

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MARCUS VIEIRA SOARES

**PROJETO DE CONVERSOR C.A.-C.C. ISOLADO PARA
ELETROPORAÇÃO**

JOINVILLE

2014

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MARCUS VIEIRA SOARES

**PROJETO DE CONVERSOR C.A.-C.C. ISOLADO PARA
ELETROPORAÇÃO**

Trabalho de conclusão apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2014

MARCUS VIEIRA SOARES

**Projeto de Conversor c.a.-c.c. Isolado para
Eletroporação**

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito
parcial para a obtenção do título de Bacharel

Banca Examinadora:
Joinville,
02 de Dezembro de 2014



Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Orientador



Prof. Dr. Airton Ramos
Convidado 1



Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Convidado 2

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer à minha família, ao professor Yales, aos integrantes do nPEE e aos amigos por todo o suporte fornecido, que ajudou de forma significativa para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho visa fornecer uma análise sobre um possível sistema eletrônico de potência para a realização de eletroporação. Este projeto é baseado no estudo de métodos de aprimoramento da capacidade de absorção de substâncias pelas células, sendo a eletroporação um dos mais promissores. A utilização da via oral e intravenosa convencional para o tratamento de doenças apresenta inconvenientes como degradação do trato digestivo e perda de potencialidade do medicamento, por exemplo. Através da eletroporação esses fatores podem ser reduzidos de forma eficiente, já que são aplicados campos elétricos pulsados no tecido alvo que aumentam a permeabilidade do mesmo, permitindo que haja uma melhor absorção de substâncias medicamentosas formadas por macromoléculas, que naturalmente não conseguem ser absorvidas pelas células doentes do tecido. Como o procedimento de eletroporação e o comportamento das células quando sujeitas aos campos elétricos ainda são objetos de estudo, o objetivo deste trabalho é de propor um possível sistema de potência composto por um retificador, um conversor CC-CC estruturalmente simples e um inversor, de forma que este sistema seja capaz de fornecer pulsos de tensão de diferentes amplitudes (200 V a 2 kV), larguras ($10\ \mu\text{s}$ a $10\ \text{ms}$) e frequências ($100\ \text{Hz}$ a $9,1\ \text{kHz}$) a fim de possibilitar análises mais abrangentes na área. Inicialmente foi feita uma abordagem teórica sobre os métodos de transferência de medicamentos através da pele, com ênfase na eletroporação, e sobre o retificador dobrador de tensão com filtro capacitivo, os conversores Flyback e Meia Ponte e um inversor para gerar pulsos de tensão. Em seguida foram realizados os projetos dessas estruturas, permitindo a escolha do conversor CC-CC mais adequado para aplicação. Posteriormente foi analisado o problema de isolamento elétrica presente na estrutura, sendo indicadas as devidas soluções para o bom funcionamento do sistema.

Palavras-chaves: eletroporação. eletroporador. conversor.

ABSTRACT

This work has the objective to provide an analysis about a possible power electronic system to electroporation performing. This project is based on the study of different methods to enhance the substances absorption capability of cells, wherein the electroporation is one of the most promising. The utilization of the oral and conventional intravenous way to disease treatment has disadvantages as digestive tract degradation and medicine potential loss, for example. Through the electroporation these factors may be reduced in an efficient way, since pulsed electric fields are applied in a target tissue, increasing its permeability and allowing a better absorption by the cells of substances composed by macromolecules, which naturally can't pass through the tissue's diseased cells. The electroporation proceeding and the cell's behavior when subjected to electric fields are still study objects, therefore the objective of this work is to propose a possible electronic power system composed by a rectifier, a structurally simply CC-CC converter and an inverter, so that this system may be capable to provide voltage pulses of different levels, width and frequencies to allow more comprehensive analysis in this area. Initially has been made a theoretical approach about the methods of medicine transference through the skin, with emphasis in electroporation, and about the voltage doubler rectifier with capacitive filter, Flyback and Half Bridge converters and an inverter to generate voltage pulses. After this, the project of these structures has been made, allowing the most appropriate CC-CC converter to the application. The the electric isolation problem present in the structure has been analyzed, being indicated the appropriate solutions to provide a good operation of the system.

Key-words: electroporation. electroporator. converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquemático de funcionamento da eletroporação . . .	26
Figura 2.2 – Retificador monofásico com dobrador de tensão . . .	31
Figura 2.3 – Formas de onda principais do retificador com S aberta	32
Figura 2.4 – Etapas de operação do retificador monofásico com a chave S aberta	33
Figura 2.5 – Etapas de operação do retificador monofásico com a chave S fechada	37
Figura 2.6 – Formas de onda das tensões nos capacitores	38
Figura 2.7 – Circuito do conversor Flyback	40
Figura 2.8 – Etapas de operação do Flyback	42
Figura 2.9 – Formas de onda do conversor Flyback	43
Figura 2.10 – Conversor em Meia Ponte CC-CC	48
Figura 2.11 – Etapas de operação do conversor Meia Ponte CC-CC	51
Figura 2.12 – Formas de onda do conversor Meia Ponte CC-CC . .	52
Figura 2.13 – Formas de onda do comando das chaves (superior) e da tensão na entrada do filtro LC do conversor (inferior)	60
Figura 2.14 – Representação via valor médio do estágio de saída do conversor Meia Ponte CC-CC em CCM	61
Figura 2.15 – Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizando a planta $\frac{V_o(s)}{I_L(s)}$	63
Figura 2.16 – Gerador de pulsos	63
Figura 2.17 – Circuito de comando utilizado para os IGBT's do ge- rador de pulsos	65
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema de potência	70
Figura 4.1 – Eletroporador ECM 830	73
Figura 4.2 – Eletroporador Cliniporator	73
Figura 4.3 – Forma de onda na carga durante a eletroporação . . .	75
Figura 5.1 – Ábaco para obtenção do valor do capacitor de saída .	81

Figura 5.2 – Circuito retificador simulado	87
Figura 5.3 – Correntes nos diodos (gráfico superior) e tensão na saída (gráfico inferior) do retificador no modo convencional	88
Figura 5.4 – Correntes nos diodos (gráfico superior) e tensão na saída (gráfico inferior) do retificador no modo dobrador de tensão	89
Figura 5.5 – Atuação do relé (gráfico superior) e tensão em um dos capacitores de saída (gráfico inferior) do retificador no modo dobrador de tensão durante a pré-carga	90
Figura 5.6 – Correntes em nos diodos D1 e D3 na partida do circuito de pré-carga	91
Figura 5.7 – Pico de corrente que circula pelos diodos D1 e D3 durante o fechamento do relé	91
Figura 5.8 – Evolução da potência média dissipada pelo resistor de pré-carga até a atuação do relé	92
Figura 5.9 – Formas de onda de corrente e tensão da carga	93
Figura 5.10 – Modelo elétrico da carga	94
Figura 5.11 – Circuito para simulação da carga	95
Figura 5.12 – Razão cíclica máxima para cada nível de tensão do pulso, considerando $DT_s = 10\ ms$	98
Figura 5.13 – Conversor Meia Ponte CC-CC com cinco saídas associadas em série	111
Figura 5.14 – Limite de potência abaixo da qual o conversor irá operar em DCM em função da tensão de saída do conversor	115
Figura 5.15 – Perdas de energia na comutação da chave com carga indutiva e diodo de roda livre	124
Figura 5.16 – Circuito de comando para chaveamento dos MOS-FET's do conversor Meia Ponte	126
Figura 5.17 – Dimensões do núcleo EE 42/21/20 da Thornton	130
Figura 5.18 – Dimensões do carretel para núcleo EE 42/21/20 da Thornton	130
Figura 5.19 – Associação de três fios em paralelo trançados	133

Figura 5.20 – Dimensões para o cálculo do comprimento médio das espiras	134
Figura 5.21 – Gráfico para o cálculo das perdas no núcleo	138
Figura 5.22 – Vista lateral em corte do transformador	140
Figura 5.23 – Dimensões do núcleo EE 65/33/26 da Thornton	143
Figura 5.24 – Dimensões do carretel para núcleo EE 65/33/26 da Thornton	144
Figura 5.25 – Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 2000 V e 90 W em detalhe	149
Figura 5.26 – Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 2000 V	150
Figura 5.27 – Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do <i>snubber</i> grampeador para o caso de 2000 V	151
Figura 5.28 – Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 2000 V	152
Figura 5.29 – Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 2000 V	152
Figura 5.30 – Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 1100 V e 90 W em detalhe	153
Figura 5.31 – Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 1100 V	154
Figura 5.32 – Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do <i>snubber</i> grampeador para o caso de 1100 V	154
Figura 5.33 – Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 1100 V	155
Figura 5.34 – Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 1100 V	155
Figura 5.35 – Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 200 V e 90 W em detalhe	157

Figura 5.36 – Análise do atraso de saída da etapa de roda livre causado pelas indutâncias de dispersão do transformador do conversor Meia Ponte	158
Figura 5.37 – Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 200 V	158
Figura 5.38 – Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do <i>snubber</i> grampeador para o caso de 200 V	159
Figura 5.39 – Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 200 V	159
Figura 5.40 – Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 200 V	160
Figura 5.41 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente	162
Figura 5.42 – Geração da razão cíclica no controle de corrente via valor médio	163
Figura 5.43 – Retificador de precisão	164
Figura 5.44 – Geração da razão cíclica no controle de corrente por pico	165
Figura 5.45 – Solução proposta para a instabilidade do conversor Meia Ponte com controle por pico	166
Figura 5.46 – Tensões nos capacitores do barramento de entrada do conversor Meia Ponte sem o circuito de equilíbrio	167
Figura 5.47 – Tensões nos capacitores do barramento de entrada do conversor Meia Ponte com o circuito de equilíbrio	168
Figura 5.48 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão	169
Figura 5.49 – Diagrama de blocos completo da estrutura de controle	173
Figura 5.50 – Implementação do ganho k com um amplificador operacional	174
Figura 5.51 – Gráfico $k \times V_{ref}$	174
Figura 5.52 – Diagrama de blocos completo da estrutura de controle para projeto do compensador de tensão	175
Figura 5.53 – Diagrama de bode da FTMA	176

Figura 5.54 – Diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão	177
Figura 5.55 – Diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão para o pior caso de margem de fase	178
Figura 5.56 – Implementação analógica do compensador de tensão PI+polo	179
Figura 5.57 – Diagrama de blocos interno do UC3825 da Texas Instruments	180
Figura 5.58 – Gráfico para definição de R_t e C_t em função da frequência do oscilador	182
Figura 5.59 – Gráfico para determinação de t_d em função de C_t	182
Figura 5.60 – Variação da corrente média de saída do conversor devido a modificações na tensão de entrada	183
Figura 5.61 – Circuito de compensação com filtro para corrente da rampa	184
Figura 5.62 – Corrente do primário do transformador após o filtro (superior) e antes do filtro (inferior)	185
Figura 5.63 – Circuito de proteção por limitação da corrente de pico	186
Figura 5.64 – Circuito de potência utilizado na simulação	187
Figura 5.65 – Circuito utilizado para simular a carga	188
Figura 5.66 – Circuitos utilizados para simular o controlador	189
Figura 5.67 – Circuito utilizado para simular parte do UC3825	189
Figura 5.68 – Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 2000 V	190
Figura 5.69 – Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 76 W	191
Figura 5.70 – Recuperação da tensão de saída para aplicação de outro pulso com potência média de 76 W	191
Figura 5.71 – Comportamento do controle em detalhe com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 76 W	192
Figura 5.72 – Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 45 W	192

Figura 5.73 – Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 10 W	193
Figura 5.74 – Detalhe do sinal da rampa ultrapassando a referência de corrente	193
Figura 5.75 – Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 1100 V	195
Figura 5.76 – Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1\text{ kV}$ e carga consumindo 90 W	196
Figura 5.77 – Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1\text{ kV}$ e carga consumindo 45 W	196
Figura 5.78 – Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1\text{ kV}$ e carga consumindo 10 W	197
Figura 5.79 – Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 200 V	198
Figura 5.80 – Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 90 W durante o transitório causado pela entrada da carga	199
Figura 5.81 – Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 90 W após o transitório causado pela entrada da carga	199
Figura 5.82 – Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 45 W	200
Figura 5.83 – Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 10 W	200
Figura 5.84 – Sinais de comando, tensões de gate-emissor das chaves, tensões coletor-emissor das chaves e corrente de coletor da chave S1, respectivamente, para condição nominal de operação (melhor visualização em cores)	204
Figura 5.85 – Sinais de comando, tensões de gate-emissor das chaves, tensões coletor-emissor das chaves e corrente de coletor da chave S1, respectivamente, para condição de sobrecorrente	205

Figura 5.86 – Detalhe da tensão coletor-emissor da chave S1 e da sua corrente de coletor na situação de atuação da proteção de sobrecorrente	205
Figura 5.87 – Tensão aplicada sobre a resistência de isolamento do transformador principal do conversor Meia Ponte	207
Figura 5.88 – Tensão aplicada sobre a resistência de isolamento do transformador da fonte auxiliar que alimenta um dos circuitos de comando dos IGBT's do gerador de pulsos	208
Figura A.1 – Contribuição de cada componente para as perdas totais do conversor	215
Figura B.1 – Circuito do primário utilizado na simulação em malha aberta do conversor	217
Figura B.2 – Circuitos dos secundários utilizados na simulação em malha aberta do conversor	218
Figura C.1 – Circuito de potência do eletroporador	219
Figura D.1 – Circuito de controle do eletroporador	221
Figura E.1 – Circuito de comando dos IGBT's do gerador de pulsos	223

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1	Características eletroporador ECM 830	72
Tabela 4.2	Características eletroporador Cliniporator	72
Tabela 4.3	Características elétricas do protótipo	75
Tabela 5.1	Requisitos de projeto para o retificador com filtro capacitivo e dobrador de tensão	79
Tabela 5.2	Parâmetros de entrada para o projeto do Flyback em baixa tensão	99
Tabela 5.3	Parâmetros de entrada para o projeto do Flyback em alta tensão	104
Tabela 5.4	Parâmetros de entrada para o projeto do conversor Meia Ponte em alta tensão	112
Tabela 5.5	Parâmetros de entrada para o projeto do conversor Meia Ponte em baixa tensão	118
Tabela 5.6	Características do diodo C4D05120A	122
Tabela 5.7	Características da chave C2M0160120D	123
Tabela 5.8	Dados iniciais para o projeto do transformador do conversor Meia Ponte CC-CC	127
Tabela 5.9	Dimensões do núcleo EE 42/21/20 da Thornton	129
Tabela 5.10	Dimensões fio AWG 24	133
Tabela 5.11	Dimensões fio AWG 30	135
Tabela 5.12	Dados iniciais para o projeto dos indutores de saída com núcleo de ferrite	142
Tabela 5.13	Dimensões do núcleo EE 65/33/26 da Thornton	143
Tabela 5.14	Dimensões fio AWG 20	145
Tabela 5.15	Características da chave IXGF25N250	201
Tabela C.1	Lista de componentes do circuito de potência	220
Tabela D.1	Lista de componentes do circuito de controle	222

Tabela E.1 Lista de componentes do circuito de comando dos IGBT's
do gerador de pulsos 224

SUMÁRIO

1	Introdução	23
2	Fundamentação Teórica	25
2.1	Eletroporação	25
2.1.1	Transporte	26
2.1.2	Parâmetros controladores da eletroporação	28
2.1.3	Efeitos colaterais da eletroporação	29
2.2	Retificador monofásico com dobrador de tensão	30
2.2.1	Análise qualitativa com a chave S aberta	30
2.2.2	Análise qualitativa com a chave S fechada	36
2.3	Conversor Flyback	39
2.3.1	Análise qualitativa do Flyback em DCM	41
2.3.1.1	Primeira etapa $0 < t \leq DT$	44
2.3.1.2	Segunda etapa $DT < t \leq (D + D_1)T$	44
2.3.1.3	Terceira etapa $(D + D_1)T < t \leq T$	45
2.3.1.4	Ganho estático em DCM	46
2.3.1.5	Cálculo da indutância magnetizante máxima para DCM	46
2.4	Conversor em Meia Ponte CC-CC	47
2.4.1	Análise qualitativa do Meia Ponte CC-CC em CCM	49
2.4.1.1	Primeira etapa $0 < t \leq DT_s$	53
2.4.1.2	Segunda etapa $DT_s < t \leq \frac{T_s}{2}$	54
2.4.1.3	Terceira etapa $\frac{T_s}{2} < t \leq \frac{T_s}{2} + DT_s$	55
2.4.1.4	Quarta etapa $\frac{T_s}{2} + DT_s < t \leq T_s$	56
2.4.1.5	Esforços de corrente sobre os semicondutores	57
2.4.1.6	Ganho estático em CCM	57
2.4.1.7	Capacitores do barramento de entrada	58

2.4.2	Modelagem do conversor Meia Ponte CC-CC em CCM	59
2.5	Gerador de pulsos	63
3	Hipótese	69
4	Discussão	71
5	Projeto do eletroproporador	79
5.1	Projeto do retificador	79
5.2	Simulação do retificador	86
5.3	Projeto do conversor CC-CC	92
5.3.1	Análise da carga e projeto do elemento armazenador de energia	93
5.3.2	Projeto do Flyback	98
5.3.2.1	Projeto para baixa tensão	99
5.3.2.2	Projeto para alta tensão	103
5.3.2.3	Conclusão do projeto do Flyback	108
5.3.3	Projeto do conversor em Meia Ponte CC-CC	110
5.3.3.1	Projeto para alta tensão	112
5.3.3.2	Projeto para baixa tensão	117
5.3.3.3	Especificação e perdas dos elementos semicondutores	121
5.3.3.4	Circuito de comando	125
5.3.3.5	Projeto do transformador	125
5.3.3.6	Projeto dos indutores	141
5.3.3.7	Projeto dos capacitores de barramento	147
5.3.3.8	Simulação do conversor	148
5.3.4	Projeto do estágio de controle	160
5.3.4.1	Malha interna de corrente	161
5.3.4.2	Malha externa de tensão	168
5.3.4.3	Compensador	175
5.3.4.4	Simulação do estágio de controle	186
5.4	Projeto do gerador de pulsos	201

5.5	Isolações	206
6	Conclusão	209
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	211
	Apêndices	213
APÊNDICE A	Perdas totais do conversor Meia Ponte	215
APÊNDICE B	Circuito de potência simulado	217
APÊNDICE C	Circuito de potência	219
APÊNDICE D	Circuito de controle	221
APÊNDICE E	Circuito de comando dos IGBT's do gerador de pulsos	223

1 INTRODUÇÃO

A eletroporação é um dos vários métodos ainda estudados utilizados para melhorar a eficiência da passagem de moléculas grandes através da pele e a capacidade que as células possuem de absorver medicamentos aplicados pelas vias intravenosas. Esta alternativa consiste na aplicação de pulsos de tensão de baixa duração, porém de alta amplitude, criando campos elétricos capazes de promover um rearranjo estrutural da membrana celular, formando poros temporários na mesma sem danificá-la. Esses poros servem como canal para a entrada de moléculas grandes e o campo elétrico potencializa o transporte iônico e molecular através dessas estruturas. Com as células mais aptas a absorver os medicamentos, a eficiência da aplicação de remédios, mesmo utilizando a via intravenosa, aumenta de forma considerável, já que reduz a quantidade da substância que deve ser aplicada e, conseqüentemente, diminui os efeitos colaterais causados pela mesma em relação à aplicação feita sem a eletroporação.

O eletroporador é o instrumento responsável por fornecer as condições elétricas necessárias para que seja realizada uma eletroporação eficiente. Essas condições elétricas consistem em nível de tensão, duração, quantidade, frequência e forma dos pulsos. Através dele é possível realizar procedimentos médicos importantes, como por exemplo, a eletroquimioterapia, que é uma forma mais eficiente de se tratar o câncer.

Desta forma, tem-se como meta o estudo do estágio de potência do protótipo de um eletroporador para tratamento de câncer em animais, que é composta por um retificador, um conversor CC-CC e um inversor de tensão. Como muitos fenômenos envolvidos na eletroporação ainda são objetos de estudo, como por exemplo, o comportamento a nível de impedância do tecido alvo, os níveis de campo elétrico mais adequados para a formação de poros em determinado tipo de tecido, entre outros, este projeto também tem como objetivo viabilizar e facilitar o estudo deste

método de transferência de medicamento para aplicações futuras.

A estrutura do trabalho consiste na abordagem teórica tanto dos conhecimentos já existentes sobre o processo de eletroporação quanto do funcionamento das estruturas de potência que serão utilizadas para realizar o estudo do eletroporador. Em seguida são apresentados os projetos de cada uma dessas estruturas e, por fim, o resultado das simulações das mesmas.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

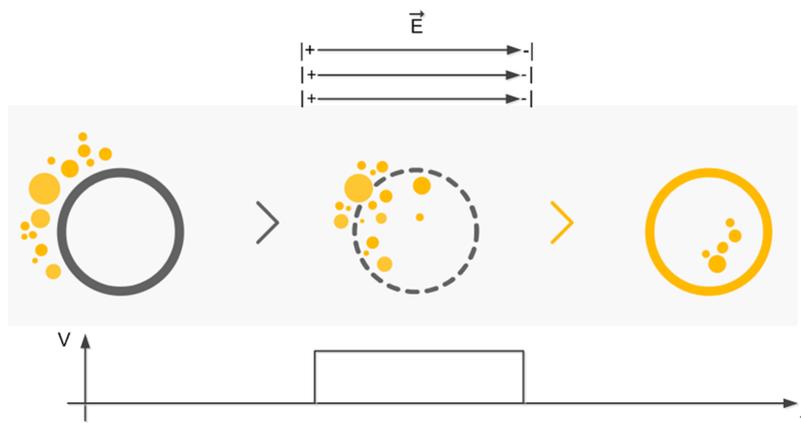
2.1 Eletroporação

A eletroporação é um dos métodos utilizados para elevar a capacidade de absorção da pele e de células presentes em uma região de interesse de forma que diversos tipos de compostos possam ser administrados transdermicamente ou através das vias intravenosas sem que os tecidos vivos mais internos da pele sejam inconvenientemente afetados.

Este método consiste na aplicação de pulsos de tensão elevada e baixa duração, de micro a milissegundos, de forma que gerem um campo elétrico capaz de causar um desarranjo na membrana celular alvo. Este desarranjo, segundo Denet, Vanbever e Préat (2004, p.661), ocorre devido à geração de uma diferença de potencial de $0,3 V$ a $1 V$ sobre cada bicamada lipídica formadora do estrato córneo e cria pequenos canais aquosos (poros) temporários nessas camadas. Esses poros tendem a ser menores que 10 nm , espaçados e geralmente de curta duração (microsegundos a segundos). A formação desses canais aumenta o potencial de transporte iônico e molecular da membrana, permitindo que as substâncias entregues possam atingir o núcleo da célula e promovam as alterações genéticas desejadas. Esse aumento de potencial de transporte é causado pelo próprio campo elétrico gerado. A Figura 2.1 mostra um esquemático do processo de absorção de moléculas pela célula utilizando a eletroporação.

De acordo com Gehl (2003, p.437), inicialmente a eletroporação foi proposta para realizar a transferência de DNA e RNA para células (anos de 1960 e 1970), no entanto, a partir de 1980, percebeu-se sua eficiência também no transporte de outros tipos de compostos como íons, medicamentos, anticorpos, entre outros, apesar de causarem uma considerável lesão na pele. Porém, com o avanço tecnológico e o desenvolvimento de novas técnicas de eletroporação, este método, apesar de caro,

Figura 2.1: Esquemático de funcionamento da eletroporação



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

passou a se tornar cada vez mais otimizado, diminuindo os efeitos colaterais causados pela aplicação dos pulsos de tensão. Atualmente, este princípio de melhora da absorção da pele tem sido utilizado para o transporte localizado de quimioterápicos em regiões tumorais, procedimento conhecido como eletroquimioterapia. Bons resultados foram obtidos no tratamento de câncer de pele, por exemplo, e o método se mostrou mais eficiente do que a quimioterapia tradicional.

2.1.1 Transporte

O transporte transdérmico causado pela aplicação de pulsos elétricos de alta tensão ocorre em regiões não homogêneas bem localizadas do estrato córneo, a camada mais externa da pele e que forma a principal barreira para a entrada de substâncias na mesma. Segundo Denet, Vanbever e Prémat (2004, p.662), devido à não-homogeneidade da região, o máximo fluxo de corrente e, conseqüentemente, de compostos ocorre no centro da mesma, sendo que nas suas proximidades existem regiões

de dissipação por onde apenas pequenos íons conseguem passar. A largura das regiões de transporte aumentam quanto mais longos e numerosos forem os pulsos elétricos aplicados, enquanto que a quantidade delas no estrato córneo aumenta de acordo com elevação da tensão do pulso. Além disso, a intensidade e a largura do pulso também definem se o transporte molecular será feito de forma intercelular ou transcelular, sendo que o primeiro ocorre para pulsos curtos e de alta tensão e o segundo para pulsos com tensão mais baixa, porém mais longos. Deve-se ressaltar também que o tamanho e a quantidade de poros dependem da própria estrutura molecular que está sofrendo ação do campo elétrico aplicado.

Estudos mostram que o aumento da temperatura associada à dissipação da energia do campo elétrico na pele também está relacionada com a elevação da capacidade de absorção de substâncias pelo estrato córneo. Este aumento de temperatura ocorre em pontos específicos da membrana, onde aparecem as regiões de transporte, que apresentam resistência elétrica decrescente com o decorrer do aquecimento. As regiões adjacentes, não tão aquecidas, se tornam as regiões dissipativas. Essas regiões se mantêm durante um certo período de tempo mesmo após o campo elétrico ser retirado devido à presença remanescente do caminho aquoso criado pelo mesmo. De acordo com Vanbever et al. (1998 apud DENET; VANBEVER; PRÉAT, 2004, p.662), em testes de eletroporação feitos em ratos sem pêlos, não houve uma irritação significativa dos tecidos vivos próximos ao estrato córneo.

Segundo Denet, Vanbever e Prémat (2004, p.662-663) existem três mecanismos predominantes de transporte molecular causados pela eletroporação, são eles: movimento eletroporético, difusão passiva e, mais atenuadamente por ocorrer de forma muito rápida, eletromose. A primeira e a última ocorrem durante a aplicação dos pulsos e a segunda ocorre após a aplicação do pulso, permitindo o uso do medicamento depois de ser feita a eletroporação.

2.1.2 Parâmetros controladores da eletroporação

Como foi visto no item 2.1.1, as características de tensão e duração dos pulsos elétricos aplicados à pele geram efeitos diferentes sobre a membrana das células presentes no estrato córneo. A forma dos pulsos elétricos geralmente é exponencial ou quadrada, que são utilizadas para diferentes fins. A primeira, geralmente utilizada para o transporte de medicamentos, apresenta uma queda exponencial na magnitude da tensão que, segundo Denet, Vanbever e Préat (2004), "mantém o estado de alta permeabilidade da pele causada pela eletroporação e promove o movimento eletroporetico". No entanto, a variação da resistência da pele com a aplicação do campo elétrico, os eletrodos e o meio de condução influenciam na duração dessa queda exponencial, o que dificulta a sua implementação. Já a segunda, usada em eletroquimioterapia e transferência genética, tenta manter o nível de tensão constante de forma independente das características do meio, promovendo um melhor controle durante o transporte do componente e se tornando mais fácil de ser implementado na prática.

A alteração na duração dos pulsos, na quantidade de pulsos aplicada, na taxa de pulsos e na magnitude da tensão muda a velocidade com que o composto é transportado para a pele. Normalmente o aumento da frequência, da duração e do número de pulsos eleva linearmente a taxa de fluxo da substância a ser transportada, enquanto que o aumento da tensão provoca uma melhora não linear no fluxo de compostos. Denet, Vanbever e Préat (2004) citam dois tipos de protocolos de pulsos que são encontrados na literatura, um utilizando pulsos numerosos (mais que 100), de curta duração (entre 1 e 2 ms) e de alta tensão e outro usando pulsos pouco numerosos (menos que 20), de longa duração (entre 70 ms e 1 s) e de média tensão.

O design dos eletrodos e a posição onde eles são colocados na pele para realizar a eletroporação são importantes para que este processo seja eficiente, pois eles estão diretamente relacionados com a distribuição e a intensidade dos campos elétricos aplicados. Caso suas for-

mas e compostos sejam inadequados, a eletroporação pode causar queimaduras na pele, estímulos musculares e nervosos involuntários e alteração no pH do composto a ser transportado.

Além dos parâmetros elétricos, outro fator que influencia na eficiência do processo de eletroporação é a própria natureza do composto que deseja-se penetrar na pele. Melhoras no fluxo de substâncias são observadas quando estas são: mais carregadas eletricamente, já que o principal mecanismo de transporte da eletroporação é a eletroforese; menos lipofílicas; formadas por moléculas mais leves; e mais concentradas na sua composição, sendo que esta deve ser otimizada para que forneça condições melhores de transporte do ativo desejado.

2.1.3 Efeitos colaterais da eletroporação

Vários métodos têm sido aplicados para se estudar os efeitos secundários sobre as estruturas da pele causados durante e após a realização da eletroporação. Em geral essas alterações são sutis e reversíveis, pois, apesar de a resistência elétrica da pele decrescer com a aplicação dos pulsos elétricos, a resistência do estrato córneo é muito maior do que as resistências dos tecidos mais internos, fazendo com que a diferença de potencial se concentre sobre o mesmo, protegendo as demais estruturas. No entanto, ainda ocorrem estímulos musculares e nervosos devido à passagem de corrente elétrica por essas estruturas, causando sensação de dor, formigamento e pontadas durante o procedimento, que aumentam com a elevação da taxa, da duração e do nível de tensão dos pulsos. Estudos feitos com a aplicação de eletroquimioterapia mostraram que esses efeitos, temporários, são bem toleráveis por parte dos pacientes, o que torna desnecessário do uso de anestésicos.

Segundo Denet, Vanbever e Prémat (2004), a aplicação de pulsos elétricos exponenciais decrescentes aumentam a hidratação da pele, a desorganização das bicamadas lipídicas do estrato córneo, diminuem a função de proteção dessa estrutura e aumentam o fluxo sanguíneo. Já o uso de pulsos quadrados causam diminuição na função de proteção do

estrato córneo e uma diminuição no fluxo sanguíneo. Todos esses efeitos são suaves e reversíveis.

A seguir serão analisados de forma teórica as potenciais estruturas que farão a composição do estágio de potência do eletroporador, que será composto por um retificador de tensão, um conversor CC-CC para realizar a adequação da tensão dos pulsos nos níveis desejados e um gerador de pulsos, que proporcionará a aplicação de pulsos com a quantidade e a largura corretas.

2.2 Retificador monofásico com dobrador de tensão

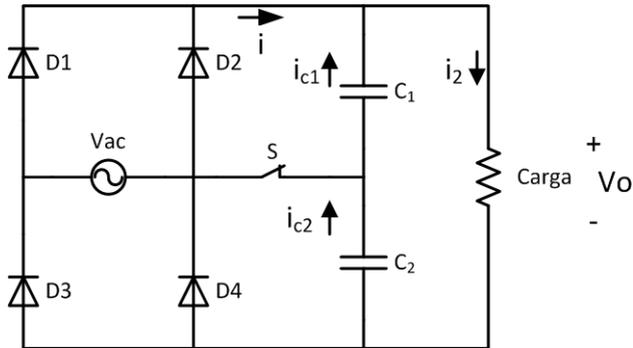
O circuito do retificador monofásico com dobrador de tensão é apresentado na Figura 2.2. Ele é formado por quatro diodos que caracterizam um retificador monofásico ponte completa, dois capacitores responsáveis por filtrar a tensão de saída, diminuindo sua oscilação, e por uma chave S conectada entre o ponto médio dos capacitores e a fonte de tensão de entrada que permite, quando aberta, que o circuito opere como um retificador monofásico normal e, quando fechada, opere como um dobrador de tensão, fornecendo na saída uma tensão média de aproximadamente duas vezes a tensão de pico da entrada. A descrição das equações que regem o comportamento do retificador monofásico com filtro capacitivo com dobrador de tensão serão formuladas com base no procedimento feito por Barbi (2006).

2.2.1 Análise qualitativa com a chave S aberta

A seguir será feita a análise qualitativa do conversor, que terá como base as formas de onda apresentadas na Figura 2.3, ou seja, considerando os capacitores já carregados:

- **Etapa 1:** esta etapa ocorre quando $t_1 < t < t_2$. Neste intervalo de tempo a tensão de entrada V_{ac} fica maior que a tensão de saída V_o , fazendo com que os diodos D1 e D4 conduzam. A fonte de entrada fornece energia para os capacitores e para a carga.

Figura 2.2: Retificador monofásico com dobrador de tensão

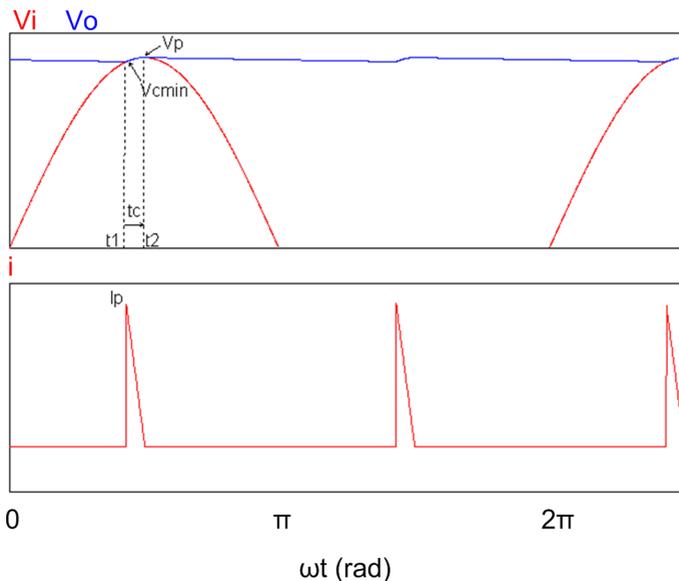


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

- **Etapa 2:** esta etapa ocorre quando $t_2 < t < t_1 + \pi$. Neste intervalo de tempo a tensão de entrada é menor e decresce de forma mais rápida do que a tensão de saída do retificador. Nenhum diodo está conduzindo, pois a corrente nos mesmos se anula, e os capacitores fornecem energia para a carga.
- **Etapa 3:** esta etapa ocorre quando $t_1 + \pi < t < t_2 + \pi$. Neste intervalo de tempo a tensão de entrada está negativa e com magnitude maior do que V_o , fazendo com que os diodos D2 e D3 conduzam. A fonte de entrada fornece energia para os capacitores e para a carga.
- **Etapa 4:** esta etapa ocorre quando $t_2 + \pi < t < t_1 + 2\pi$. Neste intervalo de tempo a tensão de entrada volta a se tornar menor que a tensão da fonte, fazendo com que a corrente nos diodos se anule, bloqueando-os. Os capacitores fornecem energia para a carga.

Cada etapa está representada na Figura 2.4.

Figura 2.3: Formas de onda principais do retificador com S aberta



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Considera-se C o capacitor equivalente dado pela Equação 2.1.

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \tag{2.1}$$

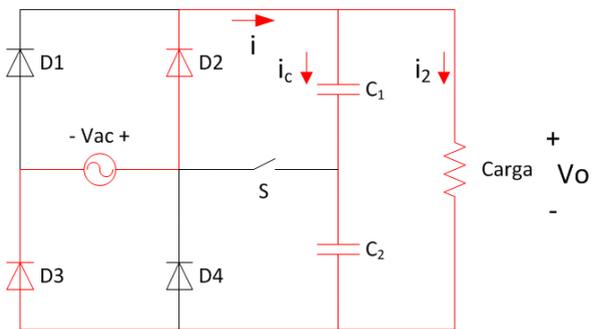
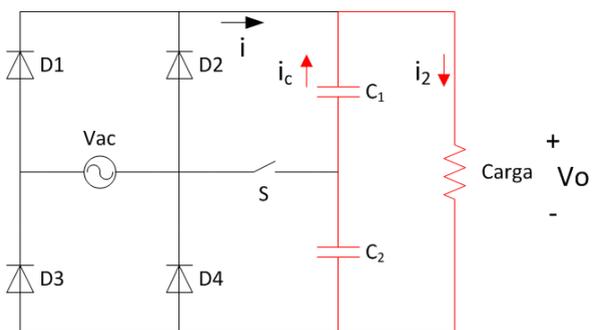
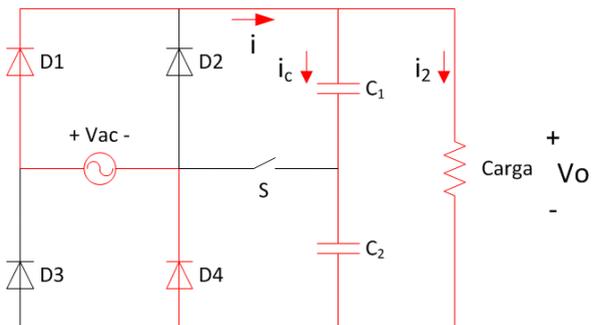
A energia que a rede transfere para o capacitor C durante o período entre t_1 e t_2 é dada pela Equação 2.2 e a energia que o capacitor C transfere para a carga a cada ciclo de rede é descrita pela Equação 2.3

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} C (V_p^2 - V_{cmin}^2) \tag{2.2}$$

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \tag{2.3}$$

onde P_{in} é a potência fornecida pela entrada para o capacitor equivalente durante um ciclo completo da rede, f é a frequência da tensão de entrada,

Figura 2.4: Etapas de operação do retificador monofásico com a chave S aberta



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

V_p é a tensão de pico de entrada e V_{cmin} é a tensão mínima do capacitor equivalente e, conseqüentemente, da saída.

Igualando a Equação 2.2 com a Equação 2.3 é possível estimar o valor do capacitor necessário para atender determinado requisito de ondulação na saída.

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{in}^2 - V_{cmin}^2)} \quad (2.4)$$

Sendo t_c o tempo em que a rede fornece energia para o capacitor equivalente e V_{cmin} dada pela Equação 2.5

$$V_{cmin} = V_p \cos(2\pi f t_c) \quad (2.5)$$

Tem-se que

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{cmin}}{V_p}\right)}{2\pi f} \quad (2.6)$$

Considerando-se que a corrente na saída do retificador é retangular, pode-se obter o valor de pico da mesma (I_p) durante o intervalo t_c a partir da relação entre carga transferida para o capacitor e a sua respectiva variação de tensão.

$$\Delta Q = I_p t_c = C \Delta V \quad (2.7)$$

Logo

$$I_p = \frac{C \Delta V}{t_c} \approx \frac{C(V_p - V_{cmin})}{t_c} \quad (2.8)$$

No entanto, analisando a corrente de entrada do conversor mais detalhadamente, tem-se durante o período t_c

$$i = i_c + i_2 \quad (2.9)$$

Sabendo que

$$i_c = \omega C \frac{dV_c}{\omega dt} \quad (2.10)$$

e que

$$V_c = V_p \sin(\theta) \quad (2.11)$$

Verifica-se que a corrente no capacitor é dada pela Equação 2.12

$$i_c = \omega CV_p \cos(\theta) \quad (2.12)$$

A Equação 2.12 mostra que, na verdade, a corrente que flui pelo capacitor durante o período t_c é senoidal e não retangular, podendo ser aproximada por uma corrente triangular. Como a carga que é transferida para o mesmo, dada pela área da corrente no tempo, é igual à mostrada na Equação 2.2, verifica-se que a corrente de pico é duas vezes maior do que a calculada na Equação 2.8 e, como mostra a Equação 2.9, esta corrente também circula pelos diodos. Além disso, pode-se notar que a quantidade de harmônicos da corrente de entrada é alta, o que reduz o fator de potência da estrutura.

Considerando I_{ef} o valor eficaz da componente alternada da corrente i , I_{med} o valor médio da corrente i e $I_{C_{1ef}}$ o valor eficaz da corrente i , existe a seguinte relação entre as grandezas citadas

$$I_{C_{1ef}}^2 = I_{med}^2 + I_{ef}^2 \quad (2.13)$$

mas

$$I_{med} = \frac{I_p 2t_c}{T} \quad (2.14)$$

$$I_{C_{1ef}} = I_p \sqrt{\frac{2t_c}{T}} \quad (2.15)$$

onde T é o período da tensão da rede.

Logo

$$I_{ef} = I_p \sqrt{2t_c f - (2t_c f)^2} \quad (2.16)$$

A corrente dada pela Equação 2.16 é a única componente da corrente de entrada que circula pelo capacitor equivalente, provocando perdas na sua resistência série equivalente (RSE).

Uma outra parcela de corrente do capacitor é a corrente que é drenada pela carga do retificador. Considerando que a corrente eficaz pode ser aproximada pela corrente média devido à baixa ondulação de tensão na saída, tem-se que

$$I_{2ef} = \frac{P_{in}}{V_o} \quad (2.17)$$

onde V_o é a tensão média de saída do retificador.

Somando as duas parcelas de corrente é obtida a corrente eficaz total que o capacitor deve ser capaz de suportar. O valor desta corrente é dado pela Equação 2.18

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{ef}^2 + I_{2ef}^2} \quad (2.18)$$

As correntes média e eficaz que circulam em um diodo são dadas pela Equação 2.19 e pela Equação 2.20, respectivamente, enquanto que a tensão reversa máxima sobre o mesmo é igual a V_p .

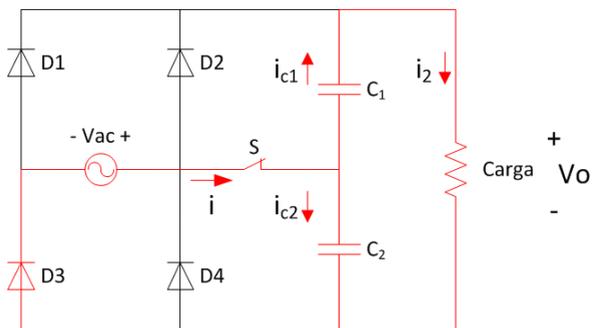
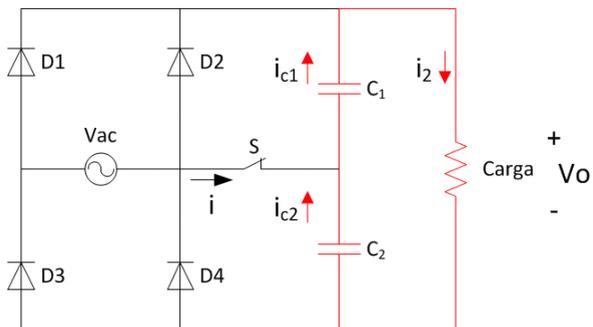
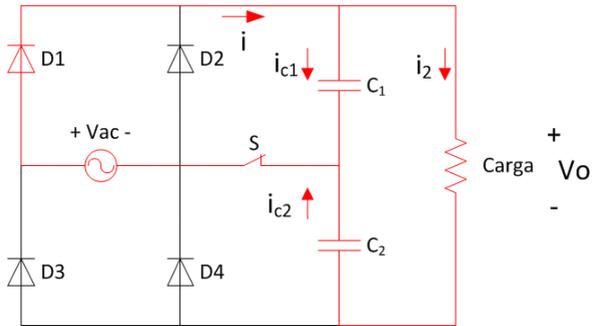
$$I_{dmed} = \frac{P_{in}}{2V_o} \quad (2.19)$$

$$I_{ef} = I_p \sqrt{\frac{t_c}{T}} \quad (2.20)$$

2.2.2 Análise qualitativa com a chave S fechada

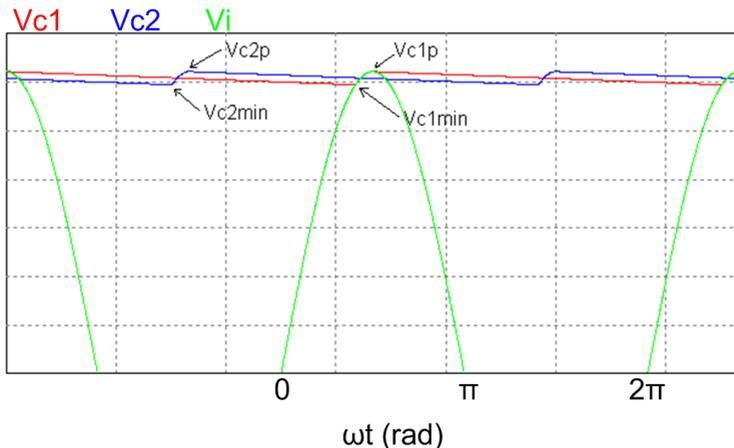
Quando a chave S se encontra fechada o retificador se comporta como um dobrador de tensão, aplicando na saída uma tensão V_o aproximadamente igual ao dobro da tensão de pico de entrada, porém com uma ondulação um pouco maior do que a obtida com a chave S aberta. Durante o semi-ciclo positivo da rede o diodo D1 conduz e apenas o capacitor C_1 recebe energia da rede, tendo sua tensão elevada até V_p . Durante o semi-ciclo negativo o diodo D3 conduz e apenas o capacitor C_2 recebe energia da rede, tendo sua tensão elevada até V_p . As etapas de operação e as formas de onda das tensões nos capacitores estão representadas na Figura 2.5 e na Figura 2.6.

Figura 2.5: Etapas de operação do retificador monofásico com a chave S fechada



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 2.6: Formas de onda das tensões nos capacitores



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A tensão de saída mínima é dada a partir da tensão mínima de um dos capacitores somada com a tensão média de outro, como mostra a Equação 2.21

$$V_{cmin} = V_{C1min} + \frac{V_{C2min} + V_{C2p}}{2} \quad (2.21)$$

sendo que $V_{C1min} = V_{C2min}$ e $V_{C1p} = V_{C2p}$.

A energia que cada capacitor deve fornecer por meio ciclo da rede pode ser dada pela Equação 2.2 e pela Equação 2.3. Sendo assim, o valor dos capacitores pode ser calculado a partir da Equação 2.22.

