



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Érick Matheus Serafim Bortolazzo

**ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA
INTENSIDADE PARA ESTUDO DE LETALIDADE EM
MIÓCITOS CARDÍACOS**

Campinas
2019

Érick Matheus Serafim Bortolazzo

ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE PARA ESTUDO DE LETALIDADE EM MIÓCITOS CARDÍACOS

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Xavier de Oliveira

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Erick Matheus Serafim Bortolazzo, e orientada pelo Prof. Dr. Pedro Xavier de Oliveira

Campinas
2019

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES, 1749877
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8465-2652>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Elizangela Aparecida dos Santos Souza - CRB 8/8098

B648e Bortolazzo, Erick Matheus Serafim, 1992-
Estimulador multidirecional de alta intensidade para estudo de letalidade
em miócitos cardíacos / Erick Matheus Serafim Bortolazzo. – Campinas, SP :
[s.n.], 2019.

Orientador: Pedro Xavier de Oliveira.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Instrumentação. 2. Campos elétricos. 3. Princípio de superposição
(Física). 4. Miócitos cardíacos. 5. Letalidade. I. Oliveira, Pedro Xavier de,
1975-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: High intensity multidirectional stimulator for cardiac myocyte
lethality studies

Palavras-chave em inglês:

Instrumentation

Electric fields

Superposition principle (Physics)

Cardiac myocytes

Lethality

Área de concentração: Engenharia Biomédica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Pedro Xavier de Oliveira [Orientador]

Henrique Takachi Moriya

Eduardo Tavares Costa

Data de defesa: 31-01-2019

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Érick Matheus Serafim Bortolazzo

RA: 105957

Data da Defesa: 31/01/2019

Título da Tese: ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE PARA ESTUDO DE LETALIDADE EM MIÓCITOS CARDÍACOS

Prof. Dr. Pedro Xavier de Oliveira (Presidente)

Prof. Dr. Henrique Takachi Moriya

Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Dedico este trabalho à minha família e amigos.

AGRADECIMENTOS

À minha família pelo amor incondicional. Em especial à minha mãe, Teresinha, e ao meu pai, Claudio, pelo exemplo de vida e por sempre me motivarem, acreditarem e compreenderem minhas ausências devido o mestrado. Obrigado por se dedicarem por mim e terem me proporcionado chegar até aqui. À minha irmã, Ellen, por todos seus apoios e os momentos compartilhados. À minha namorada, Danielle, que ao longo destes dois anos, comemorou comigo cada etapa concluída, compreendeu minhas ausências e me apoiou sempre com muita paciência, perseverança, atenção e carinho. Agradeço imensamente pelos momentos de descontração proporcionados, sem os quais este caminho seria muito mais difícil.

Ao meu orientador, professor Pedro Xavier de Oliveira, por me guiar neste projeto, sempre com muita disposição e paciência. Agradeço muito o voto de confiança em mim depositado.

Ao professor José Antenor Pomilio, por ter contribuído de forma crucial para a realização deste trabalho, em especial com seus conhecimentos de projeto de fontes chaveadas. Aos professores, técnicos e funcionários do Centro de Engenharia Biomédica e do Departamento de Engenharia Biomédica, em especial ao Carlos e ao Flávio que deram grande auxílio com instrumentação eletrônica, e ao Mauro pelo auxílio com a montagem do produto.

Aos meus amigos e colaboradores que, por nada mais do que boa vontade, sempre estiveram dispostos a oferecer ajuda, críticas e conselhos. Aos amigos Fernanda Leomil, Jair Goulart, Marcelo Zoccoler e Priscila Antoneli, que me acolheram no laboratório, e aos amigos Ahmad Almazloum, Amanda Martinez, Fernanda Barbosa, Jorge Augusto, Lizandra Sá, Patrícia Cardoso e Túlio Sérvio pelos cafés, conversas e incontáveis risos que permitiram seguir adiante. Ao colega Marcelo Viana pela colaboração no fornecimento de materiais indispensável para o início do trabalho. A todos aqueles contribuíram direta ou indiretamente para a concretização desse trabalho.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

” A educação é o ponto em que decidimos se amamos o mundo o bastante para assumirmos a responsabilidade por ele”

Hannah Arendt

RESUMO

CONTEXTO: Protocolos multidirecionais de desfibrilação e estimulação elétrica de miócitos causam menor dano que protocolos unidirecionais. Atualmente, este protocolo exige um par de eletrodo para cada direção desejada de aplicação do campo elétrico (**E**). **OBJETIVO:** Desenvolver um estimulador elétrico multidirecional de alta intensidade com apenas 2 pares de eletrodos, utilizando o princípio da superposição, sem limitação na quantidade de direções desejadas dos estímulos. **MÉTODOS:** Para validação do princípio da superposição do **E** gerado por dois pares de eletrodos, foi realizado o mapeamento experimental do potencial elétrico dentro da área de trabalho de uma câmara de medição. Os valores do **E** obtidos em cada ponto foram comparados com o valor teórico via análise de variância monofatorial. O estimulador consistiu em dois conversores *buck* na saída de cada canal, alimentados por capacitores isolados, previamente carregados por um circuito *flyback*. **RESULTADOS:** Os valores de **E** dentro da região limitada não apresentaram diferença estatística com o valor teórico, validando o princípio da superposição para a aplicação de **E** por dois pares de eletrodos isolados. Cada canal do estimulador aplica pulsos de tensão com duração de 15ms e intensidade máxima de 500V/250Ω. O tempo de subida para o pulso de 500V foi igual a 70 μs, o erro do valor médio foi menor que 5V, o *ripple* igual a 8V, e *overshoot* igual a 34 V e 70 μs.

PALAVRA-CHAVE: Instrumentação, Campos elétricos; Princípio da superposição (Física); Miócitos cardíacos; Letalidade.

ABSTRACT

CONTEXT: Multidirectional protocols for defibrillation and electrical stimulation of myocytes have indications of less damage than monodirectional protocols. Currently, this protocol requires a pair of electrodes for each desired direction of application of the electric field (**E**). **OBJECTIVE:** To develop a high intensity multidirectional electrical stimulator with only 2 pairs of electrodes, with no limitation on the number of desired directions of the stimuli. **METHODS:** For the validation of the overlapping principle of **E**, generated by two pairs of electrodes at the same time, the experimental mapping of the electric potential within working area of an measuring chamber with two pairs of electrodes was performed. The **E** values obtained at each point was statistically compared to the theoretical value by ANOVA. The electrical stimulator consisted of two buck converters at the output of each channel, fed by isolated capacitors that are previously charged by a flyback circuit. **RESULTS:** The values of **E** within the bounded region showed no statistical difference with the theoretical value, validating the superposition principle for the application of **E** by two pairs of isolated electrodes. Each channel of the stimulator provided voltage pulses with duration of 15ms and maximum intensity of 500V / 250Ω. For the 500V pulse, the observed rise time was equal to 70us, the error from average was less than 5V, the ripple equal to 8V, and the overshoot equal to 34V and 70 μs.

KEYWORD: multidirectional stimulator; electric field; superposition, myocyte, lethality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Célula ventricular isolada de rato. Em destaque eixo maior e eixo menor (Zoccoler, 2016).	20
Figura 1.2 - Potencial elétrico durante a aplicação de campo elétrico (E) em uma célula representada por um esferóide. As linhas pretas representam isopotenciais e a linha branca representa a membrana. Regiões com cores mais próximas do vermelho representam um potencial mais positivo que regiões com cores mais próximas do violeta. Modificado de Kotnik & Miklavcic (2000). Licença número 3953170657885.	21
Figura 1.3 - Ilustração do fenômeno de formação e dissociação espontânea de poros hidrofóbicos ($A \leftrightarrow B$), e a formação de poros hidrofílicos reversíveis ($B \rightarrow C$), e a conversão de poros hidrofílicos reversíveis em irreversíveis. (KOTNIK et. al, ©2012 IEEE).	23
Figura 1.4 - Aplicação de estímulos multidirecionais em uma câmara cilíndrica. A - Proposta de configuração do estimulador para aplicação de estímulos multidirecionais, com o primeiro par de eletrodo posicionado no eixo X e o segundo par no eixo Y. Os campos elétricos (E) resultantes, de módulo relativo igual a 1 são representados pelos vetores laranja, verde e azul, orientados a $\theta = 0^\circ, 30^\circ$ e 60° em relação ao eixo Y, respectivamente. B – O gráfico superior indica a intensidade do E gerado pelo par de eletrodos posicionados no eixo Y (u.a.); e o gráfico inferior, a intensidade do E gerado pelo par de eletrodos posicionados no eixo X.	25
Figura 3.1.1 - Vista explodida da câmara de estimulação (Adaptado de Fonseca, 2009) 29	
Figura 3.1.2 – Vista superior da câmara de estimulação e do sistema de coordenadas adotado.	30
Figura 3.1.3 - Exemplificação do princípio da superposição para o campo elétrico [u.a] na área de trabalho da câmara de estimulação. a: aplicação de estímulo apenas pelo canal, b: aplicação de estímulo apenas pelo canal 2, c: aplicação de estímulos concomitantes pelo canal 1 e 2, em que se observa a superposição de E_1 e E_2 para formar E_R	31
Figura 3.1.4 - Diagrama de blocos da montagem para medição do campo elétrico: Um estimulador de baixa intensidade com 2 canais isolados aplica pulsos de tensão em dois pares de eletrodos da câmara de medição. Um osciloscópio (de mapeamento, em verde) mede o potencial em pontos da câmara. Os osciloscópios de corrente do canal 1, em vermelho, e do canal 2, em azul, medem a tensão sob um resistor em série com cada canal do estimulador.	33
Figura 3.1.5 - Vista superior dos principais elementos da câmara de mapeamento (fora de escala). Os círculos verdes representam os dois eletrodos de estimulação posicionados na direção x , enquanto que os círculos em azul representam os eletrodos posicionados na direção y . Os pontos em preto indicam os locais de medição do potencial elétrico	

pelo **eletrodo de captação** (ponto vermelho). Os pontos rosa e laranja representam os **eletrodos de referência**. 34

Figura 3.2.1 – Módulo do campo elétrico (E) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o E no centro da câmara, utilizando um único par de eletrodos. A direção do E no centro da câmara é orientada a 0° com relação ao eixo y . Destacado em vermelho a região cujo módulo variou menos que 1% , em verde a região cuja fase variou menos que 1° e em branco a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. À esquerda é apresentado uma vista tridimensional, e no centro uma vista superior da câmara. 36

Figura 3.2.2 - Módulo do campo elétrico (E) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o E no centro da câmara, durante estimulação por dois pares de eletrodos posicionados perpendicularmente entre si. A direção do E no centro da câmara é orientada com o ângulo θ° em relação ao eixo y . Destacado em vermelho a região cujo módulo variou menos que 1% , em verde a região cuja fase variou menos que 1° e em branco a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. Em cima é apresentado uma vista tridimensional, e em baixo uma vista superior da câmara. 37

Figura 3.2.3 - Módulo do campo elétrico (E) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o E no centro da câmara, durante estimulação por dois pares de eletrodos posicionados a 60° entre si. A direção do E no centro da câmara é orientada com ângulo θ° em relação ao eixo y/r . Destacado em branco a região cujo módulo variou menos que 1% , em vermelho a região cuja fase variou menos que 1° e em verde claro a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. Em cima é apresentado uma vista tridimensional, e em baixo uma vista superior da câmara. 38

Figura 3.2.4 - Formas de onda do estímulo bipolar aplicado na câmara de mapeamento. Em rosa tensão aplicada no par de eletrodos, e em azul tensão medida no resistor de $22,2\ \Omega$ em série com o circuito. Para a fase positiva do pulso bipolar, a tensão aplicada foi de $13.5V$, e a tensão medida no resistor foi de $767\ mV$ 39

Figura 3.2.5 - Formas de onda do potencial elétrico na câmara de mapeamento. Em amarelo sinal medido pelo eletrodo de captação, e em verde sinal medido pelos eletrodos de referência. Em roxo, o potencial elétrico diferencial. Neste exemplo, o valor médio medido foi de $829\ mV$ 39

Figura 3.2.6 - Módulo do campo elétrico medido ($|E|$), a linha tracejada corresponde ao $|E|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 0° e $6,31V/m$ 41

Figura 3.2.7 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 0° e $6,31V/m$ 41

Figura 3.2.8 - Módulo do campo elétrico medido ($ E $), a linha tracejada corresponde ao $ E $ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 11,3° e 19,9V/m.	43
Figura 3.2.9 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 11,3° e 19,9V/m.	43
Figura 3.2.10 - Módulo do campo elétrico medido ($ E $), a linha tracejada corresponde ao $ E $ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.	45
Figura 3.2.11 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.	45
Figura 3.2.12 - Módulo do campo elétrico medido ($ E $), a linha tracejada corresponde ao $ E $ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.	47
Figura 3.2.13 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.	47
Figura 3.2.14 - Módulo do campo elétrico medido ($ E $), a linha tracejada corresponde ao $ E $ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.	49
Figura 3.2.15 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.	49
Figura 3.3.1 - Traçado de equipotenciais e linhas de E para estimulação a 22° em relação ao eixo y.	52
Figura 4.1 – Esquemático de uma fonte linear com transformador isolador.	53
Figura 4.1.2 – Regulador linear constituído de um transistor e um diodo <i>zener</i> .	54
Figura 4.2.1 - Esquemático de uma fonte chaveada, com circuito de controle em malha aberta.	55
Figura 4.2.2 - Circuito RL com uma chave. A tentativa de abrir a chave resultaria em um arco.	56
Figura 4.2.3 – Exemplo de topologia de fonte chaveada.	56
Figura 4.2.4 – Sinal de controle da técnica <i>PWM</i> .	57

Figura 4.3.1 - Esboço da operação do um canal do estimulador multidirecional de alta intensidade.	60
Figura 4.3.2 - Diagrama de blocos do estimulador multidirecional de alta intensidade. As setas pretas representam fluxo de potência, as setas azuis representam sinais de controle, e as setas laranjas representam sinais de realimentação.	61
Figura 4.3.3 - Topologia isolada do conversor flyback.	62
Figura 4.3.4 - Circuito de pré-carga.	65
Figura 4.3.5 - Simulação do circuito flyback para $L_1=190\mu\text{H}$, $L_2=17\text{mH}$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 7%. Em cima é mostrado a tensão dreno-fonte no transistor no momento que a tensão de saída era de 1400V, e, em baixo, a corrente no terminal fonte do transistor.	67
Figura 4.3.6 -.Efeito dos elementos parasitas na forma de onda da tensão sob o transistor, na operação do conversor flyback. V_{ds} é a tensão na chave controlada do primário, V_s a tensão de entrada, V_{OR} a tensão refletida pelo indutor no primário. I_P é a corrente no primário e I_s no secundário. T_{ON} o tempo de condução da chave-T, T_{OFF} o tempo de condução da chave- e T o período de chaveamento.	67
Figura 4.3.7 - Circuito <i>snubber</i> aplicado no <i>flyback</i> . L_k representa dispersão do fluxo do indutor, e C_{oss} a capacitância parasita entre os terminais do semiconductor.	68
Figura 4.3.8 - Simulação do <i>flyback</i> com snubber para $L_1=190\mu\text{H}$, $L_2=17\text{mH}$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 8%. $R_{sn}=4,7\text{k}\Omega$ e $C_{sn}=1,13\mu\text{F}$. Em cima é mostrado a tensão dreno-fonte no transistor no momento que a tensão de saída era de 1400V, e em baixo a corrente medida na terminal fonte do transistor.	69
Figura 4.3.9 – Diagrama elétrico do conversor <i>flyback</i>	70
Figura 4.3.10 - Funcionamento simplificado de circuito de controle.	71
Figura 4.3.11 - Circuito de Controle do Flyback.	72
Figura 4.3.12 - Topologia do conversor <i>buck</i> (POMILIO, 2014).	73
Figura 4.3.13 - Simulação do circuito <i>buck</i> para uma indutância de 4,0mH e um capacitor de saída de 0,2 μF . A tensão de entrada foi igual a 1500V, o período de chaveamento igual a 10 μs , e o ciclo de trabalho foi estabelecido em 33%, o que resultou em uma tensão de saída dem regime de 500V.	75
Figura 4.3.14 - Circuito do microcontrolador dsPIC30F4013.	77
Figura 4.3.15 - Fluxograma de operação do microcontrolador.	79
Figura 4.4.1 – Circuito do estimulador de alta intensidade, com destaque aos principais blocos do circuito.	80

Figura 4.4.2 – Formas de onda dos circuitos dos principais estágios de um dos canais do estimulador de alta intensidade. A entrada de *SINCRONISMO* é o sinal utilizado para sincronizar os estímulos de alta e baixa intensidade. O *RELÉ EBI* permite a conexão do estimulador de baixa intensidade à saída do circuito. O *RELÉ EMAI* permite a conexão do estimulador de alta intensidade à saída do circuito. O *RELE C1//C2* é responsável por isolar ou conectar em paralelo os capacitores fontes (C1 e C2) dos dois canais do estimulador de alta intensidade. *CONFIRMAR* é o sinal originado de um botão, utilizado pelo microcontrolador para iniciar a operação do estimulador. O *RELÉ PRE-CARGA* conecta a saída retificada da rede aos capacitores C1 e C2. O *PWM FLYBACK* é o sinal enviado pelo microcontrolador para chavear o flyback. *TENSÃO EM C2* é a tensão no capacitor fonte do canal 2 (C2). *TENSÃO NA SAÍDA* é a tensão que efetivamente será aplicada nos pares de eletrodos de uma câmara de estimulação. 81

Figura 4.4.3 – Formas de onda dos circuitos do estimulador de alta intensidade, obtidas por um osciloscópio KEYSIGHT DSOX2004A. O sinal do canal 4 é a entrada de sincronismo do estimulador. O canal 2 representa o estado do relé que acopla o estimulador de baixa intensidade à saída. O canal 3 representa o estado do relé que acopla o estimulador de alta intensidade à saída. O canal 4 é a tensão de saída o estimulador de alta intensidade. 82

Figura 4.4.4 – Formas de onda da saída dos pulsos de alta intensidade que formam o estímulo multidirecional do estimulador multidirecional de alta intensidade. A figura superior indica a aplicação dos pulsos de chaveamento no *buck*, que foi configurado com período de 10µs e ciclo de trabalho variável. A figura central é a tensão da fonte de entrada do *buck*, no caso o capacitor C2 de 40µF. A figura inferior é a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação 83

Figura 4.4.5 . Representação da descarga dos capacitores após a aplicação do estímulo de alta intensidade. Na figura superior é apresentada a tensão da fonte de entrada do *buck*, no caso o capacitor C2 de 40µF. Na figura inferior é apresentada a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação. 84

Figura 4.4.6 - Formas de onda do capacitor C2 (40 µF) durante o *processo de carga* do circuito *flyback*. Durante este processo, C2 encontra-se conectado em paralelo com C1(190 µF). A figura superior apresenta a medição realizada diretamente sobre C2, utilizando-se uma ponta de prova Tektronix P5200, isolada e de alta tensão. A medição apresentada na figura inferior foi obtida da saída do circuito de condicionamento de tensão o estimulador, que por vez é a tensão de interesse para o microcontrolador. 85

Figura 4.4.7 - Forma de onda do processo de carga completa dos capacitores de saída do circuito flyback. A capacitância total, em paralelo, é de 234µF. Em A, C1//C2 está carregado inicialmente com 170V. Em B é dado início ao processo de carga do *flyback*. 85

Figura 4.4.8 - Pulsos de chaveamento (<i>PWM</i>) do <i>flyback</i> . Em azul, pulso gerado pelo microntrolador (<i>PWM_FLYBACK</i>). Em rosa, pulso da saída do bloco de controle (<i>SW_PULSE</i>). Em vermelho, tensão no <i>gate</i> do transistor.	86
Figura 4.4.9 - Tensão dreno-fonte no transistor do <i>flyback</i> com snubber para $L_1=190\ \mu\text{H}$, $L_2=17\text{mH}$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 8%. $R_{sn}=4,7\text{k}\Omega$ e $C_{sn}=1,13\ \mu\text{F}$	86
Figura 4.4.10 - Tensão medida em um resistor shunt de $0,5\Omega$ no primário do <i>flyback</i> para condicionamento da corrente. $L_1=190\ \mu\text{H}$, $L_2=17\text{mH}$, a frequência de chaveamento foi igual a 10kHz e ciclo de trabalho igual a 8%.	87
Figura 4.4.11 - Circuito do conversor <i>buck</i> encontrado após simulação.	88
Figura 4.4.12 - Formas de ondas durante a aplicação de um pulso na saída do circuito <i>buck</i> para uma indutância de 4,5mH, e um capacitor de saída de 0,6 μF . A figura superior indica a aplicação dos pulsos de chaveamento no <i>buck</i> , que foi configurado com período de 10 μs e um ciclo de trabalho de 33%. A figura central é a tensão da fonte de entrada do <i>buck</i> , no caso o capacitor C2 de 40 μF . A figura inferior é a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação.	89
Figura 4.4.13 - Relação entre a tensão desejada de saída do conversor <i>buck</i> e a tensão de saída obtida na saída. O capacitor da fonte de entrada foi configurada para ser carregado em em 1500V.	90
Figura A.1- Topologia do conversor <i>buck</i> (POMILIO, 2014).	110
Figura A.2 - Operação do <i>buck</i> no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).	112
Figura A.3 - Topologia do conversor <i>boost</i> (POMILIO, 2014).	113
Figura A.4 - Operação do <i>boost</i> no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).	115
Figura A.5 - Topologia do conversor <i>buck-boost</i> (POMILIO, 2014).	116
Figura A.6 - Operação do <i>buck-boost</i> no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).	117
Figura A.7 - Topologia do conversores <i>Cuk</i> (à esquerda), <i>SEPIC</i> (no centro) e <i>Zeta</i> (à direita) (POMILIO, 2014).	118
Figura A.8 - Topologia isolada do conversor <i>flyback</i>	119
Figura A.9 - Operação do <i>flyback</i> no modo de condução descontínua (MARINO & MASSARI, 2017).	120
Figura A.10 - Topologia do conversor <i>forward</i> (WUIDART, 1999)	122
Figura A.11 - Topologia do conversor <i>push-pull</i> (WUIDART, 1999).	124
Figura A.12 - Topologia do conversor <i>half-bridge</i> (POMILIO, 2014).	125

Figura A.13 - Topologia do conversor <i>full-bridge</i> (POMILIO, 2014)	125
Figura B.1 - Circuito magnético formado por um enrolamento de excitação com N espiras e um núcleo ferromagnético.	128
Figura B.2 – Representação de um circuito magnético em componentes discretos, onde $f.m.m$ é a força magnetomotriz, $\mathcal{R}$ é a relutância série com o núcleo, e ϕM é o fluxo magnético.....	129
Figura B.3 - Magnetization curves of 9 ferromagnetic substances; a plot of the flux density B as a function of magnetizing field H. They all show saturation, the levelling off of B with increasing H that is characteristic of ferromagnetic substances. The graph was traced from a 1917 electronics book, so the accuracy of the data may not be equal to modern measurements. The substances are: 1.standard sheet steel, annealed, 2.silicon sheet steel, annealed, Si 2.5%, 3.soft steel casting, 4.tungsten steel, 5.magnet steel, 6.cast iron, 7.nickel, 99%, 8.cast cobalt, 9.Magnetite, Fe2O3. (Steinmetz, 1917)	130
Figura B.4 Permeabilidade magnética e curva BxH de um material magnético. Sem escalas. (Zureks, 2009)	131
Figura B.5 - Circuito magnético com entreferro de ar. O enrolamento de excitação com N espiras é excitado por uma corrente i. O núcleo possui um comprimento médio igual a ℓ , permeabilidade igual a μ_{nucleo} , e área de seção transversal igual a A_e . O entreferro de ar possui comprimento g, permeabilidade igual a μ_{ar} e área de seção transversal igual a A_g	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.2.1 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 0° e 6,31V/m.....	40
Tabela 3.2.2 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 0° e 6,31V/m.....	40
Tabela 3.2.3 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 11,3° e 18,45V/m.....	42
Tabela 3.2.4 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 11,3° e 18,45V/m.....	42
Tabela 3.2.5 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.....	44
Tabela 3.2.6 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.....	44
Tabela 3.2.7 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.....	46
Tabela 3.2.8 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.....	46
Tabela 3.2.9 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.....	48
Tabela 3.2.10 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.....	48

SUMÁRIO

1. Introdução.....	20
2. Objetivos e Estrutura.....	27
3. Princípio da Superposição.....	28
3.1. Materiais e Métodos.....	28
3.1.1. Câmara de estimulação.	28
3.1.2. Determinação teórica do E na CE para superposição de estímulos de dois pares de eletrodos.	32
3.1.3. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho para superposição de estímulos de dois pares de eletrodos.	32
3.2. Resultados.....	36
3.2.1. Determinação da área útil da CE para superposição.	36
3.2.2. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho da CE.....	38
3.3. Discussão.....	50
3.3.1. Determinação da área de trabalho da CE para superposição.	50
3.3.2. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho da CE.....	50
4. Estimulador Multidirecional de Alta Intensidade	53
4.1. Fontes lineares	53
4.2. Fontes chaveadas	54
4.3. Materiais e Métodos.....	59
4.3.1. Estimulador de alta intensidade para estudo com miócitos isolados.....	59
4.3.2. Diagrama de Blocos	60
4.3.3. Conversor Flyback.....	62
4.3.4. Conversor <i>Buck</i>	72
4.3.5. Microcontrolador e fluxograma de operações.....	76
4.4. Resultados.....	80
4.4.1. EMAI	80
4.4.1. Conversor <i>Flyback</i>	84
4.4.2. Conversor <i>Buck</i>	88
4.5. Discussão.....	91
5. Conclusão.....	94
Referências.....	96
Elementos Pós-textuais.....	109
APÊNDICE A Topologias de conversores chaveados	109

APÊNDICE B	Elementos magnéticos	127
APÊNDICE C	Projeto de elementos magnéticos	133
ANEXO 1	SMPS Chart (Kynix Semiconductor)	137
ANEXO 2	Ferrite IP12R SMPS [Thorton]	138

1. INTRODUÇÃO

A unidade funcional do coração, o miócito cardíaco, é uma célula com formato aproximadamente cilíndrico (MILAN, 2015), diâmetro da ordem de 30 μm e comprimento de cerca de 120 μm (OLIVEIRA *et al.*, 2008; GOULART *et al.*, 2012; FONSECA *et al.*, 2013; PRADO *et al.*, 2016). O envoltório do miócito é constituído majoritariamente de moléculas de fosfolípidos (ALBERTS *et al.*, 2002), formando uma membrana com aproximadamente 5 nm de espessura (TUNG, 1996) e com baixa condutividade elétrica (KOTNIK *et al.*, 1997). A Figura 1.1 é uma fotografia de um miócito ventricular de um rato Wistar adulto

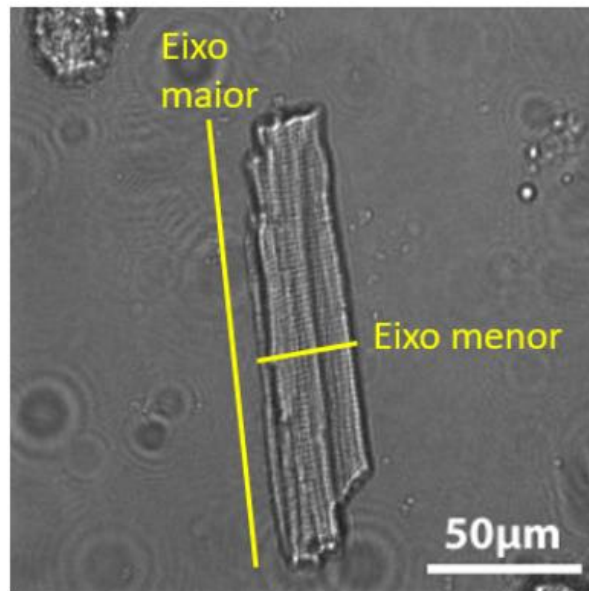


Figura 1.1 - Célula ventricular isolada de rato. Em destaque eixo maior e eixo menor (Zoccoler, 2016).

Quando imersos em uma solução fisiológica, os miócitos ventriculares apresentam, em repouso, um potencial de membrana (V_m) de aproximadamente 90 mV negativos, de sua face interna para sua face externa (BERS, 2002; GUYTON & HALL, 2006). Este potencial se deve à presença de canais iônicos na matriz lipídica e ao estabelecimento de um gradiente eletroquímico entre o meio intracelular e extracelular (AIDLEY, 1989; BERNE & LEVY, 2004). A aplicação de um campo elétrico externo ($\mathbf{E}$) altera espacialmente o potencial elétrico do meio externo da célula (V_e), condutor, de tal forma que $\mathbf{E} = -\nabla V_e$ (Figura 1.2.). Entretanto, o potencial elétrico interno

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

da célula (V_i) pode ser considerado constante devido à baixa condutividade da membrana (KINOSITA *et al.*, 1988; KOTNIK *et al.*, 1997; KOTNIK & MIKLAVCIC, 2000), de forma que V_m varie espacialmente apenas com V_e (KINOSITAS *et al.* 1988; CHENG *et al.*, 1999; DOSDALL *et al.*, 2010). No caso da aplicação do $\mathbf{E}$ por um par de eletrodos, a variação de V_m (ΔV_m) é máxima e negativa no ponto mais próximo ao ânodo e máxima e positiva no ponto mais próximo ao cátodo (SHARMA & TUNG, 2002; KOTNIK *et al.*, 2011).

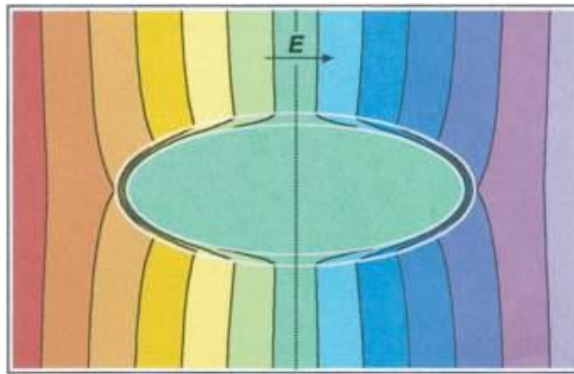


Figura 1.2 - Potencial elétrico durante a aplicação de campo elétrico ($\mathbf{E}$) em uma célula representada por um esferóide. As linhas pretas representam isopotenciais e a linha branca representa a membrana. Regiões com cores mais próximas do vermelho representam um potencial mais positivo que regiões com cores mais próximas do violeta. Modificado de Kotnik & Miklavcic (2000). Licença número 3953170657885.

Além disto, a amplitude da ΔV_m depende não apenas da amplitude como também da direção do $\mathbf{E}$. Modelando a geometria de um miócito como um esferóide prolato¹, ΔV_m é maior quando $\mathbf{E}$ é alinhado com o eixo maior da célula do que quando orientado com o eixo menor (KLEE & PLONSEY, 1976; RANJAN & THAKOR, 1995; KOTNIK *et al.*, 2011). Sendo $\vec{z}$ o eixo maior de um esferóide prolato, e $\vec{x}$ e $\vec{y}$ os eixos menores simétricos, podemos determinar o ΔV_m em regime para cada ponto x , y e z da superfície da membrana utilizando o modelo analítico de Klee e Plonsey (1976), conforme Equação 1.1.

¹ Forma tridimensional gerada quando uma elipse é rotacionada ao redor do seu eixo maior, ou eixo equatorial.

$$\Delta V_m(x, y, z) = (E_x \cdot x + E_y \cdot y)A + (E_z \cdot z)C \quad (1.1)$$

Onde, E_x , E_y e E_z são as projeções de $\mathbf{E}$ ao longo de cada eixo, e A e C são constantes dependentes unicamente da geometria celular.

Para estímulos de baixa amplitude, chamados sublimiares, canais de sódio dependentes de tensão elétrica são ativados, originando um fluxo de sódio e despolarização da membrana. Entretanto, devido à presença de uma componente capacitiva na membrana, ΔV_m não é instantânea com a aplicação do $\mathbf{E}$. A membrana celular pode ser modelada como um circuito RC, de forma que, quanto maior a intensidade e duração do estímulo, maior ΔV_m (AIDLEY, 1989; MALMIVUO & PLONSEY, 1995; KOTNIK *et al.*, 1997). Entretanto, esta despolarização é limitada, pois os canais de sódio se inativam rapidamente, e permanecem neste estado até que V_m retorne ao valor inicial de repouso (ALBERTS *et al.*, 2002; GARCIA, 2002).

Entretanto, se a ΔV_m induzida atingir um limiar de estimulação, entre 20mV e 30mV em miócitos cardíacos de ratos (BROWN *et al.*, 1981), um processo de realimentação positiva é ativado e V_m varia de forma não linear. Durante este evento, todos canais de sódio dependentes de tensão elétrica são ativados e V_m atinge valores positivos. Na sequência, a inativação dos canais de sódio dependentes de tensão elétrica em conjunto com a abertura dos canais de potássio dependentes de tensão elétrica restabelece o V_m de repouso. Este evento, chamado potencial de ação (PA), é propagado ao longo da membrana de toda a célula, por meio do acoplamento espacial da corrente elétrica (AIDLEY, 1989), e culmina, no caso de uma célula muscular, com a contração celular (ALBERTS *et al.*, 2002; GARCIA, 2002).

Instantes após o final do PA, uma grande massa de canais de sódio encontra-se no estado inativado, de forma que novos estímulos são incapazes de evocar resposta elétrica. Este é chamado período refratário absoluto, e em células musculares cardíacas pode levar até 200ms (BERS, 2001). A evocação de um PA subsequente é possível na medida que parcela dos canais de sódio se recuperam e voltam ao estado de repouso. Esse período é chamado de período refratário relativo, com duração de até 50 ms em células musculares cardíacas. Nesta situação, a intensidade do estímulo deve ser maior que o limiar de estimulação. (MALMIVUO & PLONSEY, 1995; BERS, 2001, ALBERTS *et al.*, 2002).

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Concomitantemente à estimulação elétrica, devido à agitação térmica, os fosfolípides presentes na membrana (Figura 1.3 - A) geram, naturalmente, poros hidrofóbicos que não permitem a passagem de íons de moléculas polares (Figura 1.3 - B; WEAVER, 1994; WEAVER & CHIZMADZHEV, 1996a). Entretanto, a indução de uma ΔV_m pode reorientar os fosfolípides e facilitar a transformação de um poro hidrofóbico em hidrofílico (Figura 1.3 - C, TUNG, 1996, WEAVER & CHIZMADZHEV, 1996a, b; DEBRUIN & KRASSOWSKA, 1999). Este evento, chamado de eletroporação é reversível (TSONG, 1991), podendo ser induzido em certas terapias, como por exemplo, o carregamento de células com drogas ou genes (LEWIS, 2003). Entretanto, a eletroporação pode tornar-se irreversível se a ΔV_m atingir um valor crítico (Figura 1.3 - D). Quando ΔV_m atinge valores da ordem de 200 mV e 1 V (CHEN *et al.*, 2006; SAULIS, 2010), a membrana pode ser lesionada, e o miócito desenvolver contração irreversível (CHEN *et al.*, 2006, OLIVEIRA *et al.*, 2008, KLAUKE *et al.*, 2009, SAULIS, 2010; GOULART *et al.*, 2012; PRADO *et al.*, 2016).

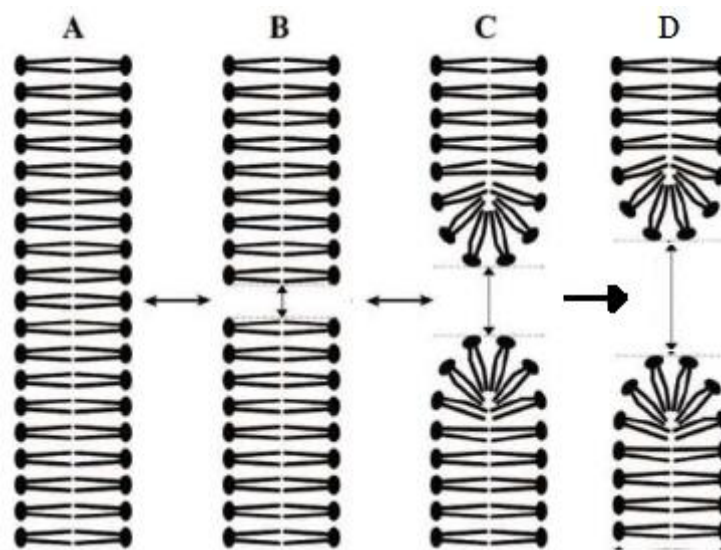


Figura 1.3 - Ilustração do fenômeno de formação e dissociação espontânea de poros hidrofóbicos (A ↔ B), e a formação de poros hidrofílicos reversíveis (B → C), e a conversão de poros hidrofílicos reversíveis em irreversíveis. (KOTNIK *et. al.*, ©2012 IEEE).

Em procedimentos como a desfibrilação, esta situação é indesejada. Porém é inevitável, pois para o sucesso da desfibrilação, uma quantidade crítica de miócitos deve ser recrutada, com um **E** que varia entre 4 a 7 V/cm (IDEKER *et al.*, 1995). Entretanto, o coração é um órgão não homogêneo, e o **E** pode atingir, localmente, até 100V/cm (YABE *et al.*, 1990). Apesar disto, a desfibrilação é a única terapia conhecida

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

para reverter um quadro de fibrilação ventricular, e se a situação não for revertida, a chance de sobrevivência cai 10% a cada minuto sem tratamento (EISENBERG *et al.*, 1980; LARSEN *et al.*, 1993).

Devido ao compromisso entre recrutar o máximo de miócitos possíveis e eletroporar o mínimo, vários protocolos de desfibrilação foram propostos (ZHANG *et al.*, 2003; DOSDALL *et al.*, 2010; LI & CHEN, 2014). Experimentos com células isoladas mostram-se importantes nesse propósito, pois a compreensão da resposta de uma célula a um estímulo pode ajudar no entendimento da resposta do coração “como um todo” (TUNG *et al.*, 1991).

Com base nestes experimentos foi possível determinar que o **E** aplicado na direção do eixo maior da célula cardíaca induz uma maior ΔV_m (KLEE & PLONSEY, 1976; RANJAN & THAKOR, 1995; MIKLAVČIČ, 2000) e pode estimulá-la com metade da intensidade de **E** quando aplicado em seu eixo menor (OLIVEIRA, 2004; BASSANI *et al.*, 2006). Assim, para minimizar a energia necessária do protocolo desfibrilatório, o ideal seria estimular as células na direção do eixo maior.

Infelizmente, os miócitos estão orientados em diferentes direções no músculo cardíaco. Uma alternativa proposta para contornar esta situação é aplicar múltiplos estímulos concatenados em diversas direções em um curto período de tempo, dentro do período refratário. Este tipo de protocolo, chamado de estimulação multidirecional, foi proposto e obteve resultados experimentais melhores que os obtidos com protocolos monodirecionais (EXNER *et al.*, 1994; PAGAN-Carlo *et al.*, 1998; VIANA, 2011).

A tempo, é necessário ressaltar que apesar de estímulos alinhados com o eixo maior da célula excitarem mais facilmente, eles são também mais letais (OLIVEIRA, 2004; OLIVEIRA *et al.*, 2008). Entretanto, Freitas (2016), utilizando um protocolo de estimulação em três direções determinou que a probabilidade de letalidade de um miócito isolado submetido a este protocolo é semelhante à probabilidade de letalidade de estímulos monodirecionais.

Apesar da superioridade apontada pelo estímulo multidirecional (EXNER *et al.*, 1994; PAGAN-CARLO *et al.*, 1998; VIANA, 2011) existe uma limitação apresentada pelos estimuladores atuais: para cada direção de aplicação do estímulo foi utilizado um par de eletrodos. Se quiséssemos aplicar o estímulo em 10 direções, por exemplo, precisaríamos posicionar 20 eletrodos. Em algumas situações como a desfibrilação transtorácica, isto pode ser um problema, visto que o posicionamento

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

dos eletrodos e a agilidade desse processo são fatores críticos para o sucesso do protocolo.

Portanto, propomos um novo método de aplicação do pulso multidirecional com apenas dois pares de eletrodos. Dado que o **E** induzido em um meio condutor é uma função linear da corrente elétrica aplicada por um par de eletrodos, e assumindo o princípio da superposição, temos que o **E** resultante da aplicação de corrente elétrica em dois pares de eletrodos é igual a combinação linear do **E** induzido por cada par de eletrodos. Deste modo, nossa prerrogativa é que é possível gerar um **E** resultante com qualquer intensidade e direção, sendo suficiente modificar as amplitudes das correntes aplicadas nos dois pares de eletrodos.

Uma possibilidade da implementação de um sistema capaz de aplicar estímulos multidirecionais em uma câmara cilíndrica, com apenas 2 pares de eletrodos, é demonstrado no esquemático da Figura 1.4.

