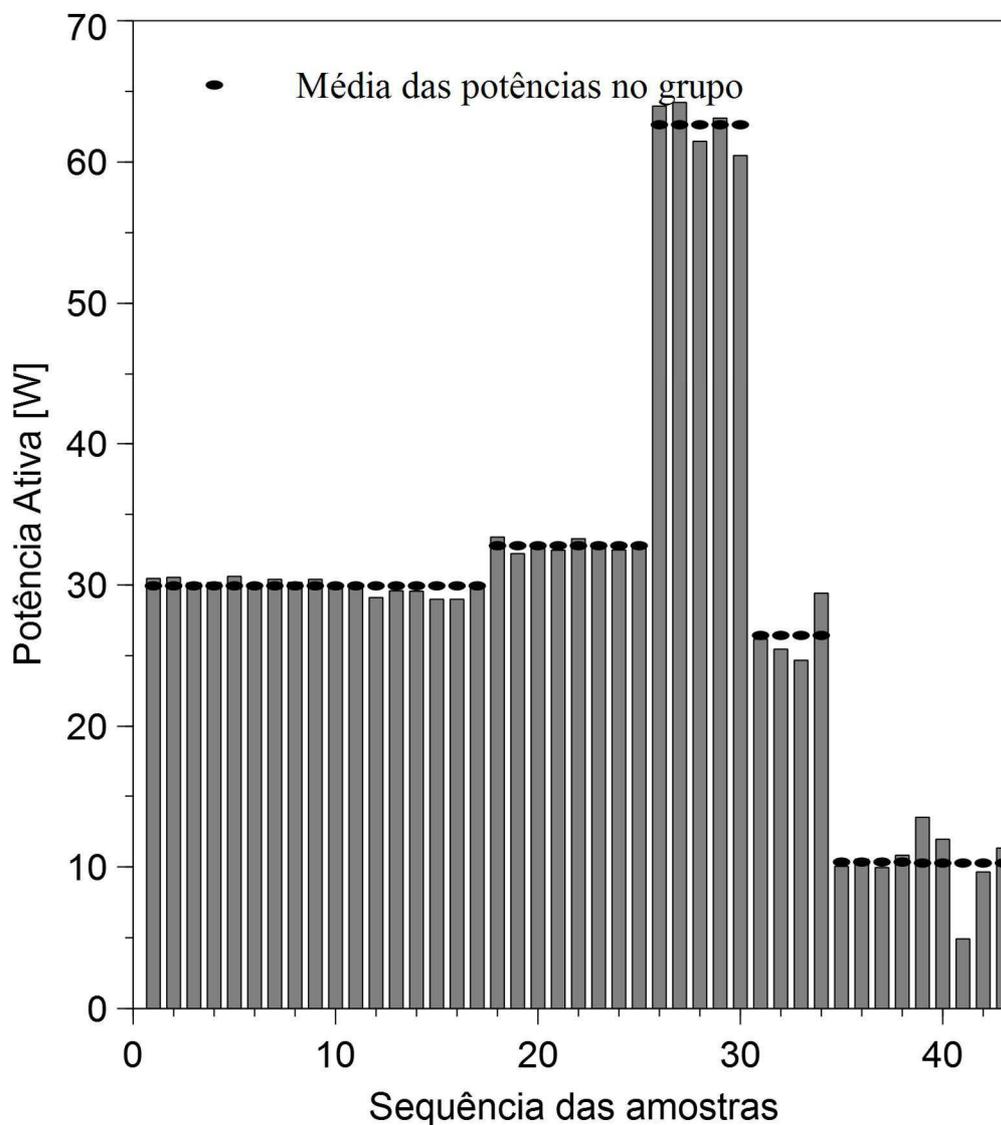


Figura 24 – Quantidade de potência calculada pela abordagem proposta com base nos arquivos amostrados da Tabela 7 e a média de valores para cada grupo considerado (23-41, 42-49, 51-55, 56-59, 60-64 e 65-69). A Tabela 8 apresenta um resumo de todos os experimentos.

Fonte: (GRANDE, 2014).

A fim de caracterizar sinais com e sem faiscância, duas medidas foram feitas, ambas utilizando-se de chuchu (*Sechium edule* SW) como carga para os propósitos de medição. A configuração experimental foi a mesma já descrita anteriormente. A Figura 25 apresenta os sinais resultantes no tempo e na frequência. A assimetria dos sinais, principalmente o de tensão (quando o capacitor normativo está presente), é devida ao processo da faiscância. Como se verá mais adiante, o processo da

fáisca ocorre de maneira diferente em ambos os sentidos (metal para tecido orgânico e do tecido orgânico para o metal).

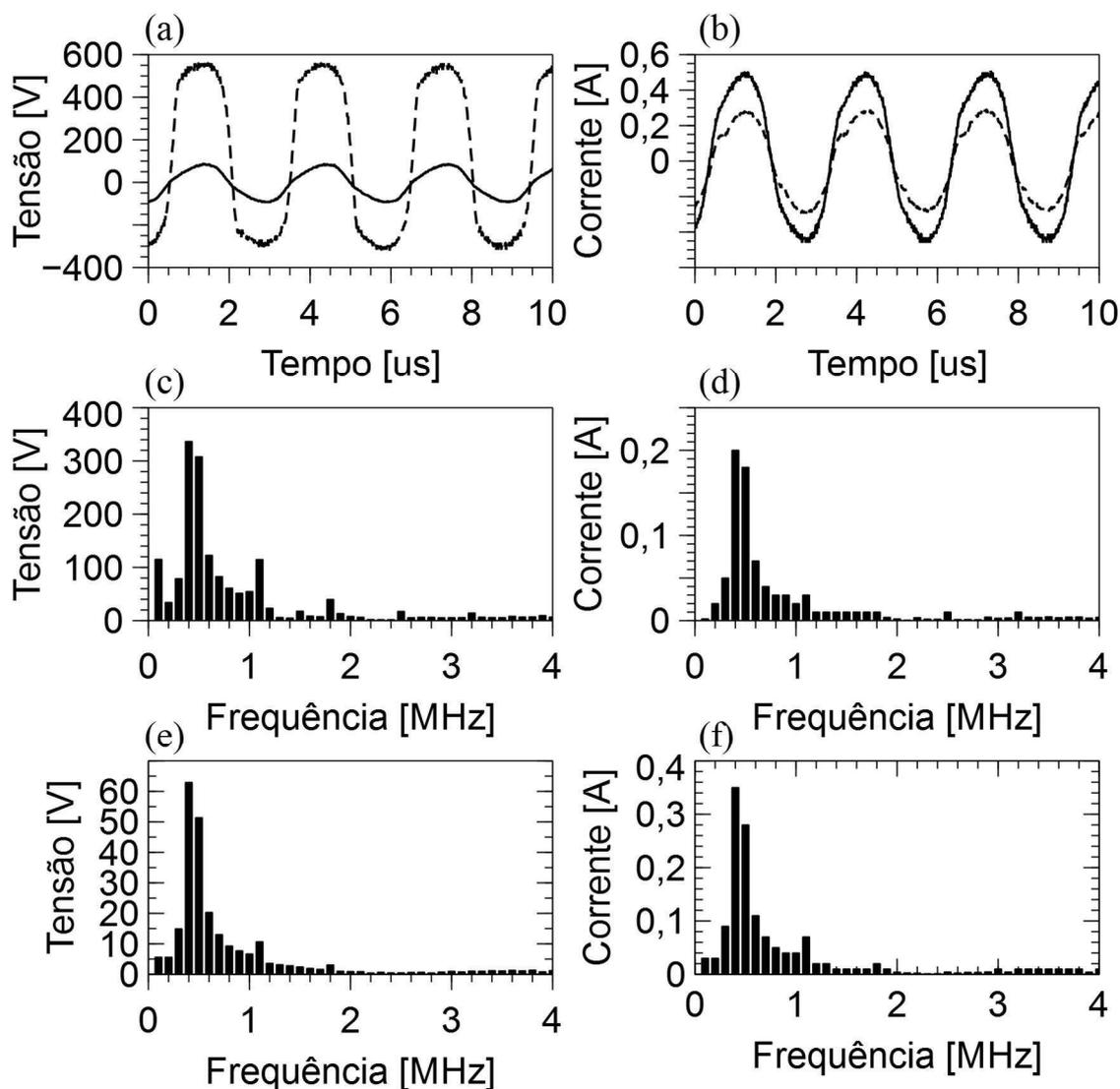


Figura 25 – (a) sinais de tensão com faiscância (tracejado) e sem faiscância; (b) sinais de corrente com faiscância (tracejado) e sem faiscância; (a) e (b) no domínio do tempo; (c) magnitude do sinal da tensão faiscante; (d) magnitude do sinal da corrente faiscante; (e) magnitude do sinal de tensão sem faiscância; (f) magnitude do sinal de corrente sem faiscância; (c), (d), (e) e (f) no domínio da frequência.

Fonte: (MONTEIRO *et al.*, 2016)

Os sinais faiscantes da Figura 25 resultaram numa potência ativa de 69,01 W e os sinais sem faiscância uma potência de 19,94 W. A aplicação de sinais senoidais permite uma melhor análise da contribuição da faiscância no processo e facilita o entendimento de seu comportamento, o que teria sido dificultado com sinais chaveados (MONTEIRO *et al.*, 2016).

4.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou aplicações diretas do processo de cálculo computacional de potência sugerida pelo capítulo anterior.

O item 4.1.1 demonstra, para um sinal ideal, resultados iguais calculados analiticamente e computacionalmente, ambos fornecendo 27,00 W como potência ativa e compara os resultados aplicando-se FFT e CZT. Embora haja internamente às transformadas diferenças operacionais, ambas permitiram obter o mesmo resultado para a potência ativa. Esta comparação foi feita neste item unicamente para demonstrar que o processo é feito por cálculos matemáticos ordinários tendo-se no domínio da frequência os vetores de módulo e fase dos sinais, independente da transformada utilizada. A CZT, de acordo com RABINER; SCHAFFER; RADER (1969) e SIRIN (2004) ao ter seus valores computados ao longo do círculo unitário da transformada Z fornece o equivalente discreto da transformada de Fourier, e isto pode ser observado na Figura 16. No entanto, embora a CZT seja mais flexível que a FFT, porque pode-se alterar a resolução para a aplicação ajustando o intervalo de frequência desejado e o número de amostras de saída, ela própria se utiliza da FFT. Assim, a CZT jamais será mais rápida que a FFT (SIRIN, 2004). Adotou-se, então, a FFT como base para desenvolvimento do trabalho.

O processo de cálculo com janelamento, o qual minimiza fugas espectrais, item 4.1.2, provou-se inadequado a este tipo de cálculo de potência (JAIN; COLLINS; DAVIS, 1979; HARRIS, 1978), conforme cálculos apresentados na simulação, onde todas as componentes de módulo e fase são igualmente importantes para o resultado final, as quais não podem ser suavizadas ou alteradas por este processo.

O item 4.1.3, onde aplicou-se a técnica de *zero-padding* (complementação por zeros), não aumentou a largura de banda dos sinais, mas permitiu melhora na resolução para o processo da DFT, conforme visto. Resultou exatos 27,00 W com a aplicação de 99.000 zeros para testar o processo num tempo de 18 ms, suficiente para realimentação num processo de controle.

Buscando ainda mais comprovação no processo de *zero-padding* simulações em 4.1.4 foram feitas com diversos cumprimentos deste vetor e inclusão de ruídos randômicos. O valor médio resultante total para as simulações foi de 28,75 W para um valor esperado de 27,00 W (sem ruído), fornecendo um erro relativo médio de 6,49 %, completamente adequado à norma técnica. Ainda demonstrou-se que uma adequação à quantidade de zeros para múltiplos de 2^n , em virtude do uso da FFT para mudança de domínio – tempo para frequência -, reduziu o tempo de processamento total de 18 ms para 4,11 ms (77,17 % menor), conforme Tabela 4. Importante o fato da aquisição de sinal não estar considerada neste processo. Os vetores amostrados são apenas carregados para a execução matemática. Numa montagem de hardware o cuidado da aquisição deve ser considerado a fim de que o processo não ultrapasse os 25 ms.

Em 4.1.5 o processo apresentou-se adequado também para um sinal simulado de *blend* com *duty cycle* (ciclo de trabalho) de 25 %, que resultou em 7,03 W contra 6,75 W calculado analiticamente, representando erro relativo de 4,15 %. O maior erro nesta situação foi de 14,5 % respeitando ainda o quesito normativo.

Outra situação, onde há amplificação do ruído, apresenta-se em 4.1.6. Com diferentes tempos de amostragem e níveis de ruídos aplicados, o pior caso apresentou erro relativo de 6,83 % com potência ativa de 28,84 W (27,00 W para o caso ideal), SNR para tensão de 22,63 dB e SNR para corrente de 22,83 dB, simulado num tempo de 20 s.

Os resultados experimentais em 4.2 foram comprovados utilizando-se do cálculo analítico de um dos sinais amostrados resultando numa potência de 10,49 W contra 10,82 W pelo processo computacional proposto, perfazendo erro relativo de 3,15 %, contra os piores casos simulados que resultaram em 6,49 % (4.1.4) e 6,83 % (4.1.5). Além disso, para caracterizar a influência do processo de faiscância, utilizando-se como carga o chuchu (*Sechium edule*, SW), duas medidas foram tomadas, uma com faiscância e outra sem, conforme Figura 25. Notadamente, vê-se a diferença de valores dos pares tensão e corrente para cada tomada, e isto resulta em valores de entrega de potência completamente distintos, 69,01 W com faiscância e 19,94 W sem faiscância. Isso leva a questão sobre o procedimento de teste normativo para certificação e calibração de equipamentos eletrocirúrgicos, uma vez

que a norma (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009), não considera o processo de faiscância e nem o procedimento de teste de conformidade.

Utilizando-se do item 5 da Tabela 1, cujo processo é o mais parecido com o proposto neste trabalho, pôde-se observar que ao se utilizar dos sinais gerados pelas Equações (15) e (16) a equação não respondeu aos 27 W esperados com a inclusão dos sinais DC. O resultado apresentado foi de 29 W (erro de 7,41%). E também apresenta erro ao utilizar-se do processo de *zero-padding*, quando necessário, para completar 2ⁿ amostras afim de minimizar o tempo computacional. Para este caso, o resultado foi de 17,92 W (erro de 33,63%).

Como o processo apresentado é muito dependente da fase do sinal, uma análise de defasamento entre os cabos do osciloscópio foi realizada (Apêndice E) comprovando que o valor pode ser desprezível. Da mesma forma, uma análise da amostragem do sinal pelo osciloscópio digital foi comparada com o mesmo sinal visualizado simultaneamente num osciloscópio analógico para comprovação de não alteração do sinal pelo processo da amostragem (Apêndice F).

Por fim, um script do programa que permite simular e calcular todas as etapas apresentadas encontra-se no Apêndice G.

Conclui-se que o processo apresentado torna-se adequado ao cálculo de potência para aplicação em unidades eletrocirúrgicas, além de poder tornar-se um processo geral e ser aplicado em outras situações.

5 DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA DE EQUIPAMENTO COMERCIAL

Afim de aplicarmos o processo, simulado no capítulo anterior e publicado em *Research on Biomedical Engineering Journal* (íntegra da publicação no Apêndice B) em equipamentos comerciais, emprestou-se de um grande hospital de Curitiba uma unidade eletrocirúrgica cujo número de patrimônio é 061776 (certificado de calibração 20739 realizado em março de 2015). O equipamento é de fabricação nacional, com potência máxima, informada pelo fabricante, de 300 W. O equipamento opera em 480 kHz, possui as funções: corte (escala de até 300 W), *blend* em três escalas, *blend1* (escala de até 250 W) com *duty cycle* de 50 %, *blend2* (escala de até 200 W) com *duty cycle* de 37,5 % e *blend3* (escala de até 150 W) com *duty cycle* de 25 %. Todas as escalas de *blend* trabalham com taxa de repetição de 30 kHz com senóide amortecida entre cada pacote. A escala de coagulação entrega até 120 W como máxima potência, trabalhando com senóide amortecida de 480 kHz com taxa de repetição de 30 kHz. Todas as escalas máximas de potência apresentadas acima e informadas pelo fabricante, referem-se à carga declarada de 300 Ω puramente resistiva, conforme exigência normativa (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009).

5.1 DETERMINAÇÃO DE POTÊNCIA

Utilizou-se o processo de medição já descrito anteriormente introduzido por Schneider e Abatti (2008). Para os procedimentos experimentais, usou-se uma resistência *shunt* puramente resistiva na faixa de operação desejada, cujo valor medido pelo analisador de impedância resultou em 101,5 Ω , sem carga indutiva ou capacitiva considerável (abaixo de um grau na forma polar a 480 Khz). A resistência *shunt* e *setup* de medição (SCHNEIDER; ABATTI, 2008) são mostrados na Figura 26 correspondendo ao que se apresentou na Figura 22. O chuchu foi utilizado como carga e para os testes, cortou-se fatias com cerca de 2 cm de espessura sem casca nas áreas de contato com os eletrodos. O chuchu era friccionado contra o eletrodo de retorno (placa) para produzir o melhor contato possível. Não foi utilizado gel

condutivo. O equipamento comercial ficava em *standby* por cerca de 5 minutos antes do procedimento. Os procedimentos com faiscância utilizavam-se de cortes na parte superior da carga, deixada limpa para uso do eletrodo ativo. Para os procedimentos sem faiscância, o eletrodo ativo era introduzido na carga para garantir o melhor contato ôhmico possível.

O seguinte critério foi utilizado para teste:

1. Amostram dados para o cálculo de potência para todas as funções monopolares do equipamento: corte, *blend1*, *blend2*, *blend3* e coagulação;
2. Para cada uma das funções, escolheu-se três escalas apresentadas no painel (os equipamentos não trazem a inscrição watt ou watt máx);
3. Para cada valor de escala escolhido, fez-se três amostragens do sinal;
4. Para cada conjunto amostrado, calculou-se a potência ativa pelo método proposto;
5. Calculou-se, então, a média aritmética das três potências calculadas de cada escala;
6. Com os dados amostrados, calculou-se, para cada conjunto, o valor de tensão e corrente eficazes e, então, obteve-se o módulo da impedância;
7. Esse módulo foi utilizado como valor comparativo na escala do gráfico de potência fornecido pelo fabricante, a fim de comparar-se a potência declarada pelo fabricante e a calculada em operação;
8. Plotou-se, então, os pontos sobre o gráfico de potência do fabricante e os valores foram comparados.

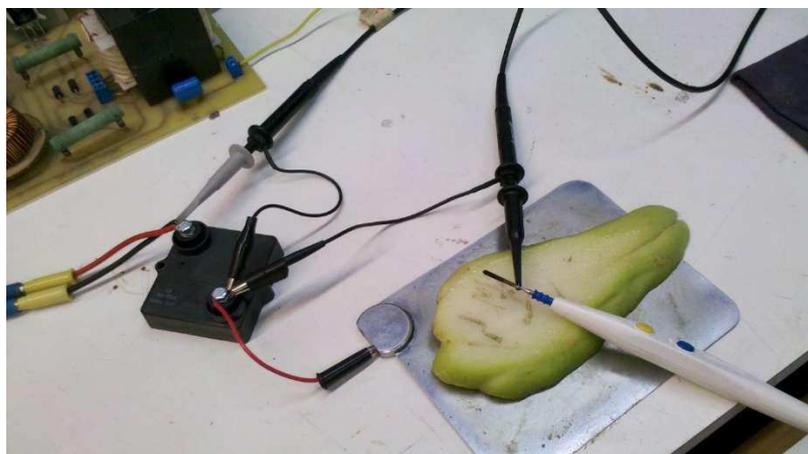


Figura 26 – Detalhe de *setup* de medição utilizando-se chuchu (*Sechium edule*, SW) como carga e com a resistência *shunt* utilizada no processo de medição.
Fonte: Autoria própria.

O equipamento 061776 teve suas medições realizadas em 01 de agosto de 2015, quando a temperatura do laboratório apresentava-se a 22,4 °C e umidade relativa em 68 %, conforme termo higrômetro da marca INCOTERM.

A Tabela 9 apresenta um resumo das médias das potências calculadas para cada uma das indicações no painel do equipamento correspondentes a cada função escolhida para teste. Percebe-se que, embora no capítulo anterior se tenha dito que a faiscância é um componente importante que deve ser levado em consideração para os testes de certificação e calibração do equipamento, ela fica mais notória na coagulação, devido ao maior campo elétrico, conforme Tabela 9. Embora para as demais funções se perceba ligeira discrepância de valores, pode-se perceber que em alguns casos sem faiscância o valor se sobrepõe ao da faiscância.

Tabela 9 – Equipamento 061776. Valores médios para conjunto de potências calculadas (média de três medições) para cada indicação de valores no painel do equipamento e para cada tipo de função no painel. Todos os valores calculados podem ser verificados no Apêndice H (Tabela 13 e Tabela 14).

EQUIPAMENTO 061776	PAINEL	POTÊNCIA COM FAISCÂNCIA [W]	POTÊNCIA SEM FAISCÂNCIA [W]
CORTE	100	67.63	68.26
	200	125.80	136.05
	300	194.61	187.20
BLEND 1 (50 %)	100	54.07	54.06
	200	113.97	113.23
	250	141.83	144.57
BLEND 2 (37,5 %)	100	60.68	51.20
	150	84.38	86.97
	200	117.01	106.31
BLEND 3 (25 %)	50	30.79	27.44
	100	61.20	46.65
	150	94.02	80.32
COAGULAÇÃO	20	15.93	8.32
	60	55.53	29.68
	120	100.12	51.73

Fonte: Autoria própria.

A Figura 27 mostra uma comparação entre as formas de onda de *blend1* e *blend2* utilizadas para compor o resultado da Tabela 9 com mostrador do painel do equipamento em 100 (não há marcação de unidade) e com faiscância. Percebe-se que, embora o *duty cycle* seja diferente para cada uma delas (50 % e 37,5 % conforme tabela) o resultado determinado de potência para *blend2* apresentou-se maior. O que a Figura 27 nos mostra é que apesar do valor parecer discrepante, o

equipamento notadamente fornece mais energia para o *blend2* do que para o *blend1*, o que justifica o resultado encontrado.

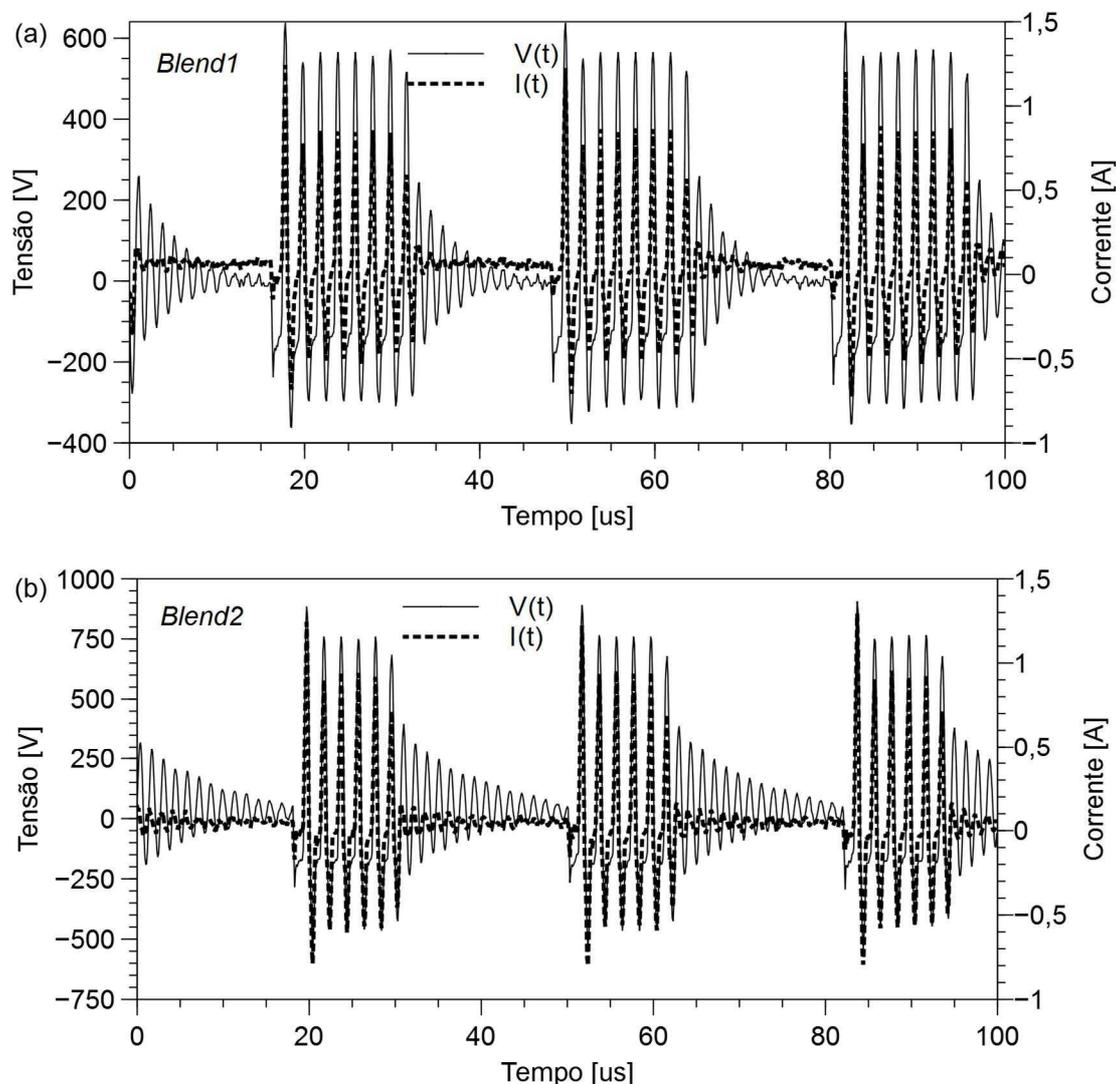


Figura 27 - Sinais de tensão e corrente de *Blend1* (a) e *Blend2* (b) que evidenciam a quantidade de energia fornecida pelo equipamento comercial.

Fonte: autoria própria.

A Figura 28 apresenta as curvas de potência do fabricante para corte com valores indicados para escala de 0 a 2000 Ω conforme norma técnica pertinente (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009). Nesta escala marcou-se a potência do equipamento a cada 100 Ω , com início em 100 Ω e término em 1500 Ω , saltando depois para 2000 Ω , considerando erro de 20 % para mais ou para menos, que pode ser visto com as marcações em barra, a fim de poder-se comparar as medições realizadas com o equipamento.

Os valores medidos e calculados para potência foram inseridos no gráfico considerando os módulos da impedância, conforme citado anteriormente. Os módulos, encontram-se na Tabela 10.

Tabela 10 – Valores calculados de tensão eficaz (V_{eficaz}), corrente eficaz (I_{eficaz}) e o valor do módulo da impedância para cada um dos valores de tensão e corrente eficazes. Os módulos foram calculadas considerando-se processos com e sem faiscância.