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}}{f(V_{C1p}^2 - V_{C1min}^2)} \quad (2.22)$$

Considerando uma corrente de forma retangular na saída do retificador, o valor eficaz da corrente alternada em um capacitor é dada pela Equação 2.23

$$I_{C1ef} = I_{p1} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} \quad (2.23)$$

Logo, o valor eficaz total da corrente em um capacitor é dado pela Equação 2.24

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{C_{1ef}}^2 + I_{2ef}^2} \quad (2.24)$$

onde I_{2ef} é o valor eficaz da corrente fornecida pelo respectivo capacitor para a carga.

Independentemente da posição da chave S, se os capacitores estiverem inicialmente descarregados quando o circuito for ligado, poderá ocorrer uma grande derivada de tensão sobre os mesmos, já que suas tensões são nulas e a tensão da rede pode estar no pico. Isso acarreta num elevado pico de corrente que pode causar a queima dos diodos da ponte retificadora ou do fusível de entrada. Para solucionar este problema pode-se usar, em série com o capacitor e a fonte de alimentação, um termistor NTC ou um circuito de pré-carga formado por uma resistência colocada em paralelo com uma chave S1. A primeira solução pode falhar caso o retificador seja ligado quando estiver a uma alta temperatura. A segunda solução consiste em controlar a carga dos capacitores limitando o pico de corrente via resistência por um tempo de aproximadamente cinco vezes a constante de tempo do circuito e então fechar a chave S1 para curto circuitar a resistência, evitando a perda de potência pela mesma. Deve-se prestar atenção num segundo pico de corrente gerado quando a chave S1 é fechada.

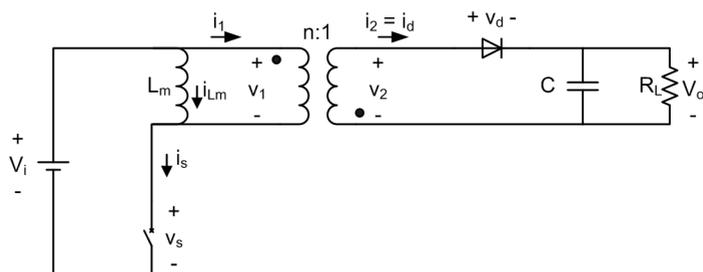
2.3 Conversor Flyback

O Flyback é um conversor DC-DC isolado derivado do conversor Buck-Boost utilizado para baixas potências, geralmente entre 20 W e 200 W. Seu princípio de funcionamento consiste em utilizar a indutância magnetizante do transformador para fazer a transferência de energia da fonte de tensão DC da entrada para a carga na saída. A utilização do transformador gera alguns benefícios como, por exemplo, o aumento na segurança devido à existência de isolamento elétrica entre entrada e saída, a possibilidade de criar mais de uma saída com qualquer polaridade, per-

mitindo a implementação de fontes de alimentação para circuitos auxiliares e o fornecimento de altas tensões de saída. Devido ao fato de ser utilizada uma frequência de chaveamento na faixa dos kHz, o núcleo do transformador tende a ser pouco volumoso e deve apresentar um gap para evitar a sua saturação.

O circuito do Flyback é mostrado na Figura 2.7. Nota-se que o transformador é representado pela relação de espiras e pela sua indutância magnetizante. Esta distinção será útil na análise qualitativa do conversor.

Figura 2.7: Circuito do conversor Flyback



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O Flyback pode operar em três modos de operação, contínuo (CCM), descontínuo (DCM) e crítico, que trabalha no limiar entre os dois primeiros. Em DCM a corrente na indutância magnetizante do transformador não se anula no final do período de chaveamento, ao contrário do segundo modo. Devido a este fato, para uma mesma potência de saída e mesmo rendimento, a operação em CCM trabalha com menores valores eficazes de corrente tanto na chave quanto no diodo, reduzindo as perdas de condução nos semicondutores. No entanto, pelo fato de a corrente na indutância não se anular em CCM, ocorre maior possibilidade de saturação do núcleo do transformador e, além disso, o magnético é mais volumoso, o que eleva suas indutâncias de dispersão, gerando mais so-

bretensões nos semicondutores. Estes fatos, aliados ao uso do Flyback para baixas potências, gerando picos de corrente não muito altos nos semicondutores, faz com que o modo descontínuo, em geral, seja mais utilizado.

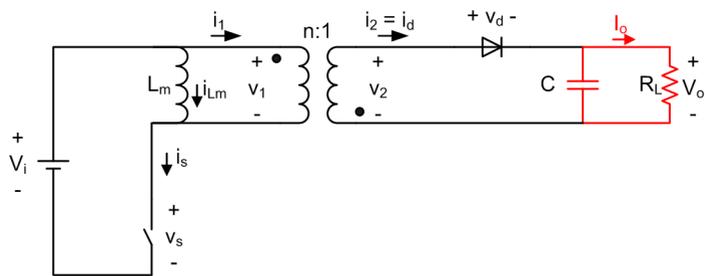
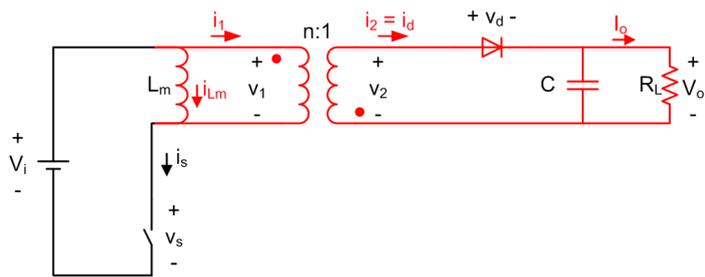
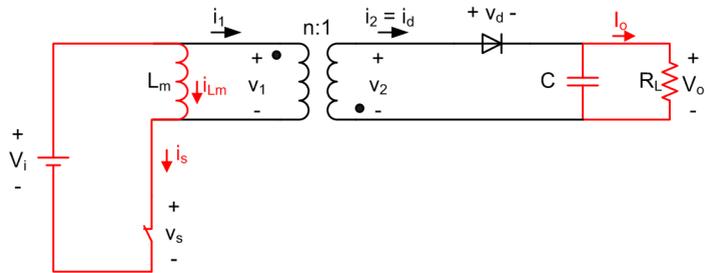
2.3.1 Análise qualitativa do Flyback em DCM

A seguir será feita a análise qualitativa do conversor Flyback em condução descontínua utilizando-se como base o método proposto por Kazimierczuk (2008).

Em condução descontínua o Flyback apresenta três etapas de operação. Inicialmente, no tempo $t = 0$ a corrente na indutância magnetizante é nula e a chave é fechada. A tensão da fonte de entrada V_i é aplicada sobre a indutância magnetizante L_m , fazendo com que, pela indutância e pela chave, circule uma corrente que cresce linearmente a partir do zero com uma inclinação $\frac{V_i}{L_m}$ até $t = DT$, onde D é a razão cíclica e T é o período de chaveamento do conversor, finalizando a primeira etapa. A segunda etapa começa em $t = DT$ com a chave abrindo. A tentativa de interromper a corrente da indutância magnetizante através da abertura da chave gera uma sobretensão no primário do transformador que é refletida para o secundário com a polaridade invertida, fazendo com que o diodo fique diretamente polarizado e passe a conduzir. Desta forma, a tensão sobre L_m passa a ser $-nV_o$, onde $n = \frac{N_p}{N_s}$ é a relação de espiras do transformador, fazendo com que a corrente na indutância magnetizante decresça linearmente com inclinação $\frac{nV_o}{L_m}$ até chegar a zero, finalizando a segunda etapa. Na terceira etapa tanto o diodo quanto a chave estão bloqueados e a corrente em L_m é zero, de forma que a carga é alimentada somente pelo capacitor de saída até que a chave seja fechada novamente.

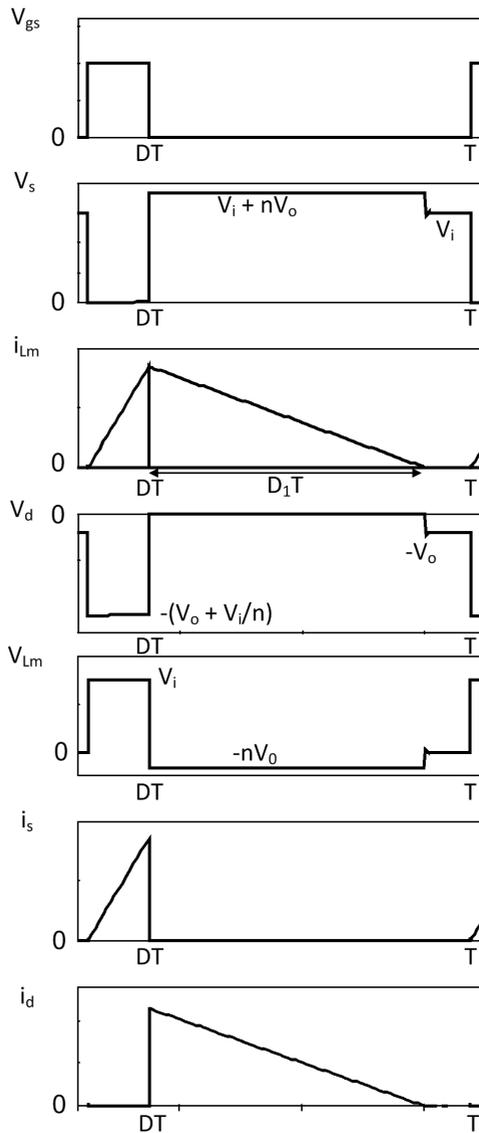
A Figura 2.8 e Figura 2.9 mostram os circuitos equivalentes em cada etapa e as formas de onda de tensão e corrente em cada elemento do circuito, respectivamente, onde V_{GS} é o sinal de comando da chave.

Figura 2.8: Etapas de operação do Flyback



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 2.9: Formas de onda do conversor Flyback



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

2.3.1.1 Primeira etapa $0 < t \leq DT$

Neste intervalo a chave está fechada e o diodo bloqueado. Logo, $i_d = i_2 = 0$ e, conseqüentemente, $i_1 = \frac{i_2}{n} = 0$, onde i_1 e i_2 são as correntes no primário e no secundário do transformador, respectivamente. A tensão no primário do transformador v_1 e na indutância de magnetização L_m é dada pela Equação 2.25.

$$v_1 = v_{L_m} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt}, i_{L_m}(0) = 0 \quad (2.25)$$

A corrente na chave e na indutância magnetizante é dada pela Equação 2.26.

$$i_S = i_{L_m} = \frac{1}{L_m} \int_0^t v_{L_m} dt = \frac{1}{L_m} \int_0^t V_i dt = \frac{V_i}{L_m} t \quad (2.26)$$

O pico de corrente na chave e na indutância magnetizante ocorre quando $t = DT$, logo

$$I_{SM} = i_{L_m(max)} = \Delta i_{L_m} = i_{L_m}(DT) = \frac{V_i D}{f_s L_m} \quad (2.27)$$

Sabendo que a tensão no secundário é dada pela Equação 2.28, então a tensão sobre o diodo é descrita pela Equação 2.29.

$$v_2 = -\frac{v_1}{n} \quad (2.28)$$

$$v_d = -\left(\frac{V_i}{n} + V_o\right) \quad (2.29)$$

2.3.1.2 Segunda etapa $DT < t \leq (D + D_1)T$

Nesta etapa a chave está aberta e o diodo retificador do Flyback está conduzindo. Logo, $i_s = 0$, $v_d = 0$ e $v_2 = V_o$. Desta forma, a tensão sobre a indutância magnetizante e sobre o primário do transformador é dada pela Equação 2.30.

$$v_1 = v_{L_m} = -nv_2 = -nV_o = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (2.30)$$

Utilizando a Equação 2.27, tem-se que a corrente que circula por L_m é dada pela Equação 2.31.

$$i_{L_m} = \frac{1}{L_m} \int_{DT}^t v_{L_m} dt = -\frac{nV_o}{L_m}(t - DT) + \frac{V_i D}{f_s L_m} \quad (2.31)$$

Sendo $i_1 = -i_{L_m}$, tem-se que a corrente no diodo e no secundário do transformador é dada pela Equação 2.32.

$$i_d = i_2 = -ni_1 = -\frac{n^2 V_o}{L_m}(t - DT) + \frac{nV_i D}{f_s L_m} \quad (2.32)$$

Desta forma, a corrente máxima que passa pelo diodo retificador é dada pela Equação 2.33.

$$i_{DM} = nI_{SM} = \frac{nV_i D}{f_s L_m} \quad (2.33)$$

Como $v_1 = -nv_2 = -nV_o$, a tensão sobre a chave é dada pela Equação 2.34.

$$v_s = V_i + nV_o \quad (2.34)$$

2.3.1.3 Terceira etapa $(D + D_1)T < t \leq T$

Durante esta etapa tanto a chave quanto o diodo estão bloqueados, logo apenas há corrente circulando do capacitor de saída para a carga.

A tensão sobre a chave é dada pela Equação 2.35 e a tensão sobre o diodo é dada pela Equação 2.36.

$$v_s = V_i \quad (2.35)$$

$$v_d = -V_o \quad (2.36)$$

2.3.1.4 Ganho estático em DCM

A componente média da corrente de entrada (I_1) é igual à componente média da corrente que passa pela chave (I_s). Desta forma, tem-se que

$$I_1 = I_s = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{V_1}{L_m} dt = \frac{D^2 V_i}{2f_s L_m} \quad (2.37)$$

Sendo assim, a potência média de entrada pode ser descrita pela Equação 2.38.

$$P_i = V_i I_i = \frac{D^2 V_i^2}{2f_s L_m} \quad (2.38)$$

Considerando que a potência de entrada é igual à potência de saída e que esta pode ser descrita pela Equação 2.39, o ganho estático do Flyback em DCM, representado pela Equação 2.40, é obtido igualando-se a Equação 2.38 e a Equação 2.39, onde R_L é a resistência equivalente da carga.

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (2.39)$$

$$M_{VDC} = D \sqrt{\frac{R_L}{2f_s L_m}} \quad (2.40)$$

2.3.1.5 Cálculo da indutância magnetizante máxima para DCM

Dadas certas características de operação do Flyback e da carga, é possível encontrar um valor máximo de indutância magnetizante que garanta a operação do conversor em condução descontínua. Este valor é importante, pois a passagem indesejada de um modo de condução para outro pode acarretar num mal funcionamento do circuito de controle.

O tempo de desmagnetização da indutância magnetizante (t_d) pode ser obtido a partir da corrente média do secundário do trafo durante a segunda etapa de operação. Logo, este tempo pode ser dado pela Equação 2.41, onde T_s é o período de chaveamento do conversor.

$$t_d = \frac{2I_o T_s}{nI_{SM}} \quad (2.41)$$

No ponto crítico a corrente da indutância de magnetização chega a zero exatamente quando $t = T$. Neste caso $t_d = (1 - D)T_s$, obtendo-se a Equação 2.42.

$$(1 - D)T = \frac{2I_o T_s}{nI_{SM}} \quad (2.42)$$

Substituindo a Equação 2.27 na Equação 2.42, obtém-se a Equação 2.43.

$$L_{M_{crit}} = \frac{n(1 - D)DT_s V_i}{2I_o} \quad (2.43)$$

A partir da tensão média na indutância magnetizante é possível obter o ganho estático do Flyback em CCM, que é dado pela Equação 2.44.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{n(1 - D)} \quad (2.44)$$

Como os ganhos em DCM e em CCM são equivalentes na condução crítica, o valor da indutância crítica pode ser obtida substituindo a Equação 2.44 na Equação 2.43.

$$L_{M_{crit}} = \frac{n^2(1 - D)^2 V_o}{2I_o f_s} = \frac{n^2(1 - D)^2 R_L}{2f_s} \quad (2.45)$$

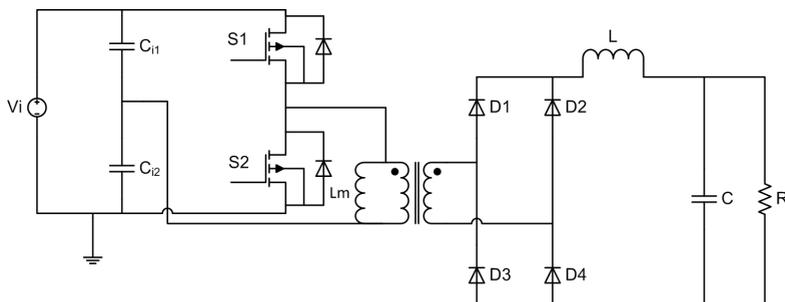
2.4 Conversor em Meia Ponte CC-CC

A estrutura do conversor Meia Ponte CC-CC, ilustrada na Figura 2.10, é um conversor derivado do conversor Buck com isolamento entre os estágios de entrada e saída via transformador. No primário do elemento magnético tem-se um inversor Meia Ponte e no secundário um retificador de onda completa, que pode ser implementado com ponto médio ou com uma ponte retificadora. O primeiro geralmente é utilizado quando se trabalha com tensões baixas, pois o esforço de tensão sobre os diodos, neste caso, é igual à razão entre a tensão de entrada e a relação de espiras do transformador, enquanto que no retificador a quatro diodos esse esforço é dado pela razão entre a metade da tensão de entrada e a relação de espiras. No entanto, o fato de se ter dois diodos conduzindo na ponte retificadora pode fazer com que a queda de tensão dos mesmos

seja significativo caso a tensão de saída seja baixa, fazendo com que essa estrutura seja mais utilizada em aplicações que trabalhem com tensões mais elevadas, que é o caso da aplicação para a qual o conversor será desenvolvido neste trabalho.

Na saída da estrutura retificadora o conversor Meia Ponte CC-CC possui um filtro LC que tem como finalidade proporcionar uma tensão com baixa ondulação para a carga. O indutor é o elemento armazenador de energia magnética e possui uma corrente com uma componente CC (nível médio) e uma componente CA (ondulação sobre o nível médio). Esta ondulação, causada pela ação do retificador, possui uma frequência duas vezes maior do que a frequência de chaveamento do conversor e o capacitor atua como uma baixa impedância para esta componente, permitindo que apenas a componente média da corrente chegue até a carga.

Figura 2.10: Conversor em Meia Ponte CC-CC



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O transformador utilizado no conversor Meia Ponte CC-CC não é utilizado para armazenar energia, desta forma sua indutância magnetizante deve ser a mais alta possível para reduzir a corrente de magnetização, de maneira que esta não seja significativa em relação à corrente do primário. Além disso, a presença da estrutura inversora faz com que sejam utilizados os quatro quadrantes da curva de histerese do núcleo, permitindo que o mesmo seja usado de forma mais eficiente e possa ter

dimensões mais reduzidas em relação aos conversores que utilizam a densidade de fluxo magnético em apenas um sentido.

Os transistores formadores da parte inversora do conversor são dispostos em braço e devem ser acionados com um defasamento de 180° para que não haja corrente média no transformador, evitando sua saturação. Além disso, os comandos de acionamento das chaves devem ser gerados de forma que ambas nunca fechem ao mesmo tempo, pois isso geraria um curto circuito de braço provavelmente destrutivo para os semicondutores. Sendo assim, a razão cíclica máxima deste conversor deve ser um pouco menor do que 0,5. Outro detalhe importante é que o *source* do transistor superior do braço flutua em relação à referência do estágio de entrada. Desta forma é necessário um circuito de comando isolado para promover o correto acionamento da chave. Geralmente esse isolamento é feito através de um transformador de pulso e é aplicado também na chave inferior para que haja isolamento completo entre os estágios de entrada e saída do conversor quando se utiliza alguma forma de controle no mesmo.

2.4.1 Análise qualitativa do Meia Ponte CC-CC em CCM

A seguir será feita a análise qualitativa do conversor Meia Ponte CC-CC em condução contínua utilizando-se como base o método proposto por Kazimierczuk (2008). Considera-se que o par RC presente na saída do conversor tenha o comportamento de uma fonte de tensão praticamente constante (V_o) e que o conversor já esteja em regime permanente.

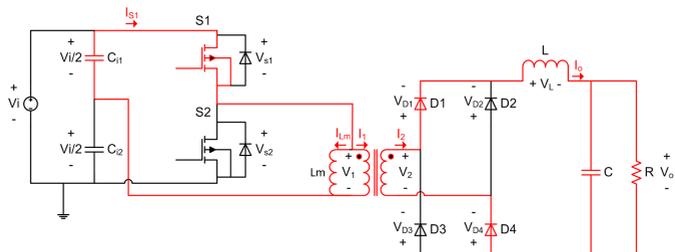
Em condução contínua (CCM) o conversor Meia Ponte CC-CC apresenta quatro etapas de operação. Inicialmente, no tempo $t = 0$ a corrente na indutância magnetizante do transformador é constante e negativa e a chave S1 é fechada. Neste instante metade da tensão de entrada é aplicada sobre a indutância magnetizante e sobre o primário do transformador. Essa tensão é refletida para o secundário via relação de espiras e, por ser mais elevada que a tensão de saída, faz com que o par

de diodos D1 e D4 conduzam e seja aplicada uma tensão positiva sobre o indutor, fazendo com que a corrente sobre o mesmo cresça a partir de sua condição inicial de forma linear com a inclinação dada por $\frac{V_i - V_o}{L}$ até $t = DT_s$. Durante este período a corrente da indutância magnetizante também cresce linearmente a partir de sua condição inicial, porém com a inclinação dada por $\frac{V_i}{2L_m}$, fazendo com que ela passe de um valor negativo para um valor positivo, invertendo o sentido da densidade de fluxo magnético no núcleo.

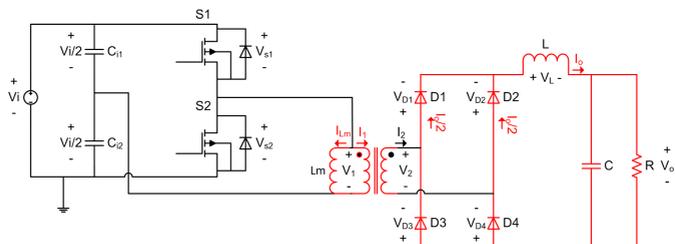
No tempo $t = DT_s$ a chave S1 abre e a chave S2 também se mantém aberta até $t = \frac{T_s}{2}$. Quando ocorre a abertura da chave S1, interrompe-se o fornecimento de corrente do capacitor de entrada para a indutância magnetizante, que tenta manter esta corrente criando uma diferença de potencial de sentido oposto à tensão que era aplicada sobre a mesma na etapa anterior. Esta diferença de potencial oposta é refletida para o secundário e cresce rapidamente até que os diodos D2 e D3 entrem em condução. Como a corrente do indutor ainda circula pelos diodos D1 e D4, estes se mantêm em condução em conjunto com D2 e D3, criando um circuito de roda livre, onde a tensão sobre o indutor se torna $-V_o$ e sua corrente decresce linearmente a partir de seu valor máximo com uma inclinação dada por $-\frac{V_o}{L}$. Neste momento, cada braço da ponte retificadora conduz metade da corrente do indutor de saída e a tensão sobre o secundário do transformador é zero, fazendo com que a corrente que circula pela indutância magnetizante se mantenha constante.

A partir do tempo $t = \frac{T_s}{2}$ os fenômenos mencionados anteriormente se repetem de forma análoga, sendo que neste caso a chave S1 se mantém aberta e a chave S2 é comandada a comutar. A Figura 2.11 e Figura 2.12 mostram os circuitos equivalentes de cada etapa e as principais formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor Meia Ponte CC-CC, onde V_{gs1} e V_{gs2} são os sinais de comando das chaves S1 e S2, respectivamente.

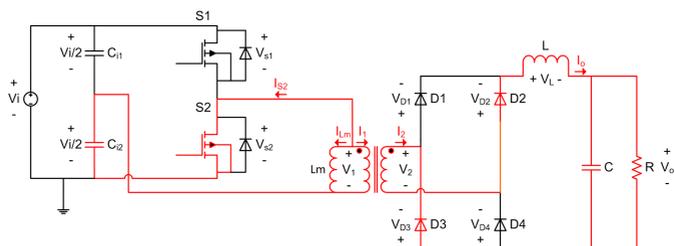
Figura 2.11: Etapas de operação do conversor Meia Ponte CC-CC



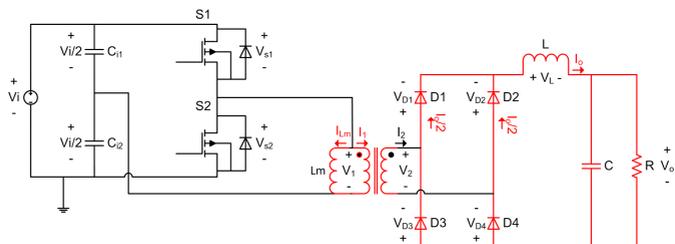
(a) Etapa 1



(b) Etapa 2



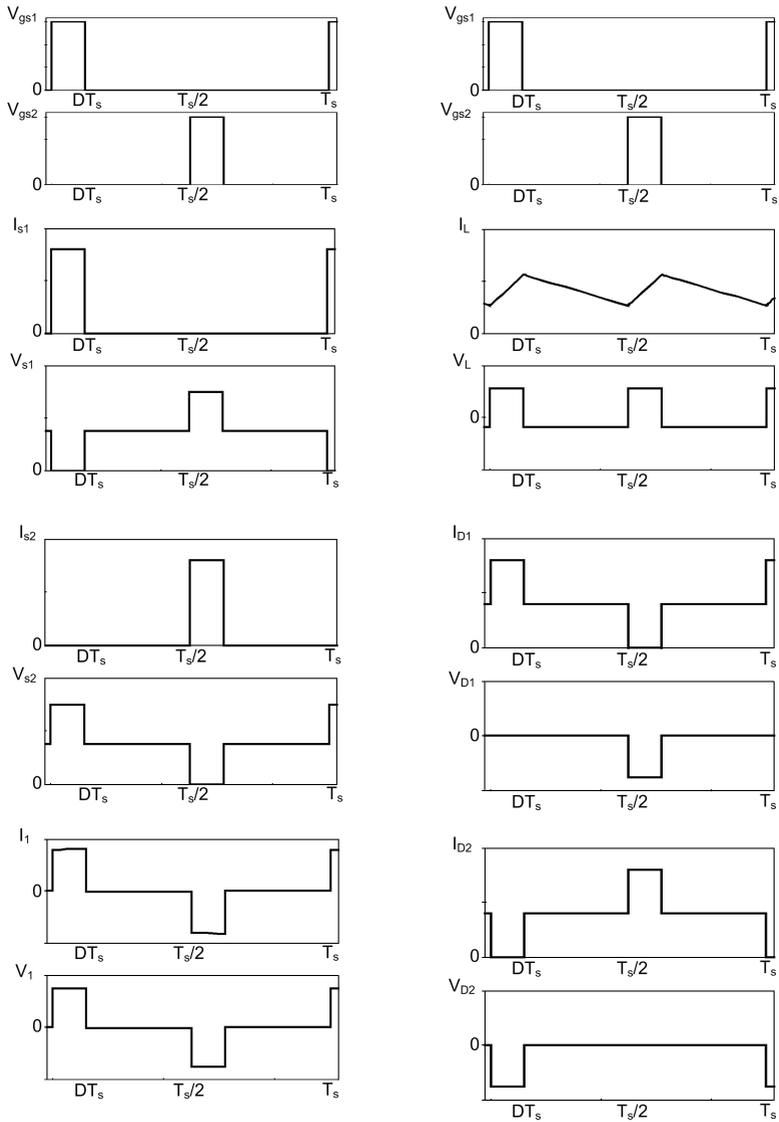
(c) Etapa 3



(d) Etapa 4

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 2.12: Formas de onda do conversor Meia Ponte CC-CC



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

2.4.1.1 Primeira etapa $0 < t \leq DT_s$

Durante esta etapa a chave S1 está fechada, a chave S2 está aberta e apenas os diodos D1 e D4 estão conduzindo. A tensão através do primário do transformador e de sua indutância magnetizante é

$$v_1 = v_{L_m} = \frac{V_i}{2} \quad (2.46)$$

Assim, a tensão V_{ds} sobre a chave S2 é

$$V_{dsS2} = \frac{V_i}{2} + v_1 = V_i \quad (2.47)$$

Sabendo que $V_L = L \frac{di_L}{dt}$, tem-se que a corrente na indutância magnetizante é

$$i_{L_m} = \frac{1}{L_m} \int_0^t v_{L_m} dt + i_{L_m}(0) = \frac{V_i}{2L_m} t + i_{L_m} \quad (2.48)$$

onde i_{L_m} é a corrente inicial negativa através da indutância magnetizante no momento $t = 0$. Desta forma,

$$\Delta i_{L_m} = i_{L_m}(DT_s) - i_{L_m}(0) = \frac{DV_i}{2f_s L_m} \quad (2.49)$$

$$i_{L_m}(0) = -\frac{\Delta i_{L_m}}{2} = -\frac{DV_i}{4f_s L_m} \quad (2.50)$$

$$i_{L_m}(DT_s) = \frac{\Delta i_{L_m}}{2} = \frac{DV_i}{4f_s L_m} \quad (2.51)$$

Logo,

$$i_{L_m}(t) = \frac{V_i}{2L_m} t - \frac{DV_i}{4f_s L_m} \quad (2.52)$$

A tensão no secundário do transformador é dada por

$$v_2 = \frac{v_1}{n} = \frac{V_i}{2n} \quad (2.53)$$

onde $n = \frac{N_p}{N_s}$.

Desta forma, a tensão sobre os diodos D2 e D3 é

$$v_{D_2} = v_{D_3} = -\frac{V_i}{2n} \quad (2.54)$$

A tensão sobre o indutor de saída é

$$v_L = \frac{V_i}{2n} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.55)$$

A partir da Equação 2.55, tem-se a corrente no indutor de saída

$$i_L = i_2 = i_{D_1} = i_{D_4} = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt + i_L(0) = \frac{\frac{V_i}{2n} - V_o}{L} t + i_L(0) \quad (2.56)$$

onde $i_L(0)$ é a corrente inicial que passa pelo indutor de saída no instante $t = 0$. A corrente deste indutor é máxima no tempo $t = DT_s$, logo

$$\Delta i_L = i_L(DT_s) - i_L(0) = \frac{\frac{V_i}{2n} - V_o}{L} DT_s = \frac{\frac{V_i}{2n} - V_o}{f_s L} D \quad (2.57)$$

Como a corrente no secundário do transformador, durante esta etapa, é igual à corrente no indutor, tem-se que as correntes no primário e na chave S1 são dadas pela Equação 2.58 e Equação 2.59, respectivamente.

$$i_1 = \frac{i_2}{n} = \frac{\frac{V_i}{2n} - V_o}{nL} t + \frac{i_L(0)}{n} \quad (2.58)$$

$$i_{S1} = i_1 + i_{L_m} = \frac{\frac{V_i}{2n} - V_o}{nL} t + \frac{i_L(0)}{n} + \frac{V_i}{2L_m} t - \frac{DV_i}{4f_s L_m} \quad (2.59)$$

2.4.1.2 Segunda etapa $DT_s < t \leq \frac{T_s}{2}$

Neste intervalo as duas chaves estão abertas e os quatro diodos da ponte retificadora estão conduzindo, caracterizando um circuito de roda livre no estágio de saída do conversor. Desta forma, considerando que as chaves apresentam resistência de bloqueio R_{dsoff} iguais, a tensão do barramento de entrada se divide igualmente entre elas

$$v_{S1} = v_{S2} = \frac{V_i}{2} \quad (2.60)$$

Conseqüentemente, a tensão sobre o primário do transformador e sobre a indutância magnetizante é nula, fazendo com que a corrente que circula pela mesma se mantenha constante até a próxima etapa com o valor dado pela Equação 2.61.

$$i_{L_m} = -i_1 = i_{L_m}(DT_s) = \frac{V_i D}{4f_s L_m} \quad (2.61)$$

Como a corrente de magnetização do transformador é constante, não há variação de fluxo magnético no núcleo do mesmo, fazendo com que a tensão e a corrente no secundário sejam nulas.

A tensão sobre o indutor de saída é

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.62)$$

Logo, a corrente que circula pelo indutor é

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_D T_s^t v_L dt + i_L(DT_s) = -\frac{V_o}{L}(t - DT_s) + i_L(DT_s) \quad (2.63)$$

A corrente que circula por cada braço da ponte retificadora é igual à metade da corrente do indutor de saída (i_L), considerando que a ponte retificadora é equilibrada.

2.4.1.3 Terceira etapa $\frac{T_s}{2} < t \leq \frac{T_s}{2} + DT_s$

Durante este período a chave S1 está aberta, a chave S2 fechada, os diodos D1 e D4 bloqueados e os diodos D2 e D3 em condução. Esta etapa é muito semelhante à primeira, se distinguindo pela tensão negativa que é aplicada ao primário do transformador e à indutância magnetizante.

$$v_1 = v_{L_m} = -\frac{V_i}{2} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (2.64)$$

Sendo assim, a corrente que circula pela indutância magnetizante é descrita da seguinte forma

$$i_{L_m} = \frac{1}{L_m} \int_{\frac{T_s}{2}}^t v_{L_m} dt + i_{L_m}\left(\frac{T_s}{2}\right) = -\frac{V_i}{2L_m}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + \frac{V_i D}{4f_s L_m} \quad (2.65)$$

Por meio da Equação 2.65 pode-se notar que a corrente da indutância magnetizante decresce linearmente a partir de seu valor constante da etapa anterior.

A tensão sobre a chave S1 é

$$v_{S1} = V_i \quad (2.66)$$

A tensão sobre o secundário do transformador e sobre os diodos D1 e D4 é

$$v_2 = v_{D1} = v_{D4} = \frac{v_1}{n} = -\frac{V_i}{2n} \quad (2.67)$$

A tensão e a corrente do indutor de saída tem o mesmo comportamento da primeira etapa e, conseqüentemente, assumem os mesmos valores obtidos na Subseção 2.4.1.1. Um detalhe importante é que, neste caso, as correntes no secundário e no primário do transformador são negativas, porém possuem o mesmo módulo em relação à primeira etapa.

A corrente na chave S2 é a soma da corrente do primário do transformador com a corrente da indutância magnetizante, apresentando o mesmo comportamento da corrente na chave S1 obtido na primeira etapa.

2.4.1.4 Quarta etapa $\frac{T_s}{2} + DT_s < t \leq T_s$

Durante este intervalo de tempo as duas chaves estão abertas e todos os diodos da ponte retificadora estão em condução, criando um circuito de roda livre no estágio de saída do conversor. Neste caso o circuito se comporta de forma similar à segunda etapa, devendo-se atentar para o fato de que, durante a quarta etapa, a corrente da indutância de magnetização do transformador é constante e negativa.

$$i_{L_m} = -\frac{V_i D}{4f_s L_m} \quad (2.68)$$

2.4.1.5 Esforços de corrente sobre os semicondutores

Analisando as formas de onda apresentadas na Figura 2.12, verifica-se que as correntes média e eficaz que circulam por cada chave podem ser calculadas pela Equação 2.69 e pela Equação 2.70, respectivamente.

$$I_{smed} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{I_o}{n} dt = \frac{I_o D}{n} \quad (2.69)$$

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_o}{n}\right)^2 dt} = \frac{I_o \sqrt{D}}{n} \quad (2.70)$$

Analisando as formas de onda apresentadas na Figura 2.12, verifica-se que as correntes média e eficaz que circulam por cada diodo podem ser calculadas pela Equação 2.71 e pela Equação 2.72, respectivamente.

$$I_{smed} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} I_o dt + 2 \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \frac{I_o}{2} dt \right] = \frac{I_o}{2} \quad (2.71)$$

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (I_o)^2 dt + 2 \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 dt \right]} = \frac{I_o \sqrt{2D+1}}{2} \quad (2.72)$$

2.4.1.6 Ganho estático em CCM

O ganho estático do conversor Meia Ponte CC-CC em condução contínua pode ser obtido a partir do cálculo da tensão média no indutor de saída da estrutura. Sabendo que, em regime permanente, esta tensão é nula e que se repete numa frequência duas vezes maior do que a frequência de chaveamento do circuito, tem-se

$$V_{Lmed} = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(\frac{V_i}{2n} - V_o\right) dt + \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} -V_o dt \right] = 0 \quad (2.73)$$

$$\frac{2}{T_s} \left(\frac{V_i DT_s}{2n} - \frac{V_o T_s}{2} \right) = 0 \quad (2.74)$$

Logo, o ganho estático do conversor é

$$M_{vdc} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{n} \quad (2.75)$$

Considerando o rendimento do conversor (η) unitário, tem-se que

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = \frac{M_{vdc} I_o}{I_i} = 1 \quad (2.76)$$

Logo, o ganho estático de corrente é

$$M_{idc} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{M_{vdc}} = \frac{n}{D} \quad (2.77)$$

Considerando que o conversor não possui rendimento unitário, tem-se

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = M_{vdc} M_{idc} = M_{vdc} \frac{n}{D} \quad (2.78)$$

Desta forma, o ganho estático de tensão do conversor considerando o rendimento do mesmo é

$$M_{vdc} = \frac{D\eta}{n} \quad (2.79)$$

2.4.1.7 Capacitores do barramento de entrada

A estrutura do conversor Meia Ponte CC-CC apresenta na sua entrada dois capacitores com um ponto médio em comum que dividem a tensão do barramento de entrada igualmente entre si. Esses capacitores devem ser grandes o suficiente para manter uma tensão com baixa ondulação sobre o primário do transformador enquanto o conversor está fornecendo a energia exigida pela carga, de forma que este "enxergue" uma tensão constante na entrada.

Sabendo que cada capacitor está fornecendo energia para a carga enquanto sua respectiva chave fica em condução durante o tempo $t = DT_s$, pode-se partir da Equação 2.80 para encontrar a capacitância mínima que cada capacitor deve ter para que haja uma queda nas suas

respectivas tensões de no máximo 5% das suas tensões médias.

$$i_C = C \frac{dV}{dt} \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.80)$$

Durante o período $t = DT_s$ um dos capacitores aplica metade da tensão de barramento sobre o primário do transformador e deve fornecer a corrente que circula pelo mesmo, que é a corrente consumida pela carga refletida pela relação de espiras n . Considerando que a corrente na saída do conversor é praticamente constante e significativamente maior do que a corrente de magnetização do transformador, a Equação 2.80 pode ser reescrita da seguinte maneira

$$\frac{I_o}{n} = C \cdot \frac{0,05 \cdot V_i}{2DT_s} \quad (2.81)$$

Isolando a capacitância na Equação 2.81, obtém-se a Equação 2.82, que fornece a capacitância mínima para atender os requisitos desejados.

$$C_{bmin} = \frac{2I_{omax}D_{max}}{n0,05V_{inmin}f_s} \quad (2.82)$$

2.4.2 Modelagem do conversor Meia Ponte CC-CC em CCM

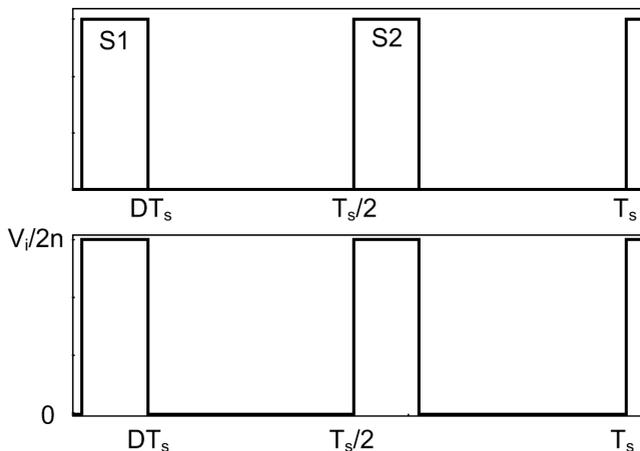
A método de modelagem do conversor Meia Ponte CC-CC em condução contínua desenvolvido neste trabalho segue um procedimento semelhante à modelagem do conversor Buck também em condução contínua apresentada por Batschauer (2012, p.75).

Uma forma simples e eficiente de se modelar o conversor Meia Ponte CC-CC em CCM é através da utilização do conceito de valor médio instantâneo, que é definido como o valor médio de uma determinada grandeza dentro de um período de chaveamento. Esta metodologia é válida para se ter conhecimento do comportamento do conversor em baixa frequência, pois ela considera que o período de chaveamento é muito mais rápido do que a dinâmica do próprio conversor e acaba desprezando os efeitos de alta frequência da comutação ao utilizar o valor médio para modelar a estrutura.

Seja a Figura 2.13, onde a forma de onda superior mostra os pulsos de comando de cada chave e a inferior apresenta a tensão na entrada do filtro LC do conversor Meia Ponte CC-CC. A tensão média instantânea neste ponto é

$$V_{LCmed} = \frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{V_i}{2n} dt = \frac{V_i D}{n} \tag{2.83}$$

Figura 2.13: Formas de onda do comando das chaves (superior) e da tensão na entrada do filtro LC do conversor (inferior)



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

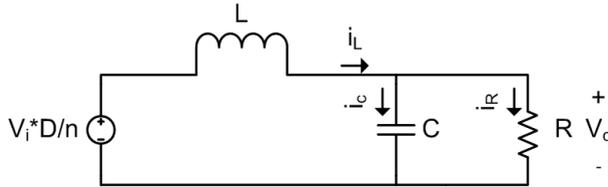
Desta forma, o modelo via valor médio do estágio de saída do conversor Meia Ponte CC-CC em CCM é dado pelo circuito da Figura 2.14.

Da Figura 2.14, tem-se que

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) \tag{2.84}$$

Neste caso as correntes no capacitor e na resistência podem ser

Figura 2.14: Representação via valor médio do estágio de saída do conversor Meia Ponte CC-CC em CCM



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

reescritas da seguinte forma

$$i_C(t) = C \frac{dv_o}{dt} \quad (2.85)$$

$$i_R(t) = \frac{v_o(t)}{R} \quad (2.86)$$

Substituindo a Equação 2.85 e a Equação 2.86 na Equação 2.84, tem-se

$$i_L(t) = C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} \quad (2.87)$$

Para que seja encontrada uma planta linear da estrutura aplica-se uma pequena perturbação na variável de entrada, o que gera uma pequena variação na variável de saída. Essas perturbações são realizadas em torno de um ponto de operação, fazendo com que a planta obtida, que naturalmente não é linear, seja linear nessa estreita faixa de variação e permitindo que as técnicas de controle lineares possam ser aplicadas ao conversor. Nota-se que deve ser respeitada a limitação de linearidade do modelo, já que a planta não será válida caso grandes perturbações sejam impostas na variável de entrada considerada.

Aplicando um pequena perturbação em $v_o(t)$ e $i_L(t)$

$$v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (2.88)$$

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (2.89)$$

onde

$$|V_o| \gg |v_o(t)|$$

$$|I_L| \gg |i_L(t)|$$

Substituindo a Equação 2.88 e a Equação 2.89 na Equação 2.87

$$I_L + i_L(t) = C \frac{d(V_o + v_o(t))}{dt} + \frac{V_o + v_o(t)}{R} \quad (2.90)$$

Separando os termos CC da Equação 2.90, tem-se

$$I_L = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} = \frac{V_o}{R} \quad (2.91)$$

A Equação 2.91 indica que, em regime permanente, a corrente média que circula pelo indutor de saída é igual à razão da tensão de saída pela resistência de saída, como já era esperado.

Separando os termos CA da Equação 2.90, tem-se

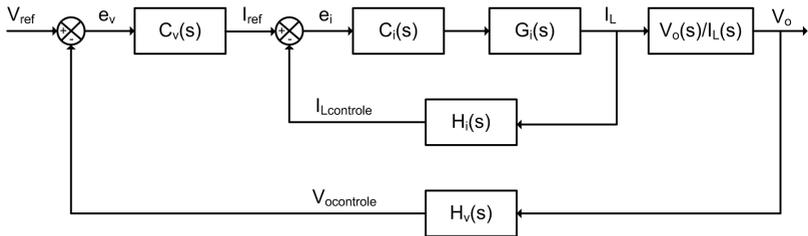
$$i_L(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} \quad (2.92)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação 2.92 e reorganizando a equação, tem-se

$$\frac{V(s)}{I_L(s)} = \frac{V(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} \quad (2.93)$$

A Equação 2.93 é a função de transferência da tensão de saída do conversor (V_o) pela corrente que circula pelo indutor (I_L). Esta planta é utilizada quando se deseja realizar o controle da tensão de saída em conjunto com uma malha interna de corrente, promovendo também o controle da corrente de saída da estrutura. A malha interna (corrente) deve ser mais rápida do que a externa (tensão) para que esta possa enxergar um sinal constante na sua entrada. A Figura 2.15 apresenta um diagrama de blocos da estrutura de controle descrita neste parágrafo.

Figura 2.15: Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizando a planta $\frac{V_o(s)}{I_L(s)}$

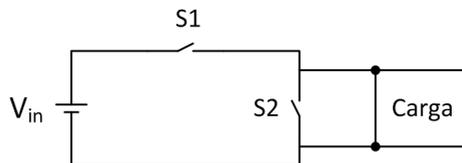


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

2.5 Gerador de pulsos

O gerador de pulsos é um circuito de potência utilizado para transformar uma tensão CC de entrada em pulsos de tensão na saída. A Figura 2.16 mostra uma estrutura simples que desempenha esta função.

Figura 2.16: Gerador de pulsos



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

As chaves S1 e S2 são complementares, ou seja, enquanto uma está fechada a outra deve estar obrigatoriamente aberta para evitar que ocorra um curto circuito de braço. Quando S1 está fechada a tensão de entrada é aplicada sobre a chave S2 e sobre a carga. Quando S2 está fechada a tensão sobre a carga é zero e a chave S1 deve suportar a tensão de entrada. Desta forma, na saída se obtém pulsos quadrados cuja tensão média depende da tensão de entrada, da largura dos pulsos

e do período de chaveamento.

Como já mencionado, o curto circuito de braço deve ser evitado para que não haja sobrecorrente sobre os semicondutores. Portanto, na prática o circuito de comando duplo que é utilizado para acionar e bloquear as chaves deve proporcionar um tempo morto entre as comutações, gerando um instante em que ambos os transistores estão bloqueados antes que uma das chaves seja comandada a conduzir. Este tempo morto deve ser o mais breve possível para que não influencie na razão cíclica do gerador de pulsos.