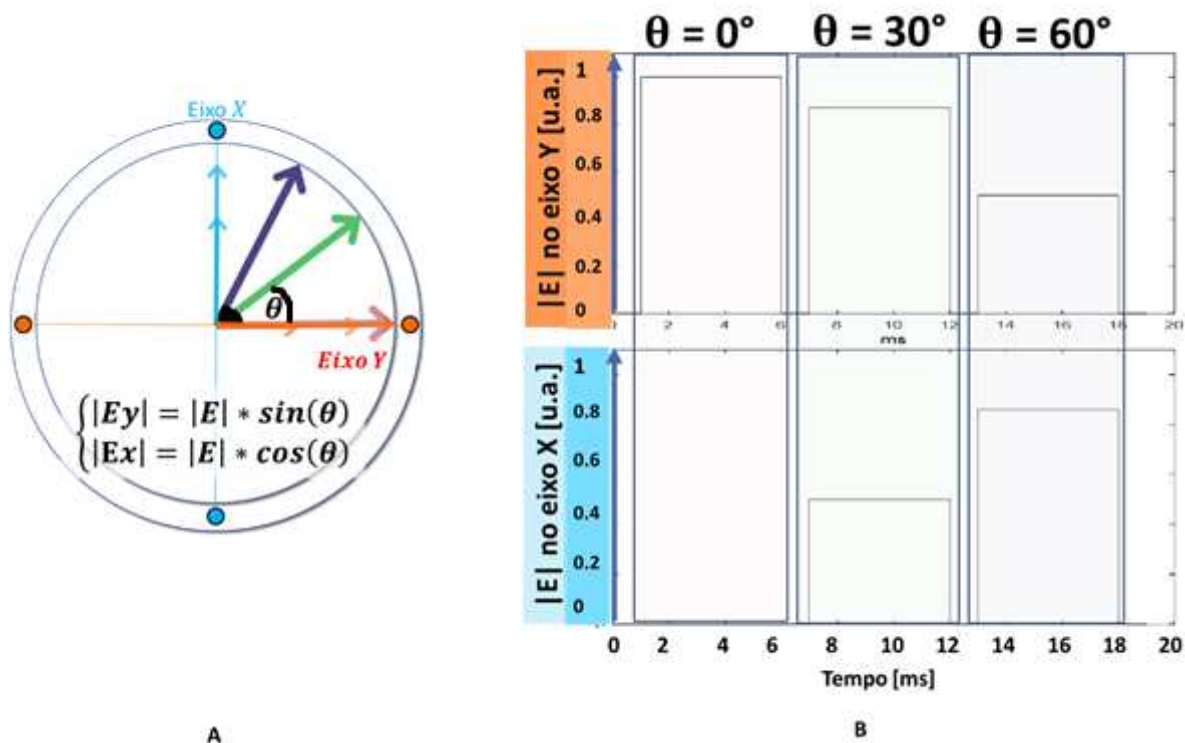


Figura 1.4 - Aplicação de estímulos multidirecionais em uma câmara cilíndrica. A - Proposta de configuração do estimulador para aplicação de estímulos multidirecionais, com o primeiro par de eletrodo posicionado no eixo X e o segundo par no eixo Y. Os campos elétricos (**E**) resultantes, de módulo relativo igual a 1 são representados pelos vetores laranja, verde e azul, orientados a $\theta = 0^\circ$, 30° e 60° em relação ao eixo Y, respectivamente. B – O gráfico superior

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

indica a intensidade do **E** gerado pelo par de eletrodos posicionados no eixo Y (u.a.); e o gráfico inferior, a intensidade do **E** gerado pelo par de eletrodos posicionados no eixo X.

O primeiro par de eletrodos é posicionado no eixo X, e o segundo no eixo Y (figura 1.4 - A). Um estímulo multidirecional constituído de 3 pulsos sequenciais concatenados, de 5 ms, com mesmo módulo, e com ângulo θ em relação ao eixo Y de 0° , 30° e 60° pode ser gerado modificando para cada pulso as intensidades dos estímulos em cada par de eletrodos (Figura 1.4 – B). No caso de um pulso com $\theta = 0^\circ$, a intensidade do estímulo do par de eletrodos no eixo X é zero, enquanto a intensidade relativa do estímulo do par de eletrodos no eixo Y é 1. Para um o pulso com a $\theta = 30^\circ$, observa-se uma combinação de aplicação de pulsos concomitante nos dois pares de eletrodos, porém, módulo resultante do **E** continua sendo igual para todos os ângulos θ .

2. OBJETIVOS E ESTRUTURA

O objetivo geral desse trabalho é viabilizar a redução no número de eletrodos utilizados na aplicação de um estímulo multidirecional aproveitando o princípio da superposição. Os objetivos específicos são os seguintes:

- a. Demonstrar a validade do princípio da superposição durante a aplicação de pulsos concomitantes em 2 canais.
- b. Desenvolver um estimulador multidirecional de alta intensidade (EMAI) com dois canais isolados. Cada canal deve fornecer pulsos com 5 ms de duração e até 500 V / 250 Ω . A forma de onda dos pulsos deverá ser retangular, com a justificativa de que a resposta ao degrau é simples de ser modelada, o que favoreceria o desenvolvimento de trabalhos futuros no campo da modelagem do fenômeno da eletroporação.

Devido à natureza distinta entre os objetivos específicos *a* e *b*, a estrutura central desta dissertação foi dividida em dois capítulos distintos. O Capítulo 3 será iniciado com a metodologia utilizada para investigar a validade da superposição devido a utilização de dois pares de eletrodos durante a estimulação, e será seguido de seus resultados e discussões. O Capítulo 4 apresentará as bases teóricas dos conversores de potência utilizados neste trabalho, seguido pela metodologia no estimulador construído, dos resultados e discussões. Para finalizar, o Capítulo 6 apresentará a conclusão deste trabalho.

Três seções de Apêndices estão presentes no encerramento do trabalho. Eles representam parte fundamental do projeto realizado, porém foram ocultados durante o Capítulo 4 para permitir uma leitura mais fluída. O Apêndice A oferece uma revisão das principais topologias de fontes chaveadas existentes. O Apêndice B oferece uma revisão do modelamento de elementos magnético e de seus limites de operação. O Apêndice C, um guia para o dimensionamento dos elementos magnéticos que foram desenvolvidos neste trabalho.

Dois Anexos também estão presentes após os Apêndices. O Anexo 1 apresenta um quadro comparativo das principais teologias de fontes chaveadas. O Anexo 2 é o *datasheet* do material magnético que foi utilizado neste trabalho (ferrite IP12R).

3. PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

3.1. MATERIAIS E MÉTODOS

3.1.1. Câmara de estimulação.

Uma câmara de estimulação (CE) para experimentos com miócitos isolados foi projetada por Lima (1999) e fabricada no Centro de Engenharia Biomédica da Unicamp (CEB), em Campinas, SP, conforme Figura 3.1.1. Ela é feita de material acrílico transparente em formato cilíndrico com 10 mm de raio e 5 mm de altura, presa com parafusos, formando um reservatório. Sua borda apresenta doze espaços posicionados a cada 30° que permitem a passagem de eletrodos de platina, com 5 mm de comprimento e 1 mm de diâmetro. Em verde são representados dois eletrodos posicionados em espaços diametralmente opostos, que constituem um par de estimulação quando conectados à uma fonte.

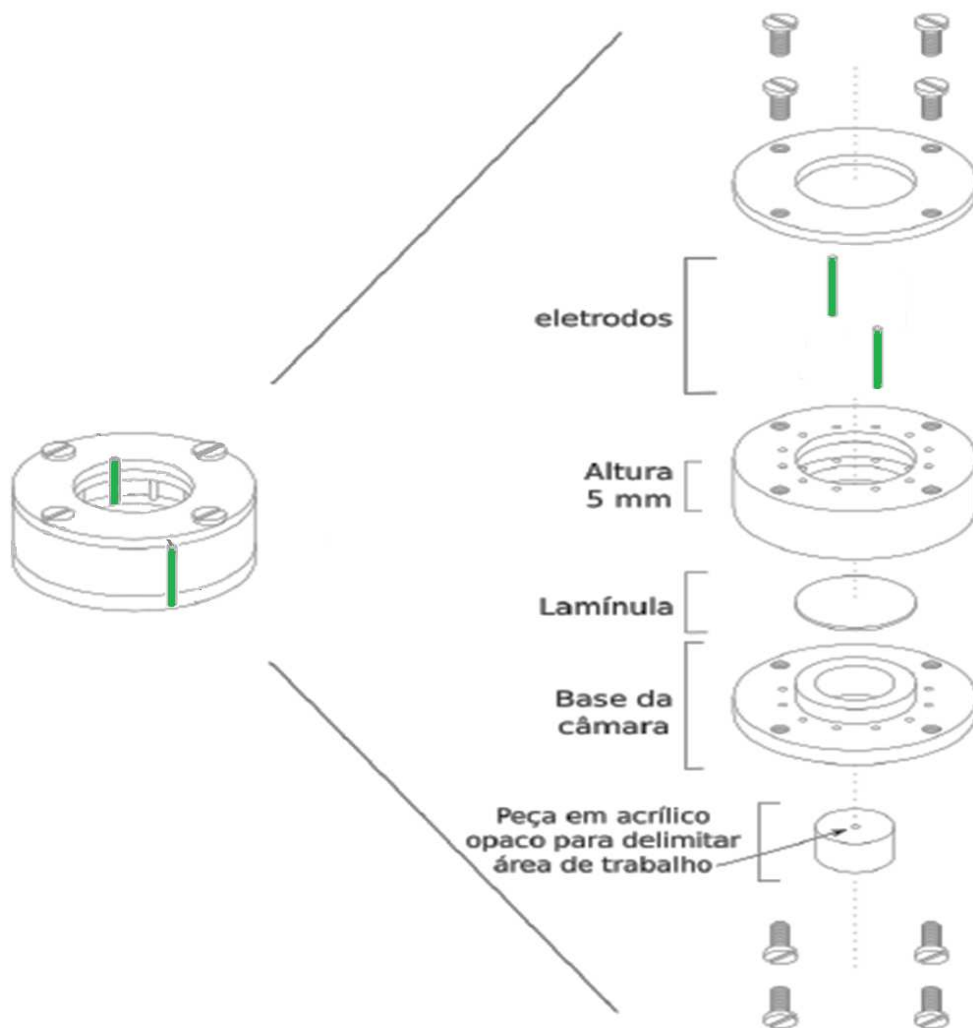


Figura 3.1.1 - Vista explodida da câmara de estimulação (Adaptado de Fonseca, 2009)

O **E** no interior da CE durante a aplicação de uma corrente elétrica através de um par de eletrodos pode ser obtido conforme trabalho desenvolvido por Lima (1999). A linha que une o par de eletrodos define o eixo longitudinal de estimulação. A linha perpendicular que passa pelo centro da CE define o eixo transversal. Estes dois eixos definem um sistema de coordenadas cartesianas cujo centro coincide com o centro da CE, de acordo com a Figura 3.1.2, com o eixo $\vec{y}$ correspondendo ao eixo longitudinal, e o eixo $\vec{x}$ ao eixo transversal.

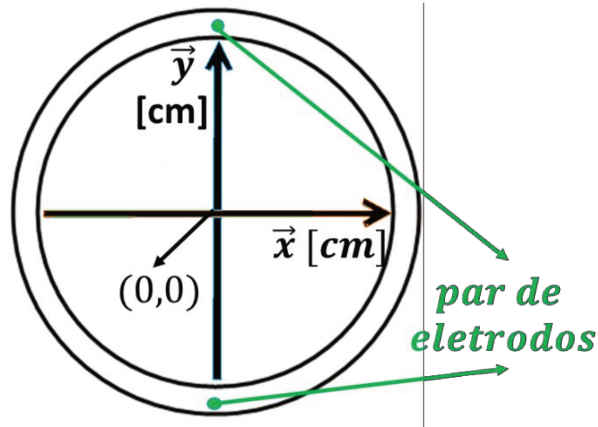


Figura 3.1.2 – Vista superior da câmara de estimulação e do sistema de coordenadas adotado.

O $\mathbf{E}$ para cada posição da CE no momento do estímulo é dado pela Equação 3.1.

$$\mathbf{E}(x, y) = \frac{2Ib}{\pi\sigma h} \left\{ \frac{1}{[x^2 + (y+b)^2][x^2 + (y-b)^2]} \right\} [(-2xy)\hat{\mathbf{a}}_x + (x^2 - y^2 + b^2)\hat{\mathbf{a}}_y] \quad (3.1)$$

Onde, as coordenadas x [cm] e y [cm] representam a posição do ponto no sistema cartesiano da figura 3.1.2. O termo multiplicando $\hat{\mathbf{a}}_y$ é a componente longitudinal de $\mathbf{E}$ [V/cm] neste ponto, e o termo multiplicando $\hat{\mathbf{a}}_x$ é a componente transversal. b [cm] é o raio da CE, h [cm] a altura da solução, e σ [$\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$] a condutividade da solução. I [A] é a corrente de estimulação, positiva quando está orientada no mesmo sentido que o eixo $\vec{y}$.

Sob a lamínula da CE existe uma região delimitada por uma circunferência central com raio igual a 10% do raio da CE que delimita a área de trabalho dos experimentos (Figura 3.1.1 – peça em acrílico opaco para delimitar a área de trabalho). Para esta região, o $\mathbf{E}$ não varia mais que 1% em módulo ($|\mathbf{E}|$) e 1º em fase ($\angle\mathbf{E}$) (Lima, 1999). A intensidade de $\mathbf{E}$ [V/cm] foi aproximada por (BASSANI *et al.*, 2006) conforme equação 3.2.

$$E = \pm \frac{2I}{b\pi\sigma h} \quad (3.2)$$

Onde, b [cm] é o raio da CE, h [cm] a altura da solução, e σ [$\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$] a condutividade da solução. A direção de $\mathbf{E}$ é igual à direção longitudinal de estimulação

$\vec{y}$, e a orientação é positiva quando a corrente I está orientada no mesmo sentido que o eixo $\vec{y}$, e negativa no caso contrário.

Da Equação 3.2, nota-se que a intensidade de $\mathbf{E}$ na área de trabalho depende apenas da corrente elétrica de estímulo e de parâmetros fixos, como a geometria do sistema e a condutividade da solução. Generalizamos o resultado das Equações 3.1 e 3.2 para a situação no qual dois pares de eletrodos são utilizados concomitantemente conforme esquematizado na Figura 3.1.3. O canal 1 é fixado, como anteriormente, ao longo do eixo $\vec{y}$, enquanto o canal 2 pode ser posicionado, por exemplo, no eixo $\vec{x}$. O $\mathbf{E}$ na área de trabalho resultante da aplicação de estímulo pelo canal 1 ($\mathbf{E}_1$, em azul na Figura 3.1.3 – a) é igual ao descrito anteriormente, com módulo descrito pela Equação 3.2 e direção igual ao do eixo $\vec{y}$. O módulo de $\mathbf{E}$ na área de trabalho resultante da aplicação do estímulo no canal 2 ($\mathbf{E}_2$, em vermelho na figura 3.1.3 – b) também pode ser descrito conforme Equação 3.2, tomando o cuidado de que a direção de $\mathbf{E}$ será igual ao do eixo $\vec{x}$.

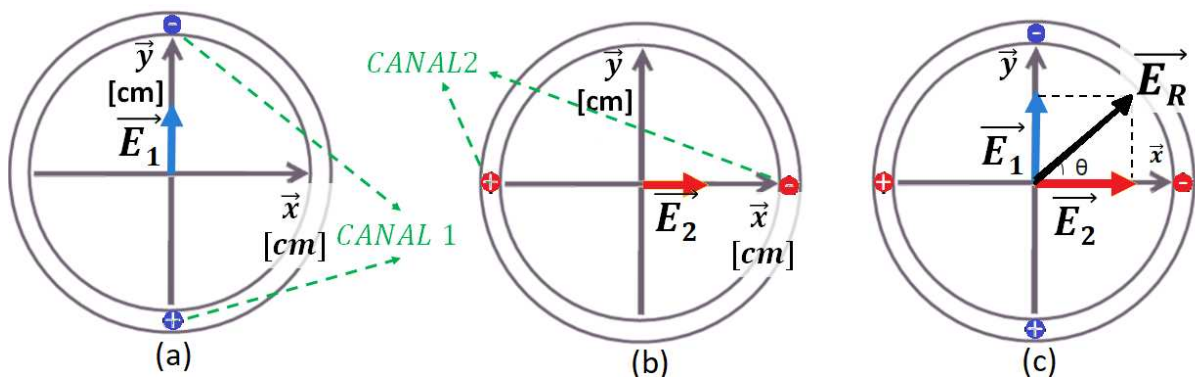


Figura 3.1.3 - Exemplificação do princípio da superposição para o campo elétrico [u.a] na área de trabalho da câmara de estimulação. a: aplicação de estímulo apenas pelo canal, b: aplicação de estímulo apenas pelo canal 2, c: aplicação de estímulos concomitantes pelo canal 1 e 2, em que se observa a superposição de E_1 e E_2 para formar E_R .

O $\mathbf{E}$ resultante ($\mathbf{E}_R$) está apresentado na Figura 3.1.3 – c em preto, e é igual à soma vetorial de $\mathbf{E}_1$ e $\mathbf{E}_2$. Para a configuração de pares de eletrodos perpendiculares pode-se determinar o valor do módulo do e a fase em relação ao eixo $\vec{x}$ (θ) do $\mathbf{E}$ resultante ($\mathbf{E}_R$) conforme o conjunto de Equação 3.3a e 3.3b.

$$\begin{cases} |E_R| = \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \\ \theta = \arctang\left(\frac{E_1}{E_2}\right) \end{cases} \quad (3.3a) \quad (3.3b)$$

3.1.2. Determinação teórica do E na CE para superposição de estímulos de dois pares de eletrodos.

A fim de verificar como o E resultante (E_R) se comporta dentro da CE, e se este pode realmente ser considerado constante dentro da área de trabalho, calculamos o E_R em cada ponto da CE para diversas razões de corrente de estimulação entre cada par de eletrodo utilizando a Equação 3.1. Desenvolvemos um *script* para esta tarefa, disponibilizado na plataforma GitHub no endereço <https://github.com/erickbortolazzo/Electric field in a cylindrical chamber>. Para visualização do resultado, as posições da CE foram representadas nos eixos x e y de um gráfico, e a intensidade de E_R foi representada no eixo z do mesmo gráfico. A região de interesse da análise foi destacada no gráfico, e corresponde àquela cujo módulo e/ou fase de E_R variasse menos que 1% e 1°, respectivamente, em relação ao E_R no centro da CE.

Duas configurações de eletrodos foram avaliadas. Na primeira, os pares de eletrodos foram orientados perpendicularmente entre si, e na segunda o menor ângulo entre os dois pares de eletrodos foi de 60°. As configurações foram comparadas utilizando a razão de corrente entre os canais que gerou a menor região de interesse.

3.1.3. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho para superposição de estímulos de dois pares de eletrodos.

Para validar o cálculo do E_R no interior da área de trabalho da câmara de estimulação, o mapeamento experimental foi realizado e restringido à região da área de trabalho. Uma câmara para mapeamento (CM) foi fabricada em ácido polilático (PLA) em uma impressora 3D, com raio de 9 cm e altura de 1 cm. A configuração perpendicular de posicionamento dos pares de eletrodos de estimulação foi adotada, e a marcação destas posições foi realizada com o auxílio de um guia impresso em papel. Eletrodos de aço inoxidável de 1 mm de diâmetro e 2 cm de comprimento foram posicionados nos espaços marcados e na sequência, a CM foi preenchida com

solução de Tyrode em temperatura ambiente (NaCl 140mM; KCl 6 mM; $\text{MgCl}_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ 1,5 mM; ácido N-2 hidroxietilpiperazina-N"-2 etano-sulfônico HEPES 5 mM; glicose 11,1 mM, condutividade elétrica = $0,0146 \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$) até uma altura de 6mm.

O diagrama de blocos da montagem experimental está apresentado na figura 3.1.4. Um estimulador de baixa intensidade com dois canais isolados, desenvolvido no Departamento de Engenharia Biomédica da Unicamp (SÁ, 2018), foi conectado aos pares de eletrodos de estimulação da CM e ajustado para fornecer pulsos bipolares de tensão elétrica com duração de 25 ms por fase e frequência de 0,3 Hz. Resistores de $22,2 \Omega$ foram conectados em série com cada canal, e sobre estes, pontas de osciloscópio isolados foram utilizadas para monitorar a corrente de cada canal. Com este corrente inserido na Equação 3.2 é possível determinar o E teórico gerado por cada canal, e utilizando a Equação 3.3 é possível determinar o E_R teórico. A razão entre as correntes de cada canal foi ajustada para obtenção das diferentes fases de E_R , inicialmente em 0° . Um terceiro osciloscópio, também isolado, foi utilizado para medir o potencial elétrico (ϕ) durante a aplicação dos estímulos elétricos.

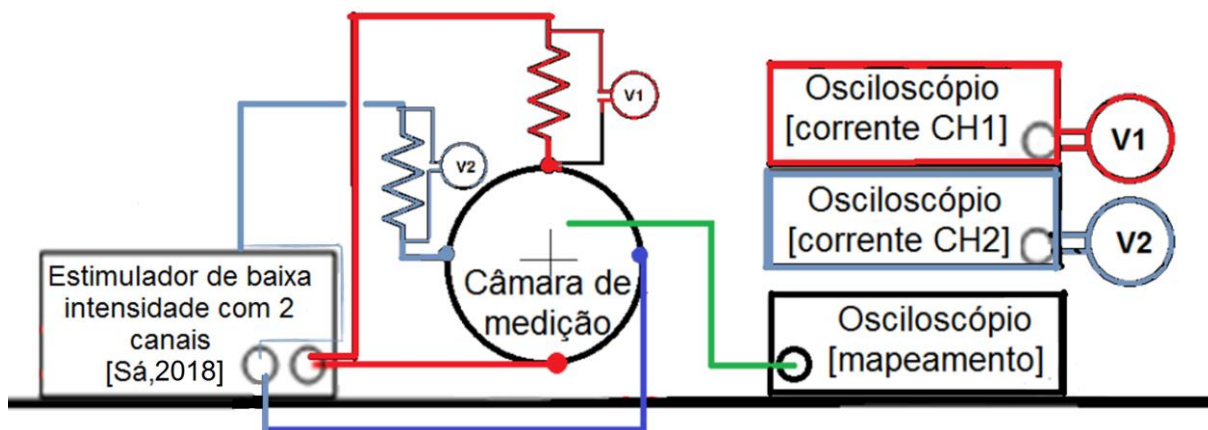


Figura 3.1.4 - Diagrama de blocos da montagem para medição do campo elétrico: Um estimulador de baixa intensidade com 2 canais isolados aplica pulsos de tensão em dois pares de eletrodos da câmara de medição. Um osciloscópio (de mapeamento, em verde) mede o potencial em pontos da câmara. Os osciloscópios de corrente do canal 1, em vermelho, e do canal 2, em azul, medem a tensão sob um resistor em série com cada canal do estimulador.

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

A medição do ϕ foi realizada numa matriz quadrada de 36 pontos equidistantes de 2 mm (Figura 3.1.5). Foram utilizados 3 eletrodos de Ag-AgCl de 0,2 mm de diâmetro neste processo de mapeamento. Um destes eletrodos foi conectado a um *chariot*, com resolução de 0,05 mm, e serve para varredura e medição. Os outros dois, posicionados próximos à borda da CM, são utilizados como referência para obtenção de um sinal diferencial. Adotamos o sistema de coordenadas cartesianas para a posição do eletrodo de captação e assumimos o centro da câmara como a coordenada (0,0). Após a medição de ϕ em todos os pontos da matriz, o $\mathbf{E}_R$ experimental, ou $\mathbf{E}_R$ medido ($\mathbf{E}_M$) foi calculado pela Equação 3.4. O operador ∇ é o símbolo do gradiente, e transforma a matriz ϕ de 36 elementos em uma matriz $\mathbf{E}_M$ de 25 elementos.

$$\mathbf{E}_M = -\nabla \phi \quad (3.4)$$

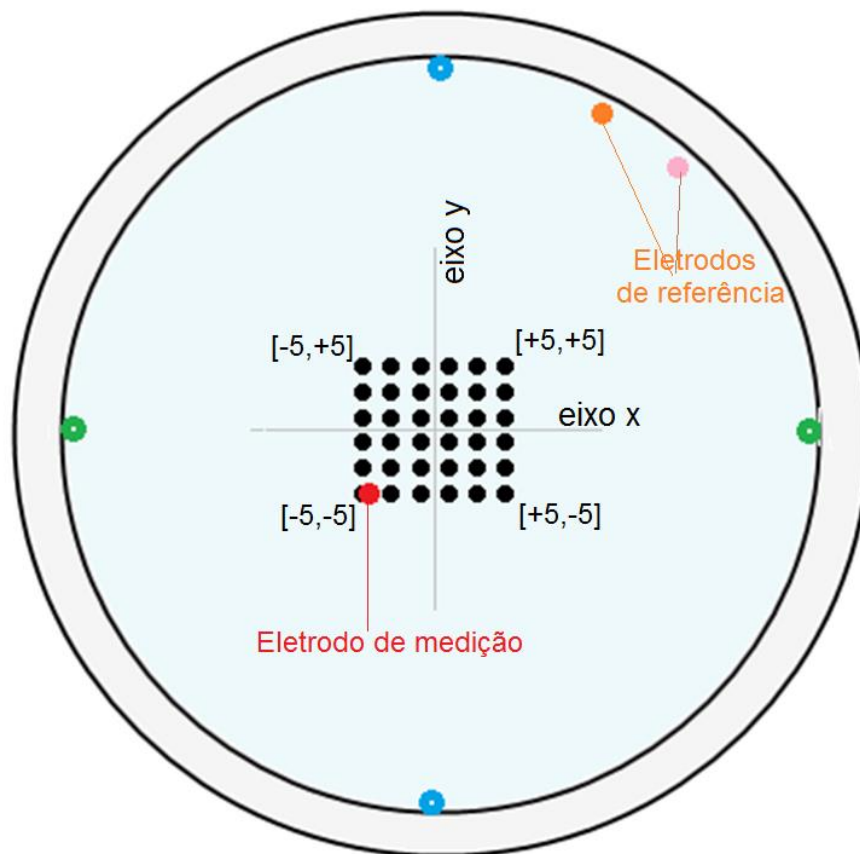


Figura 3.1.5 - Vista superior dos principais elementos da câmara de mapeamento (fora de escala). Os círculos verdes representam os dois **eletrodos de estimulação posicionados na direção x**, enquanto que os círculos em azul representam **os eletrodos posicionados na direção y**. Os pontos em preto indicam os **locais de medição do potencial elétrico** pelo

eletrodo de captação (ponto vermelho). Os pontos rosa e laranja representam os **eletrodos de referência**.

A varredura foi repetida 10 vezes, obtendo-se 25 grupos amostrais com $N=10$ em cada grupo. $\mathbf{E}_M$ foi então convertido em módulo ($|\mathbf{E}_M|$) e fase ($\angle \mathbf{E}_M$), e cada conjunto de dados foi analisado por três testes de normalidade (Kolmogorov-Smirnov, D'Agostino & Pearson e Shapiro-Wilk). A distribuição de um grupo foi considerada normal se pelo menos dois testes apresentassem $p > 0,05$.

Sob teste da hipótese nula, as amostras de cada grupo foram comparadas com o $|\mathbf{E}_R|(0,0)$ e $\angle \mathbf{E}_R(0,0)$ (Equações 3.3 e 3.2) utilizando análise de variância monofatorial, sendo $p < 0,05$ indicativo de diferença estatística. Em caso de diferença estatística, primeiramente o *post-test* de Dunnet foi utilizado para verificar se há diferença em relação ao $\mathbf{E}$ teórico. Quando ocorreu diferença estatística, uma análise de variância monofatorial adicional foi realizada excluindo o dado do valor teórico de $|\mathbf{E}|(0,0)$ ou $\angle \mathbf{E}(0,0)$ para verificar apenas a precisão dos resultados.

Finalizado o experimento, a razão da intensidade de corrente entre o canal 1 e 2 foi variado para obter sequencialmente fases de aproximadamente 0° , 11° , 22° , 33° e 45° , e então o experimento foi reiniciado. A razão destas fases escolhidas foi verificar a superposição para uma ampla faixa de ângulos resultantes de $\mathbf{E}$, e considerando que há simetria em 45° , 5 valores de fases equidistantes foram adotados.

3.2. RESULTADOS

3.2.1. Determinação da área útil da CE para superposição.

O **E** na CE para o caso de um único par de eletrodos ativo foi calculado computacionalmente. O módulo normalizado de **E** é apresentado na Figura 3.2.1.

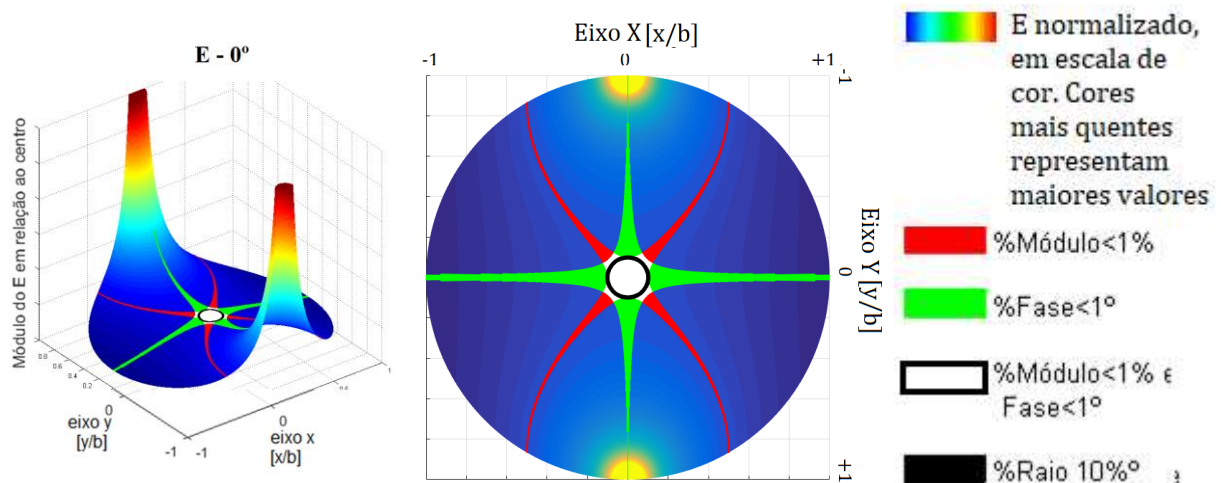


Figura 3.2.1 – Módulo do campo elétrico (**E**) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o **E** no centro da câmara, utilizando um único par de eletrodos. A direção do **E** no centro da câmara é orientada a 0° com relação ao eixo $\vec{y}$. Destacado em vermelho a região cujo módulo variou menos que 1%, em verde a região cuja fase variou menos que 1° e em branco a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. À esquerda é apresentada uma vista tridimensional, e no centro uma vista superior da câmara.

Na sequência, foi calculado o **E** quando dois pares de eletrodos são utilizados. Na Figura 3.2.2 pode ser observado o gráfico de **E** na CE para a configuração na qual os pares de eletrodos estão posicionados perpendicularmente entre si. A corrente que atravessa cada par de eletrodos foi ajustada para que a direção de **E** no centro da câmara fosse de 20° (Figura 3.2.2 - a), 30° (Figura 3.2.2 - b) e 45° (Figura 3.2.2 - c), e assumiu-se simetria em relação ao ângulo a 45°.

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

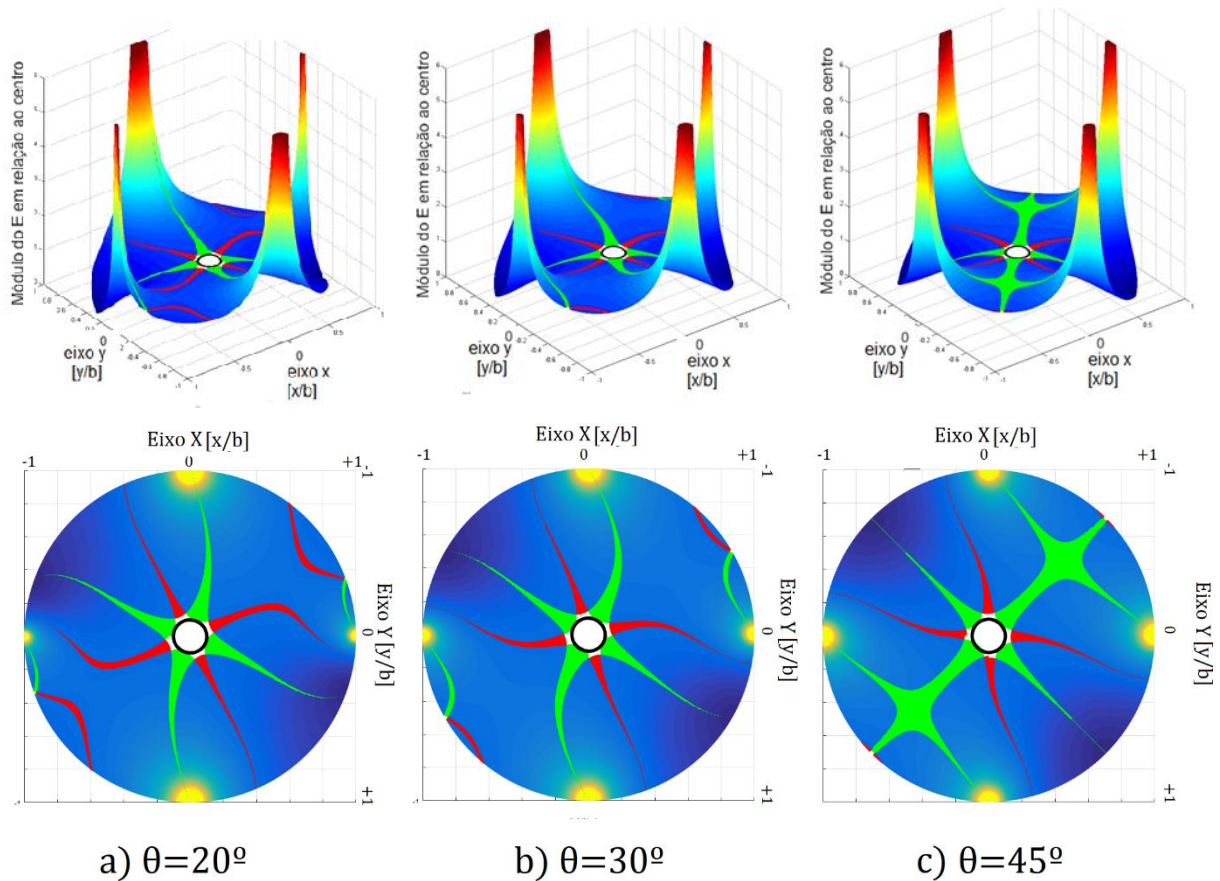


Figura 3.2.2 - Módulo do campo elétrico (E) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o E no centro da câmara, durante estimulação por dois pares de eletrodos posicionados perpendicularmente entre si. A direção do E no centro da câmara é orientada com o ângulo θ° em relação ao eixo $\vec{y}$. Destacado em vermelho a região cujo módulo variou menos que 1%, em verde a região cuja fase variou menos que 1° e em branco a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. Em cima é apresentado uma vista tridimensional, e em baixo uma vista superior da câmara.

Na Figura 3.2.3 pode ser visualizado o resultado do gráfico do E na CE para configuração, no qual os pares de eletrodos estão posicionados a 60° . Nesse caso há dois eixos de simetria (30° e 120°), e portanto a corrente que atravessa cada par de eletrodos foi ajustada para que a direção de E no centro da câmara fosse de 15° (figura 3.2.3- a), 30° (Figura 3.2.3 - b) e 120° (Figura 3.2.3 - c).

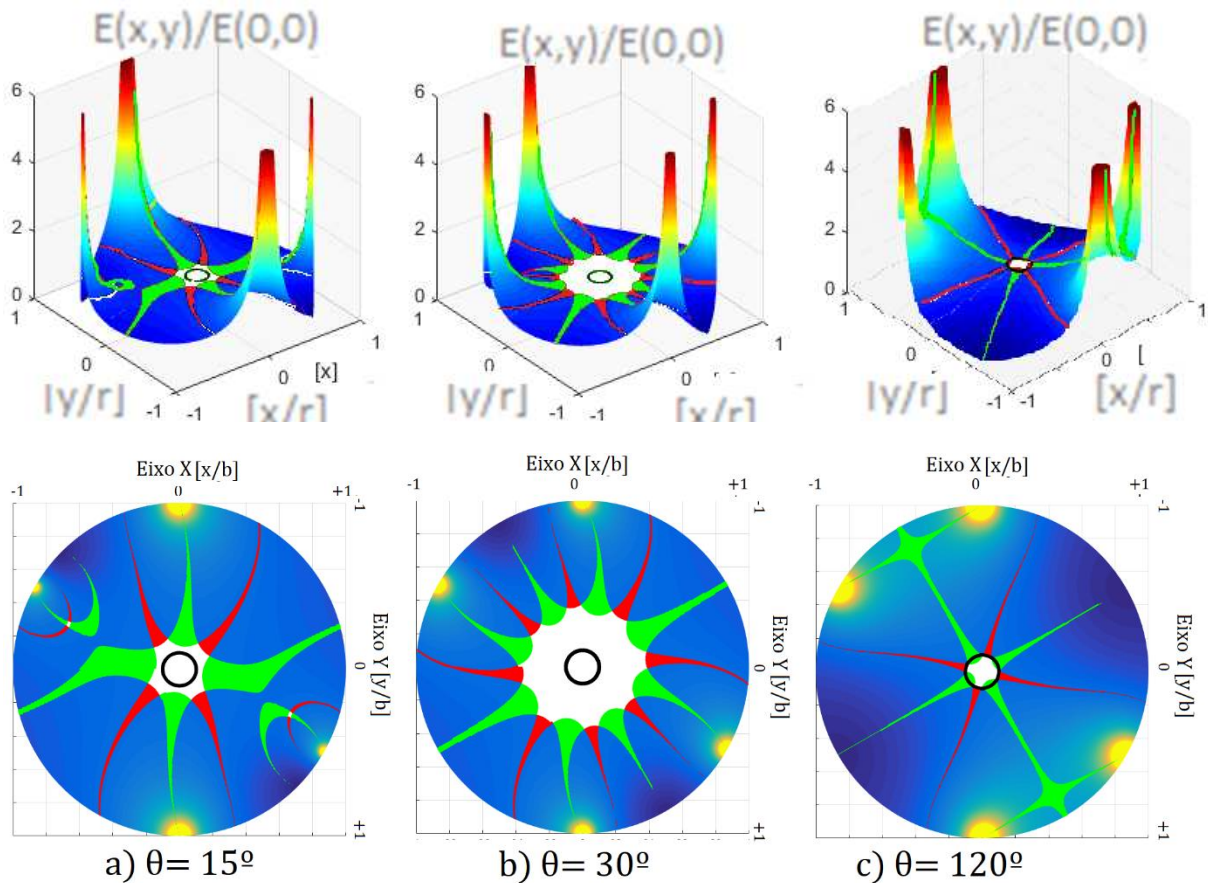


Figura 3.2.3 - Módulo do campo elétrico (E) no interior de uma câmara cilíndrica, normalizado com o E no centro da câmara, durante estimulação por dois pares de eletrodos posicionados a 60° entre si. A direção do E no centro da câmara é orientada com ângulo θ° em relação ao eixo y/r . Destacado em branco a região cujo módulo variou menos que 1%, em vermelho a região cuja fase variou menos que 1° e em verde claro a região em que ambas condições foram satisfeitas. Em preto é sobreposta uma circunferência de raio igual a 10% do raio da câmara. Em cima é apresentado uma vista tridimensional, e em baixo uma vista superior da câmara.

3.2.2. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho da CE.

As formas de onda típicas da tensão aplicada por cada canal do estimulador elétrico de baixa intensidade, e a tensão medida no resistor de $22,2 \, \Omega$ em série com a CE são apresentadas na Figura 3.2.4.

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

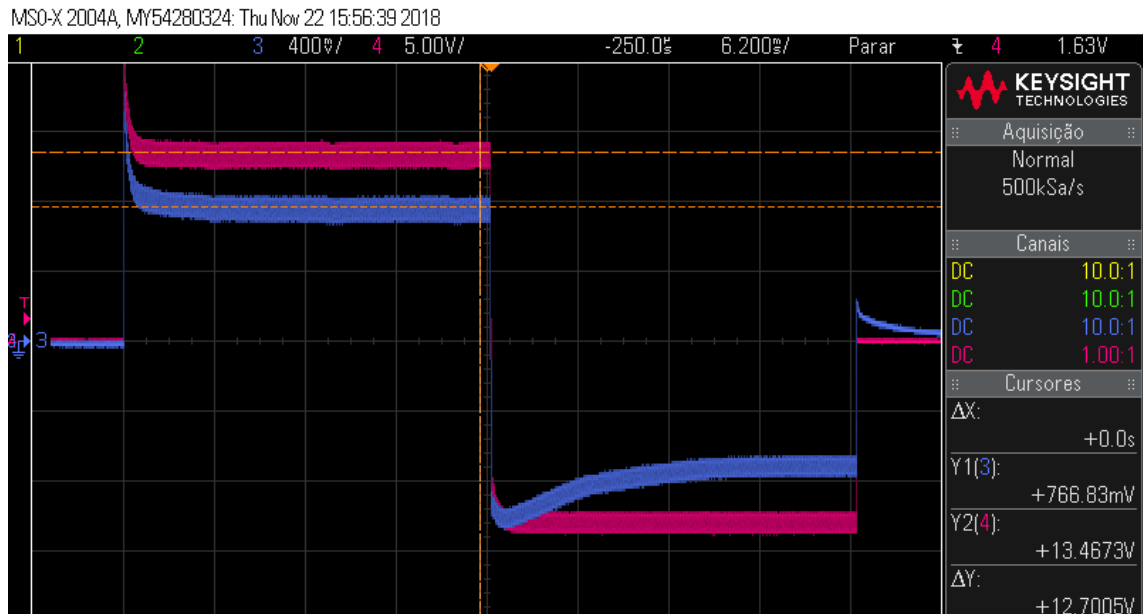


Figura 3.2.4 - Formas de onda do estímulo bipolar aplicado na câmara de mapeamento. Em rosa tensão aplicada no par de eletrodos, e em azul tensão medida no resistor de $22,2 \Omega$ em série com o circuito. Para a fase positiva do pulso bipolar, a tensão aplicada foi de 13.5V, e a tensão medida no resistor foi de 767 mV.