CORTE					
PAINEL	100 (sem marcação de unidade)				
Com Faiscância	POT ATIVA	V_{eficaz}	I_{eficaz}	Módulo	
	Teste [W]	[V]	[A]	[Ω]	
	0	69,4504	321,1821	0,23184	1385,3867
	1	69,8498	377,7784	0,20988	1800,0047
Sem Faiscância	2	63,5898	265,6464	0,23173	1146,3752
	3	65,6728	103,9469	0,63627	163,37
	4	70,913	119,4528	0,5703	209,4561
5	68,1979	111,3088	0,61132	182,0789	
PAINEL	200 (sem marcação de unidade)				
Com Faiscância	POT ATIVA	V_{eficaz}	I_{eficaz}	Módulo	
	Teste [W]	[V]	[A]	[Ω]	
	6	126,3061	384,4744	0,34229	1123,2502
	7	129,0209	388,473	0,3408	1139,8762
Sem Faiscância	8	122,073	353,1449	0,35504	994,6719
	9	153,0784	177,4474	0,83363	212,8608
	10	129,5298	114,916	1,1525	99,7091
11	125,5316	121,0158	1,0669	113,4276	
PAINEL	300 (sem marcação de unidade)				
Com Faiscância	POT ATIVA	V_{eficaz}	I_{eficaz}	Módulo	
	Teste [W]	[V]	[A]	[Ω]	
	12	196,6966	357,0241	0,51042	699,4724
	13	193,9564	367,6608	0,48453	758,7926
Sem Faiscância	14	193,1919	358,8146	0,49387	726,5366
	15	176,7381	122,3944	1,4604	83,8106
	17	191,8124	143,5472	1,3707	104,7259
18	193,0556	128,5562	1,5199	84,5822	

Fonte: Autoria Própria

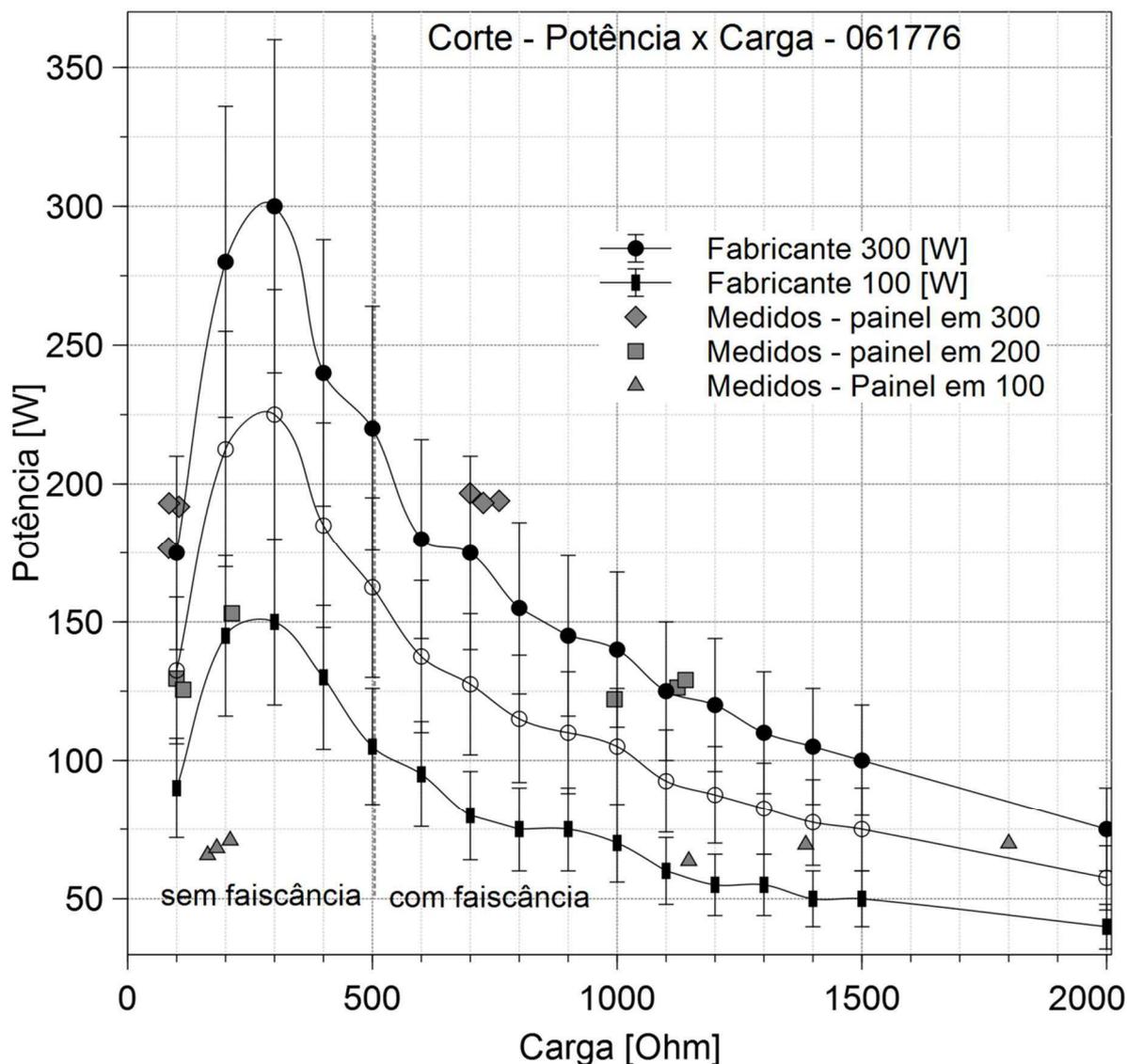
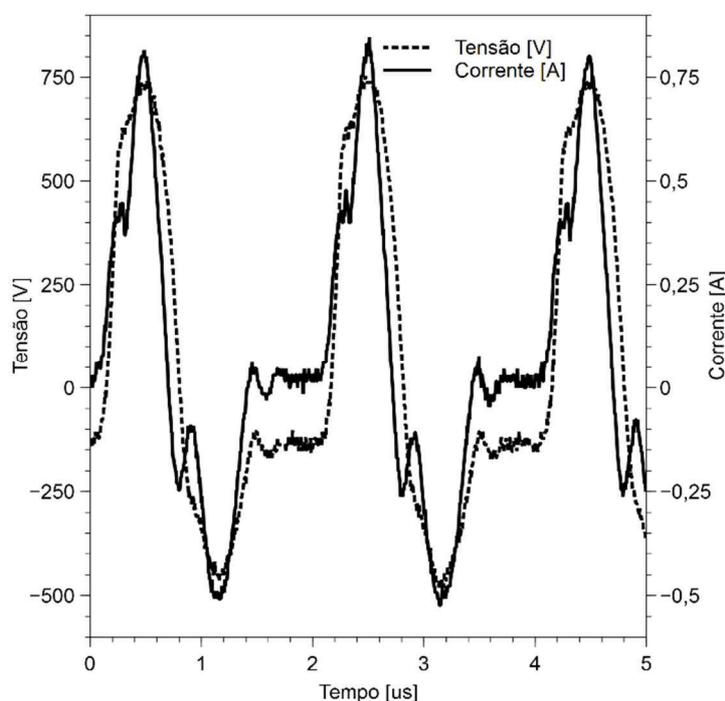


Figura 28 - Equipamento 061776. Curva de potência de corte por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas foram inseridas no gráfico com o módulo da impedância para comparação com curva do fabricante. Fonte: Autoria própria.

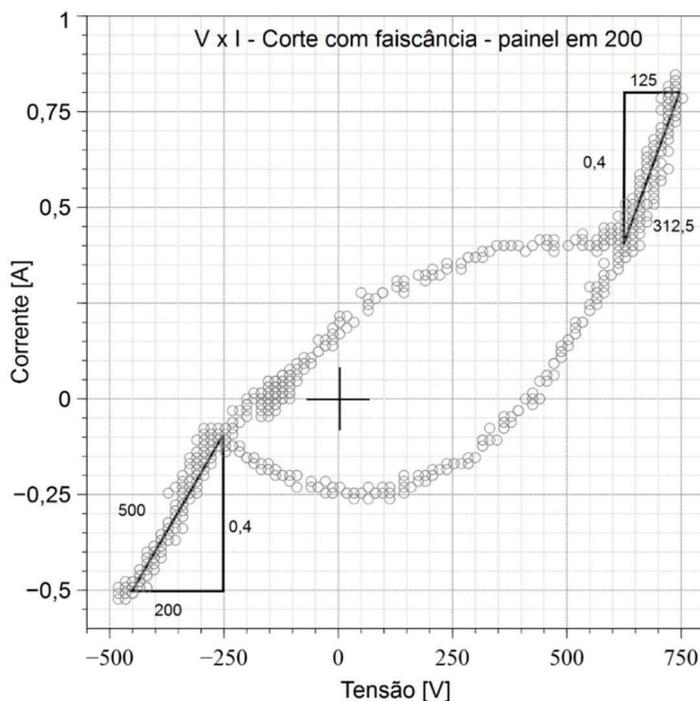
Facilmente percebe-se, que os valores de potência com faiscância para a escala de 300 W - 300 indicado no painel - encontram-se dentro da faixa de valores apresentado graficamente pelo fabricante, bem como os valores sem faiscância. Notadamente percebe-se que, embora o painel do equipamento indique o valor de 300 (sem marcação de unidade), que corresponde à curva de 300 watts, este valor é entregue somente com uma carga exata de 300 Ω . E tanto antes deste valor, como principalmente depois, a potência entregue cai consideravelmente em função da carga disponível. Ou seja, este equipamento não ajusta a potência entregue à carga.

Para valores medidos com painel em 100 (sem marcação de unidade), apenas um deles encontra-se dentro da escala fornecida. Este valor foi amostrado em processo com faiscância. Os outros dois valores com faiscância, ficaram acima da escala de 100 W e atingiriam uma escala de 200 W, se esta fosse apresentada e interpolada entre as escalas de 300 W e 100 W. Os valores sem faiscância, apresentaram-se todos abaixo das tolerâncias admissíveis pelo processo, conforme se vê no gráfico apresentado. Percebe-se então que a faiscância exige certo grau de energia que não é levada em consideração nos processos de certificação e calibração, que são executados somente com contato ôhmico (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009), enquanto que, o processo sem faiscância já não exige tal energia para entregar a potência necessária à carga.

A Figura 29 mostra os sinais amostrados de tensão e corrente em teste de corte com painel do equipamento em 200 (sem marcação de unidade). A Figura 30 apresenta a relação de tensão e corrente desse processo de corte. Houve faiscância no processo evidenciado pelas partes laterais da curva onde os pontos se arranjam numa reta $v. i$ de descarga (SCHNEIDER JR, 2004; SCHNEIDER; ABATTI, 2008).



**Figura 29 – Sinais de tensão e corrente para procedimento de corte. Painel em 200 (sem marcação de unidade).
Fonte: autoria própria.**



**Figura 30 – Curva VxI para sinal de corte com faiscância. Marcação do painel em 200 (sem marcação de unidade).
Fonte: Autoria própria.**

Os pontos nas hipotenusas dos triângulos (pontos colabados) indicam o momento de início e fim de faiscância. Do lado direito, conforme Schneider Jr (2004), tem-se a faiscância que se inicia do chuchu para o eletrodo metálico, cuja tensão de rompimento do espaço faiscante apresenta-se a aproximadamente 600 V, enquanto do lado esquerdo, tem-se o rompimento do espaço faiscante a aproximadamente -250 V, indicando apenas que agora, a faiscância salta do eletrodo metálico (mais fácil de se retirar elétrons) para o tecido. De acordo com Schneider Jr (2004), o espaço não colabado da curva, atravessado por uma reta perpendicular, indicará a defasagem entre a tensão e a corrente existentes. Percebe-se ainda na figura que, embora, a norma exija a presença de um capacitor para desacoplamento DC de corrente, a curva apresenta um nível DC de tensão, para este caso de aproximadamente 200 V, o que certamente causará eletroestimulação em paciente durante uma cirurgia (SCHNEIDER JR, 2004; SCHNEIDER; ABATTI, 2008). A forma para evitar esta eletroestimulação indesejada é o cirurgião, ao finalizar o procedimento de corte, desligar a entrega de energia ainda com o eletrodo ativo em contato com o tecido do paciente e só então retirá-lo da região cirúrgica. Em testes realizados por Schneider Jr (2004) a energia armazenada no capacitor chegou a 7,5 mJ, estimada. A Figura 31 indica o resultado informado.

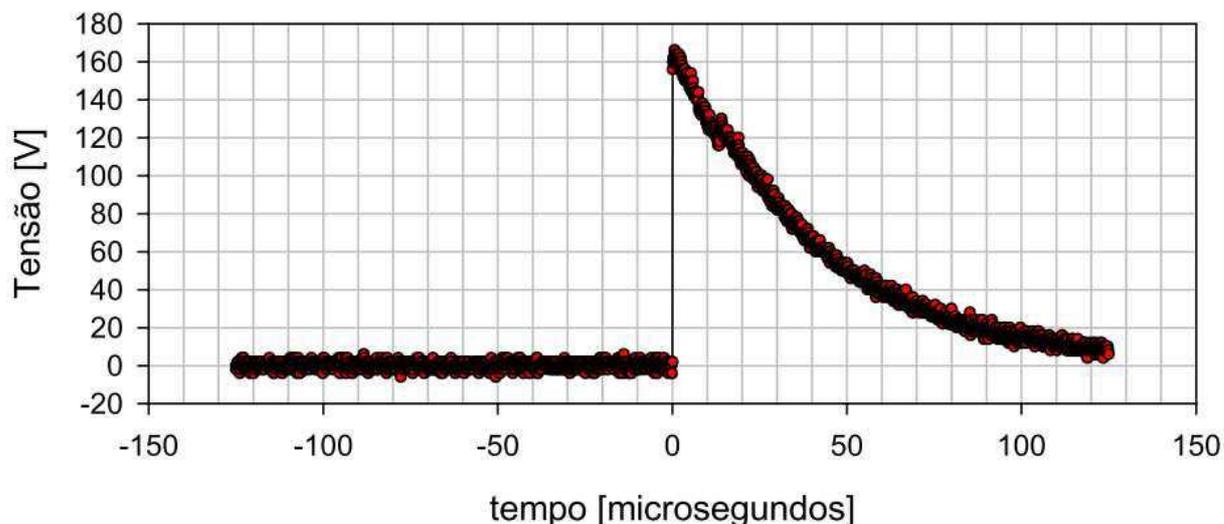


Figura 31 – Curva de descarga da carga residual pós-faísca do capacitor de saída sobre resistência de 390 ohms. A energia dos 100 primeiros microssegundos foi estimada em 7,5 mJ. Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004)

Estima-se ainda, que os valores de 500 Ω e 312,5 Ω , apresentados na Figura 30, representam respectivamente, as resistências do espaço faiscante para os sentidos metal-tecido e tecido-metal, pois são calculadas pelas relações de tensão e corrente apresentadas na figura.

As formas de onda para tensão e corrente, amostradas com o osciloscópio Agilent modelo MSO6034 de 300 MHz e 2GSPS, são apresentadas a partir da Figura 32.

A Figura 32 apresenta um curva de corte sem faísca, onde o painel do equipamento foi ajustado em 200 (sem marcação de unidade). Essa curva representa a dessecação no tecido cujo procedimento é por contato, não permitindo ou havendo faísca. Logo a possibilidade de eletroestimulação como sugerido na Figura 30 não acontece. O valor ôhmico da carga tem indicação pela inclinação da curva (cerca de 200 Ω para esta curva), bem como o arco seno da variação da tensão interna à curva pela variação da tensão externa da curva (extremos) para corrente zero, fornece a defasagem entre a tensão e a corrente, correspondente à reatância capacitiva do espaço faiscante e principalmente do chuchu (SCHNEIDER JR, 2004).

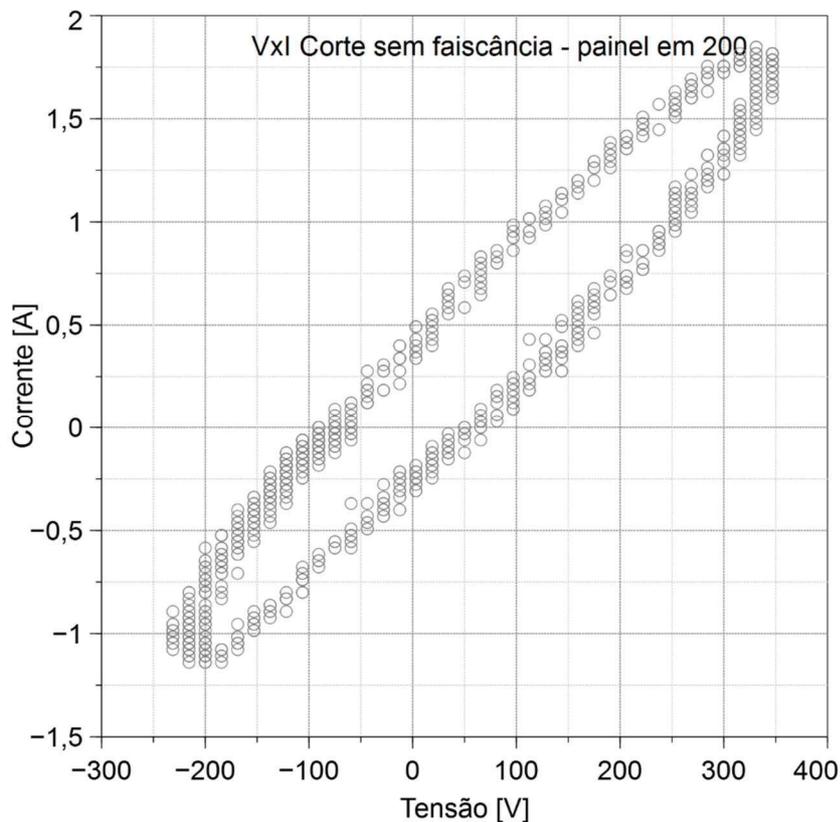


Figura 32 – Curva VxI para sinal de corte sem faiscância com painel em 200 (sem marcação de unidade).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 33 e Figura 34, são análogas a Figura 30 e Figura 32, respectivamente, alterando-se apenas o valor indicado no painel do equipamento para 300 (sem marcação de unidade), valendo-se, desta forma, todos os comentários e observações anteriores.

O painel do equipamento não traz marcação de unidade watt (ou qualquer outra), certamente por acatar o item da norma que implica na indicação de watt no painel somente se o fabricante garantir que o valor indicado não apresente erro maior do que 20 % (para mais ou para menos) (ASSOCIACÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009).

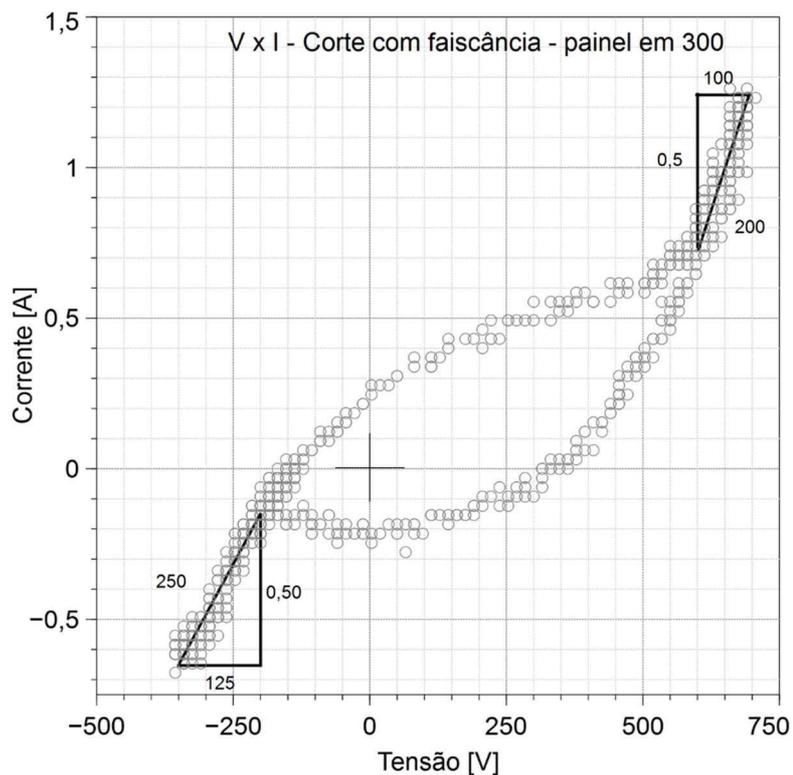


Figura 33 – Curva VxI para sinal de corte com faiscância com painel em 300 (sem marcação de unidade).

Fonte: Autoria própria.

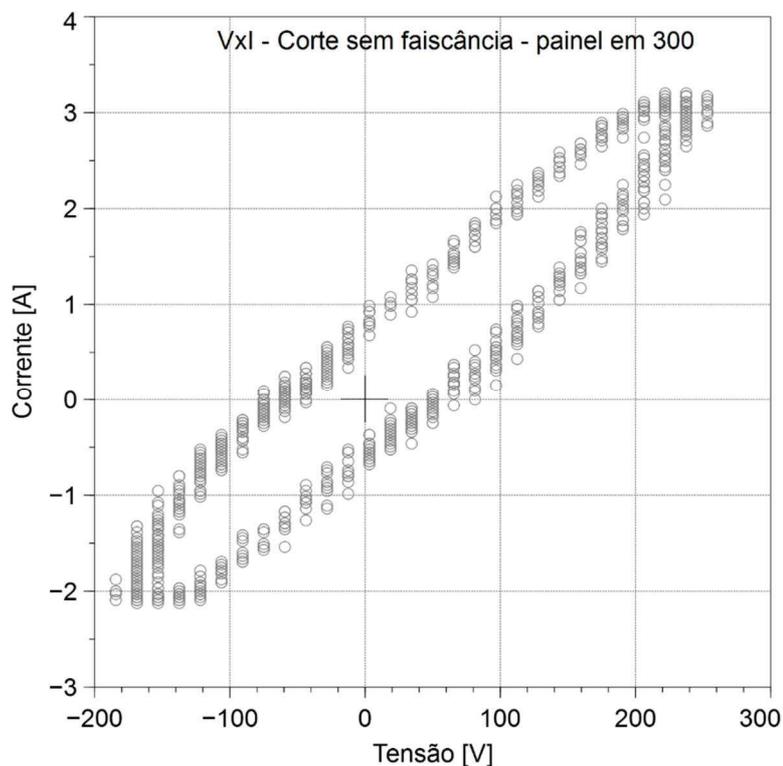


Figura 34 – Curva VxI para sinal de corte sem faiscância com painel em 300 (sem marcação de unidade).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 35 apresenta as curvas de potência do fabricante para *blend1* com valores indicados para escala de 0 a 2000 Ω conforme norma técnica pertinente. Nesta escala marcou-se a potência do equipamento a cada 100 Ω , da mesma forma que na Figura 28, considerando erro de 20 % para mais ou para menos conforme indicação normativa (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009), que pode ser visto com as marcações em barra, cuja finalidade é comparar as medições realizadas com as curvas do equipamento. Os valores medidos e calculados para potência foram inseridos no gráfico considerando os valores dos módulos das impedâncias provenientes da relação entre tensões e correntes eficazes calculadas, da mesma forma que para o corte.

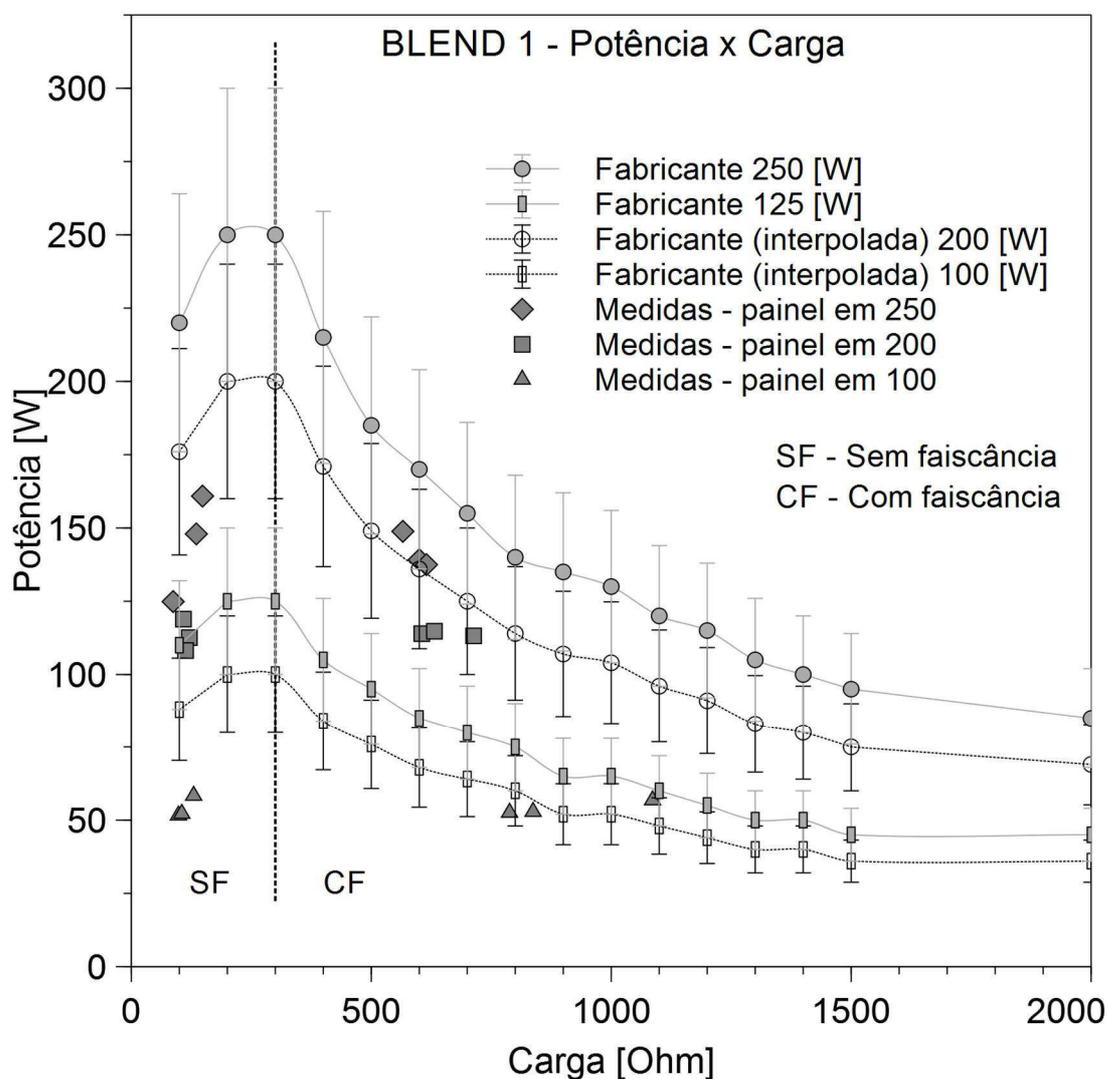


Figura 35 - Equipamento 061776. Curva de potência de *blend1* por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas foram inseridas no gráfico com o módulo da impedância para comparação com curva do fabricante.
Fonte: Autoria própria.

Percebe-se, que os valores de potência com faiscância para a escala de 250 W - 250 indicado no painel - encontram-se dentro do limite inferior para a curva respectiva fornecida pelo fabricante, estando os valores correspondentes a esta escala, num processo sem faiscância abaixo do mínimo tolerável. Novamente percebe-se que, embora o painel do equipamento indique o valor de 250, que corresponde à curva de 250 watts, este valor é entregue somente com uma carga puramente resistiva e exata de 300Ω . E tanto antes deste valor, como principalmente depois, a potência entregue cai consideravelmente em função da carga disponível. Ou seja, mais uma vez se confirma que o equipamento não ajusta a potência entregue à carga.

Para valores medidos com painel em 100 (sem marcação de unidade), todos os valores de potência calculados com faiscância pelo processo apresentado, encontram-se na escala interpolada referida a do fabricante considerando-se a tolerância normativa (20 %). No entanto, mais uma vez, os valores de potência para processo sem faiscância, calculados para escala de 100 W encontram-se abaixo do mínimo permitido. Para valores medidos com painel em 200 (sem marcação de unidade), novamente os valores de potência calculados com faiscância encontram-se no limite inferior da curva interpolada de 200 W, e os valores de potência sem faiscância, encontram-se muito abaixo do limite permitido, basicamente encontrando-se na curva de 125 W. Desta forma, comprova-se mais uma vez que o equipamento não ajusta ou regula a potência entregue. Geralmente sua entrega é bem menor do que a correspondência painel-curva de potência.

A Figura 36 e Figura 37 representam os sinais de tensão e corrente amostrados em *blend1* com faiscância e com painel em 200 (sem marcação de unidade). A Figura 38 e Figura 39 representam o processo sem faiscância com marcação 200 (sem unidade) no painel do equipamento. Finalmente, a Figura 40 e a Figura 41, representam respectivamente o processo com faiscância e sem faiscância com marcação 250 (sem unidade) no painel do equipamento. Nota-se nas figuras de tensão *versus* corrente uma concentração maior de pontos na origem dos eixos, tanto da tensão quanto da corrente. Acredita-se que isso ocorra porque não há tempo hábil suficiente para que o campo elétrico formado no espaço faiscante rompa o dielétrico retirando elétrons do tecido para a eletrodo ativo (metálico). Pela característica do equipamento a frequência dita senoidal de 480 kHz com *duty cycle* de 50% com taxa de repetição de 30 kHz com senóide amortecida entre cada

pacote, não permite ao sistema energia suficiente para manter a faiscância e apenas alguns pontos (caminhos para a faiscância) ocorrem, retornando o processo ao início, daí a quantidade elevada de pontos na origem. Como a retirada de elétrons na direção metal-tecido é mais fácil, o tempo disposto e energia são suficientes para manutenção deste processo e o gráfico torna-se evidente.

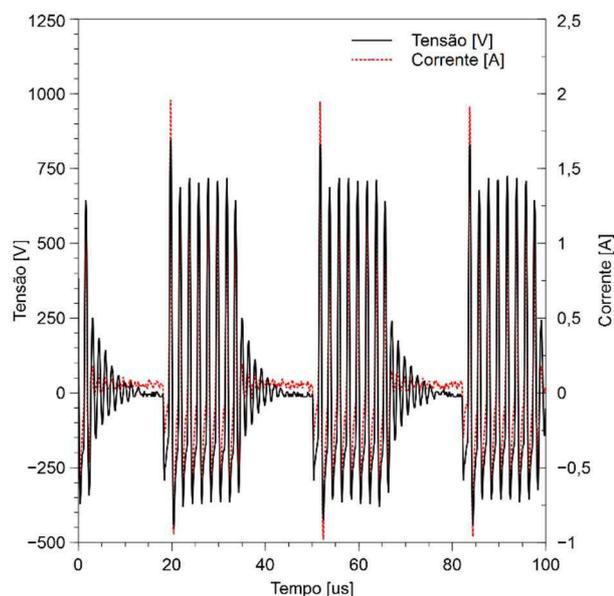


Figura 36 – Sinais amostrados de tensão e corrente em *blend1* com painel em 200 (sem marcação de unidade) e com faiscância. Fonte: autoria própria.