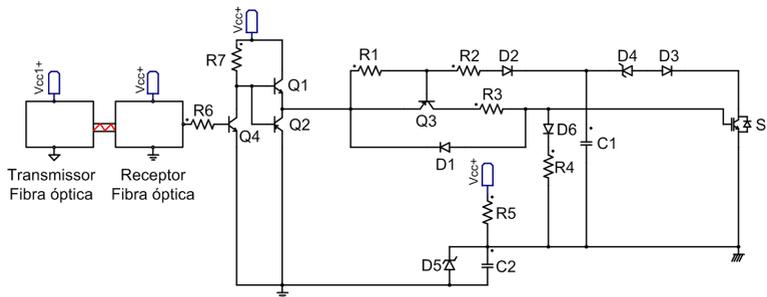
Como a tensão no ponto médio entre as duas chaves flutua, podendo atingir a tensão de saída do conversor CC-CC, os circuitos de comando de cada um dos IGBT's devem ser isolados e, como será mencionado no final da Capítulo 4, os sinais de comando podem ser enviados via fibra óptica para garantir um bom funcionamento do circuito de comando para todas as razões cíclicas necessárias com a isolação adequada.

Segundo Keiser (2014, p.74) as fibras ópticas de plástico utilizadas atualmente são compostas por núcleo de polimetilmetacrilato, que apresenta uma rigidez dielétrica de aproximadamente 17 kV/mm . Sendo assim, apenas alguns milímetros dessa fibra já seria necessário para garantir o isolamento mínimo adequado entre o circuito que envia o sinal de comando para as chaves do gerador de pulsos e o circuito de comando do mesmo.

A Figura 2.17 mostra a estrutura do circuito de comando utilizado para controlar o chaveamento dos transistores do gerador de pulsos. O sinal de corrente que é fornecido pelo receptor da fibra óptica deve ser amplificado através de um transistor, permitindo a polarização de Q1 caso esta corrente seja positiva e a polarização de Q2 caso negativa. Considerando Q1 polarizado, a fonte V_{cc} irá fornecer uma corrente que circulará inicialmente por R1, R2, D2 e C1, de forma que o transistor Q3 se polarize e permita que a tensão $15V - V_{D5}$ seja aplicada no gate-emissor do IGBT, que entrará em condução. O resistor R3 irá limitar o pico de corrente necessário para carregar as capacitâncias de entrada da chave de potência

e colocá-la em condução. Depois de devidamente carregado, a tensão em C1 será grampeada pela tensão $V_{D4} + V_{D3} + V_{CE_{sat}}$ e a corrente de polarização de Q3 passa a circular por D4 e D3, que também atuam como circuito de proteção de sobrecorrente junto de C1, de forma que este último segue o crescimento da tensão V_{ce} do IGBT caso a corrente de coletor do mesmo aumente demasiadamente, forçando a redução da corrente de polarização de Q3 e, conseqüentemente, seu bloqueio, abrindo também a chave de potência.

Figura 2.17: Circuito de comando utilizado para os IGBT's do gerador de pulsos



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Caso Q2 esteja polarizado, o transistor Q3 abre e o capacitor C2, que possui sua tensão grampeada pelo zener D5, fornece uma tensão negativa sobre o gate-emissor do IGBT e energia para descarregar a capacitância de entrada do mesmo, cuja corrente circulará pelo diodo D1. Isso garante o bloqueio da chave de potência com tensão negativa, que é importante para evitar que a mesma passe a conduzir de forma indesejada devido à descarga da capacitância de saída do outro IGBT que compõe o gerador de pulsos, que será comandado a conduzir de forma complementar.

O zener D4 permite que a detecção do curto circuito no IGBT seja feita com baixos valores de V_{CE} . A especificação do seu valor pode ser feita através da malha que envolve V_{in} , Q1, R1, R2, D2, D4, D3, V_{CE}

e D5, como mostra a Equação 2.94.

$$V_{in} - V_{Q1} - V_{R1} - V_{R2} - V_{D2} - V_{D4} - V_{D3} - V_{CEsat} - V_{D5} = 0 \quad (2.94)$$

Considerando que as quedas nos diodos e nas junções V_{BE} dos transistores de sinal são iguais a 0,7 V, que $V_{Q3sat} \approx 0$ e que a tensão coletor-emissor máxima do IGBT, que ocorre na maior sobrecorrente desejada, surge quando Q3 está no limiar entre a saturação e a região linear, tem-se que

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{V_{in} - 0,7 - 0,7 - V_{D5}}{R3 + R4} \quad (2.95)$$

Desta forma a Equação 2.94 pode ser reescrita da seguinte forma

$$V_{D4} = V_{in} - 2,8 - R2 \left(\frac{0,7}{R1} + \frac{V_{in} - 1,4 - V_{D5}}{\beta_3(R3 + R4)} \right) - V_{CEsat} - V_{D5} \quad (2.96)$$

O capacitor C1 deve ser especificado de forma que sua tensão não atinja o valor de V_{GEon} antes que a tensão coletor-emissor do IGBT chegue ao seu valor de saturação. Caso essa condição não seja respeitada a corrente de polarização de Q3 irá se reduzir e o IGBT irá bloquear novamente. Sendo assim, considerando que a corrente no coletor de Q3 é igual à corrente de pico de gate I_{Gpk} da chave de potência e de valor constante durante a comutação, pode-se encontrar a corrente de base de Q3 (I_{BQ3}) através do seu ganho de corrente β e estimar C1 através da Equação 2.97, onde t_{com} é o tempo de duração do pulso de corrente I_{Gpk} e $V_{C1}(0)$ é a tensão inicial de C1, que pode ser dada pela soma da tensão de D4, da tensão de D3 e da tensão emissor-coletor de operação nominal do IGBT.

$$C1 \approx \frac{I_{BQ3}t_{com}}{(0,8V_{GEon}) - V_{CE}(0)} \quad (2.97)$$

O capacitor C3 é um componente eletrolítico que deve ser projetado para que tenha energia suficiente para garantir a descarga da capacitância de entrada do IGBT e garanta uma tensão negativa durante

todo o bloqueio da chave. Seu valor pode ser obtido através da Equação 2.98, onde $E_{IGBT_{on}}$ é a energia absorvida pelo IGBT para que entre em condução.

$$C3 > \frac{2E_{IGBT_{on}}}{V_{Z3}^2} \quad (2.98)$$

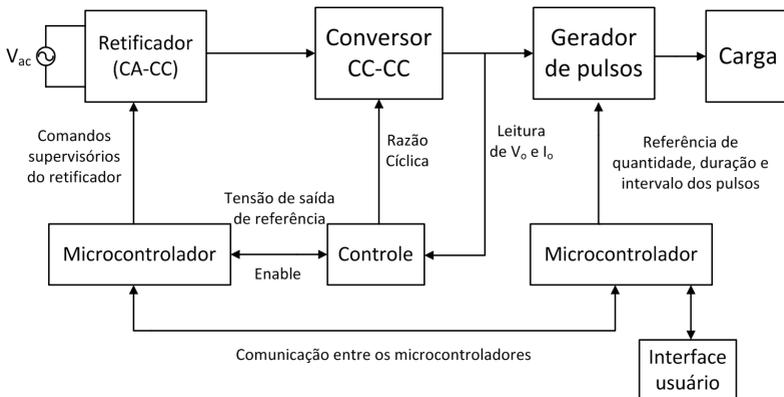
3 HIPÓTESE

No capítulo 2 foram apresentadas importantes características sobre os métodos de transferência transdérmica de medicamentos, onde se verifica que estes apresentam diversas vantagens em relação aos métodos comuns (oral e intravenoso), podendo melhorar de forma muito contundente a eficiência do tratamento de determinados tipos de doenças.

A eletroporação é um método que tem sido utilizado para aprimorar o tratamento de alguns tipos de tumores através da eletroquimioterapia. No entanto, muitos comportamentos celulares observados experimentalmente ainda necessitam de estudos mais aprofundados para que possam ser bem compreendidos e essa estratégia de cura possa se tornar cada vez mais segura, controlada e eficiente.

Para fins de pesquisa sobre o comportamento celular a partir da aplicação de pulsos elétricos sobre a pele, este trabalho considera a possibilidade de se implementar um sistema de potência de um eletroporador utilizando um conversor CC-CC estruturalmente simples. O dispositivo deve ser alimentado a partir da rede elétrica de forma monofásica e possibilitar a aplicação de pulsos retangulares de quantidade, duração e magnitude de tensão controláveis, necessitando, portanto, de um retificador de entrada e um gerador de pulsos na saída. O diagrama de blocos da Figura 3.1 apresenta simplificada a estrutura do sistema que será estudado. As especificações mais detalhadas do sistema são apresentadas no Capítulo 4.

Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de potência



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

4 DISCUSSÃO

Como já citado na Subseção 2.1.2, a eletroporação é um procedimento que pode ser realizado a partir da variação de vários parâmetros, isto é, os pulsos aplicados podem ser alterados em relação a nível de tensão, forma de onda, largura, quantidade e intervalo entre pulsos. Como ainda existem muitas dúvidas em relação ao verdadeiro comportamento dos tecidos, e das células que os compõem, quando são submetidos a diferentes pulsos de campo elétrico, deseja-se desenvolver um protótipo de um eletroporador que seja capaz de fornecer as condições adequadas para a realização de estudos mais profundos das consequências da eletroporação para as estruturas formadoras dos tecidos biológicos.

Para que uma ampla gama de estudos seja feita, é interessante que o eletroporador seja capaz de produzir diferentes configurações de pulsos de tensão. Desta forma, através de uma interface gráfica o usuário deve ter a liberdade para escolher qual será o nível de tensão do pulso, quanto tempo este irá durar (largura do pulso), quantos pulsos serão aplicados na carga (número de pulsos) e qual será o intervalo de tempo entre a aplicação de dois pulsos seguidos (razão cíclica), podendo criar distintas condições para a verificação do comportamento das células alvo. A partir da análise do manual do eletroporador comercial ECM 830, da BTX[®], e do eletroporador Cliniporator, da IGEA[®], cria-se uma referência de comparação em relação às características elétricas de dois produtos já lançados no mercado. Os eletroporadores são mostrados na Figura 4.1 e na Figura 4.2, respectivamente. A Tabela 4.1 e a Tabela 4.2 mostram os principais parâmetros do ECM 830 e do Cliniporator, respectivamente. Ambos os eletroporadores garantem uma precisão de amplitude do pulso de $\pm 5\%$ com uma forma de onda retangular.

Analisando a Tabela 4.1 e a Tabela 4.2, nota-se que o ECM 380, apesar das pequenas dimensões e baixo peso, trabalha com um intervalo grande de tensões de saída e com uma potência alta se comparado com

Tabela 4.1: Características eletroporador ECM 830

Tensão de entrada	100 a 240 V
	50 a 60 Hz
	Monofásico
Potência de entrada	Pulso: 500 W
	Ocioso: 150W
Dimensões	31,75 x 3,12 x 13,97 cm (C x A x L)
Peso	6,8 Kg
Tensão do pulso	5 a 500 V (<i>Low Voltage Mode</i>)
	505 a 3000 V (<i>High Voltage Mode</i>)
Largura do pulso	10 μ s a 10 s (<i>Low Voltage Mode</i>)
	10 μ s a 600 μ s (<i>High Voltage Mode</i>)
Intervalo entre pulsos	100 ms a 10 s
Número de pulsos	1 a 99 pulsos
Limite de corrente	500 A em 100 μ s

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Tabela 4.2: Características eletroporador Cliniporator

Tensão de entrada	115 a 230 V
	50 a 60 Hz
	Monofásico
Potência de entrada	160 VA
Dimensões	53 x 147 x 43 cm (C x A x L)
Peso	49 Kg
Tensão do pulso	20 a 200 V (<i>Low Voltage Mode</i>)
	100 a 1000 V (<i>High Voltage Mode</i>)
Largura do pulso	1 ms a 200 ms (<i>Low Voltage Mode</i>)
	50 μ s a 1000 μ s (<i>High Voltage Mode</i>)
Intervalo entre pulsos	1 ms a 2000 ms
Número de pulsos	1 a 10 pulsos
Limite de corrente	5 A (<i>Low Voltage Mode</i>)
	20 A (<i>High Voltage Mode</i>)

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 4.1: Eletroporador ECM 830



Fonte:

www.btxonline.com/ecm-830-square-wave-electroporation-system/

Figura 4.2: Eletroporador Cliniporator



Fonte: www.igeamedical.com/oncology/cliniporator/synthesis-chemistry-and-physics-fight-cancer

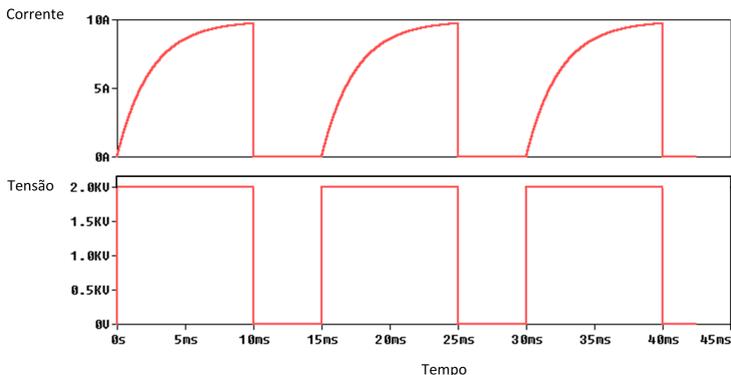
o Cliniporator. No entanto, ele apresenta restrições importantes quanto à largura do pulso quando trabalha no modo de alta tensão. Além disso, o intervalo mínimo entre pulsos de 100 ms é alto, o que facilita na manutenção da baixa variação da amplitude da tensão do pulso. O eletroporador Cliniporator apresenta características elétricas mais simples, no entanto ainda possui uma grande variação da amplitude da tensão de saída, apesar de a tensão máxima ser três vezes menor do que a do ECM 380. O intervalo mínimo entre pulsos do Cliniporator de 1 ms é interessante, pois permite o fornecimento de pulsos curtos com potência média relativamente elevada.

Sabe-se que a impedância dos tecidos biológicos nos quais a eletroporação é realizada decresce ao longo do tempo, enquanto o pulso é aplicado. A Figura 4.3 mostra uma aproximação de como é a corrente neste tipo de carga durante a aplicação de um pulso de tensão. Estima-se, via experimentos já realizados, que para um pulso de tensão retangular com valor $V_{pk} = 2\text{ kV}$ e de duração de 10 ms , a corrente na carga alcance um valor de pico $I_{pk} = 10\text{ A}$. No entanto, para a execução de uma eletroporação eficiente, o tempo de intervalo entre pulsos é relativamente grande em relação à largura do pulso, de forma que a potência média fornecida pelo eletroporador para o tecido é baixa (cerca de 90 W), apesar de a potência instantânea ser alta. O modelo da carga é apresentado em detalhe mais adiante.

A partir dos dados apresentados é possível definir as características elétricas do protótipo do eletroporador, de forma a possibilitar uma continuidade no trabalho por meio da busca de soluções que atendam os requisitos estabelecidos. A Tabela 4.3 mostra as características definidas para o protótipo.

Com os requisitos da aplicação definidos, pode-se estudar um sistema de potência que seja capaz de suprir as características desejadas. Esse sistema pode ser constituído de um retificador, um conversor CC-CC isolado e um inversor que seja capaz de gerar os pulsos retangulares de tensão na saída.

Figura 4.3: Forma de onda na carga durante a eletroporação



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Tabela 4.3: Características elétricas do protótipo

Tensão de entrada	220 V
	60 Hz
	Monofásico
Potência média de saída	90 W
Tensão do pulso	200 a 1000 V (Baixa Tensão)
	1000 a 2000 V (Alta Tensão)
Largura do pulso	10 μ s a 10 ms
Intervalo entre pulsos	1 ms mínimo
Número de pulsos	1 a 10 pulsos
Limite de corrente do pulso	10 A
Forma de onda	Pulsos retangulares
Varição da tensão durante o pulso	5%

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Um retificador interessante para a aplicação é o retificador em ponte completa com filtro capacitivo e dobrador de tensão. Este retificador é capaz de fornecer em sua saída uma tensão com baixa ondulação adequada para se acoplar no estágio de entrada de um conversor CC-

CC. Além disso, o dobrador de tensão faz com que o retificador possa apresentar na sua saída aproximadamente 300 V ou 600 V , possibilitando o estabelecimento do ganho do conversor CC-CC num nível razoável quando se exige uma tensão muito alta na saída deste. No entanto, um cuidado importante deve ser tomado em relação a este tipo de retificador. Os capacitores de filtro da saída devem sofrer uma pré-carga inicial a fim de reduzir picos de corrente sobre os semicondutores da ponte retificadora. Esta inicialização pode ser feita por meio de um resistor e um relé, como explicado na Subseção 2.2.2.

A aplicação em questão exige uma ampla variação da tensão de saída, variando entre 200 V e 2 kV . Como esta tensão pode ser maior ou menor do que a tensão de entrada, que é dada pela saída do retificador, o conversor CC-CC deve ser abaixador e elevador e de preferência isolado, garantindo uma maior segurança ao usuário, já que se trabalhará com altos níveis de tensão e energia. Além disso, sabe-se que a potência média consumida pela carga é baixa, cerca de 90 W . Portanto, intuitivamente se opta por um conversor simples, que processe baixa potência, como um Flyback ou um Meia Ponte. Deve-se atentar principalmente para as tensões que serão aplicadas sobre os semicondutores, já que a presença de 2 kV na saída do conversor pode limitar a utilização de determinada topologia.

Apesar de a potência média consumida pela carga ser baixa, instantaneamente a mesma consumirá valores altos de potência, podendo chegar a 20 kW . Sendo assim, independente da topologia escolhida para o conversor CC-CC, deve-se projetar na saída do mesmo um banco de capacitores armazenador capaz de fornecer a energia consumida pela carga sem que a tensão de saída sofra uma queda maior do que 5% de seu valor nominal durante a aplicação do pulso.

Deve-se analisar as interações entre indutâncias e capacitâncias parasitas de maior ordem presentes no circuito de potência, que geralmente se fazem presentes no transformador da estrutura e nos semicondutores. Devido a esses componentes parasitas torna-se importante o

estudo de circuitos de *snubber* adequados para eliminar possíveis problemas de sobretensão e oscilação na topologia escolhida. Além disso, deve-se criar uma estratégia de isolamento que garanta o bom funcionamento do sistema para a implementação dos circuitos de comando, controle e interface, já que mais de uma referência de tensão (terra) se fará presente no conversor.

O conversor deverá operar em malha fechada, de forma que se garanta na saída do mesmo o nível de tensão e corrente desejado para a aplicação dos pulsos. O controle deste pode ser realizado analógicamente, utilizando-se circuitos integrados comerciais que apresentam, além da base para a implementação do sistema de controle (oscilador, gerador de rampa, gerador de PWM, amplificadores operacionais internos), estruturas de proteção (proteção de sobrecorrente, *soft start*, proteção de subtensão) que auxiliam no bom funcionamento do conversor.

Quanto ao gerador de pulsos, a Seção 2.5 apresenta uma possível solução para o problema. É uma estrutura simples, porém deve ser analisada com cuidado devido ao nível de tensão e as variações de razão cíclica com o qual ela trabalhará. Nota-se que o ponto entre as duas chaves flutua entre a tensão de referência da estrutura e a tensão que será aplicada à carga, a qual pode chegar a 2 kV . Desta forma os circuitos de comando que farão a comutação das chaves devem ser isolados e devem ser capazes de suportar uma tensão acima de 2 kV . A utilização de transformador de pulso se torna restrita devido a necessidade da desmagnetização de sua indutância magnetizante a cada período de chaveamento, o que pode limitar a razão cíclica máxima do gerador de pulsos. Existem circuitos de comando que utilizam transformadores de pulso que conseguem alcançar razões cíclicas altas, no entanto são mais complexos de serem implementados. Outra solução seria a utilização de optoacopladores, porém a relativamente baixa razão de rejeição de modo comum dos dispositivos comerciais pode tornar o circuito de comando muito susceptível a ruídos. Desta forma, uma opção viável seria a utilização de fibra óptica para realizar a comutação das chaves, atendendo aos

requisitos de isolamento, frequência de chaveamento, razão cíclica e razão de rejeição de modo comum.

Tendo definido as estruturas que irão compor o sistema de potência do protótipo do eletroporador, cada parte será simulada individualmente da forma mais próxima possível à realidade, se buscando a utilização de modelos numéricos de componentes reais e de componentes parasitas presentes no circuito, de forma a garantir uma análise adequada de cada uma das estruturas.

5 PROJETO DO ELETROPORADOR

Feita a análise teórica do processo da eletroporação e a obtenção das características elétricas do protótipo de eletroporador a partir do estudo de produtos comerciais, inicia-se, neste capítulo, o projeto de cada parte do sistema de potência deste protótipo, que pode ser dividido em: retificador, conversor CC-CC e gerador de pulsos. A seguir serão apresentados, de forma detalhada, os projetos de cada uma dessas estruturas.

5.1 Projeto do retificador

O conversor CA-CC que será responsável por fornecer uma tensão contínua com baixa ondulação para o conversor CC-CC do próximo estágio é o retificador de ponte completa com filtro capacitivo e dobrador de tensão, ilustrado na Figura 2.2. Considerando o fato de que a carga consome uma potência média máxima de 90 W e que há perdas de energia entre esta e o retificador, é importante projetar o mesmo para que tenha capacidade de processar uma potência acima da nominal. Desta forma, os requisitos de projeto para o retificador são apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Requisitos de projeto para o retificador com filtro capacitivo e dobrador de tensão

Tensão de pico de entrada (V_{in})	$220\sqrt{2} V$
Frequência (f)	60 Hz
Potência de saída (P_{in})	170 W
Ondulação de tensão (ΔV)	5%

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O retificador poderá operar tanto no modo dobrador de tensão (chave S fechada) quanto no modo convencional (chave S aberta), per-

mitindo uma regulação mais adequada do ganho do conversor CC-CC do próximo estágio. Em ambos os modos o retificador processará a mesma potência máxima (170 W) e a mesma energia, no entanto, como a tensão de saída no modo convencional é mais baixa do que no modo dobrador, a primeira necessita de uma capacitância de filtro mais elevada para manter a ondulação de tensão no nível desejado. Sendo assim, o projeto o capacitor do barramento CC foi feito para o caso do retificador em operação no modo convencional através o método proposto por Barbi (2006, p.391).

Considerando os parâmetros apresentados na Tabela 5.1, pode-se obter uma aproximação da tensão média de saída (V_o) através da média aritmética da tensão máxima e da tensão mínima sobre o capacitor.

$$V_o = \frac{V_{in} + \Delta V V_{in}}{2} = \frac{220\sqrt{2} + 0,95 \cdot 220\sqrt{2}}{2} = 303,35 \text{ V} \quad (5.1)$$

Tendo a tensão média de saída é possível encontrar a resistência de carga que consumirá a potência nominal do conversor no modo convencional.

$$R = \frac{V_o^2}{P_{in}} = \frac{303,35^2}{170} = 541,3 \text{ } \Omega \quad (5.2)$$

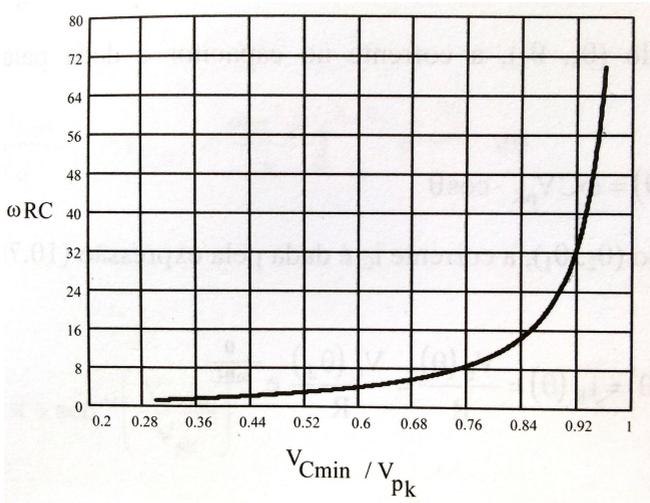
Através do ábaco apresentado na Figura 5.1, que mostra uma relação entre o produto ωRC e a razão entre a tensão mínima na saída do conversor e a tensão de pico da rede ($\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}} = \Delta V = 0,95$), é possível obter o valor da capacitância equivalente de saída do retificador, resultante da associação em série dos capacitores C_1 e C_2 .

$$C = \frac{56}{2\pi f R_o} = \frac{56}{2\pi 60 \cdot 541,3} = 274,4 \text{ } \mu F \quad (5.3)$$

Logo, tem-se que:

$$C_1 = C_2 = 2C = 548,8 \text{ } \mu F \quad (5.4)$$

Figura 5.1: Ábaco para obtenção do valor do capacitor de saída



Fonte: Barbi (2006, p.413)

Arredondando o valor da Equação 5.4 para um valor de capacitância comercial

$$C_1 = C_2 = 2C = 560 \mu F \quad (5.5)$$

Esses capacitores devem suportar a tensão de pico da rede na qual o retificador é conectado (311V), sendo assim deve-se utilizar capacitores de 400 V ou 450 V.

Continuando o projeto considerando o retificador atuando no modo convencional, através da Equação 5.6 e da Equação 5.7 calcula-se a corrente de pico que circulará pelos diodos, lembrando que o valor real desta corrente é o dobro do resultado fornecido pela Equação 2.8.

$$t_c = \frac{\arccos(\Delta V)}{2\pi f} = \frac{\arccos(0,95)}{2\pi 60} = 842,4 \mu s \quad (5.6)$$

$$I_p = \frac{C(V_{in} - \Delta V V_{in})}{t_c} = \frac{280\mu(220\sqrt{2} - 0,95 \cdot 220\sqrt{2})}{842,4\mu} = 5,17 \text{ A} \quad (5.7)$$

Logo,

$$I_{preal} = 2 \cdot 5,17 = 10,34 \text{ A} \quad (5.8)$$

A corrente eficaz que circula pelo capacitor equivalente é dada pela Equação 5.10, onde

$$I_{ef} = I_p \sqrt{2t_c f - (2t_c f)^2} \quad (5.9)$$

$$I_{ef} = 5,17 \sqrt{2 \cdot 842,4\mu \cdot 60 - (2 \cdot 842,4\mu \cdot 60)^2} = 1,56 \text{ A}$$

A componente I_{2ef} é a corrente eficaz consumida pelo estágio CC-CC posterior ao retificador. Neste trabalho poderá ser verificado que a corrente presente no estágio de entrada do conversor CC-CC utilizado no projeto apresenta um valor eficaz máximo de 2,04 A quando o retificador opera no modo convencional e de 0,643 A quando opera no modo dobrador. Sendo assim, a corrente eficaz que circula pelo capacitor equivalente no modo de operação convencional do retificador é

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{ef}^2 + I_{2ef}^2} = \sqrt{1,56^2 + 2,04^2} = 2,565 \text{ A} \quad (5.10)$$

As correntes média e eficaz que circulam por cada diodo são dadas pela Equação 5.11 e pela Equação 5.12, respectivamente.

$$I_{dmed} = I_p t_c f = 5,17 \cdot 842,4\mu \cdot 60 = 0,261 \text{ A} \quad (5.11)$$

$$I_{ef} = I_p \sqrt{t_c f} = 5,17 \sqrt{842,4\mu \cdot 60} = 1,163 \text{ A} \quad (5.12)$$

Considera-se agora o retificador operando no modo dobrador de tensão. Neste caso as considerações são feitas para um dos capacitores que compõe o filtro capacitivo, porém elas podem ser estendidas para o outro, já que possuem a mesma capacitância e o mesmo princípio de funcionamento no retificador.

Isolando o termo $V_{C1_{min}}$ na Equação 2.22 pode-se especificar a tensão mínima sobre os capacitores C1 e C2.

$$V_{C1_{min}} = \sqrt{V_{in}^2 - \frac{P_{in}}{C1f}} = \sqrt{(220\sqrt{2})^2 - \frac{170}{560\mu \cdot 60}} \approx 303 \text{ V} \quad (5.13)$$

Substituindo a Equação 5.13 na Equação 5.14 encontra-se o valor mínimo aproximado da tensão de saída do retificador no modo dobrador.

$$V_{omin} = V_{C1_{min}} + \frac{V_{C1_{min}} + V_{in}}{2} \quad (5.14)$$

$$V_{omin} = 303 + \frac{303 + 220\sqrt{2}}{2} = 610 \text{ V}$$

A tensão máxima aproximada de saída do retificador no modo dobrador é dada pela Equação 5.15.

$$V_{omax} = V_{in} + \frac{V_{C1_{min}} + V_{in}}{2} \quad (5.15)$$

$$V_{omax} = 220\sqrt{2} + \frac{303 + 220\sqrt{2}}{2} = 618,2 \text{ V}$$

A partir da Equação 5.14 e da Equação 5.15 pode-se chegar a um valor aproximado da tensão média de saída do retificador no modo dobrador, dada pela Equação 5.16.

$$V_{od} = \frac{V_{omax} + V_{omin}}{2} = \frac{618,2 + 610}{2} = 614 \text{ V} \quad (5.16)$$

A Equação 5.17 em conjunto com a Equação 5.18 fornecem metade da corrente de pico que circulará por cada diodo.

$$t_{cd} = \frac{\arccos\left(\frac{V_{C1_{min}}}{V_{in}}\right)}{2\pi f} = \frac{\arccos\left(\frac{303}{220\sqrt{2}}\right)}{2\pi 60} = 608 \mu s \quad (5.17)$$

$$I_{pd} = \frac{C_1 (V_{in} - V_{C1_{min}})}{t_{cd}} = \frac{560\mu (220\sqrt{2} - 303)}{608\mu} = 7,49 \text{ A} \quad (5.18)$$

Logo, a corrente total que passará por cada diodo é

$$I_{pdreal} = 2 \cdot 6,27 = 15 \text{ A} \quad (5.19)$$

A corrente eficaz que circula por cada capacitor é dada pela Equação 5.22, onde

$$\begin{aligned} I_{C1ef} &= I_{pd} \sqrt{t_{cdf} - (t_{cdf})^2} \\ I_{C1ef} &= 7,49 \sqrt{608\mu \cdot 60 - (608\mu \cdot 60)^2} = 1,4 \text{ A} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Como já explicado anteriormente, o valor de I_{2ef} para o modo dobrador é

$$I_{2ef} = 0,58 \text{ A} \quad (5.21)$$

Logo

$$I_{C1efd} = \sqrt{I_{C1ef}^2 + I_{2ef}^2} = \sqrt{1,4^2 + 0,643^2} = 1,544 \text{ A} \quad (5.22)$$

As correntes média e eficaz que circulam por cada diodo no modo dobrador são dadas pela Equação 5.23 e pela Equação 5.24, respectivamente.

$$I_{dmedd} = I_{pd} t_{cdf} = 7,49 \cdot 608\mu \cdot 60 = 0,273 \text{ A} \quad (5.23)$$

$$I_{efd} = I_{pd} \sqrt{t_{cdf}} = 7,49 \sqrt{608\mu \cdot 60} = 1,43 \text{ A} \quad (5.24)$$

Comparando os valores obtidos para os dois modos de operação do retificador verifica-se que o caso mais crítico de corrente para os diodos da ponte ocorre no modo dobrador de tensão, onde os valores de pico e médio da mesma atingem seus valores máximos. Isso ocorre pelo fato de os capacitores terem sido projetados a partir do modo convencional, fazendo com que a capacitância fique um pouco mais elevada do que o necessário no modo dobrador e gere maiores picos de corrente. Deve-se atentar também para a corrente eficaz que circula pelos capacitores, cujo valor máximo ocorre no modo convencional, quando a corrente eficaz

consumida pelo estágio CC-CC seguinte é mais elevada. Utilizar capacitores que suportem essa corrente otimiza a vida útil do componente.

Para realizar a carga inicial dos capacitores pode-se colocar um resistor de pré-carga de 100Ω , o que limita a corrente de pico inicial em aproximadamente $3,1 A$, já que os capacitores se comportam como um curto circuito nesse instante. A maior constante de tempo (τ_{RC}) do circuito RC formado ocorre no modo dobrador, onde a capacitância é mais alta. Sendo assim, deve-se esperar um tempo razoavelmente maior do que essa constante de tempo para que os capacitores de saída adquiram uma tensão próxima da tensão da rede e não ocorra um pico de corrente muito elevado quando o resistor de pré-carga é curto circuitado pelo relé. Geralmente o relé é acionado num tempo maior do que cinco vezes a constante de tempo do circuito. Além disso, a pré carga deve ser realizada com o retificador a vazio para permitir que os capacitores se carreguem com tensão mais próxima da tensão da rede.

É importante verificar qual a potência média o resistor de pré-carga consegue processar sem que atinja sua temperatura limite de funcionamento. Quando os capacitores do retificador estão pouco carregados a potência instantânea dissipada pelo resistor possui o formato similar ao módulo de uma senóide quadrática ($|\text{sen}^2(\omega t)|$) com picos bem elevados e que vão sendo atenuados exponencialmente ao longo do tempo. No entanto, considerando a frequência da rede de $60 Hz$, esses picos são rápidos, apresentando pouca energia. Além disso, o resistor apresenta um transitório térmico de primeira ordem relativamente lento quando um degrau de potência é aplicado sobre o mesmo. Sendo assim, o dimensionamento da potência da resistência de pré carga pode ser aproximada a partir da energia que é transferida para os capacitores de saída e do tempo em que o resistor estará presente no circuito.

Considerando a operação no modo dobrador, sabe-se que cada um dos capacitores é carregado com a energia dada pela Equação 5.25.

$$E_1 = E_2 = \frac{C_1 V_{in}^2}{2} = \frac{560\mu \cdot (220\sqrt{2})^2}{2} = 27,1 J \quad (5.25)$$

O resistor de pré carga processará a energia dos dois capacitores, logo, considerando que a energia seja constante ao longo de todo o período de pré carga e que esse período é de $t_{pc} = 44,6 \cdot \tau_{RC} = 53,2 \cdot 100 \cdot 560\mu = 2,5 \text{ s}$, a potência média dissipada pelo mesmo é dada pela Equação 5.26.

$$P_{pc} = \frac{2E_1}{t_{pc}} = \frac{2 \cdot 27,1}{2,5} = 21,7 \text{ W} \quad (5.26)$$

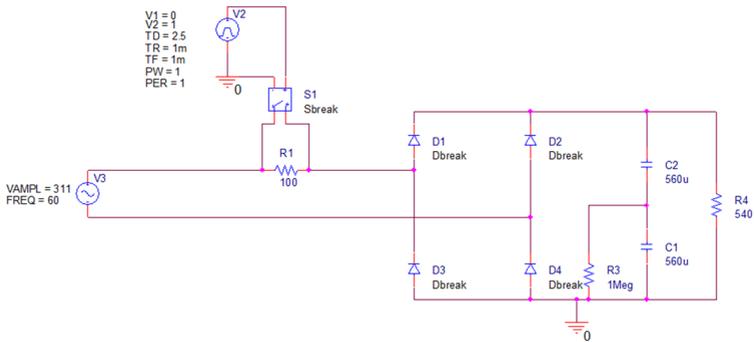
Desta forma o resistor de pré carga deve ser dimensionado de forma que seja capaz de dissipar a potência média obtida pela Equação 5.26 durante os 2,5 segundos.

5.2 Simulação do retificador

O retificador ponte completa com filtro capacitivo e dobrador de tensão projetado na Seção 5.1 foi simulado utilizando o *software* PSPICE[®]. A Figura 5.2 mostra o circuito utilizado para realizar a simulação do retificador tanto no modo convencional quanto no modo dobrador de tensão, sendo que neste último caso foi feita a devida conexão entre o ponto médio dos capacitores e o ponto médio da ponte retificadora e a alteração da resistência de carga para $2217,6 \Omega$ para consumir os 170 W nessa condição. Os diodos D1, D2, D3 e D4 possuem uma resistência de condução de $100 \text{ m}\Omega$ e uma queda de tensão de aproximadamente 1 V . A fonte de tensão e a chave S1 foram configuradas para simular aproximadamente o funcionamento de um relé de potência de 24 V que compõe o circuito de pré-carga, desta forma o tempo de subida do sinal da fonte foi colocado em 1 ms e a chave possui uma resistência de condução de $50 \text{ m}\Omega$.

Primeiramente considera-se o retificador atuando no modo convencional. A Figura 5.3 mostra, na forma de onda superior, as correntes que circulam pelos diodos e, na forma de onda inferior, a tensão de saída do retificador, em regime permanente. Os picos de corrente apresentaram um valor de aproximadamente $8,66 \text{ A}$, um pouco abaixo do projetado devido a algumas não idealidades presentes no circuito simulado como

Figura 5.2: Circuito retificador simulado



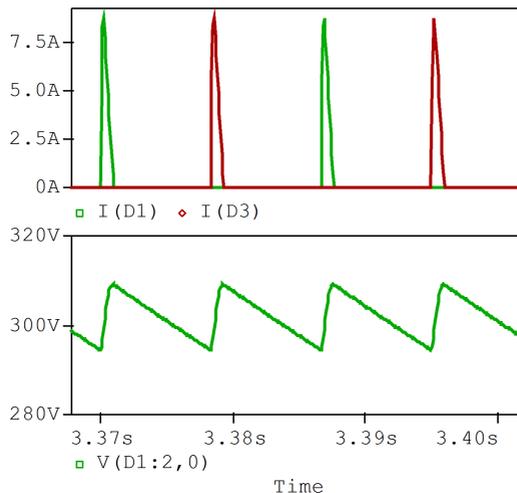
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

quedas de tensão nos diodos e as suas resistências de condução, que influenciaram também no tempo de condução dos mesmos (t_c), que ficou em torno de 1 ms . Pelos mesmos motivos citados houve uma pequena queda no valor médio da tensão de saída, que ficou em torno de $301,9\text{ V}$, sendo que a ondulação da mesma ficou em aproximadamente 5% . Na prática deve haver uma atenuação um pouco maior desses valores de tensão e corrente devido a presença da impedância da rede de alimentação.

Pelo fato de as correntes nos diodos não serem exatamente triangulares, a corrente média fornecida pela simulação que circula por cada um deles ficou um pouco acima do calculado, porém bem próxima, em torno de 283 mA .

A utilização do circuito da Figura 5.2 não é adequada para analisar o resultado da simulação para a corrente eficaz que circula pelos capacitores, pois a carga do retificador não é apenas uma resistência, mas sim um conversor, desta forma a corrente eficaz consumida pela carga, na prática, será distinta daquela calculada na simulação. Essa consideração vale para ambos os modos de operação.

Figura 5.3: Correntes nos diodos (gráfico superior) e tensão na saída (gráfico inferior) do retificador no modo convencional

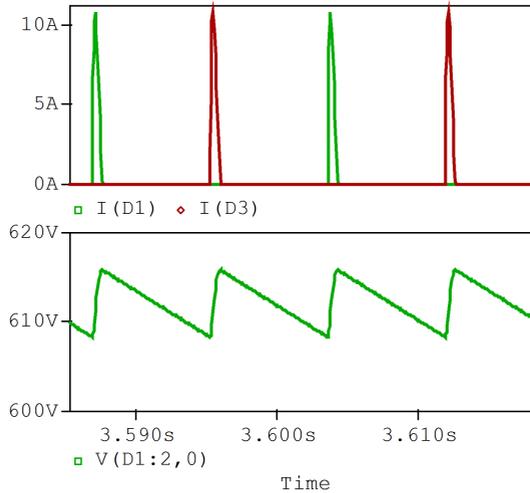


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Considera-se agora o retificador operando no modo dobrador de tensão. A Figura 5.4 mostra, na forma de onda superior, as correntes que circulam pelos diodos e, na forma de onda inferior, a tensão de saída do retificador, em regime permanente. Os picos de corrente apresentaram um valor de aproximadamente $10,13 A$, um pouco abaixo do projetado devido às não idealidades já comentadas na operação no modo convencional, que influenciaram também no tempo de condução dos diodos (t_{cd}), que ficou em torno de $700 \mu s$. Pelos mesmos motivos houve uma pequena queda no valor médio da tensão de saída, que ficou em torno de $612 V$, sendo que a ondulação da mesma ficou em aproximadamente $1,2\%$. Como esperado, a ondulação de tensão no modo dobrador ficou abaixo dos 5% especificados devido ao sobredimensionamento dos capacitores, que foram projetados para permitirem esta ondulação mínima

de 5% no modo convencional de operação.

Figura 5.4: Correntes nos diodos (gráfico superior) e tensão na saída (gráfico inferior) do retificador no modo dobrador de tensão

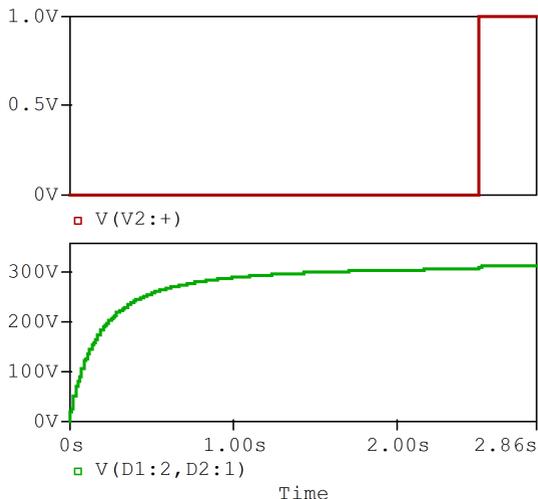


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A corrente média fornecida pela simulação que circula por cada diodo é de 277 mA , próxima à calculada.

A simulação do circuito de pré-carga foi realizada com o retificador operando no modo dobrador, que é o caso crítico para essa operação, e sem carga na saída. A Figura 5.5 mostra, na forma de onda inferior, a dinâmica de energização de um dos capacitores de saída do retificador com o circuito de pré-carga, sendo que o outro capacitor segue o mesmo comportamento. Na forma de onda superior da mesma figura está a atuação do relé $2,5\text{ s}$ após a inicialização da carga. Nota-se que quando o resistor é retirado do circuito a tensão no capacitor já está bem próxima de 307 V , que é sua tensão média nominal de operação.

Figura 5.5: Atuação do relé (gráfico superior) e tensão em um dos capacitores de saída (gráfico inferior) do retificador no modo dobrador de tensão durante a pré-carga

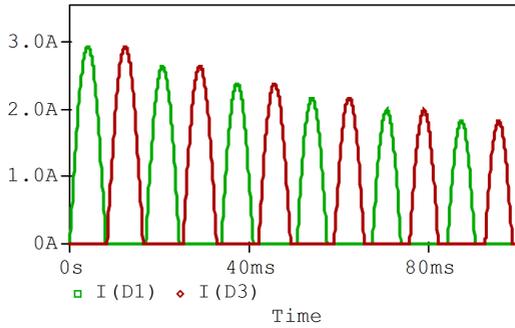


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A Figura 5.6 mostra as correntes nos diodos D1 e D3 na partida do circuito, quando o resistor de pré-carga está ativo. Percebe-se que o pico da corrente inicial ficou próximo de 3 A como desejado e que esses picos vão decrescendo à medida que os capacitores de saída são carregados. Já a Figura 5.7 apresenta o pico de corrente que circula pelos diodos da ponte quando o relé é comandado a fechar em $t = 2,5$ s. Este pico de corrente é ainda mais elevado do que o da carga inicial, por isso que se deve garantir que os capacitores estejam bem carregados antes de retirar o resistor do circuito.

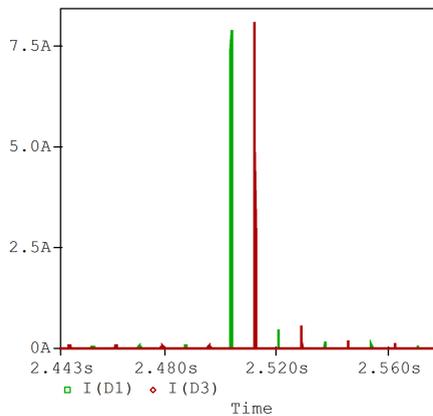
O comportamento da potência média no resistor de pré-carga é mostrado na Figura 5.8. Inicialmente esta potência é bem elevada, no

Figura 5.6: Correntes em nos diodos D1 e D3 na partida do circuito de pré-carga



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

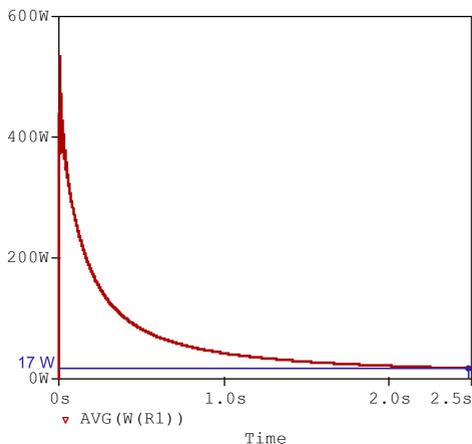
Figura 5.7: Pico de corrente que circula pelos diodos D1 e D3 durante o fechamento do relé



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

entanto em 2,5 s ela assume o valor de 17 W, que é próximo do calculado na Seção 5.1.

Figura 5.8: Evolução da potência média dissipada pelo resistor de pré-carga até a atuação do relé



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

5.3 Projeto do conversor CC-CC

O conversor CC-CC é a estrutura intermediária do sistema, sendo responsável por processar a energia proveniente do retificador e fornecer os níveis de tensão e corrente necessários para o gerador de pulsos, de forma que os requisitos de tensão e potência estabelecidos para o eletroporador sejam atendidos adequadamente.

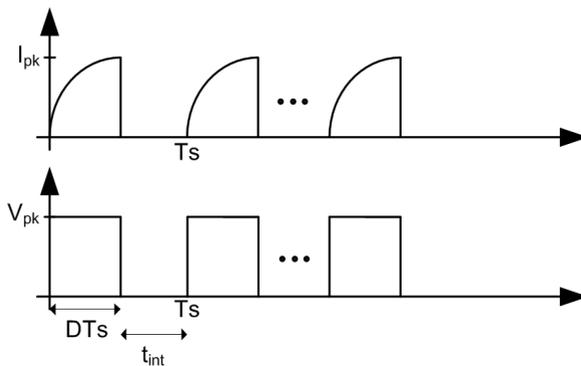
Nesta seção serão apresentados os projetos de dois conversores CC-CC isolados, o Flyback e o conversor Meia Ponte, com o intuito de verificar quais as limitações de cada um deles e qual é a melhor opção para atender os requisitos de projeto. Além disso, inicialmente será feita uma análise um pouco mais detalhada do comportamento da carga para que seja possível realizar o dimensionamento do elemento armazenador

de energia responsável por fornecer a potência instantânea exigida pela carga mantendo a ondulação da tensão de saída abaixo de 5% da tensão nominal aplicada à mesma.