A forma de onda da captação do ϕ em um determinado ponto da câmara pode ser visualizada na Figura 3.2.5.

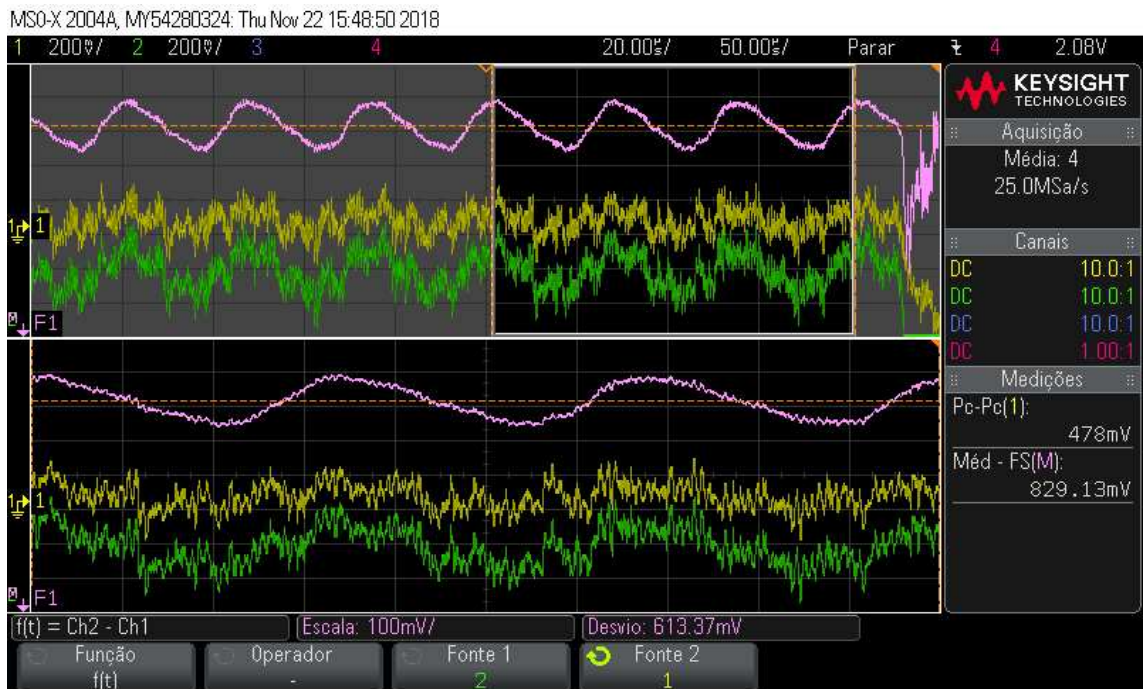


Figura 3.2.5 - Formas de onda do potencial elétrico na câmara de mapeamento. Em amarelo sinal medido pelo eletrodo de captação, e em verde sinal medido pelos eletrodos de

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

referência. Em roxo, o potencial elétrico diferencial. Neste exemplo, o valor médio medido foi de 829 mV.

Para a estimulação a 0° , a corrente medida no canal 1 foi de 7,82 mA e a altura da solução foi de $6,0\text{mm} \pm 0,1\text{mm}$. Portanto, o valor teórico do módulo do **E** foi de $6,31\text{ V/m} \pm 0,11\text{V/m}$, e a fase foi de 0° . Os valores da média $\pm$ erro padrão da média (SEM) da intensidade de **E** estão apresentados na Tabela 3.2.1 e Figura 3.2.6, e os valores da média $\pm$ SEM da fase na Tabela 3.2.2 e Figura 3.2.7. Não houve diferença estatística entre os pontos para o módulo de **E** ($p=0,0693$), nem para a fase de **E** ($p=0,70$).

Tabela 3.2.1 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estimulo a 0° e 6,31V/m

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	$6,6 \pm 0,1$	$6,2 \pm 0,2$	$5,8 \pm 0,3$	$5,9 \pm 0,2$	$6,1 \pm 0,2$
2	$7,0 \pm 0,2$	$7,2 \pm 0,3$	$7,2 \pm 0,3$	$7,1 \pm 0,3$	$6,9 \pm 0,2$
0	$6,9 \pm 0,2$	$6,5 \pm 0,2$	$6,5 \pm 0,2$	$6,1 \pm 0,2$	$6,3 \pm 0,2$
-2	$7,1 \pm 0,2$	$7,0 \pm 0,3$	$7,2 \pm 0,3$	$7,4 \pm 0,3$	$7,2 \pm 0,3$
-4	$6,9 \pm 0,3$	$6,7 \pm 0,2$	$6,6 \pm 0,2$	$6,8 \pm 0,1$	$7,2 \pm 0,2$

Tabela 3.2.2 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estimulo a 0° e 6,31V/m

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	$3,7 \pm 0,9$	$2,7 \pm 1,0$	$1,7 \pm 1,1$	$2,5 \pm 1,1$	$-1,5 \pm 1,2$
2	$3,3 \pm 1,1$	$4,3 \pm 1,1$	$1,9 \pm 0,9$	$1,1 \pm 0,9$	$0,0 \pm 1,1$
0	$5,2 \pm 1,2$	$3,9 \pm 1,1$	$4,6 \pm 1,0$	$0,7 \pm 1,1$	$0,7 \pm 1,3$
-2	$6,7 \pm 1,3$	$4,7 \pm 1,0$	$3,1 \pm 1,1$	$0,9 \pm 1,1$	$1,3 \pm 1,3$
-4	$6,1 \pm 1,3$	$5,7 \pm 1,1$	$2,0 \pm 1,1$	$0,2 \pm 1,0$	$3,5 \pm 1,2$

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

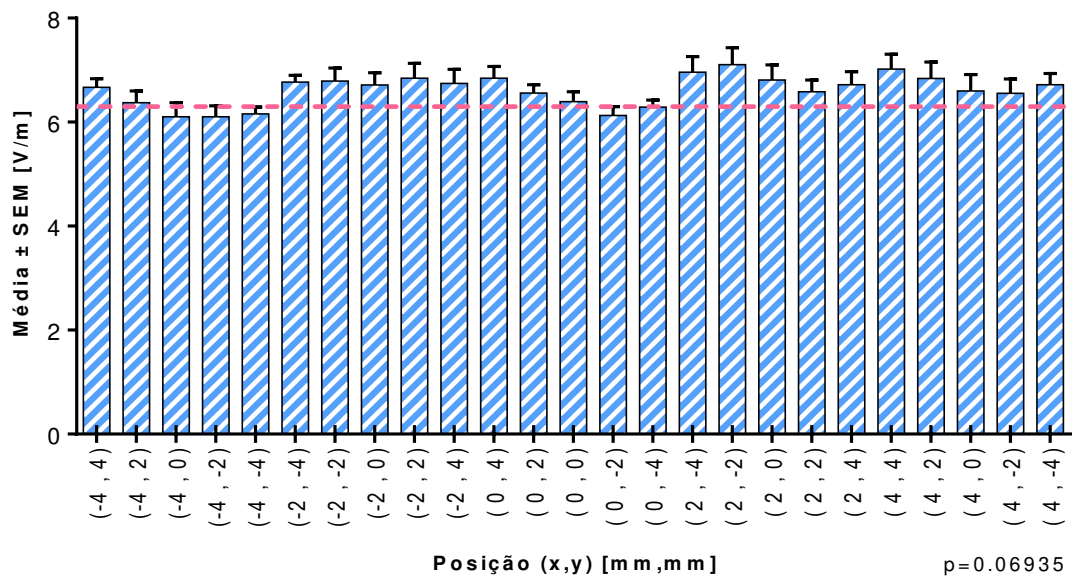


Figura 3.2.6 - Módulo do campo elétrico medido ($|\mathbf{E}|$), a linha tracejada corresponde ao $|\mathbf{E}|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 0° e 6,31V/m.

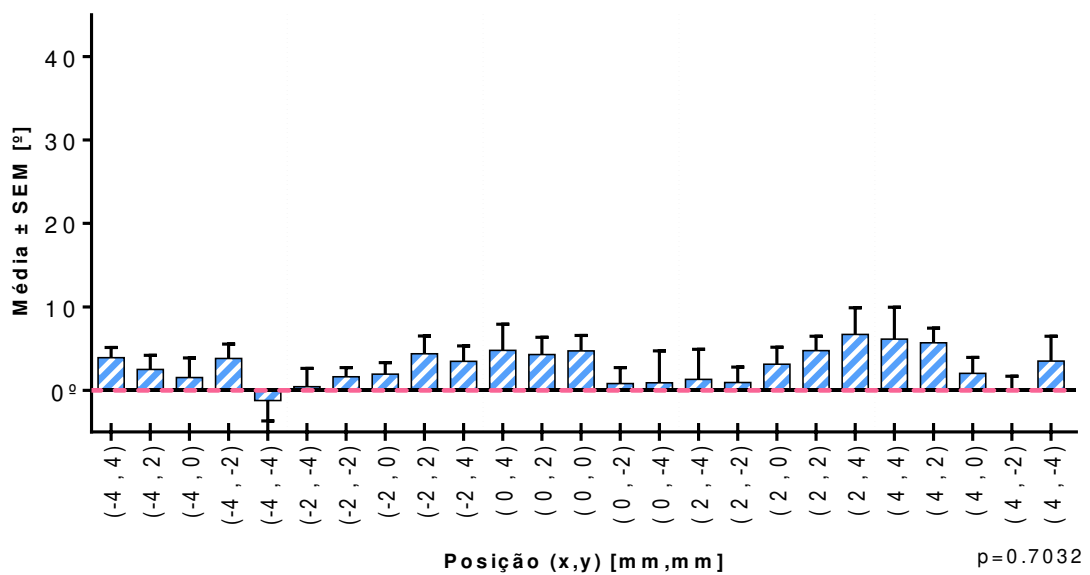


Figura 3.2.7 - Fase do campo elétrico medido (Fase ($\mathbf{E}$)), a linha tracejada corresponde à fase do $\mathbf{E}$ teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 0° e 6,31V/m.

Para a estimulação a 11° , a corrente medida no canal 1 foi de 30,63 mA, no canal 2 foi de 6,13 mA, e a altura da solução foi de $8,2\text{mm} \pm 0,1\text{mm}$. Portanto, o valor teórico do módulo do $\mathbf{E}$ foi de $18,45\text{V/m} \pm 0,23\text{V/m}$, e a fase foi de $11,3^\circ$. Os valores da média $\pm$ SEM da intensidade de $\mathbf{E}$ estão apresentados na Tabela 3.2.3 e

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

Figura 3.2.8, e os valores da média $\pm$ SEM da fase na Tabela 3.2.4 e Figura 3.2.9. Não houve diferença estatística entre os pontos para o módulo de **E** ($p=0,11$), mas houve diferença estatística entre os pontos para a fase de **E** ($p<0,0001$). No *post-test* de Dunnet para a fase, todos pontos mostraram-se diferentes em relação ao valor teórico, mas na análise sem a referência teórica não houve diferença estatística entre os pontos ($p=0,26$).

Tabela 3.2.3 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 11,3° e 18,45V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	18,4 $\pm$ 0,3	18,0 $\pm$ 0,3	18,2 $\pm$ 0,3	18,3 $\pm$ 0,3	18,1 $\pm$ 0,3
2	18,0 $\pm$ 0,2	18,2 $\pm$ 0,2	18,2 $\pm$ 0,2	18,2 $\pm$ 0,3	18,3 $\pm$ 0,3
0	19,0 $\pm$ 0,3	18,8 $\pm$ 0,3	18,6 $\pm$ 0,2	18,5 $\pm$ 0,3	18,5 $\pm$ 0,3
-2	17,7 $\pm$ 0,2	17,8 $\pm$ 0,2	18,1 $\pm$ 0,3	18,2 $\pm$ 0,3	18,0 $\pm$ 0,2
-4	18,5 $\pm$ 0,4	18,5 $\pm$ 0,4	18,3 $\pm$ 0,3	18,3 $\pm$ 0,3	18,5 $\pm$ 0,2

Tabela 3.2.4 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 11,3° e 18,45V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	8,4 $\pm$ 0,2	8,5 $\pm$ 0,4	7,7 $\pm$ 0,5	8,2 $\pm$ 0,3	8,1 $\pm$ 0,3
2	9,5 $\pm$ 0,3	7,9 $\pm$ 0,3	7,6 $\pm$ 0,4	8,1 $\pm$ 0,4	8,3 $\pm$ 0,3
0	8,8 $\pm$ 0,4	7,5 $\pm$ 0,4	8,2 $\pm$ 0,3	7,7 $\pm$ 0,4	8,2 $\pm$ 0,6
-2	8,9 $\pm$ 0,3	8,3 $\pm$ 0,3	7,9 $\pm$ 0,2	8,3 $\pm$ 0,4	8,6 $\pm$ 0,6
-4	7,8 $\pm$ 0,4	8,2 $\pm$ 0,4	7,2 $\pm$ 0,3	8,5 $\pm$ 0,4	8,3 $\pm$ 0,6

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

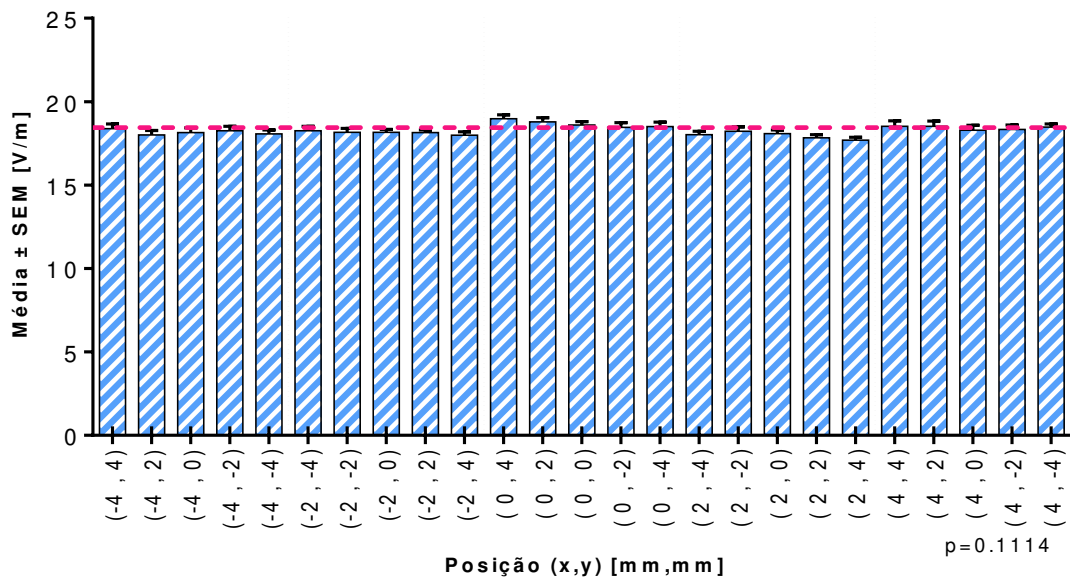


Figura 3.2.8 - Módulo do campo elétrico medido ($|E|$), a linha tracejada corresponde ao $|E|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 11,3° e 19,9V/m.

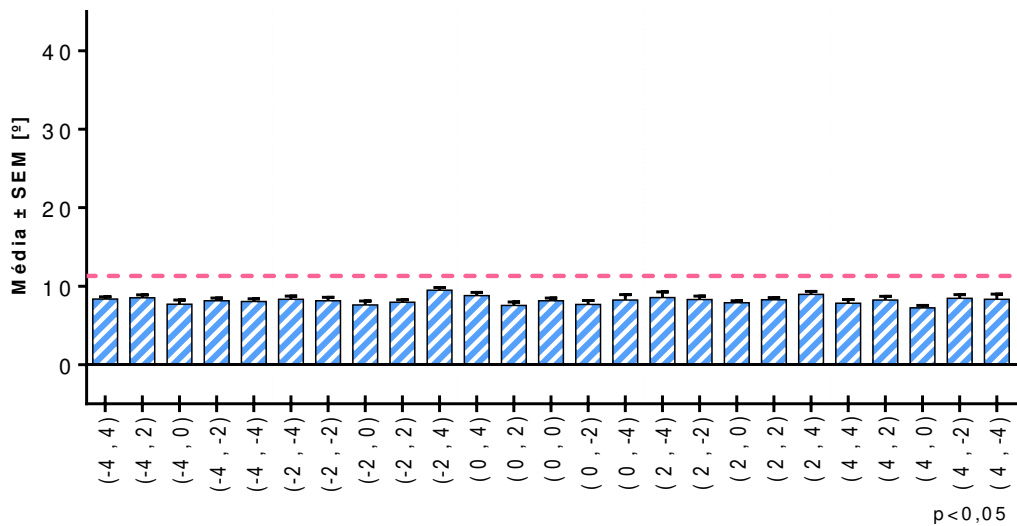


Figura 3.2.9 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 11,3° e 19,9V/m.

Para a estimulação a 22°, a corrente medida no canal 1 foi de 23,87 mA, no canal 2 foi de 11,00 mA, e a altura da solução foi de $6,4\text{mm} \pm 0,1\text{mm}$. Portanto, o valor teórico do módulo do E foi de $19,9\text{V/m} \pm 0,3\text{V/m}$, e a fase foi de 24,7°. Os valores da média $\pm$ SEM da intensidade de E estão apresentados na Tabela 3.2.5 e Figura

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

3.2.10, e os valores da média $\pm$ SEM da fase na Tabela 3.2.6 e Figura 3.2.11. Não houve diferença estatística entre os pontos para o módulo de **E** ($p=0,30$), mas houve diferença estatística entre os pontos para a fase de **E** ($p<0,0001$). No *post-test* de Dunnet para a fase, 7 de 25 pontos apresentaram diferença estatística em relação ao valor teórico, e na análise sem a referência teórica a diferença estatística entre os pontos se manteve ($p<0,0001$).

Tabela 3.2.5 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 24,7^o e 19,9V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	21,3 $\pm$ 0,5	20,8 $\pm$ 0,6	21,1 $\pm$ 0,5	21,2 $\pm$ 0,4	21,1 $\pm$ 0,3
2	21,3 $\pm$ 0,5	20,4 $\pm$ 0,4	21,1 $\pm$ 0,4	21,4 $\pm$ 0,4	21,4 $\pm$ 0,4
0	21,9 $\pm$ 0,7	21,3 $\pm$ 0,6	21,2 $\pm$ 0,4	21,1 $\pm$ 0,3	20,9 $\pm$ 0,3
-2	20,7 $\pm$ 0,4	20,0 $\pm$ 0,3	20,4 $\pm$ 0,4	21,1 $\pm$ 0,4	21,4 $\pm$ 0,4
-4	21,0 $\pm$ 0,4	21,1 $\pm$ 0,4	21,0 $\pm$ 0,3	21,1 $\pm$ 0,3	20,7 $\pm$ 0,2

Tabela 3.2.6 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 24,7^o e 19,9V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	23,0 $\pm$ 0,9	19,6 $\pm$ 0,7	21,6 $\pm$ 0,5	22,6 $\pm$ 0,6	26,4 $\pm$ 1,3
2	24,1 $\pm$ 0,8	19,0 $\pm$ 0,5	21,2 $\pm$ 0,6	22,5 $\pm$ 0,5	21,9 $\pm$ 0,6
0	23,5 $\pm$ 0,6	18,4 $\pm$ 0,8	21,5 $\pm$ 0,6	23,0 $\pm$ 0,5	22,6 $\pm$ 0,4
-2	23,9 $\pm$ 0,5	21,0 $\pm$ 0,9	22,1 $\pm$ 0,7	22,3 $\pm$ 0,6	22,3 $\pm$ 0,5
-4	22,4 $\pm$ 0,5	20,4 $\pm$ 0,8	20,0 $\pm$ 0,7	22,4 $\pm$ 0,3	23,4 $\pm$ 0,5

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

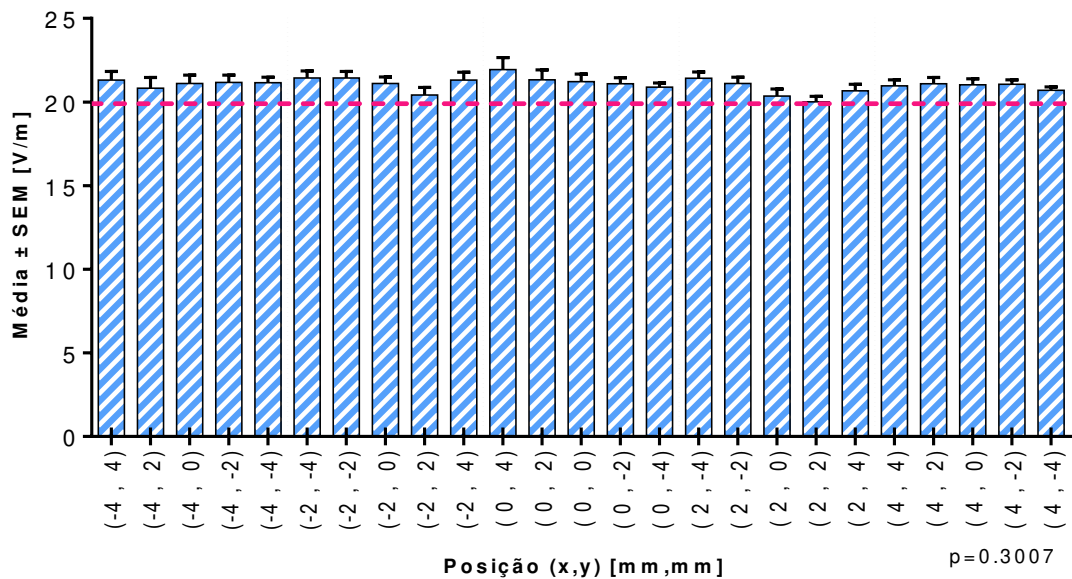


Figura 3.2.10 - Módulo do campo elétrico medido ($|E|$), a linha tracejada corresponde ao $|E|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.

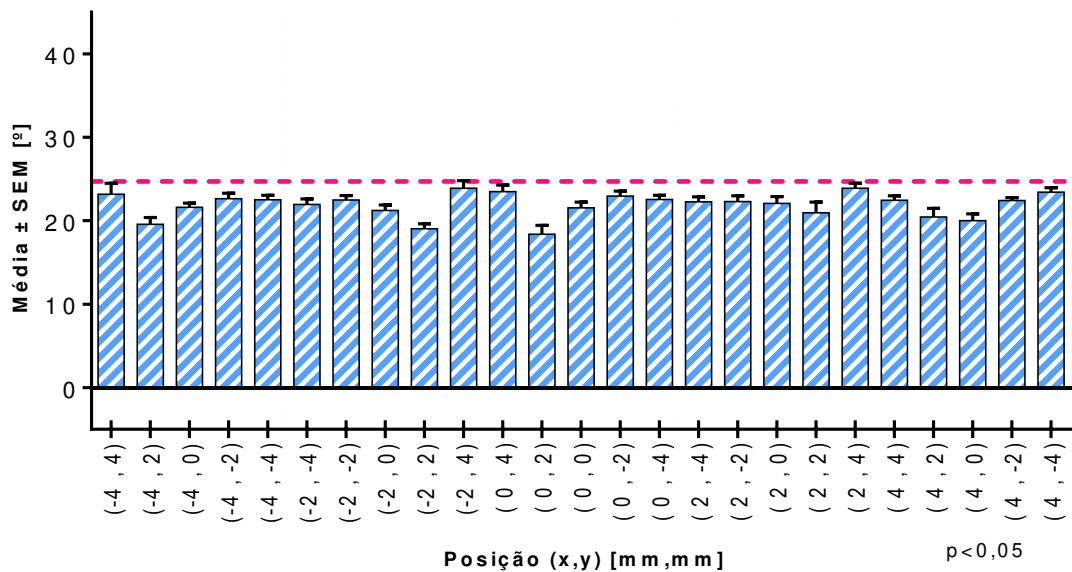


Figura 3.2.11 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 24,7° e 19,9V/m.

Para a estimulação a 33°, a corrente medida no canal 1 foi de 9,46 mA, no canal 2 foi de 5,86 mA, e a altura da solução foi de $8\text{mm} \pm 0,1\text{mm}$. Portanto, o valor teórico do módulo do E foi de $6,74\text{V/m} \pm 0,4\text{V/m}$, e a fase foi de 31,8°. Os valores da média $\pm$ SEM da intensidade de E estão apresentados na Tabela 3.2.7 e Figura 3.2.12,

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

e os valores da média $\pm$ SEM da fase na Tabela 3.2.8 e Figura 3.2.13. Não houve diferença estatística entre os pontos para o módulo de **E** ($p=0,99$), nem para a fase ($p=0,99$).

Tabela 3.2.7 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	6,7 $\pm$ 0,5	6,8 $\pm$ 0,5	7,0 $\pm$ 0,5	6,9 $\pm$ 0,5	6,4 $\pm$ 0,3
2	6,6 $\pm$ 0,3	7,0 $\pm$ 0,3	6,5 $\pm$ 0,5	6,8 $\pm$ 0,3	6,7 $\pm$ 0,3
0	6,6 $\pm$ 0,4	6,7 $\pm$ 0,4	6,9 $\pm$ 0,4	6,6 $\pm$ 0,3	6,5 $\pm$ 0,2
-2	6,9 $\pm$ 0,2	6,8 $\pm$ 0,3	6,8 $\pm$ 0,3	7,0 $\pm$ 0,2	6,9 $\pm$ 0,2
-4	7,3 $\pm$ 0,8	7,1 $\pm$ 0,8	7,3 $\pm$ 0,6	7,3 $\pm$ 0,5	6,9 $\pm$ 0,3

Tabela 3.2.8 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 31,8° e 6,74V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	31,1 $\pm$ 0,1	35,5 $\pm$ 0,1	31,7 $\pm$ 0,1	34,3 $\pm$ 0,1	32,0 $\pm$ 0,1
2	29,8 $\pm$ 0,1	33,5 $\pm$ 0,1	33,0 $\pm$ 0,1	34,8 $\pm$ 0,1	32,1 $\pm$ 0,1
0	32,1 $\pm$ 0,1	34,8 $\pm$ 0,1	33,9 $\pm$ 0,1	33,8 $\pm$ 0,1	33,3 $\pm$ 0,1
-2	32,7 $\pm$ 0,1	32,0 $\pm$ 0,1	33,1 $\pm$ 0,1	32,0 $\pm$ 0,1	30,9 $\pm$ 0,1
-4	35,0 $\pm$ 0,1	33,6 $\pm$ 0,1	31,6 $\pm$ 0,1	33,0 $\pm$ 0,1	32,3 $\pm$ 0,1

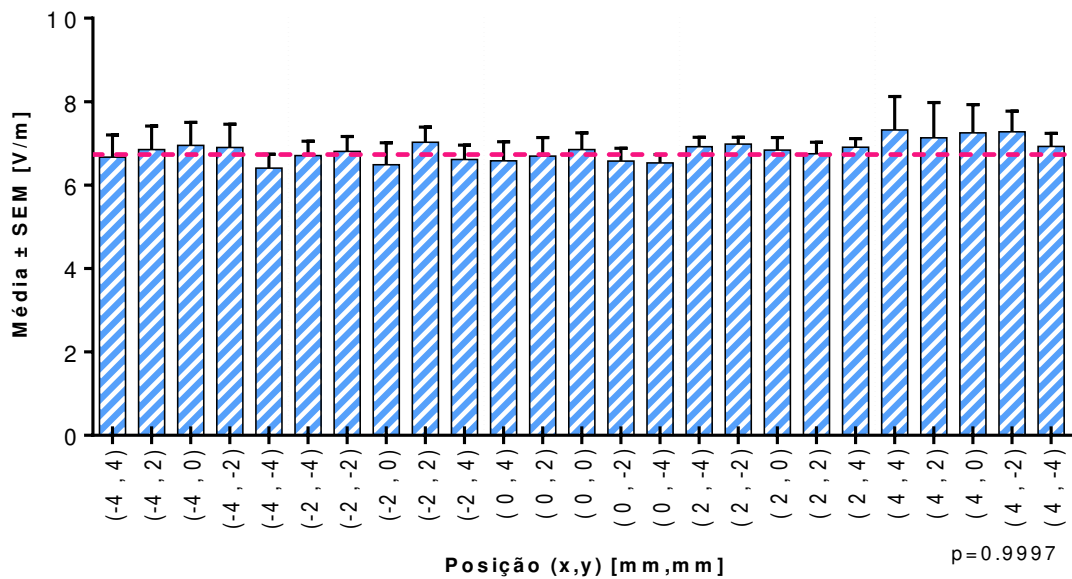


Figura 3.2.12 - Módulo do campo elétrico medido ($|E|$), a linha tracejada corresponde ao $|E|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a $31,8^\circ$ e $6,74\text{V/m}$.

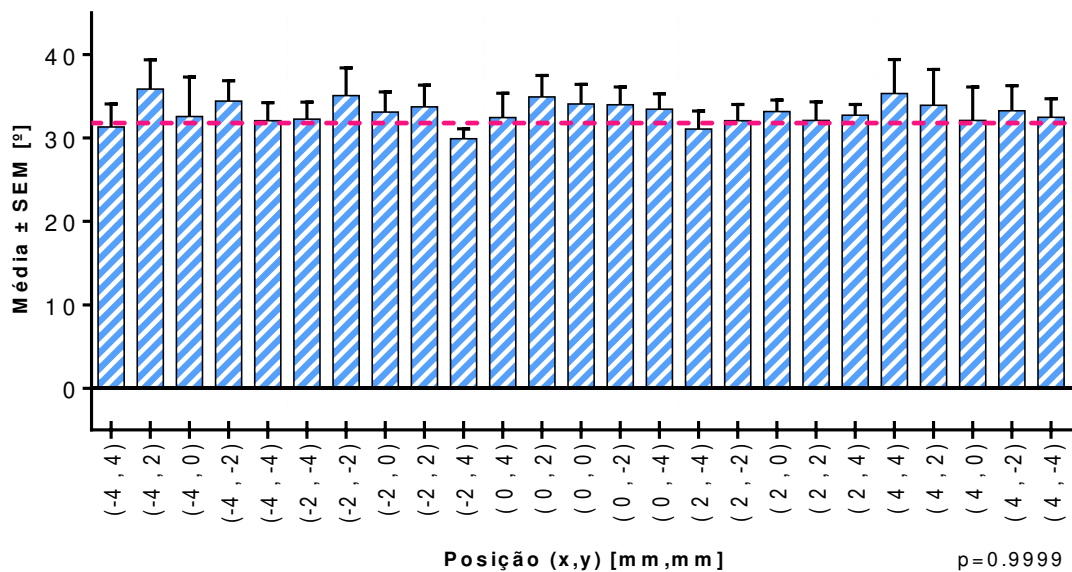


Figura 3.2.13 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a $31,8^\circ$ e $6,74\text{V/m}$.

Para a estimulação a 45° , a corrente medida no canal 1 foi de $8,65\text{ mA}$, no canal 2 foi de $8,11\text{ mA}$, e a altura da solução foi de $9,5\text{mm} \pm 0,1\text{mm}$. Portanto, o valor teórico do módulo do E foi de $6,05\text{V/m} \pm 0,3\text{V/m}$, e a fase foi de $43,15^\circ$. Os valores da média $\pm$ SEM da intensidade de **E** estão apresentados na Tabela 3.2.9 e Figura 3.2.14,

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

e os valores da média $\pm$ SEM da fase na Tabela 3.2.10 e Figura 3.2.15. Não houve diferença estatística entre os pontos para o módulo de **E** ($p=0,058$), nem para a fase ($p=0,27$).

Tabela 3.2.9 - Médias $\pm$ erros-padrões do módulo do campo elétrico medido [em V/cm] - Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	6,2 $\pm$ 0,4	6,4 $\pm$ 0,4	6,4 $\pm$ 0,3	5,7 $\pm$ 0,3	5,5 $\pm$ 0,2
2	6,2 $\pm$ 0,2	6,1 $\pm$ 0,3	6,2 $\pm$ 0,2	6,3 $\pm$ 0,3	5,9 $\pm$ 0,3
0	6,4 $\pm$ 0,3	6,3 $\pm$ 0,3	5,9 $\pm$ 0,3	6,0 $\pm$ 0,2	5,4 $\pm$ 0,2
-2	5,9 $\pm$ 0,2	6,7 $\pm$ 0,3	6,2 $\pm$ 0,4	6,3 $\pm$ 0,2	6,1 $\pm$ 0,4
-4	5,4 $\pm$ 0,3	5,5 $\pm$ 0,3	5,6 $\pm$ 0,3	5,9 $\pm$ 0,2	5,4 $\pm$ 0,2

Tabela 3.2.10 - Médias $\pm$ erros-padrões da fase do campo elétrico medido [em graus] - Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.

Posição no eixo vertical [mm]	Posição no eixo horizontal [mm]				
	-4	-2	0	2	4
4	46,6 $\pm$ 2,9	48,7 $\pm$ 3,9	49,1 $\pm$ 3,2	48,1 $\pm$ 2,7	51 $\pm$ 2,2
2	48,4 $\pm$ 2,0	49,6 $\pm$ 2,0	48,5 $\pm$ 2,0	46,1 $\pm$ 3,1	45,2 $\pm$ 1,7
0	48,5 $\pm$ 2,8	50,6 $\pm$ 3,0	49,7 $\pm$ 1,7	51,1 $\pm$ 3,3	50,3 $\pm$ 3,0
-2	47,9 $\pm$ 1,6	50,5 $\pm$ 3,5	47,9 $\pm$ 2,9	48,6 $\pm$ 2,6	43,9 $\pm$ 2,2
-4	48,3 $\pm$ 7,5	61,8 $\pm$ 4	53,4 $\pm$ 2,3	53,5 $\pm$ 2,4	49,6 $\pm$ 3,9

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

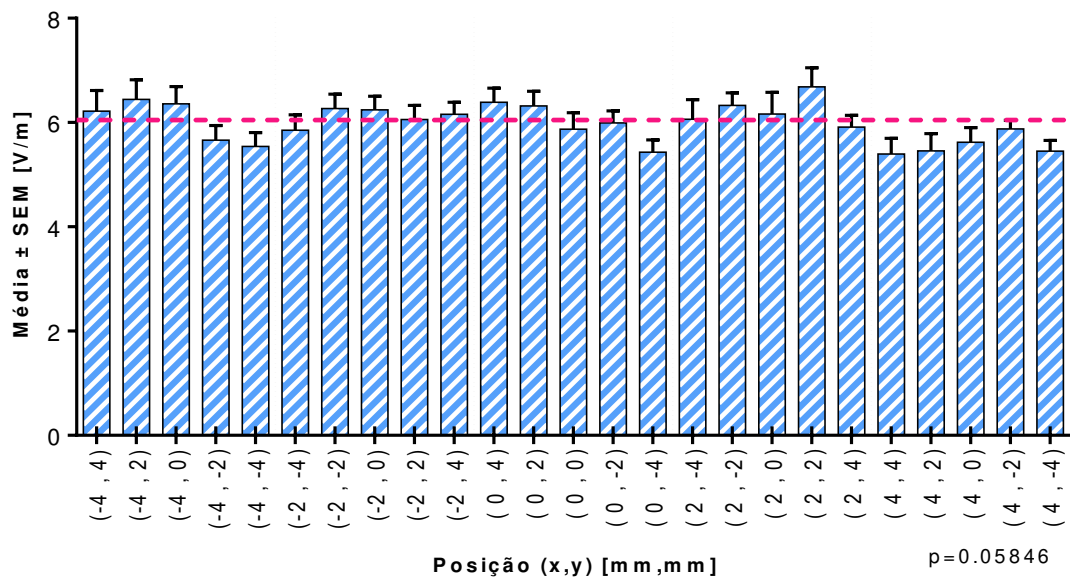


Figura 3.2.14 - Módulo do campo elétrico medido ($|E|$), a linha tracejada corresponde ao $|E|$ teórico. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.

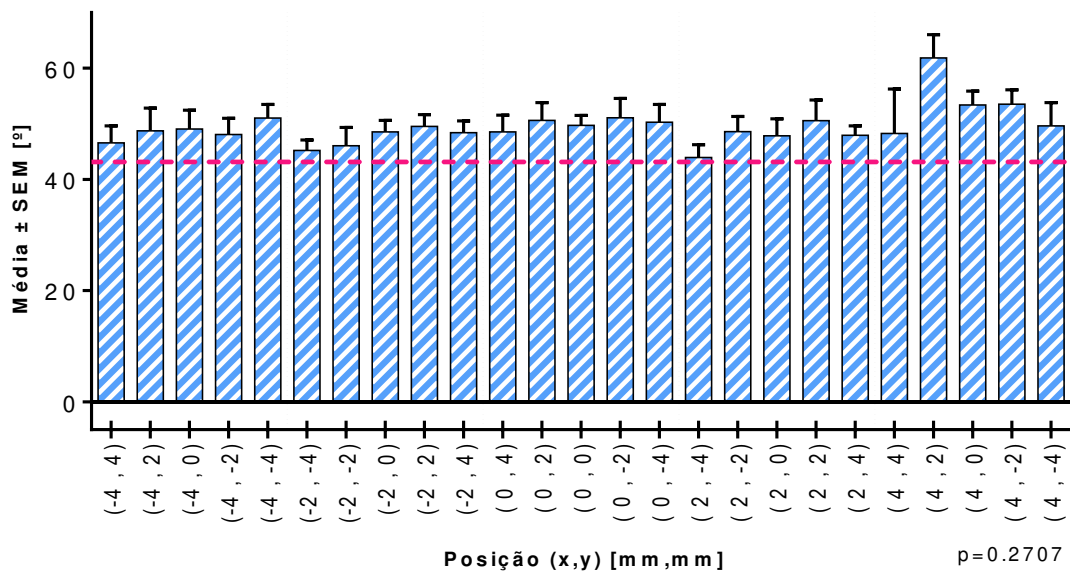


Figura 3.2.15 - Fase do campo elétrico medido (Fase (E)), a linha tracejada corresponde à fase do E teórica. As linhas verticais indicam o erro-padrão da média. Estímulo a 43,15° e 6,05V/m.

3.3. DISCUSSÃO

3.3.1. Determinação da área de trabalho da CE para superposição.

Durante a simulação do **E** na CE, observamos que, no caso dos pares de eletrodos posicionados ortogonalmente, a região em que o $|\mathbf{E}|$ não varia mais que 1% e a fase não varia mais que 1° englobou a região delimitada pela circunferência de raio igual a 10 % do raio da CE independente da direção do **E** aplicado. Já no caso do par de eletrodos posicionados a 60°, esta região aumenta significativamente se o **E** for aplicado entre 0° e 60°. Porém, se o **E** for aplicado entre 60° e 180° a região diminui, e no pior caso (120°) é menor que a área de trabalho. Devido a esse fato, a configuração perpendicular foi a mais recomendada.

3.3.2. Mapeamento do campo elétrico na área de trabalho da CE

Como forma de validar o princípio da superposição foi necessário mapear o **E** na área de trabalho e comparar estatisticamente o resultado com o valor teórico obtido a partir do trabalho de Lima, 1999. Nesta região, o **E** deve variar menos que 1% em módulo, e 1° em fase. Entretanto, a precisão do *chariot* acoplado ao eletrodo de medição era de 0,05 mm, e o diâmetro da área de trabalho da CE era de apenas 2 mm, Por isso, o experimento foi feito com um câmara em escala maior (CM).

A região de validação foi limitada à metade do raio da área de trabalho. Este procedimento foi feito para reduzir o tempo de cada experimento e reduzir os efeitos da polarização dos eletrodos, evaporação da solução, e outros efeitos dependentes do tempo de experimento que impactam na medição.

Na análise do mapeamento do **E**, foi encontrado que para todos os ângulos de aplicação, nenhum ponto da CM foi diferente do valor teórico de $E(0,0)$, quando a análise foi feita para o módulo. Analisando as médias separadamente foram encontrados desvios pontuais extremos em relação ao valor teórico, como o ponto (-2,-2) no experimento a 45°, que teve um desvio de 11%.

Admitindo-se que a medição é um evento probabilístico submetido à uma distribuição normal, 5% das medições devem apresentar um desvio maior que 2 desvios padrões. No experimento a 45°, um conjunto de 10 medições em cada ponto da câmara resultaram em desvios padrões locais que variaram em torno de 0,27 V/cm. Assumindo que a média encontrada (6,05V/cm) representa de fato o valor real do

CAPÍTULO 3 – PRINCÍPIO DA SUPERPOSIÇÃO

módulo de **E** em todos os pontos, e assumindo um desvio padrão de 0,27V/cm devido a medição, apenas 2,5% das observações deveriam gerar valores maiores que 6,6 V/cm. O fato de na posição (-2,-2) ter sido encontrado uma média de 6,7V/cm (N=10) é implica que erros além de natureza intrínseca à medição estavam envolvidos; ou que o módulo de **E** não é constante na área de trabalho

Entretanto, cabe ressaltar que esses tipos de resultado não foram observados nas vizinhanças dessa ocorrência, e em mais da metade dos pontos deste experimento apresentaram médias com variação menor que 4%. Além disso, na mesma posição, essa variação não foi observada quando o **E** foi aplicado em outras direções. Portanto, essa variação de 11% e outras variações locais, não indicam que de fato o **E** seja diferente. Provavelmente se deve à um erro sistemático de posicionamento dos eletrodos. Este erro poderia ser eliminado com o aumento da precisão do posicionamento do eletrodo de medida, ou com a repetição das medições por pessoas diferentes.

