



**UNIVERSIDADE
ESTADUAL de LONDRINA**

Centro de Tecnologia e Urbanismo

Departamento de Engenharia Elétrica

JÚLIO CESAR LOPES DE OLIVEIRA

**PROJETO E ESTUDO DE UM
CONVERSOR CA/CC DE ALTA
POTÊNCIA, 14,4 V E 300 A PARA
APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Londrina

2014

Universidade Estadual de Londrina

Centro de Tecnologia e Urbanismo

Departamento de Engenharia Elétrica

JÚLIO CESAR LOPES DE OLIVEIRA

**PROJETO E ESTUDO DE UM CONVERSOR
CA/CC DE ALTA POTÊNCIA, 14,4 V E 300 A
PARA APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como Parte dos Requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso

Londrina
2014

Ficha Catalográfica

Lopes de Oliveira, Júlio Cesar

Projeto e Estudo de um Conversor CA/CC de Alta Potência, 14,4 V e 300 A para Aplicações Automotivas - Londrina, 2014 - 155 p.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Conversores. 2. Conversão de energia. 3. Conversores de energia CA-CC. 4. Conversores de energia CC-CC. 5. Conversores com modulação por largura de pulso. I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

JÚLIO CESAR LOPES DE OLIVEIRA

**PROJETO E ESTUDO DE UM
CONVERTOR CA/CC DE ALTA
POTÊNCIA, 14,4 V E 300 A PARA
APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como Parte dos Requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso
Universidade Estadual de Londrina
Orientador

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Dr. Newton da Silva
Universidade Estadual de Londrina

Londrina, 27 de maio de 2014

Dedico esta dissertação ao Grande Arquiteto do Universo.
Aos meus pais que me apoiaram nos momentos difíceis da minha vida.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela fé e saúde que me conduziram até o término deste trabalho.

Agradeço a minha família por acreditar e investir em mim, em especial a minha Mãe pelo seu cuidado e dedicação e a meu Pai pelo seu carinho e apoio perante os “tropeços da vida”.

Agradeço ao Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso por sua condução dos trabalhos e batalha para atingir o término dos trabalhos, pela sua paciência na orientação que possibilitaram a conclusão desta monografia.

Aos membros da banca de qualificação: Prof. Dr. Marcelo Tosin e Prof. Dr. Newton da Silva por suas contribuições deste trabalho.

Ao membro da Comissão Examinadora Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein por sua colaboração e valiosa contribuição no enriquecimento do trabalho.

Aos técnicos do laboratório: Luis Carlos Mathias, Luiz Fernando Schmidt e Older Kelson Lopes pela ajuda prestada em bancada e por sua presteza e incentivo.

A minha prima e secretária Fatima Marccucci Brancalhão por seu apoio operacional.

A todos aqueles que direta ou indiretamente me ajudaram a “percorrer este caminho”...

“Todas as vitórias ocultam uma abdicação.”
(Simone de Beauvoir)

JÚLIO CESAR LOPES DE OLIVEIRA. PROJETO E ESTUDO DE UM CON-
VERTOR CA/CC DE ALTA POTÊNCIA, 14,4 V E 300 A PARA APLICAÇÕES AUTO-
MOTIVAS 2014. 155 p. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de
Londrina, Londrina.

Resumo

Foi desenvolvida neste trabalho uma fonte chaveada com potência de 4350 W, com tensão de saída de 14,4 V. Este valor de potência é alcançado quando a fonte opera na condição normal com corrente de até 300 A, possuindo a opção de trabalhar como carga de bancos de baterias com corrente de 30 A. A fonte pode ser usada para outro tipo de aplicações que não o setor automotivo, como uma fonte de uso geral. O circuito de controle utilizado no projeto da fonte é analógico com componentes discretos.

Palavras-Chave: 1. Conversores. 2. Conversão de energia. 3. Conversores de energia CA-CC. 4. Conversores de energia CC-CC. 5. Conversores com modulação por largura de pulso.

DESIGN AND STUDY OF A AC/DC CONVERTER FOR HIGH POWER, 14.4 V AND 300 A FOR AUTOMOTIVE APPLICATIONS. 2014. 155 p. Masterthesis in Electrical Engineering - State University of Londrina, Londrina.

Abstract

A Switched-Mode Power Supply (SMPS) with rated power of 4350 W with an output voltage of 14.4 V was developed in this work. Such power level is achieved when the source operates at normal condition with current up to 300 A, having the option to work as battery charger with current of 30 A. The SMPS can be used for other applications than the automotive sector as general purpose SMPS. The control circuit used in this design is analog with discrete components.