5.3.1 Análise da carga e projeto do elemento armazenador de energia

Como mostrado no Capítulo 4, estudos práticos mostram que quando uma tensão pulsada e retangular é aplicada a um tecido biológico, a corrente consumida pela carga apresenta um formato similar ao ilustrado pela Figura 5.9, onde para uma tensão de 2 kV aplicada durante 10 ms tem-se um pico de corrente de 10 A . Simplificadamente pode-se dizer que esta corrente apresenta uma forma similar à corrente de carga de um circuito RL, o que permite o uso do circuito mostrado na Figura 5.10 para modelar o comportamento da carga do sistema.

Figura 5.9: Formas de onda de corrente e tensão da carga

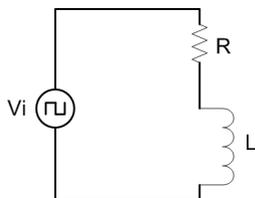


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A corrente de carga de um circuito RL é dada por (Equação 5.27).

$$I = \frac{V_{pk}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{RL}}}\right) \quad (5.27)$$

Figura 5.10: Modelo elétrico da carga



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Onde τ_{RL} é a constante de tempo do circuito ($\tau_{RL} = \frac{L}{R}$) e a corrente máxima na carga é $I_{pk} = \frac{V_{pk}}{R}$.

A partir da tensão e corrente de pico na carga é possível obter a resistência da mesma:

$$R = \frac{V_{pk}}{I_{pk}} = \frac{2000}{10} = 200\Omega \quad (5.28)$$

Deseja-se que a corrente na carga seja aproximadamente 98% da corrente máxima no instante $t = DT_s$. Tem-se que $I \approx 0,98I_{pk}$ quando $t = 4\tau_{RL}$, logo:

$$4\tau_{RL} = DT_s$$

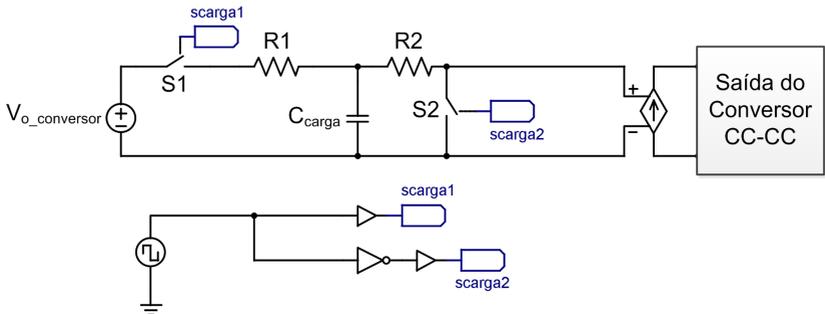
$$L = \frac{D \cdot T_s \cdot R}{4} = \frac{10m \cdot 200}{4} = 0,5 H \quad (5.29)$$

Considerando que a aplicação de um pulso de tensão retangular com um valor diferente de 2 kV gere um pico de corrente proporcional a essa variação de tensão, os valores de R e L obtidos são constantes e podem ser utilizados para todas as possíveis características de pulsos estabelecidas nos requisitos do projeto do eletroporador.

Sabe-se que a corrente que circula por um circuito RL, após ter sido feita a carga do indutor, não decresce instantaneamente quando a tensão de alimentação aplicada se anula. Essa queda da corrente é

exponencial, tendo um comportamento diferente da corrente consumida pela carga real quando a tensão do pulso vai de seu valor nominal para zero. Desta forma, para fins de simulação, a corrente real pode ser obtida através do circuito da Figura 5.11, onde a carga do capacitor C_{carga} é feita pelo resistor R1 e a descarga pelo resistor R2. O circuito formado por R1 e C é ativado quando S1 está fechada e S2 aberta e possui uma constante de tempo igual à constante de tempo do circuito RL, de forma que a tensão no capacitor seja equivalente à corrente da carga quando o pulso é aplicado sobre ela. Quando o pulso deixa de ser aplicado, S1 abre e S2 fecha, desta forma a tensão sobre o capacitor decresce rapidamente, já que R2 deve ser uma resistência bem baixa. Utilizando uma fonte de corrente dependente da tensão aplicada sobre a chave S2 na saída do conversor CC-CC é possível reproduzir por completo o comportamento real da corrente consumida pela carga, sendo que a largura dos pulsos é ajustada através do tempo em que S1 conduz e o intervalo entre pulsos é definido pelo tempo em que S2 conduz.

Figura 5.11: Circuito para simulação da carga



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Feita a análise da carga, parte-se agora para o dimensionamento do banco de capacitores que fará o armazenamento de energia do sistema.

Considerando que a energia armazenada em um banco de capa-

citores é dada pela Equação 5.30 e entendendo-se que entre um pulso e outro a energia no banco de capacitores será reduzida por ΔE , pode-se escrever que a energia antes da aplicação de um pulso (E_i) deve ser igual a energia final (E_f) somada a energia entregue a carga, como mostra a Equação 5.31.

$$E = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V^2 \quad (5.30)$$

$$E_i = \Delta E + E_f \quad (5.31)$$

Ao substituir a Equação 5.30 na Equação 5.31 obtém-se:

$$\frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_{pk}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_f^2 + \Delta E \quad (5.32)$$

Rearranjando os termos:

$$C_o = \frac{2 \cdot \Delta E}{V_{pk}^2 (1 - \Delta V^2)} \quad (5.33)$$

onde $\Delta V = \frac{V_f}{V_{pk}}$.

Considerando os pulsos de tensão e corrente apresentados na Figura 5.9, a potência média consumida pela carga é dada por

$$P_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{pk} I_{pk} \left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right) dt \quad (5.34)$$

A energia entregue à carga durante o período T_s é

$$\Delta E = P_{med} T_s = \int_0^{DT_s} V_{pk} I_{pk} \left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right) dt \quad (5.35)$$

Substituindo a Equação 5.35 na Equação 5.33

$$C_o = \frac{2 \cdot \int_0^{DT_s} V_{pk} I_{pk} \left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right) dt}{V_{pk}^2 (1 - \Delta V^2)} \quad (5.36)$$

Sabendo que V_{pk} e I_{pk} são constantes para cada condição de operação e que $R = \frac{V_{pk}}{I_{pk}}$, essas duas grandezas podem ser colocadas para fora da integral e a Equação 5.36 pode ser reescrita da seguinte forma

$$C_o = \frac{2 \cdot \int_0^{DT_s} \left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right) dt}{R(1 - \Delta V^2)} \quad (5.37)$$

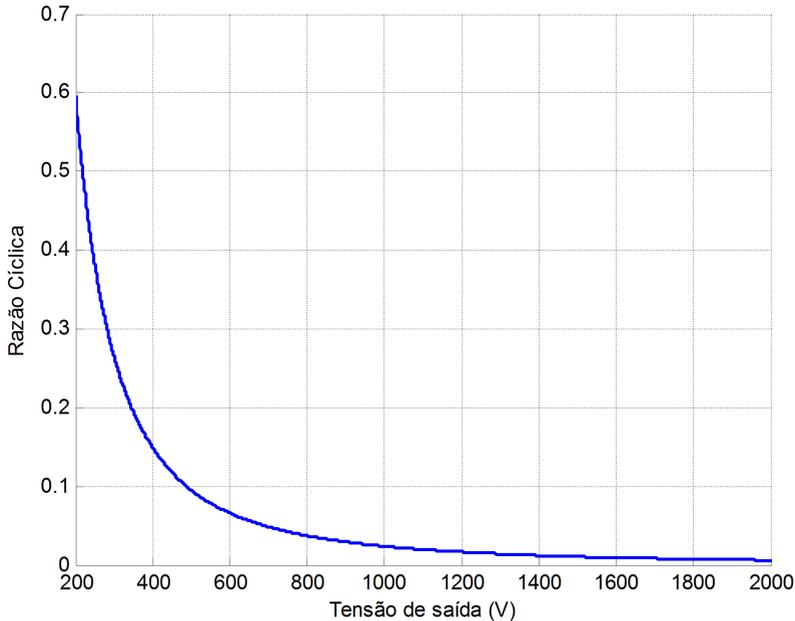
Analisando a Equação 5.37, verifica-se que o valor de capacitância do banco de capacitores varia apenas com a largura do pulso de tensão aplicado à carga (DT_s) e com a ondulação de tensão desejada durante cada pulso (ΔV), já que R e L são constantes. Sendo assim, o banco deve ser projetado para fornecer a máxima ondulação desejada ($\Delta V = 0,95$) quando há o maior consumo de energia feito pela carga ($DT_s = 10 \text{ ms}$).

$$C_o = \frac{2 \cdot \int_0^{10m} \left(1 - e^{-\frac{t \cdot 200}{0,5}}\right) dt}{200(1 - 0,95^2)} = 773,9 \mu F \approx 780 \mu F \quad (5.38)$$

De acordo com o resultado da Equação 5.38, podem ser utilizados cinco capacitores eletrolíticos de alumínio de $3900 \mu F$ e $500 V$ em série para garantir o requisito de ondulação de tensão desejado.

Sabendo que a potência média consumida pela carga é dada pela Equação 5.34, deve ser garantido que o tempo entre dois pulsos (t_{int}) possua um valor mínimo limitado pela seguinte condição: $P_{med} \leq 90 \text{ W}$. Desta forma o banco de capacitores consegue atingir a tensão adequada antes da aplicação do próximo pulso. Essa garantia pode ser feita no *software* de interface com o usuário, que também deve levar em consideração as seguintes restrições impostas pelos requisitos do sistema: máxima largura de pulso de 10 ms e tempo mínimo de intervalo entre dois pulsos de $100 \mu s$. O gráfico da Figura 5.12 mostra qual deve ser a razão cíclica máxima de operação do gerador de pulsos para cada nível de tensão possível de ser aplicado, considerando que cada pulso tem duração de 10 ms . Este gráfico muda de acordo com a variação desta duração.

Figura 5.12: Razão cíclica máxima para cada nível de tensão do pulso, considerando $DT_s = 10\text{ ms}$



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Feita a análise mais detalhada da carga, será mostrado a seguir o projeto realizado das duas topologias de conversores CC-CC que foram consideradas para a aplicação, o conversor Flyback operando em condução descontínua e o conversor Meia Ponte operando em condução contínua. Além disso são apresentadas as conclusões obtidas em relação aos dois projetos.

5.3.2 Projeto do Flyback

O projeto do conversor Flyback foi dividido em duas partes, uma considerando que o estágio retificador está operando no modo conven-

cional e a outra no modo dobrador. No primeiro caso, denominado de baixa tensão, a tensão de entrada do Flyback é de 303 V, como mostra a Equação 5.1, e a tensão de saída do mesmo varia de 200 V até 1 kV. No segundo caso, denominado de alta tensão, a tensão de entrada do conversor CC-CC é de 614 V, como mostra a Equação 5.16, e a tensão de saída do Flyback varia de 1 kV até 2 kV.

5.3.2.1 Projeto para baixa tensão

A Tabela 5.2 apresenta os parâmetros iniciais definidos para a realização do projeto do Flyback em condução descontínua operando no modo baixa tensão. A razão cíclica é limitada em 0,4 para evitar que o transformador sature.

Tabela 5.2: Parâmetros de entrada para o projeto do Flyback em baixa tensão

Tensão de entrada (V_i)	303 V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	200 V
Tensão de saída máxima (V_{omax})	1000 V
Frequência de chaveamento (fs)	80 kHz
Período do chaveamento (T_s)	12,5 μ s
Razão cíclica máxima (D_{max})	0,4
Potência de saída (P_o)	90 W
Rendimento (η)	0,8

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O ganho estático máximo (M_{max}) e mínimo (M_{min}) são definidos na Equação 5.39.

$$\begin{aligned}
 M_{max} &= \frac{V_{omax}}{V_i} = \frac{1000}{303} = 3,3 \\
 M_{min} &= \frac{V_{omin}}{V_i} = \frac{200}{303} = 0,66
 \end{aligned}
 \tag{5.39}$$

A partir da equação do ganho estático do Flyback em CCM, apresentado na Equação 2.44, é possível obter a relação de espiras do indutor

acoplado $n = \frac{N_p}{N_s}$ que permite que o conversor possua o ganho máximo exigido no modo de condução crítica, considerando a razão cíclica máxima estabelecida.

$$n = \frac{\eta D_{max}}{M_{max}(1 - D_{max})} = \frac{0,8 \cdot 0,4}{3,3 \cdot (1 - 0,4)} = 0,162 \quad (5.40)$$

O aumento do valor de n contribui para uma elevação no valor da indutância crítica, permitindo que haja uma melhor excursão da razão cíclica em condução descontínua. Logo a relação de espiras passa a ser definida pela Equação 5.41.

$$n = \frac{1}{3} = 0,333 \quad (5.41)$$

Esse aumento em n gera como consequência a redução da tensão sobre o diodo de saída. No entanto, eleva a tensão aplicada sobre a chave, o que limita um aumento maior do seu valor.

Com o novo valor da relação de espiras, recalcula-se as razões cíclicas necessárias para proporcionar os ganhos de tensão exigidos pela aplicação na condução crítica do conversor.

$$D_{max1} = \frac{nM_{max}}{\eta + nM_{max}} = \frac{0,333 \cdot 3,3}{0,8 + 0,333 \cdot 3,3} = 0,579$$

$$D_{max2} = \frac{nM_{min}}{\eta + nM_{min}} = \frac{0,333 \cdot 0,66}{0,8 + 0,333 \cdot 0,66} = 0,216 \quad (5.42)$$

Nota-se que a nova razão cíclica máxima associada ao maior ganho ficou mais elevada do que o limite imposto no início do projeto. No entanto, o conversor irá operar em condução descontínua, e será verificado logo adiante que a razão cíclica para este modo de operação ficará dentro do limite permitido.

Sabendo que as resistências de carga são dadas pela Equação 5.43, a indutância crítica pode ser calculada através da Equação 5.44. Nota-se que a menor indutância crítica é dada a partir dos valores obtidos através da menor tensão de saída, que é o caso onde será aplicada a menor tensão sobre a indutância magnetizante durante sua descarga e,

consequentemente, sua energia será entregue de forma mais lenta para a carga, o que define o pior caso para manter o conversor operando em condução descontínua.

$$\begin{aligned} RL_{max} &= \frac{V_{o\max}^2}{P_o} = \frac{1000^2}{90} = 11,11 \text{ k}\Omega \\ RL_{min} &= \frac{V_{o\min}^2}{P_o} = \frac{200^2}{90} = 444,4 \text{ }\Omega \end{aligned} \quad (5.43)$$

$$L_{crit} = \frac{n^2 RL_{min} (1 - D_{max2})^2}{2f_s} = \frac{0,333^2 \cdot 444,4 (1 - 0,216)^2}{2 \cdot 80000} \quad (5.44)$$

$$L_{crit} = 189,9 \text{ }\mu H$$

Para que o conversor opere em condução descontínua, toma-se um valor de indutância magnetizante menor do que a indutância crítica obtida na Equação 5.44.

$$L_m = 175 \text{ }\mu H \quad (5.45)$$

Com o novo valor da indutância magnetizante, dada pela Equação 5.45, calcula-se as razões cíclicas máximas de condução descontínua para os ganhos estáticos máximo e mínimo através da Equação 5.46.

$$\begin{aligned} D_{gmax1} &= M_{max} \sqrt{\frac{2L_m f_s}{\eta RL_{max}}} = 3,3 \sqrt{\frac{2 \cdot 175 \mu \cdot 80000}{0,8 \cdot 11110}} = 0,185 \\ D_{gmax2} &= M_{min} \sqrt{\frac{2L_m f_s}{\eta RL_{min}}} = 0,66 \sqrt{\frac{2 \cdot 175 \mu \cdot 80000}{0,8 \cdot 444,4}} = 0,185 \end{aligned} \quad (5.46)$$

Nota-se que as razões cíclicas máximas são iguais tanto para a tensão de saída máxima quanto para a mínima. Isso ocorre devido ao fato de que a potência de saída é a mesma para ambas as condições $\left(P_o = \frac{V_{o\max}^2}{RL_{max}} = \frac{V_{o\min}^2}{RL_{min}} = 90 \text{ W} \right)$.

Substituindo a Equação 2.27 na Equação 2.41 é possível obter a seguinte expressão para o tempo de desmagnetização do indutor

$$t_d = \frac{2I_o L_m}{nV_i D} = \frac{2V_o L_m}{nV_i D R} \quad (5.47)$$

Sendo assim, o tempo máximo de desmagnetização para as tensões máxima e mínima de saída são

$$\begin{aligned}
 t_{d1} &= \frac{2V_{omax}L_m}{nV_i d_{gmax1} RL_{max}} \\
 t_{d1} &= \frac{2 \cdot 1000 \cdot 175\mu}{0,333 \cdot 303 \cdot 0,185 \cdot 11110} = 1,684 \mu s \\
 t_{d2} &= \frac{2V_{omin}L_m}{nV_i d_{gmax2} RL_{min}} \\
 t_{d2} &= \frac{2 \cdot 200 \cdot 175\mu}{0,333 \cdot 303 \cdot 0,185 \cdot 444,4} = 8,42 \mu s
 \end{aligned} \tag{5.48}$$

Desta forma é possível definir qual a percentagem de tempo em relação ao período de chaveamento (t_e) que o conversor permanece na terceira etapa de operação.

$$\begin{aligned}
 t_{e1} &= \frac{T_s - (d_{gmax1}T_s + t_{d1})}{T_s} \\
 t_{e1} &= \frac{12,5\mu - (0,185 \cdot 12,5\mu + 1,684\mu)}{12,5\mu} = 68\% \\
 t_{e2} &= \frac{T_s - (d_{gmax2}T_s + t_{d2})}{T_s} \\
 t_{e2} &= \frac{12,5\mu - (0,185 \cdot 12,5\mu + 8,42\mu)}{12,5\mu} = 14,13\%
 \end{aligned} \tag{5.49}$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e tensão máxima na chave no modo baixa tensão são dados pela Equação 5.50, Equação 5.51, Equação 5.52 e Equação 5.53, respectivamente.

$$I_{smaxbt} = \frac{d_{gmax} V_i}{f_s L_m} = \frac{0,185 \cdot 303}{80000 \cdot 175\mu} = 4 A \tag{5.50}$$

$$\begin{aligned}
 I_{sefbt} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{d_{gmax}T_s} \left(\frac{V_i t}{L_m}\right)^2 dt} \\
 I_{sefbt} &= \sqrt{\frac{1}{12,5\mu} \int_0^{0,185 \cdot 12,5\mu} \left(\frac{303t}{175\mu}\right)^2 dt} = 0,996 A
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

$$I_{smed_{bt}} = \frac{I_{smax}d_{gmax}}{2} = \frac{4 \cdot 0,185}{2} = 0,371 \text{ A} \quad (5.52)$$

$$V_{smax_{bt}} = V_i + nV_{omax} = 303 + 0,333 \cdot 1000 = 636,33 \text{ V} \quad (5.53)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e tensão máxima no diodo no modo baixa tensão são dados pela Equação 5.54, Equação 5.55, Equação 5.56 e Equação 5.57, respectivamente.

$$I_{dmax_{bt}} = nI_{smax} = 0,333 \cdot 4 = 1,336 \text{ A} \quad (5.54)$$

$$I_{def_{bt}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{d2}} \left(\frac{-n^2 V_{omin}}{\eta L_m} t + nI_{smax} \right)^2 dt}$$

$$I_{def_{bt}} = \sqrt{\frac{1}{12,5\mu} \int_0^{8,42\mu} \left(\frac{-0,333^2 \cdot 200}{0,8 \cdot 175\mu} t + 0,333 \cdot 4 \right)^2 dt} \quad (5.55)$$

$$I_{def_{bt}} = 0,633 \text{ A}$$

$$I_{dmed_{bt}} = \frac{nI_{smax}t_{d2}}{2T_s} = \frac{0,333 \cdot 4 \cdot 8,42\mu}{2 \cdot 12,5\mu} = 0,45 \text{ A} \quad (5.56)$$

$$V_{dmax_{bt}} = \frac{V_i}{n} + V_{omax} = \frac{303}{0,333} + 1000 = 1909 \text{ V} \quad (5.57)$$

5.3.2.2 Projeto para alta tensão

A Tabela 5.3 apresenta os parâmetros iniciais definidos para a realização do projeto do Flyback em condução descontínua operando no modo alta tensão.

Tabela 5.3: Parâmetros de entrada para o projeto do Flyback em alta tensão

Tensão de entrada (V_i)	614 V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	1001 V
Tensão de saída máxima (V_{omax})	2000 V
Frequência de chaveamento (fs)	80 kHz
Período do chaveamento (Ts)	12,5 μ s
Razão cíclica máxima (Dmax)	0,4
Potência de saída (Po)	90 W
Rendimento (η)	0,8

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O ganho estático máximo (M_{max}) e mínimo (M_{min}) são definidos na Equação 5.58.

$$M_{max} = \frac{V_{omax}}{V_i} = \frac{2000}{614} = 3,257$$

$$M_{min} = \frac{V_{omin}}{V_i} = \frac{1001}{614} = 1,63$$
(5.58)

A partir da equação do ganho estático do Flyback em CCM, apresentado na Equação 2.44, é possível obter a relação de espiras $n = \frac{N_p}{N_s}$ que permite que o conversor possua o ganho máximo exigido no modo de condução crítica, considerando a razão cíclica máxima estabelecida.

$$n = \frac{\eta D_{max}}{M_{max}(1 - D_{max})} = \frac{0,8 \cdot 0,4}{3,257 \cdot (1 - 0,4)} = 0,164$$
(5.59)

Como a relação de espiras do indutor acoplado é fixa, será utilizado o mesmo valor obtido para o modo de operação em baixa tensão, ou seja, $n = 0,333$. Com este valor de n recalcula-se as razões cíclicas necessárias para proporcionar os ganhos de tensão exigidos pela aplicação na condução crítica do conversor.

$$D_{max1} = \frac{nM_{max}}{\eta + nM_{max}} = \frac{0,333 \cdot 3,257}{0,8 + 0,333 \cdot 3,257} = 0,576$$

$$D_{max2} = \frac{nM_{min}}{\eta + nM_{min}} = \frac{0,333 \cdot 1,63}{0,8 + 0,333 \cdot 1,63} = 0,405$$
(5.60)

Assim como no caso de baixa tensão, as novas razões cíclicas máximas ficaram mais elevadas do que o limite imposto no início do projeto. No entanto, o conversor irá operar em condução descontínua, e será verificado logo adiante que as razões cíclicas para DCM ficarão dentro do limite permitido.

Sabendo que as resistências de carga são dadas pela Equação 5.61, a indutância crítica pode ser calculada através da Equação 5.44. Assim como foi feito no caso para baixa tensão, a menor indutância crítica é dada a partir dos valores obtidos através da menor tensão de saída.

$$RL_{max} = \frac{V_{o,max}^2}{P_o} = \frac{2000^2}{90} = 44,44 \text{ k}\Omega$$

$$RL_{min} = \frac{V_{o,min}^2}{P_o} = \frac{1001^2}{90} = 11,13 \text{ k}\Omega$$
(5.61)

$$L_{crit} = \frac{n^2 RL_{min} (1 - D_{max2})^2}{2f_s}$$

$$L_{crit} = \frac{0,333^2 \cdot 11130 \cdot (1 - 0,405)^2}{2 \cdot 80000} = 3,43 \text{ mH}$$
(5.62)

A indutância crítica dada pela Equação 5.62 é maior do que a indutância magnetizante definida no modo de baixa tensão, desta forma, utilizando o L_m definido anteriormente em 175 mH , garante-se que o conversor atuará em condução descontínua tanto no modo de baixa tensão quanto no modo de alta tensão. Sendo assim, calcula-se as razões cíclicas máximas de condução descontínua para os ganhos estáticos máximo e mínimo através da Equação 5.63.

$$D_{gmax1} = M_{max} \sqrt{\frac{2L_m f_s}{\eta RL_{max}}}$$

$$D_{gmax1} = 3,257 \sqrt{\frac{2 \cdot 175 \mu \cdot 80000}{0,8 \cdot 44440}} = 0,091$$

$$D_{gmax2} = M_{min} \sqrt{\frac{2L_m f_s}{\eta RL_{min}}}$$

$$D_{gmax2} = 1,63 \sqrt{\frac{2 \cdot 175 \mu \cdot 80000}{0,8 \cdot 11130}} = 0,091$$
(5.63)

Assim como no projeto para baixa tensão, as razões cíclicas máximas tanto para a tensão de saída máxima quanto para a mínima são iguais, pois em ambos os casos se processa a mesma quantidade máxima de energia ($P_o = 90 \text{ W}$).

Utilizando a Equação 5.47, o tempo máximo de desmagnetização para as tensões máxima e mínima de saída são

$$\begin{aligned}
 t_{d1} &= \frac{2V_{omax}L_m}{nV_i d_{gmax1} RL_{max}} \\
 t_{d1} &= \frac{2 \cdot 2000 \cdot 175\mu}{0,333 \cdot 614 \cdot 0,091 \cdot 44440} = 0,842 \mu s \\
 t_{d2} &= \frac{2V_{omin}L_m}{nV_i d_{gmax2} RL_{min}} \\
 t_{d2} &= \frac{2 \cdot 1001 \cdot 175\mu}{0,333 \cdot 614 \cdot 0,091 \cdot 11130} = 1,68 \mu s
 \end{aligned} \tag{5.64}$$

Desta forma é possível definir qual a porcentagem de tempo em relação ao período de chaveamento (t_e) que o conversor permanece na terceira etapa de operação.

$$\begin{aligned}
 t_{e1} &= \frac{T_s - (d_{gmax1}T_s + t_{d1})}{T_s} \\
 t_{e1} &= \frac{12,5\mu - (0,185 \cdot 12,5\mu + 0,842\mu)}{12,5\mu} = 84,12\% \\
 t_{e2} &= \frac{T_s - (d_{gmax2}T_s + t_{d2})}{T_s} \\
 t_{e2} &= \frac{12,5\mu - (0,185 \cdot 12,5\mu + 1,68\mu)}{12,5\mu} = 77,4\%
 \end{aligned} \tag{5.65}$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e tensão máxima na chave no modo alta tensão são dados pela Equação 5.66, Equação 5.67, Equação 5.68 e Equação 5.69, respectivamente.

$$I_{smaxat} = \frac{d_{gmax}V_i}{f_s L_m} = \frac{0,091 \cdot 614}{80000 \cdot 175\mu} = 4 \text{ A} \tag{5.66}$$

$$I_{sefat} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{d_{gmax} T_s} \left(\frac{V_i t}{L_m} \right)^2 dt} \quad (5.67)$$

$$I_{sefat} = \sqrt{\frac{1}{12,5\mu} \int_0^{0,091 \cdot 12,5\mu} \left(\frac{614t}{175\mu} \right)^2 dt} = 0,7 \text{ A}$$

$$I_{smedat} = \frac{I_{smax} d_{gmax}}{2} = \frac{4 \cdot 0,091}{2} = 0,183 \text{ A} \quad (5.68)$$

$$V_{smaxat} = V_i + nV_{omax} = 303 + 0,333 \cdot 1000 = 1281 \text{ V} \quad (5.69)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e tensão máxima no diodo no modo alta tensão são dados pela Equação 5.70, Equação 5.71, Equação 5.72 e Equação 5.73, respectivamente.

$$I_{dmaxat} = nI_{smax} = 0,333 \cdot 4 = 1,336 \text{ A} \quad (5.70)$$

$$I_{defat} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{d2}} \left(\frac{-n^2 V_{omin} t + nI_{smax}}{\eta L_m} \right)^2 dt} \quad (5.71)$$

$$I_{defat} = \sqrt{\frac{1}{12,5\mu} \int_0^{1,682\mu} \left(\frac{-0,333^2 \cdot 1001}{0,8 \cdot 175\mu} t + 0,333 \cdot 4 \right)^2 dt}$$

$$I_{defat} = 0,286 \text{ A}$$

$$I_{dmedat} = \frac{nI_{smax} t_{d2}}{2T_s} = \frac{0,333 \cdot 4 \cdot 1,682\mu}{2 \cdot 12,5\mu} = 0,09 \text{ A} \quad (5.72)$$

$$V_{dmaxat} = \frac{V_i}{n} + V_{omax} = \frac{614}{0,333} + 2000 = 3842 \text{ V} \quad (5.73)$$

5.3.2.3 Conclusão do projeto do Flyback

Analisando os resultados teóricos obtidos na Subseção 5.3.2.1 e na Subseção 5.3.2.2 pode-se verificar dois grandes empecilhos no uso do conversor Flyback para atender os requisitos de projeto. O primeiro e mais importante deles é a baixa razão cíclica máxima de 0,091 quando se opera com tensão de saída entre 1000 V e 2000 V. Como a frequência de chaveamento do conversor é de 80 kHz, o interruptor deverá ficar fechado por 1,1375 μ s. Esse tempo é relativamente baixo, logo o circuito de comando e o interruptor devem ser rápidos o suficiente para que essa razão cíclica seja realmente atingida. Além disso, caso se coloque uma carga mais baixa na saída, o tempo que o interruptor deverá ficar conduzindo será ainda menor e, considerando as indutâncias e capacitâncias parasitas inerentes ao conversor, existe uma grande possibilidade que a razão cíclica desejada não seja atingida adequadamente, inviabilizando a correta transferência de energia para a saída.

Uma das alternativas para solucionar o problema da baixa razão cíclica máxima seria aumentar a relação de espiras do indutor acoplado, permitindo a utilização de uma indutância magnetizante maior que garanta a atuação do conversor no modo de condução descontínua. No entanto, a elevação da relação de espiras gera uma tensão muito elevada sobre o interruptor, impossibilitando o uso de MOSFET e exigindo que este seja da tecnologia IGBT. O IGBT geralmente apresenta tempos de comutação e atrasos mais elevados que os MOSFET's, aumentando, neste caso, excessivamente as perdas de comutação a um patamar inviável para o desenvolvimento do protótipo.

O segundo problema encontrado é a alta tensão reversa de 3842 V aplicada sobre o diodo de saída, sendo que na prática essa tensão será ainda maior devido a presença da indutância parasita do indutor acoplado. Existe uma dificuldade de encontrar diodos ultra rápidos e de baixa corrente no mercado que suportem uma tensão reversa deste nível, logo, para garantir o funcionamento do conversor, logo seria necessário associar alguns diodos em série para garantir o funcionamento do conversor.

A tecnologia de SiC torna-se interessante para essas situações.

De acordo com os problemas encontrados, pode-se concluir que o Flyback em condução descontínua não é um conversor adequado para a aplicação em questão. Trabalhar com o mesmo em condução contínua também seria um pouco arriscado, pois as tensões nos semicondutores continuariam elevadas e o elemento magnético seria maior, aumentando as indutâncias parasitas e, conseqüentemente, as sobretensões no interruptor e nos diodos, ficando muito no limite da estrutura. Sendo assim, outras topologias devem ser consideradas para a implementação do protótipo. Duas opções possíveis são os conversores Forward e Meia Ponte CC-CC que, utilizados em condução contínua, possibilitam uma boa excursão da razão cíclica para grande parte das tensões de saída de interesse sem que suas estruturas passem a atuar em condução descontínua.

Apesar de o Forward ser estruturalmente mais simples do que o conversor Meia Ponte, ele apresenta algumas desvantagens: a tensão sobre seu interruptor é mais elevada; apenas o primeiro quadrante da curva B-H do núcleo do transformador é utilizado, fazendo com que este seja usado de forma menos eficiente e seja mais volumoso; e, considerando a mesma frequência de chaveamento para os dois conversores, a ondulação de corrente no indutor do Forward possui uma frequência duas vezes menor do que no indutor do conversor Meia Ponte, resultando em um elemento magnético maior para a primeira estrutura. Sendo assim, a opção escolhida é o conversor Meia Ponte CC-CC, que, apesar de apresentar mais elementos semicondutores e a necessidade de dois circuitos de comando isolados, permite realizar o processamento de energia requisitado com níveis de tensão mais baixos sobre os interruptores, possibilitando um funcionamento mais seguro e uma facilidade maior na escolha de componentes se comparado com o Forward.

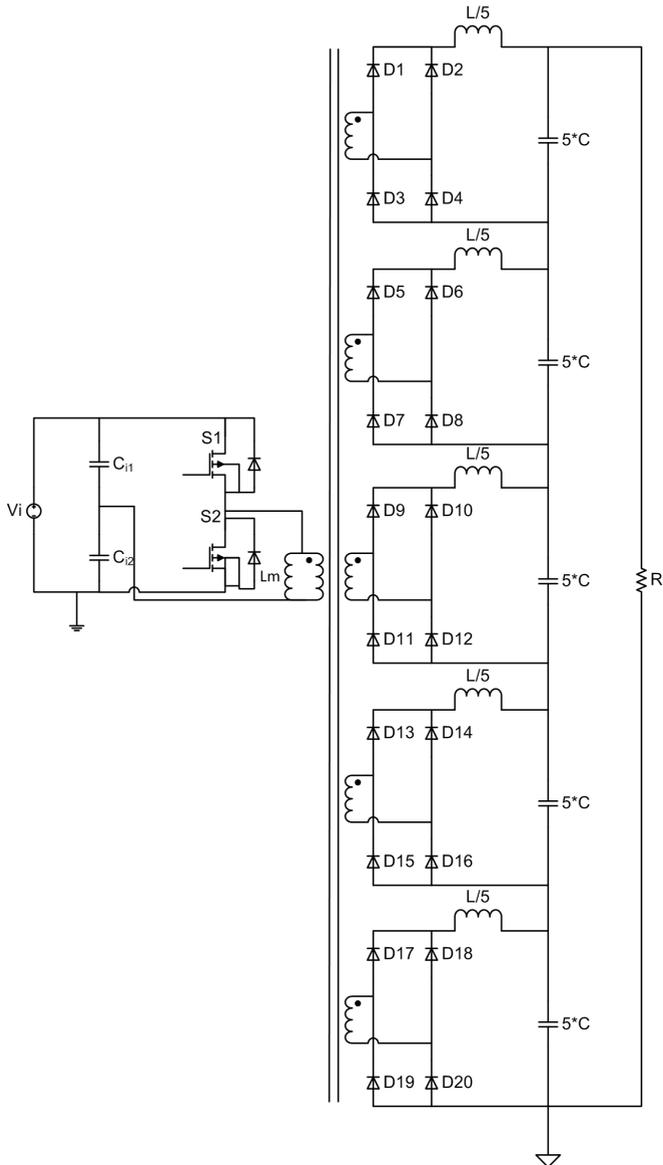
5.3.3 Projeto do conversor em Meia Ponte CC-CC

Assim como foi feito na Subseção 5.3.2, o projeto do conversor Meia Ponte CC-CC foi dividido em duas partes, uma considerando que o estágio retificador está operando no modo convencional e a outra no modo dobrador. No primeiro caso, denominado de baixa tensão, a tensão de entrada do conversor é de 303 V , como mostra a Equação 5.1, e a tensão de saída do mesmo varia de 200 V até 1 kV . No segundo caso, denominado de alta tensão, a tensão de entrada do conversor CC-CC é de 614 V , como mostra a Equação 5.16, e a tensão de saída do conversor Meia Ponte varia de 1 kV até 2 kV .

Como a carga exige que o conversor forneça tensão de saída elevada e pouca potência média, a mínima corrente média que circula pelo indutor de saída do conversor Meia Ponte é relativamente baixa. Isso traz duas consequências importantes: um elevado valor de espiras no secundário do transformador em relação ao primário, o que causa um alto valor de tensão reversa sobre os diodos da ponte retificadora do conversor; e exige que o indutor de saída do conversor Meia Ponte possua uma elevada indutância para manter o conversor em condução contínua, considerando uma ondulação de corrente de 25% da mínima corrente média de saída. Uma solução para reduzir esta indutância e esta tensão reversa aplicada aos diodos da ponte retificadora é dividir a saída do conversor em cinco saídas conectadas em série, onde cada uma processa um quinto da potência nominal e fornece um quinto da tensão de saída exigida pela carga. Com esta estratégia o transformador deverá ter cinco secundários e cada um deles terá um indutor com indutância cinco vezes menor que a indutância total necessária para manter o conversor em condução contínua no caso crítico de corrente média de saída. Além disso, cada saída tem um capacitor armazenador de energia com capacitância cinco vezes maior do que a calculada na Equação 5.38. A Figura 5.13 mostra a estrutura do conversor com as cinco saídas associadas em série.

Ao contrário do projeto do conversor Flyback, primeiramente será

Figura 5.13: Conversor Meia Ponte CC-CC com cinco saídas associadas em série



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

apresentado o projeto para alta tensão do conversor Meia Ponte, pois este é o caso crítico para a determinação do valor do elemento magnético armazenador de energia do conversor. Além disso, o será feito o projeto para uma das cinco saídas, de forma que os valores encontrados devem ser replicados para as outras quatro.

5.3.3.1 Projeto para alta tensão

A Tabela 5.4 apresenta os parâmetros iniciais definidos para a realização do projeto do conversor Meia Ponte em condução contínua operando no modo alta tensão. Nota-se que as tensões de saída e a potência de saída são um quinto dos seus valores nominais. A razão cíclica é limitada em 0,425 para evitar que as duas chaves sejam comandadas a conduzir ao mesmo tempo e ocorra um curto circuito de braço.

Tabela 5.4: Parâmetros de entrada para o projeto do conversor Meia Ponte em alta tensão

Tensão de entrada (V_i)	614 V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	200,2 V
Tensão de saída máxima (V_{omax})	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	80 kHz
Período do chaveamento (T_s)	12,5 μ s
Razão cíclica máxima (D_{max})	0,425
Potência de saída (P_o)	18 W
Rendimento (η)	0,8

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

As correntes máxima e mínima de saída do conversor são dadas pela Equação 5.74.

$$\begin{aligned}
 I_{omax} &= \frac{P_o}{V_{omin}} = \frac{18}{200,2} = 90 \text{ mA} \\
 I_{omin} &= \frac{P_o}{V_{omax}} = \frac{18}{400} = 45 \text{ mA}
 \end{aligned}
 \tag{5.74}$$

O ganho estático máximo (M_{max}) e mínimo (M_{min}) são definidos

na Equação 5.75.

$$M_{max} = \frac{V_{omax}}{V_i} = \frac{400}{614} = 0,651$$

$$M_{min} = \frac{V_{omin}}{V_i} = \frac{200,2}{614} = 0,326$$
(5.75)

A partir da equação do ganho estático do conversor Meia Ponte em CCM, apresentado na Equação 2.79, é possível obter a relação de espiras do transformador $n = \frac{N_p}{N_s}$ que permite que o conversor possua o ganho máximo exigido, considerando a razão cíclica máxima estabelecida.

$$n = \frac{\eta D_{max}}{M_{max}} = \frac{0,8 \cdot 0,425}{0,656} = 0,522$$
(5.76)

Aproximando o valor da relação de espiras para 0,5, as razões cíclicas necessárias para atingir os ganhos estabelecidos na Equação 5.75 devem ser recalculadas, como mostra a Equação 5.77.

$$D_{max1} = \frac{nM_{max}}{\eta} = \frac{0,5 \cdot 0,651}{0,8} = 0,407$$

$$D_{max2} = \frac{nM_{min}}{\eta} = \frac{0,5 \cdot 0,326}{0,8} = 0,204$$
(5.77)

Para que a corrente no indutor do conversor possua um valor médio próximo de seu valor eficaz, de forma a facilitar os cálculos de esforços sobre os semicondutores, sua ondulação deve ser baixa. No entanto, quanto menor esta ondulação maior deve ser o valor da indutância do elemento magnético. Logo, levando em conta esses dois fatores, opta-se por uma ondulação de corrente de 25% da corrente média que circula pelo indutor.

Para a realização do cálculo da indutância do indutor de saída do conversor Meia Ponte será considerada a ondulação igual a 25% da menor corrente média possível que circulará pelo mesmo na condição nominal de potência (90 *mathrmW*). Este nível de corrente média ocorre quando se tem na saída a maior tensão possível, que neste caso é 400 V. Sendo assim, a mínima ondulação de corrente, em valor absoluto, é dada

pela Equação 5.78.

$$\Delta I_{Lmin} = 0,25 I_{omin} = 0,25 \cdot 0,045 = 11 \text{ mA} \quad (5.78)$$

Utilizando o resultado da Equação 5.78 pode-se calcular, através da Equação 5.79, a indutância que garantirá a ondulação de corrente igual ou menor do que 25% para todos os possíveis níveis de tensão de saída do conversor quando operado na potência nominal.

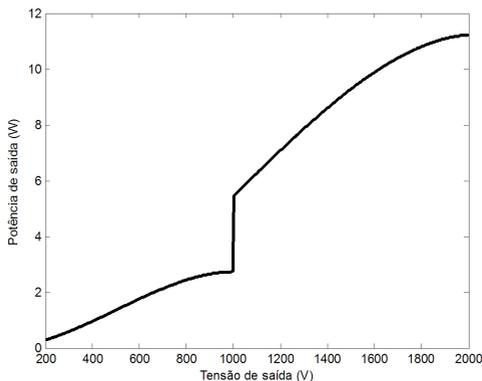
$$L = \frac{\left(\frac{V_{in}}{2n} - V_{omax}\right) D_{max1}}{\Delta I_{Lmin} f_s} \quad (5.79)$$

$$L = \frac{\left(\frac{614}{2 \cdot 0,5} - 400\right) \cdot 0,407}{0,011 \cdot 80000} = 97 \text{ mH}$$

A forma mais correta de calcular esta indutância seria garantindo a ondulação de 25% da corrente média de saída relativa à menor carga que seria alimentada pelo conversor, que neste caso é o sensor utilizado para fazer a regulação da tensão de saída, que será mostrado no estudo do controle do conversor Meia Ponte. Isso garantiria o funcionamento do conversor em condução contínua para qualquer caso de operação do mesmo dentro dos limites da especificação. No entanto esta corrente é significativamente menor do que a utilizada para obter a indutância da Equação 5.79, fazendo com que o valor desta seja consideravelmente maior do que a encontrada, tornando sua construção ainda mais complicada. Além disso, é importante ressaltar que caso o conversor Meia Ponte fosse projetado com apenas uma saída, esta indutância seria cinco vezes maior do que a calculada. A Figura 5.14 mostra o limite de potência abaixo da qual o conversor passará a operar em condução descontínua em função da tensão de saída do conversor, considerando a indutância obtida. O conversor irá operar nesta condição até que os pulsos comecem a ser aplicados ou caso a potência média da carga fique abaixo dos limites mostrados na Figura 5.14. Isso não causará problemas na operação do conversor desde que o controle projetado não o torne instável.

Considerando a indutância obtida na Equação 5.79, pode-se calcular, a partir da Equação 5.80, a ondulação da corrente no indutor quando

Figura 5.14: Limite de potência abaixo da qual o conversor irá operar em DCM em função da tensão de saída do conversor



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

o conversor opera com a mínima tensão de saída no modo de alta tensão.

$$\Delta I_{Lvmin} = \frac{V_{omin} \left(\frac{1}{2\eta} - D_{max2} \right)}{f_s L} \quad (5.80)$$

$$\Delta I_{Lvmin} = \frac{200,2 \left(\frac{1}{2 \cdot 0,8} - 0,204 \right)}{80000 \cdot 0,097} \approx 11 \text{ mA}$$

Para realizar o cálculo da indutância magnetizante do transformador do conversor Meia Ponte, pode-se quantificar a máxima corrente pico a pico que irá circular pela mesma como sendo 25% da corrente de pico do primário do transformador quando o conversor está operando com a maior tensão possível na saída e na potência nominal. A Equação 5.81 apresenta o cálculo da corrente da indutância magnetizante.

$$\Delta I_{LMmax} = \frac{0,25 \cdot 1,125 \cdot 5 \cdot P_o}{n V_{omax}} \quad (5.81)$$

$$\Delta I_{LMmax} = \frac{0,25 \cdot 1,125 \cdot 5 \cdot 18}{0,5 \cdot 400} = 127 \text{ mA}$$

Na Equação 5.81 o fator 1,125 foi utilizado para obter o pico de corrente existente nos secundários do transformador devido à ondulação da mesma. Já o fator 5 está presente devido às cinco saídas do conversor, onde cada tem sua corrente refletida para o primário.