Na análise para a fase, para dois ângulos de aplicação do **E** (11° e 22°) houve diferença estatística entre o valor medido e o teórico. Porém, para o ângulo de 11°, não houve diferença estatística com relação ao valor medido no ponto central (8,2°), ao passo que, para o ângulo de 22°, os ângulos de 7 pontos (em um total de 25) foram diferentes do valor central. A diferença da fase com relação ao valor teórico, provavelmente, é causada por um desalinhamento entre os eixos, pois para todos os ângulos de aplicação do **E**, a distribuição da fase de **E** está deslocada do valor obtido a partir das correntes medidas em cada canal. Apesar disso, esse erro de exatidão não compromete a realização de experimentos, visto que a capacidade de mensuração do ângulo de desalinhamento da célula pelo usuário é da mesma ordem de grandeza. Mais importante que a exatidão dos resultados é a precisão das medidas. Apesar da falta de exatidão, a variação máxima entre a fase medida entre dois pontos quaisquer durante o estímulo a 11° foi menor que 1°, e para o estímulo a 22° foi menor que 4°.

Além disso, mesmo para a direção de aplicação do **E** a 0°, pode-se observar que há uma variação do valor médio do módulo de até 13%, e de até 7°, para a fase. Estes valores são comparáveis aos encontrados para outras direções de aplicação do **E**, demonstrando que há um erro intrínseco experimental o qual não pode ser conferido ao princípio da superposição, e sim à imprecisão das medidas.

Uma outra forma de análise é pelas linhas equipotenciais que nunca se cruzam. O traçado das equipotenciais, obtido a partir da média dos potenciais em cada ponto, está apresentado na Figura 3.3.1 **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, para a direção de aplicação do **E** a 22° . Observa-se que as equipotenciais são bem uniformes, ocorrendo pequenos desvios em algumas regiões, que podem ter sido resultado de alguma imperfeição da câmara.

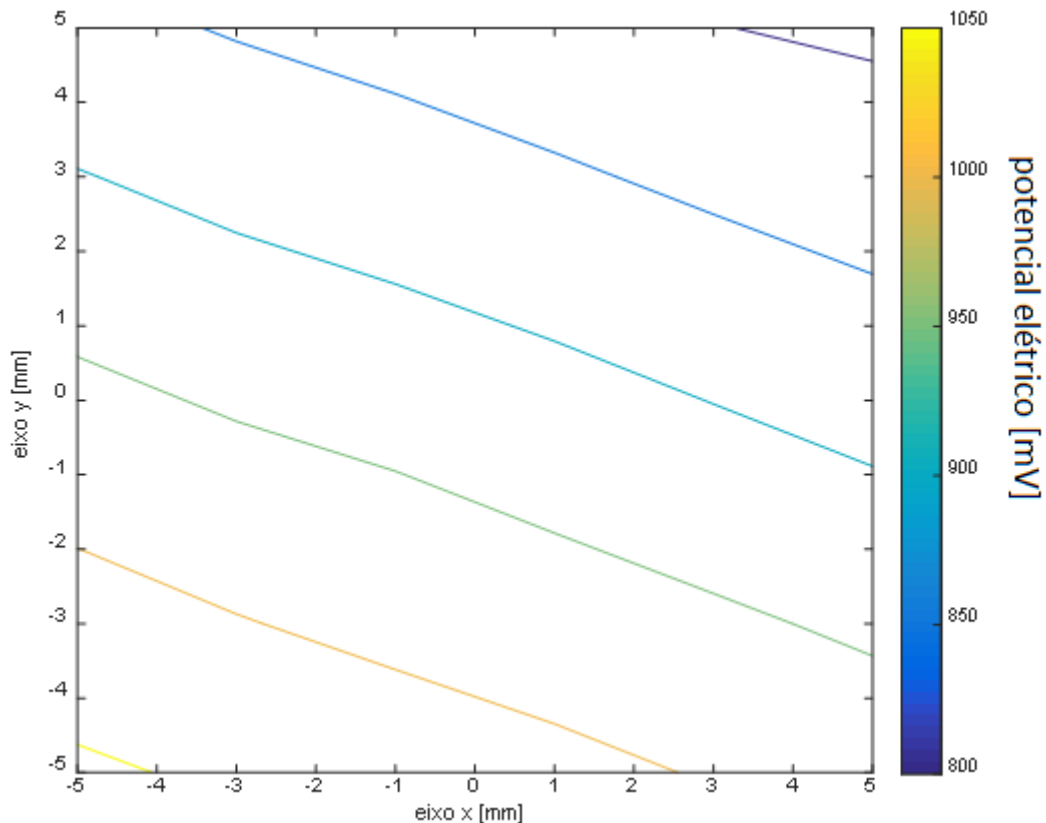


Figura 3.3.1 - Traçado de equipotenciais e linhas de E para estimulação a 22° em relação ao eixo y.

Portanto, os resultados encontrados, e a ausência de diferença estatística na maior parte dos dados são um indicativo de que o princípio da superposição pode ser aplicado na região de trabalho reduzida (raio = 5% do raio da CM) com a ressalva de que o ângulo de aplicação para duas direções foi diferente do valor teórico (erro máximo de 5°), mas não compromete a técnica de utilizar apenas dois pares de eletrodos para gerar o estímulo multidirecional.

4. ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

4.1. FONTES LINEARES

Os conversores elétricos permitem a obtenção de fontes internas de tensão a partir de uma fonte externa, que usualmente é a rede elétrica em corrente alternada (CA) ou uma bateria em corrente contínua (CC). Retificadores são conversores CA-CC que podem ser projetados sem grande complexidade, utilizando-se pontes de diodos, capacitores de filtragem, e muitas vezes nenhum componente controlado (FLANAGAN, 1992). A tensão de saída CC dos retificadores apresenta um valor médio próximo ao valor de pico da tensão CA e uma ondulação geralmente desprezível. Diferentes níveis de saída podem ser obtidos com o emprego, entre a fonte CA e a entrada do retificador, de um transformador com diferentes razões de espiras entre o secundário e o primário. Essa topologia, chamada de fonte linear, está apresentada na Figura 4.1. O projeto e construção dessas fontes são simples, e utilizando-se mais de um enrolamento secundário obtém-se várias fontes CC isoladas (AYRES, 1993). Entretanto, o custo, peso e volume do transformador cresce rapidamente conforme a demanda de potência, com uma relação média de 0,5 kW/kg (POMILIO, 2014).

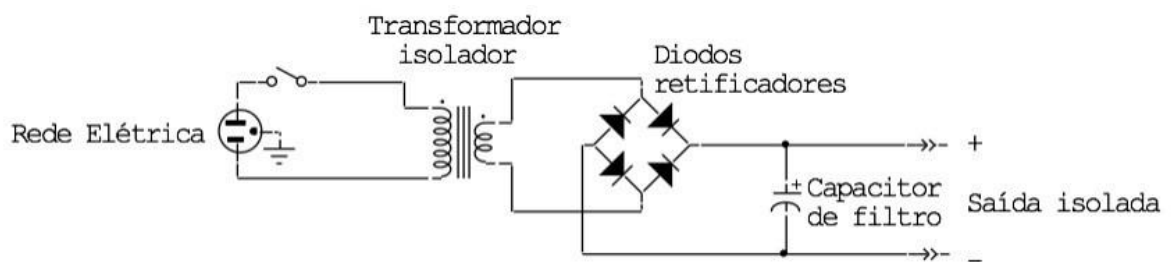


Figura 4.1 – Esquemático de uma fonte linear com transformador isolador.

Ainda no caso do emprego de retificadores, quando a ondulação da tensão de saída é maior que o desejável pela aplicação é possível utilizar um regulador linear. Estes reguladores, exemplificado na figura 4.1.2, são compostos por elemento ativos operando em regiões lineares, dissipando passivamente a potência relacionada à

ondulação. Esta topologia apresenta um alto custo-benefício, porém a eficiência energética é pequena, da ordem de 30% a 60% (RASHID, 1993; AHMED, 2000). Para aplicações de média e alta potência, o alto custo, peso e volume dos transformadores aliados à baixa eficiência de reguladores lineares podem tornar proibitivo o emprego da solução AC-DC apontada anteriormente

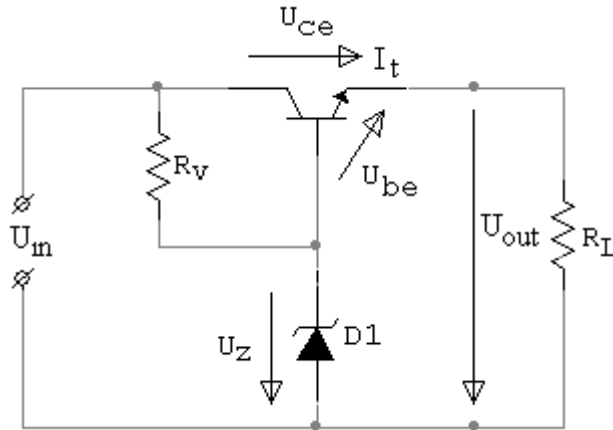


Figura 4.1.2 – Regulador linear constituído de um transistor e um diodo *zener*.

4.2. FONTES CHAVEADAS

Como solução à baixa eficiência dos conversores lineares, componentes ativos operando apenas nas regiões de corte ou de plena condução podem ser empregados, de forma que a potência dissipada seja reduzida apenas para os instantes de transição entre os dois estados (RASHID, 1993). Esta solução é conhecida como fontes chaveadas (*SMPS* – do inglês *Switched Mode Power Supply*).

A Figura 4.2.1 esquematiza a operação das *SMPS*. Após a retificação da tensão da rede, um transistor operando como chave força a tensão no circuito a oscilar. A cada ciclo de chaveamento, essa tensão “recortada” é aplicada em um elemento magnético. Este elemento magnético irá armazenar energia em seu campo magnético e transferi-la para o filtro da saída, podendo elevar ou reduzir o nível da tensão de entrada. Na sequência, o filtro de saída disponibilizará uma tensão de saída regulada. Variando o período de chaveamento da *SMPS* é possível alterar o ganho estático entre a entrada e a saída.

É importante notar que a dimensão dos elementos magnéticos é uma função direta da energia armazenada e transferida a cada ciclo. Como esta é uma função inversa da frequência de operação, o chaveamento em alta frequência do *SMPS* é altamente desejado (SILVA, 2007). Operando o *SMPS* a dezenas ou

centenas de kHz, obtêm-se um conversor de baixo custo, peso e volume, aproximadamente 2 kW/kg, e com uma eficiência energética da ordem de 65% a 90% (POMILIO, 2014; BARROS, 2019). A desvantagem é que a complexidade de projeto, de construção e de manutenção aumentam em relação às fontes lineares. Além disso, a descontinuidade da corrente devido ao chaveamento insere ruídos que podem afetar o sistema e exigir a construção de filtros de alta frequência. (RASHID, 1993; AHMED, 2000).

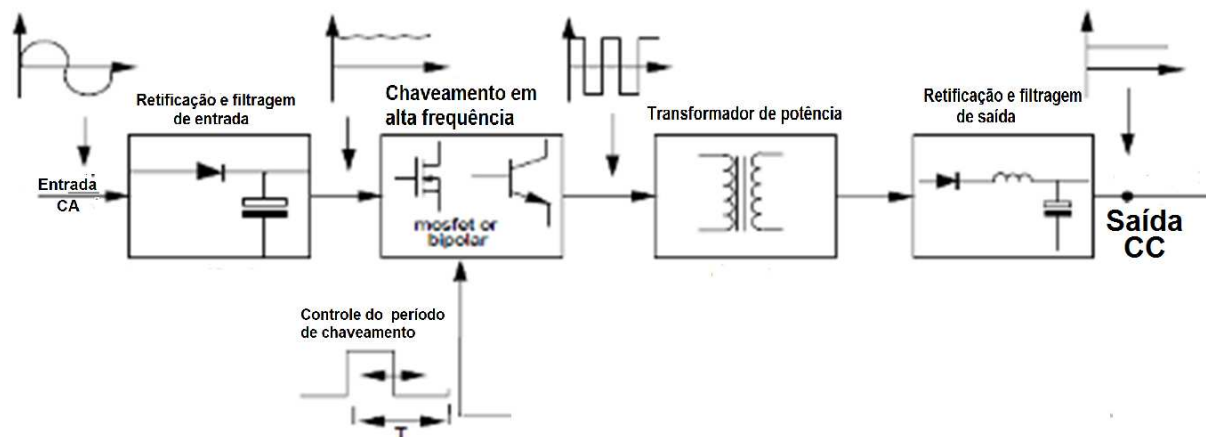


Figura 4.2.1 - Esquemático de uma fonte chaveada, com circuito de controle em malha aberta.

O cerne da ideia da elevação ou redução da tensão nas SMPS é derivada da aplicação da lei de Faraday nos componentes magnéticos do circuito. Também chamada de lei da indução magnética, ela explicita que a variação do fluxo magnético (Φ) em um circuito induzirá uma força eletromotriz no mesmo (e), proporcional à taxa de variação e com sentido contrário à variação do fluxo: $e = - \frac{d\Phi}{dt}$.

No caso de um indutor, como este elemento não admite uma descontinuidade na variação do fluxo, quando uma chave tentar interromper a corrente, uma tensão irá surgir em seus terminais. Se construíssemos um circuito composto apenas por uma fonte, um indutor, um resistor e uma chave, como na Figura 4.2.2, a tentativa de abrir a chave produziria uma tensão tão alta em L, que atingirá a tensão necessária para romper o dielétrico entre os terminais da chave. Dessa forma, um arco voltaico irá se formar na chave para restabelecer o fluxo.

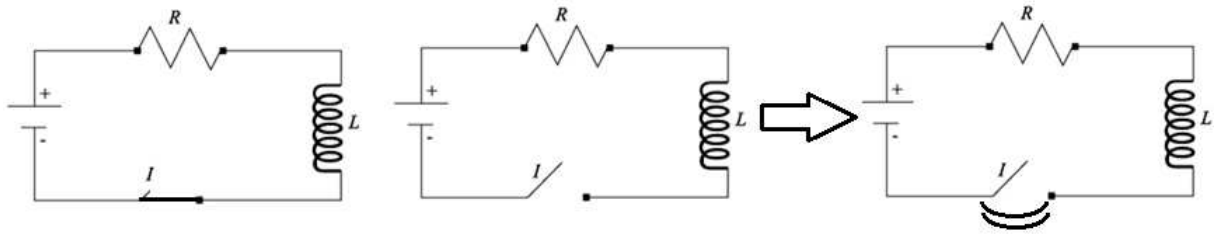


Figura 4.2.2 - Circuito RL com uma chave. A tentativa de abrir a chave resultaria em um arco.

No caso das *SMPS*, o arco na chave não chega a desenvolver-se porque existirá outras chaves não controladas que permitirão a condução do fluxo para valores de tensão menores que a do rompimento do dielétrico. Entretanto, a tensão desenvolvida pode atingir valores maiores ou menores que à da fonte de entrada. Consideremos o circuito da figura abaixo, e vamos analisar seu comportamento.

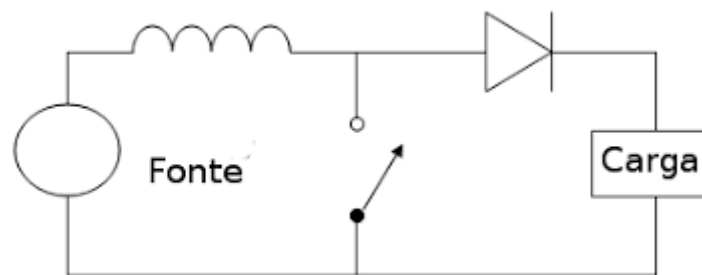


Figura 4.2.3 – Exemplo de topologia de fonte chaveada.

Vamos considerar primeiramente, uma situação hipotética chamada “chave eternamente em aberto”. No instante inicial de operação, o indutor estará desenergizado, e a aplicação de uma tensão na fonte forçará ao desenvolvimento de uma corrente crescente no indutor. Entretanto, quando a corrente crescer a ponto da tensão na carga se igualar à da fonte, não haverá tensão aplicada no indutor, e pela lei de Faraday não haverá mais variação da corrente. O indutor se comporta como um curto circuito.

Consideramos agora o que acontece numa situação chamada “chave fechada”, e para simplificar, consideremos o indutor descarregado. Ao aplicar uma tensão na fonte, o caminho idealmente sem resistência pela chave permitiria o desenvolvimento de uma rampa de corrente teoricamente infinita no indutor. Dependendo do tempo de condução da chave, esta corrente poderá atingir um valor até maior que o permitido pela situação “chave eternamente em aberto”. Se na sequência a chave for aberta, haverá uma tentativa de interrupção do fluxo do indutor,

e esta tentativa levará o diodo conduzir. A corrente de condução será exatamente igual à do momento logo antes da interrupção, e, portanto, a tensão atingirá um valor de pico maior que no da situação “chave eternamente em aberto”, que era igual à da fonte de entrada. Desta forma, podemos inferir que a topologia apresentada na Figura 4.2.3 pode ser aplicada como um elevador de tensão. Se esta topologia for operada em ciclos de alta frequência, e com um filtro de saída, pode-se obter um nível de tensão de saída regulada maior que o da entrada.

A técnica mais empregada para o controle das *SMPS* é a modulação por largura de pulso (*PWM*, do inglês *Pulse Width Modulation*), no qual um sinal retangular semelhante ao da figura é aplicado no terminal de controle do transistor (POMILIO, 2014). Quando o sinal de controle é igual a zero, o transistor se encontra na região de corte, com impedância da ordem de dezenas ou centenas de $M\Omega$. Quando em nível alto, o transistor opera na região de plena condução, com resistência série próxima de zero. A razão entre o tempo de condução (T_{ON}) e o período total do pulso define o ciclo de trabalho, ou *duty cycle*, do *PWM*.

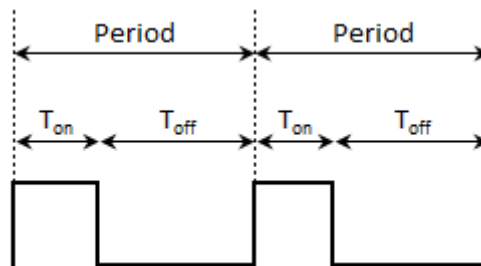


Figura 4.2.4 – Sinal de controle da técnica *PWM*.

No caso das *SMPS*, o *duty cycle* é o principal parâmetro de controle, pois seu valor definirá a relação entre a entrada e a saída. Desta forma, uma eficiente regulação de carga e de linha pode ser alcançada a partir da determinação do erro da tensão de saída e da realimentação do *duty cycle* (BARBI, 2001).

Um segundo parâmetro de controle das *SMPS* é o modo de operação designado. Quando o conversor opera de tal forma que o fluxo de energia no elemento magnético se anule a cada ciclo, têm-se o modo de condução de corrente descontínua (MCD). Quanto o fluxo de energia e corrente nunca se anula têm-se o modo de condução de corrente contínua. Embora o ganho estático em função do *duty cycle* possa ser obtida para ambas as regiões operação, o seu cálculo é diferente para cada

região. Deste modo, não é recomendada a transição de operação entre os dois modos, visto que a malha de controle pode tornar-se instável.

Por fim, interessa também a topologia empregada. O Apêndice A1 fornece uma revisão sobre as principais topologias de *SMPS*. Recomenda-se, ao leitor não familiarizado, uma leitura antecipada desta seção para uma melhor compreensão da lógica de implementação que será abordada na Seção 4.3. O Anexo AN1, apresenta um quadro comparando as principais topologias, e também foi muito útil para a lógica da implementação do estimulador desenvolvido neste trabalho. A leitura completa dos itens citados anteriores pode ser omitida se a intenção for apenas compreender o funcionamento do estimulador projetado. Neste caso, recomenda-se pelo menos a leitura da seção do *Conversor Buck* e *Conversor Flyback*, ambos presentes no Apêndice A1.

4.3. MATERIAIS E MÉTODOS

4.3.1. Estimulador de alta intensidade para estudo com miócitos isolados

A estimulação multidirecional foi discutida na Seção 1, e foi proposto a aplicação destes estímulos com apenas dois pares de eletrodos (ver Figura 1.4). Para isto, desenvolvemos um estimulador multidirecional de alta intensidade (EMAI) com dois canais independentes e isolados.

O EMAI foi projetado para em protocolos com deposição de miócitos cardíacos em CE cilíndricas, e poderá ser utilizado tanto em protocolos experimentais que utilizam pulsos multidirecionais de alta intensidade, quanto em protocolos que se beneficiariam da possibilidade de aplicar um pulso de alta intensidade em qualquer direção [FREITAS, 2018; LEOMIL, 2018]. Nestes protocolos, um estimulador de baixa intensidade [EBI] costuma ser utilizado para estimular o miócito antes da aplicação do pulso de alta intensidade [OLIVEIRA, 2008; FREITAS, 2016; ANTONELLI, 2017]. Neste caso, o EMAI deve ser responsável em controlar a aplicação dos estímulos na CE, por meios de relés que chaveiam entre os estímulos de baixa e alta intensidade. A figura 4.3.1 apresenta um esboço da operação de um canal do EMAI. A operação do segundo canal é idêntica.

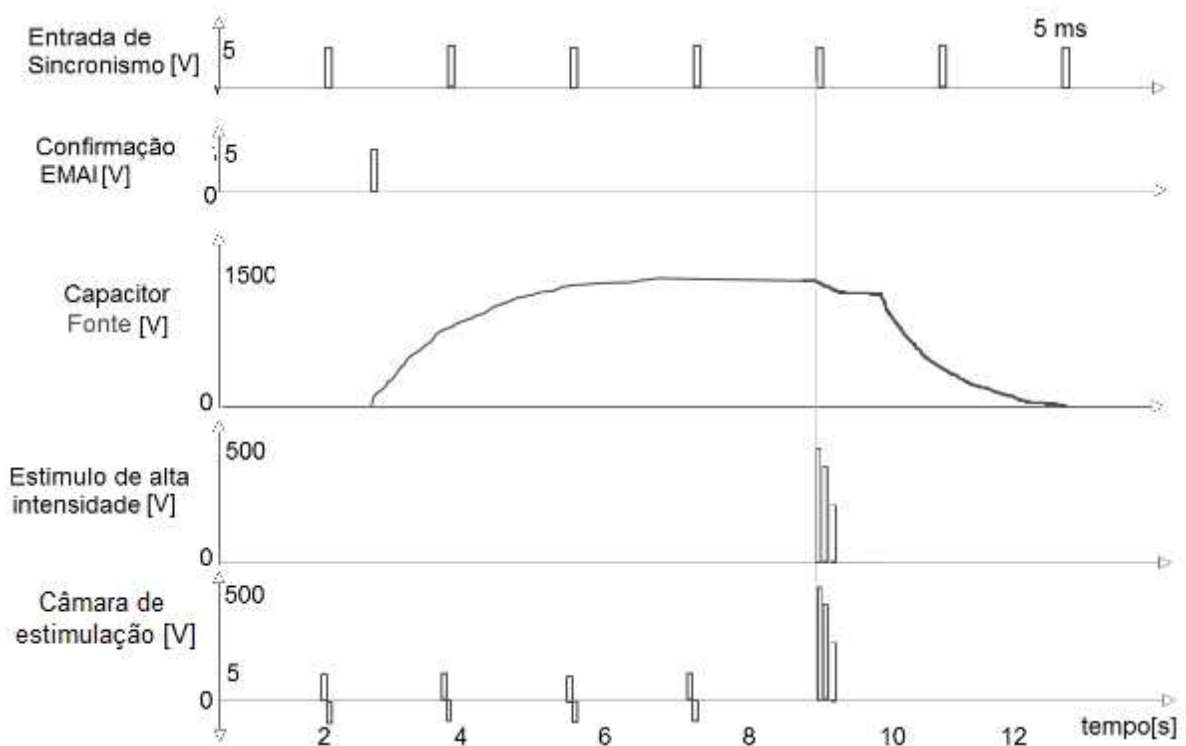


Figura 4.3.1 - Esboço da operação do um canal do estimulador multidirecional de alta intensidade.

Ao inicializar o EMAI, a saída do estimulador de baixa intensidade é por padrão conectada à saída do EMAI. Um botão *de confirmação* é utilizado para sinalizar o início do processo de carga de um *capacitor* que funcionará como fonte de energia para o estágio de saída do EMAI. Quando a carga é finalizada, o EMAI aguarda um pulso de sincronização do EBI e na sequência desconecta o EBI, e acopla o circuito de potência do EMAI à saída do estimulador. No instante do próximo pulso um estímulo composto de 3 pulsos com diferentes amplitudes é aplicado na CE. Finalizado o estímulo, ambos estimuladores são desconectados, e a carga residual do *capacitor fonte* é descarregada.

Durante a aplicação do estímulo multidirecional, cada canal do EMAI foi configurado para fornecer 3 pulsos de 5ms, sendo que a amplitude de cada pulso pode atingir até de 500V/250Ω. A amplitude dos pulsos dos dois canais podem ser controlada de forma que o **E** resultante na CE assuma diferentes direções² (ver Figura 1.4). Foi estabelecido uma taxa de repetição mínima de 2 minutos entre cada estímulo multidirecional³, e 1 milissegundo entre pulso do estímulo.

4.3.2. Diagrama de Blocos

A partir da análise do Apêndice A, sobre topologias de *SMPS*, foi buscada uma solução que fosse simples de implementar e com custos relativamente pequenos. Buscou-se também uma solução cujo pulso de saída tivesse uma forma de onda muito próxima da retangular. Esta é uma dificuldade imposta a este projeto, pois os pulsos têm duração de apenas 5ms.

Porém, o tempo entre os estímulos pode ser de até 20 segundos (Seção 3.3.1) Pode-se realizar a carga da energia com uma potência muito menor que à da potência instantânea durante a aplicação do estímulo. A ideia foi então utilizar dois estágios distintos.

² Considerando a aplicação do princípio da superposição em uma câmara cilíndrica composta por dois pares isolados de estimulação. A direção de cada subestímulo foi restrita ao ângulo entre os eixos positivos dos pares de estimulação para simplificação do projeto.

³ Protocolos de desfibrilação estabelecem que entre dois pulsos desfibrilatórios deve ser efetuado 2 minutos de massagem cardio-respiratória [CIATE/CBPR]. Segundo normas, o primeiro estímulo deve ser disponibilizado em no máximo 20 segundo [FONTE]. Em experimentos com células isoladas, o protocolo estabelece 10 minutos de tempo para aplicação entre estímulos letais [BASSANI, 2009].

A solução proposta foi utilizar um conversor *buck* no estágio de saída de cada canal do EMAI, alimentados por capacitores de alta capacidade. Para carregar este capacitor com a energia suficiente para a operação do *buck*, um conversor *flyback* foi utilizado. O diagrama de blocos do estimulador multidirecional é apresentado na figura 4.3.2.

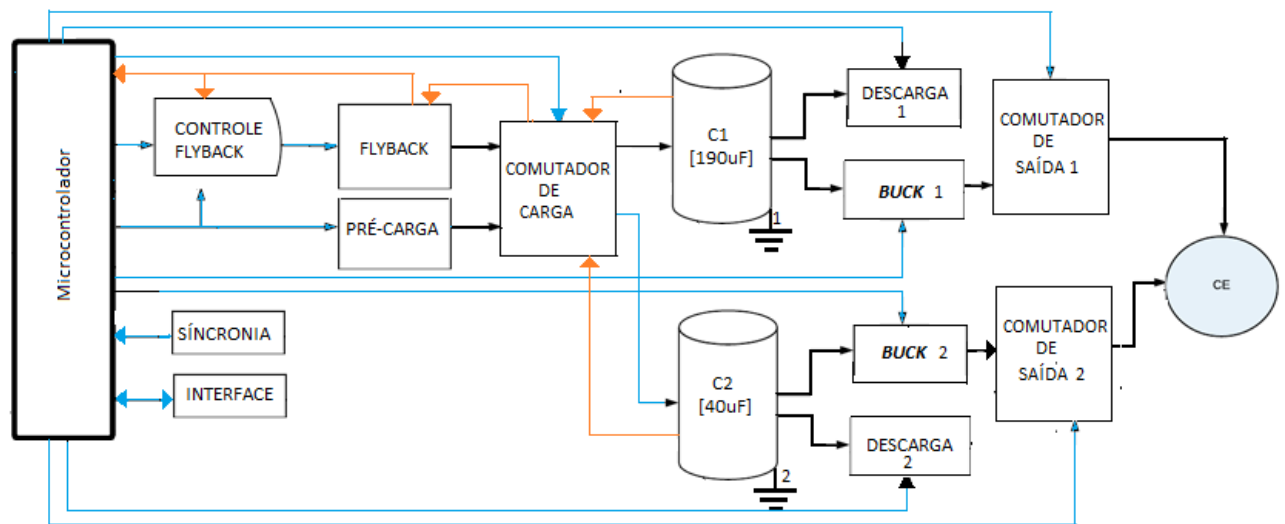


Figura 4.3.2 - Diagrama de blocos do estimulador multidirecional de alta intensidade. As setas pretas representam fluxo de potência, as setas azuis representam sinais de controle, e as setas laranjas representam sinais de realimentação.

A implementação do EMAI foi baseada em um *MICROCONTROLADOR*, que é responsável por processar os dados da *INTERFACE COM O USUÁRIO*, e do circuito de *SINCRONIA* do EMAI com o EBI e também por fazer o controle do chaveamento das fontes chaveadas por meio da técnica *PWM*. A *INTERFACE COM O USUÁRIO* é composta de 4 botões e um LCD 4x20. O circuito *SINCRONIA* é composta por limitadores de tensão e acopladores óticos.

C1 e C2 são dois capacitores que serão usados como fonte de tensão para o estágio de saída do EMAI. O bloco *COMUTADOR DE CARGA* é responsável por conectar ambos em paralelo em um momento inicial para serem carregados, e na sequência isolá-los para manter os dois canais de saída isolados.

O bloco *CONTROLE FLYBACK* é uma camada de proteção na operação do conversor *flyback*. É constituído de portas lógicas, circuitos integrados comparadores e circuitos multivibradores. É responsável por analisar ocorrência de sobretensão e sobrecorrente neste circuito e desativá-lo se necessário. O sinal *PWM*

gerado pelo microcontrolador passa primeiro por este bloco antes de chegar ao *flyback*.

O bloco *PRÉ-CARGA* é constituído por uma fonte CC de 170 V retificada da rede e de um relé. É utilizado para fornecer uma carga inicial para C1 e C2 a partir de uma fonte CC de 170V.

O *FLYBACK* é responsável por carregar C1 e C2 até 1500V a partir de uma fonte CC de 170V. É composto pela topologia central do *flyback*, acrescido de um circuito de chaveamento, um circuito *snubber*, um circuito de acomodação de corrente de entrada, e um circuito de acomodação de tensão de saída.

O *BUCK* é composto pela topologia básica do conversor *buck*, e converte a carga armazenada em C1 ou C2 em uma corrente que é aplicada na carga “CE”. Os blocos DESCARGA 1 e 2 realizam a descarga residual de energia dos capacitores.

4.3.3. Conversor Flyback

A topologia do conversor flyback é apresentada na Figura 4.3.3. O princípio de funcionamento do conversor foi discutido no Apêndice A, e recomenda-se sua consulta.

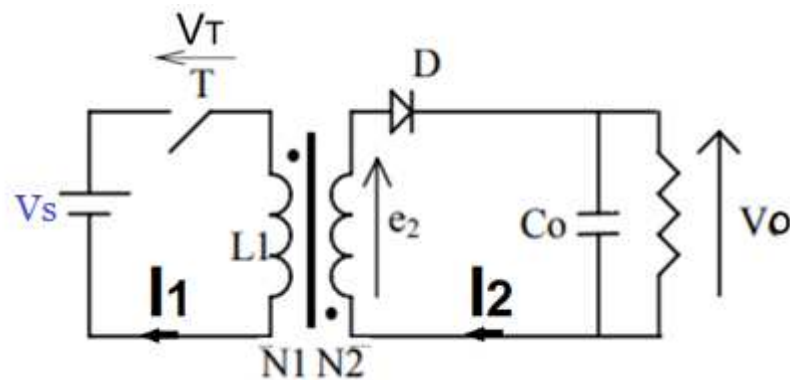


Figura 4.3.3 - Topologia isolada do conversor flyback.

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

$L1$: indutor bifilar.

$N1$: número de espiras de $L1$ no lado da entrada / primário .

N_2 : número de espiras de L_2 no lado da saída / secundário.

e_2 : tensão refletida no lado da saída / secundário de L_1 .

C_o : capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

A particularidade do projeto deste trabalho é que a carga de saída do *flyback* será puramente capacitiva (C_1 e C_2). Desta forma, não haverá perdas resistivas. Operando o *flyback* no MCD, a operação se dará como uma bomba de carga: a energia é armazenada no primário do indutor bifilar durante a condução do transistor, e na sequência é enviada para a saída, carregando C_1 e C_2 .

O valor de V_o e C_o são derivados das especificações de operação do conversor *buck*. C_1 e C_2 devem sofrer descarga ao longo da operação do *buck* sem sofrer uma variação de tensão maior que 10%. Os capacitores disponíveis que atenderam à essas especificações foram $C_1=190 \mu F$ e $C_2=40 \mu F$. Como a carga de C_1 e C_2 ocorre em paralelo, assumimos então $C_o = 230 \mu F$. Para manterem um nível de tensão relativamente constante durante a descarga do conversor *buck*, foi estabelecido uma tensão de carregamento $V_o = 1500V$.

V_s foi obtido a partir da retificação da rede elétrica e é igual a 170V. O *PWM* foi gerado pelo microcontrolador, e teve uma frequência de chaveamento escolhida entre 10kHz a 20kHz. A seguir é determinação potência de saída necessária para carregar C_1 e C_2 no tempo especificado pelo projeto. Apesar da especificação deste projeto permitir um tempo de carga de até 20 segundos (Seção 4.3.1), para o projeto do *flyback* foi escolhido um tempo de carga de 2 segundos, o que resultou em uma potência de saída de 150W. Isto permitiu uma maior flexibilidade do projeto.

Na sequência, essa potência de saída foi igualada à potência de entrada, visto que na operação como bomba de carga, toda energia da entrada é entregue a C_o . Neste caso,

$$P_o = P_i = \langle V_s \cdot I_i \rangle = \frac{\delta_1 \cdot T}{T} = \frac{V_s^2 \delta_1^2 T^2}{2 \cdot L_1 \cdot T} = \frac{V_s^2 \delta_1^2}{2 \cdot L_1 \cdot f} \quad 4.1$$

Onde, P_o é a potência de saída, P_i é a potência de entrada, V_s é a tensão da fonte de entrada, I_i a corrente na carga, δ_1 a razão de trabalho (*duty cycle*) do *flyback*, T o período de chaveamento, e L a indutância do elemento magnético.

Dois parâmetros da Equação 4.1 estão livres para escolha: a indutância L_1 e o ciclo de trabalho δ_1 . Uma segunda relação pode ser obtida a partir da corrente de pico que circula no primário do *flyback* (I_i), que é obtida pela lei de Faraday, que no caso do *flyback* operando em MCD é dado pela equação 4.2 Limitamos a corrente de pico no primário para um valor máximo de 10A, com o objetivo principal de proteger os componentes.

$$I_i = \frac{V_s \delta_1 T}{L_1} \quad 4.2$$

Onde, V_s é a tensão da fonte de entrada, I_i a corrente na carga, δ_1 a razão de trabalho (*duty cycle*) do *flyback*, T o período de chaveamento, e L_1 a indutância do elemento magnético.

Desta forma é possível estabelecer uma relação direta entre o I_i e o, δ_1 . Neste caso, encontramos que $\delta_1 = 1000 L_1$.

Uma outra questão importante, já mencionada e exposta no Apêndice A e no Apêndice C, é que é preferível projetar o *flyback* para operar apenas no MDC. Isto permite uma redução no valor da indutância do projeto, reduzindo o volume do núcleo utilizado. Entretanto, o núcleo projetado no MDC não pode operar no MCC, pois iria saturar (Apêndice B). Da análise da tensão em regime no elemento indutivo do *flyback* (Apêndice A), têm-se que δ_1 máximo deve obedecer a relação expressa pela equação 4.3.

$$(1 - \delta_1) = \frac{N_2 V_s}{N_1 V_o} \delta_1 \quad 4.3$$

Onde, δ_1 é o ciclo de trabalho do *flyback*, N_1 o número de espiras no primário, N_2 o número de espiras no secundário, V_s a tensão de entrada, e V_o a tensão de saída.

Esta relação implica que para um determinado projeto, e para um determinado valor instantâneo de V_o , δ_1 não poderá atingir valores maiores que o indicado. Embora a escolha de um δ_1 grande permita uma maior potência de entrada (Equação 4.1), têm-se que o MCD só será atingido para um valor maior de V_o . Isto significa que durante o instante inicial da carga o *flyback* iria operar no MCC.

Além disso, no instante inicial de operação do *flyback*, a tensão em C1 e C2 é igual a zero. Dessa forma, para $V_o=0$ têm-se que :

$$v_o \rightarrow 0 \quad \frac{\delta_1}{(1 - \delta_1)_{\max}} = 0$$

O que significa que qualquer condução de corrente, por menor que seja irá levar o *flyback* ao MCC e à saturação do elemento magnético. Uma solução neste ponto é pré-carregar C1 e C2 com a tensão retificada da rede elétrica (seção 4.2.3). Na sequência, pode-se começar a chavear o *flyback* com um δ_1 relativamente baixo, e então incrementando lentamente, operação conhecida como *soft-start*.

CIRCUITO DE PRÉ-CARGA

O circuito elétrico da pré-carga de C1 e C2, para evitar a saturação do núcleo do transformador flyback, é apresentado na Figura 4.3.4. RELE_PRÉ leva Q6 à saturação, magnetizando a bobina do relê AZ2150-1A-12DE (RL1), de 1 pólo/ 2 posições, carregando o capacitor de saída (C1 no exemplo) diretamente a partir de uma fonte DC de 170V, projetada usando uma ponte retificadora de diodos com um capacitor de 1mF.

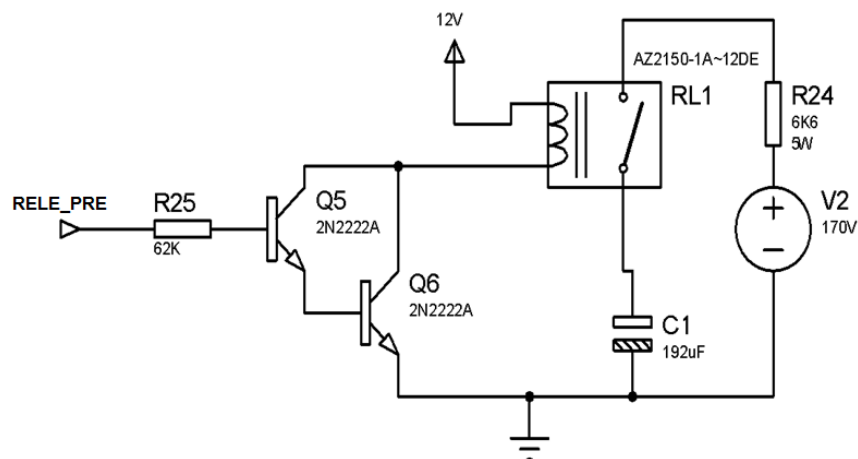


Figura 4.3.4 - Circuito de pré-carga.

SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO INDUTOR E DAS CHAVES

A Figura A.9 do Anexo A apresenta as principais formas de onda do conversor *flyback*. Têm-se que a tensão suportada pela chave controlada, normalmente um *MOSFET* ou um *IGBT*, deve ser igual a $V_s + V_o N_1/N_2$, enquanto que a tensão suportada pelo diodo deve ser igual a $V_o + V_s N_2/N_1$. Desta forma, aumentando a relação de espiras N_2/N_1 , diminui-se a tensão reversa suportada pela

chave controlada, mas aumenta-se a tensão reversa a ser suportada pelo diodo. Desta forma, existe um vão de projeto.

Além do vão de projeto relativo ao limite dos componentes, existe uma liberdade de projeto do valor de L_1 em função de δ_1 e da frequência de operação, como exposto pelas Equações 4.1, 4.2 e 4.3. Como solução, o circuito foi simulado no software OrCad PSpice, e os parâmetros variados de acordo. Um *MOSFET* foi utilizado como chave, e neste primeiro momento a ocorrência de não idealidades, como sobretensão ou picos de corrente foram ignoradas.

A solução apontada indicou um indutor L_1 de 192 μH com um ciclo de trabalho de 20% e frequência de 20kHz. Neste caso, a corrente de pico no primário foi de 8,85 A. Um valor de $N_2/N_1=9$ foi adotado, de forma que o MCD fosse garantido a partir de uma tensão de 380V nos capacitores C_1 e C_2 , para um ciclo de trabalho de 20%.

A tensão máxima a ser suportada pelo *MOSFET* foi de 317V, e a tensão máxima a ser suportada pelo diodo foi igual a 3kV. Para a chave T utilizamos o *MOSFET* de super junção SPW17N80C3 (Infineon CoolMOS Power Transistor, $V_{ds}<800\text{V}$, $I_D=17\text{A}$, $R_{DS,ON} = 290\text{m}\Omega$, $t_{off}=72\text{ns}$, $Q_g=88\text{nC}$), e para a chave D utilizamos o diodo Z50FF3LL [Voltage Multiplier Inc., $V_R<5000\text{V}$, $I_O<0,8\text{A}$, $t_{rr}=30\text{ns}$, $Q_g=16\text{nC}$].

Para construção do elemento magnético utilizamos um núcleo de ferrite IP12R NEE-42/21/20. O número de espiras foi de 22 espiras no primário e um *gap* de 1mm. Um condutor AWG 18 foi utilizado no primário, totalizando 1 camada com 21 espiras. No secundário um condutor AWG 21 foi utilizado, totalizando 5 camadas com 188 espiras. O valor medido da indutância L_1 no primário foi 192 μH , e no secundário foi de 17,2mH. Uma indutância de dispersão no primário foi avaliada em 8 μH .