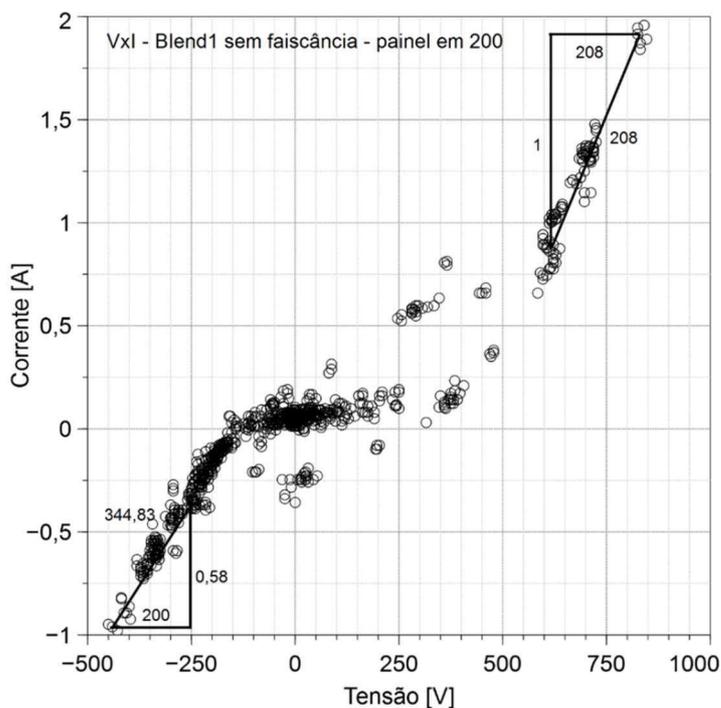


Figura 37 - Curva VxI para sinal de *blend1* com faiscância e com painel em 200 (sem marcação de unidade).Fonte: Autoria própria.

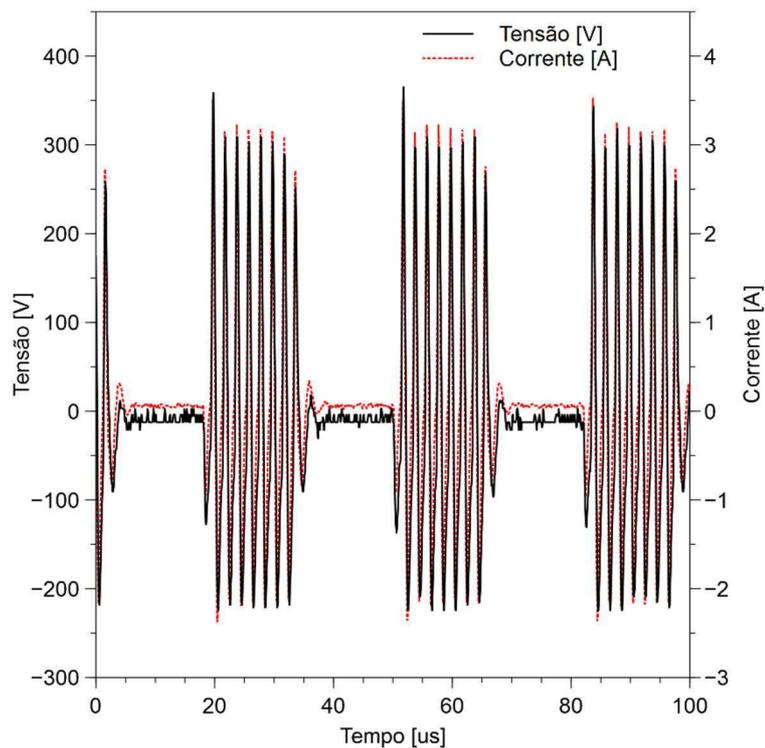


Figura 38 – Sinais de tensão e corrente em *blend1* e painel em 200 (sem marcação de unidade) sem faiscância. Fonte: autoria própria.

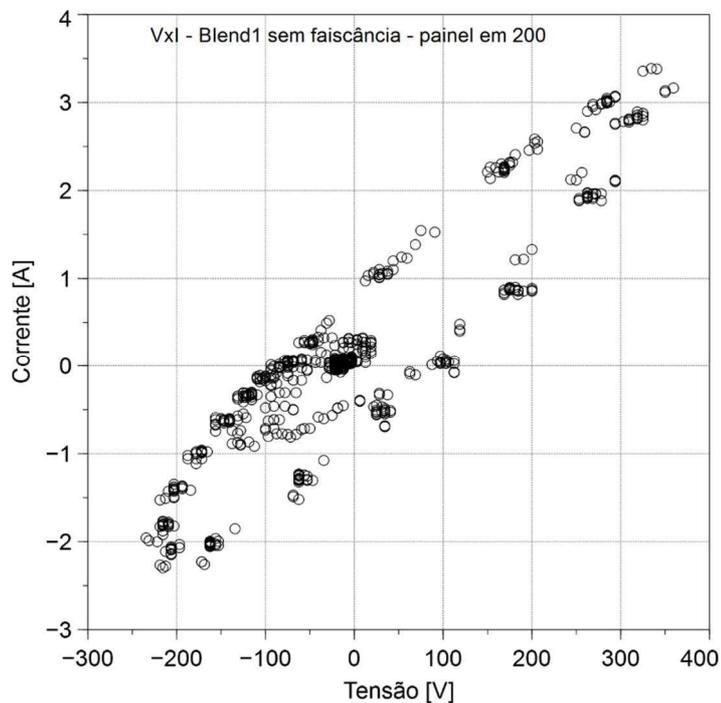


Figura 39 - Curva $V \times I$ para sinal de *blend1* sem faiscância e painel em 200 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

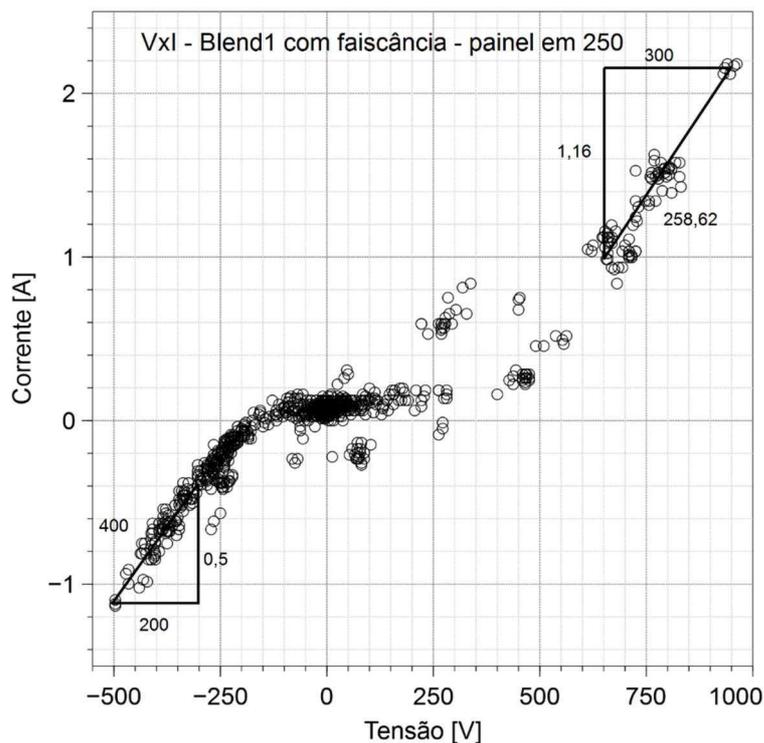


Figura 40 – Curva V_{xI} para sinal de *blend1* com faiscância e painel em 250 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

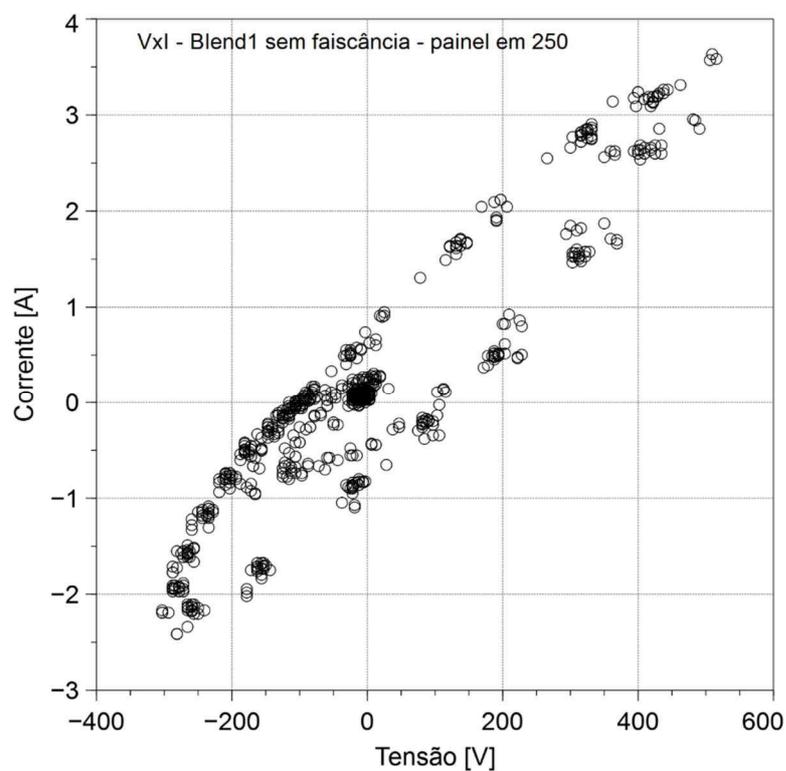


Figura 41 - Curva V_{xI} para sinal de *blend1* sem faiscância e painel em 250 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

Analogamente às análises anteriores, a Figura 42 apresenta as curvas de potência do fabricante para coagulação em 60 W e 120 W com escala de carga

normativa. Da mesma forma que na Figura 28, as escalas foram marcadas a cada 100 Ω considerando erro de 20% para mais ou para menos conforme indicação normativa (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009), para efeito de comparação com valores de potência calculados pelo método apresentado no capítulo 3.

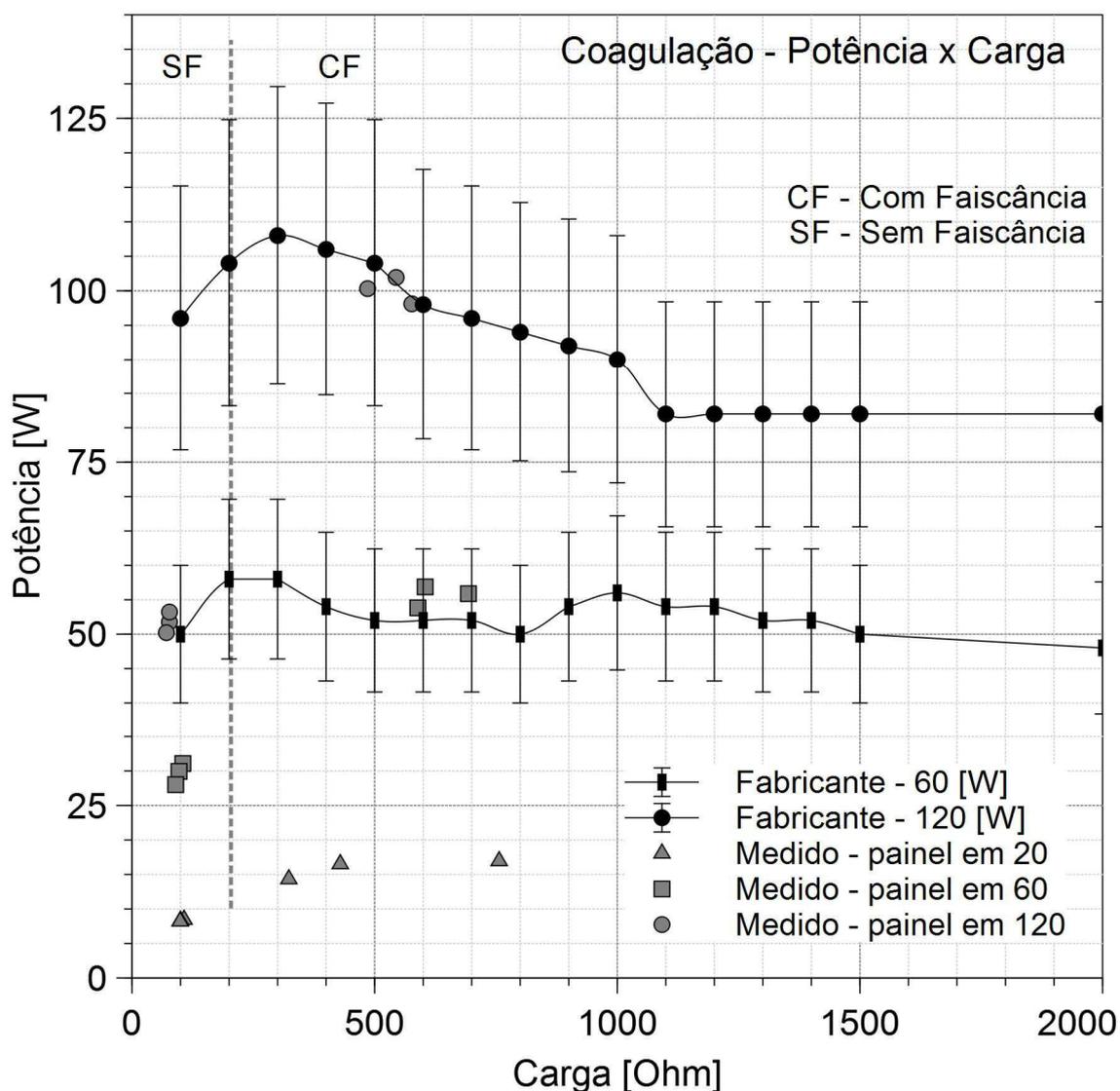


Figura 42 - Equipamento 061776. Curva de potência de coagulação por carga adaptada, fornecida no manual do fabricante. Pontos de potências calculadas inseridas no gráfico com módulo da impedância para comparação com curva do fabricante.

Fonte: Autoria própria.

Os valores de potência com faiscância tanto para a escala de 60 W quanto para a escala de 120 W apresentam-se dentro das escalas informadas pelo

fabricante e corroboram a curva apresentada do fabricante. Entretanto, mais uma vez, os valores de potência calculados sem o processo de faiscância estão aquém do informado pelo fabricante, como se observa no gráfico. Mais uma vez entende-se que os valores entregues não correspondem aos informados pelo fabricante. Outrossim, pode-se entender que a carga não exige tanta potência do equipamento, e na condição estabelecida, valores menores entregues são suficientes para que haja dessecação no tecido.

Os gráficos de tensão *versus* corrente para as indicações no painel de 60 e 120 (a unidade watts não é indicada no painel), com e sem faiscância, apresentam-se a seguir, respectivamente. A Figura 43 e Figura 44 apresentam os sinais de tensão e corrente para coagulação com faiscância e painel em 60 e a Figura 45 e Figura 46 os sinais de tensão e corrente para coagulação sem faiscância com painel também em 60. A Figura 47 e Figura 48 apresentam os sinais com e sem faiscância, respectivamente e painel em 120. Todas as análises anteriores continuam válidas. Percebe-se ainda, nas curvas com faiscância que a predominância desta se mantém na direção metal-tecido, evidenciado pela parte colabada do gráfico, justificando mais uma vez a facilidade de retirada de elétrons do metal e a dificuldade de retirada do tecido. A coagulação trabalha com senóide amortecida de 480 kHz e taxa de repetição de 30 kHz.

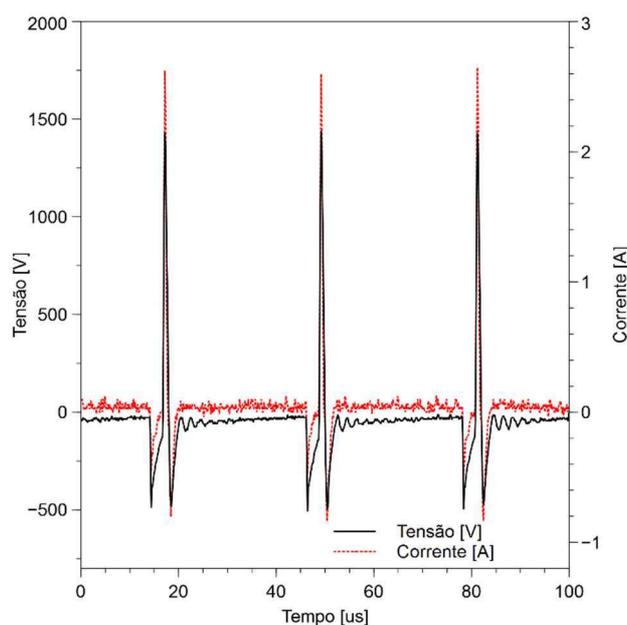


Figura 43 – Sinais de tensão e corrente para processo de coagulação com faiscância e com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: autoria própria.

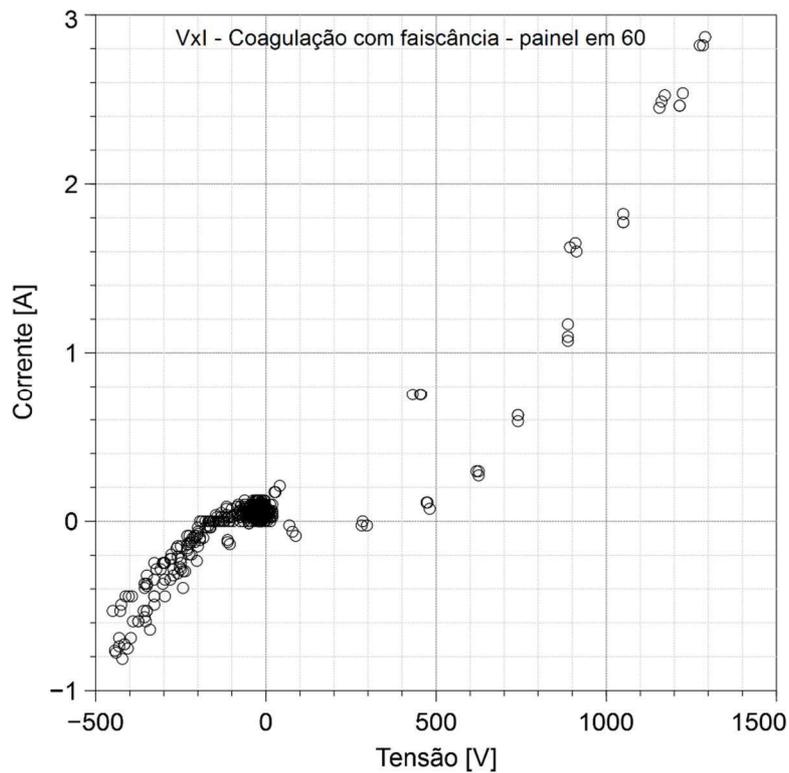


Figura 44 - Curva VxI para sinal de coagulação com faiscância e painel em 60 (sem marcação de unidade. Fonte: Autoria própria.

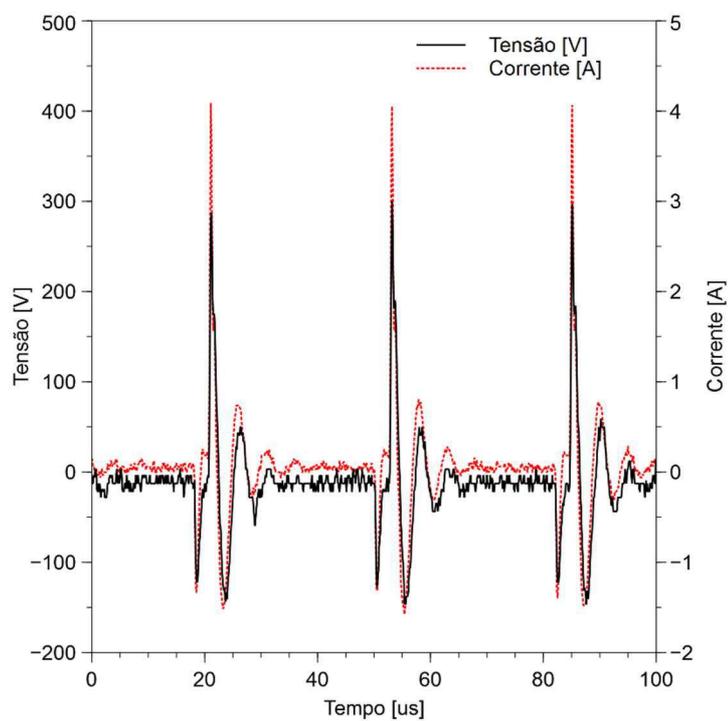


Figura 45 – Sinais de tensão e corrente para processo de coagulação sem faiscância com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: autoria própria.

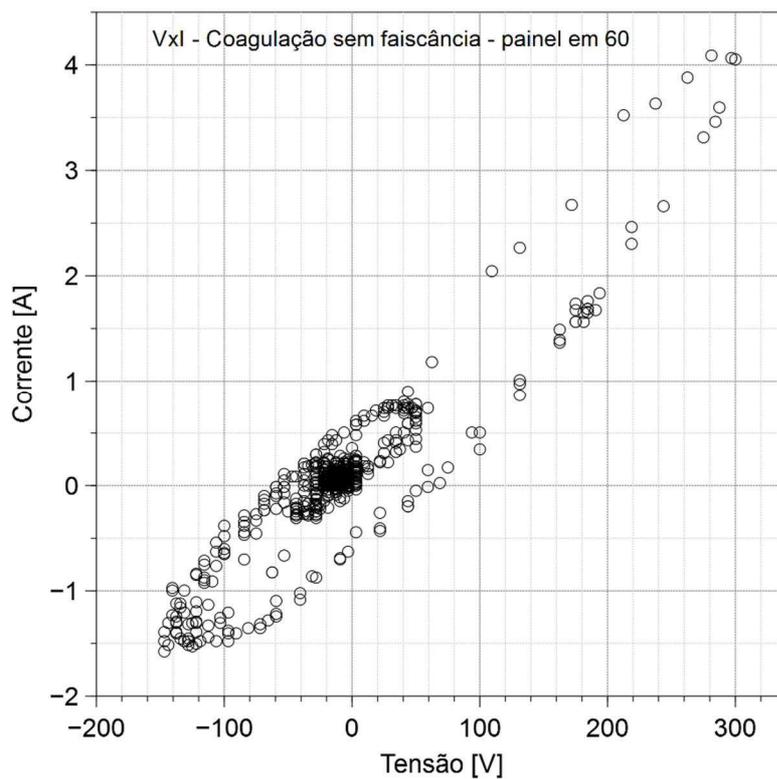


Figura 46 - Curva Vxl para sinal de coagulação sem faiscância com painel em 60 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

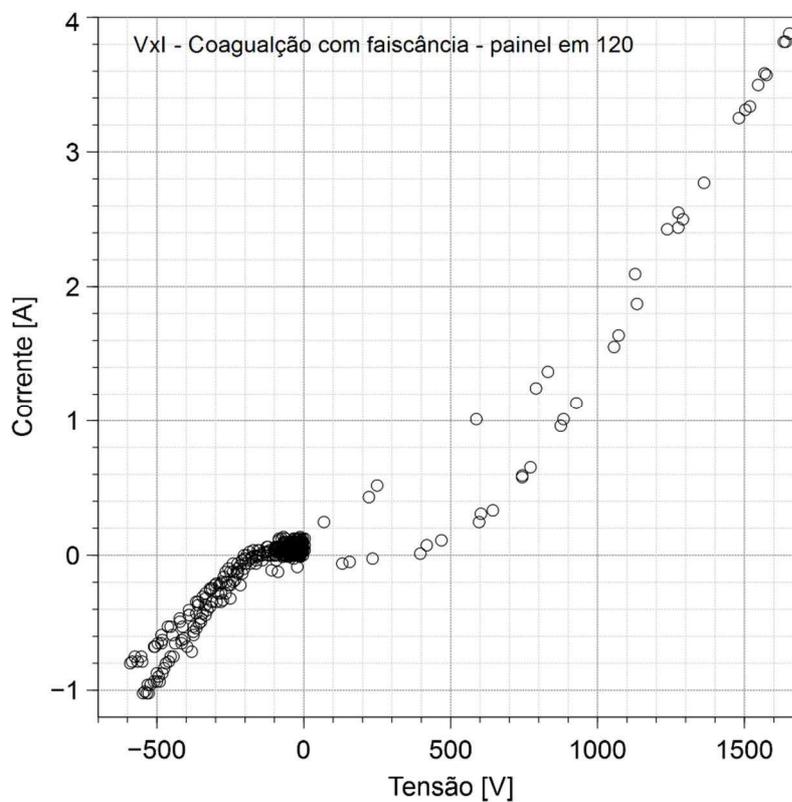


Figura 47 - Curva Vxl para sinal de coagulação com faiscância e com painel em 120 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

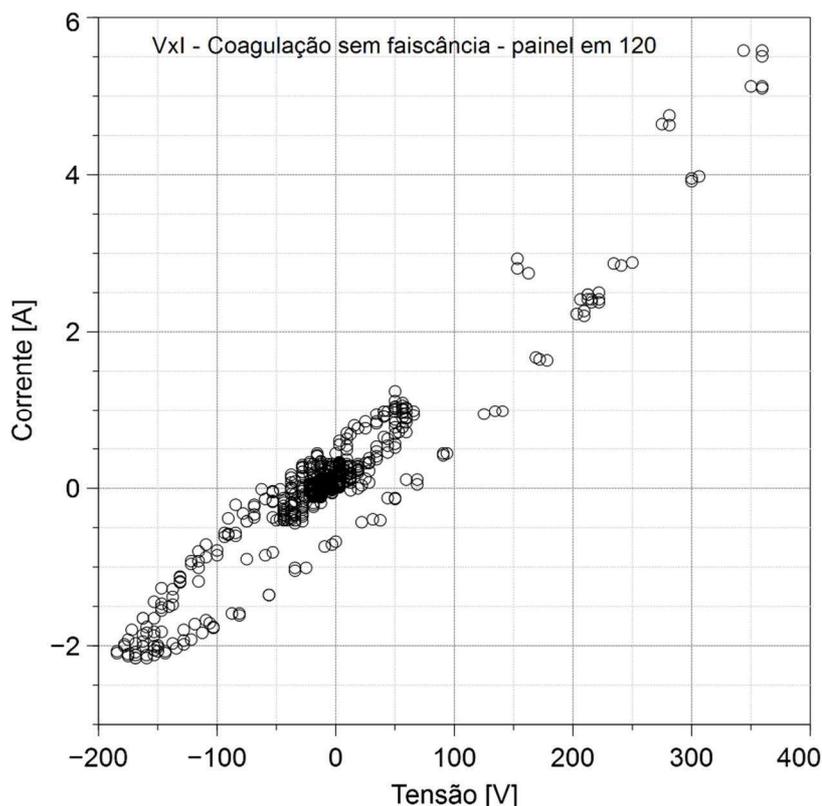


Figura 48 - Curva Vxl para sinal de coagulação sem faiscância com painel em 120 (sem marcação de unidade). Fonte: Autoria própria.

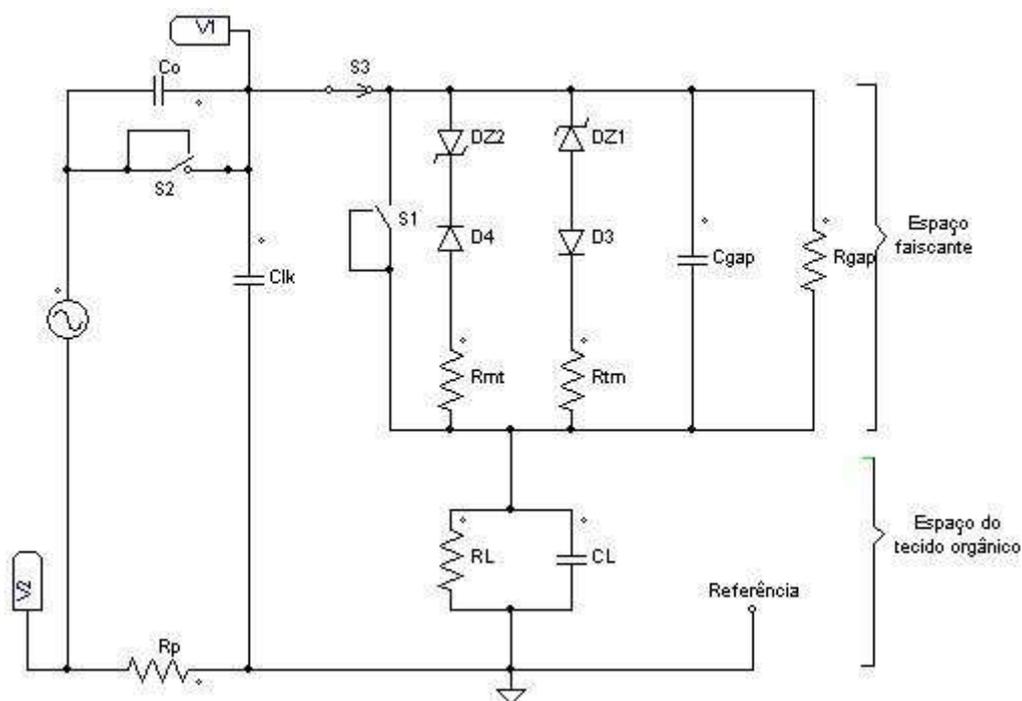
5.2 O ESPAÇO FAISCANTE

Schneider Jr (2004), pelos estudos realizados, propôs um modelo inédito para o espaço faiscante (Apêndice I). Neste modelo, as análises referentes ao processo de corte com faiscância, dessecação e energização a vazio foram previstas. No entanto, o modelo careceu de estudo referenciado às curvas *blend*. O modelo aqui proposto, com base no anterior, permite a simulação destas curvas.