Rearranjando a Equação 2.49 obtém-se a Equação 5.82, onde é calculada a indutância magnetizante do transformador mínima necessária para garantir a corrente pico a pico calculada anteriormente.

$$Lm_{min} = \frac{D_{max1}V_{in}}{2f_s\Delta I_{LMmax}} = \frac{0,407 \cdot 614}{2 \cdot 80000 \cdot 0,127} = 12 \text{ mH} \quad (5.82)$$

Considerando a indutância magnetizante calculada na Equação 5.82, a corrente pico a pico circulante pela mesma quando o conversor está operando com a menor tensão de saída no modo alta tensão é dada pela Equação 5.83.

$$\Delta I_{LMmin} = \frac{D_{max2}V_{in}}{2f_sLm_{min}} = \frac{0,203 \cdot 614}{2 \cdot 80000 \cdot 0,012} = 63 \text{ mA} \quad (5.83)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e a tensão máxima em cada chave no modo alta tensão são dadas pela Equação 5.84, Equação 5.85, Equação 5.86 e Equação 5.87, respectivamente, sendo que para o cálculo das correntes eficaz e média a corrente de saída do conversor é considerada constante e a corrente da indutância magnetizante do transformador é desconsiderada. Deve-se observar que as correntes críticas ocorrem quando a tensão de saída do conversor é mínima.

$$I_{smaxat} = 5 \left(\frac{I_{omax}}{n} + \frac{\Delta I_{Lvmin}}{2n} \right) + \frac{\Delta I_{LMmin}}{2} \quad (5.84)$$

$$I_{smaxat} = 5 \left(\frac{0,09}{0,5} + \frac{0,011}{2 \cdot 0,5} \right) + \frac{0,063}{2} = 0,985 \text{ A}$$

$$I_{sefat} = \frac{5I_{omax}\sqrt{D_{max2}}}{n} = \frac{5 \cdot 0,09 \cdot \sqrt{0,204}}{0,5} = 406 \text{ mA} \quad (5.85)$$

$$I_{smedat} = \frac{5I_{omax}D_{max2}}{n} = \frac{5 \cdot 0,09 \cdot 0,204}{0,5} = 183 \text{ mA} \quad (5.86)$$

$$V_{smaxat} = V_i = 614 \text{ V} \quad (5.87)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e a tensão máxima no diodo no modo alta tensão são dadas pela Equação 5.88, Equação 5.89, Equação 5.90 e Equação 5.91, respectivamente, sendo que para o cálculo das correntes eficaz e média a corrente de saída do conversor é considerada constante.

$$I_{dmaxat} = I_{omax} + \frac{\Delta I_{L_{vmin}}}{2} = 0,09 + \frac{0,011}{2} = 95 \text{ mA} \quad (5.88)$$

$$I_{defat} = \frac{I_{omax} \sqrt{2D_{max}2 + 1}}{2} = \frac{0,09 \sqrt{2 \cdot 0,203 + 1}}{2} = 53 \text{ mA} \quad (5.89)$$

$$I_{dmedat} = \frac{I_{omax}}{2} = \frac{0,09}{2} = 45 \text{ mA} \quad (5.90)$$

$$V_{dmaxat} = \frac{V_i}{2n} = \frac{614}{2 \cdot 0,5} = 614 \text{ V} \quad (5.91)$$

5.3.3.2 Projeto para baixa tensão

A Tabela 5.5 apresenta os parâmetros iniciais definidos para a realização do projeto do conversor Meia Ponte em condução contínua operando no modo baixa tensão. Nota-se que as tensões de saída e a potência de saída são um quinto dos seus valores nominais. A razão cíclica é limitada em 0,425 para evitar que as duas chaves sejam comandadas a conduzir ao mesmo tempo e ocorra um curto circuito de braço.

As correntes máxima e mínima de saída do conversor são dadas pela Equação 5.92.

$$\begin{aligned} I_{omax} &= \frac{P_o}{V_{omin}} = \frac{18}{40} = 450 \text{ mA} \\ I_{omin} &= \frac{P_o}{V_{omax}} = \frac{18}{200} = 90 \text{ mA} \end{aligned} \quad (5.92)$$

Tabela 5.5: Parâmetros de entrada para o projeto do conversor Meia Ponte em baixa tensão

Tensão de entrada (V_i)	303 V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	40 V
Tensão de saída máxima (V_{omax})	200 V
Frequência de chaveamento (f_s)	80 kHz
Período do chaveamento (T_s)	12,5 μ s
Razão cíclica máxima (D_{max})	0,425
Potência de saída (P_o)	18 W
Rendimento (η)	0,8

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O ganho estático máximo (M_{max}) e mínimo (M_{min}) são definidos na Equação 5.93.

$$M_{max} = \frac{V_{omax}}{V_i} = \frac{200}{303} = 0,66$$

$$M_{min} = \frac{V_{omin}}{V_i} = \frac{40}{303} = 0,132$$
(5.93)

A partir da equação do ganho estático do conversor Meia Ponte em CCM, apresentado na Equação 2.79, é possível obter a relação de espiras do transformador $n = \frac{N_p}{N_s}$ que permite que o conversor possua o ganho máximo exigido, considerando a razão cíclica máxima estabelecida.

$$n = \frac{\eta D_{max}}{M_{max}} = \frac{0,8 \cdot 0,425}{0,66} = 0,515$$
(5.94)

Aproximando o valor da relação de espiras para 0,5, as razões cíclicas necessárias para atingir os ganhos estabelecidos na Equação 5.93 devem ser recalculadas, como mostra a Equação 5.95.

$$D_{max1} = \frac{nM_{max}}{\eta} = \frac{0,5 \cdot 0,66}{0,8} = 0,413$$

$$D_{max2} = \frac{nM_{min}}{\eta} = \frac{0,5 \cdot 0,132}{0,8} = 0,083$$
(5.95)

Observa-se que a razão cíclica máxima para a tensão mínima de saída de 200 V é relativamente baixa. Considerando que há atrasos nos circuitos de comando e elementos parasitas na estrutura do conversor, é possível que o chaveamento não seja eficiente nesta condição e o conversor necessite de uma razão cíclica mais elevada para poder transferir para a saída a potência requisitada pela carga. No entanto, para os outros níveis de tensão o conversor Meia Ponte em CCM proporciona uma excursão da razão cíclica melhor do que o Flyback em DCM, viabilizando, nesse quesito, o uso do primeiro para atender à aplicação em questão.

Como as correntes nominais que circularão pelo indutor do conversor no modo baixa tensão são maiores do que no modo alta tensão, a utilização da indutância calculada para este último modo na Subseção 5.3.3.1 é suficiente para garantir que haja uma ondulação de corrente menor do que 25% das correntes nominais médias circulantes no modo baixa tensão.

Considerando a indutância obtida na Equação 5.79, pode-se calcular, a partir da Equação 5.96 e da Equação 5.97, as ondulações da corrente no indutor quando o conversor opera com a máxima e a mínima tensão de saída, respectivamente, no modo de baixa tensão.

$$\Delta I_{Lvmax} = \frac{V_{omax} \left(\frac{1}{2\eta} - D_{max1} \right)}{f_s L} \quad (5.96)$$

$$\Delta I_{Lvmax} = \frac{200 \left(\frac{1}{2 \cdot 0,8} - 0,413 \right)}{80000 \cdot 0,097} \approx 5,5 \text{ mA}$$

$$\Delta I_{Lvmin} = \frac{V_{omin} \left(\frac{1}{2\eta} - D_{max2} \right)}{f_s L} \quad (5.97)$$

$$\Delta I_{Lvmin} = \frac{40 \left(\frac{1}{2 \cdot 0,8} - 0,083 \right)}{80000 \cdot 0,097} \approx 2,9 \text{ mA}$$

Considerando a indutância magnetizante do transformador obtida na Subseção 5.3.3.1, calcula-se a corrente pico a pico que circulará

pela mesma quando a tensão de saída do conversor é mínima. Essa corrente, mostrada na Equação 5.98, é utilizada no cálculo da corrente máxima que circula pelas chaves, que ocorre justamente quando se tem a menor tensão possível na saída do conversor.

$$\Delta I_{LMvmin} = \frac{D_{max} V_{in}}{2 f_s L m_{min}} = \frac{0,083 \cdot 303}{2 \cdot 80000 \cdot 0,012} = 13 \text{ mA} \quad (5.98)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e a tensão máxima em cada chave no modo baixa tensão são dadas pela Equação 5.99, Equação 5.100, Equação 5.101 e Equação 5.102, respectivamente, sendo que para o cálculo das correntes eficaz e média a corrente de saída do conversor é considerada constante e a corrente da indutância magnetizante do transformador é desconsiderada.

$$I_{smaxbt} = 5 \left(\frac{I_{omax}}{n} + \frac{\Delta I_{Lvmin}}{2n} \right) + \frac{\Delta I_{LMvmin}}{2} \quad (5.99)$$

$$I_{smaxbt} = 5 \left(\frac{0,450}{0,5} + \frac{0,0029}{2 \cdot 0,5} \right) + \frac{0,013}{2} = 4,521 \text{ A}$$

$$I_{sefbt} = \frac{5 I_{omax} \sqrt{D_{max} 2}}{n} = \frac{5 \cdot 0,45 \cdot \sqrt{0,083}}{0,5} = 1,293 \text{ A} \quad (5.100)$$

$$I_{smedbt} = \frac{5 I_{omax} D_{max} 2}{n} = \frac{5 \cdot 0,45 \cdot 0,083}{0,5} = 0,371 \text{ A} \quad (5.101)$$

$$V_{smaxbt} = V_i = 303 \text{ V} \quad (5.102)$$

A corrente máxima, a corrente eficaz, a corrente média e a tensão máxima no diodo no modo baixa tensão são dadas pela Equação 5.103, Equação 5.104, Equação 5.105 e Equação 5.106, respectivamente, sendo que para o cálculo das correntes eficaz e média a corrente de saída do conversor é considerada constante.

$$I_{dmaxbt} = I_{omax} + \frac{\Delta I_{Lvmin}}{2} = 0,45 + \frac{0,0028}{2} = 451 \text{ mA} \quad (5.103)$$

$$I_{def_{bt}} = \frac{I_{omax} \sqrt{2D_{max}2 + 1}}{2} = \frac{0,45 \sqrt{2 \cdot 0,083 + 1}}{2} = 243 \text{ mA} \quad (5.104)$$

$$I_{dmed_{bt}} = \frac{I_{omax}}{2} = \frac{0,45}{2} = 225 \text{ mA} \quad (5.105)$$

$$V_{dmax_{bt}} = \frac{V_i}{2n} = \frac{303}{2 \cdot 0,5} = 303 \text{ V} \quad (5.106)$$

5.3.3.3 Especificação e perdas dos elementos semicondutores

Considerando os esforços de tensão nos semicondutores calculados na Subseção 5.3.3.1 e os de corrente obtidos na Subseção 5.3.3.2, é possível especificar as chaves e os diodos que suportem essas grandezas com segurança e sejam capazes de atuar adequadamente na frequência de 80 kHz .

O diodo escolhido para formar as cinco pontes retificadoras completas presentes em cada saída do conversor é o C4D05120A, um diodo Schottky produzido pela CREE. Este diodo suporta até 1200 V de tensão reversa, 5 A de corrente média a 157°C de temperatura de encapsulamento e apresenta uma queda de tensão direta típica de 1,9 V . Por ser um diodo Schottky ele não possui recuperação reversa, ajudando a reduzir as perdas de comutação nas chaves. Algumas características deste diodo são apresentadas na Tabela 5.6

Segundo CREE (2014) o diodo pode ser modelado por uma fonte de tensão V_t em série com uma resistência R_t cujos valores dependem da temperatura de junção do diodo (T_j). As expressões para a obtenção desses dois valores são apresentadas na Equação 5.107 e Equação 5.108, respectivamente, considerando-se $T_j = 100^\circ C$.

$$\begin{aligned} V_t &= 0,96 + (T_j \cdot -1,22 \cdot 10^{-3}) \\ V_t &= 0,96 + (100 \cdot -1,22 \cdot 10^{-3}) = 838 \text{ mV} \end{aligned} \quad (5.107)$$

Tabela 5.6: Características do diodo C4D05120A

Máximo pico de corrente repetitivo	18 A por 10ms
Máximo pico de corrente não repetitivo	320A por 10 μ s
Capacitância total a 300 V (C)	40 pF
Capacitância total a 600 V (C)	25 pF
Temperatura máxima de junção (T_j)	175°C
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{\theta_{jc_{diodo}}}$)	1,85°C/W

Fonte: CREE (2014)

$$R_t = 0,08 + (T_j \cdot 8,5 \cdot 10^{-4}) = 0,08 + (100 \cdot 8,5 \cdot 10^{-4}) = 165 \text{ m}\Omega \quad (5.108)$$

Desta forma, através da Equação 5.109, é possível obter o valor das perdas de condução em cada diodo.

$$P_{diodo} = V_t I_{dmed_{bt}} + R_t (I_{def_{bt}})^2 \quad (5.109)$$

$$P_{diodo} = 0,838 \cdot 0,225 + 0,165 \cdot (0,243)^2 = 198 \text{ mW}$$

Para o dimensionamento do dissipador para os diodos considera-se um dissipador para cada ponte retificadora. Além disso, como a resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{\theta_{cs_{diodo}}}$) não é fornecida no *datasheet* do fabricante, estima-se que esta possua um valor de 0,5°C/W, que é típico para diodos com encapsulamento TO-220. Desta forma, a temperatura no dissipador provocada por cada diodo individualmente, considerando todos eles iguais e a temperatura de junção em 100°C, é dada pela Equação 5.110.

$$T_{s_{diodo}} = T_j - P_{diodo}(R_{\theta_{jc_{diodo}}} + R_{\theta_{cs_{diodo}}}) \quad (5.110)$$

$$T_{s_{diodo}} = 100 - 0,198(1,84 + 0,5) = 99,54^\circ\text{C}$$

De posse da temperatura no dissipador, calcula-se através da Equação 5.111 a resistência térmica máxima que o dissipador deve ter para manter a temperatura de junção dos quatro diodos da ponte retificadora em 100°C considerando a temperatura ambiente T_a em 40°C.

$$R_{\theta s_{diodo}} = \frac{T_{s_{diodo}} - T_a}{4P_{diodo}} = \frac{99,54 - 40}{4 \cdot 0,198} = 75,18^\circ C/W \quad (5.111)$$

Em relação às chaves, o componente escolhido foi o C2M016120D, que é um MOSFET de Silicon Carbide produzido pela CREE. Ele é uma chave para 1200 V que, segundo CREE (2013), suporta 11A de corrente média no dreno a uma temperatura na cápsula de 100°C e 45 A de pico de corrente no dreno por 50,μs a uma temperatura na cápsula de 25°C. A Tabela 5.7 apresenta mais algumas características importantes da chave.

Tabela 5.7: Características da chave C2M0160120D

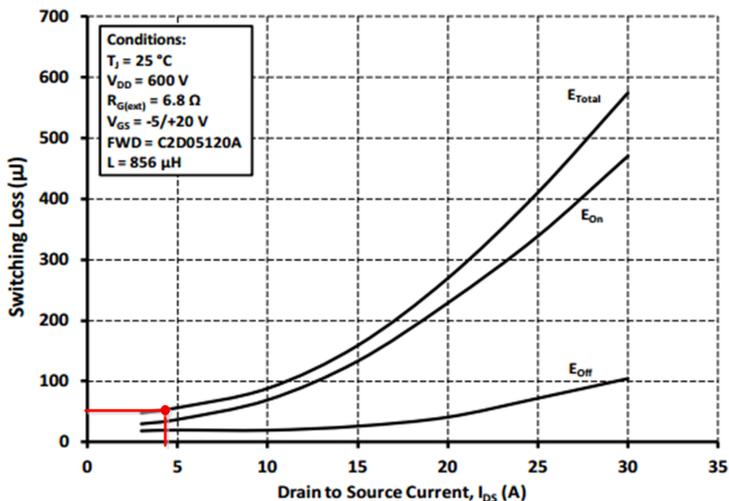
Tensão mínima e máxima de gatilho (V_{gs})	-10/ + 25 V
Resistência de condução típica ($R_{ds(on)}$)	290 mΩ
Capacitância de entrada (C_{iss})	527 pF
Capacitância de saída (C_{oss})	47 pF
Tempo de atraso para conduzir ($t_{d(on)v}$)	7 ns
Tempo de queda da tensão (t_{fv})	7 ns
Tempo de atraso para bloquear ($t_{d(off)v}$)	13 ns
Tempo de subida da tensão (t_{rv})	12 ns
Temperatura máxima de junção (T_j)	150°C
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{\theta jc_{sw}}$)	1 K/W
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{\theta cs_{sw}}$)	0,25 K/W
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{\theta ja_{sw}}$)	40 K/W

Fonte: CREE (2013)

Sabendo que a tensão máxima que é aplicada às chaves é 614 V, que a corrente de pico que circula pelas mesmas é aproximadamente 4,521 A e que não há corrente de recuperação reversa provocada pelos diodos da ponte retificadora do conversor, é possível encontrar as energias perdidas na comutação da chave com uma carga indutiva com diodo de roda livre através da Figura 5.15, onde $E_{total} = 55 \mu J$. Desta forma, as perdas de comutação em cada chave são dadas pela Equação 5.112.

$$P_{swcomut} = (E_{total})f_s = (55\mu) \cdot 80000 = 4,4 \text{ W} \quad (5.112)$$

Figura 5.15: Perdas de energia na comutação da chave com carga indutiva e diodo de roda livre



Fonte: CREE (2013)

Durante a condução o MOSFET pode ser modelado através da sua resistência $R_{ds(on)}$. Sendo assim, as perdas de condução de cada chave são obtidas através da Equação 5.113.

$$P_{swcond} = R_{ds(on)} I_{sefbt}^2 = 0,29 \cdot (1,293)^2 = 485 \text{ mW} \quad (5.113)$$

Desta forma, as perdas totais em cada chave são dadas pela Equação 5.114.

$$P_{tsw} = P_{swcomut} + P_{swcond} = 4,4 + 0,485 = 4,88 \text{ W} \quad (5.114)$$

Para o dimensionamento do dissipador para as chaves considere-se um dissipador para cada transistor. Desta forma, a temperatura no dissipador provocada por cada MOSFET, considerando a temperatura de

junção em $100^{\circ}C$, é dada pela Equação 5.115.

$$\begin{aligned} T_{s_{chave}} &= T_j - P_{tsw}(R_{\theta_{jc_{sw}}} + R_{\theta_{cs_{sw}}}) \\ T_{s_{chave}} &= 100 - 4,88(1 + 0,25) = 94,4^{\circ}C \end{aligned} \quad (5.115)$$

De posse da temperatura no dissipador, calcula-se através da Equação 5.116 a resistência térmica máxima que o dissipador deve ter para manter a temperatura de junção de cada chave em $100^{\circ}C$ considerando a temperatura ambiente T_a em $40^{\circ}C$.

$$R_{\theta_{ssw}} = \frac{T_{s_{chave}} - T_a}{P_{tsw}} = \frac{94,2 - 40}{4,88} = 11,145^{\circ}C/W \quad (5.116)$$

5.3.3.4 Circuito de comando

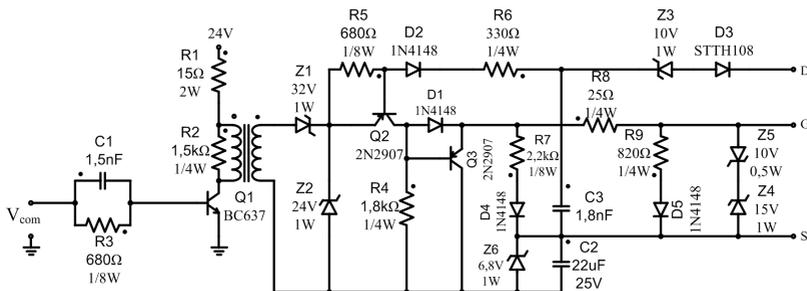
O conversor Meia Ponte utilizado neste projeto necessita de circuitos de comando isolados para o acionamento das suas chaves, já que o transistor superior não possui seu terminal *source* ligado ao mesmo ponto do terminal *source* da chave inferior. Como a razão cíclica máxima do conversor é menor do que 0,5, a utilização de transformadores de pulso para fazer a isolação dos circuitos de comando se torna mais simples de ser implementada.

A Figura 5.16 mostra o circuito de comando utilizado para comandar os MOSFET's do conversor Meia Ponte. A especificação de seus componentes foi feita a partir da metodologia apresentada por Bascopé e Perin (1997), realizando-se as devidas alterações na parte de proteção de sobrecorrente para que a mesma atue quando a corrente instantânea no MOSFET atinja cerca de 15 A.

5.3.3.5 Projeto do transformador

Como já foi citado na Subseção 5.3.3, o transformador do conversor Meia Ponte CC-CC possui cinco secundários, de forma que os esforços de tensão sobre os diodos sejam reduzidos e os indutores possuam uma menor indutância. O projeto do mesmo é realizado considerando apenas um dos secundários separadamente, sendo que os resultados

Figura 5.16: Circuito de comando para chaveamento dos MOSFET's do conversor Meia Ponte



Transformador: EE-30/7; $N_p = 125$ esp.;
 $N_s = 135$ esp.; Fio: 26 AWG

Fonte: Bascopé e Perin (1997)

do projeto devem ser replicados para as outras quatro saídas do transformador. Desta forma, os dados iniciais para a construção do elemento magnético são apresentados na Tabela 5.8. Outra informação importante é que os secundários são construídos um acima do outro ao longo da trave central do núcleo EE e não um sobre o outro. Isso deve ser feito para garantir a isolamento entre os enrolamentos.

Primeiramente considera-se um núcleo magnético de ferrite do tipo EE. Através da expressão da densidade de corrente no primário do transformador, dada pela Equação 5.117, é possível encontrar a área da janela do núcleo necessária para fornecer a densidade de corrente estipulada inicialmente no projeto, sendo que I_{pef} é a corrente eficaz que circula pelo primário do transformador, N_p é o número de espiras do primário e A_p é a área útil do núcleo, ou seja, é a área da janela do núcleo que realmente é ocupada pelos condutores e isoladores do transformador.

$$J = \frac{I_{pef} N_p}{A_p} \quad (5.117)$$

A área útil da janela é dada por $A_p = k_p k_w A_w$, onde k_p é o

Tabela 5.8: Dados iniciais para o projeto do transformador do conversor Meia Ponte CC-CC

Tensão máxima de entrada (V_{imax})	614 V
Tensão máxima de saída (V_{omax})	400 V
Potência de saída (P_o)	18 W
Corrente média máxima de saída (I_{omax})	450 mA
Densidade de fluxo máxima (B_{max})	90 mT
Densidade de corrente (J)	450 A/cm ²
Frequência de chaveamento (f_s)	80 kHz
Razão cíclica máxima (D_{max})	0,407
Razão cíclica mínima (D_{min})	0,083

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

fator de utilização, k_w é o fator de ocupação e A_w é a área total da janela. O fator de utilização representa a parcela da área da janela que é utilizada apenas pelo primário do transformador. Como os secundários serão construídos um acima do outro, pode-se considerar que o primário ocupa uma metade da área e o secundário a outra, ou seja, $k_p = 0,5$. Já o fator de ocupação representa a área desperdiçada devido à geometria circular dos próprios enrolamentos. Esse fator também pode ser considerado como sendo 0,5.

A maior corrente eficaz no primário do transformador é dada pela Equação 5.118, quando a tensão de saída do conversor é 200 V e a razão cíclica é mínima. É importante observar que a corrente no primário é cinco vezes maior que a corrente refletida por um secundário, já que o transformador possui múltiplas saídas. Nota-se também que no cálculo apresentado na Equação 5.118 a corrente de magnetização não foi considerada pois, como calculado na Subseção 5.3.3.1, esta corrente é muito pequena em relação à corrente que é refletida para o secundário.

$$I_{pef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{D_{min}T_s} \left(\frac{5I_{omax}}{n} \right)^2 dt} = \frac{5I_{omax}}{n} \sqrt{2D_{min}} \quad (5.118)$$

Desta forma, substituindo a Equação 5.118 na Equação 5.117 e

isolando o A_w , tem-se

$$A_w = \frac{5I_{omax}N_p\sqrt{2D_{min}}}{nJk_pk_w} \quad (5.119)$$

Para saber a área da secção transversal da perna central do núcleo EE (A_e) necessária para o funcionamento do transformador utiliza-se a lei de Faraday, apresentada na Equação 5.120.

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (5.120)$$

Sabendo a tensão que é aplicada ao primário do transformador e que seu número de espiras é dado por N_p , tem-se

$$\frac{V_i}{2} = N_p \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (5.121)$$

Como mencionado na Seção 2.4, durante o período em que cada chave está conduzindo, a corrente de magnetização do transformador altera sua polaridade, conseqüentemente há um uso mais efetivo do núcleo do transformador, de forma que variação da densidade de fluxo magnético é $\Delta B = 2B_{max}$ dentro do período DT_s . Como $\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e$, tem-se que

$$\frac{V_i}{2} = N_p \frac{\Delta B \cdot A_e}{DT_s} \quad (5.122)$$

Desta forma, a área da secção transversal da perna central do núcleo do transformador deve ser, no mínimo

$$A_e = \frac{V_{imax}D_{max}}{2N_p\Delta Bf_s} \quad (5.123)$$

Multiplicando a Equação 5.119 pela Equação 5.123 obtém-se a relação A_eA_w , apresentada na Equação 5.124, utilizada para estimar o tamanho do núcleo necessário para construir o transformador.

$$A_eA_w = \frac{5 \cdot V_{imax}D_{max}I_{omax}\sqrt{2D_{min}}}{2Jk_pk_w\Delta Bf_s n} \quad (5.124)$$

$$A_eA_w = \frac{5 \cdot 614 \cdot 0,407 \cdot 0,45\sqrt{2 \cdot 0,083}}{2 \cdot 450 \cdot 0,5 \cdot 0,5 \cdot 0,18 \cdot 80000 \cdot 0,5} = 1,414 \text{ cm}^4$$

A partir do valor do $A_e A_w$ calculado na Equação 5.124 pode-se escolher um núcleo comercial cuja multiplicação das respectivas áreas seja maior do que $1,414 \text{ cm}^4$. Como a aplicação exige uma alta tensão na saída do conversor, é de extrema importância que o transformador possua uma isolação capaz de suportar a diferença de potencial existente entre o primário e o secundário e, também, entre os próprios secundários. Sendo assim, deve-se ter espaço na janela do núcleo para colocar fitas isoladoras necessárias, que não são consideradas no cálculo convencional do $A_e A_w$ utilizado. Além disso, a trave central do núcleo deve ser alta o suficiente para comportar as cinco saídas. Considerando esses aspectos, opta-se pelo núcleo EE 42/21/20 IP12E da Thornton. Suas dimensões, obtidas a partir do catálogo do fornecedor, são apresentadas na Tabela 5.9 e na Figura 5.17, assim como as dimensões do carretel, ilustradas pela Figura 5.18.

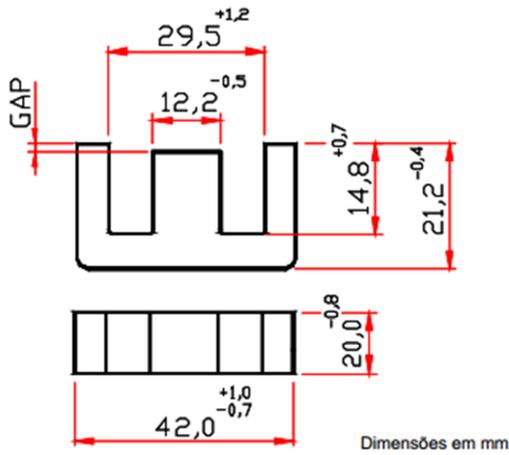
Tabela 5.9: Dimensões do núcleo EE 42/21/20 da Thornton

A_e	$2,4 \text{ cm}^2$
A_w^*	$1,57 \text{ cm}^2$
$A_e A_w$	$6,144 \text{ cm}^2$
Volume do núcleo completo (V_e)	$23,3 \text{ cm}^3$
Peso total do núcleo (M_{nu})	112 g
Fator de indutância (A_l)	$5500 \text{ nH}/(\text{espira})^2$

Fonte: Thornton (b)

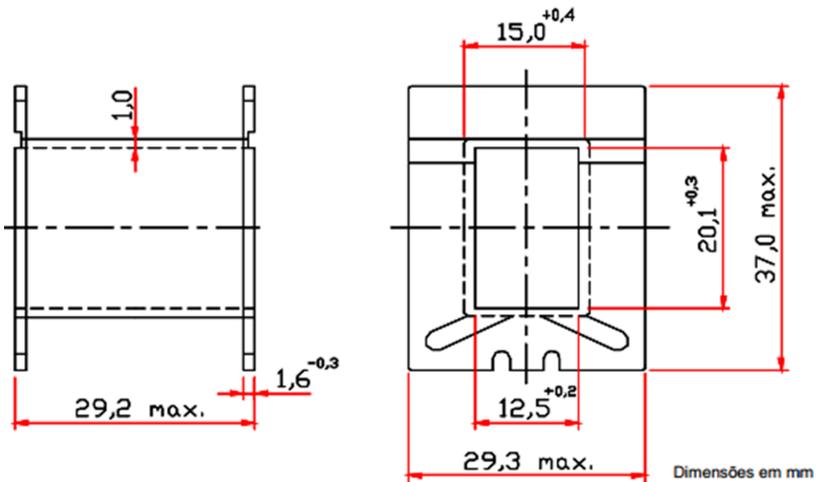
Isolando o parâmetro N_p na Equação 5.123 e utilizando a área da secção transversal da perna central do núcleo escolhido, obtém-se o número de espiras no primário do transformador, dado pela Equação 5.125. Deve-se observar que existe a possibilidade de reduzir o número de espiras no primário elevando o ΔB , que está relativamente baixo. No entanto, uma baixa quantidade de espiras causa redução da indutância magnetizante do transformador, elevando a corrente de magnetização do mesmo, fato que pode interferir de forma indesejada no funcionamento do conver-

Figura 5.17: Dimensões do núcleo EE 42/21/20 da Thornton



Fonte: Thornton (b)

Figura 5.18: Dimensões do carretel para núcleo EE 42/21/20 da Thornton



Fonte: Thornton (b)

sor.

$$N_p = \frac{V_{imax} D_{max}}{2A_e \Delta B f_s} = \frac{614 \cdot 0,407}{2 \cdot 2,4 \cdot 0,18 \cdot 80000} \approx 37 \text{ espiras} \quad (5.125)$$

A indutância de magnetização do transformador pode ser calculada através do número de espiras do primário e do fator de indutância do núcleo, como mostra a Equação 5.126. Esse valor ficou um pouco abaixo do especificado no projeto do conversor Meia Ponte CC-CC, fazendo com que a corrente de magnetização do transformador fique um pouco mais alta do que o desejado, podendo influenciar mais no controle do conversor, que será desenvolvido posteriormente.

$$L_m = A_l (N_p)^2 = 5500 \cdot 10^{-9} \cdot (37)^2 = 7,53 \text{ mH} \quad (5.126)$$

Para obter o número de espiras de cada secundário utiliza-se a equação do ganho estático do conversor Meia Ponte CC-CC em condução contínua considerando as quedas de tensão nos diodos ($V_f = 3V_{por\ diodo}$) e 10% de queda na dispersão e no layout, como mostra a Equação 5.127.

$$N_s = 1,1 N_p \cdot \left(\frac{V_{omax} + V_f D_{max}}{V_{imax} D_{max} \eta} \right) \quad (5.127)$$

$$N_s = 1,1 \cdot 37 \cdot \left(\frac{400 + 6 \cdot 0,407}{614 \cdot 0,407 \cdot 0,8} \right) \approx 82 \text{ espiras}$$

Observa-se que a relação de espiras $n = \frac{N_p}{N_s} = 0,451$ fica um pouco abaixo daquela considerada no projeto do conversor devido às compensações feitas em relação às quedas de tensão existentes no conversor.

Utilizando a Equação 5.118 se obtém a corrente eficaz no primário do transformador, desconsiderando a corrente de magnetização do mesmo.

$$I_{pef} = \frac{5I_{omax} \sqrt{2D_{max}}}{n} = \frac{5 \cdot 0,45 \sqrt{2 \cdot 0,083}}{0,451} = 2,032 \text{ A} \quad (5.128)$$

A partir da Equação 5.128 e da densidade de corrente definida no início do projeto é possível calcular a área mínima de cobre do condutor do primário, como mostra a Equação 5.129.

$$S_{cup} = \frac{I_{pef}}{J} = \frac{2,032}{450} = 0,004515 \text{ cm}^2 \quad (5.129)$$

A corrente eficaz em cada secundário é calculada pela Equação 5.130.

$$I_{sef} = I_{omax} \sqrt{2D_{min}} = 0,45 \sqrt{2 \cdot 0,083} = 0,183 \text{ A} \quad (5.130)$$

Logo, a área mínima de cobre do condutor do secundário é dado pela Equação 5.131

$$S_{cus} = \frac{I_{sef}}{J} = \frac{0,183}{450} = 0,00040743 \text{ cm}^2 \quad (5.131)$$

O diâmetro máximo que os condutores do primário e dos secundários devem ter é especificada de acordo com a Equação 5.132, que leva em consideração o efeito pelicular da corrente no cobre a 100°C .

$$\delta = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = \frac{15}{\sqrt{80000}} = 0,053 \text{ cm} \quad (5.132)$$

Sendo assim, para evitar o efeito pelicular, os condutores, tanto do primário quanto do secundário, devem ser no máximo AWG24, que possui diâmetro de $0,051 \text{ cm}$.

Escolhe-se para condutor do primário o fio AWG 24, cujas dimensões estão descritas na Tabela 5.10. A área de cobre deste cabo é menor do que a área obtida na Equação 5.129, logo é necessário associar fios em paralelo para suportar a corrente eficaz que circula pelo primário. Este cálculo é apresentado na Equação 5.133 e seu resultado foi aproximado para o número imediatamente superior, já que o número de fios deve ser inteiro.

$$n_p = \frac{S_{cup}}{S_p} = \frac{0,004515}{0,002047} = 2,2 \approx 3 \text{ condutores} \quad (5.133)$$

Tabela 5.10: Dimensões fio AWG 24

Área do cobre (S_p)	0,002047 cm^2
Diâmetro do cobre (d_p)	0,051 cm
Área do cabo com isolamento (S_{isop})	0,005004 cm^2
Diâmetro do cabo com isolamento (d_{isop})	0,057 cm

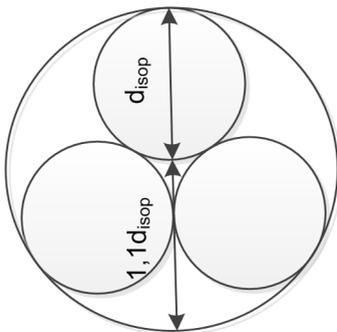
Fonte: Barbi (2006, p.331)

Analisando a Figura 5.18 pode-se estimar a altura útil da perna central do núcleo, mostrada na Equação 5.134, onde é considerada a altura do carretel e menos a espessura da sua base inferior e superior.

$$h_{ef} = 2,92 - 2 \cdot 1,6 = 2,6 \text{ cm} \quad (5.134)$$

Considerando que a associação de três condutores AWG24 em paralelo seja feita de forma trançada e resulte num cabo com diâmetro equivalente a $2,1d_{isop}$, como mostra a Figura 5.19, tem-se que a quantidade de camadas de espiras que compõe o primário do transformador é dada pela Equação 5.135.

Figura 5.19: Associação de três fios em paralelo trançados



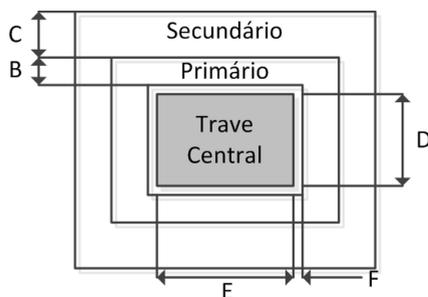
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

$$camadas_p = \frac{2,1N_p d_{isop}}{h_{ef}} \quad (5.135)$$

$$camadas_p = \frac{2,1 \cdot 37 \cdot 0,057}{2,6} = 1,7 \approx 2 \text{ camadas}$$

Sabe-se que, a medida em que vai se criando novas camadas de espiras sobre àquelas que já foram enroladas ao redor da trave central do núcleo, aumenta-se o comprimento de cada espira. Desta forma, estima-se um comprimento médio de espiras (MLT) para realizar o cálculo de perdas nos condutores dos enrolamentos. Segundo Colonel e McLyman (2004, p.39) a Equação 5.136 mostra uma forma de obter esta média tanto para o primário (MLT_p) quanto para o secundário (MLT_s), onde B é a espessura de camadas do primário, C é a espessura de camadas do secundário, D é a largura da trave central, E é o comprimento da trave central e F é a espessura do carretel, como mostra a Figura 5.20.

Figura 5.20: Dimensões para o cálculo do comprimento médio das espiras



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

$$MLT_p = 2 \cdot (D + 2F) + 2 \cdot (E + 2F) + \pi B \quad (5.136)$$

$$MLT_s = 2 \cdot (D + 2F) + 2 \cdot (E + 2F) + \pi(2B + C)$$

Utilizando a Equação 5.136 para o primário, tem-se

$$MLT_p = 2 \cdot (1,25 + 2 \cdot 1) + 2 \cdot (2 + 2 \cdot 1) + \pi \cdot 2 \cdot 2,1 \cdot 0,057 = 15,252 \text{ cm} \quad (5.137)$$

Sabendo que a resistividade elétrica do cobre é dada por $\rho = 2,246 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega$, a resistência de corrente contínua do condutor do primário é obtida através da Equação 5.138.

$$R_{ccp} = \frac{\rho N_p MLT_p}{S_p n_p} = \frac{2,246 \cdot 10^{-6} \cdot 37 \cdot 15,252}{0,002047 \cdot 3} = 0,206 \Omega \quad (5.138)$$

Utilizando o resultado da Equação 5.138 e a corrente eficaz que circula pelo primário é possível obter a perda no cobre existente nesse enrolamento através da Equação 5.139.

$$P_p = R_{ccp} I_{pef}^2 = 0,206 \cdot (2,032)^2 = 0,852 \text{ W} \quad (5.139)$$

Escolhe-se para condutor do secundário o fio AWG 30, cujas dimensões estão descritas na Tabela 5.11. A área de cobre deste cabo é maior do que a área obtida na Equação 5.131, logo não é necessário associar fios em paralelo para suportar a corrente eficaz que circula pelo secundário.

Tabela 5.11: Dimensões fio AWG 30

Área do cobre (S_s)	0,000507 cm^2
Diâmetro do cobre (d_s)	0,0254 cm
Área do cabo com isolamento (S_{isos})	0,00071 cm^2
Diâmetro do cabo com isolamento (d_{isos})	0,0302 cm

Fonte: Barbi (2006, p.332)

Para fazer com que os cinco secundários caibam ao longo da altura útil da perna central do núcleo sem que haja sobreposição dos seus enrolamentos, divide-se a quantidade total de espiras de cada saída em seis camadas, resultando em cinco camadas com 14 espiras e uma camada final com 12 espiras. Considerando o diâmetro do cabo com isolamento, cada secundário terá uma altura de $14 \cdot 0,0302 = 0,4228 \text{ cm}$ e uma

largura de $6 \cdot 0,0302 = 0,1812 \text{ cm}$. Desta forma, os cinco secundários ocuparão $5 \cdot 0,4228 = 2,114 \text{ cm}$ da altura útil da trave central do núcleo que é de $2,6 \text{ cm}$, sobrando aproximadamente $4,86 \text{ mm}$ para colocar isoladores entre cada saída.

Em relação à ocupação da largura das janelas do núcleo, pela Figura 5.17 e pela Figura 5.18 pode-se estimar uma largura de janela útil como sendo,

$$\frac{29,5 - 12,2}{2} - 1 = 8,65 \text{ mm} \quad (5.140)$$

onde o desconto de 1 mm se deve à espessura do carretel. A largura ocupada pelo primário é

$$2 \cdot 2,1 \cdot 0,57 = 2,394 \text{ mm} \quad (5.141)$$

e a largura ocupada pelos secundários é

$$6 \cdot 0,302 = 1,812 \text{ mm} \quad (5.142)$$

Sendo assim os enrolamentos ocupam $2,394 + 1,812 = 4,206 \text{ mm}$ da largura total da janela do núcleo, sobrando $8,65 - 4,206 = 4,444 \text{ mm}$ para colocar o devido isolamento entre o primário e o secundário.

Utilizando a Equação 5.136 para o secundário, tem-se

$$MLT_s = 2 \cdot (1,25 + 2 \cdot 1) + 2 \cdot (2 + 2 \cdot 1) + \pi(2 \cdot 2 \cdot 2,1 \cdot 0,057 + 6 \cdot 0,0302)$$

$$MLT_s = 16,573 \text{ cm}$$

$$(5.143)$$

A resistência de corrente contínua do condutor de cada secundário é obtida através da Equação 5.144.

$$R_{ccs} = \frac{\rho N_s MLT_s}{S_s n_s} = \frac{2,246 \cdot 10^{-6} \cdot 82 \cdot 16,473}{0,000507 \cdot 1} = 6 \Omega \quad (5.144)$$

Utilizando o resultado da Equação 5.144 e a corrente eficaz que circula por cada secundário é possível obter a perda no cobre existente nesse enrolamento através da Equação 5.145.

$$P_s = R_{ccs} I_{sef}^2 = 6 \cdot (0,183)^2 = 0,202 \text{ W} \quad (5.145)$$

Desta forma, as perdas totais existentes no cobre do transformador são dadas pela Equação 5.146.

$$P_{cu} = P_p + 5P_s = 0,852 + 5 \cdot 0,202 = 1,864 \text{ W} \quad (5.146)$$

Considerando a utilização de um núcleo do tipo IP12E da Thornton, as perdas no núcleo podem ser calculadas através do gráfico apresentado na Figura 5.21, que relaciona a frequência de trabalho do transformador (f_s), a variação máxima de densidade de fluxo magnético (ΔB) e a perda por potência no núcleo (P_p), que está relacionada com o peso total mesmo (mW/g). Desta forma, para $f_s = 80 \text{ kHz}$, $\Delta B = 0,18 \text{ T} = 1800 \text{ Gauss}$, e considerando o núcleo operando a 100°C , tem-se $P_p \approx 60 \text{ mW/g}$. Sabendo que o peso total do núcleo é 112 g , a perda total no núcleo é dada pela Equação 5.147.

$$P_{nu} = 112 \cdot P_p = 112 \cdot 60 = 6,72 \text{ W} \quad (5.147)$$

Logo, as perdas totais no transformador são dadas pela Equação 5.148.

$$P_{total} = P_{cu} + P_{nu} = 1,864 + 6,72 = 8,584 \text{ W} \quad (5.148)$$

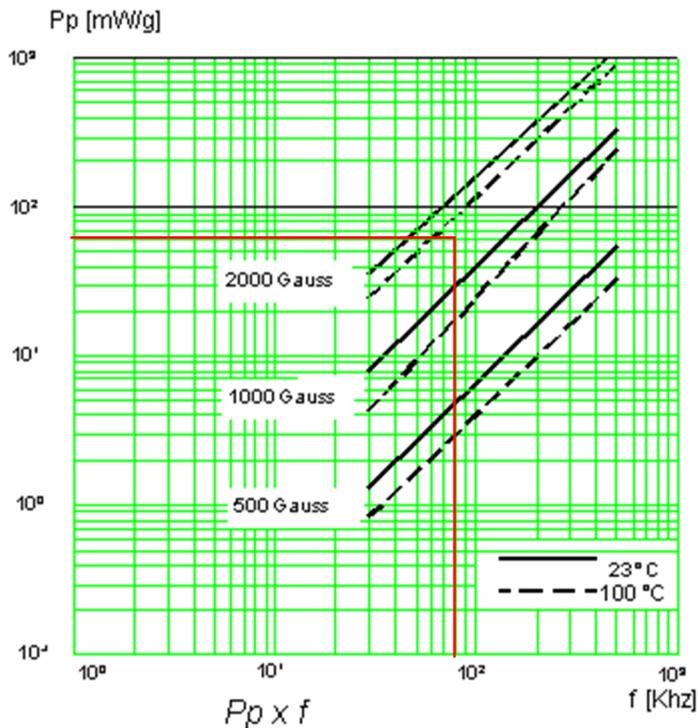
A elevação de temperatura existente no núcleo pode ser estimada pela Equação 5.149, que é uma equação experimental que relaciona as perdas totais no transformador (P_{total}) em W com a área da superfície externa do núcleo (A_s) em cm^2 . Substituindo as respectivas informações na Equação 5.149, obtém-se a Equação 5.150, que mostra a elevação de temperatura do transformador.

$$\Delta T = \left(\frac{P_{total}}{A_s} \right)^{0,833} \quad (5.149)$$

$$\Delta T = \left(\frac{8,584}{2 \cdot 2 \cdot 2,12 \cdot 2 + 2 \cdot 4,2 \cdot 2 + 2 \cdot 2 \cdot 2,12 \cdot 4,2} \right)^{0,833} \quad (5.150)$$

$$\Delta T = 55,34^\circ\text{C}$$

Figura 5.21: Gráfico para o cálculo das perdas no núcleo



Fonte: Thornton (a)

O fator de execução do projeto, que identifica a possibilidade de construção do transformador a partir da área ocupada pelos condutores e da área total da janela do núcleo, é dado pela Equação 5.151. Para que haja facilidade na construção manual do transformador é interessante que o fator de execução seja no máximo de 0,6, já que ele desconsidera vários fatores como isolamento, possível má disposição dos condutores e carretel.

$$\begin{aligned}
 exec &= \frac{n_p S_{isop} N_p + 5 n_s S_{isos} N_s}{A_w} \\
 exec &= \frac{3 \cdot 0,005004 \cdot 37 + 5 \cdot 1 \cdot 0,00071 \cdot 82}{1,57} = 0,539
 \end{aligned} \tag{5.151}$$

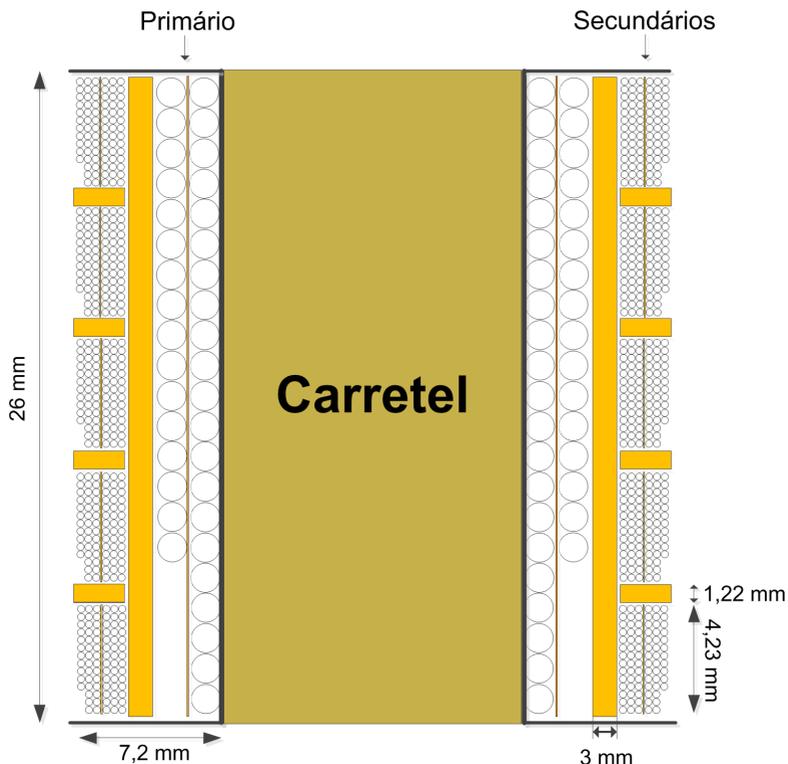
A Figura 5.22 ilustra um corte da vista lateral do transformador, mostrando como fica o agrupamento dos enrolamentos no interior do carretel considerando os isolamentos que devem existir entre o primário e o secundário e entre os próprios secundários.