CIRCUITO DE SOBRETENSÃO - SNUBBER

Após a confecção do indutor L_1 , o período de carga do projeto foi flexibilizado para 20 segundos. Dessa forma, visando proteger os componentes com maior margem de segurança, a corrente de pico *do flyback* foi limitada em 6A. Para isso, a frequência de chaveamento reduzida para 10kHz e o δ_1 em 7%. Desta forma, obteve-se uma potência de entrada de 45W. A Figura 4.3.5 apresenta a simulação do circuito implementado, no qual foi incluído em série com L_1 a indutância de dispersão de 8 μH (L_{1K}).

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

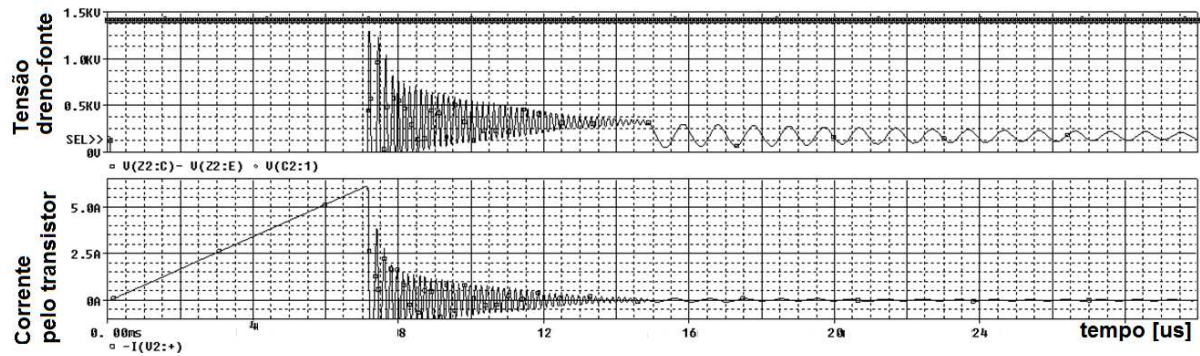


Figura 4.3.5 - Simulação do circuito flyback para $L_1=190\mu\text{H}$, $L_2=17\text{mH}$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 7%. Em cima é mostrado a tensão dreno-fonte no transistor no momento que a tensão de saída era de 1400V, e, em baixo, a corrente no terminal fonte do transistor.

Nota-se que quando a tensão na carga era igual a 1400V tensão dreno-fonte atingiu picos maiores que 1kV no momento de desligamento do *MOSFET*. Devido à existência de uma capacitância parasita no semicondutor e a existência da uma indutância de dispersão no indutor, ocorre uma ressonância entre ambas no momento do desligamento do *MOSFET* (Figura 4.3.6). Como consequência uma sobretensão, ou *overshoot*⁴, com amplitude igual a V_{OS} é verificado no *MOSFET* (Figura 4.3.6).

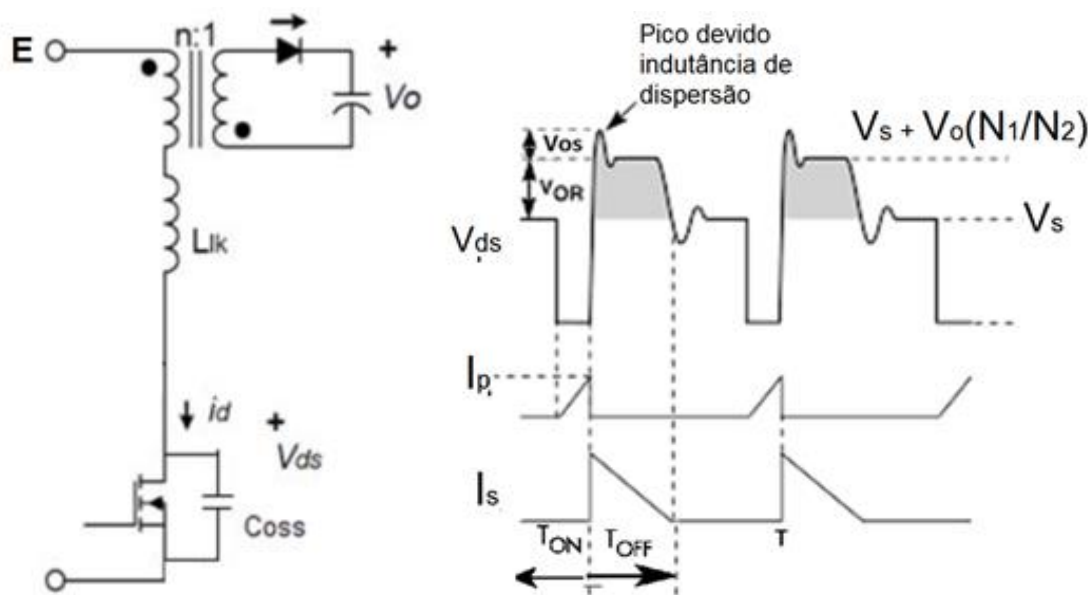


Figura 4.3.6 - Efeito dos elementos parasitas na forma de onda da tensão sob o transistor, na operação do conversor flyback. V_{ds} é a tensão na chave controlada do primário, V_s a tensão

⁴ V_{OS} , do inglês *overshoot voltage*.

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

de entrada, V_{OR} a tensão refletida pelo indutor no primário. I_P é a corrente no primário e I_S no secundário. T_{ON} o tempo de condução da chave-T, T_{OFF} o tempo de condução da chave- e T o período de chaveamento.

Para evitar os picos de tensão no transistor no momento em que este é desligado, um circuito *snubber* foi incluído no circuito principal do *flyback* (D_{sn} , R_{sn} e C_{sn} - Figura 4.3.7).

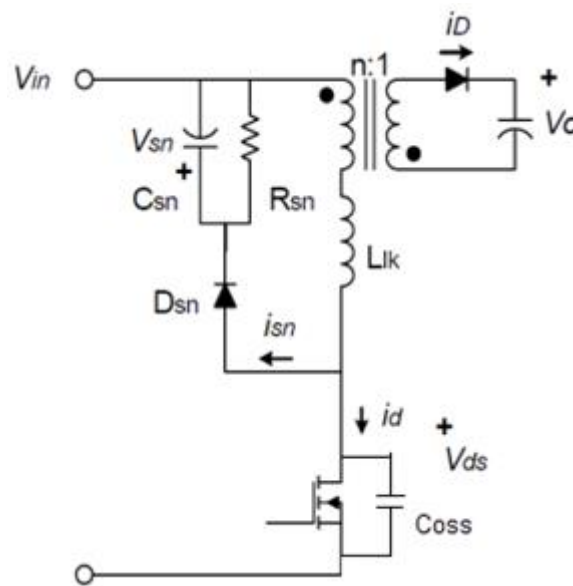


Figura 4.3.7 - Circuito *snubber* aplicado no *flyback*. L_k representa dispersão do fluxo do indutor, e C_{oss} a capacitância parasita entre os terminais do semiconductor.

No momento de desligamento do *MOSFET*, parte da energia armazenada em L_{lk} entrará em ressonância com C_{oss} , e outra parte será consumida pelo *snubber*. Assim,

$$\frac{1}{2} L_K I_{DS}^2 f_s = \frac{1}{2} L_K I_{SN}^2 f_s + \frac{1}{2} C_{OSS} V_{OFF}^2 f_s \quad 4.4$$

A partir do valor determinado de $I_{SNUBBER}$ foi determinada a potência dissipada pelo *snubber* para limitar a tensão de *overshoot* (V_{OS}). Na sequência R_{sn} e C_{sn} são calculado.

$$P_{SNUBBER} = \frac{1}{2} f_s L_K I_{SNUBBER}^2 \frac{V_{OR} + V_{OS}}{V_{OS}} \quad 4.5$$

$$R_{SN} = \frac{(V_{OR} + V_{OS})^2}{P_{SNUBBER}} \quad 4.6$$

$$C_{SN} > \frac{V_{OR} + V_{OS}}{\Delta V_{SN} P_{SN} f_s} \quad 4.7$$

O snubber foi projetado com $R_{SN} = 4,7k\Omega$, e o $C_{SN} = 1,13\mu F$. A Figura 4.3.8 apresenta a simulação. Para esta situação a oscilação foi completamente eliminada, com um custo de potência consumida no snubber de 8W. A potência de entrada após estas perdas ficou reduzida a 37W.

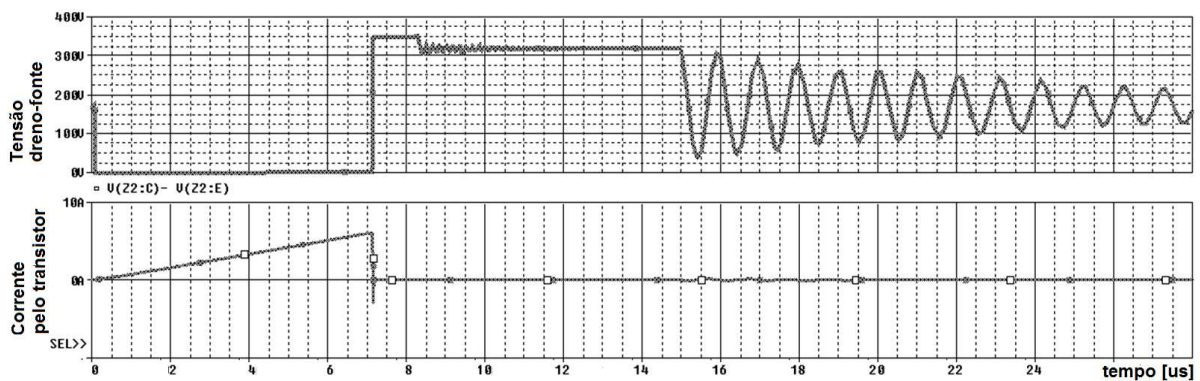


Figura 4.3.8 - Simulação do *flyback* com snubber para $L_1=190\mu H$, $L_2=17mH$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 8%. $R_{sn}=4,7k\Omega$ e $C_{sn}=1,13\mu F$. Em cima é mostrado a tensão dreno-fonte no transistor no momento que a tensão de saída era de 1400V, e em baixo a corrente medida na terminal fonte do transistor.

IMPLEMENTAÇÃO DO FLYBACK

O circuito do *flyback* é apresentado na Figura 4.3.9, e é constituído pelo subcircuito principal (fonte *flyback*, em vermelho) e mais 3 subcircuitos: o de chaveamento (em azul), o de condicionamento de tensão (em amarelo) e o de condicionamento de corrente (em verde).

No subcircuito principal é possível visualizar a implementação do snubber. Além disso, O RELE_C1 de dois pólos/duas posições (HJR1-2C, Ningbo Tianbo Ganglian Electronics, Ningbo, Zhejiang, China) foi conectado na saída do *flyback*, permitindo conectar os capacitores em paralelo durante o processo de carga.



Os outros dois circuitos são de acomodação da tensão de saída do *flyback*, e de acomodação da corrente no *MOSFET*. Servem como sinal de realimentação tanto do *Circuito de Controle*, quanto para o microcontrolador. São constituídos de um buffer de tensão com um filtro passa baixa de primeira ordem.

CIRCUITO DE CONTROLE DO FLYBACK

Durante a operação do *flyback*, é necessário proteger C1 e C2 de excesso de tensão, e limitar o pico de corrente no primário para evitar saturação do núcleo e queima da chave controlada. O circuito de controle bloqueia em tempo real o sinal de chaveamento do microcontrolador quando violada alguma destas condições limites.

O método de bloqueio é apresentado na Figura 4.3.14. $\bar{e}_1$ e $\bar{e}_2$ são sinais de erros barrados relacionados à identificação das condições limites. Na condição inicial, PWM_PIC está desligado, forçando a saída da NOR2 a '0'; e a saída da NAND1 estará em '0'. Neste estado, a saída da NOR1 estará estável em '1'. No instante posterior, a saída SW_pulse que é enviada ao *flyback* será o próprio PWM_FLYBACK invertido. O circuito de chaveamento do *flyback* (seção 4.2.3) inverte o sinal SW_pulse, então o *flyback* será chaveado conforme sinal do PWM_FLYBACK. Se durante o chaveamento ocorrer uma das condições limites, a saída NOR1 vai para '0' e SW_pulse vai para a '1'. Como o circuito do *flyback* inverte SW_pulse, não haverá chaveamento do *flyback*.

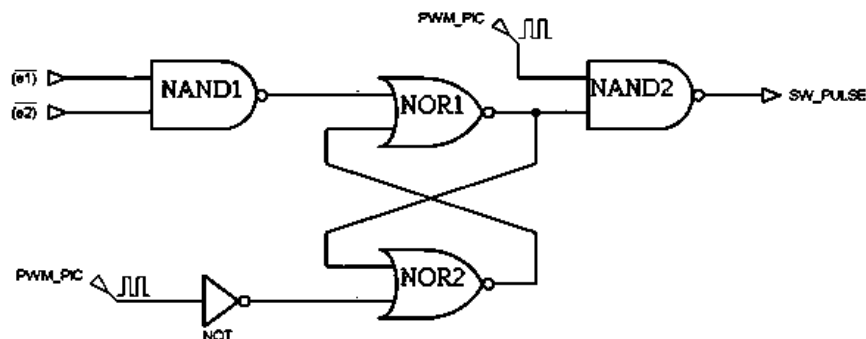


Figura 4.3.10 - Funcionamento simplificado de circuito de controle.

O bloqueio do sinal de chaveamento é garantido até o final do ciclo⁵, pois enquanto PWM_FLYBACK = '1', ambas entradas da NOR2 serão 0. A NOR1 passará a receber 1 em uma de suas entradas, o que levará obrigatoriamente sua saída a '0', independentemente da condição de erro ter desaparecido durante o ciclo. Somente

⁵ Se a corrente no indutor bifilar atingir o valor limite de operação durante um ciclo, o chaveamento deve ser cessado pelo restante do ciclo. Um circuito simples de bloqueio poderia desligar o chaveamento se o limite fosse detectado, mas no instante seguinte a corrente cairia para valores abaixo do limite (circuito indutivo) e o chaveamento seria armado novamente, fazendo com que a corrente permaneça no valor limite durante todo o período de chaveamento.

quando o PWM_FLYBACK for para '0', é que a saída da NOR2 voltará para '0', desarmando o circuito de controle.

A implementação do circuito de controle é apresentada na Figura 4.3.11. O circuito comparador LM339 (U3:A e U3:B) compara V_{measure} e I_{measure} com seus limites de operação. Porém, os ruídos observados no início de cada pulso de chaveamento em I_{measure} poderiam ativar o circuito de controle desnecessariamente e limitar a largura do pulso de chaveamento sem necessidade. Para evitar que isso ocorra, um atraso na detecção de sobrecorrente é gerado por um multivibrador monoastável, o CD4528 (U2:A). O monoastável é configurado com T- e CLEAR em '1', de forma que quando a entrada T+ conectada ao PWM_PIC apresentar uma borda de subida, $\bar{Q}$ apresentará um pulso invertido com 500ns de largura. Dessa forma, a saída da NAND U8:A (Figura 4.3.11) é filtrada pela saída do monoastável, de forma que independente do ruído, durante os 500ns iniciais esta saída será igual a '1' e o erro de corrente não se propaga.

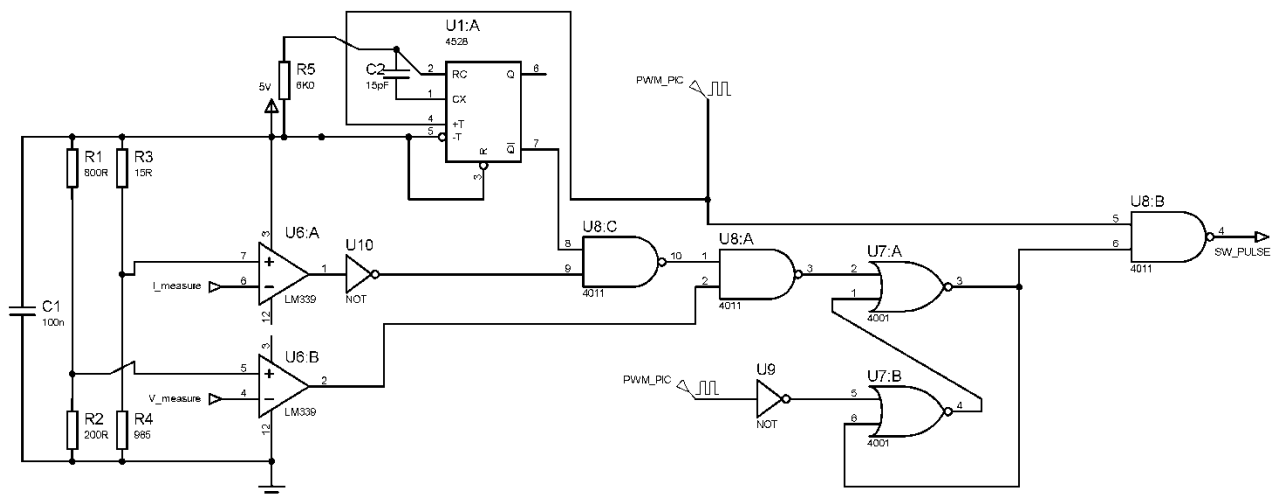


Figura 4.3.11 - Circuito de Controle do Flyback.

4.3.4. Conversor *Buck*

A topologia do conversor *buck* é apresentada na Figura 4.3.12. O princípio de funcionamento do conversor foi discutido no Apêndice A, e recomenda-se sua consulta.

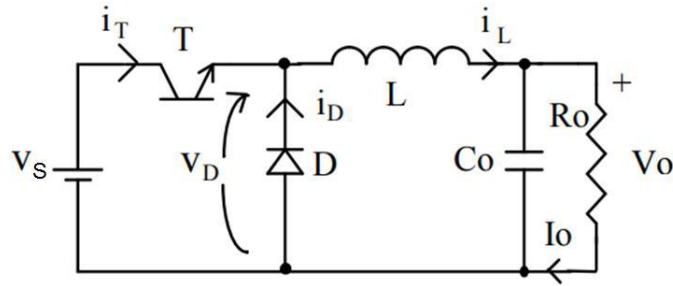


Figura 4.3.12 - Topologia do conversor *buck* (POMILIO, 2014).

Onde:

V_S : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

L : indutor.

C_o : elemento capacitivo de filtragem.

A operação do *buck* foi definida para o MCC, pois nesta situação V_o se relacionará linearmente com V_S a partir do controle do duty cycle (δ) da chave T .

$$V_o = \delta V_S \quad 4.8$$

A princípio pode-se gerar valores pequenos de V_o a partir de E , mas a redução de δ para esse intuito torna a relação não linear. Reduzindo δ , eventualmente a corrente média no indutor é zerada durante um período de tempo do ciclo, e o modo de operação passa ao MCD. Neste modo, o valor médio da corrente no indutor se torna inferior à metade de seu valor de pico. Na situação limite, $I_o = \frac{I_{o_{max}}}{2}$, e substituindo na equação diferencial da corrente do indutor $I_{o_{max}} = V_L \cdot \delta \cdot \tau / L$, onde τ é o período de chaveamento, temos:

$$I_{o_{max}} = \frac{(V_S - V_o) \cdot \delta \cdot \tau}{L} \quad 4.9$$

Dessa forma, para operar dentro do MCC o valor mínimo da indutância L do projeto foi definido a partir deste limite:

$$L_{min} = \frac{V_S(1-\delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_o} \quad 4.10$$

A dificuldade deste projeto é que a tensão da saída do *buck* não é fixa. Admitindo a aplicação de um pulso multidirecional de intensidade máxima, com C1 e C2 carregados em 1500V, a tensão de saída em cada um dos três pulso concatenado do estímulo multidirecional pode variar de 0V até 500V. Desta forma se projetamos o L_{min} a partir de uma saída de 500V, quando um dos pulsos concatenados exigir uma tensão de saída menor, ocorrerá o MCD. Contanto que dentro da faixa de tempo de um pulso concatenada não ocorra passagem de um modo de corrente para outro, o MCD pode ser permitido. A análise para esta condição está discutida no Apêndice A.

Buscando uma relação de compromisso entre uma indutância reduzida, mas que garantisse o MCC para uma ampla faixa de tensão, a análise foi realizada para uma tensão de saída de 300V quando C1 e C2 estão carregados em 1500V. Utilizando um período de chaveamento (τ) de 10 μ s, o valor encontrado de L_{min} foi de 1mH. Uma tentativa de encontrar o valor da capacitância de saída é determinado a partir da variação admitida na carga, e de acordo com Antenor, 2014, é:

$$C_o = \frac{V_o(1-\delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad 4.11$$

SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO INDUTOR E DAS CHAVES.

Os valores calculados de L e C_o , com base na operação do conversor *buck*, foram utilizados como uma tentativa inicial de simulação no software ORCAD PSpice. A fonte de entrada considerada foi a capacitor C2, carregado em 1500V, e τ utilizado foi igual a 10 μ s. Os parâmetros L e C_o foram modificados visando melhorar a resposta dinâmica da subida da forma de onda do pulso, mas mantendo a corrente na chave em no máximo 3A. Ao final do processo, um indutor de 4,0mF e um capacitor de 0,2 μ F foram encontrados, conforme simulação apresentada na Figura 4.3.13.

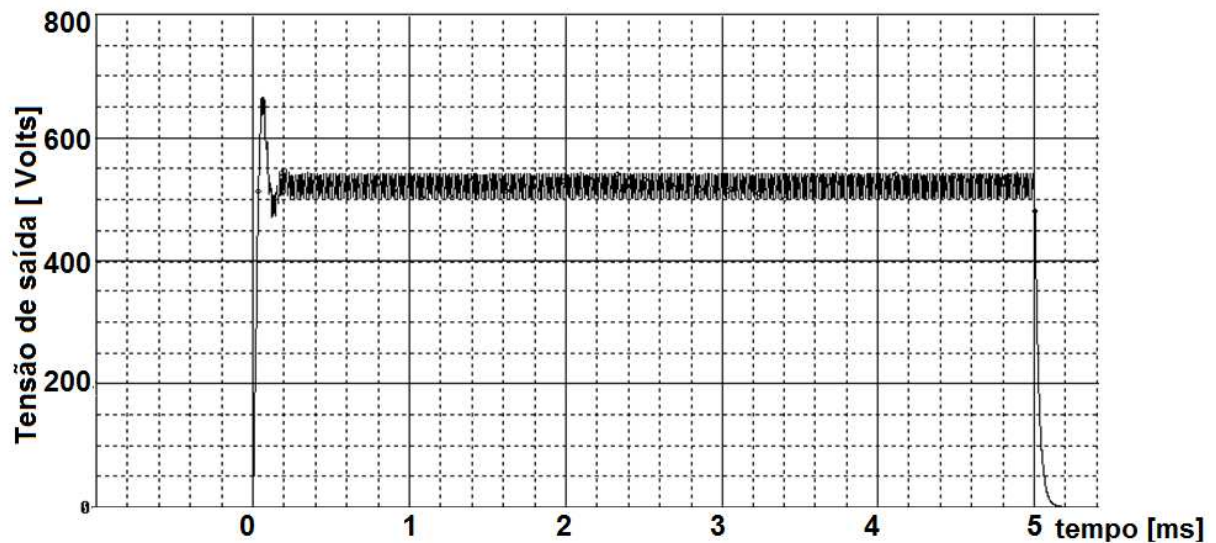


Figura 4.3.13 - Simulação do circuito *buck* para uma indutância de 4,0mH e um capacitor de saída de 0,2 μ F. A tensão de entrada foi igual a 1500V, o período de chaveamento igual a 10 μ s, e o ciclo de trabalho foi estabelecido em 33%, o que resultou em uma tensão de saída em regime de 500V

O dimensionamento do elemento magnético foi feito, conforme o Apêndice C, considerando uma variação de corrente no indutor de 1,6A e uma corrente de pico de 3A, indicados durante simulação. O material do núcleo escolhido foi ferrite IPR12R, ideal para trabalhar em médias e altas frequências. A variação pico a pico calculada da densidade de fluxo magnético foi de 0,16 Tesla, se considerado um limite de 0,3 Tesla para o núcleo de ferrite. Observando o gráfico de perdas por histerese presente no ANEXO 1 (THORTON, 2015), para uma variação de pico de 0,08 Tesla, as perdas foram iguais a 10mW/cm³. Como as perdas são menores que o limiar de 100mW/cm³, o núcleo não opera limitado por perdas, mas sim por saturação.

O cálculo de AP resultou em 3,7 cm⁴. O núcleo escolhido, um NEE55/28/21 com $A_E=3,54\text{cm}^2$ e $A_W=2,5\text{cm}^2$, resultaram em $AP=9,25\text{cm}^4$. O número de espiras foi de 113 e o tamanho do *gap* igual a 1,62mm. Um condutor AWG21 foi utilizado, totalizando 3 camadas de enrolamento, e uma resistência CC de 0,53 Ω e perdas de 2,17W. O fator de qualidade foi igual a 2,13, resultando uma razão de resistência CA/CC de 12 vezes e perdas CA de 1,27W.

REALIMENTAÇÃO PREDITIVA DA DESCARGA DE C1 E C2.

A análise realizada até o momento levou em conta que a fonte de entrada do *buck* era uma fonte constante. Entretanto, no caso do EMAl, a fonte de entrada do

buck é um capacitor. Embora o valor da capacitância seja alto o suficiente para que a tensão na carga não varie de forma significativa, essa variação pode não ser desejada na saída.

Um controle preditivo pode ser utilizado para este fim. Conforme o capacitor é descarregado, o valor do δ é incrementado. Ou seja,

$$V_o = \delta_{\text{próximo}} \cdot V_{S_{\text{próximo}}} = \delta_{\text{inicial}} \cdot V_{S_{\text{inicial}}} \quad 4.12$$

Onde V_o é a tensão na saída, considerada constante. δ_{inicial} é o *duty cycle* em um primeiro ciclo do chaveamento, e $V_{S_{\text{inicial}}}$ é a tensão no capacitor no início deste primeiro ciclo. $\delta_{\text{próximo}}$ é o *duty cycle* que deve ser aplicado no próximo ciclo do chaveamento, quando a tensão no capacitor será $V_{S_{\text{próximo}}}$.

Além disso, $V_{S_{\text{próximo}}} = V_{S_{\text{inicial}}} - \Delta V_S$ e $\Delta V_S = \frac{V_{out}}{R} \cdot \frac{\delta \cdot T}{C}$. Assim,

$$\rightarrow \Delta V_S = \frac{V_S \cdot \delta_{\text{inicial}}^2 \cdot T}{C} \quad 4.13$$

Como resultado,

$$\delta_{\text{próximo}} = \frac{\delta_{\text{inicial}}}{1 - K \delta_{\text{inicial}}^2}, \text{ onde } K = T/RC_2 \quad 4.14$$

A equação 4.14 foi implementada na programação do microcontrolador gerando um vetor de *duty cycle* logo antes do início da operação do EMAI, após o usuário definir a intensidade do estímulo. Dessa forma, durante a operação do *buck*, o *duty cycle* foi variado sequencialmente, recuperando o valor calculado no início da operação.

4.3.5. Microcontrolador e fluxograma de operações

Para o controle do EMAI foi utilizado um microcontrolador dsPIC30F4013 (dsPIC) (Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, USA) com um cristal de 20 MHz e PLL de 4x. O software foi desenvolvido em linguagem C no ambiente MPLAB X IDE® (Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, USA). A distribuição dos terminais utilizados no dsPIC com interface com o usuário encontra-se na Figura 4.3.14. A alimentação é fornecida por um regulador de tensão de 5V, a partir de uma fonte retificadora de 12V.

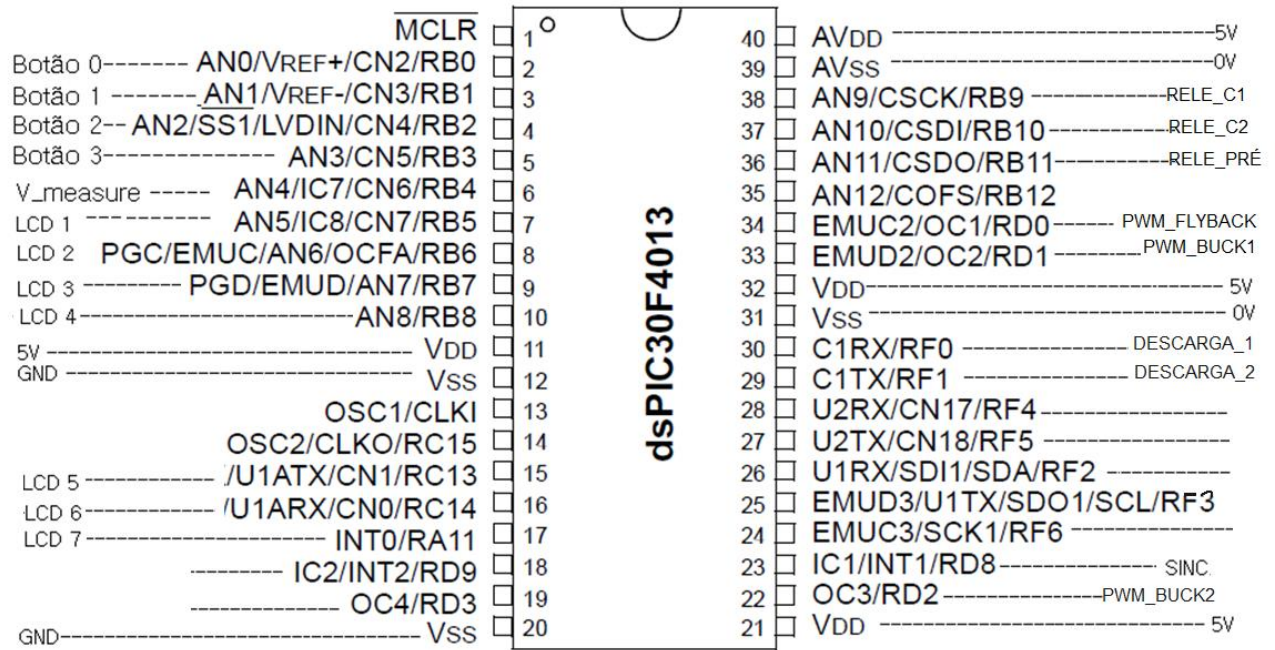


Figura 4.3.14 - Circuito do microcontrolador dsPIC30F4013.

O fluxograma de operação do microcontrolador é apresentado na Figura 4.3.15. Ao ligar o sistema, a interface com o usuário é inicializada (BOTÃO 0- BOTÃO 4, e LCD 1 – LCD 7). O programa espera o usuário inserir o ângulo de alinhamento da célula alvo na CE, a intensidade do **E** desejado e a direção dos pulsos que serão aplicados. Após o usuário confirmar a operação, o microcontrolador define a intensidade dos componentes ortogonais de **E** para cada uma das direções de estímulos (equação 3.1 XX), bem como a corrente e tensão que devem ser aplicadas em cada canal do EMAI (equação 3.1 XX). A tensão de carga dos capacitores (C1 e C2) do *flyback* é fixada em três vezes o módulo da soma dos quadrados das tensões necessárias em cada canal⁶.

São enviados comandos ao circuito comutador de carga (RELE_C1 e RELE_C2), conectando C1 e C2 às saídas do *flyback* e do circuito de pré-carga. Na sequência, é enviado um comando ao circuito de pré-carga (RELE_PRÉ), conectando a fonte de 170V à entrada do circuito. Após a pré-carga, pulsos retangulares são enviados ao *flyback* (PWM_FLYBACK), 10 kHz e ciclo de trabalho inicial de 5%. A tensão em um divisor resistivo, paralelo ao terminal de saída do *flyback* é continuamente mensurada por meio de um conversor analógico digital interno ao

⁶ Estabelecido para uma variação máxima de 10% na tensão de C2 (40uF), aproximado por $\frac{1}{2}C [V_{c_final}^2 - V_{c_final}^2] = \frac{V_{out}^2}{350\Omega} \cdot 15ms$

microcontrolador (V_{measure}), de forma a obter indiretamente a tensão em C1 e C2. Com base nesta tensão, o ciclo de trabalho de PWM_FLYBACK é incrementado suavemente de forma a sempre garantir MCD ao conversor. Quando a carga dos capacitores C1 e C2 atingir o valor determinado pelo microcontrolador, os pulsos de chaveamento são cessados, e o comando em RELE_C2 desativado, de forma que os canais passam a operar isolados.

Na sequência, uma borda de subida em INT0 é monitorada. Quando detectada, um comando é enviado aos circuitos de comutação da saída (RELE_EB1 e RELE_EB2), de forma que a saída de cada canal do *buck* seja conectada à carga. Um período pré-determinado é aguardado, e então pulsos de chaveamento retangulares de 50kHz (PWM_BUCK 1 e PWM_BUCK2) são enviados aos conversores *buck*. O valor do ciclo de trabalho inicial em cada canal é determinado para a tensão V_{measure} medida no instante anterior ao chaveamento (equação 4.2.X). O valor do ciclo de trabalho dos dois pulsos de chaveamento é atualizado a cada ciclo, considerando que a variação de tensão em C1 e C2 são iguais a potência eficaz de consumo em C1 e C2 dividido pela própria capacitância.

Após o fim do estímulo de cada canal do estimulador, PWM_BUCK1 e PWM_BUCK2 são desativados, e é aguardado 1ms. Se o protocolo exigir uma nova direção de aplicação de um estímulo, o processo é repetido, até que todos os n estímulos sejam aplicados.

Finalizada a aplicação dos estímulos na carga, comandos em RELE_EB1 e RELE_EBE desconectam o estimulador da CE, e na sequência são enviados comandos para o circuito de descarga residual em C1 e C2 (DESCARGA_1 e DESCARGA_2). O programa é então reiniciado.

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

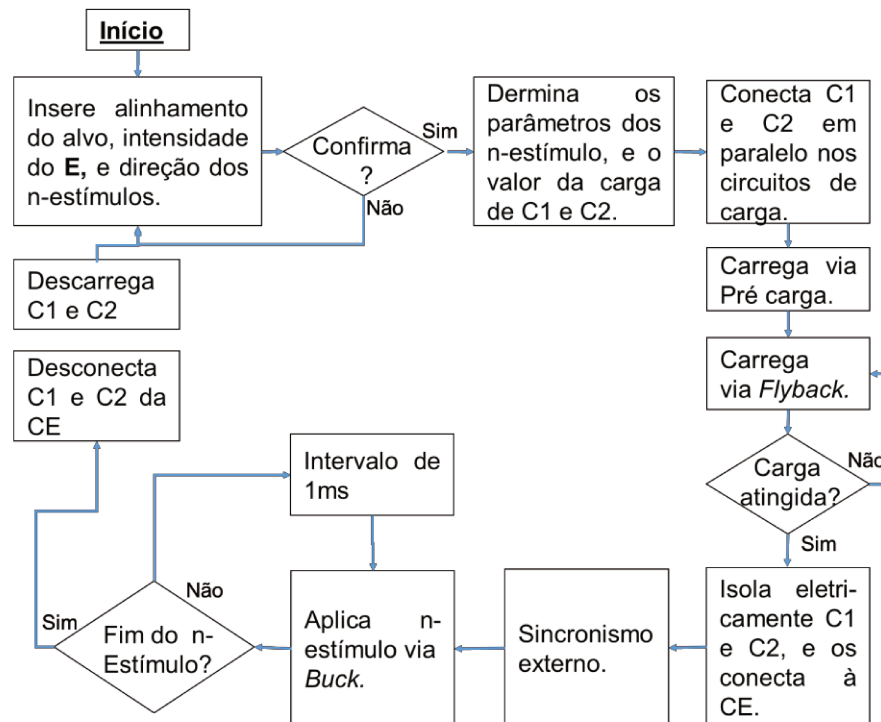


Figura 4.3.15 - Fluxograma de operação do microcontrolador.

Figura 4.4.1 – Circuito do estimulador de alta intensidade, com destaque aos principais blocos do circuito.

A principais formas de onda da operação do EMAI, para apenas um canal, podem ser visualizadas na Figura 4.4.2. A operação para o segundo canal é idêntica. Verifica-se que inicialmente o *RELÉ EMAI* está em nível zero e o *RELÉ EBI* está em nível alto, o que significa que a saída do conversor está conectada ao estimulador de baixa intensidade. O *RELE C1//C2* está inicialmente em nível baixo, o que significa que capacitores *C1* e *C2* estão isolados. Após o usuário confirmar a aplicação do estímulo, *CONFIRMAR* vai momentaneamente para zero, e o *RELÉ C1//C2* vai para nível alto, conectando *C1* e *C2* em paralelo. No mesmo instante nota-se que o *RELÉ PRÉ-CARGA* é ativado, e a *TENSÃO EM C2* atinge 170V. Na sequência, em *PWM* vê-se que o microcontrolador começa a enviar o sinal chaveado. A *TENSÃO EM C2* cresce até o alcançar o valor estipulado pelo microcontrolador. Até este momento nota-se que a *TENSÃO NA SAÍDA*, que representa a tensão que é efetivamente aplicada em um par de eletrodos, é constituída pulso bipolares de tensão, originados do EBI. A partir desse ponto é iniciado o protocolo de sincronismo. Ao receber o pulso de *SINCRONIA*, o *RELÉ EBI* vai para nível baixo e o *RELÉ EMAI* vai para nível alto. No instante equivalente ao próximo pulso, nota-se que a *TENSÃO NA SAÍDA* registra um estímulo de alta intensidade, constituído de 3 pulso concomitantes. Ao fim da aplicação do estímulo, o *RELE EMAI* vai para zero, e ao a *TENSÃO EM C2* é zerada.

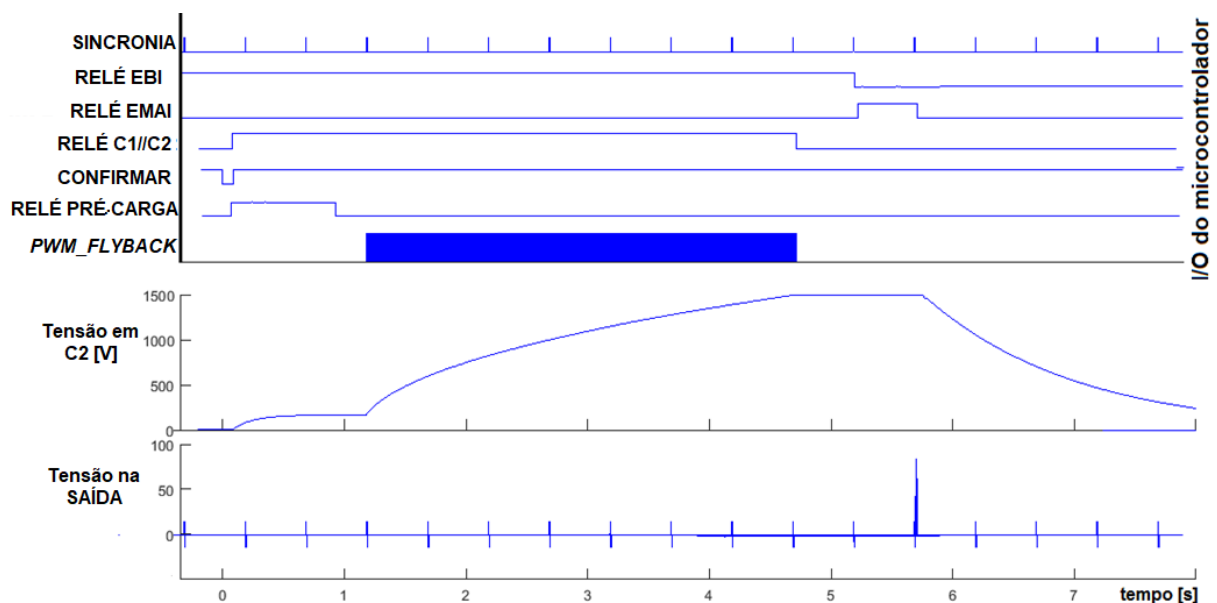


Figura 4.4.2 – Formas de onda dos circuitos dos principais estágios de um dos canais do estimulador de alta intensidade. A entrada de *SINCRONISMO* é o sinal utilizado para sincronizar os estímulos de alta e baixa intensidade. O *RELÉ EBI* permite a conexão do

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

estimulador de baixa intensidade à saída do circuito. O *RELÉ EMAI* permite a conexão do estimulador de alta intensidade à saída do circuito. O *RELE C1//C2* é responsável por isolar ou conectar em paralelo os capacitores fontes (C1 e C2) dos dois canais do estimulador de alta intensidade. *CONFIRMAR* é o sinal originado de um botão, utilizado pelo microcontrolador para iniciar a operação do estimulador. O *RELÉ PRE-CARGA* conecta a saída retificada da rede aos capacitores C1 e C2. O *PWM FLYBACK* é o sinal enviado pelo microcontrolador para chavear o flyback. *TENSÃO EM C2* é a tensão no capacitor fonte do canal 2 (C2). *TENSÃO NA SAÍDA* é a tensão que efetivamente será aplicada nos pares de eletrodos de uma câmara de estimulação.

A Figura 4.4.3 apresenta com mais detalhes as formas de onda do EMAI durante o protocolo de sincronização. Pode-se verificar que após a finalização da carga, o sinal de sincronismo é detectado e então o EBI é desconectado e o EMAI conectado. No instante do pulso seguinte é registrado o estímulo multidirecional composto de 3 pulso concomitantes de diferentes tensões é aplicado na saída. Na sequência, o EMAI também é desconectado da saída.