De acordo com as figuras apresentadas em 5.1 - Figura 37 e Figura 40 – para *blend*, percebe-se que a região central mostra uma inclinação acentuada, da mesma forma para as curvas de corte e coagulação (tensão *versus* corrente). Os testes realizados para o modelo do espaço faiscante anteriormente desenvolvido, apresentaram-se diante de formas de onda para equipamento com saída senoidal. No entanto, percebeu-se que o modelo não respondia às inclinações apresentadas aqui resultantes de experimentos com equipamento comercial de saída chaveada. Assim, o modelo foi readequado durante o desenvolvimento deste trabalho com

base nas amostragens realizadas e é apresentado. A readequação sugerida foi a inclusão, no modelo original, de um capacitor (modelo real considerando capacitor e resistência) no espaço faiscante e também a inclusão de uma capacitância paralela na carga. Essas alterações permitiram a inclinação do gráfico simulado para *blend* ajustando assim o modelo aos sinais amostrados. As simulações para corte e *blend* são apresentadas adiante neste capítulo.

Este modelo foi proposto para simular o corte com faiscância, dessecação (desidratação elétrica ou térmica sem faiscância), operação com circuito aberto e uso em modo *blend*. A coagulação é um caso especial de *blend*. O diagrama esquemático do modelo é apresentado na Figura 49.



C_o – capacitância normativa

DZn – Diodos Zener

RL – Resistência do tecido

CL – Capacitância do tecido

V1 – Eletrodo ativo para referência de tensão

V2 – Tensão sobre resistência – *probe* de corrente

Referência – é a referência flutuante

Clk – Capacitância de fuga

Dn – Diodos ideais

Rmt – Resistência metal para tecido

Rtm – Resistência tecido para metal

Cgap – Capacitância do espaço faiscante

Rgap – Resistência do espaço faiscante

Rp – Resistência do *probe* de corrente

Figura 49 – Modelo de espaço faiscante proposto.

Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004). Adaptado.

Em V1, tem-se a medida de tensão do eletrodo ativo. No ponto de referência, a placa metálica é colocada, trabalhando como o eletrodo dispersivo e este ponto é

a referência virtual para medidas de tensão. A faiscância eletrocirúrgica aparece entre o eletrodo ativo e o tecido orgânico. C_k é uma capacitância de fuga entre os eletrodos ativo e dispersivo. R_p é um resistor para medição de corrente. R_{mt} e R_{tm} são as resistências metal-para-tecido e tecido-para-metal, referidas à direção da faiscância. D_3 e D_4 são diodos ideais e DZ_2 e DZ_1 são diodos zener representando as tensões V_{mt} e V_{tm} , respectivamente, onde V_{mt} é a tensão necessária do metal para o tecido para iniciar a faísca e V_{tm} é a mesma tensão porém na outra direção. Como referência, considera-se, $V_{tm} = V_t - V_m$, onde V_t é o potencial elétrico do tecido e é mais positivo que V_m , potencial elétrico do metal. C_L e R_L são a capacitância e a resistência do tecido orgânico e quando a chave S_1 é fechada, é a capacitância e resistência durante dessecação. C_o é a capacitância de saída do equipamento eletrocirúrgico exigida por norma (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009).

A chave S_2 , simula a presença (posição normal) ou ausência do capacitor normativo C_o (assimetria em tensão ou corrente). Quando S_2 e S_3 são abertos, o modelo simula a energização do circuito aberto (neste caso, descargas corona e luminosas (*brusch discharges*) são possíveis, sem faiscância). Com S_3 e S_1 fechadas, o modelo simula dessecação (S_1 curto-circuita o espaço faiscante). Na dessecação um contato ôhmico transfere energia sem faiscância para coagular o tecido. Com a chave S_3 fechada, S_1 e S_2 abertas, o modelo simula o corte. Há duas formas para representar as duas direções possíveis de faiscância. A tensão da fonte é capaz de entregar sinal eletrocirúrgico senoidal ou misto (*blended*).

V_{mt} (tensão do metal em relação ao tecido) e V_{tm} (tensão do tecido em relação ao metal) emulam o efeito da geração das componentes de tensão DC causadas pela assimetria entre as diferenças da faiscância do tecido em direção ao metal e do metal em direção ao tecido. No modelo da Figura 49 elas são representadas pelos diodos zener. Os diodos ideais apenas conduzem a corrente. As resistências R_{mt} e R_{tm} não necessariamente possuem os mesmos valores e seus valores podem ser estimados usando-se as inclinações (colabadas) apresentadas nas figuras em 5.1, a exemplo, Figura 30, Figura 37. R_L representa a resistência de carga do tecido orgânico, que é fundamentalmente resistivo. No caso do chuchu, uma capacitância paralela é muito significativa, mas no caso da carne suína, essa capacitância é negligenciável. A circuitaria entre o eletrodo de metal (V_1) e nó de “referência” representa o espaço eletrocirúrgico entre tecido e eletrodo

ativo. Este circuito emula o espaço onde a faísca ocorre. Devido aos campos elétricos necessários para criar a descarga elétrica em ambas as direções serem diferentes, há dois circuitos paralelos. O modo *blend* usa o circuito de corte, exceto pelo fato de que a fonte entrega energia característica para esse tipo de sinal (veja Figura 8). Ele é simulado usando-se a forma de onda de corte com *duty cycle* de 50 % (*blend1*), 40 % (*blend2*) e 20 % ou 25 % (*blend3*). Outros *blends* podem ser escolhidos ou simulados, embora estes sejam os comumente usados por convenção (VILOS; RAJAKUMAR, 2013).

A Figura 50 apresenta o gráfico para corte e o sinal simulado pelo espaço faiscante. A Figura 51 apresenta a resposta do modelo para um *blend 1*.

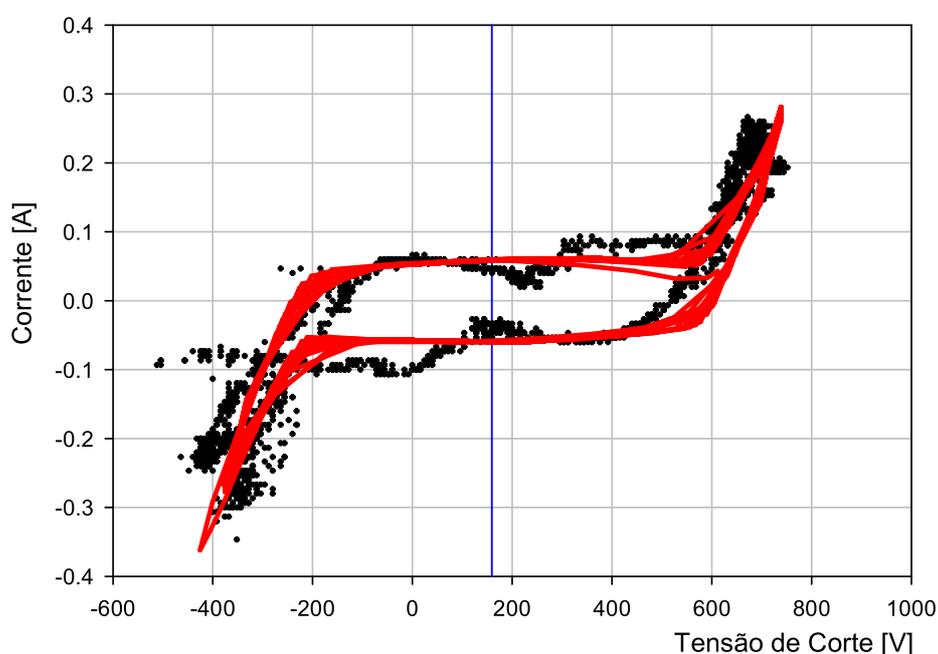


Figura 50 – Comparação entre gráfico de corte com faiscância (pontos amostrados) e resposta do modelo (linha). Fonte: autoria própria.

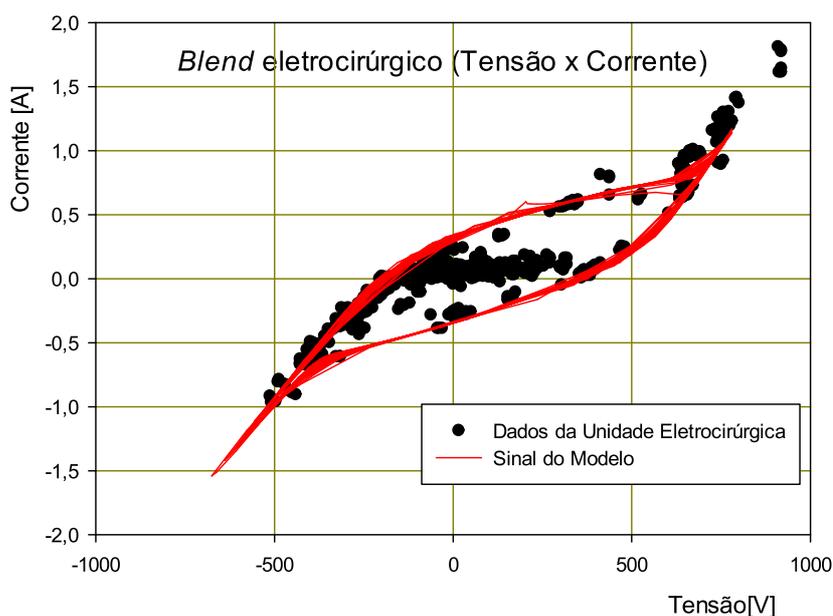


Figura 51 – Resposta do modelo (linha) para um *blend* com ciclo de trabalho de 50% aplicado sobre tecido orgânico (chuchu). Fonte: autoria própria.

5.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

As amostragens e cálculos de potência realizados com equipamento cirúrgico comercial, comprovam a usabilidade da metodologia proposta. Nos três gráficos comparativos com as curvas de potência do fabricante, no corte, *blend1* e coagulação, as potências calculados com a utilização em processo que produziu faiscância, resultou em valores que aderem às curvas informadas pela indústria. No entanto, processos sem faiscância não permitiram tal aderência e aparentemente o equipamento não entregou a potência declarada pelo fabricante. Uma outra análise provável, é que os testes sem faiscância foram realizados conforme procedimento experimental, introduzindo-se o eletrodo ativo na carga (chuchu). Todavia, após o início da descarga de energia, suspeita-se que o tecido possa ter sofrido faiscância interna sem que houvesse percepção visual, uma vez que o tecido (carga) era mole e poderia não sustentar um perfeito contato ôhmico. Isso é o que pode ter ocorrido principalmente para os casos de corte e *blend*, onde os ciclos de trabalho não eram pequenos como na coagulação e poderiam sustentar uma faiscância interna. O que se aprecia com este resultado, é o fato do processo sem faiscância não exigir nível

de entrega de potência tão alto quando com faiscância, evidenciado na coagulação, uma vez que não há necessidade de faísca para estabelecimento de caminho para a corrente, devido ao contato ôhmico. Há então, uma resistência menor (a exemplo, cerca de 200Ω na Figura 32) que facilita a passagem de corrente. Todas as curvas com faiscância apresentadas, mostram que na área superior colabada direita, o valor calculado da possível resistência é sempre menor (caminho tecido-eletrodo metálico) em relação a calculada na área colabada inferior esquerda (caminho eletrodo metálico – tecido), o que representa que a relação tensão/corrente resulta sempre em valores maiores para o caminho eletrodo metálico-tecido. É importante lembrar que não é exigida tanta tensão para o rompimento do espaço faiscante neste sentido (pelas curvas apresentadas, varia entre 180 V e 250 V) enquanto que para o sentido tecido – eletrodo ativo, a tensão de ruptura é da ordem de 600 V. Outra comprovação importante que se obteve enquanto da medição com equipamento comercial, é o do valor DC de tensão conforme citado por Schneider Jr, (2004) e Schneider e Abatti (2008), que pode resultar na eletroestimulação cirúrgica e queimaduras DC. Notou-se ainda nas figuras de coagulação uma grande concentração de amostras na origem do gráfico e na parte inferior esquerda. Isso talvez ocorra pelo amortecimento dos sinais de tensão e corrente, onde os mesmos são mantidos próximos a zero por longo tempo, mas ainda está sob investigação.

Apresentou-se um modelo do espaço faiscante que permitirá estudos mais aprofundados sobre as questões relacionadas a assimetria DC.

6 RESULTADOS

A Figura 15 apresenta o resultado para os sinais $v(t)$ e $i(t)$ bem conhecidos e comportados, após aplicar-se a metodologia aqui proposta com base na mudança de domínio – tempo , frequência – pela aplicação da DFT baseada na Equação (13). O resultado é o mesmo obtido através de manipulação matemática da equação analítica.

O processo simulado com janelamento em 4.1.2 apresentou-se completamente inadequado à proposição do processo, vez que sua execução elimina componentes importantes para o cálculo da potência. O janelamento foi então, descontinuado.

Adicionalmente, o processo de *zero-padding* aplicado em 4.1.3, cujo resultado vê-se graficamente na Figura 20, resultou nos exatos 27,00 W do item 4.1.1, tendo exigido somente 18 ms de tempo computacional no Matlab® – rápido suficiente para fornecer realimentação a um sistema de controle de unidades eletrocirúrgicas, por exemplo.

A Figura 20 (item 4.1.4) apresenta a mesma situação, mas com a inclusão de ruídos distintos para a tensão e corrente. O erro relativo médio resultou em 6,49 %, resultando numa potência ativa de 28,75 W, com todos os dados apresentados na Tabela 3, apresentando-se dentro dos padrões normativos exigidos (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009). Nota-se nessa tabela que não há diferença significativa de valores até a segunda casa decimal, com o incremento de zeros, havendo portanto um limite prático para tal (LYONS, 2010). Desta forma, sensível redução no tempo computacional (77,17 %) aconteceu – de 18 ms para 4,11 ms -, quando aplicou-se *zero-padding* tal que a soma de amostras do vetor adicionada a complementação resultasse 2^n amostras (LYONS, 2010; SMITH, 1999) para uso no algoritmo da FFT pela DFT.

Uma amostra retirada de 4.1.4 foi usada para simular coagulação com *duty cycle* de 25 %. O resultado foi uma potência ativa de 7,03 W contra 6,75 W por processo analítico, representando um erro relativo de 4,15 % e aderente a exigência normativa, validando o processo para esta situação.

O pior caso, foi simulado em 4.1.6, onde amplificou-se o sinal de ruído, aplicando-se este mesmo sinal para tensão e corrente , calculando-se, além da

potência ativa, as relações sinal-ruído, para diferentes tempos de amostragem e amplitudes de ruído. Embora um limiar não tenha sido definido para o sinal ruidoso, a potência ativa se manteve dentro das expectativas com erro relativo menor que 7 %. Os resultados podem ser vistos na Tabela 6.

A

Tabela 7 apresenta resultados experimentais produzidos por um experimento de ablação, previamente explicado, realizado por Grande (2014). Um dos arquivos amostrados foi utilizado para calcular a potência ativa analiticamente pela Equação (13) e pelo processo computacional de DFT proposto. O erro relativo foi de 3,15 %, realmente mostrando um melhor resultado que as simulações realizadas em 4.1.4 e 4.1.6.

Com base nestes resultados, um conjunto de quase 45 amostras de sinais de tensão e corrente eletrocirúrgicas tiveram suas potências ativas determinadas pela metodologia apresentada. De acordo com Monteiro *et al.* (2016), este é um método muito rápido para se determinar potência ativa (potência real em watts) para casos reais, especialmente em unidades eletrocirúrgicas.

A metodologia para obter um valor de potência ativa com erro relativo menor que 10% pode ser sumarizado como segue:

1. Amostrar sinais $v(wn)$ e $i(wn)$ no domínio do tempo;
2. Usar a DFT para transformar $v(wn)$ e $i(wn)$ do domínio do tempo para $V(k)$ e $I(k)$ no domínio da frequência e ajustar as magnitudes obtidas;
3. Calcular os ângulos (fases) de $V(k)$ e $I(k)$;
4. Calcular a potência ativa como $(1/2).V(k).I(k).\cos(\Delta\theta)$, onde $\Delta\theta$ é a diferença entre os ângulos da tensão e corrente, usando-se um simples processo de multiplicação matemática apresentado pela Equação (13).

Aplicando-se esta metodologia, fez-se medições com equipamento comercial produzido por indústria nacional e de posse de grande hospital na cidade de Curitiba, cujo número de patrimônio do equipamento é 061776. Comparou-se os valores indicados no painel do equipamento (não havia indicação watt) com as curvas no manual e resultados de testes laboratoriais, conforme apresentado no Capítulo 5. Os experimentos foram realizados com as funções corte, *blend1* e coagulação. Notou-se que todos os procedimentos que apresentaram faiscância tiveram seus valores de potência ativa calculados pela metodologia sugerida

aderentes às curvas do fabricante para cada função, em contraponto com as potências ativas calculadas sem faiscância, cujos valores calculados e entregues pelo equipamento apresentavam-se abaixo da curva indicada pela indústria. Outrossim, pôde-se comprovar a presença de nível de tensão DC, quando da presença de faiscância, nível este responsável por eletroestimulação e queimaduras DC (SCHNEIDER JR, 2004; SCHNEIDER; ABATTI, 2008).

7 DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

Do Capítulo 2 conclui-se que embora se tenha avançado em formas distintas para o cálculo de potência em eletrocirurgia, nenhum dos sistemas de controle sofisticados e ajustes pré-estabelecidos considera diretamente os valores DC que são entregues ao paciente na cirurgia e os cálculos são feitos com sistemas entregando puramente corrente alternada. Outro parâmetro não considerado é a fâscância, que introduz uma não linearidade no sistema, onde a componente DC pode surgir (SCHNEIDER; ABATTI, 2008).

Conclui-se no Capítulo 3 que a abordagem pode ser utilizada em laboratórios de certificação de equipamentos, bem como em estágios de potência de unidades eletrocirúrgica para medir em tempo real (ou *quasi-real*) a potência ativa entregue ao paciente durante processo cirúrgico em conformidade com os padrões normativos industriais aplicáveis, como a NBR – IEC.60601-2-2. Esta abordagem pode também dar suporte a estudos sobre quanta potência é exigida para cada tipo de tecido (p. ex., pele, músculo, etc.), minimizando assim lesões e permitindo recuperação mais rápida e, podendo ser, também, a base para um melhor sistema de regulação de potência em instrumentos que entregam energia a pacientes.

O Capítulo 4 apresentou aplicações diretas do processo abordado. O item 4.1.1 demonstrou, para um sinal ideal, resultados iguais calculados analiticamente e computacionalmente, ambos fornecendo 27,00 W como potência ativa.

O processo de cálculo com janelamento, o qual minimiza fugas espectrais, item 4.1.2, mostrou-se inadequado a este tipo de cálculo de potência (HARRIS, 1978; JAIN; COLLINS; DAVIS, 1979), onde todas as componentes são igualmente importantes para o resultado final, não podendo ser suavizadas por este processo.

O item 4.1.3, onde aplicou-se a técnica de *zero-padding* (complementação por zeros), não aumentou a largura de banda dos sinais, mas permitiu melhora na resolução para o processo da DFT, conforme visto. Resultou exatos 27,00 W com a aplicação de 99.000 zeros para testar o processo num tempo de 18 ms, suficiente para realimentação num processo de controle.

Buscando ainda mais comprovação no processo de *zero-padding* simulações em 4.1.4 foram feitas com diversos comprimentos deste vetor e inclusão de ruídos randômicos. O valor médio resultante total para as simulações foi de 28,75 W para

um valor esperado de 27,00 W (sem ruído), fornecendo um erro relativo médio de 6,49 %, completamente adequado à norma técnica. Ainda demonstrou-se que uma adequação à quantidade de zeros para múltiplos de 2^n , em virtude do uso da FFT para mudança de domínio – tempo para frequência -, reduziu o tempo de processamento total de 18 ms para 4,11 ms (77,17 % menor), conforme Tabela 4.

Em 4.1.5 o processo apresentou-se adequado também para um sinal simulado de *blend* com *duty cycle* (ciclo de trabalho) de 25 %, que resultou em 7,03 W contra 6,75 W calculado analiticamente, representando erro relativo de 4,15 %.

A pior situação, onde há amplificação do ruído, apresenta-se em 4.1.6. Com diferentes tempos de amostragem e níveis de ruídos aplicados, o pior caso apresentou erro relativo de 6,83 % com potência ativa de 28,84 W (27,00 W para o caso ideal), SNR para tensão de 22,63 dB e SNR para corrente de 22,83 dB, simulado num tempo de 20 s.

Os resultados experimentais em 4.2 foram comprovados utilizando-se do cálculo analítico de um dos sinais amostrados resultando numa potência de 10,49 W contra 10,82 W pelo processo computacional proposto, perfazendo erro relativo de 3,15 %, contra os piores casos simulados que resultaram em 6,49 % (4.1.4) e 6,83 % (4.1.5). Além disso, para caracterizar a influência do processo de faiscância, utilizando-se como carga o chuchu (*Sechium edule*, SW), duas medidas foram tomadas, uma com faiscância e outra sem, conforme Figura 25. Notadamente, vê-se a diferença de valores dos pares tensão e corrente para cada tomada, e isto resulta em valores de entrega de potência completamente distintos, 69,01 W com faiscância e 19,94 W sem faiscância. Isso leva a questão sobre o procedimento de teste normativo para certificação e calibração de equipamentos eletrocirúrgicos, uma vez que a norma (ASSOCIAÇÃO..., 2013; INTERNATIONAL..., 2009), não considera o processo de faiscância e nem o procedimento de teste de conformidade.

Conclui-se que o processo apresentado torna-se adequado ao cálculo de potência para aplicação em unidades eletrocirúrgicas, e também, por ser um processo absolutamente geral pode ser aplicado em outras situações.

O Capítulo 5 apresentou amostragens e cálculos de potência realizados com equipamento cirúrgico comercial, comprovando a usabilidade da metodologia proposta. Nos três gráficos comparativos com as curvas de potência do fabricante, no corte, *blend1* e coagulação, as potências calculados com a utilização em

processo que produziu faiscância, resultou em valores que aderem às curvas informadas pela indústria. No entanto, processos sem faiscância não permitiram tal aderência e ao que tudo indica o equipamento não entregou a potência informada pelo fabricante. Todas as curvas com faiscância apresentadas, mostram que na área superior colabada direita, o valor calculado da possível resistência é sempre menor (caminho tecido-eletrodo metálico) em relação a calculada na área colabada inferior esquerda (caminho eletrodo metálico – tecido), o que representa que a relação tensão/corrente resulta sempre em valores maiores para o caminho eletrodo metálico-tecido. É importante lembrar que não é exigida tanta tensão para o rompimento do espaço faiscante neste sentido (pelas curvas apresentadas, varia entre 180 V e 250 V) enquanto que para o sentido tecido – eletrodo ativo, a tensão de ruptura é da ordem de 600 V. Outra comprovação importante que se obteve enquanto da medição com equipamento comercial, é o do valor DC de tensão conforme citado por Schneider Jr, (2004) e Schneider e Abatti (2008), que pode resultar na eletroestimulação cirúrgica e queimaduras DC. Notou-se nas figuras de coagulação uma grande concentração de amostras na origem do gráfico e na parte inferior esquerda. Apresentou-se ainda um modelo do espaço faiscante que permitirá estudos mais aprofundados sobre as questões relacionadas a assimetria DC.

O método apresentado, nesta tese, consiste no uso da DFT como uma ferramenta para obter módulos e argumentos das componentes de frequência de $v(\omega n)$ e $i(\omega n)$ amostradas no tempo sobre a carga (paciente) e subsequentemente aplicando a Equação (13) para determinação da potência ativa.

Simulações foram realizadas para avaliar esta técnica junto com experimentos utilizando-se saída eletrocirúrgica senoidal no Capítulo 4, comentados acima.

Um método comparativo de *zero-padding* foi implementado por Monteiro *et al.* (2016). Três grupos de vetores foram utilizados, perfazendo trinta simulações para cada grupo. Chamou-os de grupo A, B e C. O grupo A representava os vetores de tamanhos originais, o grupo B uma complementação por zeros (vetor + zeros) até 2^n amostras e o grupo C uma complementação de 99.000 zeros. Os valores resultantes das simulações para cada grupo apresentaram os mesmos resultados até a quarta casa decimal. Entretanto, a simulação do grupo A acontecia em 1,7 ms enquanto que para B em 2,60 ms e C em 16,80 ms. Neste caso, onde os vetores apresentaram-se com comprimentos de 1000 a 10000 amostras o processo de *zero-*

padding não mostrou-se relevante, vez que as diferenças apareciam somente após a quarta casa decimal. Por essa razão, entende-se que na metodologia aqui proposta, o *zero-padding* poderia ser removido sem erros significativos, a fim de reduzir-se o tempo computacional, o que para a metodologia proposta é mais importante que a precisão, até mesmo porque a precisão nesta metodologia já é melhor do que o padrão industrial (ASSOCIAÇÃO..., 2013).

No caso da patente ERBE (FRITZ; SCHALL, 2014) e *Freescale Application Note* (SLOSARCIK, 2015) cálculo sofisticado e muito complexo é usado para obter os valores RMS de tensão e corrente; o fator de potência é então calculado resultando num componente real de corrente e só então a potência ativa pode ser calculada. A metodologia aqui apresentada exige menor esforço computacional e tempo que esta, além de fornecer respostas com exatidão e precisão (erro relativo menor que 10%).

Em Montaño *et al.* (1993), cuja equação foi apresentada na Tabela 1, item 5, desconsidera sinais DC presentes em toda eletrocirurgia. Assim, na presença de valores DC ou com a utilização de *zero-padding*, para permitir que a FFT trabalhe mais rapidamente, os cálculos resultam com erro.

A abordagem apresentada neste trabalho pode ser usada para certificar e calibrar equipamentos eletrocirúrgicos, bem como em testes laboratoriais gerais. Esta metodologia pode também ser aplicada a unidades eletrocirúrgica comerciais com ou sem saídas chaveadas, fornecendo erro relativo menor que 10%.

Além disso, essas unidades devem estar em conformidade com as exigências técnicas especificadas pelos padrões normativos da indústria (ASSOCIAÇÃO..., 2013; SCHNEIDER JR, 2004; SCHNEIDER; ABATTI, 2005). De acordo com a NBR-IEC 60.601-2-2 (ASSOCIAÇÃO..., 2013), fabricantes de equipamentos comerciais precisam declarar a potência de saída do equipamento no manual de operação, ou, apresentar um erro relativo menor que 20 %, caso o valor de potência seja apresentado no painel do equipamento com a inscrição “W” ou “watt”.

Testes de laboratório dos fabricantes são realizados usando cargas constantes e seus gráficos são apresentados nos manuais de operação do equipamento. Para a finalidade de certificação destes equipamentos, testes são realizados usando contato ôhmico em cargas resistivas (ASSOCIAÇÃO..., 2013). Embora os fenômenos da faiscância não sejam considerados neste caso, eles são

os responsáveis finais pelo espectro ruidoso, componentes DC e eletroestimulação (SCHNEIDER; ABATTI, 2008); a metodologia aqui apresentada leva isso em consideração como discutido na seção de resultados experimentais (4.2).

Esta abordagem pode também dar suporte a estudos sobre quanta potência é exigida para cada tipo de tecido (p. ex., pele, músculo, etc.), minimizando assim lesões e permitindo recuperação mais rápida e, podendo ser, também, a base para um melhor sistema de regulação de potência em instrumentos que entregam energia a pacientes.

O mais importante aspecto do método aqui proposto é que ele fornece uma abordagem mais simples, mais efetiva e mais rápida para implementar e medir potência ativa quando comparado com outros métodos digitais. A única forma para calcular potência através de circuitos analógicos é pelo uso de tecnologias novas e críticas como amplificadores logarítmicos que permitem multiplicação de dois sinais – um passo essencial na determinação analógica de potência. Neste caso, a potência aparente [VA] é obtida pela multiplicação de sinais digitalizados $v(\omega n)$ e $i(\omega n)$ no tempo, com o cálculo da Equação (9) envolvendo a integração de valores de potência aparente dentro de um período que corresponde ao cálculo da área sob a curva, e esse processo exige um esforço computacional significativo. Já, a aplicação da DFT, pelo processo proposto, pode também facilmente fornecer a potência reativa e o fator de potência, se necessário.

A metodologia apresentada aqui não inclui regulação, controle e aquisição com circuito fechado da potência entregue. Entretanto, pode ser utilizada como um passo em processos de regulação e controle de entrega de potência.

Além disso, essa metodologia pode ser usada para determinar a mínima potência exigida que é necessária ser entregue a cada tipo de tecido a fim de minimizar a intervenção cirúrgica. Pode ser também adotada como parte do procedimento de certificação das unidades eletrocirúrgica ajudando fabricantes a melhorarem seus equipamentos. Neste caso particular, um sistema automatizado pode ser implementado para amostrar sinais em tempo real e fornecer realimentação ao equipamento a fim de corrigir a potência entregue com o objetivo de minimizar os danos ao tecido.