Segundo Colonel e McLyman (2004), através da Equação 5.153 é possível estimar a indutância de dispersão total refletida para o primário de um transformador. Essa equação é válida para um transformador com apenas um primário envolvido por um secundário, onde a é a altura total que os enrolamentos ocupam no carretel, b_1 é a largura da janela ocupada pelo primário, b_2 é a largura da janela ocupada pelo secundário, c é a largura da janela ocupada pela isolação existente entre os dois enrolamentos e MLT é o comprimento médio das espiras dado pela Equação 5.152 sendo todas essas medidas dadas em centímetros. Desta forma pode-se associar todos os cinco secundários do transformador de maneira a obter um único secundário com 410 espiras de fio AWG30 acomodadas em cinco camadas ao longo da largura da janela do carretel 4220.

$$\begin{aligned}
 MLT &= 2 \cdot (D + 2F) + 2 \cdot (E + 2F) + \pi(B + C) \\
 MLT &= 2 \cdot (1,25 + 2 \cdot 1) + 2 \cdot (2 + 2 \cdot 1) + \pi(2 \cdot 2,1 \cdot 0,057 + 5 \cdot 0,0302) \\
 MLT &= 15,726 \text{ cm}
 \end{aligned} \tag{5.152}$$

$$\begin{aligned}
 L_d &= \frac{4\pi(MLT)N_p^2}{a} \left(c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) \cdot 10^{-9} \\
 L_d &= \frac{4\pi(15,726)37^2}{2,6} \left(3 + \frac{2 \cdot 2,1 \cdot 0,057 + 6 \cdot 0,0302}{3} \right) \cdot 10^{-9} \tag{5.153} \\
 L_d &= 44,8 \mu H
 \end{aligned}$$

Figura 5.22: Vista lateral em corte do transformador



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A indutância obtida na Equação 5.153 é uma estimativa para ser utilizada nas simulações do projeto. Na prática este valor deve mudar devido ao fato de o cálculo ser utilizado para apenas um secundário, sendo que o transformador real possui cinco secundários. Além disso devem ser utilizadas isolações não apenas entre o primário e os secundários, o que pode aumentar a dispersão.

5.3.3.6 Projeto dos indutores

Para a realização do projeto dos indutores de cada saída do conversor Meia Ponte CC-CC é considerada a indutância e a mínima ondulação de corrente de saída obtidas na Subseção 5.3.3.1 e na Subseção 5.3.3.2. Apesar desta indutância ter sido reduzida com a utilização de cinco saídas na estrutura do conversor ela continua relativamente elevada, o que fornece margem para o uso de núcleos de pó de ferro e até mesmo ferro silício, ao invés de núcleo de ferrite. Isso ocorre devido ao fato de que os dois primeiros conseguem uma maior densidade de fluxo magnético sem que haja saturação, reduzindo a quantidade de espiras necessária para atingir a indutância requisitada. No entanto, ambos apresentam maiores perdas considerando a frequência de ondulação da corrente que circula pelo indutor.

As tentativas de projeto com núcleo toroidal de pó de ferro feitas junto à empresa Magmattec se mostraram volumosas e com perdas muito elevadas, inviabilizando o uso do mesmo. Desta forma sobram como opções viáveis os núcleos de ferrite e de ferro silício laminado. Neste trabalho será desenvolvido o projeto do indutor apenas com o núcleo de ferrite, no entanto a utilização de ferro silício deve ser fortemente considerada, pois a baixa ondulação da corrente do indutor e a possibilidade de utilizar uma densidade de fluxo magnético alta provavelmente permitirão a construção de um indutor menos volumoso e com perdas viáveis para a aplicação em questão.

Os dados necessários para iniciar o projeto com núcleo de ferrite estão descritos na Tabela 5.12.

Assim como para o projeto do transformador, uma forma de se escolher o núcleo para o indutor é através do valor $A_e A_w$ mínimo do mesmo. A área da seção transversal da perna central do núcleo (A_e) pode ser obtida a partir da Equação 5.154, onde $I_p = I_{omax} + \frac{\Delta I_{min}}{2}$. Já a área da janela do núcleo (A_w) é dada pela Equação 5.155 considerando $k_p = 1$, já que esta área é ocupada apenas por um enrolamento, e

Tabela 5.12: Dados iniciais para o projeto dos indutores de saída com núcleo de ferrite

Indutância (L)	97 mH
Máxima corrente média de saída (I_{omax})	450 mA
Mínima ondulação da corrente de saída (ΔI_{min})	2,9 mA
Densidade de corrente (J)	100 $\frac{A}{cm^2}$
Máxima densidade de fluxo magnético (B_{max})	0,25 T
Fator de ocupação da janela (k_w)	0,7

Fonte: produção do próprio autor, 2014.

assumindo $I_{ef} = I_{omax}$ devido à baixa ondulação de corrente no indutor. Multiplicando a Equação 5.154 pela Equação 5.155 obtém-se a Equação 5.156.

$$L = \frac{N\phi_{max}}{I_p} = \frac{NB_{max}A_e}{I_{omax}} \quad (5.154)$$

$$A_e = \frac{LI_{omax}}{NB_{max}}$$

$$J = \frac{NI_{ef}}{A_p} = \frac{NI_{omax}}{k_p k_w A_w} \quad (5.155)$$

$$A_w = \frac{NI_{omax}}{Jk_w}$$

$$A_e A_w = \frac{LI_p I_{omax}}{Jk_w B_{max}} = \frac{0,097 \cdot 0,451 \cdot 0,45}{100 \cdot 0,7 \cdot 0,24} = 11,73 \text{ cm}^4 \quad (5.156)$$

O núcleo escolhido é o EE-65/33/26 IP12R da Thornton e suas dimensões, obtidas a partir do catálogo do fornecedor, são apresentadas na Tabela 5.13 e na Figura 5.23, assim como as dimensões do carretel, ilustradas pela Figura 5.24.

Isolando a variável N na Equação 5.154, obtém-se a quantidade de espiras do indutor, que é dada pela Equação 5.157.

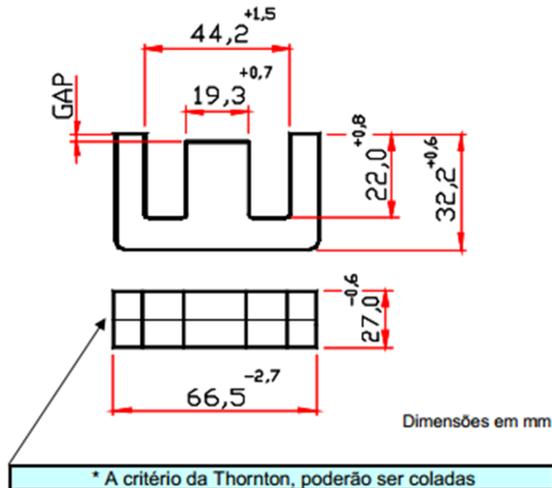
$$N = \frac{LI_p}{B_{max} A_e} = \frac{0,097 \cdot 0,451}{0,25 \cdot 5,32} = 330 \text{ espiras} \quad (5.157)$$

Tabela 5.13: Dimensões do núcleo EE 65/33/26 da Thornton

A_e	$5,32 \text{ cm}^2$
A_w	$3,7 \text{ cm}^2$
$A_e A_w$	$19,684 \text{ cm}^2$
Volume do núcleo completo (V_e)	$78,2 \text{ cm}^3$
Peso total do núcleo (M_{nu})	387 g

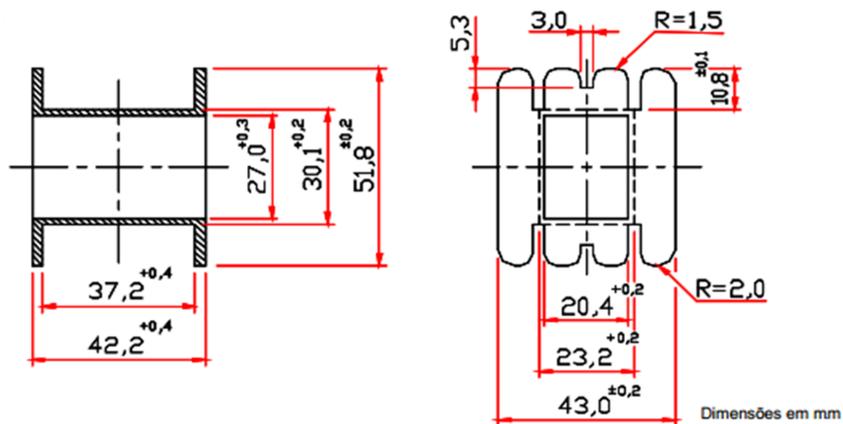
Fonte: Thornton (c)

Figura 5.23: Dimensões do núcleo EE 65/33/26 da Thornton



Fonte: Thornton (c)

Figura 5.24: Dimensões do carretel para núcleo EE 65/33/26 da Thornton



Fonte: Thornton (c)

Para evitar a saturação do indutor utiliza-se um *gap* no caminho do fluxo magnético, que é obtido através da Equação 5.158, onde $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} = \frac{(330)^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32}{0,097} = 0,751 \text{ mm} \quad (5.158)$$

Considerando a corrente máxima que irá circular pelo indutor e a densidade de corrente especificada na Tabela 5.12, utiliza-se a Equação 5.159 para obter a menor área de secção transversal que o condutor deve ter para suportar a corrente do indutor.

$$S_{cu} = \frac{I_p}{J} = \frac{0,451}{100} = 0,00451 \text{ cm}^2 \quad (5.159)$$

Como a ondulação da corrente que circula pelo indutor é baixa, ou seja, $I_p \approx I_{omax}$, o efeito pelicular desta corrente pode ser desprezada, não impondo um limite máximo para a área da secção transversal do condutor, ao contrário do que ocorre no projeto do transformador.

Dessa forma, por haver uma grande quantidade de espiras, pode-se escolher um condutor com bitola maior de forma a reduzir a resistência do mesmo. Opta-se pelo condutor AWG 20, cujas características são apresentadas na Tabela 5.14.

Tabela 5.14: Dimensões fio AWG 20

Área do cobre (S_i)	0,005176 cm^2
Diâmetro do cobre (d_i)	0,081 cm
Área do cabo com isolamento ($S_{i\text{soi}}$)	0,006244 cm^2
Diâmetro do cabo com isolamento ($d_{i\text{soi}}$)	0,089 cm

Fonte: Barbi (2006, p.331)

A área da secção transversal do condutor AWG 20 é maior do que área obtida na Equação 5.159, não sendo necessário associar fios em paralelo para suportar a corrente do indutor. Além disso, considerando a altura útil da janela do carretel e o diâmetro do cabo com isolamento, é possível calcular quantas camadas de fio serão enroladas ao longo do carretel por meio da Equação 5.160.

$$\text{camadas} = \frac{Nd_{i\text{soi}}}{3,72} = \frac{330 \cdot 0,089}{3,72} = 8 \quad (5.160)$$

Utilizando a Equação 5.136 para o primário, já que neste caso há apenas um enrolamento, encontra-se o comprimento médio das espiras do indutor.

$$MLT_{ind} = 2 \cdot (D + 2F) + 2 \cdot (E + 2F) + \pi B$$

$$MLT_{ind} = 2 \cdot (2 + 2 \cdot 1,4) + 2 \cdot (2,7 + 2 \cdot 1,55) + \pi \cdot 8 \cdot 0,089 \quad (5.161)$$

$$MLT_{ind} = 23,437 \text{ cm}$$

Tendo o comprimento médio de espiras é possível, através da Equação 5.162, obter a resistência de corrente contínua do condutor, onde n_p é a quantidade de condutores em paralelo e ρ a condutividade

elétrica do cobre.

$$R_{ccind} = \frac{\rho \cdot N \cdot MLT_{ind}}{S_i n_p} \quad (5.162)$$

$$R_{ccind} = \frac{2,2468 \cdot 10^{-6} \cdot 330 \cdot 23,437}{0,005176 \cdot 1} = 3,357 \Omega$$

Como a corrente nos indutores é praticamente constante, seu valor médio é aproximadamente igual ao valor eficaz. Desta forma as perdas no cobre de cada indutor são dadas pela Equação 5.163.

$$P_{cu} = R_{ccind} I_{oma}^2 = 3,357 \cdot (0,45)^2 = 680 \text{ mW} \quad (5.163)$$

Segundo Barbi (2007, p.311) as perdas no núcleo de ferrite, causadas por histerese e correntes parasitas, podem ser calculadas através da Equação 5.165, que é uma expressão empírica de perdas por centímetro cúbico, onde $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$ é o coeficiente de perdas por histerese referente à ferrite e $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ é o coeficiente de perdas por correntes parasitas também referente à ferrite. Deve-se atentar ao fato de que a frequência da oscilação de corrente no indutor é o dobro da frequência de chaveamento do conversor e ΔB é a excursão da densidade de fluxo e não a densidade de fluxo máxima. Este último valor pode ser obtido através da Equação 5.164, que utiliza a linearidade existente entre a excursão e o valor máximo da densidade de fluxo.

$$\Delta B = \frac{\Delta I B_{max}}{I_p} = \frac{0,0029 \cdot 0,25}{0,451} = 1,606 \text{ mT} \quad (5.164)$$

$$P_{nu} = (\Delta B)^{2,4} (K_H \cdot 2f_s + K_E (2f_s)^2) V_e$$

$$P_{nu} = (0,001606)^{2,4} (4 \cdot 10^{-5} \cdot 2 \cdot 80000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (2 \cdot 80000)^2) \cdot 78,2$$

$$P_{nu} = 0,256 \text{ mW} \quad (5.165)$$

Sendo assim, as perdas totais em cada indutor são dadas pela Equação 5.166.

$$P_{total} = P_{cu} + P_{nu} = 0,680 + 0,000256 \approx 680 \text{ mW} \quad (5.166)$$

No Apêndice A, a Figura A.1 apresenta um gráfico que identifica a contribuição dos elementos do conversor Meia Ponte para as perdas totais do mesmo, considerando as cinco saídas.

De acordo com Barbi (2007, p.316), a elevação de temperatura do indutor pode ser obtida através da Equação 5.167.

$$\Delta T = P_{total} R_T = P_{total} \frac{23}{(A_e A_w)^{-0,37}} \quad (5.167)$$

$$\Delta T = 0,68 \frac{23}{(19,684)^{-0,37}} = 5,2^\circ C$$

Assim como foi feito para o transformador, é interessante calcular a possibilidade de execução do indutor através da Equação 5.168, onde o ideal é que o resultado desse cálculo seja no máximo 0,6 para se ter uma certa facilidade na construção manual do magnético.

$$exec = \frac{n_p N S_{isoi}}{A_w} = \frac{1 \cdot 330 \cdot 0,006244}{3,7} = 0,557 \quad (5.168)$$

5.3.3.7 Projeto dos capacitores de barramento

O valor mínimo dos capacitores de barramento são calculados na Equação 5.169, que utiliza a Equação 2.82 apresentada na Subseção 2.4.1.7. A razão cíclica máxima exigida nesta equação é correspondente à corrente de saída utilizada, considerando a operação do conversor no modo de baixa tensão na potência nominal. O fator 5 é adicionado devido a reflexão da corrente de saída por cada um dos secundários.

$$C_{bmin} = \frac{2 \cdot 5 \cdot I_{omax} D_{max}}{n 0,05 V_{inmin} f_s} \quad (5.169)$$

$$C_{bmin} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 0,45 \cdot 0,083}{0,5 \cdot 0,05 \cdot 303 \cdot 80000} = 612,9 \text{ nF}$$

Como os capacitores calculados na Seção 5.1 são de $560 \mu s$, ou seja, maiores do que o resultado obtido na Equação 5.169, eles podem ser utilizados diretamente como os capacitores de barramento de entrada do conversor Meia Ponte.

5.3.3.8 Simulação do conversor

Para verificar a validade do projeto do conversor Meia Ponte foram feitas simulações das condições de operação do mesmo em malha aberta utilizando o *software* PSPICE[®]. Procurou-se utilizar todas as não idealidades possíveis, de forma a verificar com maior precisão as interações das capacitâncias, resistências e indutâncias parasitas e suas consequências no funcionamento do sistema.

Como não foi encontrado o modelo da chave C2M0160120D da CREE, foi utilizado na simulação o MOSFET IXTH12N120 da IXYS, que é um transistor para 1200 V e 12 A de corrente média no dreno. Suas características de comutação são um pouco piores do que o MOSFET da CREE, tendo maiores capacitâncias de entrada e saída e maiores tempo de comutação. Já em relação aos diodos da ponte retificadora do conversor foi utilizado o modelo do CSD05120 da CREE, que é bem similar ao C4D05120A considerado no projeto real.

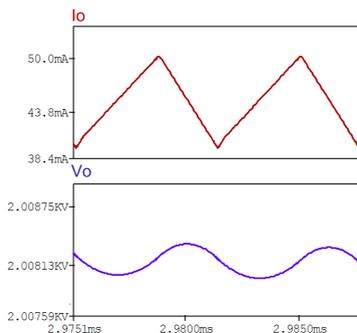
A indutância de dispersão estimada na Subseção 5.3.3.5 foi utilizada na simulação de forma que metade do seu valor foi refletido para cada secundário do transformador utilizando a relação de espiras de 0,45, resultando em uma dispersão de 108,6 μH para cada saída do conversor. Este valor é baseado em várias aproximações, logo não é assegurado que as dispersões do transformador real serão desta magnitude.

Como a simulação está sendo realizada em malha aberta, optou-se por utilizar valores de capacitância de saída da ordem de 120 nF para cada secundário, de forma a tornar a planta mais rápida e facilitar a simulação. Esses valores são bem menores do que os calculados (3900 μF por saída), no entanto essa mudança não influenciará na resposta em regime permanente do conversor, que é o que se deseja analisar nesta seção.

O primário e o secundário do conversor meia ponte simulados são mostrados no Apêndice B, na Figura B.1 e na Figura B.2, respectivamente. Inicialmente foi realizada a análise do conversor operando com

2000 V na saída e fornecendo sua potência nominal de 90 W. A Figura 5.25 mostra o sistema estabilizado com a tensão de saída e a corrente nos indutores desejadas. Para alcançar este valor de tensão foi utilizada uma razão cíclica de aproximadamente 0,292, que está abaixo daquela obtida no projeto. Isso se deve ao fato de que o rendimento do conversor para este caso chegou a 0,875, acima do obtido no projeto, e também porque a tensão média aplicada na entrada do filtro LC de cada saída do conversor se eleva devido a utilização da relação de espiras de (0,45) no transformador para compensar as quedas de tensão nos diodos da ponte e na indutância de dispersão. Como essas quedas estão menores do que o esperado, a tensão média de saída acaba ficando mais alta. A Figura 5.26 mostra uma comparação da tensão em um dos filtros LC com e sem a compensação de espiras do transformador, onde é possível perceber que a tensão presente no caso compensado é maior. Essa correção na razão cíclica será feita pelo controle do conversor.

Figura 5.25: Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 2000 V e 90 W em detalhe



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.26: Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 2000 V



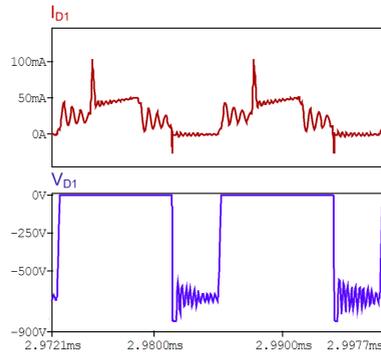
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Como foi dito anteriormente, a capacitância dos diodos das pontes retificadoras do conversor e a capacitância de saída dos MOSFET's interagem com as indutâncias de dispersão do transformador quando há transferência de energia da entrada para a saída do conversor Meia Ponte, causando um pico e uma ondulação na tensão que é aplicada sobre os filtros LC e, conseqüentemente, sobre os diodos. Para limitar a tensão máxima sobre os mesmos é utilizado um *snubber* grampeador dissipativo em paralelo com cada uma das pontes retificadoras do conversor, cujos valores de R e C foram ajustados de acordo com a simulação para que a tensão máxima sobre cada diodo seja de 800 V.

A Figura 5.27, a Figura 5.28 e a Figura 5.29 mostram as correntes e tensões em um dos diodos da ponte retificadora, em uma das chaves e no primário do transformador, respectivamente. Nota-se a presença de picos nas correntes que circulam por esses três componentes no momento em que o conversor sai da etapa de roda livre. Esse fenômeno ocorre devido à carga das capacitâncias dos diodos das pontes retificadoras, que são submetidos a uma derivada de tensão no momento em que o conversor deixa de operar na etapa de roda livre e, conseqüentemente, geram esses picos, que não chegam a ser um problema para a estrutura de potência, já que os semicondutores escolhidos suportam a

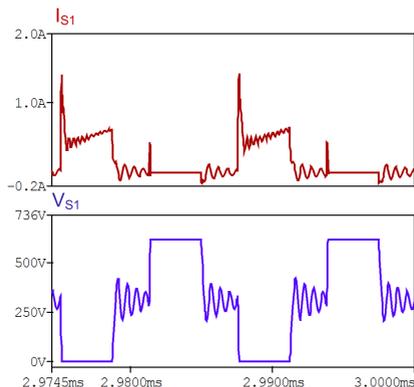
intensidade dos mesmos.

Figura 5.27: Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do *snubber* grampeador para o caso de 2000 V



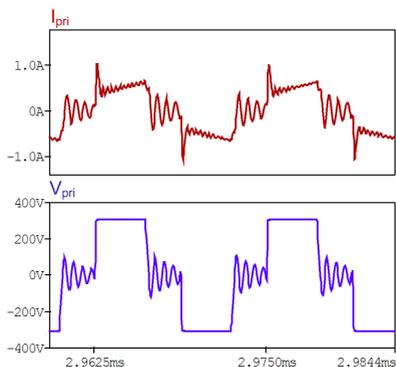
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.28: Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 2000 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

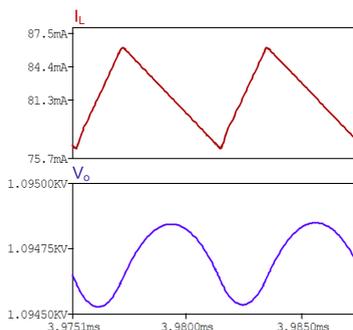
Figura 5.29: Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 2000 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

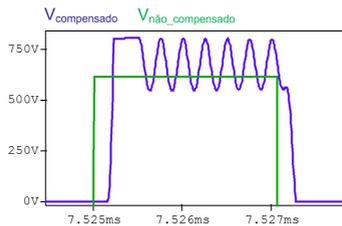
Feita a análise para a tensão máxima de saída do conversor, estuda-se agora a operação do mesmo com 1100 V na saída e fornecendo sua potência nominal de 90 W . A Figura 5.30 mostra o sistema estabilizado com a tensão de saída e a corrente nos indutores desejadas. Para alcançar este valor de tensão foi utilizada uma razão cíclica de aproximadamente $0,164$, que está abaixo daquela obtida no projeto pelos mesmos motivos apresentados na análise da operação do conversor com 2000 V de saída, sendo que para este caso o rendimento do conversor chegou a $0,91$. A Figura 5.31 mostra uma comparação da tensão em um dos filtros LC com e sem a compensação de espiras do transformador, onde é possível perceber que a tensão presente no caso compensado é maior. Essa correção na razão cíclica será feita pelo controle do conversor. As tensões e correntes em um dos diodos, uma das chaves e no primário do transformador para este caso são mostradas na Figura 5.32, Figura 5.33 e Figura 5.34, respectivamente. Nota-se que os picos de corrente causados pela carga da capacitância dos diodos das pontes retificadoras do conversor, já mencionados e explicados na simulação para 2 kV de saída, também se fazem presentes nessa análise.

Figura 5.30: Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 1100 V e 90 W em detalhe



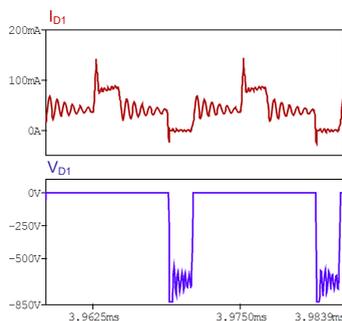
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.31: Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 1100 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

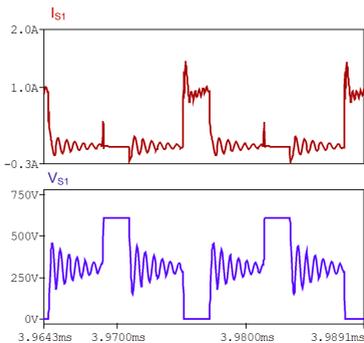
Figura 5.32: Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do *snubber* grameador para o caso de 1100 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

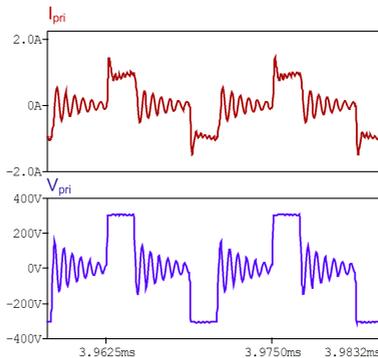
Faz-se agora a análise do conversor operando com 200 V na saída e fornecendo sua potência nominal de 90 W. A Figura 5.35 mostra o sistema estabilizado com a tensão de saída e a corrente nos indutores desejadas. Para alcançar este valor de tensão foi utilizada uma razão cíclica de aproximadamente 0,136, que está acima daquela obtida

Figura 5.33: Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 1100 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

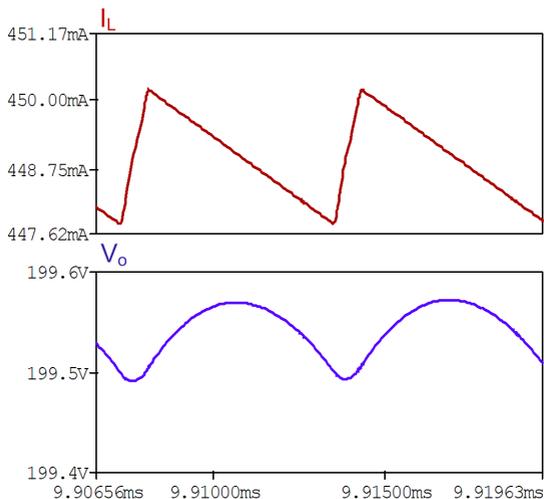
Figura 5.34: Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 1100 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

no projeto. Isso se deve ao fato de que as indutâncias de dispersão do transformador atrasam a saída do conversor da etapa de roda livre ao fazer com que a corrente nos diodos tenham uma dinâmica mais lenta e bloqueiem de forma tardia. Esse fenômeno é mais evidente quando o conversor opera no modo de baixa tensão, quando a magnetização da indutância de dispersão é mais lenta. Esse efeito pode ser visualizado na Figura 5.36, que mostra a dinâmica dos sinais de comando, da corrente no indutor de saída, da corrente em um dos diodos da ponte retificador e da corrente que circula pelo diodo em antiparalelo com a chave S1. A Figura 5.37 apresenta uma comparação da tensão em um dos filtros LC com o sinal de razão cíclica que está sendo utilizado. Nota-se que a transferência de energia para a saída ocorre num período bem mais curto do que o desejado, ocasionando na necessidade do aumento da razão cíclica. Essa correção será feita pelo controle do conversor. As tensões e correntes em um dos diodos, uma das chaves e no primário do transformador para este caso são mostradas na Figura 5.38, Figura 5.39 e Figura 5.40, respectivamente, onde também é possível notar a presença dos picos de corrente causados pela carga dos diodos das pontes retificadoras do conversor Meia Ponte.

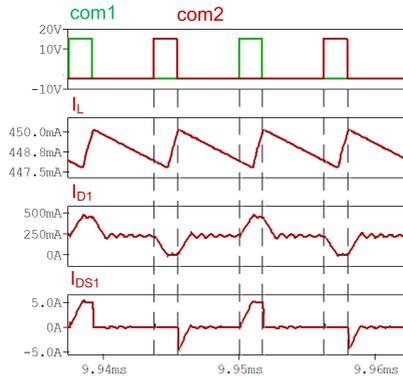
Figura 5.35: Tensão de saída e corrente nos indutores do conversor para o caso de 200 V e 90 W em detalhe



Fonte: produção do próprio autor, 2014

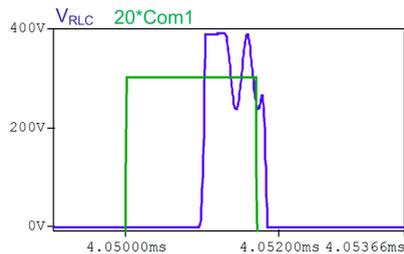
Analisando as tensões no primário e na chave para todos os casos simulados percebe-se que existe uma significativa ondulação nas mesmas quando as duas chaves estão abertas e a indutância de dispersão do primário se descarrega completamente por um dos diodos dos MOSFET's. Essa ondulação é resultado da interação desta indutância com as capacitâncias de saída das chaves e não possui uma influência negativa no funcionamento do conversor. O problema que pode ser causado por ela é a geração de interferência eletromagnética, podendo causar ruídos nos circuitos auxiliares. Para atenuar essa oscilação foi utilizado um *snubber* amortecedor em paralelo com o primário do transformador, que é um filtro formado por um $R = 330 \Omega$ e um $C = 100 \text{ pF}$ cuja frequência de corte é aproximadamente três vezes a frequência da oscilação, que foi identificada através da simulação como sendo próxima de

Figura 5.36: Análise do atraso de saída da etapa de roda livre causado pelas indutâncias de dispersão do transformador do conversor Meia Ponte



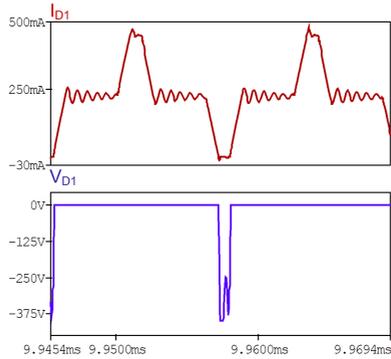
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.37: Comparação entre as tensões real e ideal em um dos filtros LC da saída do conversor para o caso de 200 V



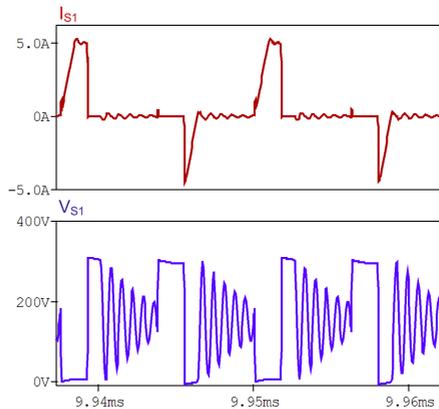
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.38: Tensão e corrente em um dos diodos do conversor com a presença do *snubber* grampeador para o caso de 200 V



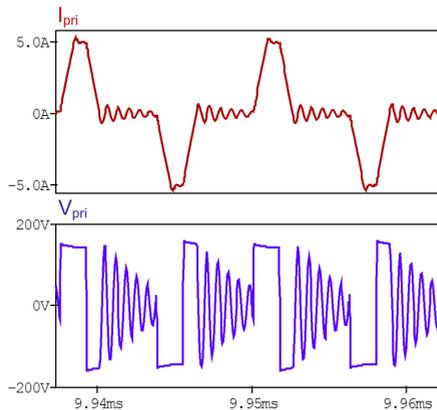
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.39: Tensão e corrente em uma das chaves do conversor para o caso de 200 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.40: Tensão e corrente no primário do transformador do conversor para o caso de 200 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

1,66 kHz. As figuras mostradas até aqui ilustram o comportamento das tensões com o circuito de *snubber* já implementado. Percebe-se que a atenuação não foi muito significativa, porém a utilização de um filtro mais efetivo apresentou perdas muito elevadas, em torno de 10 W.

5.3.4 Projeto do estágio de controle

Deseja-se projetar um eletroporador que forneça para a carga, no caso o tecido biológico, diferentes níveis de tensão e de potência para que seja possível realizar um estudo mais aprofundado do processo de eletroporação. A potência média nominal do projeto é de 90 W, porém, alterando os tempos de comutação das chaves do gerador de pulsos presente na saída do conversor CC-CC, é possível reduzir a potência média entregue à carga. O conversor deve ser capaz de manter o nível de tensão de saída desejado constante independente de quanta energia, abaixo da nominal, está sendo consumida pelo tecido. Isso caracteriza a neces-

sidade de projeto de um controle de tensão que possua erro praticamente nulo em regime permanente.

Como mostrado na Capítulo 4, mais precisamente na Figura 4.3, a corrente consumida pela carga apresenta um formato aproximadamente exponencial enquanto um pulso de tensão é aplicado sobre a mesma. É importante que essa corrente instantânea seja fornecida quase que exclusivamente pelos capacitores armazenadores de energia presentes na saída do conversor, enquanto que pelo indutor de saída circule apenas a corrente média necessária para recarregar os capacitores com a tensão desejada dentro do tempo adequado, de forma a atender a potência média requisitada pela carga. Essa restrição deve ser feita porque a corrente instantânea no tecido pode atingir até 10 A. Caso essa corrente circule pelo estágio de saída do conversor Meia Ponte, ela será refletida para o primário do transformador com um valor aproximadamente onze vezes maior, já que a relação de espiras ($n = \frac{N_p}{N_s}$) de cada um dos secundários é igual a 0,45, o que danificaria os semicondutores. Sendo assim, é importante que haja, além do controle de tensão, o controle da corrente que circula pelo conversor com uma referência relativamente constante, garantindo o funcionamento adequado do mesmo.

Conclui-se que o conversor Meia Ponte deve ter um controle para a corrente que circula pelo indutor de saída e um para regular a tensão sobre os capacitores armazenadores de energia. Desta forma é possível projetar o controle em cascata apresentado no final da Subseção 2.4.2, onde é utilizada a planta $\frac{V_o(s)}{I_o(s)}$ do conversor Meia Ponte reescrita na Equação 5.170.

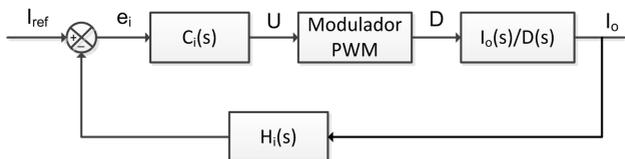
$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{C_s + \frac{1}{R}} \quad (5.170)$$

5.3.4.1 Malha interna de corrente

O diagrama de blocos da malha interna de corrente é apresentado na Figura 5.41. A corrente de referência desta malha vem diretamente da saída do compensador da malha externa, que indicará qual

deve ser o nível da corrente que circula pelo indutor de filtro para que a tensão de saída seja corrigida adequadamente.

Figura 5.41: Diagrama de blocos da malha interna de corrente



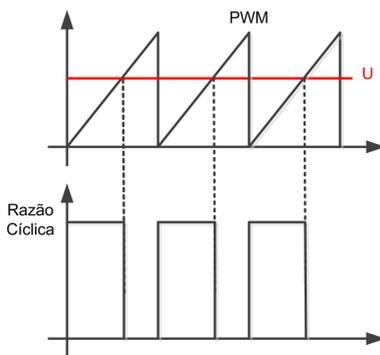
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O diagrama da malha de corrente mostra que a corrente de saída do conversor deve ser medida através de um sensor de corrente que dará o ganho necessário para adequar o sinal medido aos níveis de tensão do circuito de controle. No entanto, o conversor possui cinco saídas e apenas uma poderá ser medida. Em regime permanente sabe-se que a corrente que circula pelos cinco indutores de filtro é a mesma, porém não se tem a mesma garantia no transitório, o que gera a possibilidade de medição incorreta da corrente de saída. Para solucionar este problema o sensor de corrente pode ser colocado em série com o primário do transformador, obtendo amostras da corrente de saída enquanto o conversor não opera em roda livre.

Existem algumas formas diferentes de fazer o controle de corrente. Duas delas são o controle por valores médios e o controle por pico. No primeiro método a corrente a ser controlada é filtrada pelo compensador da malha, que utiliza o valor médio da grandeza medida para gerar o sinal de controle que será comparado com o modulador PWM, gerando assim a razão cíclica necessária para que a corrente de saída siga a referência. A Figura 5.42 ilustra a geração da razão cíclica neste modo de controle, onde U é o sinal fornecido pelo compensador de corrente.

Na aplicação em questão a corrente que é medida pelo sensor é a do primário do transformador, que possui valor médio nulo. Utilizando

Figura 5.42: Geração da razão cíclica no controle de corrente via valor médio



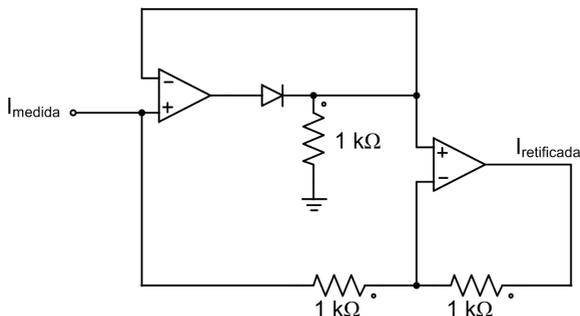
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

um circuito retificador de precisão, mostrado na Figura 5.43 é possível obter o módulo desta corrente, de forma que seu valor médio tenha uma relação com a corrente de saída através da expressão mostrada na Equação 5.171, ou seja, é possível controlar a corrente de saída através da média da corrente do primário retificada.

$$I_{pretm} = 2I_o D \quad (5.171)$$

Apesar de possível, algumas dificuldades são encontradas nessa forma de fazer o controle. Para transformar o módulo da corrente do primário do transformador na corrente de saída para que esta possa ser comparada com a referência, é necessário realizar uma divisão por $2D$, como mostra a Equação 5.171. Para executar esta operação é necessário obter o valor da razão cíclica de algum ponto do circuito, pois ela é variável. Isso pode ser feito filtrando o valor médio da soma dos sinais de comando que são enviados para as chaves. Posteriormente utiliza-se um circuito divisor analógico, que é um componente relativamente caro, para realizar a divisão necessária. Além disso deve-se projetar o compensador de corrente para impor o comportamento desejado à planta.

Figura 5.43: Retificador de precisão

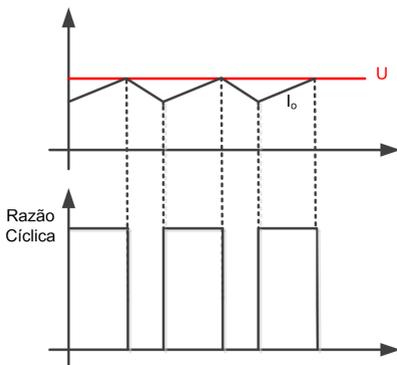


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

O controle por pico utiliza a própria corrente medida como modulador PWM, de forma que é dado o sinal de comando para a chave deixar de conduzir quando o valor instantâneo desta corrente atinge o valor da referência. Esse funcionamento se assemelha a um controle *on-off*, não necessitando do projeto do compensador C_i apresentado na Figura 5.41. A Figura 5.44 ilustra o funcionamento desta forma de controle. Deve-se observar que um sinal de *clock* externo deve ser enviado ao controle para que o conversor volte a enviar energia para o indutor de saída, caso contrário a corrente não cresceria novamente.

Considerando a medição da corrente no primário do transformador, esse método de controle continua exigindo uma retificação da mesma para que os picos sejam sempre positivos, no entanto não é necessária a reconstrução da corrente de saída a partir da corrente medida, pois a informação do pico já está presente no lado CA do conversor. É importante filtrar a corrente circulante pelo sensor antes de realimentá-la no circuito de controle, pois sempre que uma chave é comandada a conduzir, a capacitância do primário e as capacitâncias dos diodos das pontes retificadoras são carregadas e geram um pico de corrente elevado que pode atingir o nível do sinal de referência, fazendo com que o circuito de con-

Figura 5.44: Geração da razão cíclica no controle de corrente por pico



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

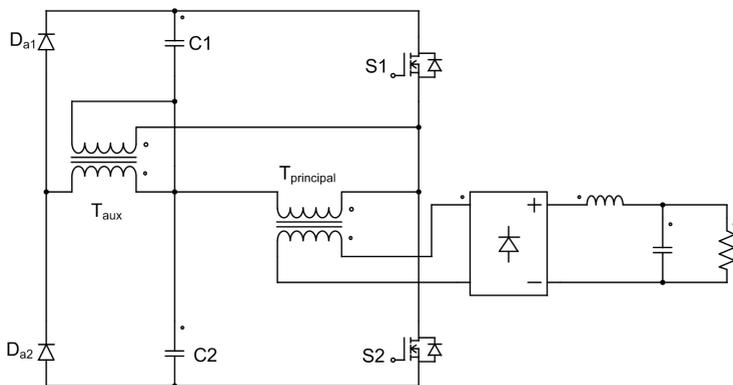
trole comande a chave a abrir novamente e inviabilize o funcionamento do conversor.

Analisando os modos de controle de corrente apresentados, por simplicidade o método por pico foi escolhido para ser aplicado no projeto.

Segundo Adair (2001) a utilização do controle da corrente através do seu valor de pico no conversor Meia Ponte pode acarretar em um problema de instabilidade. Caso haja um desequilíbrio nas tensões dos capacitores do barramento de entrada, aquele que estiver com a tensão mais baixa irá carregar o indutor de saída com uma menor derivada de corrente, que levará mais tempo para atingir a referência de pico, que é constante. O inverso ocorre com o outro capacitor, que carregará o indutor com uma derivada maior de corrente, fazendo com que as razões cíclicas se desequilibrem e os capacitores tendam a ficar cada vez mais desbalanceados, já que um fornece mais energia para a saída do que o outro, desestabilizando o conversor. O mesmo fenômeno pode acontecer caso uma das chaves esteja conduzindo por um tempo um pouco maior do que a outra devido a alguma não idealidade dos transistores ou dos circuitos de comando.

Uma solução para o problema citado é apresentado por Hung et al. (2003, p.368), onde é colocado um transformador menor (T_{aux}), com o mesmo número de espiras do primário do transformador principal, em paralelo com o ponto médio das chaves e o ponto médio dos capacitores e dois diodos rápidos (D_{a1} e D_{a2}) em paralelo com o barramento de entrada, como mostra a Figura 5.45. Desta forma, considerando um desbalanço, o capacitor que estiver mais carregado terá sua tensão imposta no secundário do transformador auxiliar quando sua respectiva chave é comandada a fechar, fazendo com que um dos diodos (D_{a1} ou D_{a2}) fique diretamente polarizado, permitindo que o capacitor com maior tensão descarregue seu excesso de carga para outro capacitor, equilibrando o barramento novamente.

Figura 5.45: Solução proposta para a instabilidade do conversor Meia Ponte com controle por pico

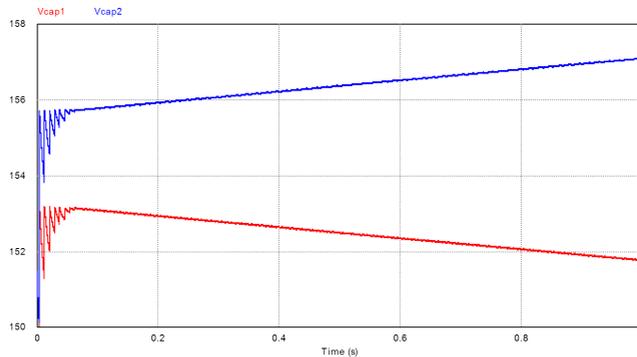


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Para exemplificar a atuação dessa solução de equilíbrio dos barramentos foi realizada uma simulação do conversor Meia Ponte com controle por pico de corrente com e sem o circuito proposto. Os capacitores de entrada do conversor foram desbalanceados com uma diferença de tensão de 5 V. A Figura 5.46 mostra o comportamento da tensão nos

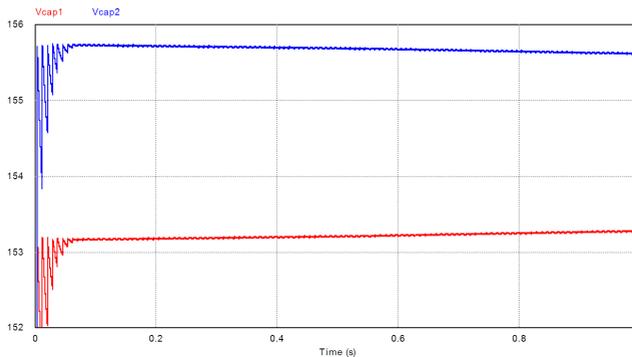
capacitores sem o circuito de equilíbrio e a Figura 5.47 mostra o comportamento com o circuito proposto. Nota-se que na primeira imagem as tensões estão divergindo, com um capacitor tendendo a ficar com toda a tensão do barramento e outro com a tensão nula. Quando o circuito de balanço é implementado na simulação, as tensões dos dois capacitores tendem lentamente a se equilibrarem, onde cada um tende a ficar com a metade da tensão do barramento de entrada do conversor.