Key-words: 1. AC-DC power converters. 2. Converters. 3. DC-DC power converters. 4. Power conversion. 5. Pulse width modulation converters.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquema de blocos completo da fonte.	31
Figura 2 – Conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente.	32
Figura 3 – Conversor CC/CC ponte completa.	34
Figura 4 – Forma de onda da saída do circuito de controle para uma razão cíclica máxima de 0,45.	34
Figura 5 – Primeira etapa de funcionamento do conversor.	35
Figura 6 – Segunda e quarta etapa de funcionamento do conversor.	35
Figura 7 – Terceira etapa de funcionamento do conversor.	36
Figura 8 – Forma de onda em V_1 do conversor ponte-completa.	36
Figura 9 – Forma de onda em V_1 do conversor ponte-completa com dobrador de corrente.	37
Figura 10 – Áreas do núcleo.	38
Figura 11 – Típico B x H.	40
Figura 12 – Forma de onda da corrente no indutor.	42
Figura 13 – Profundidade de condução da corrente (Efeito Skin).	43
Figura 14 – Diagrama de blocos do controle de um conversor CC/CC.	51
Figura 15 – Circuito <i>Buck</i> equivalente.	52
Figura 16 – Diagrama de Bode do Módulo de $G_V(s)$	54
Figura 17 – Diagrama de Bode de Fase de $G_V(s)$	54
Figura 18 – Diagrama de Bode de Módulo e Fase de $G_V(s)$	56
Figura 19 – Compensador Tipo 2.	57
Figura 20 – Avanço de fase para diferentes compensadores.	57
Figura 21 – Diagramas de bode do compensador utilizado.	59
Figura 22 – Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.	60
Figura 23 – Conversor Flyback.	60
Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de tensão.	61
Figura 25 – Diagrama de blocos do controle de corrente.	61
Figura 26 – Diagrama de blocos do CI3525.	61
Figura 27 – Estrutura básica do CI PWM.	62
Figura 28 – Sinais relativos ao circuito integrado PWM.	63
Figura 29 – Obtenção da tensão de erro.	65
Figura 30 – Circuito para realizar a partida progressiva.	66
Figura 31 – Pinagem do SG3525A.	67
Figura 32 – Diagrama de blocos do controle de temperatura.	69
Figura 33 – Esquema eletrônico do sinal de controle da corrente de surto.	70

Figura 34 – Diagrama de conexão do transformador de pulsos.	71
Figura 35 – Circuito de driver.	72
Figura 36 – Dimensões no núcleo EE-65/33/26 em milímetros (mm).	76
Figura 37 – Indutor do conversor.	81
Figura 38 – Snubbers dissipativos convencionais para o MOSFET e o diodo.	90
Figura 39 – Esquema utilizado na simulação do conversor CC/CC com dobrador de corrente em malha aberta.	93
Figura 40 – Forma de onda da tensão de saída dos dois transformadores em série na simulação do conversor em malha aberta.	94
Figura 41 – Forma de onda da tensão de saída do conversor na simulação em malha aberta.	94
Figura 42 – Esquema utilizado na simulação do conversor em malha aberta para um degrau de corrente de saída.	95
Figura 43 – Forma de onda de um degrau de corrente de saída do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente na simulação em malha aberta. 96	
Figura 44 – Forma de onda da tensão de saída para um degrau de corrente do conversor CC/CC com dobrador de corrente na simulação em malha aberta.	96
Figura 45 – Esquema do circuito <i>Buck</i> equivalente utilizado na simulação do conversor em malha aberta.	97
Figura 46 – Forma de onda da tensão de saída do buck equivalente do conversor na simulação em malha aberta.	97
Figura 47 – Esquema utilizado na simulação do conversor buck equivalente em malha aberta para um degrau de corrente de saída.	98
Figura 48 – Forma de onda da tensão de saída para um degrau de corrente do conversor buck equivalente na simulação em malha aberta.	98
Figura 49 – Esquema utilizado na simulação do conversor em malha fechada.	99
Figura 50 – Forma de onda da tensão de saída do buck equivalente do conversor na simulação em malha fechada.	99
Figura 51 – Esquema utilizado na simulação do conversor CC/CC <i>buck</i> equivalente em malha fechada para um degrau de corrente de saída.	100
Figura 52 – Forma de onda para um degrau de corrente de saída do conversor na simulação em malha fechada.	100
Figura 53 – Forma de onda da tensão de saída de um degrau de corrente do conversor na simulação em malha fechada.	101
Figura 54 – Forma de onda da saída do driver 7 com 20 espiras a vazio.	106
Figura 55 – Forma de onda da saída do driver 7 com 18 espiras a vazio.	106
Figura 56 – Forma de onda da saída do driver 7 com 18 espiras conectado ao MOSFET. 107	