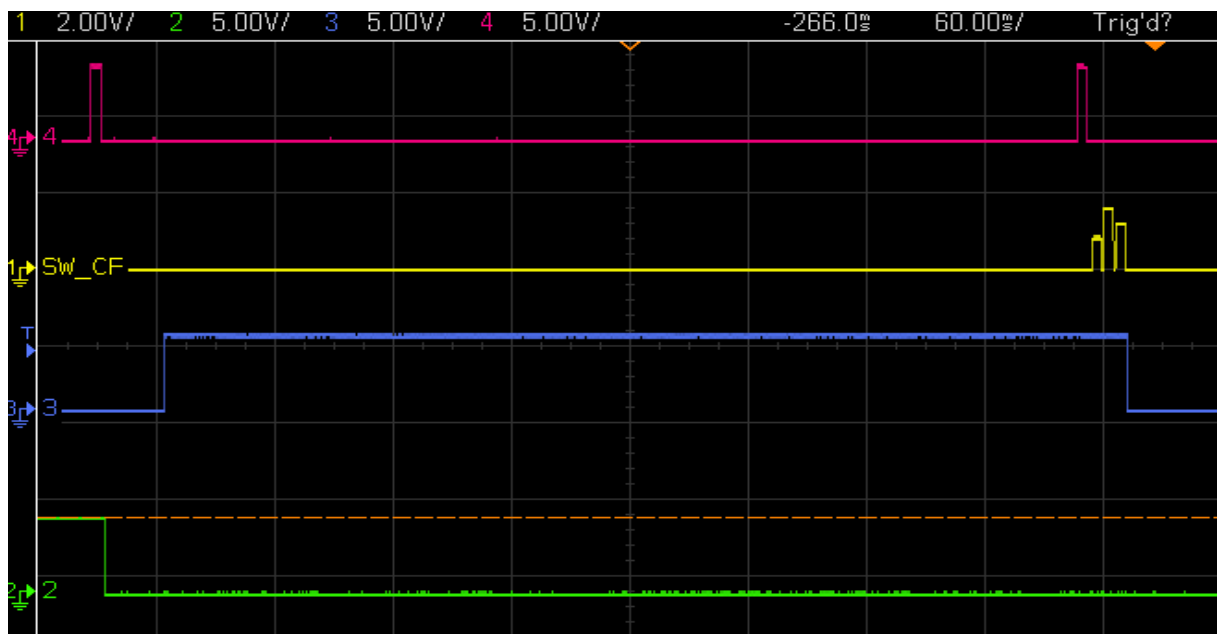


Figura 4.4.3 – Formas de onda dos circuitos do estimulador de alta intensidade, obtidas por um osciloscópio KEYSIGHT DSOX2004A. O sinal do canal 4 é a entrada de sincronismo do estimulador. O canal 2 representa o estado do relé que acopla o estimulador de baixa intensidade à saída. O canal 3 representa o estado do relé que acopla o estimulador de alta intensidade à saída. O canal 4 é a tensão de saída o estimulador de alta intensidade.

A Figura 4.4.4 demonstra a aplicação dos pulsos de alta intensidade no canal 2. Nota-se que cada um dos pulsos da Figura 4.4.4 possui uma amplitude diferente, em função de uma razão de chaveamento diferente. O estímulo multidirecional proposto neste trabalho é obtido com a aplicação concomitante destes três pulsos junto com três pulsos concomitantes no canal 1. Desta forma, para cada um dos três pulsos, a combinação linear entre o campo elétrico gerado por cada canal pode gerar um campo elétrico com qualquer módulo e fase. Nota-se ainda, que após a aplicação do estímulo multidirecional, a tensão em C2 foi reduzida de 1490V para 1460V, o que representa uma boa estabilidade da tensão da tensão de entrada para o conversor *buck*.

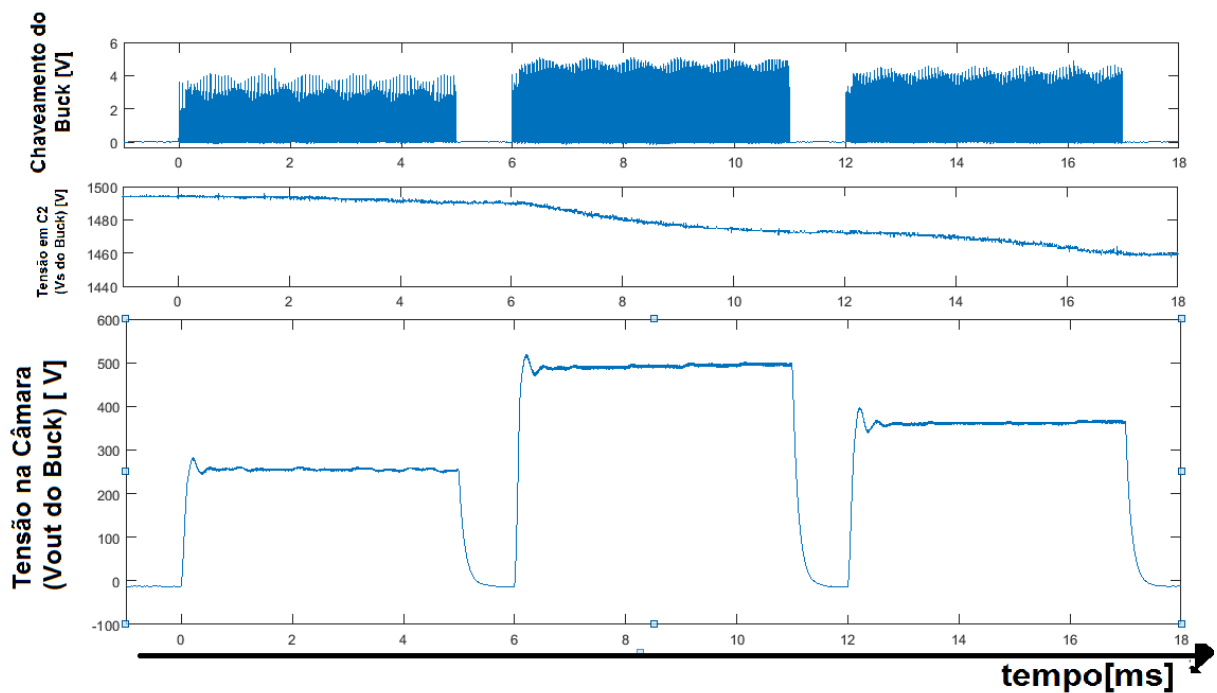


Figura 4.4.4 – Formas de onda da saída dos pulsos de alta intensidade que formam o estímulo multidirecional do estimulador multidirecional de alta intensidade. A figura superior indica a aplicação dos pulsos de chaveamento no *buck*, que foi configurado com período de 10 μ s e ciclo de trabalho variável. A figura central é a tensão da fonte de entrada do *buck*, no caso o capacitor C2 de 40 μ F. A figura inferior é a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação

A Figura 4.4.5 apresenta a aplicação do estímulo da Figura 4.4.4 seguido da descarga da energia residual de C2.

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

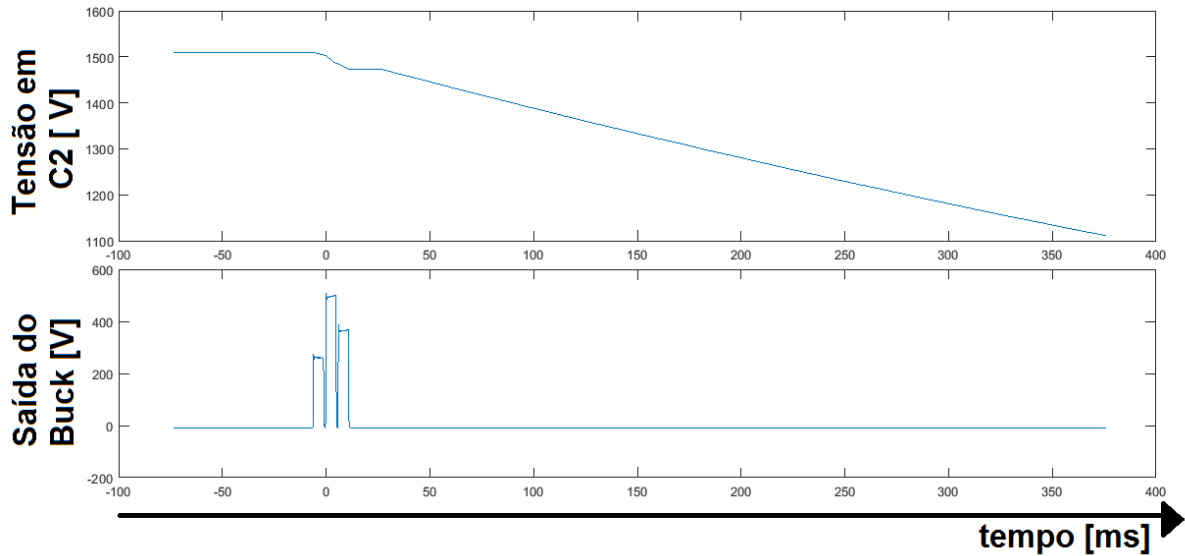


Figura 4.4.5 . Representação da descarga dos capacitores após a aplicação do estímulo de alta intensidade. Na figura superior é apresentada a tensão da fonte de entrada do *buck*, no caso o capacitor C2 de $40\mu\text{F}$. Na figura inferior é apresentada a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação.

4.4.1. Conversor *Flyback*

O processo de carga do estimulador foi registrado e apresentado nas figuras seguintes, considerando que durante a carga, C1 e C2 estão conectados em paralelo. Neste caso a capacitância total é de $234\mu\text{F}$. A tensão medida na saída do circuito de condicionamento de tensão seguiu de forma satisfatória a tensão medida sobre os capacitores com uma ponta de prova de alta tensão (Figura 4.4.6). O registro se limitou aos 3 segundos iniciais da operação do *flyback*, no qual os capacitores foram carregados até 1000V.

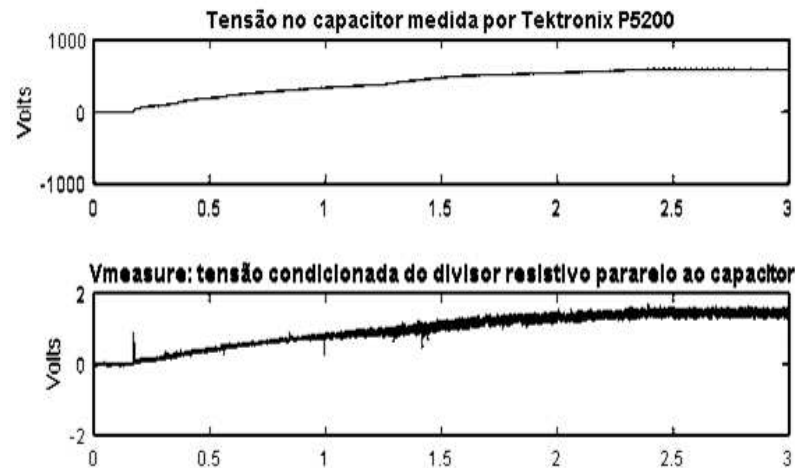


Figura 4.4.6 - Formas de onda do capacitor C2 ($40\ \mu\text{F}$) durante o *processo de carga* do circuito *flyback*. Durante este processo, C2 encontra-se conectado em paralelo com C1($190\ \mu\text{F}$). A figura superior apresenta a medição realizada diretamente sobre C2, utilizando-se uma ponta de prova Tektronix P5200, isolada e de alta tensão. A medição apresentada na figura inferior foi obtida da saída do circuito de condicionamento de tensão o estimulador, que por vez é a tensão de interesse para o microcontrolador.

Na sequência, um processo de carga completa foi realizado, e a tensão nos terminais de C2 foi registrada com uma ponta de prova de alta tensão (Figura 4.4.7). A tensão de 1500V foi alcançada em aproximadamente 11 segundos.

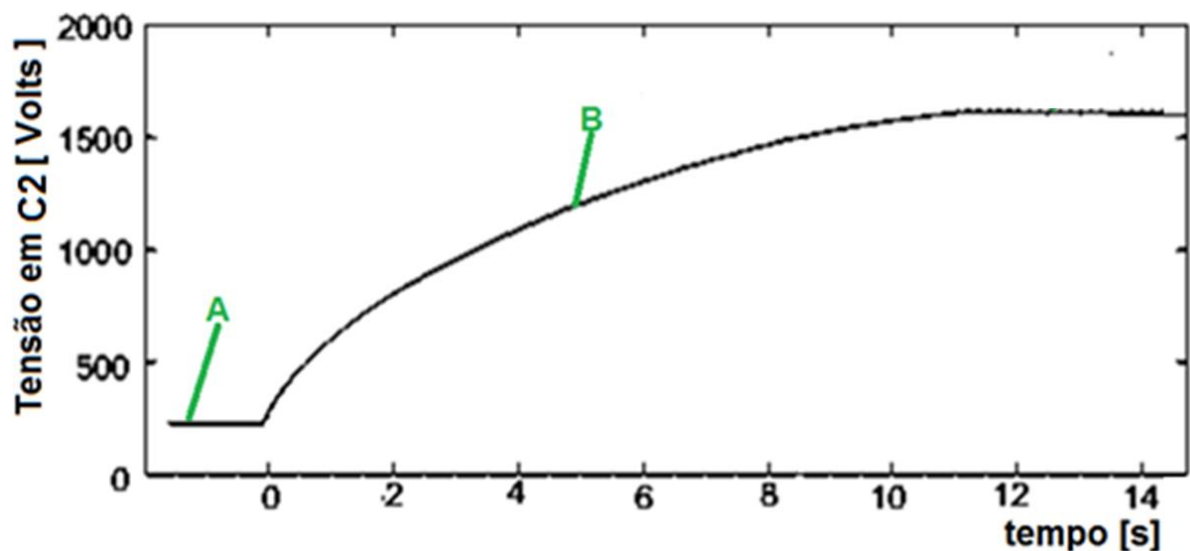


Figura 4.4.7 - Forma de onda do processo de carga completa dos capacitores de saída do circuito *flyback*. A capacitância total, em paralelo, é de $234\ \mu\text{F}$. Em A, C1//C2 está carregado inicialmente com 170V. Em B é dado início ao processo de carga do *flyback*.

Analisando as formas de onda dos *PWM* de chaveamento do flyback (Figura 4.4.8), observou-se que durante a transição para o nível alto, o pulso resultante do circuito de controle (SW_pulse) apresenta um atraso de 400 ns em relação ao pulso do microcontrolador, enquanto que o pulso no *gate* do transistor apresenta um atraso de 500ns (considerando que o transistor é ligado com 4V no *gate*). No instante da descida, esse atraso é de 100ns no pulso de controle, e 400 ns no *gate* do transistor⁷.

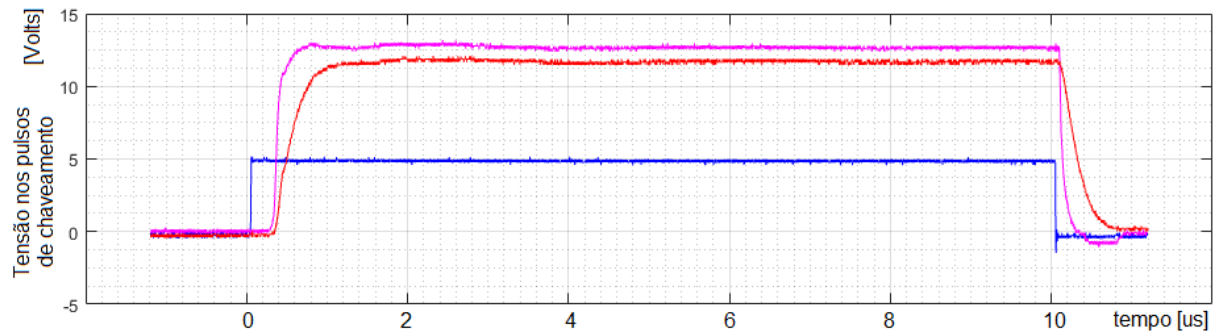


Figura 4.4.8 - Pulsos de chaveamento (*PWM*) do *flyack*. Em azul, pulso gerado pelo microcontrolador (PWM_FLYBACK). Em rosa, pulso da saída do bloco de controle (SW_PULSE). Em vermelho, tensão no *gate* do transistor.

A figura 4.3.4 apresenta a tensão sob o transistor, para uma tensão na saída de 1400V, e na figura 4.3.5 é mostrado o comportamento da tensão sobre o resistor de medição da corrente no primário do *flyback*.

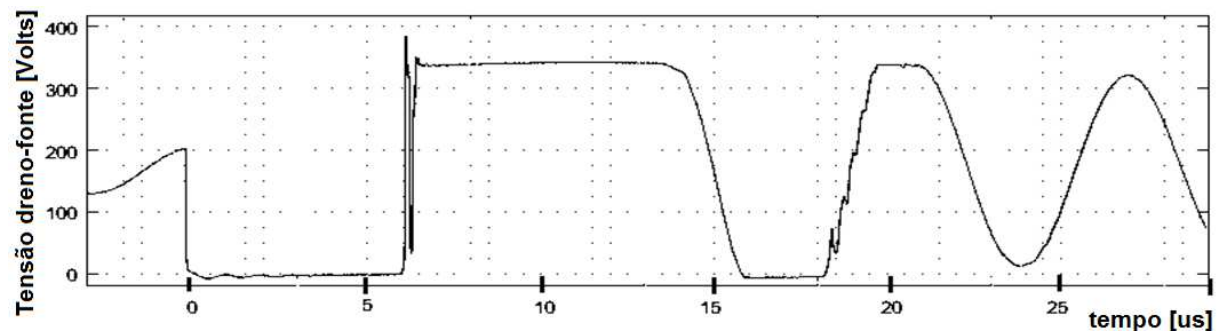


Figura 4.4.9 - Tensão dreno-fonte no transistor do flyback com snubber para $L1=190\ \mu\text{H}$, $L2=17\text{mH}$, frequência de chaveamento igual a 10kHz e ciclo de trabalho de 8%. $R_{sn}=4,7\text{k}\Omega$ e $C_{sn}=1,13\ \mu\text{F}$.

⁷ Como a saída do circuito de controle é uma porta NAND direta com o pulso de chaveamento do microcontrolador, a transição para zero do pulso de controle é direta, com o mínimo de atraso.

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

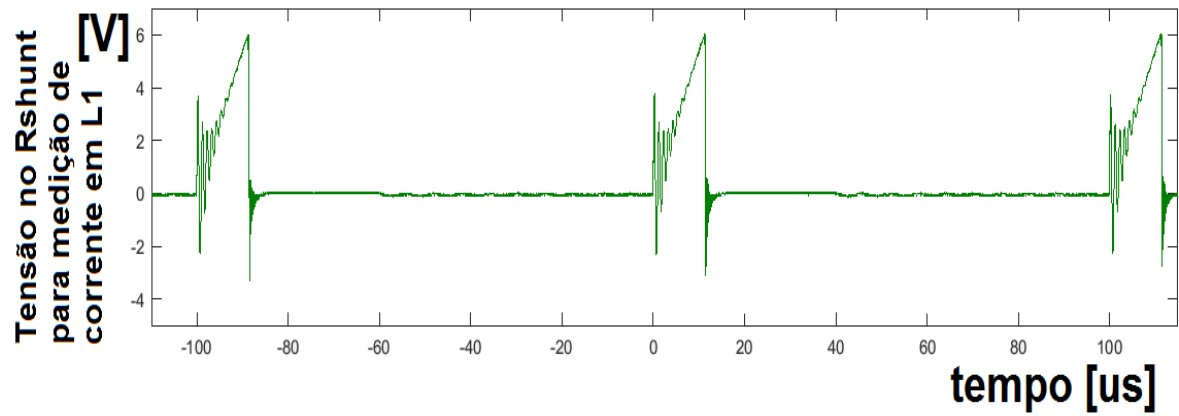


Figura 4.4.10 - Tensão medida em um resistor shunt de $0,5\Omega$ no primário do flyback para condicionamento da corrente. $L1=190\ \mu\text{H}$, $L2=17\text{mH}$, a frequência de chaveamento foi igual a 10kHz e ciclo de trabalho igual a 8%.

4.4.2. Conversor *Buck*

O conversor *buck* implementado foi idêntico para os dois canais de saída, sendo apresentado os resultados apenas para o canal 2, cuja fonte de entrada foi implementada por C2, de $40\mu\text{F}$, de menor capacitância comparada com C1. Uma técnica de controle de transiente foi implementada experimentalmente, e os valores de L e C_o apresentados na metodologia (4mH e $0,2\mu\text{F}$) foram sensivelmente modificados, resultando na circuito da Figura 4.4.11. O valor de L foi alcançado alternando o comprimento do gap de ar do núcleo.

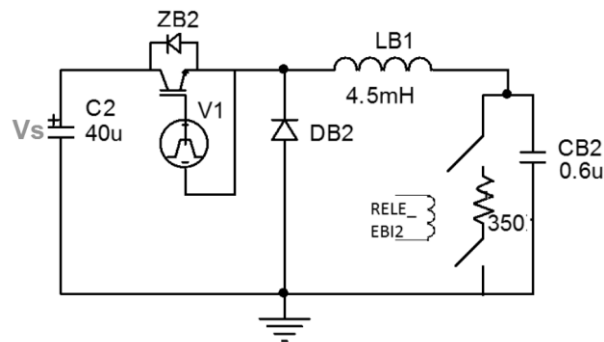


Figura 4.4.11 - Circuito do conversor *buck* encontrado após simulação.

A Figura 4.4.12 apresenta o as formas de onda da saída do *buck*, quando a saída foi conectada na CE. Era esperado a aplicação de um pulso de 500V a partir de uma tensão em C2 igual a 1500V. A figura registrada apresenta a pior situação medida em um total de 10 tentativas, no qual a tensão registrada em C2 ao final da carga via *flyback* foi igual a 1490V. Nessa situação, a tensão de saída foi igual a 491V, o que representa um erro de 2% em relação ao valor desejado. Após a aplicação do pulso a tensão em C2 foi reduzida para 1470V, mas a tensão na saída se manteve constante. O *ripple* foi igual a 8V de pico, e o tempo de subida foi igual 60 μs . O *overshoot* foi igual a 34V, e teve uma duração de 70 μs entre o instante que ultrapassa e retorna até a tensão de regime.

CAPÍTULO 4 – ESTIMULADOR MULTIDIRECIONAL DE ALTA INTENSIDADE

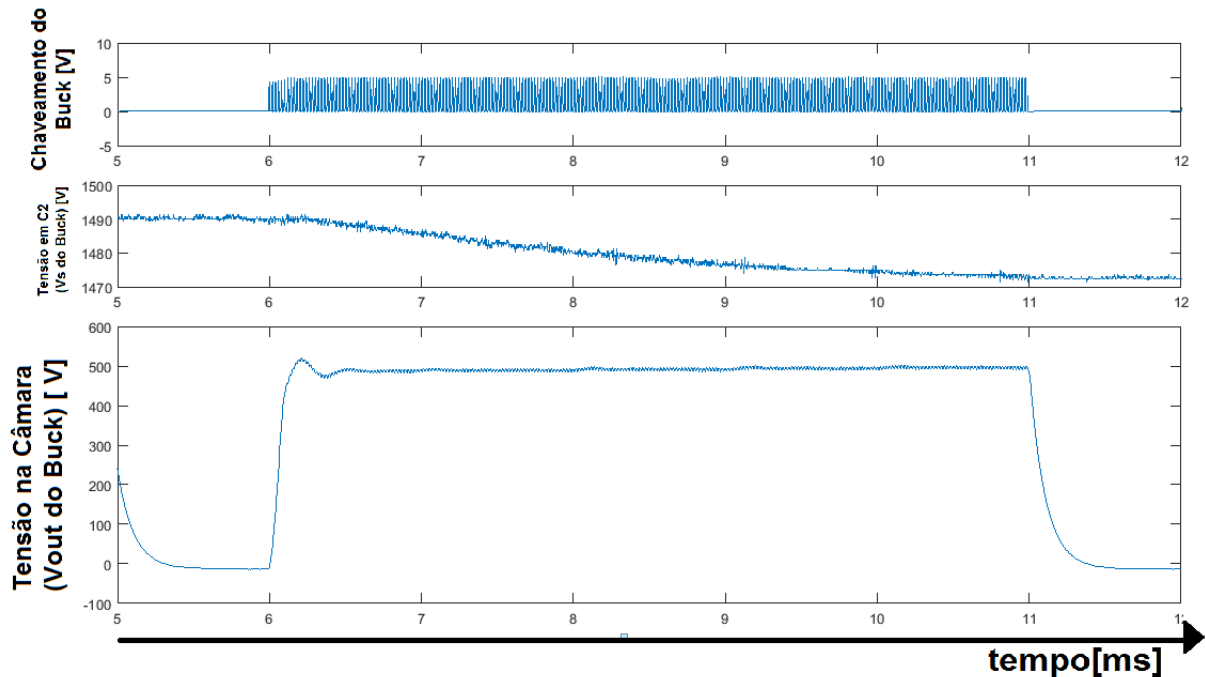


Figura 4.4.12 - Formas de ondas durante a aplicação de um pulso na saída do circuito *buck* para uma indutância de 4,5mH, e um capacitor de saída de 0,6 μ F. A figura superior indica a aplicação dos pulsos de chaveamento no *buck*, que foi configurado com período de 10 μ s e um ciclo de trabalho de 33%. A figura central é a tensão da fonte de entrada do *buck*, no caso o capacitor C2 de 40 μ F. A figura inferior é a tensão de saída aplicada no canal 2 da câmara de estimulação

A relação entre a tensão de saída e a tensão desejada foi obtida pré-definindo a tensão desejada na saída, e observando a tensão na saída. O valor desejado foi incrementando de até 750V, e a análise repetida 3 vezes. Os valores médios da tensão obtida em função da tensão desejada estão apresentados na Figura 4.3.10. A relação foi linear, com um erro máximo de 8V para pulsos de alta intensidade. Para pulsos de intensidade menor que 100V, o erro máximo da tensão eficaz aplicada foi de 4%.

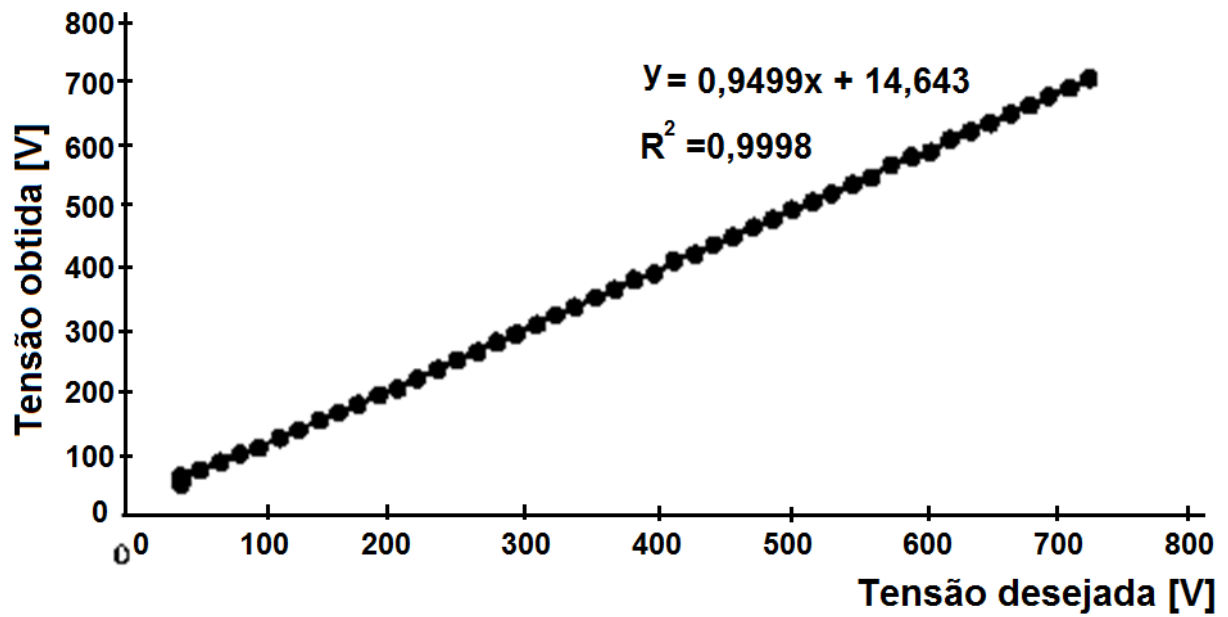


Figura 4.4.13 - Relação entre a tensão desejada de saída do conversor *buck* e a tensão de saída obtida na saída. O capacitor da fonte de entrada foi configurada para ser carregado em em 1500V.

4.5. DISCUSSÃO

Em uma análise rápida, a operação do EMAI seguiu todos os parâmetros especificados pelo projeto. Os dois canais do estimulador são capazes de gerar três pulsos de tensão concatenados, sendo que cada pulso possui uma duração de 5 ms e amplitude variável de até 500V250Ω. Desta forma é possível a aplicação do princípio da superposição para gerar um **E** resultante de qualquer módulo e fase.

Os testes realizados apontaram que a precisão e ondulação da tensão verificada nos canais de saída são suficientes para a precisão exigida em protocolos experimentais de alta intensidade, nos quais a intensidade dos estímulos aplicados. No protocolo realizado por FREITAS (2016) a intensidade dos pulsos de alta intensidade tem valores discretos, iguais a 12x, 16x, 20x, 25x, 30x e 35x em relação ao valor do limiar de estimulação da célula. Isto significa que há uma variação de no mínimo 16% entre cada valor discreto; ao passo que o EMAI pode oferecer uma precisão de 2% com o valor absoluto.

A análise das características dinâmicas do pulso de saída mostrou que podemos considerá-los retilíneos, visto que o *ripple* foi da ordem de 2%, a regulação de linha ao longo do tempo foi praticamente 100%, e os tempos de subida e descida são 70 vezes menores que a duração dos pulsos.

O *overshoot* observado no início dos pulsos atingiu um máximo de 7% em relação ao valor médio da tensão dos pulsos, no caso do pulso de 500V. Entretanto, como a duração é de apenas 70 μs, a capacitância da membrana filtrará este sinal. Este baixo *overshoot* foi alcançado por meio de um controle de transiente experimental, no qual os seis primeiros ciclos de chaveamento tiveram a razão de trabalho limitada em 63% do valor inicial. Sem esse controle, o *overshoot* na mesma situação chegaria a 30% acima ao valor médio da tensão do pulso.

Todos conversores desenvolvidos neste projeto foram baseados em *SMPS*, o que rendeu ao EMAI um bom aproveitamento energético e baixo peso e volume. Uma particularidade do projeto de cada um dos canais do EMAI é que a duração máxima de aplicação de estímulos em cada canal é pequena (apenas 15ms), e a reaplicação deve ocorrer no mínimo após 20 segundos. Portanto a abordagem de dois estágios distintos faz muito sentido.

Tanto o conversor *flyback* quanto o *buck* são topologias simples para projetar e construir, e de custo relativamente baixo. Em ambos os casos há

necessidade de controle de apenas um transistor, e a transferência de energia se realiza por um único elemento magnético. Uma alternativa que parece lógica seria utilizar um conversor *boost* para elevar a tensão retificada da rede para a tensão de saída. Entretanto, o *ripple* desta solução é relativamente alto, pois durante o período de condução da chave, o indutor não fornece energia para a carga. Para manter o *ripple* de saída dentro de valores desejados, seria necessário utilizar um capacitor de filtragem com uma capacitância maior que na solução proposta neste trabalho. Isto acarretaria o aumento do tempo de subida da forma de onda do pulso de saída. Pensando na aplicação do EMAI, em entregar pulsos retangular de 5 ms, esta solução poderia ser difícil de implementar.

Quanto ao projeto do EMAI, um ponto crítico foi a escolha adequada dos diodos e transistores. A possibilidade de trabalhar com alta tensão e alta frequência é relativamente nova na eletrônica, visto que os transistores até o início do século apresentavam um alto viés entre tensão de bloqueio e frequência. Somado a isto, temos que as maiores perdas do conversor ocorrem durante o chaveamento do transistor, principalmente no desligamento das chaves, quando a corrente ainda não é nula, mas a tensão já está subindo rapidamente para valores da ordem de centenas ou milhares de Volts. Essas perdas aumentam com a frequência, necessitando semicondutores com altíssima velocidade de transição entre os estados ligado de desligado. Dessa forma, tecnologias recentes desenvolvidas pela eletrônica de potência, como o *MOSFET* de super-junção foram fundamentais para a viabilidade deste projeto.

Um segundo ponto crítico foi a construção dos elementos magnéticos calculados. O Apêndice B e o Apêndice C foram dedicados a esta etapa que é fundamental para obter uma operação com o mínimo de perdas. A compra destes elementos nem sempre é possível, e quando disponível é cara.

Durante a fase inicial do projeto foi necessário escolher os capacitores C1 e C2 utilizados no EMAI. Como a operação do conversor *buck* deve ocorrer sem uma grande variação na tensão destes capacitores, foi escolhido valores altos de capacitância e tensão de carga. O primeiro capacitor escolhido foi de 190uF e segundo de 40uF. Para estes valores, uma tensão de carga de pelo menos 3 vezes a máxima tensão aplicada em cada canal foi suficiente para que a variação observada na carga armazenada em C1 e C2 apresentasse uma variação de apenas 5%.

Quanto aos testes realizados com o circuito *flyback*, as formas de onda apresentaram comportamento conforme esperado pela teoria. O circuito *snubber* limitou a tensão sobre o transistor de chaveamento em no máximo 400V, evitando a destruição do componente por sobretensão. O circuito de condicionamento da corrente também possibilitou a proteção do dispositivo contra sobrecorrente. A presença de grande ruído no sinal de corrente durante o chaveamento justificou o desenvolvimento de um atraso no circuito de proteção para sobrecorrente.

Quanto a forma de onda do condicionador do sinal de tensão no divisor resistivo sob C1 e C2, observamos que ele seguiu rapidamente a tensão medida diretamente no capacitor. O conversor analógico-digital do microcontrolador foi capaz de controlar a tensão de carga com excelente precisão. Quando a tensão desejada de carga era igual a 1500V, verificou-se uma variação na tensão medida entre 1490V e 1510V.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho mostrou que é possível aplicar estímulos multidirecionais com apenas dois pares de eletrodos. O **E** foi mapeado teoricamente e experimentalmente para a aplicação de estímulos simultâneos em direções diferentes. O princípio da superposição foi validado para uma região limitada pela circunferência de raio igual a 5% do raio da CE. Embora novos experimentos devam ser realizados para toda área de trabalho (raio igual a 10% da CE), podemos concluir que é possível gerar estímulos em qualquer direção com apenas dois pares de eletrodos.

Em uma revisão bibliográfica sobre estimuladores e desfibriladores existentes, tanto comerciais quanto experimentais, não foi encontrado nenhuma configuração parecida à adotada neste trabalho (WILSON, 2004; VIANA, 2011, BRAGA & COOPER, 2015; FREITAS, 2016). Tipicamente, o hardware é composto de um único conversor que carrega três capacitores, e estes capacitores são chaveados sequencialmente em três pares de eletrodos diferentes. O EMAI desenvolvido neste trabalho apresenta a vantagem de possuir apenas dois pares de eletrodos, e embora o software tenha sido projetado para a aplicação de 3 pulsos, pode-se atualizá-lo para aplicar quantos pulsos forem desejados.

Além disso, não foi encontrado nenhuma topologia que utilizasse a abordagem de utilizar de um estágio *buck* na saída precedido de um estágio *flyback*. A maioria dos estimuladores e desfibriladores utilizam na saída uma descarga capacitiva, que tem uma forma de onda exponencial, pois é mais simples e barato de implementar. Somente uma empresa, a *Zoll Medical*, desenvolve desfibriladores com forma de onda retilínea. Apesar do domínio dos equipamentos com descarga capacitiva, a forma de onda retilínea apresenta uma vantagem quando utilizado em trabalhos de modelagem teórica, pois é muito mais fácil modelar a resposta de um sistema ao degrau do que à uma onda exponencial. Quanto a prática clínica, existe uma indefinição e extensa discussão comparando a eficácia das diferentes formas de ondas, mas tanto a descarga capacitiva quanto o pulso exponencial, nas versões bipolares, são aprovadas (QU *et al*, 2002; FREITOSA-FILHO, 2006; HUANG *et al*, 2012).

No estado atual, o estimulador não pode inverter o sentido da corrente em cada canal, de forma que a direção resultante de **E** esteja limitada entre 0° e 90°. Em

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÃO

trabalhos futuros será necessário a implementação de uma ponte H de transistores na saída para que a direção assuma qualquer valor. Esta modificação será simplificada devido a construção do EMAI com placas modulares, o que permitirá a substituição da placa de chaveamento da saída de forma simples.

As aplicações futuras de sistemas com esse princípio incluem protocolos experimentais para determinação de letalidade de estímulos multidirecionais. Além disso, protocolos monodirecionais poderão beneficiar-se do EMAI, visto que o **E** poderá ser aplicado em qualquer direção sem necessidade de alinhamento mecânico da célula com ângulo desejado.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. **Power Electronics for Technology**. Prentice Hall, 1999

AIDLEY, D. J. **The Physiology of Excitable Cells**. 4. ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998. 477 p.

ALBERTS *et al.* **Biologia molecular da célula**. Porto Alegre: Artmed Editora. 3. Ed, 2002

ANTONELI, P. C. **Relação entre a probabilidade de desfibrilação e o limiar de estimulação de corações isolados de ratos**. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2017.

AYRES, CARLOS AUGUSTO & SOUZA, LUIZ EDIVAL. **Fontes chaveadas; fundamentos teóricos**. FUPAI, Itajubá, 1993.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Ed. do Autor, 2001

BARROS, M. **A revolução das fontes chaveada**. <http://musicaemercado.org/fontes-chaveadas/> acessado em 07.01.2019.

BASSANI, R.A.; LIMA, K.A.; GOMES, P.A.P.; OLIVEIRA, P.X.; BASSANI, J.W.M. **Combining stimulus direction and waveform for optimization of threshold stimulation of isolated ventricular myocytes**. Physiological Measurement, v. 27, n. 9, p. 851-863, set. 2006.

BERNE, R.M.; LEVY, M.N.; KOEPPEN, B. M.; STATON, B. A. **Tratado de Fisiologia Humana**. 5. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2004.

BERS, D. Excitation-contraction coupling and cardiac contractile force. **Springer Science & Business Media**, 2001.

BRAGA, A. & COOPER, R.. **Physical principles of defibrillators**. Anaesthesia & Intensive Care Medicine, v. 16, n. 5, p. 243-245, 2015.

BROWN, A. M.; LEE, K. S.; POWELL, T. **Sodium current in single rat heart muscle cells**. The Journal of physiology, v. 318, n. 1, p. 479-500, 1981.

CHEN, C. *et al.* **Membrane electroporation theories: a review**. Medical and Biological Engineering and Computing, v. 44, n. 1-2, p. 5-14, 2006.

CHENG, D. K. L., Tung, L., & Sobie, E. A. **Nonuniform responses of transmembrane potential during electric field stimulation of single cardiac cells**. American Journal of Physiology-Heart and Circulatory Physiology, 277(1), H351-H362, 1999.

COBB, L. A., FAHRENBRUCH, C. E., OLSUFKA, M., & COPASS, M. K. **Changing incidence of out-of-hospital ventricular fibrillation, 1980-2000**. Jama, 288(23), 3008-3013, 2012.

DEBRUIN, K.A., KRASSOWSKA, W. **Modeling Electroporation in a Single Cell. I. Effects of field strength and rest potential**. Biophys J. 1999; 77(3):1213-24. S0006-3495(99)76973-0. PMid:10465736 <http://dx.doi.org/10.1016/>.

DIXON, L. H. **"Eddy Current Losses in Transformer Windings and circuit Wiring"** Unitrode Seminar Manual SEM600, 1988

DIXON, L. H. **“Magnetics Design for Switching Power Supply”**, 2000, Topic 1-5, TI Literature No. SLUP122-127

DOSDALL, D. J., FAST, V. G. & IDEKER, R. E. **Mechanisms of defibrillation**. Annual review of biomedical engineering 12, p. 233-258, 2010.

DOWELL, P. L. **Effects of Eddy Currents in Transformer Windings**. Proceedings IEE (UK), Vol. 113, No.8, August, 1966, pp. 1387-1394

ERICKSON, R. W. **DC-DC Power Converters**. Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2001.

EXNER, D., R. YEE, D. L. JONES, G. J. KLEIN & R. MEHRA. **Combination biphasic waveform plus sequential pulse defibrillation improves defibrillation efficacy of a nonthoracotomy lead system**. Journal of the American College of Cardiology 23.2, pp. 317–22, 1994.

FLANAGAN, W. M, **“Handbook of transformer design and applications”**, Second Edition, McGraw-Hill Inc, 1992.

FONSECA, A. V. S. **Estimulação multidirecional de células cardíacas: instrumentação e experimentação**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, 2009.

FONSECA, A. V. S., BASSANI, R. A., OLIVEIRA, P. X, & BASSANI, J. W. M. **Greater cardiac cell excitation efficiency with rapidly switching multidirectional electrical stimulation**. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 60.1, pp. 28–34, 2013.

FREITAS, J. A. N. L. F. **Letalidade de miócitos cardíacos de rato submetidos a estímulos multidirecionais**. 2016. (Dissertação) — Universidade Estadual de Campinas, 2016.

FREITAS, J. A. N. L. F., LEOMIL, F. S. C. , Zoccoler, M., *et al.* **Cardiomyocyte lethality by multidirectional stimuli**. Medical & Biological Engineering & Computing, 56: 2177-84, 2018. <https://doi.org/10.1007/s11517-018-1848-6>

FEITOSA-FILHO, G. S.*et al.* **Atualização em reanimação cardiopulmonar: o que mudou com as novas diretrizes**. Revista Brasileira de Terapia Intensiva, v. 18, n. 2, p. 177-185, 2006.

GARCIA, F. S. **Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, 2010.

GARCIA, Eduardo A.C. **Biofísica**. São Paulo: Sarvier, 2002.