A maior vantagem desta metodologia é determinar a potência ativa de sinais ruidosos e fora de fase, especialmente aqueles encontrados em equipamentos eletrocirúrgicos comerciais com saídas chaveadas, sem o uso de DFT complexa ou

convolução matemática, sem conhecer as componentes de frequência geradas pelo equipamento e provavelmente usando menos passos computacionais (número de ciclos de máquina necessários para executar o algoritmo) que outras técnicas existentes.

E mais, essa metodologia permite a determinação da potência ativa durante processos de certificação dos equipamentos observando o processo de faiscância. Acredita-se que o processo de certificação eletrocirúrgica deva necessariamente considerar tais processos a fim de detectar problemas de assimetria, queimaduras DC e riscos potenciais de estimulação elétrica (SCHNEIDER; ABATTI, 2008).

Embora no setup utilizado a resistência shunt tenha sido puramente resistiva, o processo permite o uso de uma impedância complexa, facilitando a aquisição no mercado de uma impedância shunt sem custos elevados. Esse fator é importante porque ao executar-se a FFT, com um sinal de entrada real ou complexo, o vetor resultante no domínio da frequência deve ser tratado diferentemente. Um vetor real no domínio do tempo ao passar pela FFT é considerado espelhado no domínio da frequência, todavia, um vetor complexo não o é (SMITH, 1999). Nossa proposta considera essa possibilidade e o script do programa prevê esse cálculo (Apêndice G).

Finalmente, a metodologia aqui descrita é suficientemente geral e oferece outras possibilidades de aplicação, não estando restrita ao uso em unidades eletrocirúrgicas.

Como complemento do trabalho, aprimorou-se um modelo do espaço faiscante, inicialmente apresentado por SCHNEIDER JR (2004), para que o mesmo pudesse emular processos *blend*. Este modelo permitirá análises e estudos mais profundos sobre o comportamento do fenômeno da faiscância sobre o tecido na intervenção cirúrgica, a qual causa assimetria DC, conforme se vê nas figuras em 5.1. O modelo, pode não ser definitivo, mas se adequa às situações reais para corte, coagulação e *blend*.

8 TRABALHOS FUTUROS

Durante o desenvolvimento deste trabalho, questões surgiram e não puderam ser respondidas, pois necessitavam de pesquisa mais profunda e não eram parte integrante desta pesquisa. Algumas destas dúvidas e questionamentos são apresentados abaixo como objeto de futuras investigações.

- O sistema de medição e cálculo de potência pode ser incorporado em sistemas de regulação. Estima-se que um tempo de 25 ms seja suficiente para atuação do sistema (o cálculo de potência aqui apresentado usou 4,11 ms de processamento - Tabela 4) , mas esse tempo necessita de investigação prática;
- Estudo com vários equipamentos comerciais e comparação entre os cálculos de potência efetuados por este processo e os valores informados pelos fabricantes necessita de levantamento;
- Estudo mais aprofundado sobre a faiscância, responsável pela assimetria DC, deve ser avaliada com o uso do modelo para o espaço faiscante e comparado a processos experimentais;
- O processo de cálculo de potência apresentado, permite a análise de quanta potência é exigida para que determinado tecido orgânico seja submetido a corte, coagulação ou *blend*. Não há números sobre isso. Este fato carece de investigação.
- Um sistema automatizado que inclua o processo aqui proposto para determinação de potência, incluindo sistema de aquisição e realimentação (ao sistema para controle de potência ativa entregue) necessita ser implementado;
- O cálculo da resistência a partir dos valores amostrados de tensão e corrente no tempo, carece de maior investigação.

9 REFERÊNCIAS

ABU KHALED, M. *et al.* Electrical impedance in assessing human body composition: the BIA method. **The American journal of clinical nutrition**, v. 47, n. 5, p. 789–92, maio 1988.

ANDRIA, G.; SAVINO, M.; TROTTA, A. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 38, n. 4, p. 856–863, 1989.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR-IEC.60601-2-2 - Equipamento eletromédico Parte 2-2: Prescrições particulares para segurança de equipamento cirúrgico de alta frequência**. Rio de Janeiro, 2013. 80 p.

BELIK, D. V. Physical Factors of Electrosurgical Intervention as a Basis for Development of Automatic Electrosurgical Apparatuses. **Biomedical Engineering**, v. 35, n. 1, p. 21–25, 2001.

BERNARDI, R. **DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO PARA ESTUDO DE ELETROCIRURGIA COM CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2007.

BISINOTTO, F. M. B. *et al.* Queimaduras relacionadas à eletrocirurgia - Relato de dois casos. **Brazilian Journal of Anesthesiology**, 2016.

BOWMAN, H. F. Application of Thermal Properties of Biomaterials. **Annual review of biophysics and bioengineering**, v. 4, n. 1, p. 43–80, 1975.

BRITO, M. DE F. P. **Eletrocirurgia: evidências para o cuidado de enfermagem**. Dissertação. Programa de Pós-Graduação em Enfermagem Fundamental da Escola de Enfermagem Ribeirão Preto: Universidade de São Paulo. Ribeirão Preto, 2007.

BRONZINO, J. D. **Biomedical Engineering Handbook**. CRC Press, 1999.

BRONZINO, J. D. **The Biomedical Engineering Handbook - Medical Instruments and Devices**. 2. ed. CRC Press LLC, 2000.

CARTER, R. G. **Electromagnetism for Electronic Engineers**. 1. ed. Richard G. Carter & Ventus Publishing ApS, 2010.

CHINO, A. *et al.* A comparison of depth of tissue injury caused by different modes of electrosurgical current in a pig colon model. **Gastrointestinal endoscopy**, v. 59, n. 3, p. 374–9, mar. 2004.

CLOSE, C. M. **Circuitos Lineares**. 2. ed. Livros Técnicos e Científicos S.A., 1975.

DE SANTIS, V. *et al.* Assessment of human body impedance for safety requirements against contact currents for frequencies up to 110 MHz. **IEEE transactions on bio-medical engineering**, v. 58, n. 2, p. 390–6, fev. 2011.

DIAS JUNIOR, E. **Caracterização da Deflagração da Descarga Eletrocirúrgica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2009.

EDMINISTER, J. A. **Circuitos Elétricos**. 2. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil Ltda., 1991.

EISA, A. A.; AZIZ, M. M. A.; YOUSSEF, H. R. M. New notions suggested to power theory development based on the RMS values of the instantaneous power components. **2006 Eleventh International Middle East Power Systems Conference**, v. 2, p. 452–460, 2006.

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

FRIEDMAN, J. The technical aspects of electrosurgery. **Oral Surgery, Oral Medicine, Oral Pathology**, v. 36, n. 2, p. 177–187, ago. 1973.

FRIEDRICH, D. A.; ERICKSON, R. W.; GILBERT, J. A new system architecture improves output power regulation in electrosurgical generators. **Conference proceedings: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Conference**, v. 2011, p. 6870–3, 2011.

FRITZ, M.; SCHALL, H. **Electrosurgical Gererator for the Treatment of a Biological Tissue, Method for Regulating an Output Voltage of an Electrosurgical Generator, and Corresponding use of the Electrosurgical Generator.** U.S. Patent n. 8.920.412, 30 dez 2014.

GEDDES, L. A. *et al.* What's new in electrosurgical instrumentation? **Medical instrumentation**, v. 11, n. 6, p. 355–61, 1977.

GERHARD, G. C. Surgical electrotechnology: quo vadis? **IEEE transactions on bio-medical engineering**, v. 31, n. 12, p. 787–92, dez. 1984.

GRANDE, K. C. **Análise da energia utilizada por bisturi elétrico na ablação de tecido orgânico.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica). Programa de Pós-graduação em Engenharia Biomédica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2014.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. **Tratado de Fisiologia Médica.** 11. ed. Madrid: Elsevier, 2011.

HARRIS, F. J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. **Proceedings of the IEEE**, v. 66, n. 1, p. 51–83, 1978.

HIDALGO, R. M. *et al.* A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 51, n. 1, p. 31–36, 2002.

HORTON, J. W.; VANRAVENSWAAY, A. C. Electrical impedance of the human body. **Journal of the Franklin Institute**, v. 220, n. 5, p. 557–572, nov. 1935.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60601-2-2:2009 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, 2009.

JAIN, V. K.; COLLINS, W. L.; DAVIS, D. C. High-Accuracy Analog Measurements via Interpolated FFT. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 28, n. 2, p. 113–122, 1979.

JONES, G. R. **High pressure arcs in industrial devices.** Cambridge University Press, 1988. (Nota técnica).

LACOURSE, J. R.; ROTHWELL, A. D.; SELIKOWITZ, S. M. Development of electrosurgery. I: A historical perspective, Bioengineering Conference. **Proceedings of the 1993 IEEE Nineteenth Annual Northeast**, p. 18-19, 1993.

LEEMING, M.; RAY JR., C.; HOWLAND, W. Low-voltage, direct-current burns. **JAMA**, v. 214, n. 9, p. 1681–1684, 30 nov. 1970.

LEMONS, J. E.; LUCAS, L. C. Properties of biomaterials. **The Journal of arthroplasty**, v. 1, n. 2, p. 143–147, 1986.

LYONS, R. G. **Understanding Digital Signal Processing**. 3rd. ed. Pearson Education, 2010. v. 1

MONTAÑO, J.-C. *et al.* Dsp-based algorithm for electric power measurement. **IEE Proceedings A Science, Measurement and Technology**, v. 140, n. 6, p. 485, 1993.

MONTEIRO, A. L. R. *et al.* A simple approach to calculate active power of electrosurgical units. **Research on Biomedical Engineering**, v. 32, n. 1, p. 14–27, 2016.

RABINER, L. R.; SCHAFER, R. W.; RADER, C. M. The Chirp z-Transform Algorithm and Its Application. **Bell System Technical Journal**, v. 48, n. 5, p. 1249–1292, 6 maio 1969.

SCHNEIDER, 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, 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.

SCHNEIDER, B.; BERNARDI, R.; ABATTI, P. J. A Faísca Eletrocirúrgica como causa da Eletroestimulação e da Queimadura DC. In: MÜLLER-KARGER, C.; WONG, S.; LA CRUZ, A. (Eds.). **IV Latin American Congress on Biomedical Engineering 2007, Bioengineering Solutions for Latin America Health**: Springer Berlin Heidelberg, 2007. p. 881–885.

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 . CEFET-PR Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, 2004.

SILVA, I.; SILVA, M. E. **Análise Espectral de Walsh-Fourier Introdução**Análise Espectral de Walsh-Fourier. **Anais...**Porto: Sociedade Portuguesa de Estatística, 2002.

SIRIN, S. **A DSP Algorithm for Frequency Analysis**. Disponível em: <<http://www.embedded.com/print/4006427>>. Acesso em: 29 out. 2016.

SLOSARCIK, L. **FFT-Based Algorithm for Metering Applications**. SEMICONDUCTOR, Freescale. Eindhoven: AN4225, Rev. 4, 2015.

SMITH, K. C. A.; ALLEY, R. E. **Electrical circuits: an introduction**. 1st. ed. [s.l.] Cambridge University Press, 1992.

SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital signal processing**. 2nd. ed. San Diego, CA 92150-2407: California Technical Publishing, 1999. v. 1

SPANGENBERG, S. M. *et al.* An FFT-Based Approach for Fast Acquisition in Spread Spectrum Communication Systems *. **Wireless Personal Communications**, v. 13, n. 1–2, p. 27–56, 2000.

TULEIMAT, M. S. The electrosurgery: - A story of controversies and discrepancies. **2010 International Conference on Bioinformatics and Biomedical Technology**, p. 356–359, 2010.

ULMER, B. C. Electrosurgery: History and Fundamentals. **Perioperative Nursing Clinics**, v. 2, n. 2, p. 89–101, jun. 2007.

VAN WAY, C. W. Electrosurgery 101. **Current surgery**, v. 57, n. 2, p. 172–7, 2000.
VILOS, G. A.; RAJAKUMAR, C. Electrosurgical generators and monopolar and bipolar electrosurgery. **Journal of minimally invasive gynecology**, v. 20, n. 3, p. 279–87, 2013.

YOUNG, H. D.; FREEDMAN, R. A. **Física 2 - Termodinâmica e Ondas**. 12. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil Ltda., 2008.

10 APÊNDICES

10.1 APÊNDICE A

Estimativa de Tempo de Carbonização para o Tecido Orgânico

A transferência de calor ou fluxo de calor entre uma substância e outra é uma transferência de energia produzida por uma diferença de temperatura. Essa energia é denominada calor (YOUNG; FREEDMAN, 2008).

Da calorimetria tem-se que o calor necessário para que uma determinada massa m de material possa mudar de estado é calculada pela equação (21).

$$Q = m \cdot c \cdot \Delta T \quad (21)$$

Onde: Q é a quantidade de calor dada em joule (J) ou caloria (cal), m é a massa da substância dada em grama (g), c é o calor específico da substância em cal/g.°C e ΔT é a variação de temperatura em °C.

Além disso, é necessário um gasto maior de energia para que a substância mude de fase. O calor necessário para que isso ocorra é chamado de calor latente (YOUNG; FREEDMAN, 2008). A quantidade de calor total nesta etapa pode ser calculada pela equação (22).

$$Q = m \cdot L \quad (22)$$

Onde: L é o calor latente dado em J/kg ou cal/g.

De modo geral pode-se considerar o tecido orgânico, a nível celular, composto basicamente por água (cerca de 70 a 85%) e carbono (10 a 20 %) (GUYTON; HALL, 2011).

Das informações e equações apresentadas e considerando a análise para 1 grama (mm³) de água pode-se analisar o tempo necessário para carbonizar o tecido em relação à energia aplicada ao mesmo.

O calor específico da água é igual a 1 cal/g°C e ainda 1 cal é igual a 4,19 J considerado entre 0 e 100 °C e ainda o calor latente de ebulição da água a 100 °C

sob pressão atmosférica normal corresponde a 2256 kJ/kg (YOUNG; FREEDMAN, 2008).

Desta forma são necessários aproximadamente 270 J para aquecer a água de 36 °C a 100 °C e 2256 J para mudar a fase líquida de 1 mm³ de água para vapor. Ao vaporizar toda a água do tecido, resta ao carbono ser carbonizado.

Sabendo-se que o calor específico do carbono entre 100 °C e 200 °C corresponde a 0,12 cal/g.°C, são necessários 50 J para carbonizar o tecido restante.

Supondo, então, que uma partícula de tecido carbonizado seja o resultado da ablação exagerada de 1 µg de tecido, para aquecer e vaporizar a água deste 1 µg são necessários 2,576 (W.s) e para passar a matéria sólida resultante para fuligem (carbono), uma quantidade desprezível de joules. Então, para cada partícula de fuligem, precisa-se de aproximadamente 2,5 W.s.

Aplicando-se, então, 100 W sobre o tecido orgânico, são necessários 25 ms para provocarmos carbonização em 1 µg deste tecido.

10.2 APÊNDICE B

Íntegra do artigo publicado em Research on Biomedical Engineering Journal.

A simple approach to calculate active power of electrosurgical units

André Luiz Regis Monteiro*, Karin Cristine Grande, Rubens Alexandre de Faria, Bertoldo Schneider Junior

Abstract **Introduction:** Despite of more than a hundred years of electrosurgery, only a few electrosurgical equipment manufacturers have developed methods to regulate the active power delivered to the patient, usually around an arbitrary setpoint. In fact, no manufacturer has a method to measure the active power actually delivered to the load. Measuring the delivered power and computing it fast enough so as to avoid injury to the organic tissue is challenging. If voltage and current signals can be sampled in time and discretized in the frequency domain, a simple and very fast multiplication process can be used to determine the active power. **Methods:** This paper presents an approach for measuring active power at the output power stage of electrosurgical units with mathematical shortcuts based on a simple multiplication procedure of discretized variables – frequency domain vectors – obtained through Discrete Fourier Transform (DFT) applied on time-sampled voltage and current vectors. **Results:** Comparative results between simulations and a practical experiment are presented – all being in accordance with the requirements of the applicable industry standards. **Conclusion:** An analysis is presented comparing the active power analytically obtained through well-known voltage and current signals against a computational methodology based on vector manipulation using DFT only for time-to-frequency domain transformation. The greatest advantage of this method is to determine the active power of noisy and phased out signals with neither complex DFT or ordinary transform methodologies nor sophisticated computing techniques such as convolution. All results presented errors substantially lower than the thresholds defined by the applicable standards.

Keywords: Active power, Power measurement, Electrosurgery, FFT-computing, DFT.

Introduction

The electrosurgical technology has more than a century and some problems persist. It is desirable to measure the active power delivered to the patient tissue in order to make possible a fast feedback and power regulation.

Some ESU manufacturers have developed methods to regulate power (Freescale..., 2015; Fritz and Schall, 2014). In general, such methods regulate power around a setpoint adjusted in the equipment panel. However, such methods do not measure the active power actually delivered to the patient and disregard the amount of energy required to cut the tissue. This approach may deliver unnecessary, additional energy to the tissue causing burns and severe scars. In fact, the exact power delivered to the patient is unknown in this case. Some methods use a sophisticated and very complex computation to obtain the RMS values of voltage and current. The active power can be calculated only after a power factor is calculated yielding a real component of the current (Freescale..., 2015; Fritz and Schall, 2014). In summary, existing commercial equipment do not measure the active power, with the most sophisticated ones showing on the display the

maximum power that can be delivered and regulated around an arbitrary, adjusted setpoint. The problem of power regulation as a function of the tissue impedance has no effective solution yet.

The aim of this paper is to present a methodology that requires less computational effort to measure and calculate the delivered power (active power), which may vary according to the impedance of the tissue.

Analysis of electric circuitry presents a traditional way to calculate power. It is known that the voltage and current waveforms are usually or approximately sinusoidal. Provided that a voltage signal and a current signal may be represented by sums of sines and cosines, the reasoning below can be made.

Instantaneous power is given, in a simple way, by:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (1)$$

and the active power, using the complete notation form as a function of the angular frequency ω and time t (Smith and Alley, 1992) is given by:

$$P_{active} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \cdot i(\omega t) d(\omega t) \quad (2)$$

*e-mail: andre.regis13@gmail.com

Received: 28 April 2015 / Accepted: 08 December 2015

Considering for analysis two voltage and currents signals with DC levels and only two cosinusoidal components, let:

$$v(wt) = V_{DC} + V_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) + V_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \quad (3)$$

$$i(wt) = I_{DC} + I_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{i_1}) + I_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{i_2}) \quad (4)$$

Where, V_{DC} and I_{DC} are the constant values of voltage and current respectively, $V_{1_{max}}$, $V_{2_{max}}$, $I_{1_{max}}$ and $I_{2_{max}}$ are the peak values of voltage and current respectively, θ_{v_1} is the voltage phase to w_1 frequency, θ_{v_2} is the voltage phase to w_2 frequency, θ_{i_1} is the current phase to w_1 frequency, θ_{i_2} is the current phase to w_2 frequency and t is a continuous-time variable. Replacing expression $v(t)$ and $i(t)$ in (2), yields:

$$\begin{aligned} P_{active} = & \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{DC}I_{DC} + V_{DC}I_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{i_1}) \\ & + V_{DC}I_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{i_2}) + I_{DC}V_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) \\ & + V_{1_{max}}I_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) \cos(w_1t + \theta_{i_1}) \\ & + V_{1_{max}}I_{2_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) \cos(w_2t + \theta_{i_2}) \\ & + I_{DC}V_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \\ & + V_{2_{max}}I_{1_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \cos(w_1t + \theta_{i_1}) \\ & + V_{2_{max}}I_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \cos(w_2t + \theta_{i_2})] d(wt) \quad (5) \end{aligned}$$

Using trigonometric relationships and solving one by one, it can be showed that:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{DC}I_{DC}] d(wt) = V_{DC}I_{DC} \quad (6)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{DC}I_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{i_1})] d(w_1t) = 0 \quad (7)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{DC}I_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{i_2})] d(w_2t) = 0 \quad (8)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{DC}V_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1})] d(w_1t) = 0 \quad (9)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{DC}V_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2})] d(w_2t) = 0 \quad (10)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{1_{max}}I_{1_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) \cos(w_1t + \theta_{i_1})] \quad (11)$$

$$d(w_1t) = \frac{V_{1_{max}}I_{1_{max}}}{2} \cos(\theta_{v_1} - \theta_{i_1})$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{2_{max}}I_{2_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \cos(w_2t + \theta_{i_2})] \quad (12)$$

$$d(w_2t) = \frac{V_{2_{max}}I_{2_{max}}}{2} \cos(\theta_{v_2} - \theta_{i_2})$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{1_{max}}I_{2_{max}} \cos(w_1t + \theta_{v_1}) \cos(w_2t + \theta_{i_2})] d(wt) = 0 \quad (13)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{2_{max}}I_{1_{max}} \cos(w_2t + \theta_{v_2}) \cos(w_1t + \theta_{i_1})] d(wt) = 0 \quad (14)$$

or,

$$\begin{aligned} P_{active} = & V_{DC}I_{DC} + \frac{V_{1_{max}}I_{1_{max}}}{2} \cos(\theta_{v_1} - \theta_{i_1}) + \\ & \frac{V_{2_{max}}I_{2_{max}}}{2} \cos(\theta_{v_2} - \theta_{i_2}) \quad (15) \end{aligned}$$

Based on the above, working with active power, terms using sines or cosines collapse to zero. Therefore, active power will solely result from the contributions of the V and I exciting signals.

A summarized, general equation for an input signal with numerous components can be defined as:

$$P_{active} = V_{DC}I_{DC} + \sum_{n=1}^N \frac{V_{n_{max}}I_{n_{max}}}{2} \cos(\theta_{v_n} - \theta_{i_n}) \quad (16)$$

Equation 16 shows that only voltage and current components at same frequency can generate active power. For example, if there are voltage and current components at the same frequency and this frequency is in the electrostimulation range (a not so rare condition in biomedical equipment), there will be undesirable stimulation. That is the heart of this proposition. If voltage and current signals can be sampled in time and discretized in the frequency domain, a simple and very fast multiplication process can determine the active power value. In this case, neither convolution nor calculation of RMS values is required. The integrand of Equation 5 can be represented in the frequency domain as described by Figure 1.

Thus, it is possible to find vectors $I(k)$ and $V(k)$, where k represents the integer frequency sequence index, produced by DFT of each one $i(wn)$ and $v(wn)$ signals, respectively (Andria et al., 1989), where current $i(wn)$ and voltage $v(wn)$ are both discretized signals acquired by time sampling. Multiplying these vectors term by term in the same frequency (considering obviously the phase between v and i) and adding all them together leads to the active power value. The reactive power is of no interest here but it can also be easily found.

In order to improve the results (resolution and computation time) in the time-to-frequency conversion

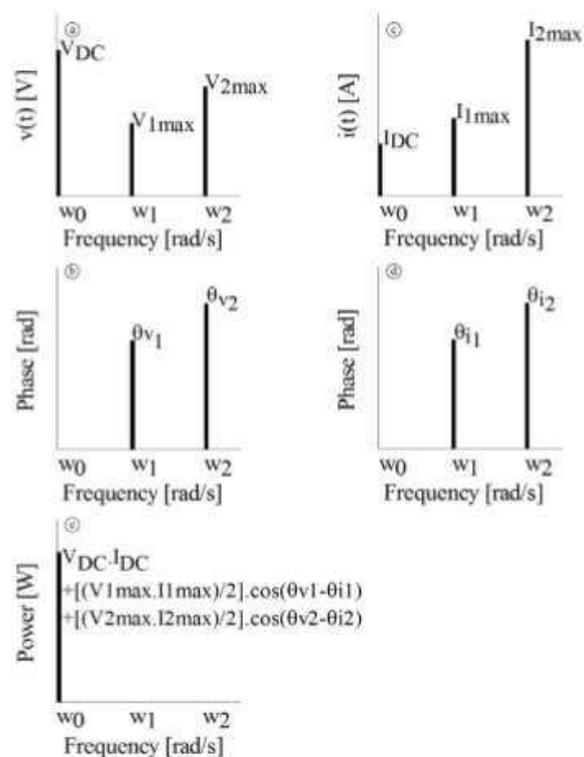


Figure 1. (a) and (b) represent $V(k)$ after DFT using the signal produced by Equation 3; (c) and (d) represent $I(k)$ after DFT using the signal produced by Equation 4; (e) Resulting Active Power in watts based on Equation 15.

process, an important aspect to be observed while applying the DFT is to consider samples of multiples of 2^n , where n is an integer number. Using samples that are not multiples of 2^n leads to spectral leakage (Andria et al., 1989). Obviously, the very optimum scenario is to take 2^n samples where the sample frequency (f_s) is a multiple (for example, $2 \cdot m \cdot f_i$ where m is a natural number) of the most important frequency component (f_i) of the considered signal. This is in fact very difficult to achieve since the other frequency components do not meet this criterion. Furthermore, it is virtually impossible to find this ideal restriction in real life, especially for signals generated in the sparking electrosurgical locus. Considering that ideal sampling is very hard to achieve, a windowing process can be applied in order to minimize spectral leakage (Andria et al., 1989). As an alternative it is also possible to evaluate the fundamental frequency of the input signal and automatically modify the sampling frequency (f_s) by software (Hidalgo et al., 2002) and using specific tools (e.g. Goertzel algorithm). However, this study intends to develop a more general, faster and simpler method to measure active power. Nonetheless, if an accurate amplitude value is required, the windowing process can worsen it by smoothing the signal ends and reducing the associated

discontinuities (Harris, 1978; Jain et al., 1979) – even if it can be adjusted later, but not so precisely. In order to perform an appropriate spectrum analysis, care should be taken in regards to the number of points, windowing, and sampling frequencies, among others (Betta et al., 1998).

The approach in this paper considers general cases and provides various simulations and a practical application. A zero padding process without windowing is adopted, because most of the acquired samples are not multiple from 2^n and leakage actually takes place when the DFT is performed. Zero padding improves DFT spectral estimation (Lyons, 2010) because it allows the basis DFT functions to better match the analyzed signal.

In the first simulation, zero padding was not considered in order to understand how the proposed methodology works. In the second simulation, zero padding was applied to generalize processing of any type of input signal. In the third simulation, zero padding was maintained and a random, noisy signal was added to simulate a real case. In the fourth simulation, the very same noisy signal was considered for both current and voltage thus leading to a worst-case scenario. Despite of the added noise, no particular window was used since in this case

rectangular windows - which are the same as having no window at all - provide the best results (Chen et al., 2009). Finally, the proposed methodology is applied to a practical ablation experience.

For all simulations, body impedance can be considered a quasi-pure resistance as already presented in the literature (Abu Khaled et al., 1988; De Santis et al., 2011; Horton and VanRavenswaay, 1935) and widely adopted according to the International... (1999) - with ranging frequencies from 350 kHz to 5 MHz (Associação..., 2013).

For all the reasons explained so far, this approach could be useful to equipment certification laboratories as well as to electrosurgical output power systems for measuring real time (or quasi-real time) the active power delivered to patients during surgeries in compliance with the applicable industry standards such as NBR-IEC.60601-2-2. This approach can also support studies on how much power each specific tissue (e.g. skin, muscles, others) actually requires, thus minimizing injuries and accelerating recovery, being also the basis for a better active power regulation system in instruments that release energy to patients. All simulations are implemented using Matlab software with built-in FFT functions using algorithms developed by the paper authors.

Methods

The electrosurgical equipment certification process, according to the applicable industry standard (Associação..., 2013), measures the active power - defined as the power that does useful work - using a resistive probe in ohmic contact, i.e., disregarding the sparking process and consequently the spectra and electrical asymmetries of the actual electrosurgical process (Schneider and Abatti, 2008).

The following steps comprise the herein presented methodology:

- Acquire signals $v(n)$ and $i(n)$ in the time domain using the experiment setup presented by Schneider and Abatti (2008);
- Zero pad the signals (see Discussion);
- Use DFT to transform $v(n)$ and $i(n)$ from the time domain to $V(k)$ and $I(k)$ in the frequency domain and adjust the obtained magnitudes;
- Calculate the angles (phases) of $V(k)$ and $I(k)$;
- Calculate active power as $(1/2) \cdot V(k) \cdot I(k) \cdot \cos(\Delta\theta)$, where $\Delta\theta$ is the difference between the voltage and current angles, using the simple mathematical multiplication process presented by Equation 16.

The phase determination is an ordinary result of the DFT process. The phase difference directly uses

both vectors - phases of $V(k)$ and $I(k)$ - where each of them shall be between $-\pi$ and π (Smith, 1999).

Simulation 1

Equation 16 leads to a numerical method to calculate active power. The DFT is required in order to transform the signal domain - from time to frequency - since it contains what is necessary to compute the active power, i.e., the modulus and argument of each voltage and current component in frequency. This approach can be used to improve the design of self-controlled electrosurgical units (ESU). As an example, consider the Equations 17 and 18 below:

$$v(t) = 1 + 10 \cos(2\pi f_1 t) + 4 \cos(2\pi f_2 t) + 2 \cos(2\pi f_3 t) \quad (17)$$

$$i(t) = 2 + 10 \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi}{3}\right) + 4 \cos\left(2\pi f_2 t + \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos(2\pi f_3 t) \quad (18)$$

Assuming for instance, $F_s = 10$ kHz; $V_{DC} = 1$ V; $I_{DC} = 2$ A; leads to a sample total time $t_s = 1$ s; $T_s = t_s/n$; $F_s = 1/T_s$; $f_1 = 760$ Hz; $f_2 = 360$ Hz; $f_3 = 180$ Hz; $f_4 = 90$ Hz; where n is the number of samples, T_s is the sampling period, F_s is the sampling frequency and, f_1, f_2, f_3, f_4 are the signals frequencies. The Nyquist-Shannon sampling theorem provides the basis to choose F_s whose minimum value in this case needs to be at least $2f_1$. Using Equation 16, the active power is 27.00 W as expected. The graph

generated with Equations 17 and 18, using the above data, is presented in Figure 2.