Figura 5.46: Tensões nos capacitores do barramento de entrada do conversor Meia Ponte sem o circuito de equilíbrio



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 5.47: Tensões nos capacitores do barramento de entrada do conversor Meia Ponte com o circuito de equilíbrio



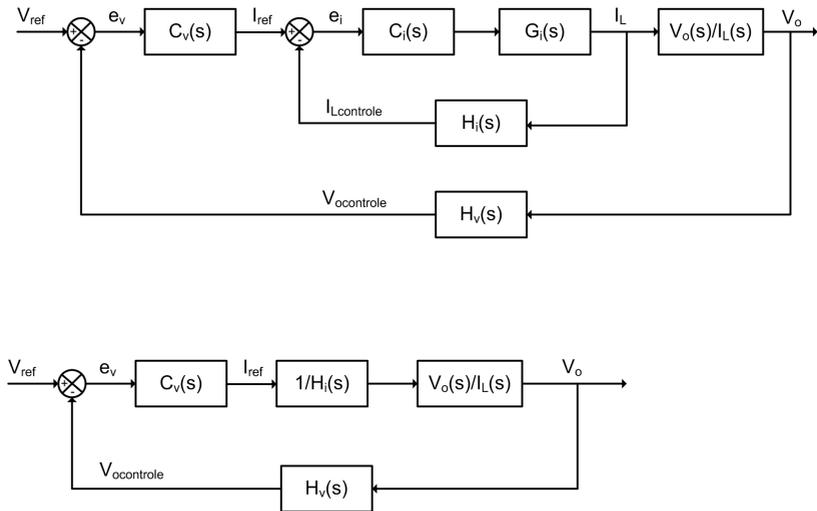
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

5.3.4.2 Malha externa de tensão

A malha externa de tensão é responsável por regular a tensão de saída do conversor no nível de referência desejado mesmo que a carga consuma uma potência abaixo da nominal. Seu comportamento deve ser bem mais lento do que a malha interna, de forma que esta consiga entrar em regime permanente rapidamente e possa ser vista como uma constante pela malha de tensão. Dessa forma, toda a malha interna pode ser aproximada por um ganho cujo valor é o inverso do ganho do sensor de corrente, como mostra a Figura 5.48.

Analisando a dinâmica da carga, sabe-se que a menor frequência de operação do gerador de pulsos é de $0,6 \text{ Hz}$, que é necessária para fornecer 90 W médios, com pulsos de 10 ms de duração cada e com tensão de 2 kV . O projeto do controle de tensão é feito com valores médios, ou seja, o compensador de tensão deve filtrar essa ondulação de $0,6 \text{ Hz}$ que aparecerá no barramento de saída do conversor para poder fazer a comparação com a sua referência. No entanto essa frequência é muito

Figura 5.48: Diagrama de blocos da malha externa de tensão



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

baixa e, além de deixar o controle muito lento, inviabiliza o uso de componentes analógicos para a implementação do mesmo, pois exige valores de resistência e capacitância muito elevados. Sendo assim, o compensador será projetado para ter uma margem de fase entre 60° e 90° em uma frequência de 12 Hz , que fica uma década abaixo da frequência de ondulação da tensão de saída do retificador com filtro capacitivo presente na entrada do conversor Meia Ponte.

O projeto do compensador externo com uma margem de fase em 12 Hz faz com que a estrutura de controle tente compensar rapidamente a queda de tensão no barramento de saída do conversor, que ocorre quando é fornecida energia para o tecido biológico. Caso essa queda seja próxima aos 5% da tensão média de saída, que é o máximo aceitável, o compensador de tensão irá enviar seu sinal mais elevado para a referência de corrente da malha interna para tentar corrigir essa per-

turbação. Esse valor máximo de referência deve ser equivalente à maior corrente que pode circular pelos indutores do conversor Meia Ponte, de forma que o conversor possa fornecer a potência nominal utilizando todos os valores de tensão de saída definidas no projeto. Sendo assim, a máxima referência de corrente deve representar aproximadamente 450 mA , que é a corrente nos indutores de filtro quando o conversor fornece 90 W com 200 V na saída. Porém, caso a carga consuma uma quantidade considerável de energia durante o pulso aplicado, o compensador de tensão pode fornecer esse mesmo sinal de referência quando o conversor está operando com uma tensão de saída mais elevada que 200 V , fazendo com que a potência média processada pelo conversor Meia Ponte seja maior do que a nominal, podendo chegar a 1125 W na entrada se a tensão nos capacitores de saída for 2 kV , considerando um rendimento de $0,8$ do conversor ($\frac{0,45 \cdot 2000}{0,8} = 1125\text{ W}$). O conversor Meia Ponte consegue processar essa sobrecarga, pois todos os seus componentes foram projetados para suportar os casos críticos de tensão e corrente, que não ocorrem simultaneamente em condições normais de operação. No entanto o estágio retificador presente na entrada do conversor foi especificado para fornecer no máximo 170 W , de forma que essa sobrecarga ocasiona uma ondulação de tensão muito elevada nos capacitores de filtro, prejudicando o funcionamento do conversor Meia Ponte, e a elevada corrente eficaz que circulará pelos mesmos irá reduzir a vida útil desses componentes. Além disso haverá um aumento na corrente média dos diodos da ponte retificadora que poderá danificá-los.

Uma maneira de solucionar o problema da possível sobrecarga do sistema é tornar variável o ganho de corrente presente na realimentação da malha interna, fazendo com que ele seja dependente da tensão de referência aplicada na malha externa. Analogicamente, o compensador de tensão é um amplificador operacional realimentado, desta forma o valor máximo enviado para a referência de corrente é fixo. Através desse método é possível fazer com que essa referência máxima seja equivalente a diferentes níveis de corrente, dependendo de qual tensão se deseja na saída do conversor, proporcionando ao conversor Meia Ponte a manuten-

ção de uma potência máxima de processamento próxima da nominal.

Sabe-se que os níveis máximos de corrente de saída do conversor podem ser relacionados com as suas respectivas tensões de saída através da potência nominal do conversor, como mostra a Equação 5.172.

$$I_{omax} = \frac{P_{onominial}}{V_o} \quad (5.172)$$

A tensão de saída é medida por um sensor que fornece um ganho H_v para a mesma com o objetivo de deixá-la num nível adequado para ser comparada com a tensão de referência no circuito de controle, como mostra a Equação 5.173.

$$V_o = \frac{V_{ref}}{H_v} \quad (5.173)$$

O ganho de tensão neste caso pode ser obtido através de um divisor resistivo R que fica em paralelo com a associação série das cinco saídas do conversor. Desta forma o próprio sensor será uma carga mínima para o conversor Meia Ponte, devendo consumir uma potência baixa para não influenciar na carga nem gerar muitas perdas. Sendo assim, pode-se considerar um divisor formado por cinco resistores de $200 \text{ k}\Omega$ e um resistor de $1,5 \text{ k}\Omega$, de onde será retirado o sinal de tensão. Essa configuração consome no máximo 4 W , quando o conversor opera com 2 kV na saída, e fornece um ganho de tensão de $1,5 \text{ mV/V}$, de forma que a maior tensão de saída do conversor Meia Ponte tenha um nível de $2000 \cdot 0,0015 = 3 \text{ V}$ na saída do sensor. Esse ganho foi considerado para que seja compatível com o sinal de referência de tensão, que será fornecido por um microcontrolador.

Como a corrente de saída é medida no primário do transformador do conversor Meia Ponte, ela recebe dois ganhos: um através da relação de espiras ($1/n$) do transformador e outro por parte do próprio sensor de corrente (k_i), sendo que a multiplicação dos dois resulta no ganho total de corrente H_i . Desta forma a corrente medida pode ser relacionada com a corrente máxima de saída através da Equação 5.175, onde a par-

cela $\frac{\Delta I_{Lm}}{2}$ é o pico da corrente de magnetização do transformador, que também circula pelo sensor e pode ser escrita em função de V_{ref} , como mostra a Equação 5.174.

$$\begin{aligned}\frac{\Delta I_{Lm}}{2} &= \frac{V_i}{2 \cdot 2L_m f_s} \cdot D \\ \frac{\Delta I_{Lm}}{2} &= \frac{V_i}{2 \cdot 2L_m f_s} \cdot \frac{nV_o}{V_i \eta} \\ \frac{\Delta I_{Lm}}{2} &= \frac{nV_{ref}}{2 \cdot 2L_m f_s \eta H_v}\end{aligned}\quad (5.174)$$

$$\begin{aligned}I_{Omax} &= \frac{I_{medida}}{H_i} - \frac{n\Delta I_{Lm}}{2} \\ I_{Omax} &= \frac{nI_{medida}}{k_i} - \frac{n^2 V_{ref}}{2 \cdot 2L_m f_s \eta H_v}\end{aligned}\quad (5.175)$$

O ganho H_i depende do sensor de corrente utilizado. Para este caso o dispositivo escolhido foi o LA-25P da LEM, onde podem ser utilizadas quatro espiras ao redor do sensor para amplificar a corrente e uma resistência de saída de 300 Ω , resultando num ganho total de $\frac{4 \cdot 300}{1000} = 1,2$ V/A, onde o fator 1000 vem do transformador interno presente no próprio sensor. Além disso deve ser considerada a reflexão de corrente do secundário para o primário do transformador, que fornece um ganho de $\frac{1}{n} = \frac{1}{0,45} = 11,11$.

Definindo I_{refm} como o valor máximo de referência de corrente que é mandado para a malha interna através do compensador de tensão, através da Equação 5.176 é possível encontrar o ganho k necessário para que a corrente medida nas condições de potência nominal seja equivalente a essa referência máxima. Nota-se que esse ganho é variável, pois para a mesma potência nominal I_{medida} assume diferentes valores dependendo da tensão utilizada na saída do conversor.

$$k = \frac{I_{refm}}{I_{medida}} \quad (5.176)$$

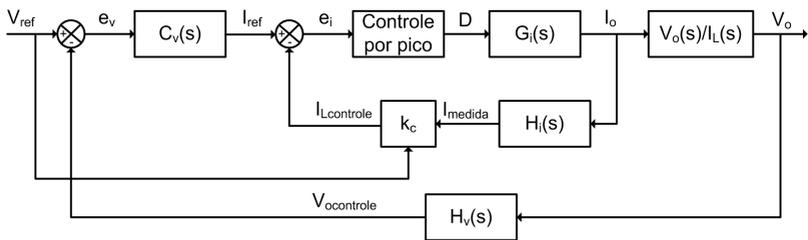
Substituindo a Equação 5.173 e a Equação 5.175 na Equação 5.172 e utilizando esta última na Equação 5.176, encontra-se o ganho neces-

sário para fazer o ajuste automático da corrente máxima de referência relativa à potência nominal de saída de acordo com a tensão de referência utilizada no conversor, como mostra a Equação 5.177.

$$k = \frac{I_{refm}}{\frac{P_{o\,nominal} H_v k_i}{n V_{ref}} + \frac{n k_i V_{ref}}{2 \cdot 2 L_m f_s \eta H_v}} \quad (5.177)$$

Ao multiplicar o sinal de corrente medido pelo ganho k , a corrente de saída que circula no indutor, referente à potência nominal e à tensão de saída que esta sendo fornecida pelo conversor, se torna equivalente à corrente de referência máxima I_{refm} , o que limita automaticamente o conversor Meia Ponte a atuar no máximo com sua potência nominal. Essa multiplicação de sinal pode ser realizada utilizando o circuito integrado AD633 da Analog Devices. A Figura 5.49 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle considerando o ganho k na malha interna, sendo que k_c é definido a seguir.

Figura 5.49: Diagrama de blocos completo da estrutura de controle

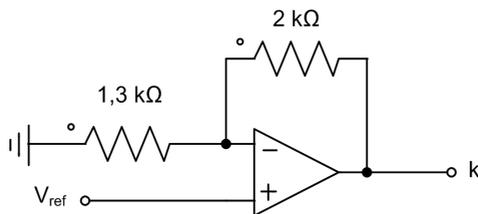


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Variando V_{ref} de 0,3 até 3 num passo de tensão de 0,01 e considerando $I_{refm} = 5\text{ V}$ é possível obter o gráfico ilustrado pela Figura 5.51, que mostra o comportamento do ganho k em função da variação de V_{ref} . Nota-se que o gráfico não é linear, porém pode ser aproximado com uma boa precisão pela reta $k = k_c V_{ref}$, onde $k_c = 2,52$. Essa aproximação facilita a implementação analógica do ganho através de apenas um amplificador operacional, como mostra a Figura 5.50, no entanto gera alguns erros de referência, fazendo com que seja dado um ganho mais alto ou

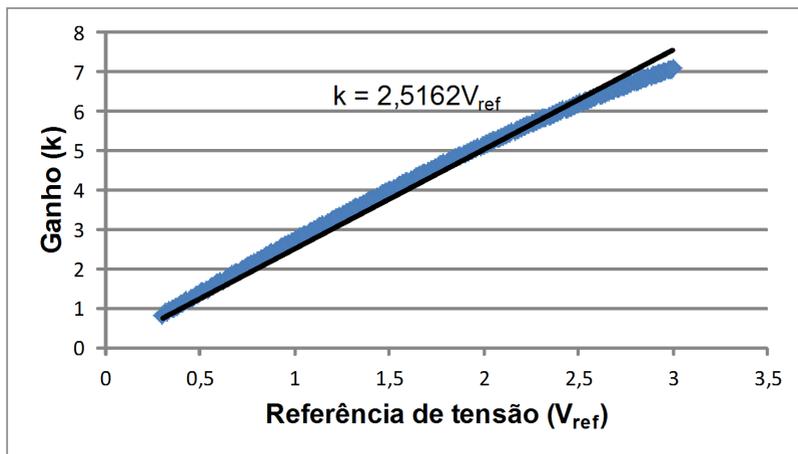
mais baixo do que o necessário dependendo da tensão de referência, de forma que o conversor forneça uma potência um pouco diferente da desejada. Essa potência pode ficar um pouco acima da nominal, porém não deve ultrapassar os 170 W que o retificador da entrada pode fornecer.

Figura 5.50: Implementação do ganho k com um amplificador operacional



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Figura 5.51: Gráfico k x V_{ref}

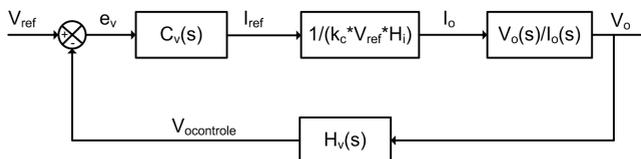


Fonte: produção do próprio autor, 2014.

5.3.4.3 Compensador

Para a realização do projeto do compensador de tensão deve-se extrair a função de transferência de malha aberta, mostrada na Equação 5.178, a partir diagrama apresentado na Figura 5.52, onde a malha interna de corrente é simplificada por um bloco de ganho e o bloco do compensador, inicialmente, é considerado um ganho unitário.

Figura 5.52: Diagrama de blocos completo da estrutura de controle para projeto do compensador de tensão



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

$$FTMA = \frac{1}{k_c V_{ref} H_i} \cdot \frac{V_o(s)}{I_o(s)} \cdot H_v \quad (5.178)$$

$$FTMA = \frac{H_v}{k_c V_{ref} H_i} \cdot \frac{1}{C_o s + \frac{1}{R}}$$

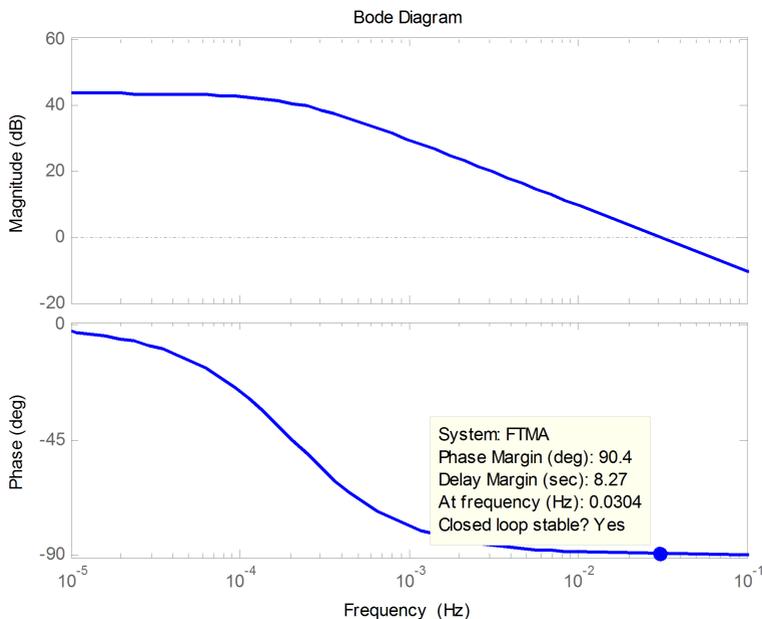
Nota-se que a função de transferência de malha aberta (FTMA) apresenta dois valores variáveis, V_{ref} e R e que a planta $\frac{V_o(s)}{I_o(s)}$ é sempre estável. Desta forma pode-se projetar o controlador considerando os valores que deixem a FTMA com a maior banda passante, de forma que o compensador imponha uma margem de fase máxima para todos os possíveis casos de tensão de referência e carga. Este caso crítico ocorre quando $V_{ref} = 200 \cdot 0,0015 = 0,3 \text{ V}$ e $R = 1001500 \text{ } \Omega$, que é a carga do sensor de tensão. Assim, a FTMA é dada pela Equação 5.179 e seu

diagrama de bode é ilustrado na Figura 5.53.

$$FTMA = \frac{0,0015}{2,52 \cdot 0,0015 \cdot 200 \cdot 11,11 \cdot 1,2} \cdot \frac{1}{780 \cdot 10^{-6}s + \frac{1}{1001500}}$$

$$FTMA = 148,82 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{780 \cdot 10^{-6}s + \frac{1}{1001500}} \tag{5.179}$$

Figura 5.53: Diagrama de bode da FTMA



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

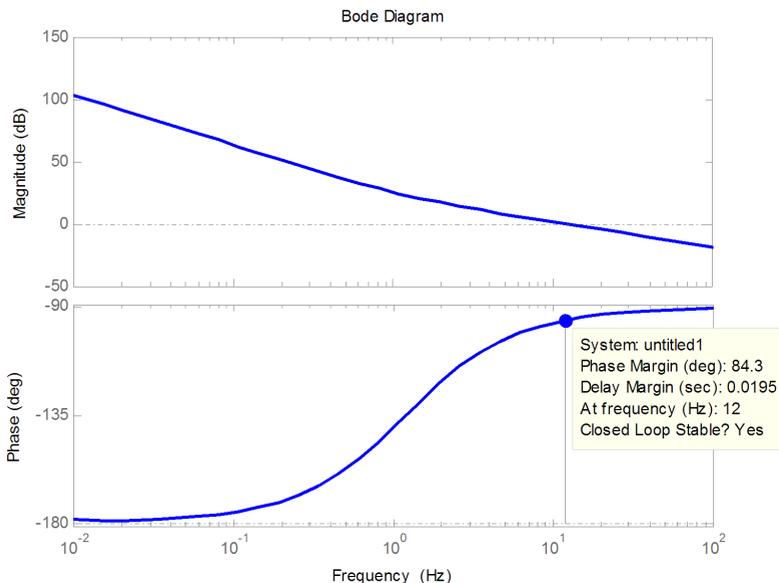
O projeto do controle é feito de forma que o sistema tenha erro nulo em regime permanente e uma margem de fase entre 60° e 90° numa frequência de 12 Hz. Esses requisitos podem ser atingidos com um PI, no entanto, para que a ondulação provocada pelo chaveamento do conversor não influencie no sinal de controle, é interessante atenuá-la de forma

mais eficiente alocando mais um polo na frequência de chaveamento. Essa estrutura é denominada PI+polo e sua função de transferência é apresentada na Equação 5.180.

$$C_v(s) = k_p \frac{(s + \omega_z)}{s(s + \omega_p)} \quad (5.180)$$

Colocando o zero do compensador uma década abaixo da frequência da margem de fase desejada e o ganho $k_p = 2947$, fica garantido que a planta tenha um cruzamento por zero dB com uma inclinação de -20 dB/dec e uma margem de fase de $84,3^\circ$, assegurando assim sua estabilidade e um transitório dentro do limite especificado. O diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão é mostrado na Figura 5.54.

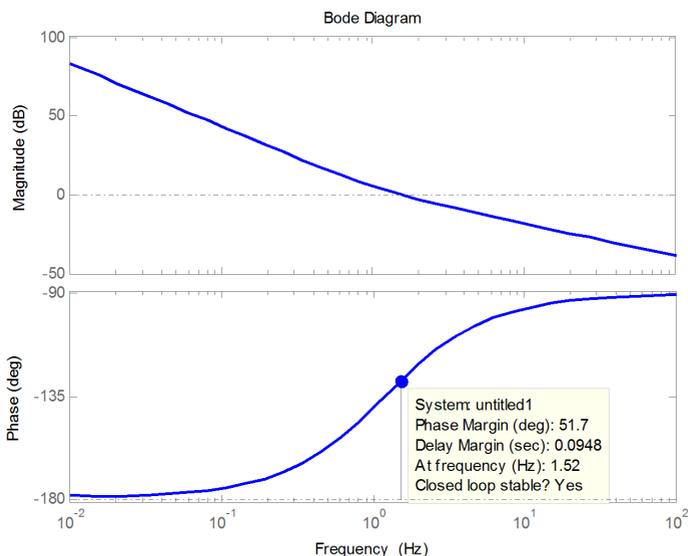
Figura 5.54: Diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

A Figura 5.55 mostra o diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão considerando que a tensão de referência é igual a 3 V e que a resistência de carga é de 1001500 Ω. Este é o caso para o qual a margem de fase se torna mínima e igual a 51,7°, que define um comportamento um pouco oscilatório porém estável.

Figura 5.55: Diagrama de bode da FTMA com o compensador de tensão para o pior caso de margem de fase



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

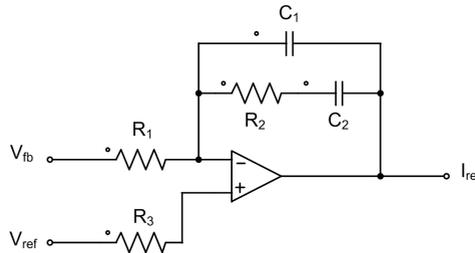
Analogicamente, o compensador de tensão projetado pode ser implementado como mostra a Figura 5.56, onde

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_2} \tag{5.181}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \tag{5.182}$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.183)$$

Figura 5.56: Implementação analógica do compensador de tensão PI+polo



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

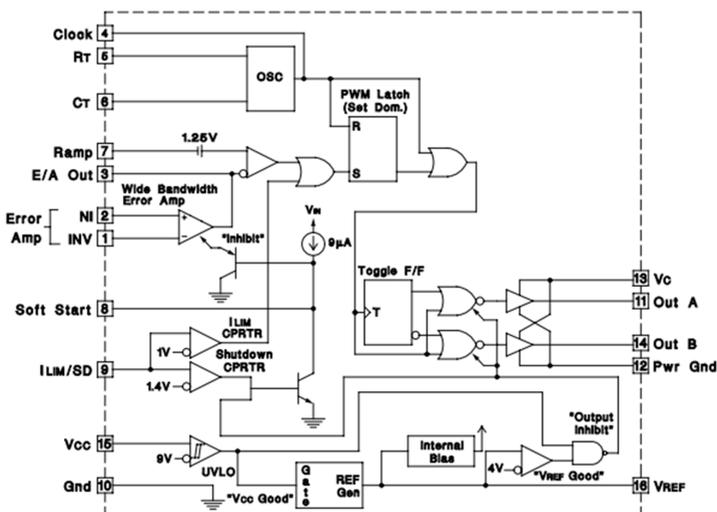
Desta forma, partindo de $C_2 = 820 \text{ nF}$, obtém-se $R_2 = 160 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 12 \text{ pF}$ e $R_1 = R_3 = 425 \text{ }\Omega$.

Toda a análise de controle feita até aqui é válida para o conversor operando em condução contínua. No entanto, caso a carga seja muito baixa a corrente no indutor de saída pode chegar a zero antes que este receba energia novamente, já que o mesmo foi projetado para operar em condução contínua na potência nominal, fazendo com que a planta do conversor seja alterada e o controle forneça uma resposta de tensão de saída diferente da projetada. Apesar desta mudança de funcionamento, a entrada de uma carga muito baixa irá causar pouca interferência na tensão do capacitor armazenador de energia do conversor, o que permite seu correto funcionamento mesmo em condução descontínua.

A estrutura de controle projetada para este protótipo pode ser implementada através do circuito integrado UC3825 da Texas Instruments. Ele é um CI que possui internamente uma estrutura para realização do controle via modulação PWM para altas frequências, seja utilizando malha interna de corrente (modo corrente) ou apenas a malha de tensão (modo tensão). Além disso ele fornece: pulsos de comando defasados de

180°, que é necessário para o conversor deste trabalho; estrutura de proteção contra sobre corrente; circuito para realização de partida suave; e proteção contra subtensão. O diagrama de blocos interno do CI é apresentado na Figura 5.57.

Figura 5.57: Diagrama de blocos interno do UC3825 da Texas Instruments



Fonte: Texas-Instruments (2004)

O circuito de partida suave é importante para ajudar a limitar a corrente circulante pelo conversor no início de sua operação, quando os capacitores de saída ainda estão descarregados, evitando possíveis queimas de componentes. Para implementá-lo no UC3825 basta colocar o capacitor adequado no pino 8. Desta forma, enquanto este componente vai se carregando através fonte de corrente de $9 \mu A$, ele impõe sua tensão na saída do amplificador de erro até que a tensão do sinal de controle, que inicialmente é máxima devido ao elevado erro entre a referência e a tensão de saída, fique menor do que a tensão do capacitor de partida suave, fazendo com que o controle passe a operar normalmente

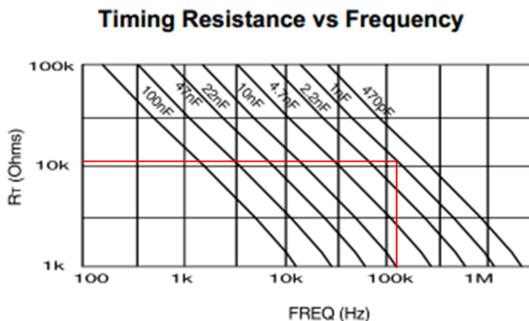
Segundo Texas-Instruments (2004) o máximo nível de saída do amplificador de erro é de 5 V , que é a máxima referência de corrente fornecida para a malha interna de controle. Para fazer com que o capacitor de partida suave atue por 5 s utilizando a fonte de corrente fornecida pelo UC3825, que é um tempo razoável para carregar os capacitores de saída do conversor, é necessário que sua capacitância seja dada pelo valor obtido na Equação 5.184.

$$C_{ss} = \frac{I_c \Delta t}{\Delta V} = \frac{0,000009 \cdot 5}{5} = 9\ \mu\text{F} \quad (5.184)$$

O oscilador interno do UC3825, que definirá a frequência de chaveamento do conversor, deve ser ajustada via resistor (R_t) e capacitor (C_t) externos, conforme Figura 5.58, conectados nos pinos 5 e 6 respectivamente. Para este caso o oscilador deve ter o dobro da frequência de chaveamento do conversor para que ele possa comandar cada chave em 80 kHz . Outro dado importante é o tempo morto (t_d), que é a largura do *clock* emitido na saída do oscilador utilizado para resetar o flip-flop RS e fazer com que uma das chaves seja comandada a conduzir. Como o comando para as chaves é fornecido na descida do *clock*, o tempo morto deve ser mínimo, pois definirá um atraso na condução das chaves. A Figura 5.59 pode ser utilizada para determinar o tempo morto a partir do capacitor C_t . Dessa forma, pode-se definir $R_t = 15\text{ k}\Omega$ e $C_t = 1\text{ nF}$ para obter $f_s = 80\text{ kHz}$ e $t_d = 0,15\ \mu\text{s}$.

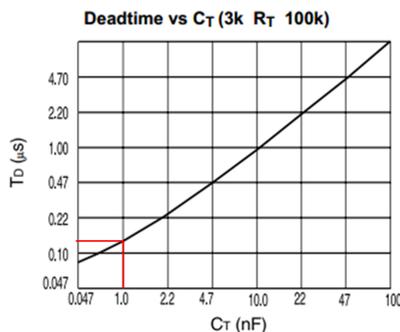
Para implementar o controle em modo corrente no UC3825, a corrente medida no primário do transformador do conversor Meia Ponte deve ser aplicada no pino 7 do CI, que define a rampa que será comparada com a saída do amplificador de erro para gerar a razão cíclica do conversor. Utilizando esta configuração, o pico da corrente medida é que definirá o fechamento das chaves de potência, que é o comportamento desejado. No entanto, quando um dos MOSFET's do CC-CC é comando a conduzir, a capacitância do primário do transformador se carrega e gera um elevado pico de corrente que é medido e levado para o sinal da rampa. As capacitâncias dos diodos da ponte retificadora no se-

Figura 5.58: Gráfico para definição de R_t e C_t em função da frequência do oscilador



Fonte: Texas-Instruments (2004)

Figura 5.59: Gráfico para determinação de t_d em função de C_t



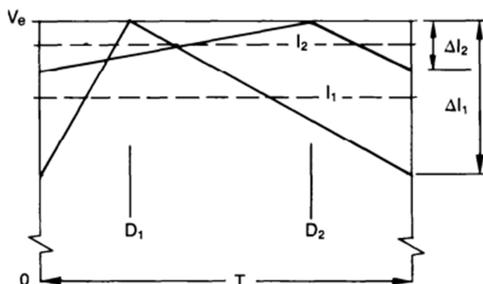
Fonte: Texas-Instruments (2004)

cundário do transformador também contribuem para elevar esse pico, que pode atingir o nível de tensão da referência de corrente, fazendo com que a chave recém fechada seja comandada a bloquear indevidamente, prejudicando o funcionamento do conversor. Para solucionar este problema o sinal de corrente medido deve ser filtrado através de um filtro RC antes de entrar no pino da rampa, eliminando o pico indesejado causado pelas

capacitâncias parasitas presentes no circuito de potência.

As perturbações na tensão de entrada do conversor Meia Ponte fazem com que a inclinação de subida da corrente nos indutores de filtro do conversor seja alterada, modificando também o tempo em que as chaves ficam fechadas, já que essa corrente atinge o valor de referência em tempos diferentes devido às perturbações. No entanto, como a tensão de saída do conversor e as indutâncias de filtro são constantes, a inclinação de descida da corrente é sempre igual, provocando diferentes correntes médias na saída do conversor Meia Ponte dependendo da variação da tensão de entrada do mesmo. A Figura 5.60 mostra a modificação da corrente média de saída do conversor para duas tensões de entrada distintas V_1 e V_2 , onde V_e é a tensão de referência de corrente.

Figura 5.60: Variação da corrente média de saída do conversor devido a modificações na tensão de entrada

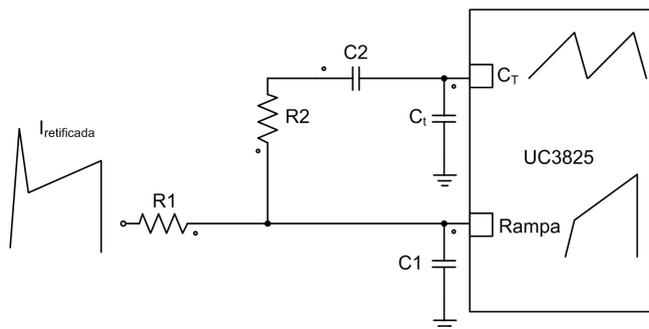


Fonte: Texas-Instruments (1999)

A resistência e o capacitor do filtro RC, necessários para atenuar o pico de alta frequência da corrente utilizada para formar a rampa do controlador, podem ser calculados junto com o circuito compensador de inclinação. Esse circuito visa corrigir instabilidades na corrente média de saída do conversor Meia Ponte, que podem existir devido a perturbações na tensão de entrada do mesmo, através da adição de uma rampa com uma inclinação adequada à corrente medida no primário do transformador. A Figura 5.61 mostra uma maneira de implementar os dois circui-

tos citados. No entanto, essa instabilidade da planta geralmente ocorre quando é utilizada uma razão cíclica maior que 0,5, o que não é o caso desse projeto. Além disso, as perturbações da tensão de entrada serão corrigidas pela malha de tensão externa. Sendo assim, será implementado apenas o filtro formado por R1 e C1 para retirada do pico indesejado de corrente gerado no fechamento dos MOSFET's.

Figura 5.61: Circuito de compensação com filtro para corrente da rampa



Fonte: produção do próprio autor, 2014

O filtro formado por R1 e C1 deve ser capaz de retirar a componente de alta frequência presente no início da corrente medida atenuando o mínimo possível o sinal de interesse, como mostra a Figura 5.61. A função de transferência desse par RC, mostrada na Equação 5.185, pode ser obtida através de um divisor de tensão, considerando a tensão de saída sobre o capacitor.

$$\frac{V_{co}}{V_{medida}} = \frac{1}{1 + sR1C1} \quad (5.185)$$

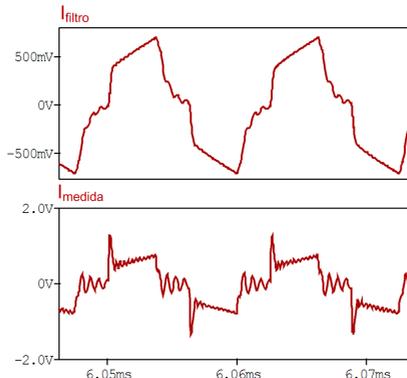
Sabendo que a frequência da corrente medida é de 160 kHz, já que ela está retificada, o polo do filtro pode ser projetado para aproximadamente 1,5 vezes essa frequência, de forma que atenuie bem frequências mais elevadas sem interferir demasiadamente na amplitude do sinal desejado. Dessa forma, considerando $R1 = 1 \text{ k}\Omega$, o capacitor C1 é encontrado através da Equação 5.186. A Figura 5.62 mostra a atuação do filtro no circuito utilizado na Subseção 5.3.3.8, considerando também uma

capacitância parasita de 50 pF no primário do transformador e que o conversor está operando na potência nominal com 2000 V de saída.

$$C1 = \frac{1}{R1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 80000} \approx 680 \text{ pF} \quad (5.186)$$

À medida em que a potência de saída se reduz, a corrente média circulante pelo indutor também diminui, fazendo com que os picos de corrente se tornem mais significativos em relação a mesma e sejam mais difíceis de serem filtrados. Para garantir um bom funcionamento do controle de corrente para cargas menores, sugere-se a utilização de um circuito integrado de compensação que possua a função *Leading Edge Blanking (LEB)*, que consegue ignorar o pico de corrente parasita sem a necessidade do uso de filtro externo.

Figura 5.62: Corrente do primário do transformador após o filtro (superior) e antes do filtro (inferior)



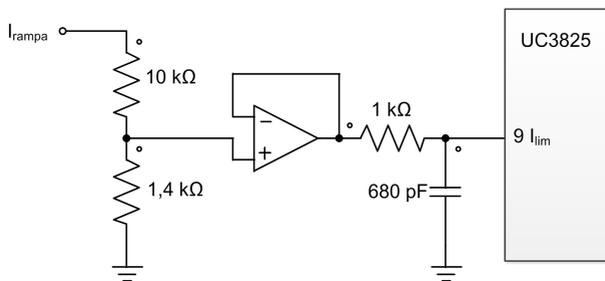
Fonte: produção do próprio autor, 2014

O mesmo circuito deve ser utilizado para implementar a função de proteção por limitação de corrente do UC3825. No entanto essa proteção é acionada quando a corrente medida alcança o valor de 1 V . Como esta corrente chega até a 5 V para que o circuito de controle funcione,

esse sinal deve passar por um divisor de tensão de forma que uma tensão um pouco maior do que 5 V seja equivalente a 1 V para o pino de limitação, permitindo a correta atuação da proteção.

Considerando que o sinal de corrente medido possa atingir no máximo 8 V depois de sofrer a ação de todos os ganhos da malha de controle interna, que é o equivalente a um pico de aproximadamente $7,2\text{ A}$ quando se está trabalhando com a maior corrente média de saída possível, o divisor resistivo pode ser formado por uma resistência de $10\text{ k}\Omega$ e outra de $1,4\text{ k}\Omega$, sendo que o sinal de 1 V deve ser obtido desta última. Para garantir que o divisor resistivo não seja alterado por nenhuma impedância interna do CI ou do filtro RC, deve-se utilizar um *buffer* na saída do divisor, como mostra a Figura 5.63.

Figura 5.63: Circuito de proteção por limitação da corrente de pico



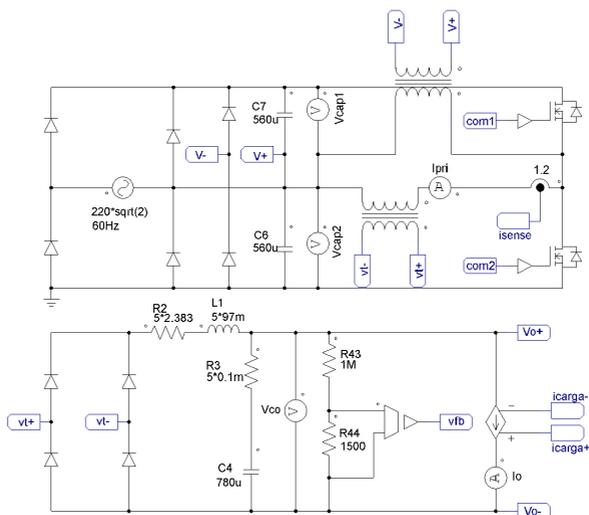
Fonte: produção do próprio autor, 2014

5.3.4.4 Simulação do estágio de controle

O conversor Meia Ponte foi emulado em um *software* de simulação de circuitos utilizando apenas uma saída, equivalente às cinco que foram projetadas. Foram consideradas as resistências intrínsecas dos componentes da parte de potência e as indutâncias de dispersão do transformador. Além disso foi utilizado o circuito proposto para fazer o balanço dos capacitores do barramento de entrada do conversor, cujo transformador foi especificado da seguinte maneira: 37 espiras no primário, 40

espiras no secundário, indutância de magnetização de 3 mH , resistência do condutor do primário e do secundário de $800\text{ m}\Omega$ e $935\text{ m}\Omega$, respectivamente, e indutância de dispersão no primário e no secundário de $1\text{ }\mu\text{H}$ e $1,17\text{ }\mu\text{H}$, respectivamente. A Figura 5.64 mostra o circuito de potência utilizado na simulação.

Figura 5.64: Circuito de potência utilizado na simulação

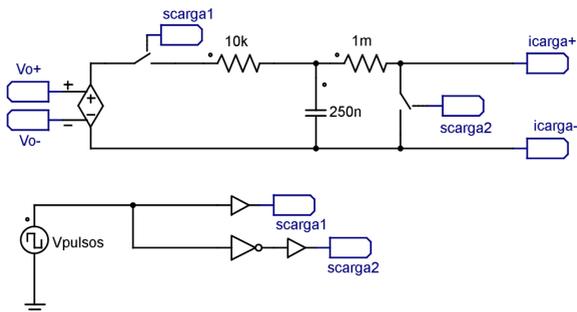


Fonte: produção do próprio autor, 2014

A carga foi modelada por uma fonte de corrente dependente da tensão de carga de um circuito RC, dessa forma a corrente consumida pela mesma tem a forma exponencial desejada. A Figura 5.65 apresenta o circuito utilizado para emular a corrente drenada pela carga real. Nota-se que alterando a frequência e a razão cíclica da fonte V_{pulsos} é possível controlar a largura dos pulsos e o tempo entre cada pulso, o que permite fazer com que a carga consuma mais ou menos potência.

A Figura 5.66 mostra os circuitos utilizados para fazer a retificação da corrente do primário do transformador, o compensador de tensão

Figura 5.65: Circuito utilizado para simular a carga



Fonte: produção do próprio autor, 2014

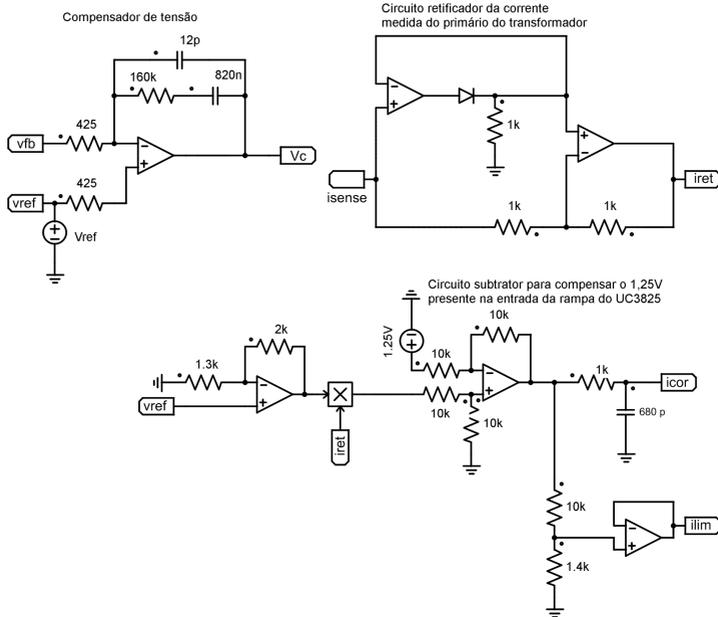
e o ganho k . Percebe-se que o multiplicador AD633 foi simulado através de um multiplicador ideal e que existe uma estrutura feita com amplificador operacional para compensar a fonte de tensão de $1,25\text{ V}$ presente na entrada do pino da rampa do UC3825.

Para realizar a modulação PWM do controle via pico de corrente, parte do diagrama de blocos interno do UC3825 foi reproduzida, de forma que os pulsos de comando das chaves sejam defasados de 180° . Essa estrutura é mostrada na Figura 5.67.

Para avaliar o desempenho do controlador são realizadas análises do comportamento da corrente e tensão de saída do conversor (I_L e V_o), da corrente consumida pela carga (I_o) e do sinal fornecido pelo compensador de tensão (V_c) junto com o sinal da rampa, que é a corrente do primário do transformador com seus devidos ganhos, retificada e filtrada.

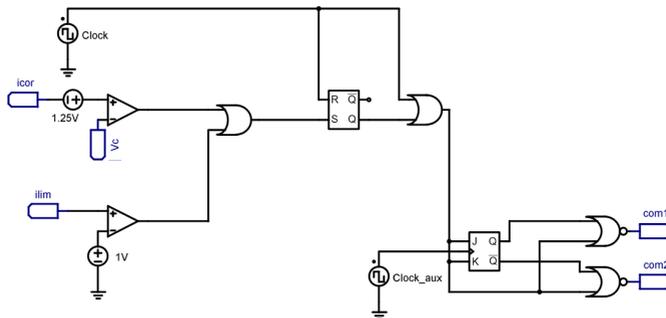
A Figura 5.68 apresenta a tensão de saída atingindo o regime permanente, considerando a tensão de referência equivalente a 2000 V . Percebe-se que a tensão de saída, considerando os capacitores de saída previamente carregados com 1995 V , já está praticamente constante em 3 s com um valor ligeiramente acima da tensão de referência. A Figura 5.69, a Figura 5.72 e a Figura 5.73 mostram o comportamento da estrutura com a carga consumindo 90 W , 45 W e 10 W , respectivamente. A mudança

Figura 5.66: Circuitos utilizados para simular o controlador



Fonte: produção do próprio autor, 2014

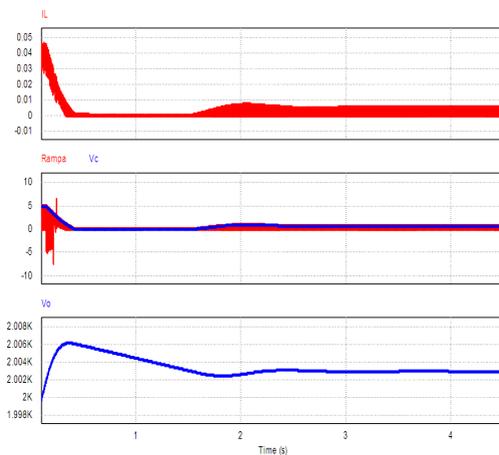
Figura 5.67: Circuito utilizado para simular parte do UC3825



Fonte: produção do próprio autor, 2014

de potência consumida pela carga é feita através da alteração da largura do pulso e do intervalo entre dois pulsos, no entanto isso pode ser feito apenas através da modificação de uma das duas variáveis.

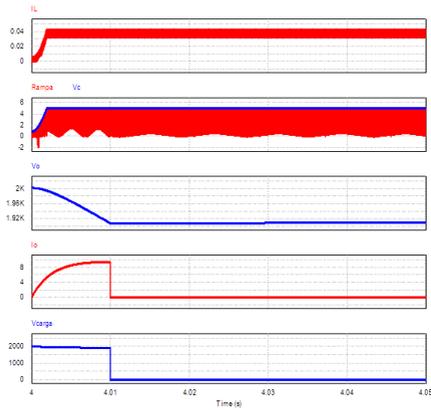
Figura 5.68: Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 2000 V



Fonte: produção do próprio autor, 2014

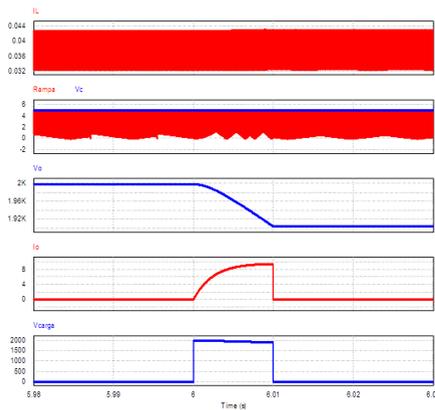
A Figura 5.71 ilustra com maiores detalhes o comportamento do chaveamento (com1 e com2) em função da ação de controle durante a recuperação da tensão de saída para o caso de 90 W e, ainda considerando essa potência, a Figura 5.70 ilustra a tensão V_o chegando à 2 kV antes da aplicação do próximo pulso, que ocorre 2s após a aplicação do primeiro, mostrando que o conversor está carregando o capacitor armazenador de energia com a potência um pouco abaixo da desejada, já que, considerando a potência correta, o intervalo entre pulsos poderia ser de 1,69 s. A razão cíclica está abaixo daquela calculada na Subseção 5.3.3.1 devido às poucas não idealidades presentes no circuito simulado.