GOMES, P. A. P. **Aplicação de técnicas de engenharia no estudo de células cardíacas isoladas: medição de [Ca] e limiar de estimulação**. Tese de doutoramento. Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Engenharia Biomédica, 1997.

GOMES, P. A. P., Bassani, R. A. & Bassani, J. W.M. **Field stimulation of cardiac cells from developing rats: theory and experiments**. J.Mol. Cell. Cardiol., 30 (suppl.): A51, 1998.

GOULART, J. T.; OLIVEIRA, P. X.; BASSANI, J. W. M. & BASSANI R. A. **The influence of cell dimensions on the vulnerability of ventricular myocytes to lethal**

injury by highintensity electrical fields". Revista Brasileira de Engenharia Biomédica, 28.4, pp. 337–345, 2012.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. **Tratado de Fisiologia Médica**. 11. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 2006. 1115 p.

HUANG, J. *et al.* **Ascending-ramp biphasic waveform has a lower defibrillation threshold and releases less troponin I than a truncated exponential biphasic waveform**. Circulation, v. 126, n. 11, p. 1328-1333, 2012.

IDEKER. R.E., ZHOU, X., KNISLEY, S.B.. **Correlation among fibrillation, defibrillation, and cardiac pacing**. Pacing Clin Electrophysiol. 1995; 18(3 Pt 2):512-25. <http://dx.doi.org/10.1111/j.1540-8159.1995.tb02562.x>. PMid:7777416.

KLAUKE, NORBERT, GODFREY SMITH & JONATHAN M COOPER. **"Regional electroporation of single cardiac myocytes in a focused electric field"**. Analytical Chemistry 82.2, pp. 585–592, 2010.

KLEE, M; PLONSEY, R. **Stimulation of spheroidal cells. The role of cell shape**. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, BME-23: p. 347-354, 1976.

KOTNIK, T., F. BOBANOVIĆ & D. MIKLAVČIČ. **Sensitivity of transmembrane voltage induced by applied electric fields—a theoretical analysis**". Bioelectrochemistry and Bioenergetics 43.2, pp. 285–291, 1997.

KOTNIK, T.; MIKLAVČIČ, D. **Analytical description of transmembrane voltage induced by electric fields on spheroidal cells**. Biophysical Journal, v. 79, n. 2, p. 670-679, 2000.

KOTNIK, T., G. PUCIHAR & D. MIKLAVČIČ. **The cell in the electric field**". **Clinical Aspects of Electroporation**. Springer, pp. 19–29, 2011.

KOTNIK, T., P. KRAMAR, G. PUCIHAR, D. MIKLAVČIČ & M. TAREK. **Cell membrane electroporation-Part 1: The phenomenon**. IEEE Electrical Insulation Magazine 28.5, pp. 14–23, 2012.

LEOMIL, F. D. S. C., & OLIVEIRA, P. X. D. **New insight on the relationship between lethal electrical fields versus cardiomyocyte orientation**. Research on Biomedical Engineering, (AHEAD), 2018.

LIND, A. **Forward Converter Design Notes - AN2013-03**. Infineon Technologies AG, 2013.

LEWIS, T. J. **A model for bilayer membrane electroporation based on resultant electromechanical stress**. IEEE transactions on dielectrics and electrical insulation 10.5, pp. 769–777, 2003

LI, Y. & CHEN, B. **Determinants for More Efficient Defibrillation Waveforms**. Anaesthesia, Pharmacology, Intensive Care and Emergency APICE. Springer, pp. 203–218, 2014.

LIMA, K.A. **Efeito da Direção do Campo Elétrico Sobre o Limiar de Estimulação de Miócitos Ventriculares Isolados**. 1999. 92 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Biomédica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Unicamp, Campinas. 1999.

MALMIVUO, J. & PLONSEY, R. **Bioelectromagnetism** – Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields. New York: Oxford University Press, 512p, 1995.

MARINO, M. & MASSARI L. **Take a Flier on the Flyback for Your High-Voltage Circuit Design**. <https://www.electronicdesign.com/analog/take-flier-flyback-your-high-voltage-circuit-design>. May 08, 2017

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. CRC press, 2016.

MEHRA, R. **Global public health problem of sudden cardiac death**. Journal of electrocardiology, v. 40, n. 6, p. S118-S122, 2007.

MELLO, L. F. P. D. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. 9a edição. Editora Érica, São Paulo, 2000.

MELLO, L. F. P. D. **Projetos de fontes chaveadas teoria e prática**. Tatuapé: Érica Ltda, 2013.

MILAN, H. F. M. “**Comparação de modelos para estimativa da máxima variação do potencial elétrico transmembrana induzida por campos elétricos externos em cardiomiócitos isolados de ratos de diferentes idades**”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica). Universidade Estadual de Campinas. 78 p., 2015.

MILAN, H. F. M , BASSANI, R. A., & BASSANI, J. W. M. **Comparação de modelos para estimativa de polarização da membrana de cardiomiócitos por campos elétricos**. XXIV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica. Uberlândia, MG, Brasil, pp. 508–11, 2014.

MOHAN N., T. M. Undelan, and W. P. Robbins. **Power Electronics – Converters, Applications and Design**. Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2003.

MOZAFFARIAN, D., *et al.* **Executive summary: heart disease and stroke statistics—2015 update: a report from the American Heart Association.** Circulation, v. 131, n. 4, p. 434-441, 2015.

OLIVEIRA, P. X. **Campo Elétrico Letal e Variação do Potencial Transmembrana em Miócitos Ventriculares de Rato.** 2004. 71p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Biomédica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Unicamp, Campinas. 2004.

OLIVEIRA, P. X. **Mecanismos envolvidos na depressão contrátil e lesão de miócitos cardíacos submetidos a campos elétricos de alta intensidade.** Tese (Doutorado em Engenharia Biomédica). Universidade Estadual de Campinas. 88 pp, 2008.

OLIVEIRA, P. X., BASSANI, R. A. & BASSANI, J. W. **Lethal Effect of Electric Fields on Isolated Ventricular Myocytes.** IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 55, no. 11, p. 2635-42. 2008.

PAGAN-CARLO, L. A., ALLAN, J. J., SPENCER, K. T., BIRKETT, C. L., MYERS, R., & KERBER, R. E. **Encircling overlapping multipulse shock waveforms for transthoracic defibrillation.** Journal of the American College of Cardiology, 32(7), 2065-2071, 1998.

PENNA, L. B. & BASSANI, R. A. **Increased spontaneous activity and reduced inotropic response to catecholamines in ventricular myocytes from footshock-stressed rats.** Stress 13.1, pp. 73–82, 2010.

PRADO, L. N. S. do. **“Relação entre a duração do estímulo e lesão de miócitos cardíacos por campos elétricos de alta intensidade”.** 2014. 66 p. Dissertação

(Mestrado em Engenharia Biomédica). Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2014.

PRADO, L. N.; GOULART, J. T.; ZOCCOLER, M. & OLIVEIRA, P. X. **Ventricular myocyte injury by high-intensity electric field: Effect of pulse duration**. General physiology and biophysics, 35.2, pp. 121–130., 2016

PRIETO, M. J.; FERNANDEZ, A. ; DIAZ, J. M. ; LOPERA, J. M; SEBASTIAN J. **Influence of transformer parasitics in low-power applications**, *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, Dallas, TX, USA, 1999, pp. 1175-1180 vol.2. doi: 10.1109/APEC.1999.750517

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Publicação FEEC 01/98. Campinas: Ed. do Autor, 2014

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Publicação FEEC 13/95. Campinas: Ed. do Autor, 2018.

QU, F. *et al.* **Comparison of three biphasic defibrillation waveforms: Gurvich waveform is more efficient**. In: Proceedings of the Second Joint 24th Annual Conference and the Annual Fall Meeting of the Biomedical Engineering Society. Engineering in Medicine and Biology. IEEE, 2002. p. 1439-1440.

RASHID, M. H. **Power Electronics Circuits, Devices, and Applications**. 2nd Edition. Pretince Hall, 1993.

RASHID, M. H. **Power eletronics handbook**. 4. ed. Butterworth-Heinemann, 2018

RANJAN, R., THAKOR, N.V. **Electrical stimulation of cardiac myocytes**. Ann. Biom. Engin. 23: 812-821, 1995.

SÁ, L. A. **Desenvolvimento e teste de um estimulador multidirecional com dois canais isolados**. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2018.

SAULIS, G. **Electroporation of Cell Membranes: The Fundamental Effects of Pulsed Electric Fields in Food Processing**. Food Engineering Reviews 2.2, pp. 52–73, 2010.

SEIDL K, SENEGES J. **Worldwide utilization of implantable cardioverter/defibrillators now and in the future**. Card Electrophysiol Rev 2003; 7:5.

SHARMA, V., TUNG, L. **Spatial heterogeneity of transmembrane potential responses of single guinea-pig cardiac cells during electric field stimulation**. Journal of Physiology. 542:477-92., 2002. PMID:12122146
PMCID:2290429. <http://dx.doi.org/10.1113/jphysiol.2001.013197>

SILVA, C. E. D. A. E. **Inversor Monofásico Isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de entrada**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2007.

SILVERTHORN, D. U. **Fisiologia humana: uma abordagem integrada**. Artmed editora, 2010.

ST JOHN SM, LEE D, ROULEAU JL, *et al.* **Left ventricular remodeling and ventricular arrhythmias after myocardial infarction.** *Circulation* 2003; 107 : 2577 – 2582.

STEINMETZ, C. **Theory and Calculation of Electric Circuits**, McGraw-Hill, New York, USA, p.84, fig.42, 1917

THORTON. **Catálogo de Ferrites**. 2015

THUMALLA, P., *et al.* "Investigation of Transformer Winding Architectures for High-Voltage (2.5 kV) Capacitor Charging and Discharging Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5786-5796, Aug. 2016. doi: 10.1109/TPEL.2015.2491638

TSONG, T.Y. **Electroporation of cell membranes.** *Biophys J.* 1991; 60(2):297-306. [http://dx.doi.org/10.1016/S0006-3495\(91\)82054-9](http://dx.doi.org/10.1016/S0006-3495(91)82054-9). PMID:1912274.

TUNG, L., SLIZ, N., MULLIGAN, M.R. **Influence of electrical axis of stimulation on excitation of cardiac muscle cells.** *Circulation Research.* 69:722-30. PMID:1873867, 1991. <http://dx.doi.org/10.1161/01.RES.69.3.722>

TUNG, L. **Detrimental effects of electrical fields on cardiac muscle.** *Proceedings of the IEEE* 84.3, pp. 366–378, 1996.

UMANS, S. D. **“Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley”** –7ª edição. AMGH Editora Ltda, 2014.

UNITRODE SEMINAR MANUAL SEMIOOO. **"Magnetic Core Properties"** originally titled "An Electrical Circuit Model for Magnetic Cores.". 1995

VIANA, M.A. **“Projeto, construção e teste de um desfibrilador multidirecional.”** 2011. 83p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Biomédica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Unicamp, Campinas, 2011.

VIANA, M.A.; BASSANI, R.A.; PETRUCCI, O.; MARQUES, D.A.; BASSANI, J.W.M. **System for open-chest, multidirectional electrical defibrillation.** Research on Biomedical Engineering, v. 32, p. 74-84, 2016.

YABE, S., SMITH, W. M., DAUBERT, J. P., WOLF, P. D., ROLLINS, D. L., IDEKER, R.E. **Conduction disturbances caused by high current density electric fields.** Circ Res. 1990; 66(5):1190-203. PMID:2335021.

WEAVER, J.C. **Molecular basis for cell membrane electroporation.** Ann. NY Acad. Sci., 720: 141-152, 1994.

WEAVER, J.C.; CHIZMADZHEV, Y. **Electroporation.** In: polk, C.; Postow, E. (Ed.). Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields. 2. ed. Boston: CRC Press, 1996 a. p. 247 –274.

WEAVER, J.C., CHIZMADZHEV. Y.A. **Theory of electroporation: a review.** **Bioelectrochemistry and Bioenergetics.** 1996b; 41:135-60.
[http://dx.doi.org/10.1016/S0302-4598\(96\)05062-3](http://dx.doi.org/10.1016/S0302-4598(96)05062-3)

WORLD HEALTH ORGANIZATION. **World health statistics 2016: monitoring health for the sdgs, sustainable development goals.** World Health Organization, 2016.

WUIDART, L. **Topologies for switched mode power supplies.** ST Microelectronics AN513/0393, USA, 1999

ZHANG, Y. ,*et al.* **Triphasic waveforms are superior to biphasic waveforms for transthoracic defibrillation: experimental studies.** Journal of the American College of Cardiology, 42(3), 568-575, 2003.

APÊNDICE A

TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS

As seção 4.2 (*Fontes chaveadas*) introduziu o conceito de conversores chaveados (*SMPS*, do inglês *Supply Mode Power Supply*). A técnica da modulação por largura de pulso (*PWM*, do inglês *Pulse Width Modulation*) foi apresentada, destacando-se que variando o ciclo de trabalho, ou *duty cycle*, é possível variar a tensão de saída. Na sequência foram definidos os modos de operação de condução de corrente descontínua (MCD) e modo de condução de corrente contínua (MCC).

Este apêndice visa apresentar as principais topologias empregadas de conversores chaveados, destacando suas vantagens e desvantagens para cada aplicação. A intenção é servir como base para a escolha das topologias utilizadas neste trabalho.

Conversor tipo *forward* x tipo *flyback*: Nas *SMPS*, a transferência de energia entre a fonte de entrada e saída deve envolver um elemento magnético intermediário, que pode ser um indutor ou transformador. Quando a corrente flui diretamente entre estes três estágios do circuito, não há necessidade de armazenamento de energia dentro do núcleo do elemento magnético. Esta situação é conhecida generalizadamente como topologia do tipo *forward*. Já numa topologia do tipo *flyback*, a corrente flui da fonte para o elemento magnético, mas a energia é armazenada temporariamente neste elemento, e somente em um instante seguinte é entregue à saída (WUIDART, 1999; BARBI, 2011). Neste último caso, a energia deve ser armazenada junto do núcleo magnético. Frequentemente um *gap* de ar em série com o núcleo é utilizado, visto que elementos magnéticos de alta permeabilidade não são bons armazenadores de energia. Neste sentido, uma primeira vantagem das topologias do tipo *forward* é que apresentam uma melhor utilização do elemento magnético, dispensando *gaps* de ar e podendo ser confeccionados com uma altíssima indutância de magnetização. Uma consequência disto será menores picos de corrente na entrada e na saída do conversor, e consequentemente menos perdas ôhmicas (LIND, 2013).

Isolamento elétrico: Conversores não isolados utilizam um indutor como elemento magnético de transferência de energia, como é o caso dos conversores

buck, *boost*, *buck-boost*, *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta*. Quando o conversor utiliza um transformador ou um indutor bifilar como elemento magnético têm-se um conversor isolado, como é o caso dos conversores *flyback*, *forward*, *push-pull*, *half-bridge* e *full-bridge* (BARBI, 2001; MOHAN, 2003). A isolação pode ser um requisito de projeto para segurança do usuário ou para proteção do circuito; porém em geral acarreta em circuitos com maiores dificuldades de implementação e em transformadores de volumes maiores. Entretanto, para grandes elevações do nível da tensão de saída o uso de transformadores é indispensável.

CONVERSOR *BUCK*

O conversor *buck* é uma topologia abaixador de tensão (*step-down*), sem isolação, com baixo custo e com alta eficiência. A topologia é apresentada na Figura A.1. O *buck* opera por meio do controle da chave T , recortando a tensão de entrada (V_S), e entregando uma tensão de saída (V_O) menor que V_S . A construção é simples, necessitando de apenas um indutor, e de uma única chave controlada. Entretanto, a corrente de entrada é descontínua, o que causa altos níveis de interferência eletromagnética (*EMI*, do inglês *Electromagnetic Interference* (MOHAN, 2003, RASHID, 2018)).

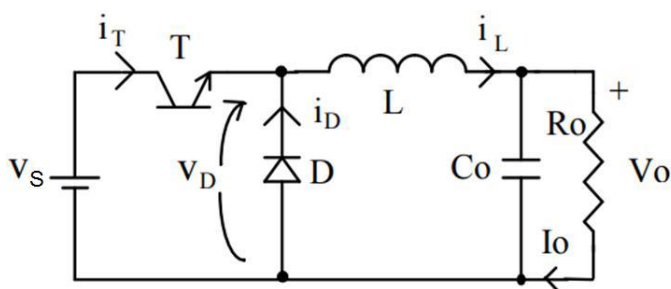


Figura A.1- Topologia do conversor *buck* (POMILIO, 2014).

Onde:

V_S : tensão da fonte de alimentação;

V_O : tensão de saída aplicada em uma carga R_o

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

L : indutor.

C_o : elemento capacitivo de filtragem.

Fase T_{ON}: Quando T conduz, D se encontra polarizado reversamente e não conduz. A tensão em L é igual a $(V_S - V_o)$, que é um valor maior que 0. Dado que $V_L = L di_L/dt$, uma rampa de corrente positiva deverá se desenvolver em L . Isso significa que neste processo, a energia de V_S é continuamente transferida para L , e entregue a R_o . Quando a corrente em L crescer o suficiente para que $i_L > V_o/R_o$, L passa a carregar também C_o .

Fase T_{OFF}: Quando T desliga, D conduz dando continuidade à corrente, de forma que tensão em L seja igual a $-V_o$. Como essa tensão é negativa, uma rampa de corrente negativa deverá se desenvolver em L , a partir do valor instantâneo de corrente logo antes de T desligar. Neste processo, L é continuamente desmagnetizado, entregando sua energia para R_o e C_o . Quando $i_L < V_o/R_o$, C_o passa a suprir a demanda de R_o , de forma a manter V_o aproximadamente constante

A Figura A.2 mostra as formas de onda da operação do *buck* em MCC. Este modo de operação é preferido para a operação do *buck* como abaixador de tensão pois a relação entre a tensão de entrada e saída é determinada diretamente, a partir da análise de que, em regime, a tensão média sobre uma indutância é nula (POMILIO, 2014).

$$(V_S - V_o) \cdot t_T - V_o (\tau - t_T) = 0 \quad \text{A.1}$$

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{-t_T}{-\tau} = \delta \quad \text{A.2}$$

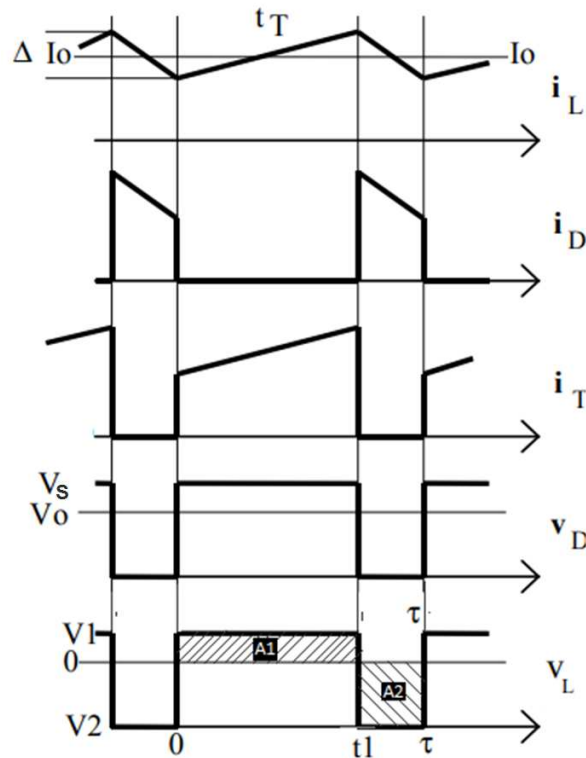


Figura A.2 - Operação do *buck* no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).

Onde:

i_L : corrente instantânea no indutor L .

I_o : corrente média na saída R_o .

Δi_o : excursão pico a pico em L e R_o .

i_D : corrente instantânea no diodo D .

i_T : corrente instantânea na chave controlada T .

V_D : tensão no diodo

V_L : tensão no indutor L .

Buck no MDC: As vezes a tensão de saída do projeto não possui um valor fixo, e nesta situação, quando desejamos reduzir a tensão na carga, a corrente no indutor pode anular-se durante algum instante. Nessa situação, ocorre a passagem para o MCD. Nesta situação, o tempo em que a corrente no indutor é nula é igual a t_x , e da análise da tensão em regime no indutor têm-se:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{t_T}{\tau - t_T} = \frac{\delta}{1 - t_T/\tau}$$

Como a corrente de entrada nessa situação torna-se $I_i = \frac{I_{o\max} \cdot \delta}{2}$, da conservação de potência entre a entrada e saída têm-se:

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{I_{o\max} \cdot \delta}{I_o \cdot 2} = \frac{(V_S - V_o) \cdot \delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot I_o \cdot L} \quad \text{A.4}$$

Após manipulação algébrica,

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2K}, \quad \text{onde } K = \frac{L \cdot I_o}{V_S \cdot \tau} \quad \text{A.5}$$

CONVERSOR *BOOST*

O conversor *boost* (Figura A.3) também é uma topologia não isolada, mas com característica elevadora de tensão. Ao contrário do *buck*, a corrente de entrada pode ser contínua, sendo por isso muito utilizada em circuitos de correção de potência (*PFC*, do inglês *power factor correction circuits*). Entretanto, a corrente de saída é descontínua (MOHAN, 2003, RASHID, 2018).

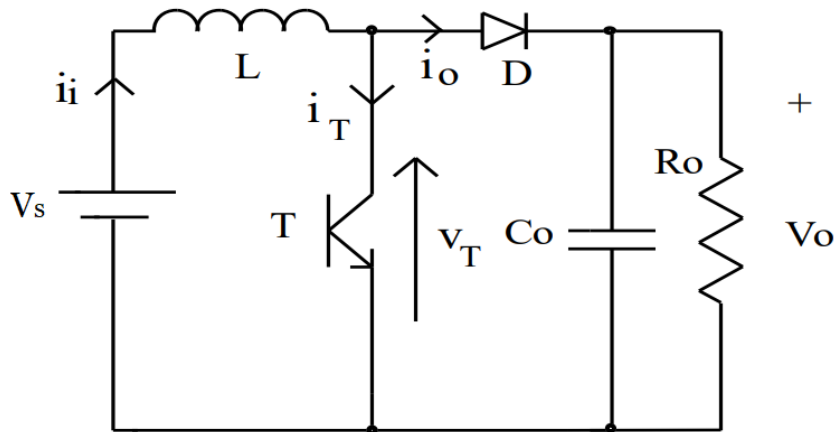


Figura A.3 - Topologia do conversor boost (POMILIO, 2014).

Onde:

V_S : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

L : indutor.

C_o : elemento capacitivo de filtragem.

Fase T_{ON} : Quando T conduz, D se encontra polarizado reversamente ($V_T=0$) e não conduz. A tensão E é aplicada diretamente em L , que desenvolverá uma rampa de corrente positiva e armazenará essa energia em seu campo magnético.

Fase T_{OFF} : Quando T é desligado, D entra em condução para manter o fluxo de corrente em L , e a energia é entregue a R_o e C_o . Como a tensão em L é igual a $V_S - V_o$, e $V_o > V_S$, o elemento L desenvolverá uma rampa de corrente negativa. Quando a corrente em L for menor que V_o/R , C_o passa a suprir a demanda de R_o , mantendo V_o aproximadamente constante.

A Figura A.4 mostra as formas de onda da operação do *buck* em MCC.

$$(V_S).t_T + (V_S - V_o)(\tau - t_T) = 0 \quad A.6$$

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{-\tau}{t_T - \tau} = \frac{1}{1 - \delta} \quad A.7$$

Dessa forma, a tensão de saída tenderia a infinito quando o ciclo de trabalho tendesse a 100%. Entretanto, a resistência não ideal da fonte e do indutor, limitam o ganho máximo metade da raiz quadrada da razão entre a resistência de saída e as resistências parasitas, e neste ponto a eficiência máxima é de 50% (Saldanha, 2010). Vale notar também, que o controle do ganho estático pode se tornar impreciso para valores próximos à unidade (POMILIO, 2014).

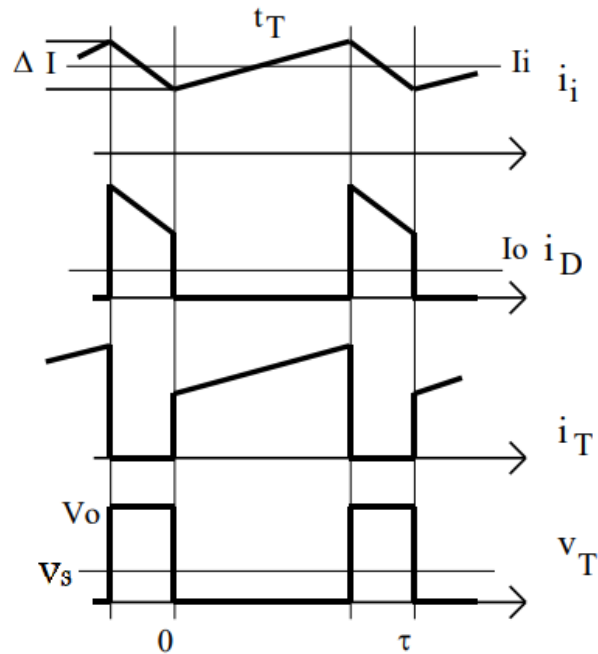


Figura A.4 - Operação do *boost* no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).

Onde:

i_i : corrente instantânea de entrada, e no indutor L.

ΔI : excursão da corrente na entrada. I_o : corrente média na saída R_o .

i_D : corrente instantânea no diodo D.

I_o : corrente média na saída.

i_T : corrente instantânea na chave controlada T.

V_T : tensão na chave semicondutora controlada.

V_o : tensão na saída.

V_s : tensão na entrada.

CONVERSOR *BUCK-BOOST*

O conversor *buck-boost* (Figura A.5), também chamado de *flyback* não isolado, pode tanto elevar quanto reduzir a tensão de entrada. É particularmente interessante para aplicações alimentadas por baterias cuja tensão varia ao longo do tempo. Nota-se que a polaridade de V_o é invertida em relação à da entrada (MOHAN, 2003, RASHID, 2018).

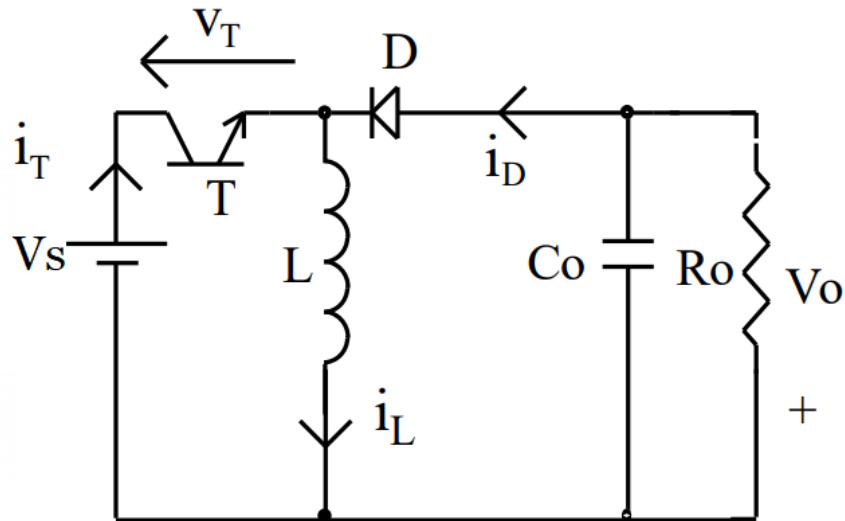


Figura A.5 - Topologia do conversor buck-boost (POMILIO, 2014).

Onde:

V_S : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o , tomando a referência positiva da medição no negativo da fonte V_S .

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

L : indutor.

C : elemento capacitivo de filtragem.

Fase T_{ON} : Quando T conduz, D se encontra polarizado reversamente ($V_S - (-V_o) < 0$), e não conduz. A tensão E é aplicada diretamente em L , que desenvolverá uma rampa de corrente positiva e armazenará essa energia em seu campo magnético. A operação é idêntica à operação do *buck* na fase T_{ON} .

Fase T_{OFF} : Quando T é desligado, D entra em condução para manter o fluxo de corrente em L , e a energia é entregue a R_o e C_o . Como a tensão em L é igual a $-V_o < 0$, o elemento L desenvolverá uma rampa de corrente negativa. Quando a corrente em L for menor que V_o/R , C_o passa a suprir a demanda de R_o , mantendo V_o aproximadamente constante.

A Figura A.6 mostra as formas de onda do *buck-boost* em MCC.

Neste caso, o ganho estático em MCC pode ser dado por:

$$(V_S) \cdot t_T - V_o (\tau - t_T) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-t_r}{(t_r - \tau)} = -\frac{\delta}{1 - \delta}$$

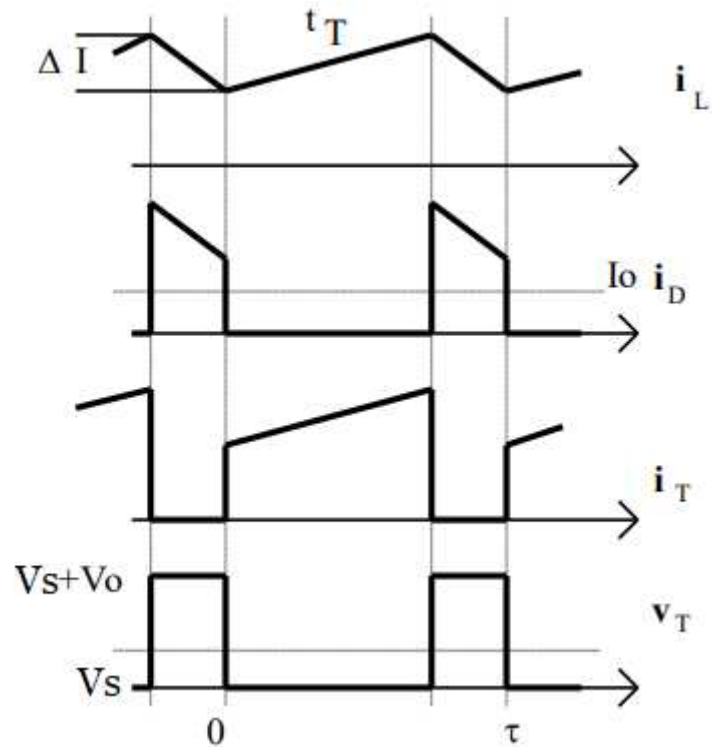


Figura A.6 - Operação do *buck-boost* no modo de condução contínua (POMILIO, 2014).

Onde:

i_L : corrente instantânea em L .

ΔI : excursão da corrente no indutor.

i_D : corrente instantânea na chave não controlada D .

I_o : corrente média na saída.

i_T : corrente instantânea na chave controlada T .

V_T : tensão na chave semicondutora controlada.

V_o : tensão na saída.

V_s : tensão na entrada.

CONVERSOR CUK, SEPIC E ZETA

Os conversores *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta* são topologias abaixadoras/elevadoras que possuem um capacitor em série entre a entrada e a saída para transferência de energia. Devido este fato, o capacitor deverá suportar correntes relativamente elevadas. A Figura A.7 apresenta as três topologias citadas. Uma vantagem é que a

presença de indutores em série tanto com a entrada ($L1$) e com a saída ($L2$) permitem que ambas correntes sejam contínuas. Esses dois indutores, sujeitos ao mesmo valor de tensão, podem ser acoplados no mesmo núcleo magnético. A desvantagem é que o número de elementos é consideravelmente maior que um *buck-boost*, e os esforços de corrente e tensão nas chaves também são maiores. Em todos os casos a tensão suportada pelas chaves deve ser igual à $V_s + V_o$ (POMILIO, 2014).

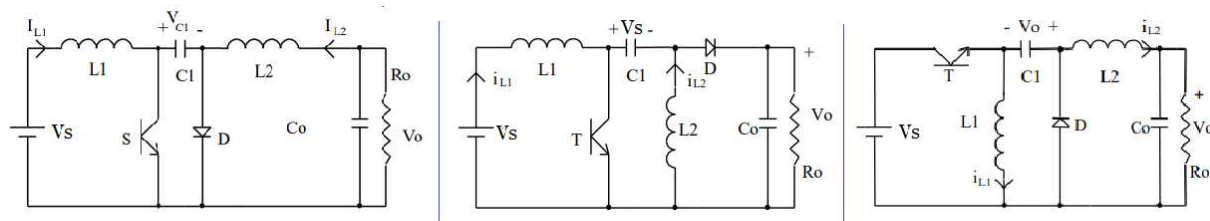


Figura A.7 - Topologia dos conversores *Cuk* (à esquerda), *SEPIC* (no centro) e *Zeta* (à direita) (POMILIO, 2014).

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

$L1$: indutor em série com a entrada.

$L2$: indutor em série com a saída

$C1$: capacitor de transferência de energia

$C0$: capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

CONVERSOR *FLYBACK*

O conversor *flyback* (Figura A.8) é uma topologia CC-CC derivada do *buck-boost*, mas com isolamento. Pode elevar ou abaixar a tensão. Ao contrário de um transformador, um indutor bifilar não conduz corrente nos dois enrolamentos no mesmo instante de tempo. A energia é armazenada no campo magnético e transferida posteriormente. Dessa forma, um indutor bifilar não possui um primário e secundário de fato. Entretanto, comumente esses termos são empregados, e serão adotados neste texto para facilitar a referência.

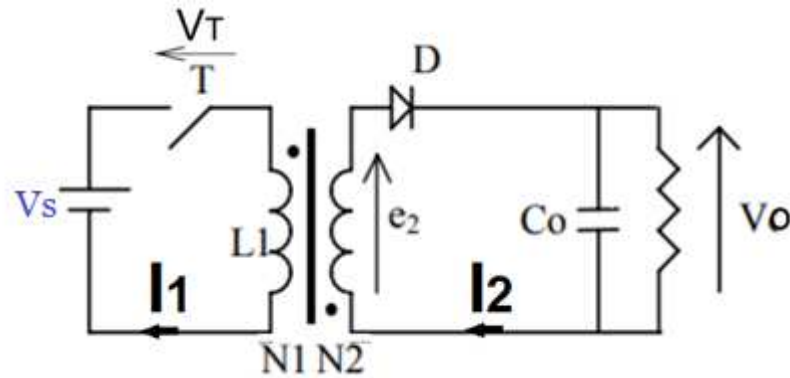


Figura A.8 - Topologia isolada do conversor flyback.

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

T : chave semicondutora controlada.

D : chave semicondutora não controlada.

L_1 : indutor bifilar.

N_1 : número de espiras de L_1 no lado da entrada / primário .

N_2 : número de espiras de L_2 no lado da saída / secundário.

e_2 : tensão refletida no lado da saída / secundário de L_1 .

C_0 : capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

Fase T_{ON} : Quando T conduz, a tensão aplicada no primário de L_1 é igual a V_s . Como consequência, I_1 desenvolve uma rampa positiva, armazenando energia no campo magnético de L_1 . Como a tensão refletida no secundário é negativa, D estará polarizado reversamente, e não conduz. No caso do MCD, o valor de pico de I_1 , logo antes do corte é dado pela equação abaixo:

$$I_{1(pk)} = V_s \cdot T_{on} / L_1, \quad \text{A.10}$$

Fase T_{OFF} : Quando T deixa de conduzir, I_1 é zerada, e a tentativa de interrupção do fluxo magnético força uma reversão praticamente instantânea de tensão em L_1 . e_2 cresce instantaneamente até atingir $V_o + V_D$, quando D passa a conduzir. Dando continuidade ao fluxo magnético, a energia armazenada no elemento magnético de L_1 flui sob forma de corrente elétrica para a saída (I_2) e carrega C_o e R_o . O valor inicial de I_2 é igual a $I_{1(pk)} N_1 / N_2$, e, decresce conforme L é continuamente desmagnetizado. Quando operado no MCD, I_2 deve anular-se antes

do início do ciclo seguinte ($t=T_{OFF}$). Têm-se ainda que nesta fase, a tensão suportada em T deverá ser igual à soma de V_S com e_2 refletido na entrada.

Fase T_W (para o MCD): No instante que a corrente I_2 se anula, a diferença de potencial no indutor se dissipa, e a tensão em V_T se iguala à tensão da fonte de entrada. Não há condução de corrente no transformador.

As principais formas de ondas da operação do *flyback* no MDC são apresentadas na Figura A.9. A operação no MDC é recomendada no caso do *flyback* porque requer uma menor indutância e menor volume para o núcleo. Além disso, o fluxo magnético é zerado a cada ciclo, evitado *flux-walking* em direção à saturação.

O ganho do conversor *flyback* é parecido com o do conversor *buck-boost*, devendo apenas ser aplicado a relação de transformação entre o primário e secundário:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\delta}{1-\delta}$$

A.11

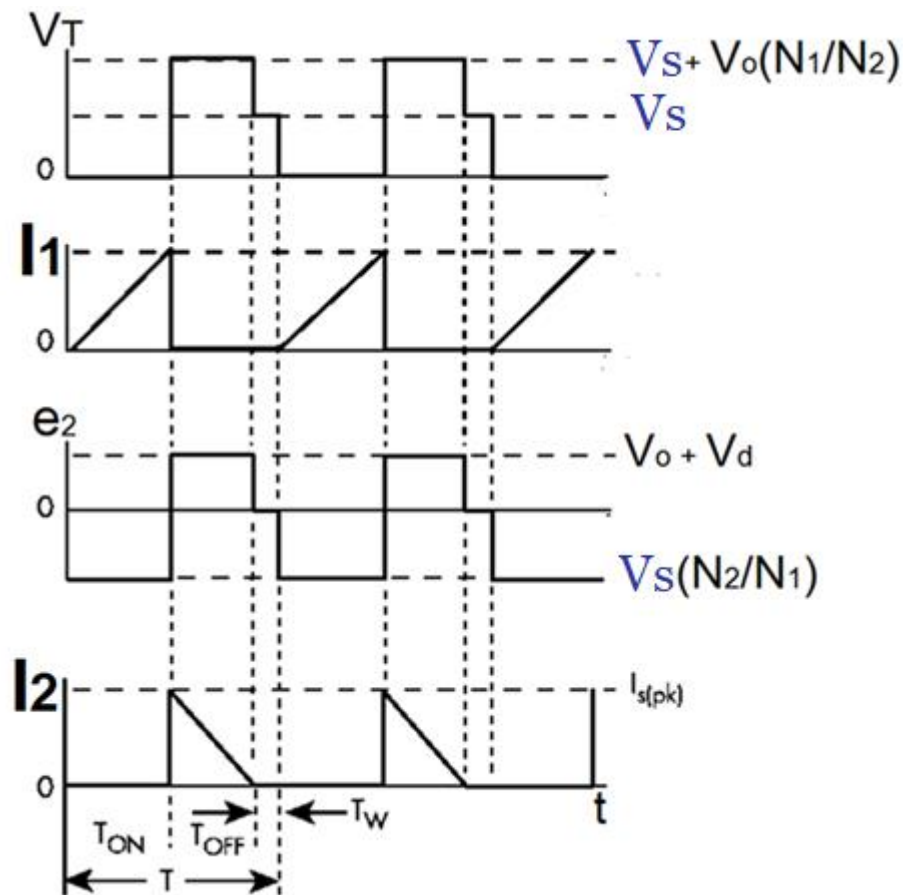


Figura A.9 - Operação do *flyback* no modo de condução descontínua (MARINO & MASSARI, 2017).

APÊNDICE

Onde:

V_T : tensão na chave semicondutora controlada.

I_1 : corrente instantânea no enrolamento primário de L1.

e_2 : tensão induzida no enrolamento secundário de L1

I_2 : corrente instantânea no enrolamento secundário de L1.

V_s : tensão da fonte de entrada

V_o : tensão na saída.

V_D : tensão direta na chave D durante a condução.

T_{ON} : tempo de condução da chave controlada T.

T_{OFF} : tempo de condução da chave não controlada D.

T_W : tempo morto de condução, quando nenhuma chave conduz.

ΔI : excursão da corrente no indutor.

I_D : corrente instantânea na chave não controlada D.

I_O : corrente média na saída.

I_T : corrente instantânea na chave controlada T.

V_s : tensão na entrada.

O *flyback* é a topologia isolada mais comum em aplicações de baixa potência justamente pelo fato de o elemento isolador ser o mesmo elemento armazenador de energia. São bastante empregados em aplicações de alta tensão de saída, porém não são indicados para aplicações com corrente de saída maior que 10A pois a corrente de pico costuma ser elevada. O controle de uma única chave torna o projeto simples e barato quando comparado a outras topologias como o *push-pull*, sendo adequado para projetos de até 250W. Quando comparado a conversores *Cuk* ou *SEPIC*, tem a vantagem de necessitar de um único elemento magnético. Além disso, a quantidade de espiras requeridas é baixa quando comparada ao uso de transformadores (Petry, 2014; Lazar, 2015; Würth Elektronik GmbH, 2019).