Applying DFT to Equations 17 and 18 in the time domain yields two complex vectors that represent $v(n)$ and $i(n)$ in frequency - $V(k)$ and $I(k)$ respectively. The active power is obtained by 1) multiplying the $V(k)$ and $I(k)$ bins at the same position in the frequency vector by the cosine of the phase difference, and 2) adding all such products together. The resulting value represents the active power at zero frequency. Figure 3 shows the absolute values of $V(k)$ and $I(k)$ in frequency, with the active power ($P[W]$) being presented in zero frequency as 27.00 W.

Both methods can be evaluated to compare the results. DFT using FFT-based computing methodology provides the same results as the mathematical manipulation of the applicable equations. That is explained by the fact that the DFT method allows the determination of the coefficients of Equation 16, which are then easily placed into vectors that speed up the obtainment of the required data. Once known, the vectors can be used to solve the active power determination problem through either ordinary hardware or software calculations.

Simulation 2

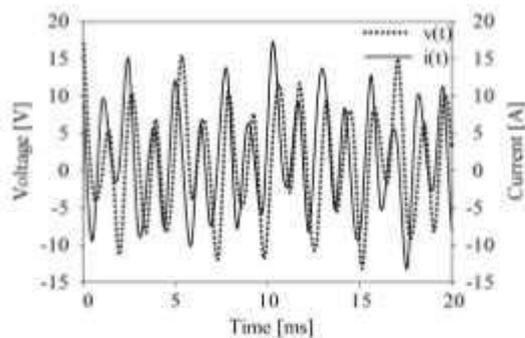


Figure 2. Original waveforms from v and i , Equations 17 and 18.

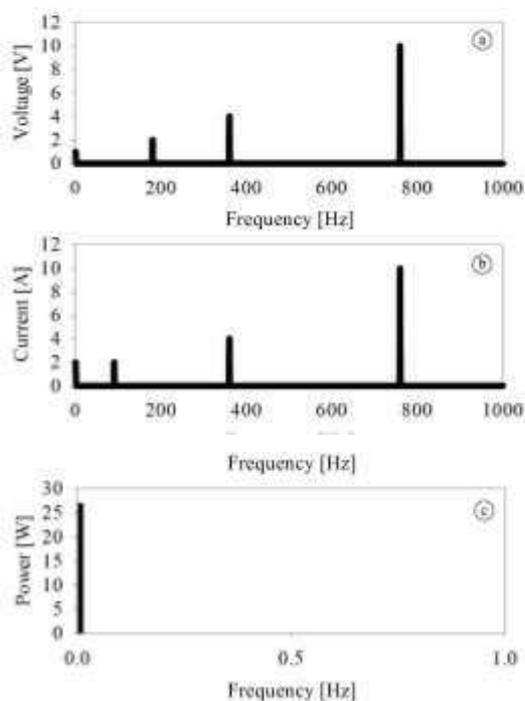


Figure 3. (a) and (b) represent only the magnitudes $V(k)$ and $I(k)$, respectively; (c) The active power in watts is calculated by the sum of the multiplication of the magnitudes of $V(k)$ and $I(k)$ and half of the cosine of the phase difference between $V(k)$ and $I(k)$, for each w , plus the multiplication of the $V(k)$ and $I(k)$ DC components, as in Equation 16. $V(k)$ and $I(k)$ phases used in Equation 16 are not presented here. The frequency axis shows only the range of interest at positive frequencies.

In this simulation the zero-padding process is applied to the same example—Equations 17 and 18—previously presented. This process does not increase the signal bandwidth, but improves DFT resolution (Lyons, 2010; Spangenberg et al., 2000). In this case the DFT basis functions can better match the original signal and the associated integer frequencies can lie in bins thus minimizing spectrum leakage. The amount of zero padding influences computational time as presented by Spangenberg et al. (2000). In this simulation, a zero padding length of 99,000 was

adopted. This amount proved efficient in resolution and computational time (Lyons, 2010) by requiring only 18 ms to be processed using a notebook with an Intel Core i5-4210U CPU at 1.7 GHz, cache L1 data with 2×32 kB, L1 inst. with 2×32 kB, Level 2 with 2×256 kB, Level 3 with 3 MB and a DDR3 memory of 8 GB. The results for Simulation 2 are presented in Figure 4.

Following application of zero padding, the respective active power obtained through this approach must be multiplied by the sum of the original signal length and the zero padding length divided by the original signal length [length (original signal + zero padding) / length (original signal)], as expected for a DFT process.

Simulation 3

In this particular case noise has been introduced to the signals while maintaining the zero padding with the same length as in Simulation 2. The new signals are represented by:

$$v(t) = 1 + 10 \cos(2\pi f_1 t) + 4 \cos(2\pi f_2 t) + 2 \cos(2\pi f_3 t) + n_v(t) \quad (19)$$

$$i(t) = 2 + 10 \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi}{3}\right) + 4 \cos\left(2\pi f_2 t + \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos(2\pi f_3 t) + n_i(t) \quad (20)$$

where, $n_v(t)$, $n_i(t)$ are the noise signal representation to voltage and current, respectively. The remaining parameters are the same as in Equations 17 and 18. Noise is provided by a random function in Matlab that generates arrays of random numbers uniformly distributed into the signals. The corresponding result is presented in Figure 5.

As the applied noise signal is a random one the resulting active power follows its variation showing an average of 28.75 W, and a relative error of 6.48%. In order to calculate this average the simulation program ran 100 times (10 times for each of the 10 different zero-padding used lengths) leading to the results presented by Table 1 that shows the accuracy of measurements with different quantities of zero padding. The resulting active power changes with noise and a relative error is computed.

Such error levels are acceptable since the applicable industry standards (Associação..., 2013; International..., 2009) – where the Brazilian standard is fully based on the international one – requires an accuracy of $\pm 20\%$ if the power is displayed directly on the panel of the electrosurgical unit. According to the same standards, whenever the ESU manufacturer is able to measure power with an error lower than 20%, the

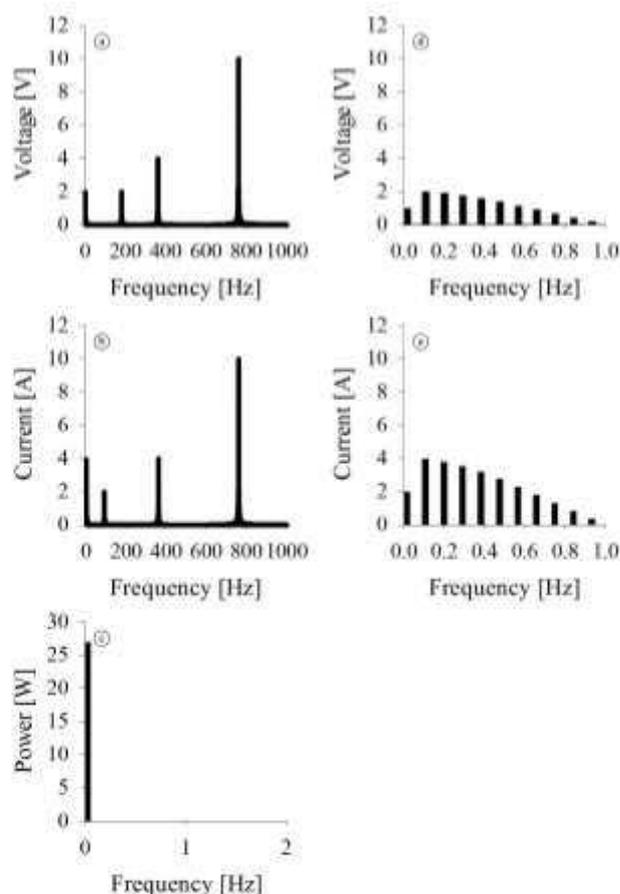


Figure 4. (a) and (b) represent only the magnitudes $V(k)$ and $I(k)$, respectively, after applying zero padding; (c) The active power in watts is calculated by the sum of the multiplication of the magnitudes of $V(k)$ and $I(k)$ and half of the cosine of the phase difference between $V(k)$ and $I(k)$, for each w , plus the multiplication of the $V(k)$ and $I(k)$ DC components, as in Equation 16; (d) and (e) show DC details from (a) and (b), respectively. The frequency axis shows only the range of interest at positive frequencies.

actual power value can be displayed accompanied by the inscription “W” that stands for watts. The signals that provided an active power of 28.79 W in Table 1 were also used to simulate coagulation with a duty cycle of 25%. This resulted in an active power of 7.00 W, what represents a relative error of 3.70% in comparison with the value provided by the analytical calculations – 6.75 W. Figure 6 presents the results of such simulation.

Simulation 4

Further studying this approach, the same random noise signal was introduced to both voltage Equation 19 and current Equation 20. This represents the worst possible situation, as noise will be amplified. A threshold has not been set to reject power contribution due to the noise, but the simulation was performed considering different noise amplitudes and a total time sampling of 1, 10, 20 and 60 seconds. The average

signal-to-noise ratio (SNR), average active power and relative error, are presented in Table 2. For the worst relative error presented (6.80%) the average active power was 28.84 W, SNR (voltage) was 22.62 dB, and SNR (current) was 22.83 dB.

Practical results

Experimental results during an ablation experience are provided. This experiment was performed by cutting chayote (*Sechium edule*, SW) (Grande, 2014; Schneider and Abatti, 2008) and swine flesh (*Sus domesticus*) with energy application through an electrosurgical device built at Federal University of Technology – Paraná (UTFPR) with non-switched output power stage (Bernardi, 2007; Schneider, 2004; Schneider and Abatti, 2005, 2008). The device was able to deliver a quasi-sinusoidal power signal to the tissue. This type of output was selected because it makes possible to separate influences such as

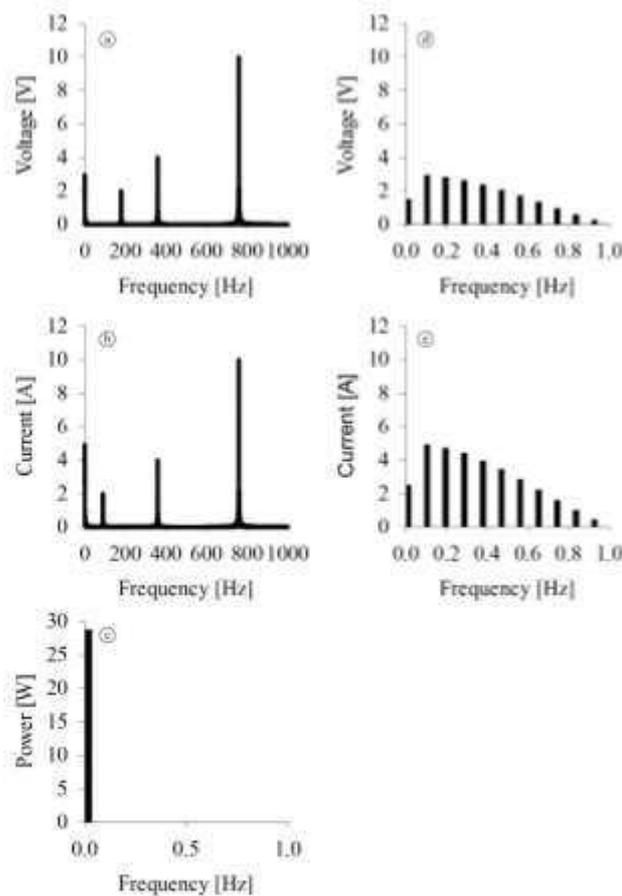


Figure 5. (a) and (b) show $V(k)$ and $I(k)$ represented by their magnitudes, respectively, after zero padding and noise signal application; (c) Active Power [W] is presented with a relative error of 6.48%; (d) and (e) show DC details with noise from (a) and (b), respectively. The frequency axis shows only the range of interest at positive frequencies.

spectral leakage caused by the sparking process. At the same time, it facilitates the calculation of the expected values. In order to acquire the voltage and current signals, energy was applied on a slice of chayote. The adopted frequencies were between 350 and 450 kHz and power between a few watts to a hundred watts (these variables were adjustable in the electrosurgical device). The voltage was sampled on the chayote and the current was sampled through a 7-ohm resistor in series with the chayote. Data was captured by an Agilent Technologies® 4-channel oscilloscope model MSO6034A, 300MHz with 2 GSPS and ADC converter (AD converter with 12-bit resolution), with an Agilent 10073c probe (500MHz) for measuring current and a TPI P250 probe 100:1 (250MHz) for measuring voltage. The experiment setup was the same used by Schneider and Abatti (2008). Table 3 shows a set of experiments that were carried out where chayote (experiments from 22 to 55) and swine flesh

(experiments from 56 to 69) received power through the electrosurgical equipment for ablation. During the ablation procedures, waveforms of the applied voltage and current, ambient temperature as well as tissue mass were recorded (Grande, 2014). This data generated a file including 1,000 samples of time with periods of 10 nanoseconds, voltage and current amplitudes for each of the numbered 22 to 69 experiments. As the experiments included human intervention and considering that the sparking phenomena may present discontinuities, outliers were observed in experiments 22, 25, 38, 50 and 63. All experiments took place in a temperature-controlled laboratory within 27.1 to 27.3 Celsius degrees. Table 4 presents a summary of all experiments.

As a checkpoint, an acquired sinusoidal signal (sample file number 64 in Table 2) – almost without noise or harmonics – was used to calculate active power using Equation 16 as well as the DFT computing

Table 1. Power output with noise changing quantities of zero padding.

Number of zeros	Zero-padding									
	9000	19000	29000	39000	49000	59000	69000	79000	89000	99000
Active Power [W]	28.72	28.74	28.77	28.78	28.75	28.78	28.69	28.79	28.75	28.71
(signal with noise)	28.75	28.72	28.80	28.81	28.63	28.70	28.76	28.70	28.73	28.72
	28.77	28.76	28.79	28.73	28.78	28.73	28.74	28.74	28.75	28.71
	28.71	28.78	28.75	28.74	28.78	28.77	28.74	28.72	28.73	28.74
	28.71	28.74	28.71	28.75	28.77	28.71	28.75	28.72	28.73	28.82
	28.78	28.73	28.74	28.71	28.78	28.75	28.77	28.73	28.74	28.80
	28.80	28.76	28.76	28.76	28.69	28.70	28.76	28.77	28.68	28.72
	28.78	28.77	28.65	28.76	28.74	28.74	28.74	28.74	28.80	28.74
	28.78	28.72	28.74	28.71	28.78	28.73	28.72	28.69	28.74	28.71
	28.74	28.81	28.69	28.78	28.77	28.77	28.68	28.77	28.79	28.79
Average [W]	28.75	28.75	28.74	28.75	28.75	28.74	28.74	28.74	28.75	28.75
Average Result [W]										28.75
Expected Power [W]										27.00
Relative error										6.48%

Table 2. Active Power and Relative Error considering different amplitude noise and time sampling.

Time Sampling (s)	SNR_voltage (dB)	SNR_current (dB)	Active Power (W)	Expected Active Power (W)	Relative Error (%)
1	22.62	22.83	28.82		6.76
10	22.62	22.83	28.83	27.00	6.78
20	22.62	22.83	28.84		6.80
60	22.63	22.83	28.83		6.79
1	28.65	28.86	27.84		3.10
10	28.64	28.85	27.83	27.00	3.09
20	28.64	28.85	27.83		3.08
60	28.64	28.85	27.83		3.09
1	42.63	42.83	27.15		0.57
10	42.63	42.83	27.15	27.00	0.57
20	42.62	42.83	27.15		0.57
60	42.62	42.83	27.15		0.57

methodology presented by this paper. The plot for this file is presented in Figure 7.

The equations that fit the signals of Figure 7 are presented by Equations 21 and 22 (Grande, 2014):

$$v(t) = 300 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + 17\pi / 45) \quad (21)$$

$$i(t) = 0.09 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + 107\pi / 180) \quad (22)$$

Based on Equation 16 the relations above can be manipulated to lead to $P = ((300 \times 0.09)/2) \cdot \cos(107\pi/180 - 17\pi/45)$, thus $P = 10.49$ W. Applying the simulation methodology previously presented with zero padding and the same values led to $P = 10.82$ W. The relative error between both results is just 3.15%, a figure that is completely acceptable considering that the actual signal is a little noisy and also taking into account the previous results of Simulations 3 and 4,

which presented relative errors of 6.48% and 6.80%, respectively.

Figure 8 shows the amount of power calculated by the methodology proposed by this paper based on the sample files, as well as average values for each group under consideration. Table 3 summarizes all sampled files and delivered power calculated by this approach in Figure 8.

In order to characterize the signals with or without sparks two measures were made, both using chayote (*Sechium edule*, SW) as a load for measuring purposes. The experiment setup was the same as previously described. Figure 9 shows the resulting signals in time and frequency domains.

The sparking signals (V_s and I_s in Figure 9) provided an active power of 69.01 W while the non-sparking ones (V_n and I_n in Figure 9) provided 19.94 W. Applying sinusoidal signals allows a better

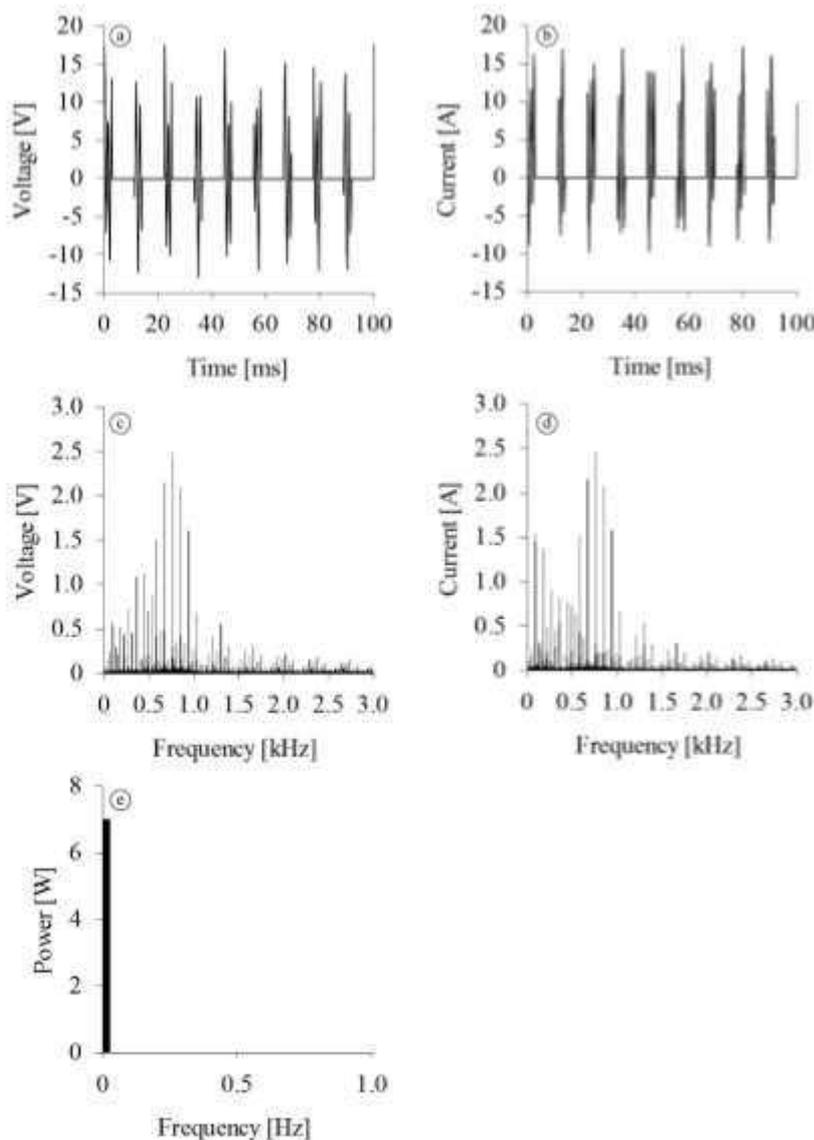


Figure 6. (a) represents a coagulation voltage (duty cycle of 25%); (b) represents a coagulation current (same duty cycle); (c) represents the magnitude of coagulation voltage in frequency domain; (d) represents the magnitude of coagulation current in frequency domain; (e) represents active power of 7.00 W (relative error of 3.70%). The frequency axis shows only the range of interest at positive frequencies.

analysis of the sparking contribution and facilitates understanding of its behavior, what would be very difficult with switching signals.

Results

Figure 3 presents the result for a known $v(t)$ and $i(t)$, both well behaved signals, after applying the herein presented DFT-methodology based on Equation 15. Such result is exactly the same obtained through the mathematical manipulation of the analytical equation.

Additionally, Figure 4 (Simulation 2) presents the same result as Figure 3 (Simulation 1) after

zero-padding application. Such result is exactly the same, having required only 18 ms of computational time – fast enough to provide feedback to the control system of electrosurgical units for instance.

Figure 5 (Simulation 3) presents the same situation with noise. The average relative error result of 6.48%, presented in Table 1, is in accordance with the applicable industry standard (Associação..., 2013).

The worst situation is presented in Simulation 4 where the same noisy signal is applied to both voltage and current considering different sample times for each amplitude. Although a threshold has

Table 3. Sampled files and delivered power calculated in the ablation experience with the herein proposed method. Negative values were disregarded because of sampling errors by human intervention.

Sequence	Sampled File (txt)	Power [W]	Sequence	Sampled File (txt)	Power [W]
1	23	30.46	23	47	32.96
2	24	30.54	24	48	32.48
3	26	30.15	25	49	32.90
4	27	30.17	26	51	63.96
5	28	30.61	27	52	64.22
6	29	29.99	28	53	61.47
7	30	30.40	29	54	63.11
8	31	30.18	30	55	60.46
9	32	30.40	31	56	26.17
10	33	30.04	32	57	25.46
11	34	30.04	33	58	24.67
12	35	29.11	34	59	29.42
13	36	29.59	35	60	10.04
14	37	29.56	36	61	10.54
15	39	28.99	37	62	9.95
16	40	28.99	38	64	10.82
17	41	29.91	39	65	13.50
18	42	33.39	40	66	11.95
19	43	32.22	41	67	4.92
20	44	32.58	42	68	9.64
21	45	32.46	43	69	11.33
22	46	33.27			

Table 4. Summary of all experiments presented in the Practical Results Section.

Experiment Number	Media	Quantity	Duration (s)	Remark
22 to 41	Chayote	14	5	High Power Medium Power (some carbonization observed)
	Chayote	6	15	
42 to 50	Chayote	9	20	
51 to 55	Chayote	5	20	
56 to 59	Swine flesh	4	5	
60 to 69	Swine flesh	10	20	

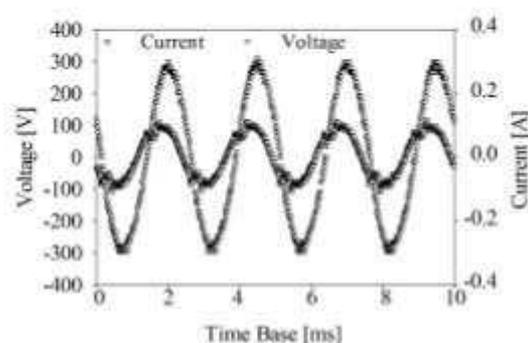


Figure 7. Voltage [V] and Current [A] delivered in swine flesh in a practical experiment with electro-surgical unit built at Federal University of Technology – Paraná (UTFPR) with output power stage not switched.

not been defined to the noisy signal, active power is maintained as expected with relative error lower than 7.00%. Table 2 presents these results.

Table 3 presents experimental results produced during the ablation experiment previously explained. One acquired sampled file was used to calculate power using Equation 16 and DFT computing. The relative error was 3.15% actually showing a better result than Simulations 3 and 4.

Based on these results, a set of almost 50 samples of electro-surgical voltage and current signals had its active power determined by the herein presented method. The results above allow the authors to affirm that this is a very fast method to determine active

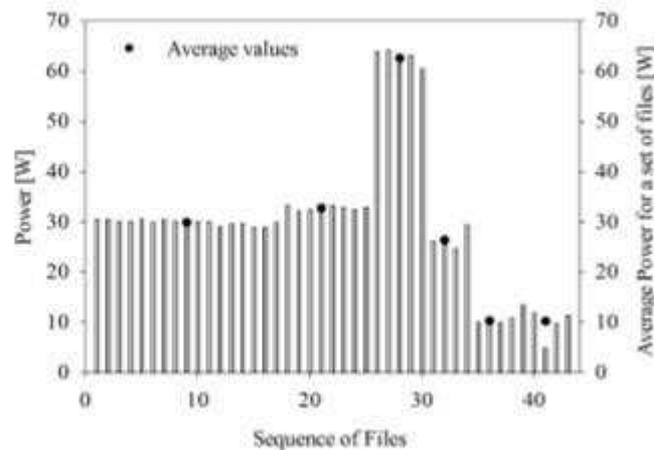


Figure 8. The amount of power calculated by this approach based on the sequence of sampled files in Table 3 and the average values for each group under consideration (23-41, 42-49, 51-55, 56-59, 60-64 and 65-69). See Table 4 for the summary of all experiments.

power (real power in watts) for real cases, especially in electrosurgical units.

The methodology to obtain an active power value with less than 10% relative error can be summarized as follows:

1. Acquire signals $v(\omega n)$ and $i(\omega n)$ in the time domain;
2. Use DFT to transform $v(\omega n)$ and $i(\omega n)$ from the time domain to $V(k)$ and $I(k)$ in the frequency domain and adjust the obtained magnitudes;
3. Calculate the angles (phases) of $V(k)$ and $I(k)$;
4. Calculate active power as $(1/2) \cdot V(k) \cdot I(k) \cdot \cos(\Delta\theta)$, where $\Delta\theta$ is the difference between the voltage and current angles, using the simple mathematical multiplication process presented by Equation 16.

Discussion

The herein presented method consists in using DFT as a tool to obtain the moduli and arguments of the frequency components of $v(\omega n)$ and $i(\omega n)$ sampled over time on the load (patient) and subsequently applying Equation 16 to determine the active power.

Simulations were performed to evaluate this technique together with sinusoidal electrosurgical output experiments. Simulation 1 represents an ideal situation and the simplest possible application case; it brings the basis to understand how the proposed method works.

Simulation 2 introduced a zero-padding step: once sampled signals are not multiples from 2^n , the zero-padding process was used with a large number of zeros (99,000) for all simulations to allow the DFT basis functions to better match the signal. Its intention

was to show an accurate result and have a generalized process, although mathematical approaches suggest using 2^n samples (Lyons, 2010). A zero-padding comparative method is performed and the resulting active power is presented in Figure 10. The equations were the same of Simulation 4. The simulation program ran 30 times for each group (A, B and C). For the first simulation $v(\omega n)$, $i(\omega n)$ and noise were the same for each group. For the second simulation $v(\omega n)$ and $i(\omega n)$ were maintained and the noise was different for each group, and so on. Group A represents the active power results with original signal length. Group B represents the active power results with original signal length and zero-padding added to perform 2^n samples. Group C represents the active power results with original signal length and 99,000 zero-padding length. Group D represents the expected active power. Figure 10 shows that the performance of the FFT depends only on the input signal's length and that the length of 2^n samples does not make the FFT faster, as expected, but very close to Group A. The signal length including for Group A was 10,000 samples. The signal length including noise with zero padding to perform 2^n samples was 32,768 samples for Group B. The signal length including noise with 99,000 zero padded was 109,000 samples for Group C. As an example, the first active power value calculated for each of the vectors showed identical results (28.78 W) similarly for the others. However, the execution times were different. For Group A run time was 1.70 ms, for Group B 2.60 ms and for Group C 16.80 ms for the described 28.78 W.