Figura 5.69: Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 76 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

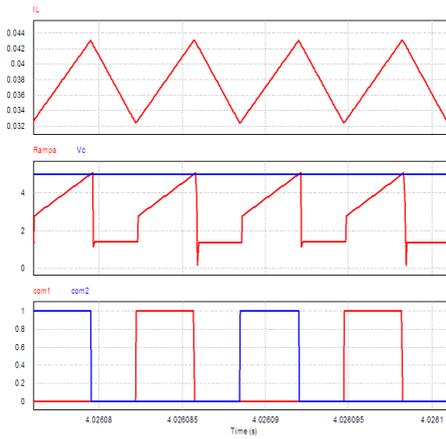
Figura 5.70: Recuperação da tensão de saída para aplicação de outro pulso com potência média de 76 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

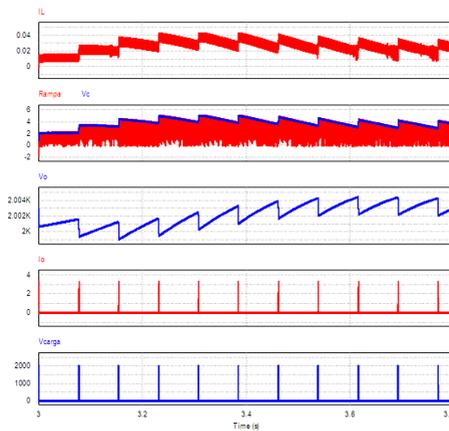
Analisando as simulações para o caso de 2000 V observa-se que a queda de tensão decorrente do consumo da carga está dentro dos

Figura 5.71: Comportamento do controle em detalhe com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 76 W



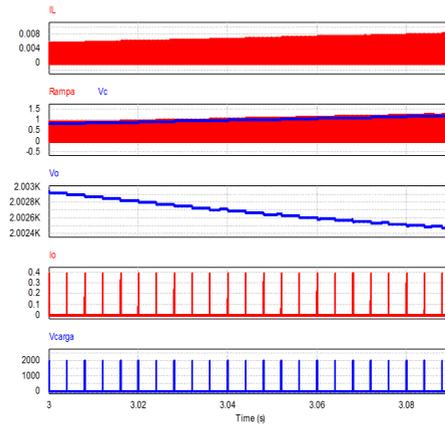
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.72: Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 45 W



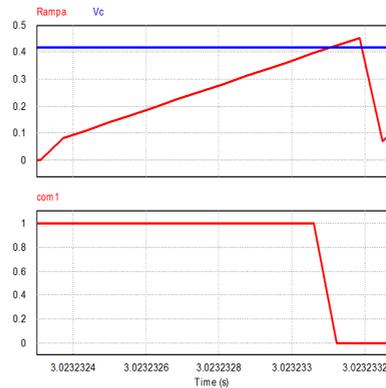
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.73: Comportamento da estrutura com $V_o = 2\text{ kV}$ e carga consumindo 10 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.74: Detalhe do sinal da rampa ultrapassando a referência de corrente



Fonte: produção do próprio autor, 2014

5% desejados e que a corrente de saída responde bem à variação da

referência de corrente causada pela entrada da carga no sistema. No entanto, observando o caso de 90 W, é possível perceber que a corrente média da saída está em 38 mA, um pouco abaixo do desejado devido ao erro de linearização do ganho k , fazendo com que a potência entregue ao capacitor armazenador seja aproximadamente de 76 W.

Analisando a carga de 45 W nota-se que há um transitório na resposta do sistema quando os pulsos começam a ser aplicados. Após alguns pulsos o sistema se estabiliza e o conversor passa a fornecer a potência média consumida pela carga, enquanto que os pulsos são fornecidos pelos capacitores armazenadores de energia presentes na saída do conversor Meia Ponte.

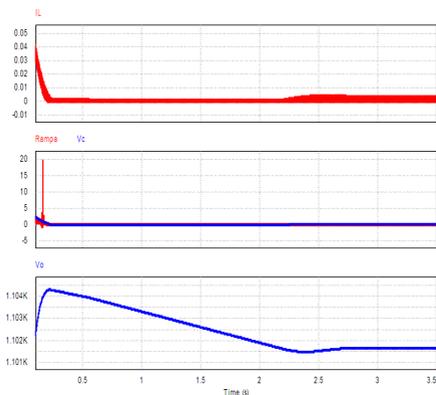
Analisando a carga de 10 W, observa-se que o sinal de controle enviado pelo compensador de tensão tem um crescimento lento durante a aplicação dos pulsos, mostrando que estes têm pouco efeito sobre a tensão de saída do conversor, por consumirem pouca energia. Caso uma grande quantidade de pulsos seja aplicada continuamente o compensador irá regular a tensão de saída, fazendo com que esta seja controlada no valor da referência. Além disso, observa-se que o sinal da rampa ultrapassa o limite de corrente estabelecido pelo compensador de tensão. Isso ocorre devido ao atraso das portas lógicas presentes no circuito que simula a atuação do UC3825 e principalmente devido à desmagnetização da indutância de dispersão do transformador. Como pode ser visto na Figura 5.74, quando o sinal da rampa atinge a referência a chave que está conduzindo é comandada a abrir. Nesse instante a indutância de dispersão se descarrega através do diodo antiparalelo da outra chave, fazendo com que a corrente medida continue crescendo um pouco após a abertura da chave.

A Figura 5.75 apresenta a tensão de saída atingindo o regime permanente, considerando a tensão de referência equivalente a 1100 V. Percebe-se que a tensão de saída, considerando os capacitores de saída previamente carregados com 1095 V, já está praticamente constante em 3 s com um valor ligeiramente acima da tensão de referência. A Figura 5.76,

a Figura 5.77 e a Figura 5.78 mostram o comportamento da estrutura com a carga consumindo 90 W, 45 W e 10 W, respectivamente.

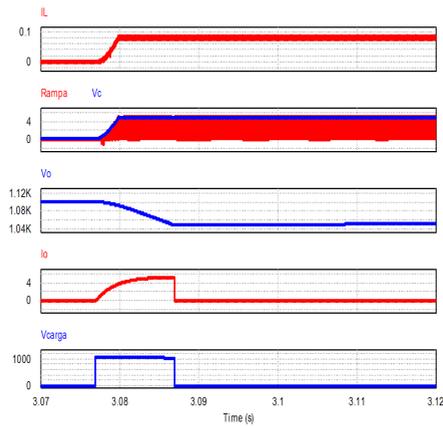
Considerando o primeiro caso de potência com $V_o = 1100\text{ V}$, a corrente média de saída fornecida pela simulação é de $0,082\text{ A}$, o que resulta numa potência média de saída de 90 W , exatamente como desejado. No segundo caso, a referência de corrente vai subindo a medida que os pulsos vão sendo requisitados, fazendo com que a corrente de saída tenda ao valor correto para atender a potência média exigida pela carga. Enquanto isso, a tensão de saída passa por uma queda transitória devido à perturbação causada pela entrada dos pulsos. Essa dinâmica ocorre de forma análoga no terceiro caso. Além disso, analisando a carga de 10 W , observa-se que o sinal da rampa também ultrapassa o limite de corrente estabelecido pelo compensador de tensão.

Figura 5.75: Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 1100 V



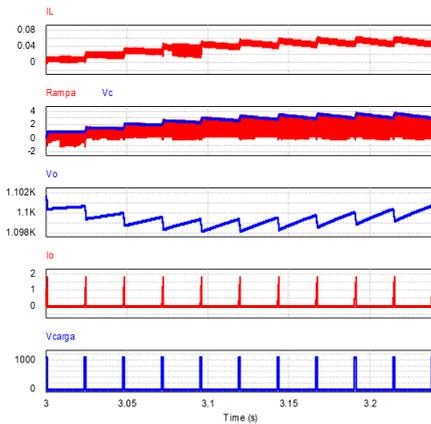
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.76: Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1 \text{ kV}$ e carga consumindo 90 W



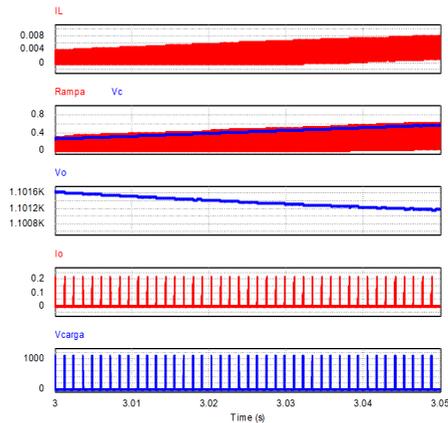
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.77: Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1 \text{ kV}$ e carga consumindo 45 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.78: Comportamento da estrutura com $V_o = 1,1 \text{ kV}$ e carga consumindo 10 W



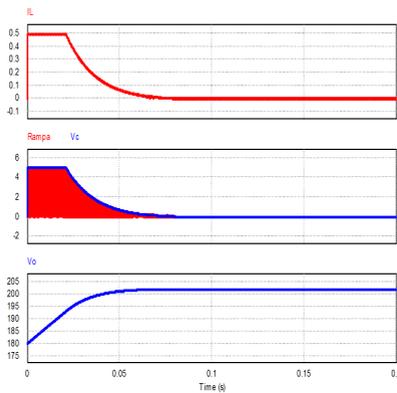
Fonte: produção do próprio autor, 2014

A Figura 5.79 apresenta a tensão de saída atingindo o regime permanente, considerando a tensão de referência equivalente a 200 V. Percebe-se que a tensão de saída, considerando os capacitores de saída previamente carregados com 195 V, já está praticamente constante em 0,1 s com um valor ligeiramente acima da tensão de referência.

Da mesma forma como feito com as outras condições de tensão de saída do conversor, neste caso foi feita a análise do comportamento da estrutura com a carga consumindo 90 W, 45 W e 10 W. Considerando o primeiro caso de potência com $V_o = 200 \text{ V}$, nota-se que a corrente de saída do conversor passa por um transitório quando a carga passa a consumir energia, como mostra a Figura 5.80, e tende a ter um valor constante de aproximadamente 490 mA a medida que os pulsos da carga vão sendo aplicados, como pode ser visto pela Figura 5.81. É importante perceber que mesmo no transitório a tensão de saída do conversor Meia Ponte não fica menor do que os 5% especificados. O segundo caso é análogo ao primeiro, onde é possível verificar o assentamento da corrente de

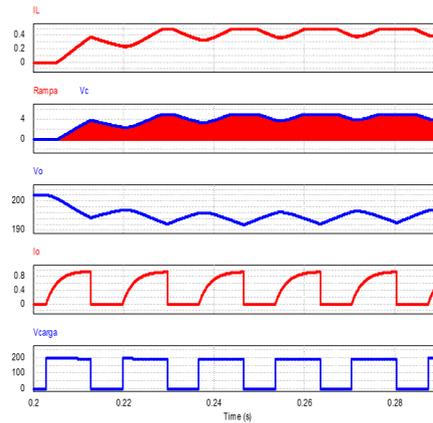
saída para o valor médio exigido pela carga e a lenta recuperação da tensão de saída para 200 V, como pode ser visto na Figura 5.82. Esses casos deixam bem evidente a alteração da resposta do controle em relação à mudança da tensão de referência. Quanto maior essa tensão, mais rápido é o comportamento da estrutura para esses níveis de potência. Para o terceiro caso, ilustrado na Figura 5.83, o compensador atuou rapidamente na correção da queda da tensão de saída causada pela aplicação dos pulsos e manteve a mesma controlada no valor desejado de 200 V.

Figura 5.79: Tensão de saída atingindo o regime permanente para o caso de 200 V



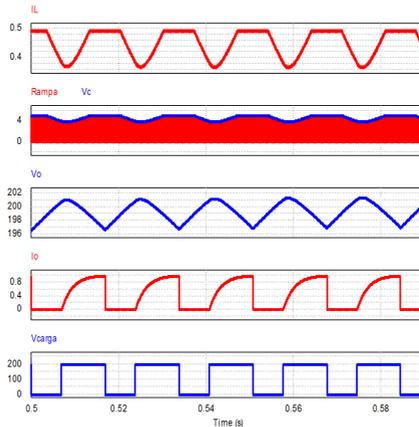
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.80: Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 90 W durante o transitório causado pela entrada da carga



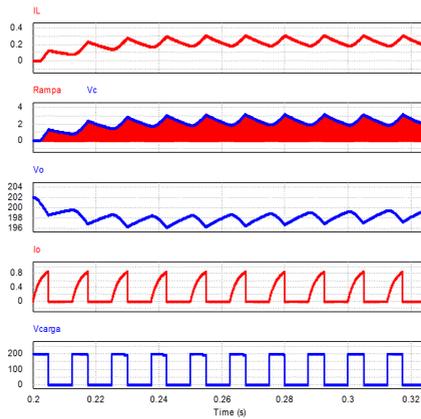
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.81: Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 90 W após o transitório causado pela entrada da carga



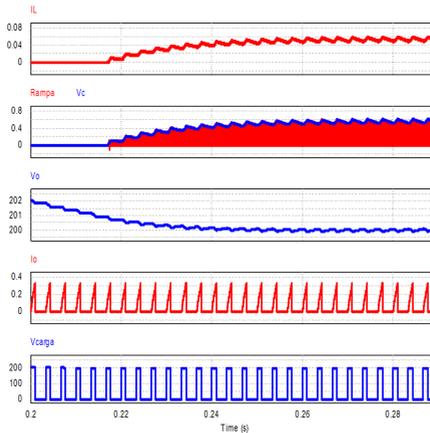
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.82: Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 45 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.83: Comportamento da estrutura com $V_o = 200\text{ V}$ e carga consumindo 10 W



Fonte: produção do próprio autor, 2014

5.4 Projeto do gerador de pulsos

A estrutura da parte de potência do gerador de pulsos é formada por duas chaves em série, como mostra a Seção 2.5. As duas chaves devem suportar uma tensão mínima de 2 kV , no entanto apenas a chave superior irá conduzir a corrente da carga, que pode atingir um pico de 10 A e uma média máxima de 612 mA . Considerando esses valores pode-se utilizar dois IGBT's IXGF25N250 produzidos pela IXYS, que suportam 2500 V de tensão coletor-emissor e 15 A de corrente média com temperatura de encapsulamento a 110°C . Suas principais características estão descritas na Tabela 5.15.

Tabela 5.15: Características da chave IXGF25N250

Tensão de threshold ($V_{ge_{th}}$)	3 V
Capacitância de entrada (C_{iss})	2970 pF
Capacitância de saída (C_{oss})	90 pF
Tempo de atraso para conduzir ($t_{d(on)}$)	68 ns
Tempo de queda da corrente (t_f)	200 ns
Tempo de atraso para bloquear ($t_{d(off)}$)	209 ns
Tempo de subida da corrente (t_r)	233 ns
Temperatura máxima de junção (T_j)	150°C
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{\theta_{jc_{sw}}}$)	$1,1^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{\theta_{cs_{sw}}}$)	$0,15^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{\theta_{ja_{sw}}}$)	30°C/W

Fonte: IXYS (2009)

A Tabela 5.15 mostra que, apesar de os tempos de comutação do IGBT serem mais lentos se comparados com os MOSFET's utilizados no conversor Meia Ponte, o IXGF25N250 é capaz de fornecer os pulsos de tensão, já que a máxima frequência de chaveamento do gerador de pulsos é de 10 kHz .

Para implementar o circuito de comando dos IGBT's apresentado na Seção 2.5, foram considerados os seguintes componentes: $R1 = R2 = 680\ \Omega$, $R3 = 27\ \Omega$, $R4 = 1\text{ k}\Omega$, $R5 = 2,2\text{ k}\Omega$, $R6 = R7 = 1\text{ k}\Omega$,

$D1 = D2 = D6 = 1N4148$, $D3 = BY203-20S$ (dois em série), $D4 = BZX284C6V2$, $D5 = BZX284C8V2$, $Q1 = 2N2222$, $Q2 = Q3 = 2N2907$ e $Q4 = BC547A$. Considerando $V_{cc+} = V_{in} = 24 V$, $\beta_{min} = 50$, $\beta_{max} = 300$, a tensão coletor-emissor de saturação do IGBT em operação de sobrecorrente $V_{CEsat} = 2,5 V$ (equivalente a 25 A no coletor), a tensão coletor-emissor de saturação do IGBT em condição normal de operação $V_{CEsat0} = 1,7 V$ (equivalente a 10 A no coletor), a carga consumida pelo IGBT para entrada em condução $Q_G = 75 nC$ e a corrente de base de Q3 dada pela Equação 5.187, calcula-se C1, C2 e D4 através da Equação 5.188, Equação 5.189 e Equação 5.190, respectivamente.

$$I_{BQ3} = \frac{Q_G \Delta V}{\beta_{min} V_G (t_r + t_{d(on)})} \quad (5.187)$$

$$I_{BQ3} = \frac{75n \cdot 24}{50(24 - 0,7 - 8,2)(68n + 233n)} = 7,9 mA$$

$$V_{D4} = V_{in} - 2,8 - R2 \left(\frac{0,7}{R1} + \frac{V_{in} - 1,4 - V_{D5}}{\beta_3(R3 + R4)} \right) - V_{CEsat} - V_{D5}$$

$$V_{D4} = 24 - 2,1 - 4 - 680 \left(\frac{0,7}{680} + \frac{24 - 1,4 - 8,2}{300(27 + 1000)} \right) - 3 - 8,2$$

$$V_{D4} = 6 V \quad (5.188)$$

$$C1 \approx \frac{I_{BQ3}(t_r + t_{d(on)})}{(0,8V_G) - (V_{CEsat0} + V_{D4} + V_{D3})} \quad (5.189)$$

$$C1 \approx \frac{0,0079(68n + 233n)}{(0,8 \cdot 15,1) - (1,7 + 6 + 4)} = 5,6 nF$$

$$C2 > \frac{2E_{IGBTon}}{V_G^2} = \frac{2Q_G \Delta V}{V_G^2} = \frac{2 \cdot 75n \cdot (15,1 - (-8,2))}{15,1^2} \quad (5.190)$$

$$C2 > 15,3 nF$$

Desta forma pode-se adotar $C2 = 22 \mu F$. É importante salientar que haverá tensão de bloqueio negativa na chave apenas quando C2

estiver carregado, logo deve-se esperar um tempo de pelo menos cinco vezes a constante de tempo formada pelo circuito C2 e R5 para iniciar o funcionamento do gerador de pulsos.

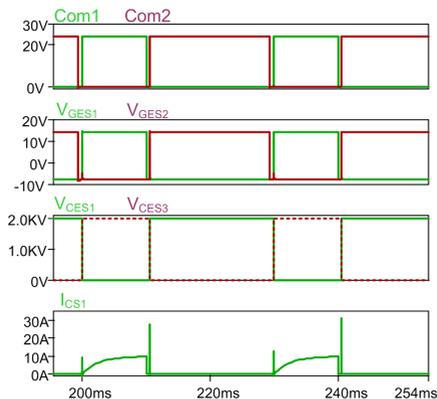
Foi realizada uma simulação no *software* PSICE[®] do circuito de comando projetado considerando o gerador de pulsos completo, ou seja, com os dois IGBT's conectados em série, cada um com seu respectivo circuito de comando isolado e uma fonte de tensão constante de 2 kV para representar a saída do conversor CC-CC. Além disso, foi utilizado um circuito auxiliar para emular a corrente consumida pela carga real e considerou-se um tempo de 100 ns de subida e de descida do sinal de comando para simular um possível atraso causado pelo circuito da fibra óptica, que será baixo devido ao curto comprimento da mesma.

Por falta do modelo do IXGF25N250 e do diodo BY203-20S, esses componentes foram substituídos na simulação pelo IGBT IXLF19N250 e pelo D1N4937, respectivamente. Como a queda de tensão direta deste diodo é menor do que a queda do BY203-20S, foram utilizados seis D1N4937 em série para fazer a proteção da chave.

A Figura 5.84 apresenta as tensões de comando, as tensões gate-emissor e as tensões coletor-emissor de cada chave, além da corrente que circula pelo coletor da chave S1, respectivamente. O circuito de comando conseguiu reproduzir bem os sinais da entrada do mesmo para o ponto gate-emissor das chaves, fazendo com que os IGBT's sejam acionados com as tensões V_{GE} projetadas. Além disso percebe-se que na entrada em condução de cada transistor de potência, sua capacitância de saída é descarregada, resultando numa elevação na tensão V_{GE} da chave oposta. Esse fenômeno mostra a importância da presença de uma tensão gate-emissor negativa para o bloqueio, evitando assim um curto-circuito de braço.

Ainda analisando a Figura 5.84 é possível perceber a presença de picos na corrente de coletor da chave S1, que conduz a corrente da carga. Esses picos ocorrem devido à carga e à descarga de sua capacitância de saída, que acontecem no bloqueio e na entrada em condução

Figura 5.84: Sinais de comando, tensões de gate-emissor das chaves, tensões coletor-emissor das chaves e corrente de coletor da chave S1, respectivamente, para condição nominal de operação (melhor visualização em cores)

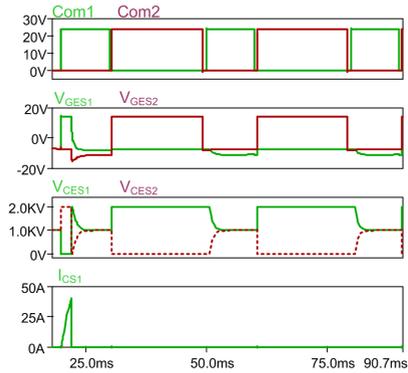


Fonte: produção do próprio autor, 2014

da chave, respectivamente.

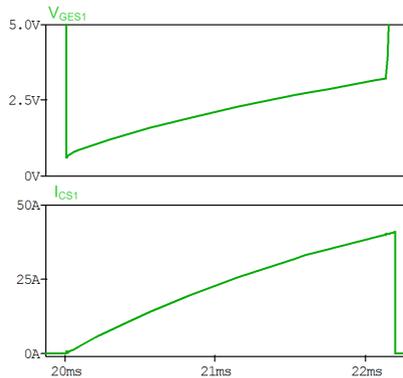
A Figura 5.85 mostra a atuação do circuito de proteção quando ocorre uma sobrecorrente na chave S1. Quando esta corrente atinge o valor limite a tensão V_{GES1} fica nula e, depois de fornecida tensão para condução da chave S2, se torna negativa durante o resto do tempo, evitando a entrada em condução da chave S1 novamente. A Figura 5.86 mostra em maiores detalhes a tensão V_{CES1} e a corrente no coletor desta chave, onde é possível perceber que a proteção atuou quando a tensão coletor-emissor do IGBT chegou em aproximadamente 3 V. A corrente máxima ficou um pouco acima do estimado, pois o modelo da chave de potência utilizado na simulação é diferente daquela para a qual foi realizado o projeto.

Figura 5.85: Sinais de comando, tensões de gate-emissor das chaves, tensões coletor-emissor das chaves e corrente de coletor da chave S1, respectivamente, para condição de sobrecorrente



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura 5.86: Detalhe da tensão coletor-emissor da chave S1 e da sua corrente de coletor na situação de atuação da proteção de sobrecorrente



Fonte: produção do próprio autor, 2014

5.5 Isolações

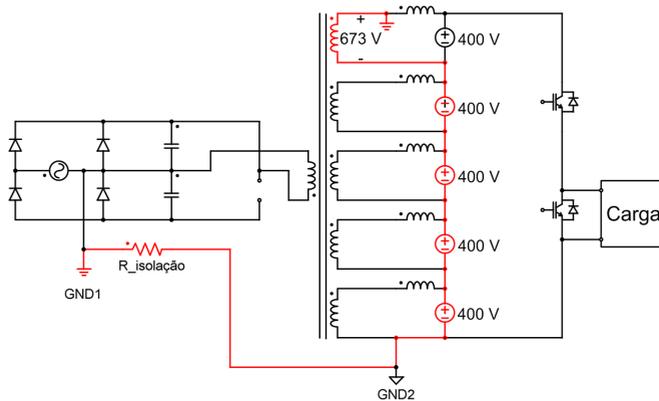
A presença de um elevado nível de tensão na saída do conversor Meia Ponte e o fato de que essa diferença de potencial é aplicada em seres vivos exige que seja feita uma análise mais aprofundada das isolações presentes tanto no conversor quanto nas fontes auxiliares que farão a alimentação dos circuitos de controle, comando, instrumentação e sensores. Mesmo que a utilização do eletroporador seja feita isolando-se o paciente do solo, é de extrema importância garantir que a tensão presente nos terminais dos eletrodos de aplicação não sejam referenciados ao terra comum, gerando circulação de corrente apenas no ponto desejado. Além disso, todos os componentes devem suportar o esforço de tensão que é aplicado sobre eles, de forma que seu funcionamento seja adequado e que sua vida útil seja longa.

Os componentes críticos em termos de isolação são: o transformador principal do conversor Meia Ponte e a fonte auxiliar que alimenta o circuito de comando do IGBT do gerador de pulsos pelo qual circulará a corrente da carga.

Sabe-se que o estágio de saída do conversor CA-CC pode chegar a ter 2000 V referenciados ao GND2 quando opera no modo alta tensão, ou seja, com o estágio retificador de entrada no modo dobrador de tensão, como mostra a Figura 5.87, que considera a chave superior conduzindo e a inferior bloqueada. Analisando o transformador principal do conversor Meia Ponte, uma alta resistência entre primário e secundário impede que a referência GND1 seja a mesma que GND2. Desta forma, a maior tensão que pode ser aplicada nessa resistência é a soma das tensões de quatro saídas do conversor com a tensão do secundário mais à montante, resultando numa diferença de potencial total de 2273 V. Sendo assim, a montagem deste componente deve ser feita de maneira que seja criada uma isolação capaz de suportar esse esforço de tensão.

Quanto aos circuitos de comando dos IGBT's do gerador de pulsos, sabe-se que o ponto médio entre as duas chaves de potência flutua

Figura 5.87: Tensão aplicada sobre a resistência de isolamento do transformador principal do conversor Meia Ponte

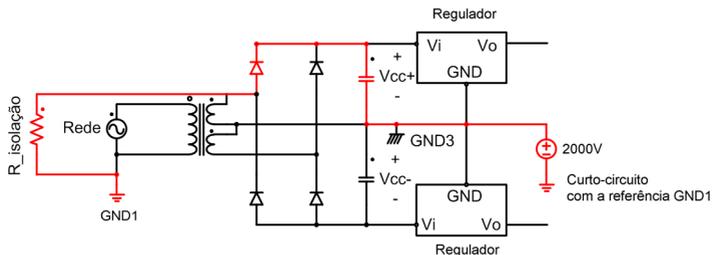


Fonte: produção do próprio autor, 2014

entre 2 kV e GND2. Caso a chave superior esteja conduzindo, tem-se a aplicação de 2000 V referenciados ao GND2 sobre o capacitor (C2) e o zener (D5) que fornecem tensão de bloqueio negativa para o IGBT, pertencentes ao circuito de comando da respectiva chave. Desta forma a tensão da fonte auxiliar que fornece energia para o circuito de comando, que neste caso é considerada linear e simétrica, irá flutuar sobre esses 2 kV já que suas referências são distintas, mantendo a diferença de potencial de V_{cc+} sobre o mesmo. Tomando um pior caso, onde esses 2000 V sejam curto circuitados com a referência GND1 e desprezando a tensão de D5 que é muito menor que a tensão de saída do conversor Meia Ponte, a resistência de isolamento do transformador da fonte auxiliar terá que suportar $2000 \text{ V} + V_{CC+}$, como mostra a Figura 5.88.

Realizando o mesmo processo de análise para as fontes auxiliares que alimentam o circuito de comando dos MOSFET's do conversor Meia Ponte, o circuito de comando do IGBT inferior do gerador de pulsos, o circuito de controle, os sensores e a instrumentação para análise de carga, chega-se a conclusão de que a isolação desses transformadores

Figura 5.88: Tensão aplicada sobre a resistência de isolamento do transformador da fonte auxiliar que alimenta um dos circuitos de comando dos IGBT's do gerador de pulsos



Fonte: produção do próprio autor, 2014

pode ser menos robusta, já que a maior tensão que aparecerá sobre a mesma nesses casos é de 673 V na fonte que alimenta o circuito de comando dos MOSFET's. Desta forma, utilizando-se uma isolamento de 1 kV nos transformadores garante-se um funcionamento adequado dos mesmos.

6 CONCLUSÃO

O processo de eletroporação ainda é um objeto de estudos no meio científico da medicina e da engenharia e, com o objetivo de ter um melhor conhecimento desse procedimento promissor no tratamento de doenças, é importante que o eletroporador seja capaz de fornecer pulsos de tensão de diferentes larguras e amplitudes de forma controlada, possibilitando uma análise mais abrangente do comportamento dos tecidos biológicos quando expostos a esses campos elétricos.

Apesar de consumir uma baixa potência média de saída, essa grande abrangência de funcionamento do eletroporador, a característica não linear da corrente drenada pela carga dificulta e a alta potência instantânea que a mesma necessita dificulta a utilização de conversores CC-CC estruturalmente muito simples. Como exemplo pode-se citar o Flyback operando em condução descontínua, que apresenta esforços de tensão nos semicondutores elevados e uma restrição na razão cíclica máxima para alguns casos de operação que inviabiliza seu uso de forma eficaz. No entanto, o conversor Meia Ponte em condução contínua se mostrou uma opção viável para solucionar esses problemas, apesar de ser estruturalmente mais complexo que o Flyback.

A utilização do conversor Meia Ponte CC-CC reduz os esforços de tensão nas chaves e mantém a razão cíclica máxima em valores aceitáveis. Porém, os esforços de tensão sobre os diodos da ponte retificadora presente no estágio de saída do conversor são elevados e o fato de o mesmo operar em condução contínua aumenta consideravelmente o volume do indutor do filtro LC. Para solucionar esses problemas o conversor Meia Ponte foi projetado utilizando cinco saídas conectadas em série, cada um com seu capacitor armazenador de energia, dividindo o indutor em cinco magnéticos menores e possibilitando o uso de diodos *schottky* nos secundários do conversor.

O projeto do conversor Meia Ponte CC-CC com cinco saídas utilizando um controle em cascata por pico de corrente, de forma que tanto a corrente quanto a tensão de saída do conversor sejam mantidos nos níveis desejados, se mostrou funcional através das simulações apresentadas neste trabalho para praticamente todas as condições de pulsos fornecidos e possível de ser implementado na prática junto com a estrutura de retificação com dobrador de tensão e com o gerador de pulsos também analisados, devendo ser tomados os devidos cuidados perante às isolações do sistema de interface com o usuário, do transformador do conversor Meia Ponte e dos transformadores das fontes auxiliares que alimentarão os circuitos de comando e de controle do sistema.

Deixa-se como sugestão um estudo mais aprofundado da utilização de indutores com núcleo de aço silício nas saídas do conversor Meia Ponte, que podem reduzir consideravelmente o volume dos mesmos em relação ao projeto com núcleo de ferrite sem que as perdas fiquem muito elevadas, já que a ondulação de corrente nesses componentes é baixa. Além disso, sugere-se um estudo relacionado a conversores ressonantes para a aplicação, já que estes permitem um aumento da frequência de chaveamento devido à possibilidade de realização de comutação suave, reduzindo as perdas de chaveamento e os elementos magnéticos. Outro ponto que pode ser aprimorado são as perdas no núcleo do transformador através do uso de um núcleo de melhor qualidade da Magnetics.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADAIR, R. **Design Review: A 300 W, 300 kHz Current-Mode Half-Bridge Converter with Multiple Outputs Using Coupled Inductors**. [S.l.], 2001. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ml/slup083/slup083.pdf>>.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 6. ed. Florianópolis: Do Autor, 2006. 315 p.
- BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Do Autor, 2007. 332 p.
- BASCOPE, R. T.; PERIN, A. J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. [S.l.: s.n.], 1997.
- BATSCHAUER, A. L. **Apostila da disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. 2012. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/batschauer/materiais/Apostila_CCE_v7__simobiologia_.pdf>.
- COLONEL, W. M.; MCLYMAN, T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3. ed. [S.l.]: CRC Press, 2004. 556 p.
- CREE. **C2M016120D Silicon Carbide power MOSFET Datasheet**. 2013. Disponível em: <<http://www.cree.com/Power/Products/MOSFETs/TO247/C2M0160120D>>.
- CREE. **C4D05120A Silicon Carbide Schottky Diode Datasheet**. 2014. Disponível em: <<http://www.cree.com/Power/Products/Diodes/TO220/C4D05120A>>.
- DENET, A.-R.; VANBEVER, R.; PRÉAT, V. Skin electroporation for transdermal and topical delivery. **Advanced Drug Delivery Reviews**, v. 56, n. 5, p. 659 – 674, 2004. ISSN 0169-409X. Breaking the Skin Barrier. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0169409X03002436>>.
- GEHL, J. Electroporation: theory and methods, perspectives for drug delivery, gene therapy and research. **Acta Physiologica Scandinavica**, Blackwell Science Ltd, v. 177, n. 4, p. 437–447, 2003. ISSN 1365-201X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1046/j.1365-201X.2003.01093.x>>.

HUNG, Y.-C.; SHYU, F.-S.; LIN, C. J.; LAI, Y.-S. New voltage balance technique for capacitors of symmetrical half-bridge converter with current mode control. In: **Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on.** [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 365–369 Vol.1.

IXYS. **High Voltage IGBT IXGF25N250 datasheet.** 2009. Disponível em: <[http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS99829B\(IXGF25N250\).pdf](http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS99829B(IXGF25N250).pdf)>.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters.** Dayton: Wiley, 2008. 782 p.

KEISER, G. **Comunicações por Fibras Ópticas - 4.ed.:** [s.n.], 2014. ISBN 9788580553987. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=vu4VBAAAQBAJ>>.

TEXAS-INSTRUMENTS. **Practical Considerations In Current-Mode Power Supplies Application Note U-111.** 1999. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slwa110/slwa110.pdf>>.

TEXAS-INSTRUMENTS. **UC3825 High Speed PWM Controller Datasheet.** 2004. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3825.pdf>>.

THORNTON. **Material IP12E datasheet.** Disponível em: <http://www.thornton.com.br/materiais_ip12e.htm>.

THORNTON. **NEE-42/21/20 datasheet.** Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>.

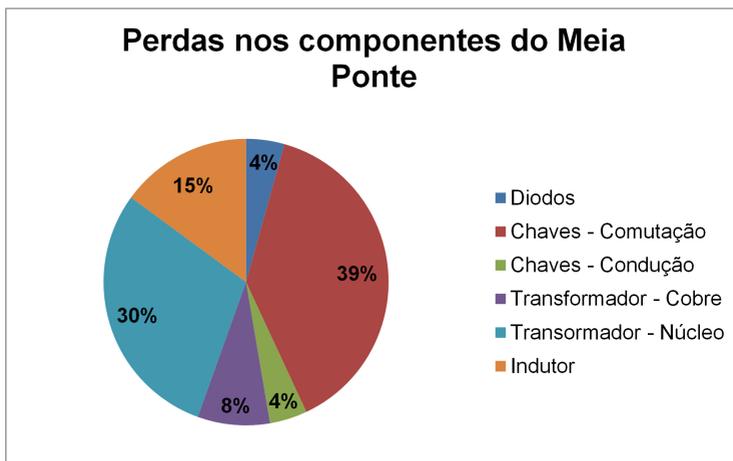
THORNTON. **NEE-65/33/26 datasheet.** Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>.

VANBEVER, R.; FOUCHARD, D.; JADOUL, A.; MORRE, N. D.; PRÉAT, V.; MARTY, J.-P. In vivo noninvasive evaluation of hairless rat skin after high-voltage pulse exposure. **Skin Pharmacol. Appl. Skin Physiol.**, v. 11, p. 23–34, 1998.

Apêndices

APÊNDICE A – PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR MEIA PONTE

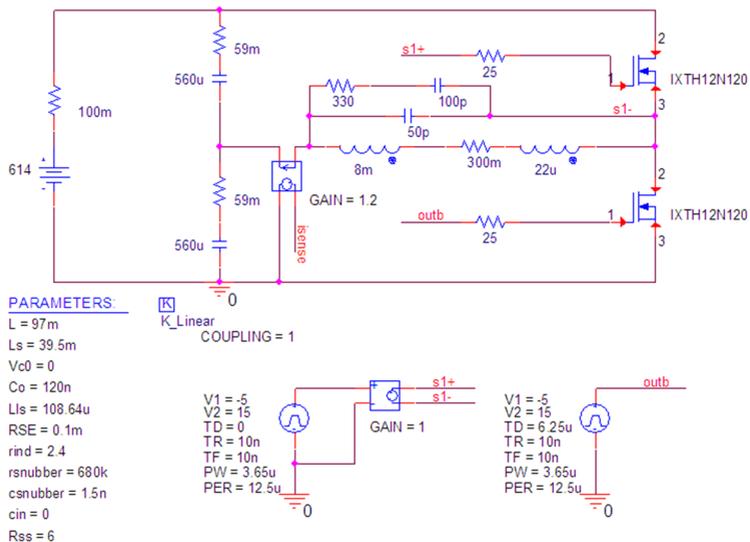
Figura A.1: Contribuição de cada componente para as perdas totais do conversor



Fonte: produção do próprio autor, 2014

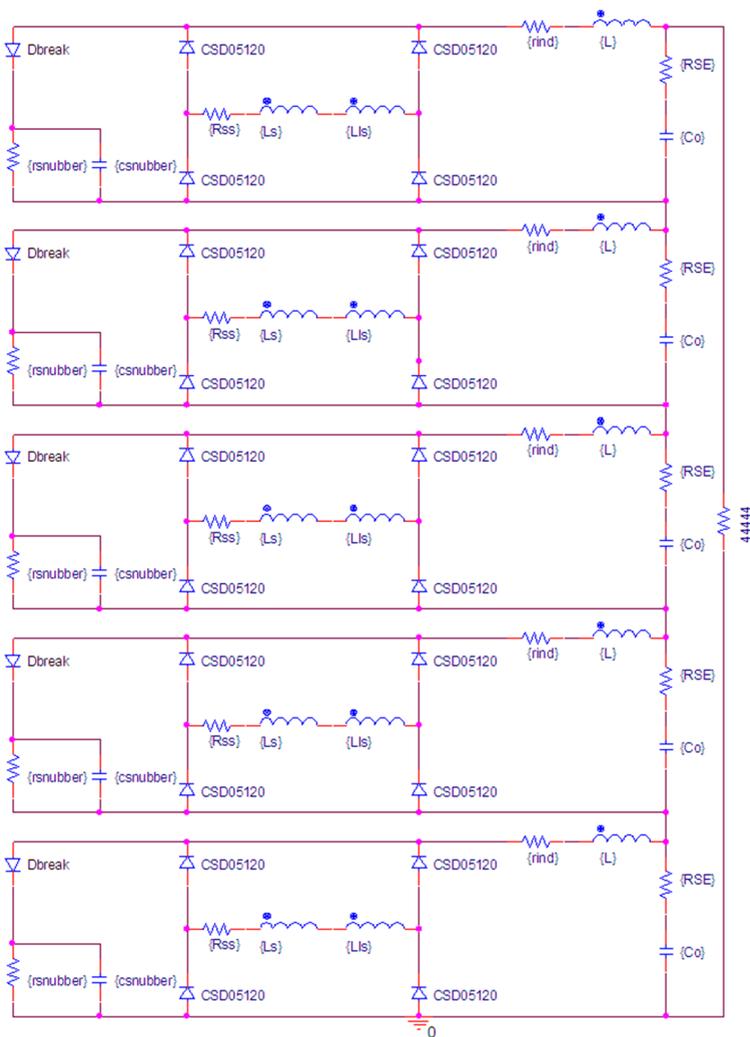
APÊNDICE B – CIRCUITO DE POTÊNCIA SIMULADO

Figura B.1: Circuito do primário utilizado na simulação em malha aberta do conversor



Fonte: produção do próprio autor, 2014

Figura B.2: Circuitos dos secundários utilizados na simulação em malha aberta do conversor



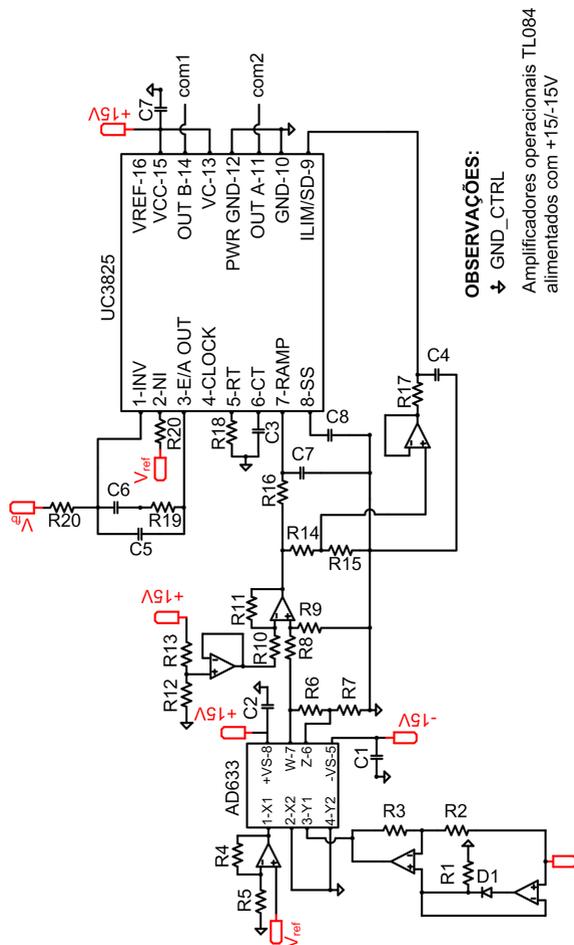
Fonte: produção do próprio autor, 2014

Tabela C.1: Lista de componentes do circuito de potência

CÓDIGO	COMPONENTE
C1, C2	560 μF , 400 V
C3 ao C7	1,5 nF, 1000 V
C8 ao C12	3900 μF , 550 V
D1, D2	-
D3 ao D22	C4D05120
D23 ao D27	EG01C
F1	0314015.MX5
I1, I2	IXGF25N250
M1, M2	C2M0160120D
P1	DF06M
R1	MRA12
R2 ao R6	680 $k\Omega$, 2 W
R8 ao R12	200 $k\Omega$, 1 W
R13	1,5 $k\Omega$, 1/8 W
S1, S3, S3	Relé - 24 V - J1RC3-TMP
T1	EE-42/20 IP12E, Np = 37 esp., AWG 24, Ns = 82 esp. para cada secundário, AWG 30
T2	-

APÊNDICE D – CIRCUITO DE CONTROLE

Figura D.1: Circuito de controle do eletroporador



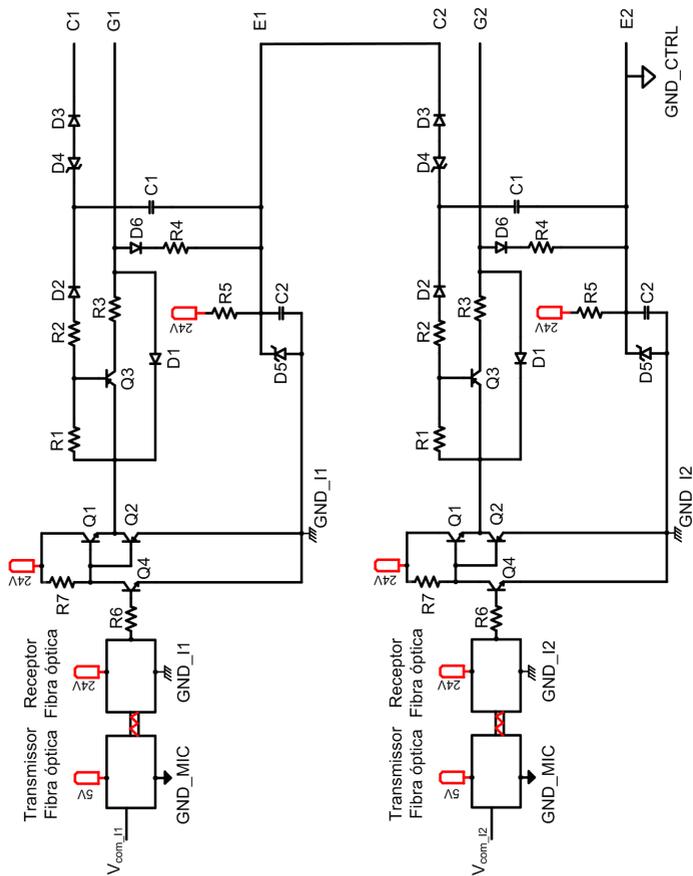
Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Tabela D.1: Lista de componentes do circuito de controle

CÓDIGO	COMPONENTE
C1, C2	0,1 μF
C3	1 nF
C4, C7	680 pF
C5	12 pF
C6	820 nF
C8	9,1 μF
R1, R2, R3, R12, R16, R17	1 $k\Omega$, 1/4 W
R4	2 $k\Omega$, 1/4 W
R5	1,3 $k\Omega$, 1/4 W
R6	910 Ω , 1/4 W
R7	8,2 $k\Omega$, 1/4 W
R8, R9, R10, R11, R14	10 $k\Omega$, 1/4 W
R13	11 $k\Omega$, 1/4 W
R15	1,4 $k\Omega$, 1/4 W
R18	15 $k\Omega$, 1/4 W
R19	160 $k\Omega$, 1/4 W
R20	430 Ω , 1/4 W

APÊNDICE E – CIRCUITO DE COMANDO DOS IGBT'S DO GERADOR DE PULSOS

Figura E.1: Circuito de comando dos IGBT's do gerador de pulsos



Fonte: produção do próprio autor, 2014.

Tabela E.1: Lista de componentes do circuito de comando dos IGBT's do gerador de pulsos

CÓDIGO	COMPONENTE
C1	5,6 nF
C2	22 μ F, 30 V
D1, D2, D6	1N4148
D3	BY203-20S
D4	BZX284B6V2
D5	BZX284C8V2
Q1	Q2N2222
Q2, Q3	Q2N2907
Q4	BC547
R1, R2	680 Ω , 1/4 W
R3	27 Ω , 1/4 W
R4, R6, R7	1 k Ω , 1/4 W
R5	2,2 k Ω , 1/8 W
Kit de fibra óptica	HFBR-0501Z