CONVERSOR FORWARD

O conversor *forward* (Figura A.10) é uma derivação isolada do conversor *buck*, podendo elevar ou baixar a tensão, e sendo indicado para média e baixa potência. O estágio de saída, composto por D2, L e C_o, possui comportamento abaixador idêntico ao *buck*. Entretanto, o transformador formado por N1 e N2 permite

e elevar a tensão na entrada do estágio abaixador quando T1 conduz (MOHAN, 2003, RASHID, 2018). Desta forma,

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{N_2}{N_1} \delta \quad \text{Equação A.12}$$

Um terceiro enrolamento é adicionado para permitir a desmagnetização do transformador a cada ciclo, durante o instante que T1 deixa de conduzir. Desta forma, a energia é retornada à fonte. Uma desvantagem do conversor é que a transferência de potência da fonte para a carga deve ocorrer só durante um período máximo do ciclo, limitando o ciclo do trabalho. Outra desvantagem é que não é aconselhada para altas tensões de entrada, visto que a tensão sob a chave durante o desligamento será igual à soma de V_s mais a própria tensão V_s refletida pelo elemento desmagnetizante (MELLO, 2013; POMILIO, 2014)

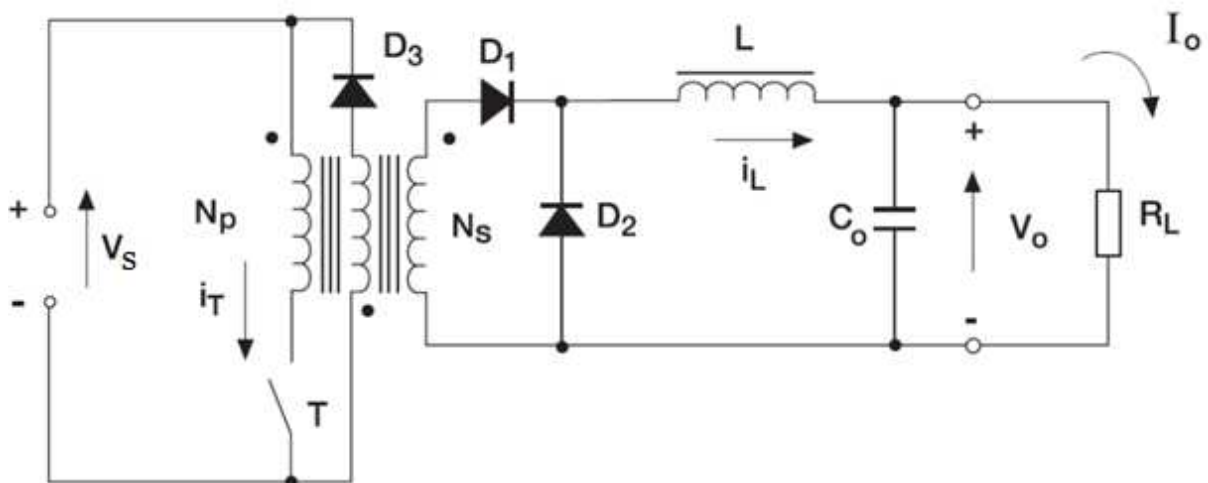


Figura A.10 - Topologia do conversor *forward* (WUIDART, 1999)

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

T : chave semicondutora controlada.

D_1 : chave semicondutora não controlada para T_{ON}

D_2 : chave semicondutora não controlada para T_{OFF}

D_3 : chave semicondutora não controlada para desmagnetização do transformador

N_P : número de espiras de L_1 no primário .

N_S : número de espiras de L_2 no secundário.

L : indutor de filtragem de saída.

$C0$: capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

CONVERSOR PUSH-PULL

A topologia *push-pull* (Figura A.11) permite elevar ou abaixar a tensão, e é constituído de dois conversores *forward* acionados de forma complementar (MOHAN, 2003, RASHID, 2018). Desta forma, a frequência aplicada na saída é o dobro da entrada, a oscilação na saída é minimizada, e o núcleo é aproveitado mais eficientemente que em um transformador *flyback* ou *forward*. Além disso, pode-se desenvolver médias e altas potências com um relativamente indutor reduzido (POMILIO, 2014). O ganho é dado por:

$$\frac{V_o}{V_s} = 2 \frac{N_2}{N_1} \delta \quad \text{Equação A.13}$$

A desvantagem é que a tensão suportada em um determinado transistor deve ser igual ao dobro da tensão de entrada quando sua chave complementar está conduzindo. Além disso, o controle é muito mais complicado. Primeiramente, é preciso assegurar que os dois enrolamentos nunca conduzam simultaneamente, pois a condução mútua levaria a um curto entre os enrolamentos do transformador. Deve-se limitar o ciclo de trabalho a 50% e prover mecanismos de proteção à falhas. Em segundo lugar, a comutação das duas chaves não pode apresentar disparidades nos tempos de condução, sob pena de saturar o transformador. Apesar de todo esforço para isso, é ainda recomendado realizar um controle de corrente em cada primário como forma de detectar e resetar a saturação (POMILIO, 2014).

Analisando o circuito, quando T1 conduz, a energia é transferida para a saída via D2. Quando T1 deixa de conduzir, D1 e D2 mantêm o fluxo em L funcionando da mesma forma que em um conversor *buck*. Durante este intervalo, D1 e D2 zeram o enrolamento secundário, funcionando como diodos *free-whilling*. Quando T2 passa a conduzir, o ciclo é repetido, porém com D1 inicialmente conduzindo.

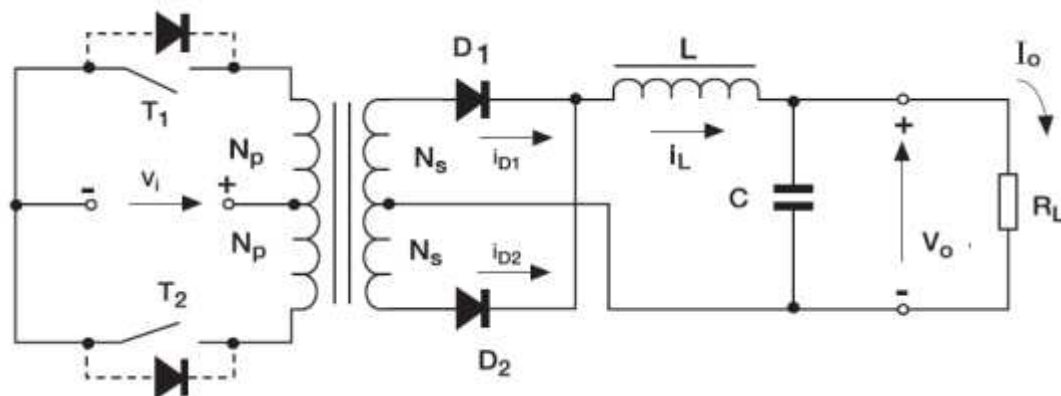


Figura A.11 - Topologia do conversor *push-pull* (WUIDART, 1999)

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

T : chave semicondutora controlada.

$D1$: chave semicondutora não controlada para condução de $T2$.

$D2$: chave semicondutora não controlada para condução de $T1$.

N_P : número de espiras de $L1$ em cada fase do primário .

N_S : número de espiras de $L2$ em cada fase do secundário.

L : indutor de filtragem para a saída.

C_o : capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

CONVERSOR HALF-BRIDGE

A topologia de meia-ponte, ou *half bridge* (Figura A.12), é similar ao *push-pull*. O funcionamento do estágio de saída é idêntico ao *push-pull*, porém o estágio de entrada tem a vantagem de a tensão sob os transistores ser igual à tensão de entrada, ou seja, metade se comparada ao *push-pull*. Isto é alcançado obtendo um ponto médio na alimentação por meio de dois capacitores iguais. Durante a condução de $T1$, o primário do transformador é circulado por uma corrente com sentido contrário de quando $T2$ está em condução. Como a corrente média em um capacitor ao longo do tempo é zero, então a corrente média no primário do transformador também será zero. Dessa forma, corrige-se os problemas do *push-pull*. A desvantagem é que a corrente de saída apresentará picos maiores, tornando a topologia desaconselhada para aplicações de alta corrente (MOHAN, 2003; POMILIO, 2014; RASHID, 2018).

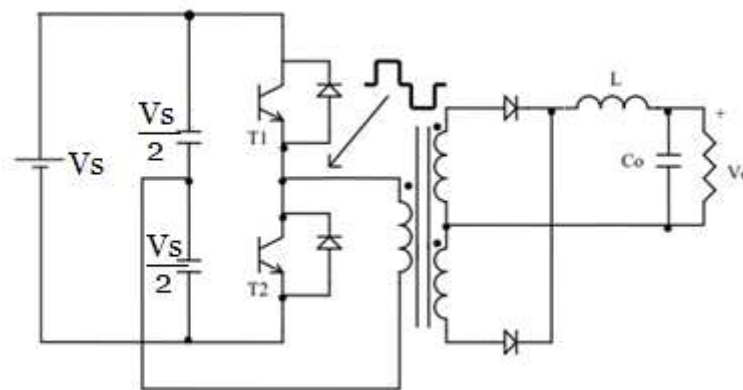


Figura A.12 - Topologia do conversor *half-bridge* (POMILIO, 2014)

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

$T1, T2$: chaves semicondutora controlada em meia ponte.

L : indutor de filtragem para a saída.

C_o : capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

CONVERSOR FULL-BRIDGE

A topologia em ponte completa (Figura A.13), ou *full-bridge*, é a mais utilizada para alta demanda de potência. Apresenta todas vantagens do half-bridge, porém sem o problema da alta corrente pelo transistor. A presença de quatro interruptores em ponte um menor esforço de corrente e tensão em cada um deles. O capacitor em série com o primário do transformador garante a tensão média nula. O custo é o emprego de quatro interruptores de potência, e o controle sincronizado destas chaves.

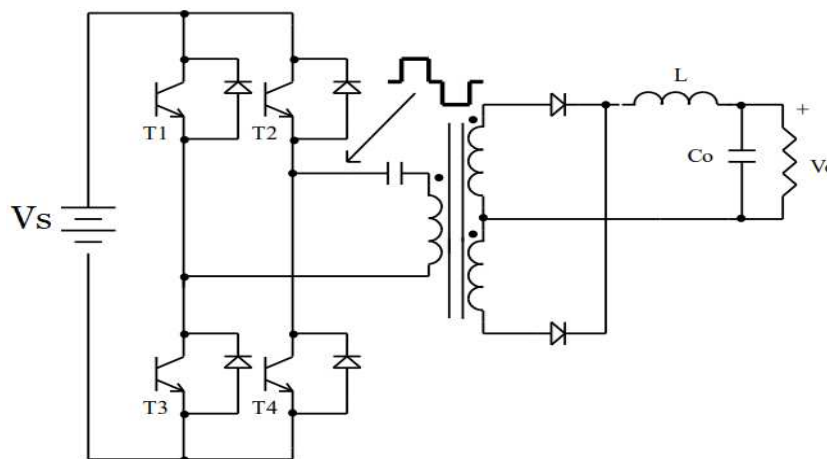


Figura A.13 - Topologia do conversor *full-bridge* (POMILIO, 2014)

APÊNDICE

Onde:

V_s : tensão da fonte de alimentação;

V_o : tensão de saída aplicada em uma carga R_o .

$T1, T2, T3, T4$: chaves semicondutoras controlada em ponte completa.

L : indutor de filtragem para a saída.

C_o : capacitor de filtragem em paralelo com a saída.

APÊNDICE B

ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Uma das propostas deste trabalho foi projetar e construir os elementos magnéticos dos *SMPS*. Entretanto, ao longo deste texto, os indutores e transformadores foram considerados como elementos discretos e ideais, operando sem saturação ou perdas. Entretanto, o adequado modelamento magnético faz-se necessário projetá-los de forma eficiente. Este apêndice se dedica à uma revisão sobre a operação dos elementos magnéticos.

Ao contrário dos circuitos elétricos que armazenam energia na forma do campo elétrico ($\mathbf{E}$, em Volts/m), os indutores e transformadores utilizam um segundo campo vetorial, o campo magnético ($\mathbf{B}$, em Webbers/m²), também chamado de densidade de campo magnético. Dessa forma, durante a operação das *SMPS*, é necessário converter a energia do $\mathbf{E}$ do circuito da entrada, armazená-la no $\mathbf{B}$ do elemento magnético, e na sequência transferi-la para a saída – ver seção 4.2 (Fontes chaveadas). Neste processo, núcleos de material ferromagnéticos são fundamentais para que a energia armazenada em $\mathbf{B}$ permaneça confinada no circuito,

Campo estacionário: Para ilustrar a importância do núcleo, podemos propor a montagem do circuito da Figura B.1. Ele é composto por um núcleo ferromagnético e um enrolamento com N espiras envolvendo o núcleo. Se excitarmos o enrolamento com uma corrente elétrica não variante no tempo (i , em Ampères), notaríamos o desenvolvimento de um fluxo magnético de energia (ϕ_M , em Webbers) ao longo do núcleo. No caso, $\phi_M = \int_S \mathbf{B} dS$, onde S é a seção transversal do núcleo. A conclusão que chegaríamos é que o núcleo ferromagnético age direcionando o ϕ_M e dando forma ao $\mathbf{B}$; assim como condutores agem direcionando a corrente elétrica e dando forma ao $\mathbf{E}$ (UMANS, 2014).

Constaríamos também que a corrente elétrica é a única fonte geradora do fluxo magnético. A Lei de Ampère, apresentada abaixo, permite relacionar a integral de área da densidade de corrente elétrica de condução ($\mathbf{J}$) com a integral de linha de um vetor intensidade magnética $\mathbf{H}$ ao longo de C .

$$\iint_S \mathbf{J} dA = \oint_C \mathbf{H} dl \quad \text{Equação B.1}$$

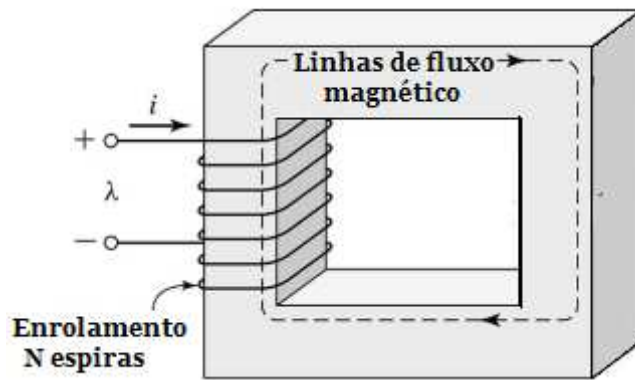


Figura B.1 - Circuito magnético formado por um enrolamento de excitação com N espiras e um núcleo ferromagnético.

O $\mathbf{H}$ é uma representação de $\mathbf{B}$ invariante com a permeabilidade do meio (μ_m), de forma que $\mathbf{B} = \mu_m \mathbf{H}$. A Lei de Ampère pode ser facilmente resolvida para o caso do circuito magnético da Figura B.1 fazendo a integral de linha de $\mathbf{H}$ ser igual ao laço do núcleo. O termo à esquerda da igualdade é igual à corrente total (i) que envolve o núcleo vezes o número de espiras (N). Supondo que o núcleo ferromagnético concentra todas as linhas de campo de $\mathbf{H}$ ao longo do caminho fechado, o termo à direita será igual a $\mathbf{H}$ vezes o comprimento total do núcleo ($\ell_{\text{núcleo}}$). Dessa forma, temos que:

$$N \cdot i = \mathbf{H} \cdot \ell_{\text{núcleo}} \quad \text{Equação B.2}$$

O termo do lado esquerdo da equação pode ser interpretado como a origem do desenvolvimento de $\mathbf{H}$, e comumente é chamado de força magnetomotriz ($f.m.m$). Substituindo $\mathbf{H}$ por $\mathbf{B}$, e $\mathbf{B}$ por ϕ_M obtêm-se que:

$$f.m.m = \phi_M \cdot \frac{\ell_{\text{núcleo}}}{\mu \cdot S} \quad \text{Equação B.3}$$

$$f.m.m = \phi_M \cdot \mathcal{R}, \quad \text{com } \mathcal{R} = \frac{\ell_{\text{núcleo}}}{\mu_m \cdot S} \quad \text{Equação B.4}$$

A equação acima é análoga à Lei de Ohm para circuitos elétricos, portanto é útil e válido representar o circuito da Figura B.1 como um circuito magnético discreto, conforme a Figura B.2. A tensão elétrica seria análoga à $f.m.m$; a corrente seria análoga ao ϕ_M ; e a resistência elétrica seria análoga à relutância magnética ($\mathcal{R}$).

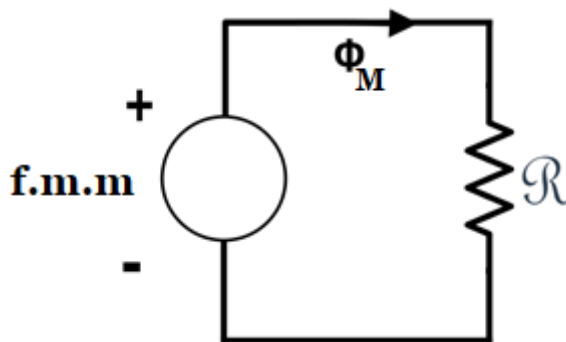


Figura B.2 – Representação de um circuito magnético em componentes discretos, onde $f.m.m$ é a força magnetomotriz, $\mathcal{R}$ é a relutância série com o núcleo, e ϕ_M é o fluxo magnético.

Assim como um condutor deve ter alta condutividade para permitir um fluxo corrente elétrica sem perda, o núcleo magnético deve ter uma alta permeabilidade (μ_m) para permitir um fluxo magnético (ϕ_M) sem perdas.

Campos variantes no tempo e Indutância. O trabalho desenvolvido até aqui levou em consideração que a excitação pelas bobinas era invariante no tempo. Essa análise é muito útil, pois apesar da corrente variar ao longo do tempo, é possível determinar o ϕ_M produzido em determinado instante sabendo-se apenas o valor da corrente de excitação. Qualquer variação na corrente no indutor leva, pelo pressuposto acima, à uma variação do ϕ_M na mesma direção. Pela lei de Faraday enunciada abaixo, a variação de ϕ_M ocasionará uma tensão que contraria a alteração de corrente.

$$v(t) = -N \cdot \frac{d\phi_M(t)}{dt} \quad \text{Equação B.5}$$

Neste ponto, a indutância (L) é definida como a propriedade de um condutor de produzir uma variação em λ quando a corrente (i) também varia. Considerando uma região de operação linear entre λ e i , tem-se que:

$$L = \frac{d\lambda/dt}{di/dt} = \frac{\lambda}{i} = \frac{N \cdot \phi_M(t)}{i} \quad \text{Equação B.6}$$

Rearranjando os termos acima, substituindo ϕ por $\mathbf{B}$, e substituindo a equação B.4, têm-se:

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad \text{Equação B.7}$$

A equação acima mostra que podemos aumentar, de forma quadrática, a L aumentando o número de N . Além disso, justifica porque núcleos com alta permeabilidade, e consequentemente baixa relutância são mais eficazes em concatenar a energia do circuito de excitação em seu campo magnético quando comparado à núcleos de ar, por exemplo.

Saturação magnética e não linearidade da permeabilidade. A linearidade entre os campos B e H é uma boa assunção quando se opera limitado em certas faixas de operação do elemento magnético, entretanto, a característica $B \times H$ frequentemente é um limitante para a operação das SMPS. Antes da aplicação de um campo magnético H , os domínios ferromagnéticos do núcleo encontram-se orientados aleatoriamente, produzindo um B resultante nulo. Quando se aplica um H ao longo do interior do núcleo, os domínios ferromagnéticos se orientam de forma paralela com H , incrementando a magnetização total. Quanto maior o valor de H , maior a quantidade de domínios recrutados, e maior o B . Entretanto, há um limite físico de domínios a serem recrutados. Um aumento excessivo de H não irá recrutar mais unidades. Este ponto é chamado de saturação. A Figura B.3 indica a curva de magnetização para diferentes matérias ferromagnéticas.

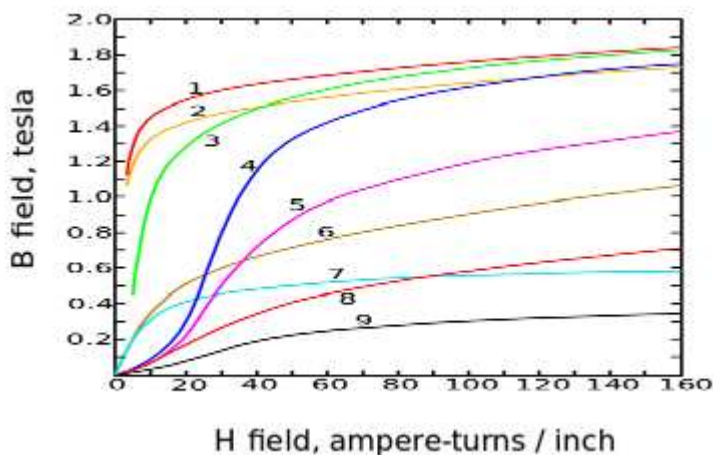


Figura B.3 - Magnetization curves of 9 ferromagnetic substances; a plot of the flux density B as a function of magnetizing field H . They all show saturation, the levelling off of B with increasing H that is characteristic of ferromagnetic substances. The graph was traced from a 1917 electronics book, so the accuracy of the data may not be equal to modern measurements. The substances are: 1. standard sheet steel, annealed, 2. silicon sheet steel, annealed, Si 2.5%, 3. soft steel casting, 4. tungsten steel, 5. magnet steel, 6. cast iron, 7. nickel, 99%, 8. cast cobalt, 9. Magnetite, Fe_2O_3 . (Steinmetz, 1917)

Nota-se que um núcleo de chapa de aço permite desenvolver um **B** máximo na saturação ($\cong 2.0$ Tesla) muito maior que o do núcleo de ferrite ($\cong 0,35$ T). Pode-se esperar que a utilização dos núcleos maciços de ferro e chapas de aço fossem preferidos, por permitirem maior armazenamento de energia. Entretanto, se tomássemos a derivada de **B** por **H**, obteríamos μ_m , e verificaríamos que o $\mu_{m_máximo}$ para o caso do núcleo de ferro maciço atingiria valores da ordem de 50.000 vezes o μ_m do vácuo. Este valor corresponde à uma baixíssima relutância, o que em altas frequência serve como um caminho para elevadas correntes parasitas de Foucault. Neste caso, as perdas se tornam excessivas. Laminações do núcleo podem funcionar para frequências de algumas centenas de Hz a alguns kHz, mas para frequência da ordem de dezenas a centenas de kHz é comum optar-se pela ferrite.

A desvantagem é que o **B_{MAX}** na saturação é de apenas 0,3 a 0,4T. Além disso, na ferrite, a μ_m é extremamente não linear, conforme indica a Figura B.4. Observa-se que a permeabilidade atinge um pico máximo muito antes da saturação, e então declina rapidamente. Como a indutância é diretamente proporcional à μ_m , esse comportamento ocasionaria uma redução do valor da indutância, e consequentemente da energia armazenada no núcleo.

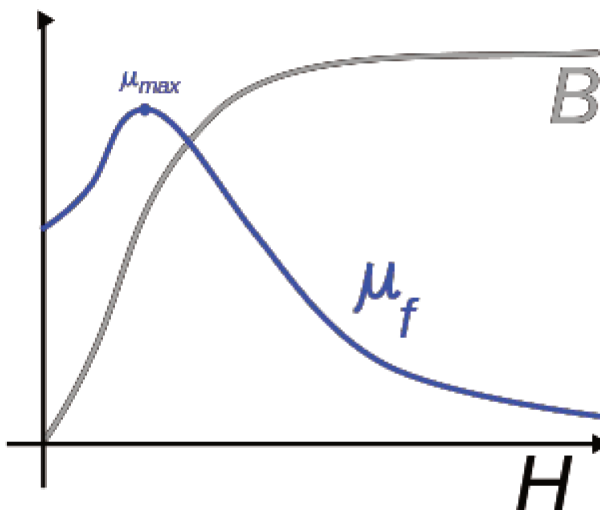


Figura B.4 Permeabilidade magnética e curva BxH de um material magnético. Sem escalas. (Zureks, 2009)

Entreferro (gap) de ar. O problema da pequena faixa de linearidade de **B** com **H** torna-se um sério problema para os núcleos de ferrite. Para contornar este

problema, um entreferro de ar pode ser inserido em série com o material ferromagnético, conforme Figura B.5.

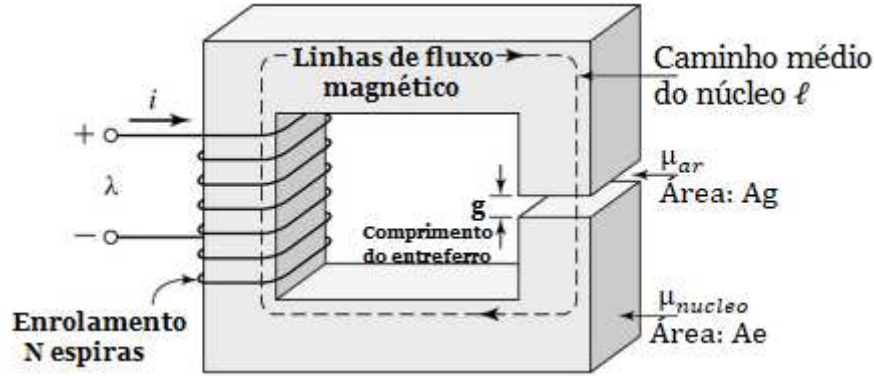


Figura B.5 - Circuito magnético com entreferro de ar. O enrolamento de excitação com N espiras é excitado por uma corrente i. O núcleo possui um comprimento médio igual a l , permeabilidade igual a μ_{nucleo} , e área de seção transversal igual a Ae . O entreferro de ar possui comprimento g , permeabilidade igual a μ_{ar} e área de seção transversal igual a Ag .

Neste caso, aplicando a lei circuital de Ampère, e considerando mais uma vez a relação linear entre **B** e **H**, têm-se:

$$Ni = H_{ar} \cdot g + H_{nucleo} \cdot l = \frac{B_{ar} g}{\mu_{ar}} + \frac{B_{nucleo} l}{\mu_{nucleo}} \quad \text{Equação B.8}$$

Embora o valor máximo de B_{nucleo} não se altere, com a introdução do entreferro, esse valor será atingido com um valor maior de corrente ou força magnetizante ($\frac{B_{nucleo} l}{\mu_{nucleo}} = Ni - \frac{B_{ar} g}{\mu_{ar}}$). Desta forma, a energia armazenada será maior.

$$\text{Além disso, neste caso } L = \frac{N^2}{Rm + Rar} \cong \frac{N^2}{Rar} \quad \text{Equação B.9}$$

Como $\mu_{nucleo} \gg \mu_{ar}$, a maior relutância do entreferro passa a dominar a determinação do valor da indutância. O interessante é que praticamente toda energia do B é armazenado no ar, que é um material não magnético. Esse fato colabora ainda com o fato de o ar não sofrer histerese, linearizando a região de operação do conversor. Além disso, esse aumento de relutância é desejável para operações em alta frequência, por reduzir as perdas por correntes de Foucault.

APÊNDICE C PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS

A correta operação de uma fonte chaveada dependerá das características do projeto e construção de seus elementos magnéticos. Devido à alta frequência de operação, elementos parasitas como resistência do condutor, a indutância magnetizante, a indutância de dispersão, a capacitância entre enrolamento e a capacitância entre as espiras passam a influenciar no desempenho do elemento magnético, deteriorando a performance do conversor [FLANAGAN, 1992; UNITRODE, 1995; PRIETO *et al.*, 1999; THUMALA *et al.*, 2016). Na literatura é possível encontrar diversas técnicas que visam reduzir esses elementos, e sua prática foi adotada durante este projeto (DOWELL, 1966; DIXON, 1988; DIXON, 2000; THUMALA *et al.*, 2016).

À parte destes elementos parasitas, o objetivo a ser alcançado durante o projeto magnético é que a operação ocorra sem que haja saturação magnética (Apêndice B), e que as perdas no núcleo e enrolamento não sejam excessivas (DIXON, 2000). O projeto envolve escolha da dimensão do núcleo ferromagnético, a determinação do número de espiras do enrolamento, e por final o cálculo do entreferro não magnético (FLANAGAN, 1992; DIXON, 2000; MCLYMAN, 2016).

O primeiro passo do projeto é a escolha do material e dimensão do núcleo utilizado. Em projetos de *SMPS* é aconselhado o uso de ferrite (MCLYMAN, 2016; POMILIO, 2016). O dimensionamento do núcleo dependerá do modo de condução de corrente do indutor. No MCC, por exemplo, o *ripple* de corrente costuma ser pequeno, de forma que as perdas AC nos enrolamentos e no núcleo podem ser desprezadas, ao passo que no MDC estas perdas AC irão predominar.

DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO PARA MCC

No caso de topologias *bucks*, quase sempre se opera no MCC, pois nesta topologia o capacitor de saída está sempre conectado ao indutor, e no caso do MDC, o alto *ripple* de corrente poderia provocar queima por aquecimento. No caso da operação no MCC, o *ripple* de corrente é geralmente pequeno, levando as perdas DC dos enrolamentos serem desprezíveis (DIXON, 2000). Como a variação do fluxo

magnético é proporcional à variação de corrente, as perdas no núcleo também serão desprezíveis. Desta forma o indutor opera limitado por saturação, e este ponto deve ser casado para ocorrer na situação de máxima corrente de pico (I_{SCPK}):

$$B(i = I_{SCPK}) = B_{max}$$

$$\text{Neste caso, } \Delta B_{max} = B_{max} \frac{\Delta I_{ripple}}{I_{SCPK}}$$

A partir da variação da densidade de fluxo pode-se confirmar se o núcleo é limitado por saturação consultando um gráfico de perdas para o material do núcleo utilizado. O Anexo 1 apresenta o *datasheet* da ferrite IP12R, um material ideal para frequências de até centenas de kHz. É possível consultar um gráfico de perdas em função do ΔB de pico. No caso, é necessário dividir o ΔB_{max} pela metade antes de consultar o gráfico de perdas. Um limite clássico para determinação se as limitações do núcleo são por perdas é 100mW/cm³ (DIXON, 2000; MCLYMAN, 2016).

A escolha do núcleo nesta situação é feita utilizando o parâmetro AP[cm⁴], que corresponde a multiplicação da área A_W da janela e da área A_E da seção transversal do núcleo. No caso de conversores buck, $K_1=0.03$.

$$AP = A_E A_W = \frac{L [H] \cdot I_{SCPK} [A] \cdot I_{FL} [A]}{B_{MAX} [Tesla] \cdot K_1}$$

Escolhe-se então o núcleo comercial com valor de AP mais próximo do calculado. A partir do núcleo escolhido, B_{MAX} foi recalculado considerando a da escolha feita.

DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO PARA MDC

Topologias *boost* e *flyback* também costumam operar no MCC, porém é comum operar no MDC por requererem menor indutância, e também menor tamanho do núcleo (DIXON, 2000). Neste caso, a corrente pico-a-pico é pelo menos duas vezes a corrente média no indutor, resultando em um alto *ripple* de corrente e consequentemente altas perdas de corrente alternada no enrolamento. A variação de fluxo magnético também se torna grande, resultando em altas perdas por histerese. Desta forma o indutor opera limitado por perdas, de forma que

$$\Delta B_{max} = B_{max}$$

Neste caso pode-se utilizar a equação abaixo para encontrar AP, onde $K_2=0.006$ para flybacks isolados.

$$AP = A_E A_W = \frac{L [H] \cdot \Delta I [A] \cdot I_{FL} [A]}{\Delta B_{MAX} [Tesla] \cdot K2.}$$

Escolhe-se então o núcleo comercial com valor de AP mais próximo do calculado. A partir do núcleo escolhido, B_{MAX} foi recalculado considerando a da escolha feita.

DIMENSIONAMENTO DO NÚMERO DE ESPIRAS E GAP DE AR

O número de espiras é calculado a partir da indutância desejada para operação em regime da *SMPS*:

$$N = \frac{L [uH] \cdot \Delta I_{MAX} [A_{pk-pk}] \cdot 10^{-2}}{\Delta B_{MAX} [Tesla_{pk-pk}] \cdot A_E [cm^2]}$$

Entretanto, para que a operação se dê de forma linear, uma *gap* de ar é necessário. O cálculo é dado por:

$$l_{gap} [cm] = u_o \cdot N^2 \cdot \frac{A_E [cm^2]}{L [uH]} \cdot 10^{-4}$$

Entretanto, devido ao espraçamento e fluxo de dispersão na presença de um *gap*, a área efetiva da seção transversal deve ser corrigida. No caso de um núcleo de seção transversal quadrada de dimensões $a \times b$,

$$A'_E = A_E [1 + l_{gap} / a + l_{gap} / b]$$

A partir desse valor, l_{gap} pode ser determinado novamente, e o procedimento foi repetido iterativamente até que haja convergência.

DIMENSIONAMENTO DO CONDUTOR

O dimensionamento do condutor é feito considerando um corrente limite de operação em regime de 450A/cm² (DIXON, 2000). No caso do conversor *buck* deste projeto, como a descarga ocorre durante um período máximo de 15ms, um limite de operação de 1000A/ cm² foi utilizado.

A partir da escolha dos dados do condutor escolhido, a da largura da janela do carretel utilizado, é determinado o número de espiras por camada, e o número total

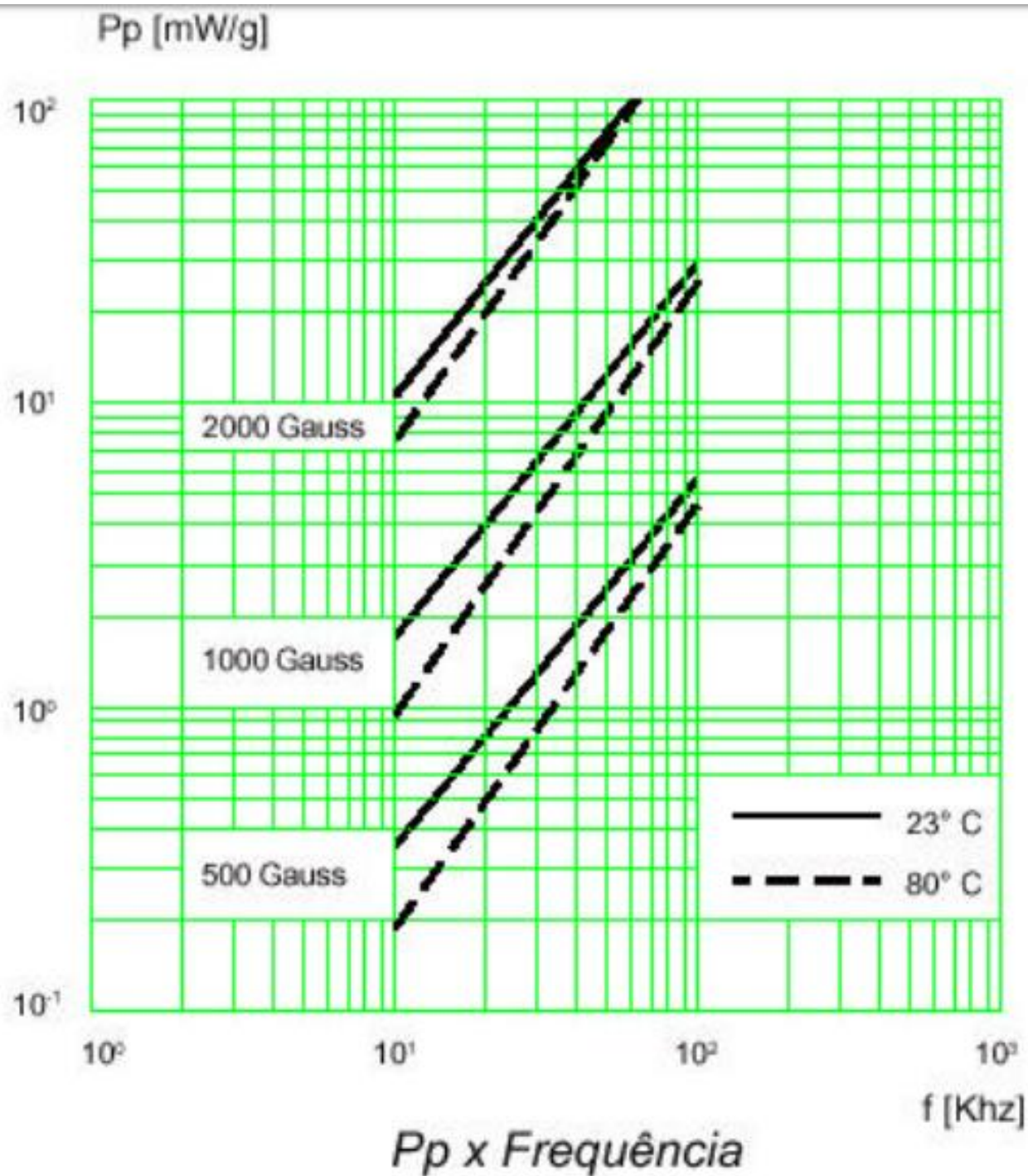
APÊNDICE

de camadas. Determina-se a resistência CC do condutor e suas perdas em CC. Com base no fator Q (MCLYMAN, 2016) é determinado a relação das resistência CA com a CC, a partir da profundidade de penetração dos condutores e do número de camadas. Compara-se as perdas CA com as CC, e se a diferença for muito grande uma nova tentativa é realizada com outro condutor ou outra disposição de camadas.

ANEXO 1 SMPS CHART (KYNIX SEMICONDUCTOR)

	Topology	Schematic	Power (Watts)	Typical Efficiency	Relative Cost	Magnetics Required	DC Transfer Function (V_{out}/V_{in})	Maximum Practical Duty Cycle	Universal Input (90-264) V _{AC}	Multiple Outputs	$V_{out} < V_{in}$ Range	$V_{out} > V_{in}$ Range
Non-Isolated Topologies	Buck		500	85	1	Single Inductor	D	0.9	No	No	Yes	No
	Boost		150	70	1	Single Inductor	$\frac{1}{1-D}$	0.9	No	No	No	Yes
	Buck-Boost		150	70	1	Single Inductor	$\frac{-D}{1-D}$	0.9	No	No	Yes	Yes
	SEPIC		150	75	1.2	Coupled or Two Inductors	$\frac{D}{1-D}$	0.9	No	No	Yes	Yes
	Ćuk		150	75	1.2	Coupled or Two Inductors	$\frac{-D}{1-D}$	0.9	No	No	Yes	Yes
Isolated Topologies	DCM Flyback		150	75	1.5	Transformer	$Dx \sqrt{\frac{TxV_{out}}{2xI_{out}xLP}}$	0.9	Yes	Yes	Yes	Yes
	Forward		150	75	1.8	Transformer and Inductor	$\frac{2N_s}{N_p} x D$	0.45	Yes	Yes	Yes	Yes
	Push-Pull		500	80	1.8	Transformer and Inductor	$\frac{N_s}{N_p} x D$	0.45	No	Yes	Yes	Yes
	Half-Bridge		500	85	2	Transformer and Inductor	$\frac{N_s}{N_p} x D$	0.45	Yes	Yes	Yes	Yes
	Resonant LLC		500	90	2	Transformer	Frequency Dependent Based on Resonant Tank Transfer Function	0.45	Yes	Yes	Yes	Yes

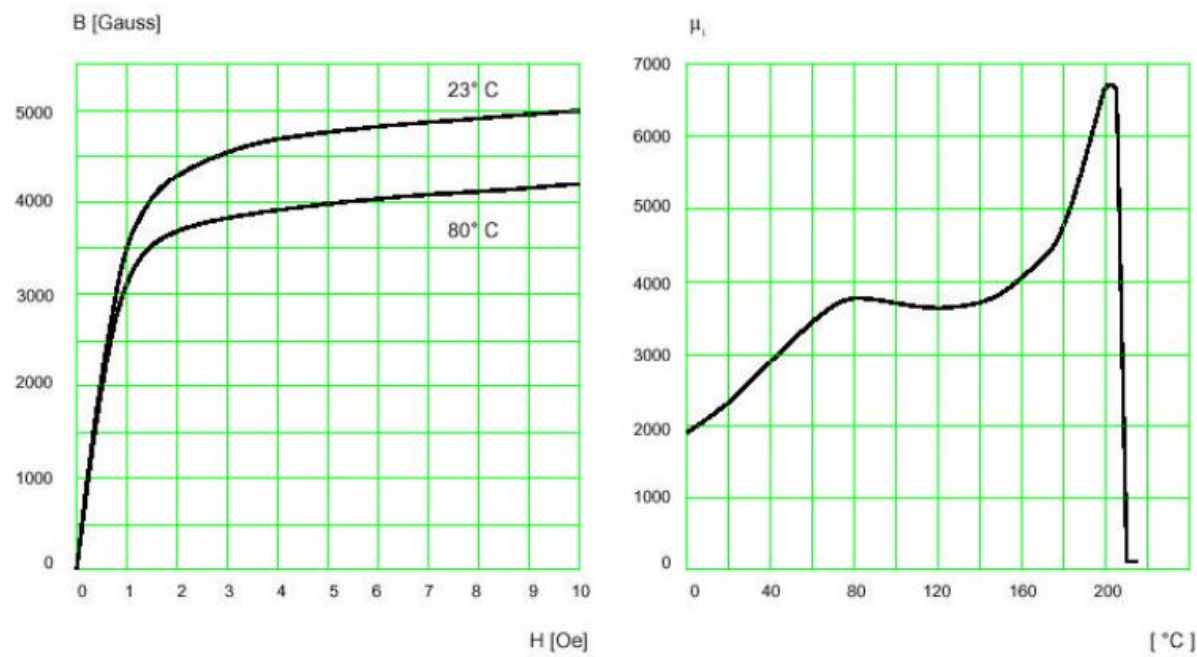
FONTE: http://www.kynixsemiconductor.com/upload/image/20180523/SMPSCChart_20180523.pdf

ANEXO 2 FERRITE IP12R SMPS [THORNTON]

Perdas da Ferrite IP12R (eixo vertical) em função da frequência (eixo horizontal) e da variação de pico da densidade de fluxo magnético (entrar com metade da variação pico a pico do fluxo).

FONTE: <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>

ANEXOS



Tipico B x H

μ_i x Temperatura

IP12R			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_i	23 °C	2100 ± 25%	---
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P_p	2000 Gauss	20	mW/g
	20 Khz, 80 °C		
T_c	---	> 210	°C
ρ	---	4800	Kg/m ³

FONTE: <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>