In this case, where vectors had the length of 1,000 to 10,000 samples, zero padding was not relevant as differences appear after the fourth decimal digit. However, it should be noted that 2^n samples were faster

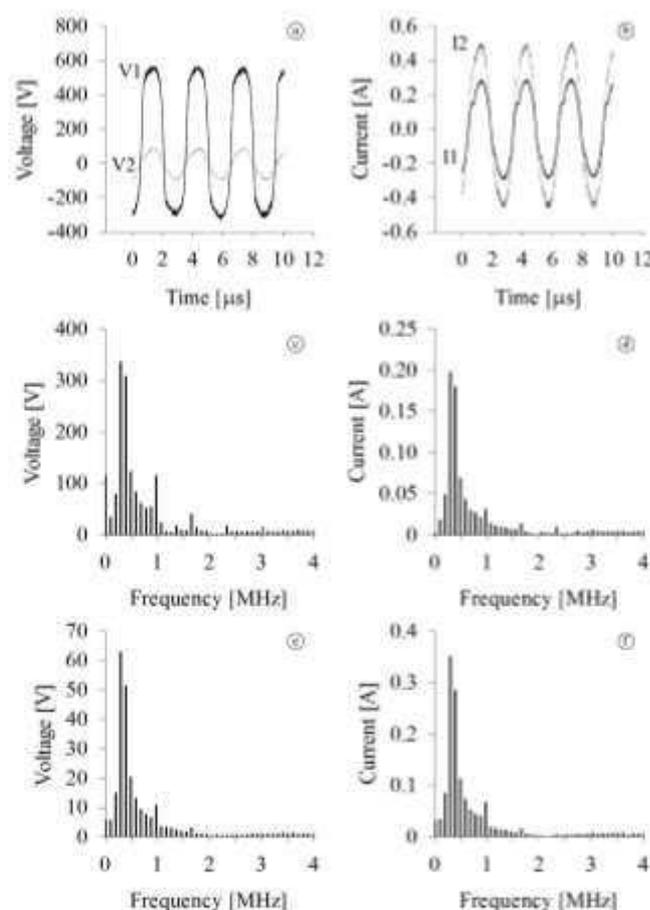


Figure 9. (a) shows the voltage signals, with spark (V_1) and without spark (V_2); (b) shows the current signals, with spark (I_1) and without spark (I_2). (a) and (b) are in time domain; (c) and (d) are in frequency domain, where (c) shows the signal magnitude of the sparking voltage (V_1) and (d) shows the signal magnitude of voltage without spark (V_2); (e) and (f) are in frequency domain and represent the signal magnitude of the sparking current (I_1) and the signal magnitude of current without spark (I_2), respectively. The frequency axis shows only the range of interest at positive frequencies.

than 99,000 zeros as showed in Figure 10. For this reason, the authors believe that the zero padding method could be removed without significant error to reduce computational time, what is more important than accuracy in this case, and because the accuracy of the herein proposed method is already better than the industry standard (Associação..., 2013) requires. Additionally, alternatives such as the adjustable window algorithm presented in Hidalgo et al. (2002) or a sliding DFT applied in any time in continuous process (Tang et al., 2006) could be used to reduce computational time. In real applications, reducing computational time is of utmost importance during *quasi*-real time power regulation.

In the case of ERBE patent (Fritz and Schall, 2014) and Freescale Application Note (Freescale..., 2015), sophisticated, very complex computation is used to obtain the RMS values of voltage and current; a power

factor is then calculated yielding a real component of the current and only after that active power can be calculated. The methodology herein presented requires less computational effort and time than that.

It can be used to certificate and calibrate electrosurgical equipment, as well as in generic laboratory checks. This methodology can also be applied to commercial electrosurgical units with or without switching output, providing a relative error lower than 10%.

Additionally, ESUs must comply with tough technical requirements specified by industry standards (Associação..., 2013; Schneider, 2004; Schneider and Abatti, 2005). According to IEC-ABNT 60601-2-2 (Associação..., 2013), commercial ESU manufacturers need to either declare the equipment power output on its operating manual or to present a relative error lower than $\pm 20\%$ – in this case the inscription W or watt must be showed on the equipment's panel.

Manufacturer's laboratory tests are performed using constant loads and their graphs are presented on the equipment's operating manuals. In order to certify commercial ESUs, tests are performed using ohmic contact in resistive loads (Associação..., 2013). Although sparking phenomena are not considered in this case they are the ultimate responsible for spectral noise, dc components, dc burns and electrostimulation (Schneider and Abatti, 2008); the herein presented methodology does take that into account as discussed in the 'Practical results' section.

The presented methodology can also be used as a reference to compare results as well as an alternative to better control the output power of electrosurgical units.

The most important aspect of the herein proposed method is that it provides a simpler, more effective and faster approach to implement and measure active power when compared to other digital methods. The only way to calculate power through analog circuits is by using new and critical technologies such as logarithm amplifiers that allow multiplication of two signals – an essential step in the analogical determination of power. In this case, apparent power [VA] is obtained by multiplying digitized signals $v(n)$ and $i(n)$ in time, with the calculation of Equation 2 involving integration of the values of apparent power within a period which corresponds to the calculation of the area under its curve. This process requires significant computational effort. Furthermore, the DFT application can easily provide the reactive power and the power factor if required.

The herein presented methodology does not include regulation and closed-loop control of the delivered

power. However, it can be used as a step in the control and regulation process of the delivered active power.

In order to avoid errors in the process when using coagulation or another blend mode of the ESU, the circuitry must do the coherent averaging before sampling.

Additionally, this methodology can be used to determine the minimum required power that needs to be delivered to each type of tissue in order to minimize the surgical intervention. It can also be adopted as part of the ESU certification procedure helping manufacturers to improve their equipment. In this particular case an automated system can be implemented to acquire signals in real time and provide feedback to the ESU in order to correct the delivered power aiming at minimizing the harm to the tissue.

The greatest advantage of this methodology is to determine the active power of noisy and phased-out signals, especially those found in commercial, switched electrosurgical devices, without complex DFT or convolution math, without knowing the frequency components generated by the ESU and using less steps than any other existing technique.

Besides that, this method allows the active power determination during the ESU certification process observing the sparking process. The authors believe that the electrosurgical equipment certification process must necessarily consider such process in order to detect problems of asymmetry, DC burns and potential electrical stimulation hazards (Schneider and Abatti, 2008).

Finally, the herein described method is sufficiently general and offers other possibilities of application, being not restricted to the use in electrosurgical units.

References

- Abu Khaled M, McCutcheon MJ, Reddy S, Pearman PL, Hunter GR, Weinsier RL. Electrical impedance in assessing human body composition: the BIA method. *The American Journal of Clinical Nutrition*. 1988; 47(5):789-92. PMID:3364394.
- Andria G, Savino M, Trotta A. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1989; 38(4):856-63. <http://dx.doi.org/10.1109/19.31004>.
- Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT. NBR-IEC 60601-2-2: medical electrical equipment part 2-2: particular requirements for the safety of high frequency surgical equipment. Rio de Janeiro: ABNT; 2013.
- Bernardi R. Desenvolvimento de um equipamento para estudo de eletrocirurgia com controle de potência ativa [dissertation]. Curitiba: Universidade Federal Tecnológica do Paraná; 2007.
- Betta G, D'Apuzzo M, Liguori C, Pietrosanto A. An intelligent FFT-analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation*

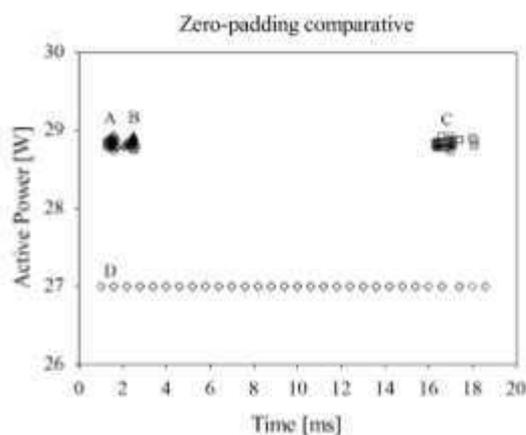


Figure 10. Zero-padding comparative. Group A, $v(n)$ and $i(n)$ vectors' original length. Group B, $v(n)$ and $i(n)$ and zero-padding to perform 2ⁿ samples. Group C, $v(n)$ and $i(n)$ and 99,000 zero-padding length. Group D, Power expected. Groups A, B and C represent 30 power simulations each one using the same $v(n)$, $i(n)$ and noise for each calculated power.

- and Measurement. 1998; 47(5):1173-9. <http://dx.doi.org/10.1109/19.746578>.
- Chen KF, Cao X, Li YF. Sine wave fitting to short records initialized with the frequency retrieved from Hanning windowed FFT spectrum. *Measurement*. 2009; 42(1):127-35. <http://dx.doi.org/10.1016/j.measurement.2008.04.007>.
- De Santis V, Beeckman P, Lampasi DA, Feliziani M. Assessment of human body impedance for safety requirements against contact currents for frequencies up to 110 MHz. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 2011; 58(2):390-6. <http://dx.doi.org/10.1109/TBME.2010.2066273>. PMID:20709636.
- Freescale Semiconductor, Inc. FFT-based algorithm for metering applications: AN4255. Eindhoven: NXP Semiconductors; 2015.
- Fritz M, Schall H. inventors; ERBE Elektromedizin GmbH, assignee. 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. 2014 Dec 30.
- Grande KC. Análise da energia utilizada por bisturi elétrico na ablação de tecido orgânico [dissertation]. Curitiba: Universidade Federal Tecnológica do Paraná; 2014.
- Harris FJ. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. *Proceedings of the IEEE*. 1978; 66(1):51-83. <http://dx.doi.org/10.1109/PROC.1978.10837>.
- Hidalgo RM, Fernandez JG, Rivera RR, Larrondo HA. A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2002; 51(1):31-6. <http://dx.doi.org/10.1109/19.989893>.
- Horton JW, VanRavenswaay AC. Electrical impedance of the human body. *Journal of the Franklin Institute*. 1935; 220(5):557-72. [http://dx.doi.org/10.1016/S0016-0032\(35\)90038-2](http://dx.doi.org/10.1016/S0016-0032(35)90038-2).
- International Electrotechnical Commission. IEC 60990: methods of measurement of touch current and protective conductor current [internet]. 2nd ed. Geneva: IEC; 1999 [cited 2015 Mar 17]. Available from: http://webstore.iec.ch/preview/info_iec60990%7Bed2.0%7Db.pdf
- International Electrotechnical Commission. IEC 60601-2-2:2009: 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 [internet]. Geneva: IEC; 2009 [cited 2015 Mar 17]. Available from: <http://www.iec.ch/index.htm>
- Jain VK, Collins WL, Davis DC. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1979; 28(2):113-22. <http://dx.doi.org/10.1109/TIM.1979.4314779>.
- Lyons RG. Understanding digital signal processing. 3rd ed. New York: Pearson Education; 2010.
- Schneider B Jr, Abatti PJ. Desenvolvimento de um equipamento eletrocirúrgico com saída não chaveada. *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*. 2005; 21(1):15-24.
- Schneider B Jr, Abatti PJ. Electrical characteristics of the sparks produced by electrosurgical devices. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 2008; 55(2 Pt 1):589-93. <http://dx.doi.org/10.1109/TBME.2007.903525>. PMID:18269994.
- Schneider B Jr. Estudo teórico-prático de parâmetros técnicos e fisiológicos utilizados em eletrocirurgia, visando a otimização do desenvolvimento e performance de um bisturi eletrônico [thesis]. Curitiba: Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná; 2004.
- Smith KCA, Alley R. Electrical circuits: an introduction. Cambridge: Cambridge University Press. 1992.
- Smith SW. The scientist and engineer's guide to digital signal processing. 2nd ed. San Diego: California Technical Publishing; 1999. v. 1.
- Spangenberg SM, Scott I, McLaughlin S, Povey GJR, Cruickshank DGM, Grant PM. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems. *Wireless Personal Communications*. 2000; 13(1-2):27-56. <http://dx.doi.org/10.1023/A:1008848916834>.
- Tang X, Zeng X, Tu C. A sliding DFT algorithm for electric power measurement. In: Fang J, Wang Z, editors. *Proceedings of SPIE 6357, 6th International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Signal Analysis, Measurement Theory, Photo-Electronic Technology, and Artificial Intelligence*; 2006 Oct 24; Beijing, China. Beijing: SPIE; 2006. p. 1-5. <http://dx.doi.org/10.1117/12.717112>.

Authors

André Luiz Regis Monteiro^{1*}, Karin Cristine Grande¹, Rubens Alexandre de Faria¹, Bertoldo Schneider Junior¹

¹ Graduate Program in Electrical Engineering and Industrial Informatics, Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Av. Sete de Setembro, 3165, CEP 80230-901, Curitiba, PR, Brazil.

10.3 APÊNDICE C

Setup utilizado nos testes laboratoriais.

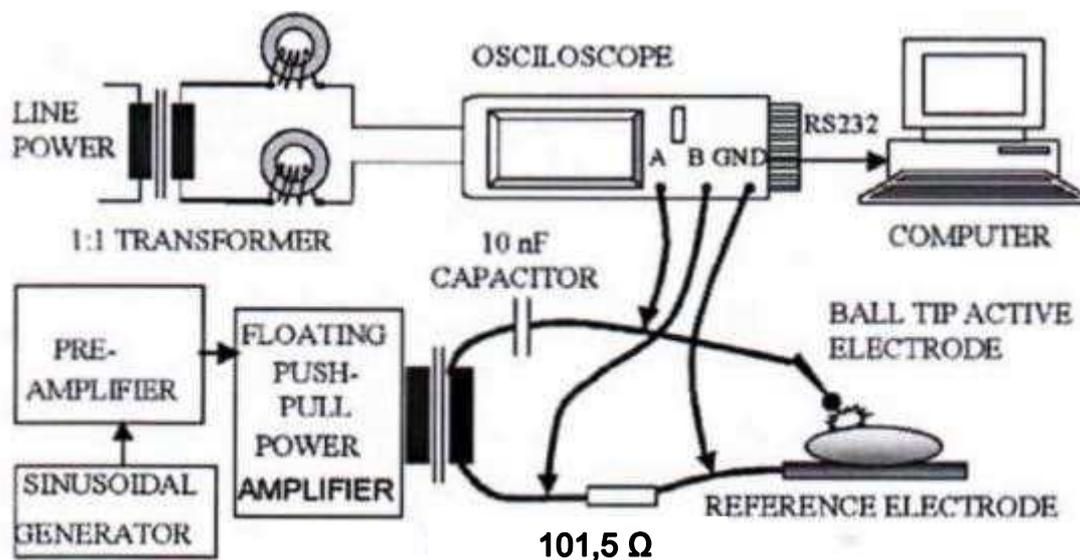


Figura 52 – *Setup* experimental utilizado para medição de tensão e corrente e investigação de características elétricas da faiscância durante procedimentos eletrocirúrgicos. Utilizou-se a forma de ligação dos *probes* do osciloscópio com a flutuação indicada, sem a comunicação em RS 232. O resistor *shunt* utilizado apresentou resistência de 101,5 Ω.

Fonte: (SCHNEIDER; ABATTI, 2008)

10.4 APÊNDICE D

Fluxograma do Processo de Cálculo de Potência.

A Figura 53 traz um fluxograma de todo o processo de determinação de potência após a aquisição dos sinais amostrados de tensão e corrente.

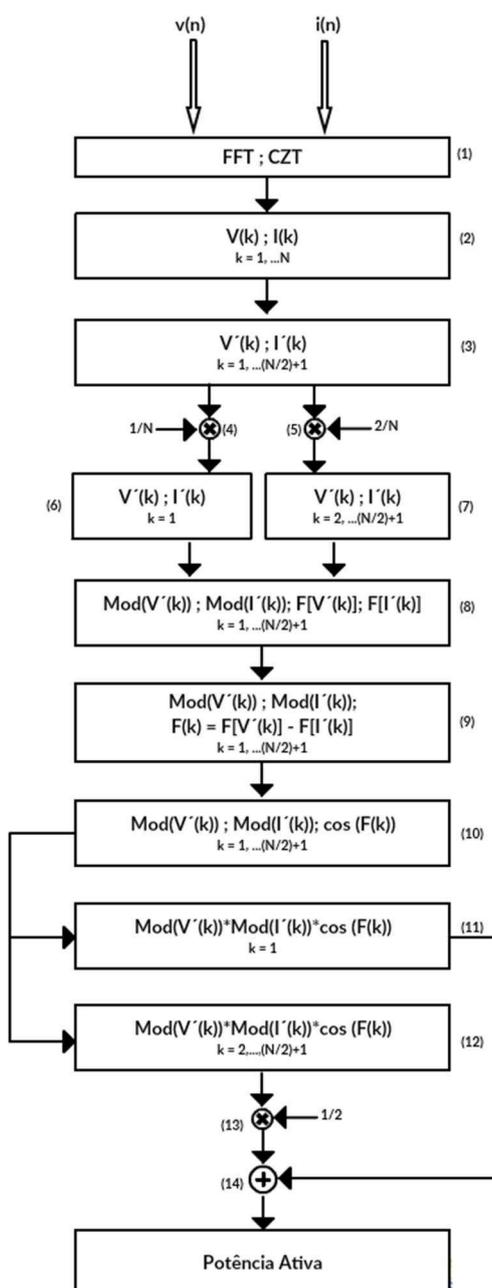


Figura 53 - Fluxograma do processo apresentado. Fonte: autoria própria.

O funcionamento das etapas de cálculo se processa da seguinte forma, após a entrada dos sinais amostrados de tensão e corrente no tempo:

- (1) Aplicar transformada para mudança de domínio;
- (2) Vetores complexos de tensão e corrente após aplicar transformada;
- (3) Descarte da parte espelhada do vetor;
- (4) Ajuste de amplitude para o sinal DC;
- (5) Ajuste de amplitude para demais componentes;
- (6) Vetor de componente DC;
- (7) Vetor das demais componentes;
- (8) Cálculo de módulo e fase dos vetores de tensão e corrente;
- (9) Armazenamento dos vetores módulo de tensão, módulo de corrente e diferença de fase;
- (10) Armazenamento dos vetores módulo de tensão, módulo de corrente e cosseno da diferença de fase;
- (11) Cálculo do valor DC com base na Equação (14);
- (12) Cálculo dos demais valores com base na Equação (14);
- (13) Ajuste conforme Equação (14);
- (14) Adição do valor DC com os demais valores;
- (15) Entrega do valor de Potência Ativa calculado.

10.5 APÊNDICE E

Análise de Defasamento Entre *Probes* de teste.

O defasamento entre *probes* na medição dos sinais de tensão e corrente para o cálculo de potência pelo processo proposto é de grande importância. Todo o processo de cálculo considera a defasagem dos sinais conforme Equação(14). Desta forma, qualquer quantitativo que possa influenciar este fator poderá alterar os valores calculados.

Assim, o cálculo de defasamento entre os *probes* de medição é analisado. Essa defasagem, se houver, deverá ser considerada nos cálculos de determinação de potência, desde que sua contribuição afete consideravelmente o resultado.

O processo de análise constou da utilização de 3 *probes* conforme abaixo:

- a. Canal CH1 do osciloscópio: *probe* com atenuação 100x (novo 250MHz CE);
- b. Canal CH2 do osciloscópio: *probe* com atenuação 100x (velho - Seattle);
- c. Canal CH4 do osciloscópio: *probe* com atenuação 10x da Agilent (cabo original do osciloscópio).

Equipamento utilizado:

- a. Osciloscópio marca Agilent Technologies modelo MSO6034A 300 MHz 2 GS/s.

Considerações iniciais:

- 1- Foram realizados 4 testes comparativos para verificação do tempo de defasamento entre os *probes*;
- 2- Foram calculados os valores médios entre o intervalo A-B das figuras apresentadas. Este valor foi tomado como valor inicial para cada um dos gráficos;
- 3- O ponto C no gráfico é considerado o valor máximo para cada um dos gráficos;
- 4- O valor de pico para cada gráfico considera o intervalo vertical entre a média A-B e o valor máximo em C
- 5- Os valores 90 % e 10 % são calculados inicialmente referidos ao intervalo descrito em 4 e posteriormente corrigidos em virtude do valor médio no intervalo A-B (este valor médio para cada gráfico apresenta-se deslocado da referência zero);
- 6- Os vetores amostrados estão todos no intervalo 1 a 1000.
- 7- A diferença de fase em graus será calculada de acordo com a equação (23).

$$\text{desl. de fase} = \text{tempo de atraso} \times \text{freq. de operação} \times 360^\circ \quad (23)$$

Primeiro teste (*rise time*) – dados do osciloscópio:

Anlg Ch	State	Units/Div	Position	Coupling	BW Limit	Invert
Ch 1:	On	5.00mV/	12.75mV	DC	Off	Off
Ch 2:	On	5.00mV/	13.00mV	DC	Off	Off
Ch 4:	On	500mV/	1.475V	DC	Off	Off

Anlg Ch Impedance Probe

Ch 1: 1M Ohm 1.0 : 1

Ch 2: 1M Ohm 1.0 : 1

Ch 4: 1M Ohm 10 : 1

Trigger Mode	Coupling	Noise Rej	HF Reject	Holdoff
Edge Auto	DC	Off	Off	60.000ns

Trigger Source	Slope	Level
Ch 4	Rising	+1.25V

Time	Time Ref	Main s/div	Delay
Main	Center	5.00ns/	0.0s

Acquisition	Realtime	Vectors	Infinite Persistence
Normal	On	On	Off

Os valores analisados para o primeiro teste em CH1, CH2 e CH4 seguem na Tabela 11. Os demais testes seguem o mesmo procedimento, mas suas tabelas foram suprimidas. A Figura 54 apresenta os resultados dos *probes* com atenuação em cem vezes com o original da Agilent.

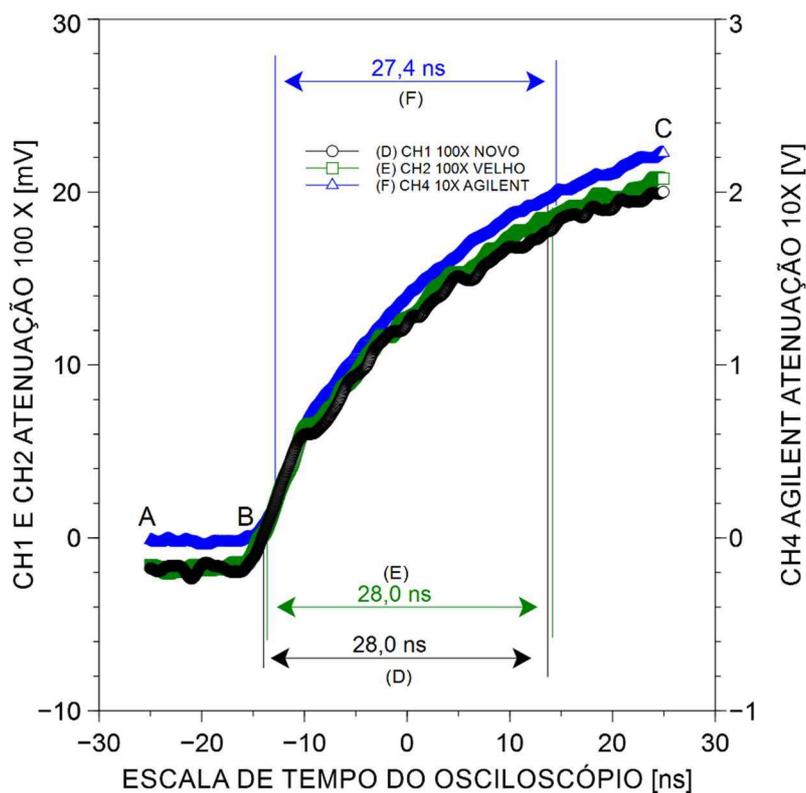


Figura 54 - Rise Time para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Primeiro teste. Fonte: autoria própria.

Embora os *probes* dos canais CH1 e CH2 sejam diferentes e não originais da marca do osciloscópio, não apresentaram, neste primeiro teste, defasamento entre si, pois ambos resultaram num *rise time* de 28 ns.

O *probe* original da Agilent (10x) resultou nesta mesma análise com um *rise time* de 27,4 ns.

Segundo teste (*rise time*) – dados do osciloscópio:

Anlg Ch	State	Units/Div	Position	Coupling	BW Limit	Invert
Ch 1:	On	5.00mV/	12.75mV	DC	Off	Off
Ch 2:	On	5.00mV/	13.00mV	DC	Off	Off
Ch 4:	On	500mV/	1.475V	DC	Off	Off

Anlg Ch	Impedance	Probe
Ch 1:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 2:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 4:	1M Ohm	10 : 1

Trigger Mode	Coupling	Noise Rej	HF Reject	Holdoff
Edge Auto	DC	Off	Off	60.000ns

Trigger Source	Slope	Level
Ch 4	Rising	+1.25V

Time	Time Ref	Main s/div	Delay
Main	Center	20.0ns/	0.0s

Acquisition	Realtime	Vectors	Infinite Persistence
Normal	On	On	Off

Na segunda análise apresentada na Figura 55, há um deslocamento de fase entre os *probes* utilizados na medição (CH1 e CH2) no valor de 2,2 ns.

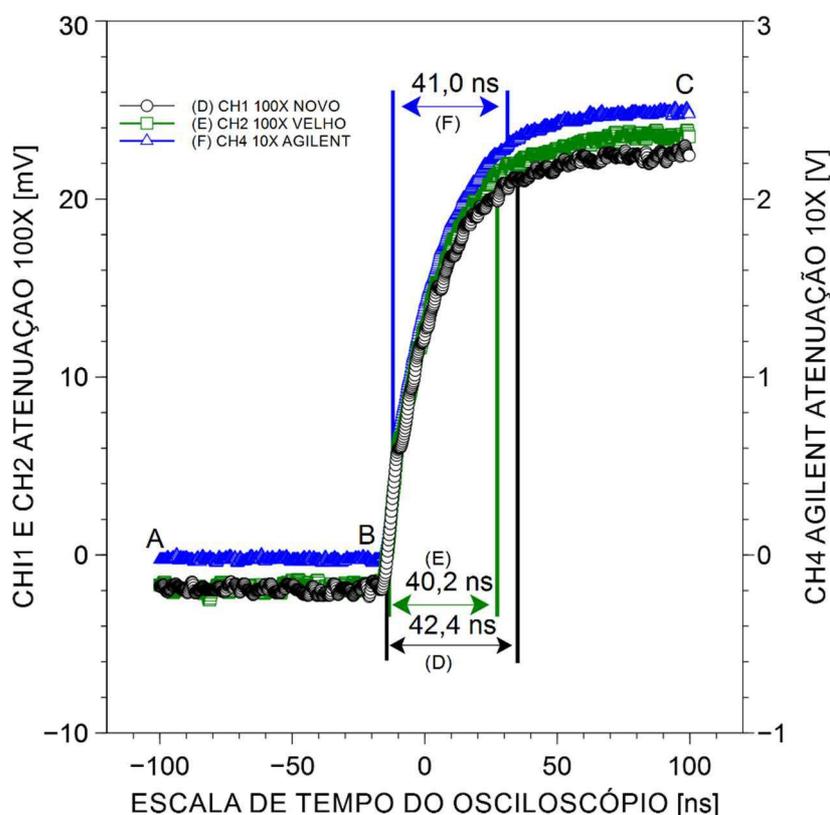


Figura 55 - Rise Time para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Segundo teste. Fonte: autoria própria.

Terceiro teste (*fall time*) – dados do osciloscópio:

Anlg Ch	State	Units/Div	Position	Coupling	BW Limit	Invert
Ch 1:	On	5.00mV/	12.75mV	DC	Off	Off
Ch 2:	On	5.00mV/	13.00mV	DC	Off	Off
Ch 4:	On	500mV/	1.475V	DC	Off	Off

Anlg Ch	Impedance	Probe
Ch 1:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 2:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 4:	1M Ohm	10 : 1

Trigger Mode	Coupling	Noise Rej	Holdoff
Pattern Auto	DC	Off	60.000ns

Trigger	Pattern
1 FXXX 4	D15 XXXX XXXX XXXX XXXX D0

Time	Time Ref	Main s/div	Delay
Main	Center	20.0ns/	0.0s

Acquisition	Realtime	Vectors	Infinite Persistence
Normal	On	On	Off

Na terceira análise apresentada na Figura 56, há um deslocamento de fase entre os *probes* utilizados na medição (CH1 e CH2) no valor de 1,2 ns.

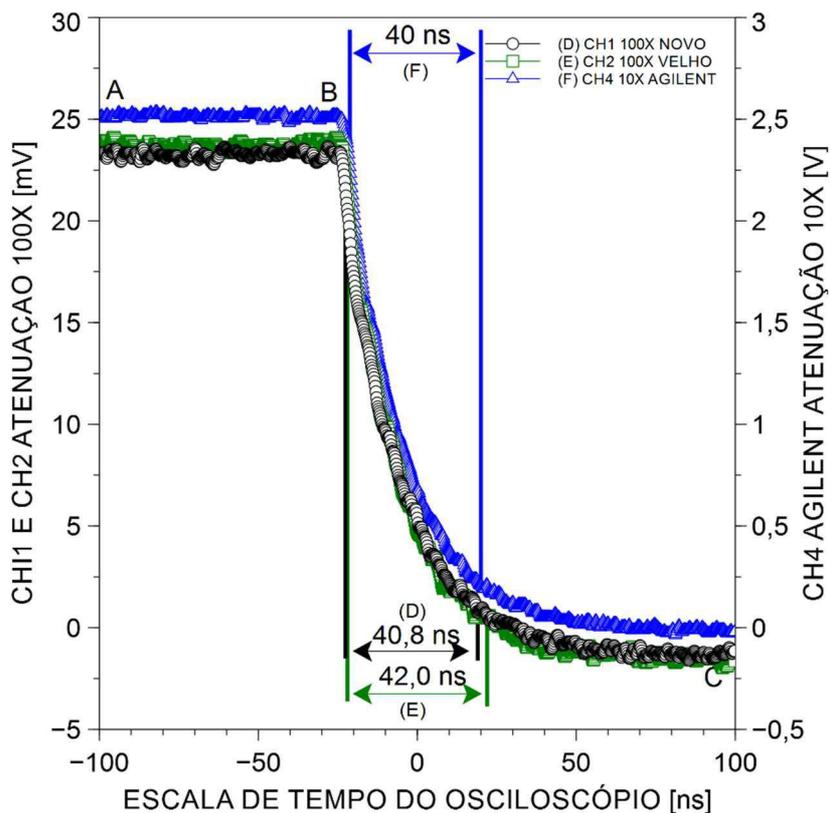


Figura 56 - *Fall Time* para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Terceiro teste. Fonte: autoria própria.

Quarto teste (*fall time*) – dados do osciloscópio:

Anlg Ch	State	Units/Div	Position	Coupling	BW Limit	Invert
Ch 1:	On	5.00mV/	12.75mV	DC	Off	Off
Ch 2:	On	5.00mV/	13.00mV	DC	Off	Off
Ch 4:	On	500mV/	1.475V	DC	Off	Off

Anlg Ch	Impedance	Probe
Ch 1:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 2:	1M Ohm	1.0 : 1
Ch 4:	1M Ohm	10 : 1

Trigger Mode	Coupling	Noise Rej	Holdoff
Pattern Auto	DC	Off	60.000ns

Trigger	Pattern

1 FXXX 4 D15 XXXX XXXX XXXX XXXX D0

Time	Time Ref	Main s/div	Delay
Main	Center	10.0ns/	0.0s

Acquisition	Realtime	Vectors	Infinite Persistence
Normal	On	On	Off

Na terceira análise apresentada na Figura 57, há um deslocamento de fase entre os *probes* utilizados na medição (CH1 e CH2) no valor de 0,8 ns.

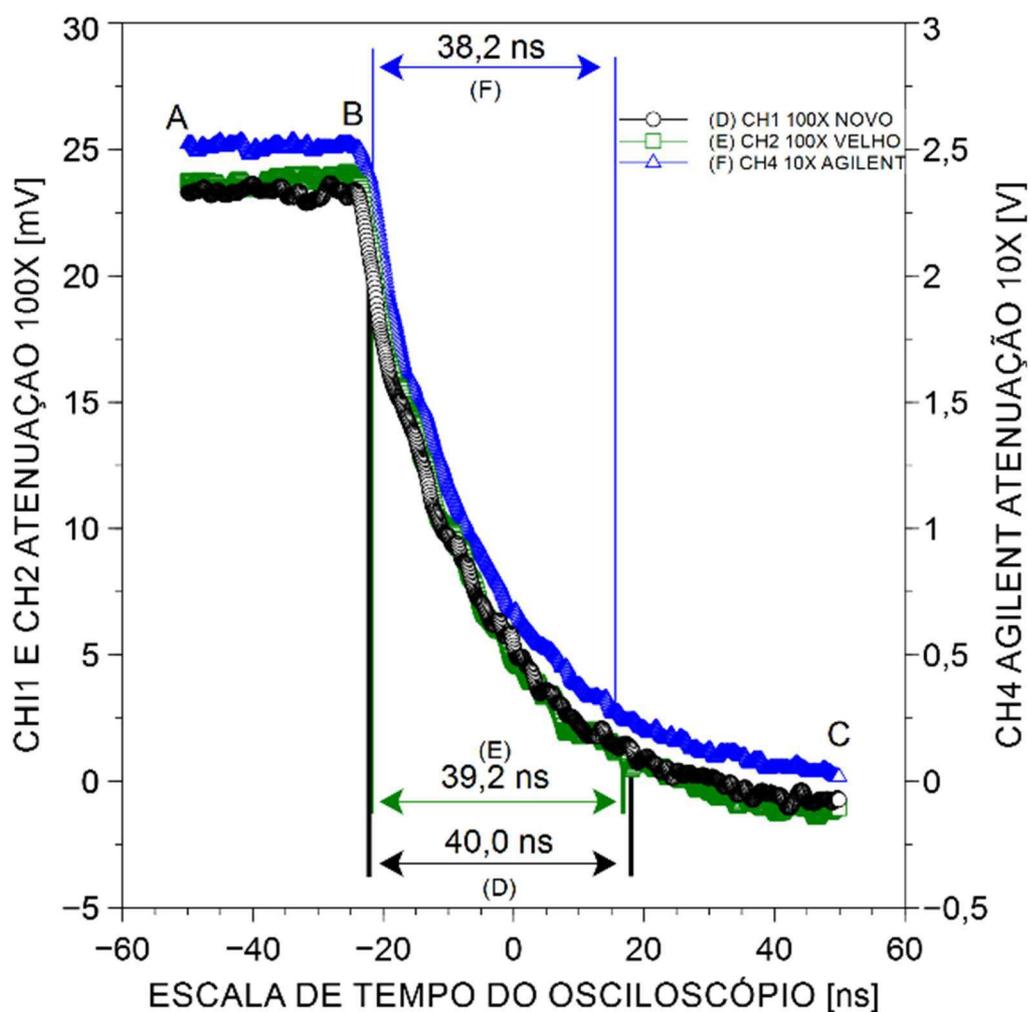


Figura 57 - *Fall Time* para os probes 100x (novo e velho) e 10x original Agilent. Quarto teste. Fonte: autoria própria.

A Tabela 11 apresenta o resultado de cada teste de defasamento realizado.

Tabela 11 – Defasagem provocada pelos *probes* de aquisição dos sinais.

CH1 100x NOVO x CH2 100x VELHO	Defasagem (da Equação (17)) (graus)
Teste 1	0,000°
Teste 2	0,380°
Teste 3	0,207°
Teste 4	0,138°
Média	0,181°

As equações (15) e (16) de tensão e corrente, respectivamente, foram utilizadas na simulação de potência ativa no capítulo 4. O resultado calculado idealmente foi de 27 W.

Considerando o defasamento introduzido no sinal de tensão da equação (15) pelos *probes* e tomando-se o pior caso no valor de 0,380° da Tabela 11 resultou uma potência ativa de 27,3397 W. Isso produziu um erro relativo de 1,2581 %.

Considerando-se o valor médio da tabela (0,181°) a potência ativa resulta em 27,1619 W e apresenta um erro relativo de 0,5996 %. O mesmo erro relativo segue para o sinal adiantado ou atrasado.

Tabela 12 - Valores de rise time no interval de 10 % a 90 % para o cálculo do tempo de atraso

	.(1)	.(2)	.(3)	.(4)	.(5)	.(6)
CANAL	intervalo p valor médio inicial	valor médio inicial	máx [1000]	Amplitude Pico-Pico	90% => (4)*(5)+(2)	10% => (4)*(6)+(2)
CH1	[1] A [193]	-1.795923650338180E-03	2.001562459910000E-02	2.181154824943820E-02	1.783446977415620E-02	3.852311746056350E-04
POSIÇÃO MAIS PRÓXIMA NO GRÁFICO					[783]	[223]
TEMPO (s)					1.41E-08	-1.39E-08
TEMPO DE ATRASO CH1 (s)					2.80E-08	
CANAL	intervalo p valor médio inicial	valor médio inicial	máx [1000]	Amplitude Pico-Pico	90% => (4)*(5)+(2)	10% => (4)*(6)+(2)
CH2	[1] A [193]	-1.732633793670830E-03	2.078320321920000E-02	2.251583701287080E-02	1.853161951791290E-02	5.189499076162530E-04
POSIÇÃO MAIS PRÓXIMA NO GRÁFICO					[788]	[228]
TEMPO (s)					1.43E-08	-1.37E-08
TEMPO DE ATRASO CH2 (s)					2.80E-08	
CANAL	intervalo p valor médio inicial	valor médio inicial	máx [1000]	Amplitude Pico-Pico	90% => (4)*(5)+(2)	10% => (4)*(6)+(2)
CH4	[1] A [187]	-2.383965189735030E-02	2.226953148840000E+00	2.251583701287080E-02	2.001873868766260E+00	2.012396281763850E-01
POSIÇÃO MAIS PRÓXIMA NO GRÁFICO					[790]	[242]
TEMPO (s)					1.44E-08	-1.30E-08
TEMPO DE ATRASO CH4 (s)					2.74E-08	

10.6 APÊNDICE F

Comparação Entre as Formas de Onda do Osciloscópio Digital Agilent e Osciloscópio Analógico Kikusui.

A fim de dirimir dúvidas sobre os sinais amostrados pelo osciloscópio digital que permitiram o desenvolvimento deste trabalho, comparou-se formas de ondas amostradas em ambos simultaneamente.

O osciloscópio digital utilizado foi da fabricante Agilent Technologies® de 4 canais, modelo MSO6034 de 300 MHz com 2GSPS e conversor ADC com 12 bits de resolução, utilizando-se da ponteira 10073c de 500 MHz da Agilent para medida de corrente, e outra da TPI modelo P250 de 250 MHz para medida de tensão com atenuação 100:1. O osciloscópio analógico utilizado foi do fabricante Kikusui Electronics Corporation de 2 canais, modelo COR5501U de 100 MHz com 20MS/s e conversor ADC de 8 bits de resolução. As ponteiras utilizadas foram as mesmas. Os canais de entrada dos osciloscópios eram acoplados por cabo coaxial.

O osciloscópio Kikusui não possuía *feature* que permitisse o armazenamento do sinal analógico para posterior análise. Desta forma a única maneira de comparação foi visual.

A Figura 58 apresenta a sincronização entre os osciloscópios antes da medição.

A Figura 59 apresenta o sinal amostrado de tensão aplicado a uma fatia de chuchu simulando um corte de tecido orgânico em tempo real. Utilizou-se para isso a placa de bisturi desenvolvida no laboratório de Biotelemetria da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, com saída *quasi*-senoidal. É possível notar a similaridade entre as formas de onda adquiridas no sistema analógico e no digital. Embora o sinal digital seja construído por varredura temporal, o sinal reconstruído corresponde ao sinal verdadeiro (analógico). Assim, todas as amostras aquisitadas durante o desenvolvimento deste trabalho são consideradas reais para os cálculos efetuados.

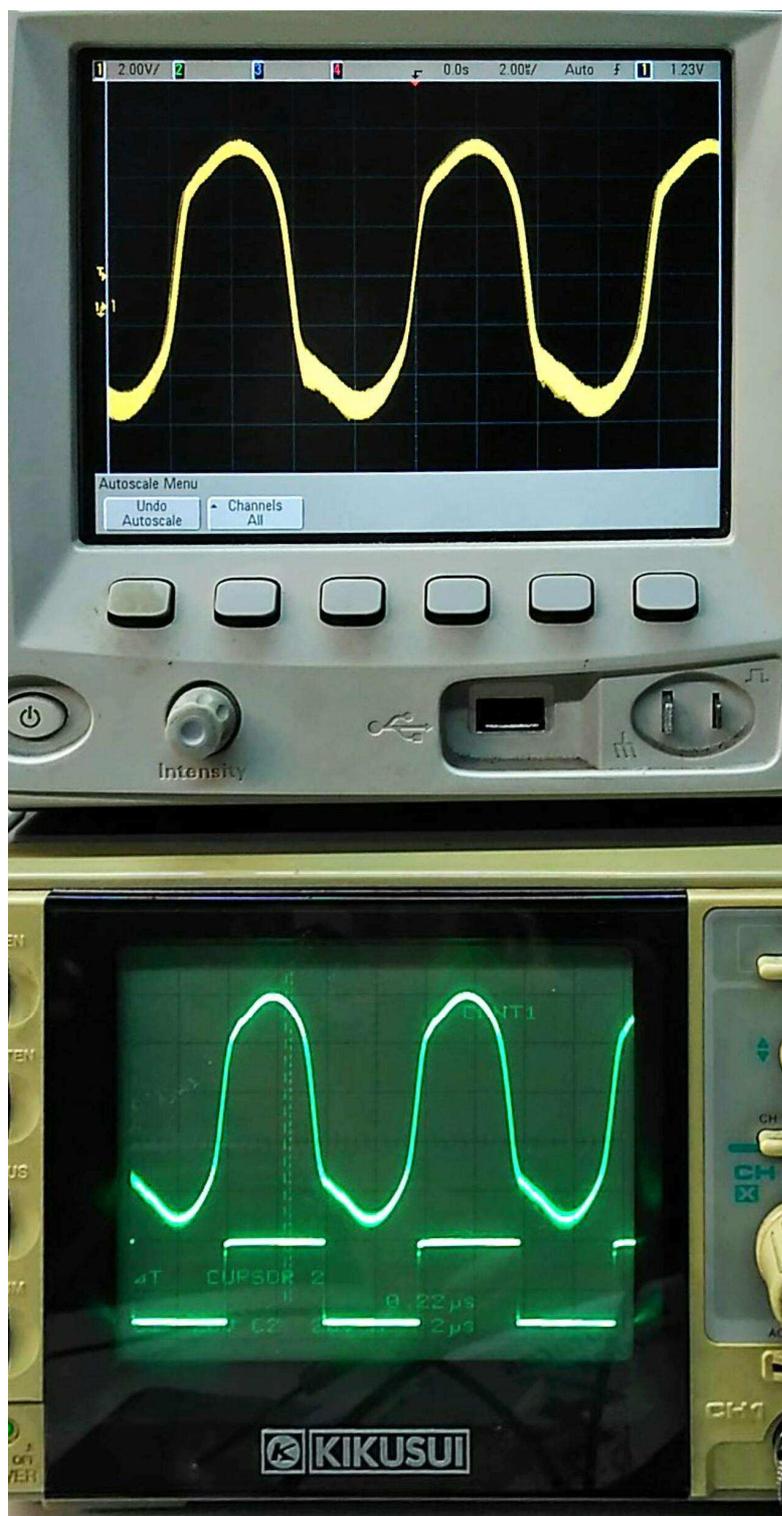
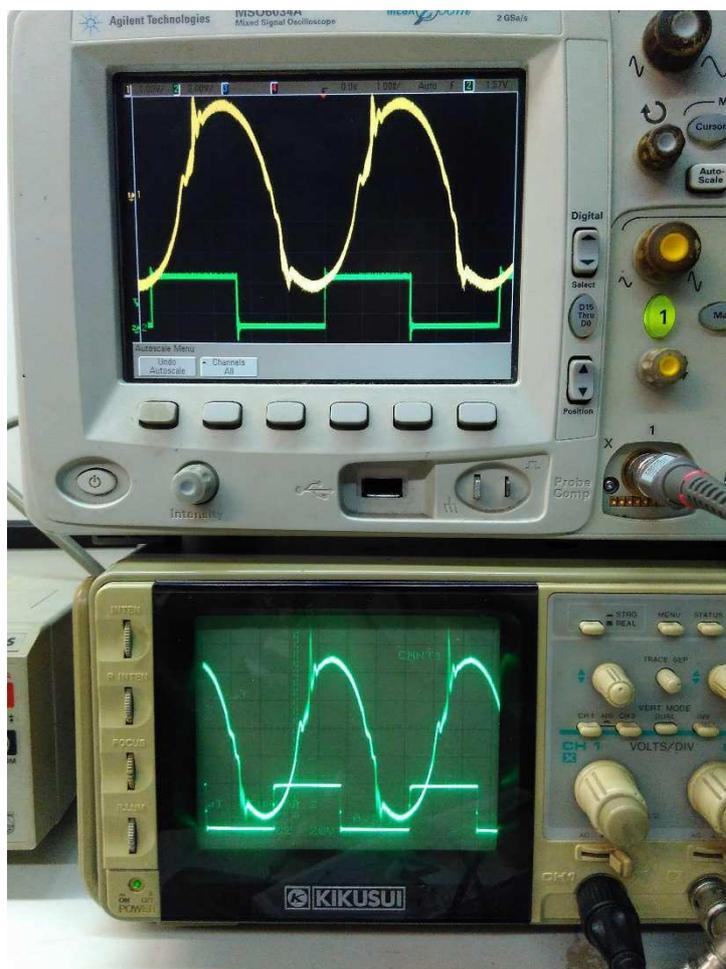


Figura 58 – Sincronização de sinais entre os osciloscópios antes da medição de sinal real.
Fonte: autoria própria.



**Figura 59 – Amostragem de sinal real em simulação de corte em fatia de tecido orgânico (chuchu). Comparação visual entre sinais capturados analógica (osciloscópio Kikusui COR5501U) e digitalmente (osciloscópio Agilent MSO6034).
Fonte: autoria própria.**

10.7 APÊNDICE G

Este apêndice apresenta o script utilizado para o cálculos de potência no software MATLAB® utilizado neste trabalho.

```

%% etapa de simulação com frequências escolhidas

clear all
clc % os dois primeiros comandos limpam a página anterior

F1=760; % frequências escolhidas
F2=360;
F3=180;
F4=90;

tt=1; % tempo total de amostragem
Fs = 10000; % pelo teorema da amostragem fs > 2fmax = 2F1 = 1520
Ts=1/Fs;
N=tt/Ts; % número de amostras geradas
t = 0:(1/Fs):(tt-1/Fs);

```

```

%% sinais com ruído

noisev = rand(size(t)); % estas duas linhas geram novos ruídos
noisei = rand(size(t));

%noisev=noisei; % usar esta linha caso os ruídos sejam considerados iguais (pior caso).

% sinais de tensão e corrente simulados com ruído

v = 1+10*cos(2*pi*F1*t)+4*cos(2*pi*F2*t)+2*cos(2*pi*F3*t)+1*noisev;
i = 2+10*cos(2*pi*F1*t+(pi/180)*60)+4*cos(2*pi*F2*t+(pi/180)*90)+2*cos(2*pi*F4*t)+1*noisei;

```

```

%% sinais sem ruído

v = 1+10*cos(2*pi*F1*t)+4*cos(2*pi*F2*t)+2*cos(2*pi*F3*t);
i = 2+10*cos(2*pi*F1*t+(pi/180)*60)+4*cos(2*pi*F2*t+(pi/180)*90)+2*cos(2*pi*F4*t);

```

```

%% Se os arquivos gerados v e i forem salvos, podem ser carregados como abaixo

% data = load('v_e_i.txt'); %carrego o arquivo txt com os dados
% v = data(:,1); % assume os valores da coluna 1 do arquivo
% i = data(:,2); % assume os valores da coluna 2 do arquivo
% v = v';
% i = i';

```

```

%% Para carregar um arquivo (vetor) de sinais reais

%data = load('vetor_de_sinais_reais.txt'); %carrego o arquivo txt com os dados
% t=data(:,1); % assume os valores da coluna 1 do arquivo
% v = data(:,2); % assume os valores da coluna 2 do arquivo
% i = data(:,3); % assume os valores da coluna 3 do arquivo
% t = t';
% v = v';

```

```

% i = i';
% Fs=1/(t(11)-t(10));
% Ts = 1/Fs;
% N = (t(length(t))-t(1))/Ts;          % número de amostras

```

```

%% Usar este módulo se a entrada da corrente for complexa porque a impedância shunt é complexa

Modulo=1;          %exemplo de módulo
fase=45;          %exemplo com fase igual a 45°.

zshunt = modulo*cos(fase*(pi/180)) + j*modulo*sin(fase*(pi/180));

i1 = i1./zshunt;

zshuntajuste=conj(zshunt)/abs(zshunt);

```

```

%% Esta parte do programa foi gerada para produzir um zero-padding que complete os vetores para
finalizar em 2n amostras. Também se apresenta
a correção do processo de janelamento se este estiver sendo utilizado.

% LS = length (t);          % comprimento do sinal
% n = log2 (LS);          % cálculo de n para o tamanho do sinal original
% n = ceil (n);          % ajuste para o próximo n inteiro
% LT = 2^n;          % valor total ajustado (2n) a fim de melhorarmos a
                      % resolução apenas
% L = LT - LS;          % quantidade de zero-padding necessária calculada
                      % e usada para sinal+zero_padding = 2n amostras
% L = 9000;          % zero-padding usado na simulação 2 (4.1.3 da tese)
                      % com 9000 zeros

% a correção abaixo é usada caso o janelamento esteja sendo aplicado. Alterar o tipo de janelamento
para ajuste.

% COR = max(abs(fftshift(fft(hann(length(t)))/length(t)))) ;

% sem janelamento manter a correção igual a 1.

COR = 1;

```

```

%% Cálculos da DFT e Potência Ativa;

% tensão

% v_zpad = [v zeros(1, L)];          % usar esta linha se houver zero-padding
v_zpad = v;          % sem zero-padding
V_ZPAD = fft(v_zpad);          % cálculo da fft
% V_ZPAD = czt(v_zpad);          % usar este comando para a chirp-z transform
V_ZPAD = V_ZPAD(1:length(V_ZPAD)/2+1);
V_ZPAD = V_ZPAD/COR;          % ajuste de janelamento
V_ZPAD = 1/length(v).*V_ZPAD;          % correção de amplitude

V_ZPAD(2:end-1) = 2*V_ZPAD(2:end-1);          % correção de amplitude
freqv = 0:Fs/(2*length(V_ZPAD)):Fs/2 - Fs/(2*length(V_ZPAD)); % vetor frequência

% corrente

% i_zpad = [i zeros(1, L)];          % usar esta linha se houver zero-padding
i_zpad = i;          % sem zero-padding

```

```
I_ZPAD = fft(i_zpad);           % cálculo da fft
% I_ZPAD = czt(i_zpad);        % usar este comando para a chirp-z transform
```

```
%esta etapa é usada somente se a resistência shunt for uma impedância (módulo e fase)
```

```
I_ZPAD1=I_ZPAD;
```

```
I_ZPAD2=I_ZPAD1;
I_ZPAD2=I_ZPAD2'.*zshuntajuste;
```

```
I_ZPAD=I_ZPAD2';
```

```
I_ZPAD = I_ZPAD(1:length(I_ZPAD)/2+1);
I_ZPAD = I_ZPAD/COR;           % ajuste de janelamento
I_ZPAD = 1/length(i).*I_ZPAD; % correção de amplitude
```

```
I_ZPAD(2:end-1) = 2*I_ZPAD(2:end-1); % correção de amplitude
freqi = 0:Fs/(2*length(I_ZPAD)):Fs/2 - Fs/(2*length(I_ZPAD)); % vetor frequência
```

```
angulov=angle(V_ZPAD);         % fases do vetor tensão em radianos
anguloi=angle(I_ZPAD);        % fases do vetor corrente em radianos
```

```
% cálculo da potência
```

```
p1= abs(V_ZPAD(1))*abs(I_ZPAD(1)).*cos(anguloi(1)-angulov(1));
p2=((1/2)*(abs(V_ZPAD(2:end)).*abs(I_ZPAD(2:end))).*cos(anguloi(2:end)-angulov(2:end)));
p3=[p1 p2];
B= length(v_zpad)/length(t); %para correção de amplitude
p=sum(p3)*(1/B) ;
```

```
% apresentação do valor da potência calculada
```

```
disp(['Potência Ativa: ', num2str(p) , ' W'])
```

10.8 APÊNDICE H

Tabelas de Potências Calculadas.

Tabela 13 - Equipamento 061776 . Tabela de potências completa. Medições com faiscância.

		Com faiscância - Potências calculadas em watt				
		Três medições para cada potência			Média Aritmética das três potências calculadas (W)	Erro relativo referenciado ao painel (%)
		Painel	Arquivo 1	Arquivo 2		
CORTE	100	0.txt 69,4504	1.txt 69,8498	2.txt 63,5898	67,6300	32,00
	200	6.txt 126,3061	7.txt 129,0209	8.txt 122,0730	125,8000	37,10
	300	12.txt 196,6966	13.txt 193,9564	14.txt 193,1919	194,6150	35,13
BLEND 1	100	24.txt 52,5743	25.txt 52,8521	26.txt 56,7909	54,0724	45,93
	200	30.txt 113,1999	31.txt 113,9415	32.txt 114,7710	113,9708	43,01
	250	36.txt 139,1493	37.txt 137,4917	38.txt 148,8469	141,8293	43,27
BLEND 2	100	23.txt 60,0026	42.txt 65,3700	43.txt 56,6650	60,6792	39,32
	150	47.txt 84,2614	48.txt 83,6096	49.txt 85,2590	84,3767	43,75
	200	53.txt 119,2100	54.txt 116,6950	55.txt 115,1150	117,0067	41,50
BLEND 3	50	59.txt 29,8392	60.txt 30,7615	61.txt 31,7779	30,7929	38,41
	100	22.txt 63,3819	65.txt 60,1534	66.txt 60,0726	61,2026	38,80
	150	71.txt 93,2725	72.txt 96,1160	73.txt 92,6723	94,0203	37,32
COAGULAÇÃO	20	77.txt 16,9523	78.txt 14,3286	79.txt 16,5173	15,9327	20,34
	60	83.txt 55,8836	84.txt 56,8702	85.txt 53,8285	55,5274	7,45
	120	89.txt 98,1125	90.txt 100,3170	91.txt 101,9362	100,1219	16,57

Tabela 14 - Equipamento 061776 . Tabela de potências completa. Medições sem faiscância.

		Sem faiscância - Potências calculadas em watt				
		Três medições para cada potência			Média Aritmética das três potências calculadas (W)	Erro relativo referenciado ao painel (%)
		Painel	Arquivo 1	Arquivo 2		
CORTE	100	3.txt 65,6728	4.txt 70,9130	5.txt 68,1979	68,2612	31,74
	200	9.txt 153,0784	10.txt 129,5298	11.txt 125,5316	136,0466	31,98
	300	16.txt 176,7381	17.txt 191,8124	18.txt 193,0556	187,2020	37,60
BLEND 1	100	27.txt 51,6193	28.txt 58,3482	29.txt 52,2033	54,0569	45,94
	200	33.txt 112,5918	34.txt 118,9133	35.txt 108,1917	113,2323	43,38
	250	39.txt 160,8738	40.txt 147,9743	41.txt 124,8741	144,5741	42,17
BLEND 2	100	44.txt 50,2241	45.txt 48,7262	46.txt 54,6412	51,1972	48,80
	150	50.txt 83,5519	51.txt 89,1465	52.txt 88,1994	86,9659	42,02
	200	56.txt 109,6644	57.txt 98,0346	58.txt 111,2396	106,3129	46,84
BLEND 3	50	62.txt 28,0093	63.txt 27,3855	64.txt 26,9395	27,4448	45,11
	100	68.txt 47,2680	69.txt 45,4513	70.txt 47,2288	46,6494	53,35
	150	74.txt 75,4825	75.txt 80,1543	76.txt 85,3242	80,3203	46,45
COAGULAÇÃO	20	80.txt 8,4556	81.txt 8,3105	82.txt 8,2068	8,3243	58,38
	60	86.txt 31,0778	87.txt 29,9350	88.txt 28,0160	29,6763	50,54
	120	92.txt 51,7639	93.txt 53,2213	94.txt 50,2191	51,7348	56,89

10.9 APÊNDICE I

Modelo Original Para o Espaço Faiscante

O espaço electrocirúrgico teve seu primeiro modelo proposto por Schneider Jr (2004) e é apresentado na Figura 60 abaixo. Este modelo não respondia aos testes com sinais de *blend* sendo proposto uma adaptação neste trabalho em 5.2.

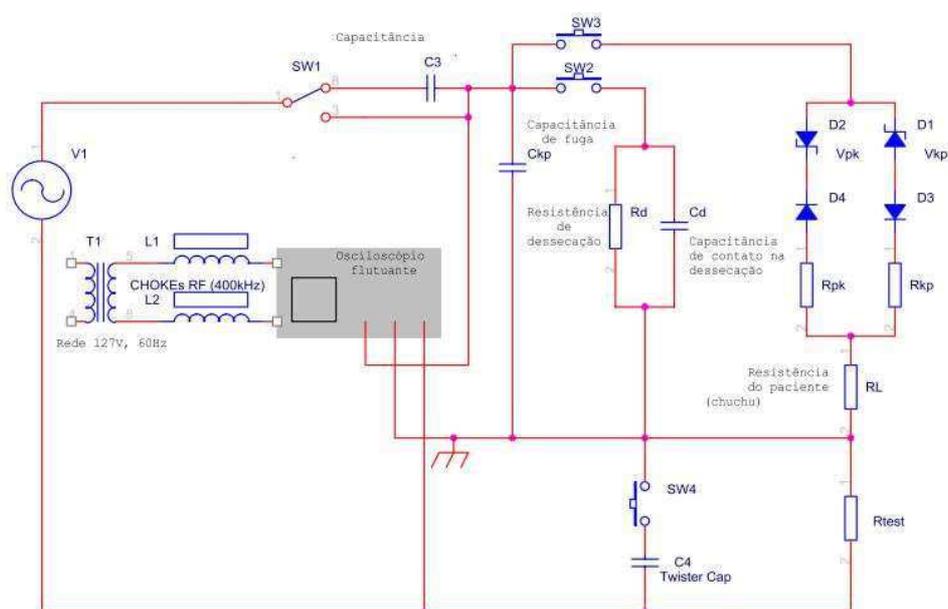


Figura 60 – Modelo do espaço faiscante original proposto por SCHNEIDER JR (2004). C_{kp} é a capacitância intrínseca parasita entre eletrodos. C_4 capacitor parasita do resistor que amostra corrente (R_{test}). O laço faiscante apresenta as resistências R_{kp} e R_{pk} . Diodos ideais representados por D3 e D4 e diodos zener D1 e D2 que representam as tensões de início de faiscância em ambos os sentidos (V_{kp} e V_{pk}). Capacitância e resistência durante a dessecação representadas por C_d e R_d . C_3 representa a capacitância em série com a saída. Fonte: (SCHNEIDER JR, 2004)