Figura 57 – Formas de onda da saída dos drivers 1 a 4 com 18 espiras conectados aos MOSFETs.	107
Figura 58 – Formas de onda da saída dos drivers 5 a 8 conectados aos MOSFETs. .	108
Figura 59 – Forma de onda da tensão de saída dos transformadores do conversor CC/CC.	108
Figura 60 – Curva de rendimento <i>versus</i> potência demandada na saída do conversor CC/CC.	109
Figura 61 – Placa de Controle SMD - <i>Top</i>	126
Figura 62 – Placa de Controle SMD - <i>Bottom</i>	126
Figura 63 – Retificador de Entrada - Lado Direito.	127
Figura 64 – Retificador de Entrada - Lado Esquerdo.	128
Figura 65 – Conversor CC/CC - MOSFETs.	129
Figura 66 – Conversor CC/CC - Filtro de Saida.	129
Figura 67 – Fonte Chaveada Completa.	130
Figura 68 – Módulo retificador.	131
Figura 69 – Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo durante o Semiciclo Positivo.	133
Figura 70 – Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo durante o Semiciclo Negativo.	133
Figura 71 – Tensão e Corrente nos Capacitores C_1 e C_2 em série (C).	134
Figura 72 – Dobrador de Tensão durante o Semiciclo Positivo.	135
Figura 73 – Dobrador de Tensão durante o Semiciclo Negativo.	136
Figura 74 – Tensões no Modo Dobrador de Tensão.	137
Figura 75 – Tensão e Corrente no Capacitor (C_1) Operando como Dobrador de Tensão de Onda Completa.	138
Figura 76 – Corrente Fornecida pelo Estágio de Entrada.	140
Figura 77 – Seletor de tensão de entrada.	145
Figura 78 – Limitador de Corrente de Surto.	149
Figura 79 – Conjunto de circuitos limitadores de corrente de surto.	150
Figura 80 – Filtro RFI.	155

Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores de K_J	39
Tabela 2 – Características do núcleo EE-65/33/26.	84
Tabela 3 – Características do MOSFET IRF840.	88
Tabela 4 – Características do conjunto de quatro MOSFETs IRF840 em paralelo.	88
Tabela 5 – Características do diodo Schottky MBR6045PT.	89
Tabela 6 – Características do diodo UF4007.	91
Tabela 7 – Valores de tensões mínimas do seletor 127/220 V.	103
Tabela 8 – Valores de tensão e corrente no retificador de entrada em 127 V.	104
Tabela 9 – Valores de tensão e corrente no retificador de entrada em 220 V.	104
Tabela 10 – Valores de tensão e corrente no conversor CC/CC.	109
Tabela 11 – Características da Ponte de Diodos KBPC3510.	145
Tabela 12 – Tensões do Detector de Tensão.	146
Tabela 13 – Resumo de Estado dos Componentes.	146

Lista de Siglas e Abreviaturas

A	Amplificador.
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
CI	Circuito Integrado.
COMP	Comparador.
F/F	Flip-flop.
OSC	Oscilador.
PIB	Produto Interno Bruto.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso.
RFI	<i>Radio Frequency Interference</i> - Interferência de Radio Frequência.
RIPPLE	Ondulação.
SMPS	<i>Switched-Mode Power Supply</i> - Fonte Chaveada.

Lista de Símbolos e Notações

A_{cu}	Área do cobre.
A_{cuAWG}	Área do cobre segundo a tabela de fios AWG.
$A_{cu_{pri}}$	Área do cobre do primário do transformador.
$A_{cu_{sec}}$	Área do cobre do secundário do transformador.
A_e	Área do entreferro do núcleo.
A_l	Fator de indutância.
A_p	Produto de A_w e A_e .
A_w	Área da janela do núcleo.
B	Densidade de fluxo magnético.
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máximo.
$C_{aumento}$	Valor do capacitor na condição transitória de aumento de corrente.
$C_{diminuição}$	Valor do capacitor na condição transitória de diminuição de corrente.
C_{ideal}	Valor do capacitor de saída na condição ideal.
C_{ss}	Capacitor responsável pela partida suave (<i>soft-start</i>).
C_t	Capacitor responsável pela frequência de oscilação.
D	Razão cíclica.
D_{imax}	Diâmetro máximo de um fio condutor.
D_{max}	Razão cíclica máxima.
D_{min}	Razão cíclica mínima.
ΔQ	Quantidade de carga transferida ao capacitor durante o tempo t_c .
ΔI_o	Variação da corrente da carga.
ΔT	Variação de temperatura.
ΔV	Tensão de ondulação.
ΔV_1	Variação de tensão de ondulação no capacitor C_1 .
ΔV_c	Variação de tensão no capacitor.
ΔV_{ca}	Variação de tensão no capacitor no transitório de aumento de corrente.
ΔV_{cd}	Variação de tensão no capacitor no transitório de diminuição de corrente.
E	Energia.
f	Frequência da rede.
f_{fs}	Frequência da tensão de entrada do filtro de saída.
f_s	Frequência de comutação.
h	Altura.
I_{2ef}	Corrente eficaz da componente alternada de alta frequência.
I_{Cef}	Corrente eficaz total no capacitor.
I_{C1ef}	Valor eficaz da componente alternada da corrente do capacitor C_1 .

I_D	Corrente de dreno do MOSFET.
I_{Dp}	Corrente máxima de pico não repetitivo no diodo.
$I_{D_{pico}}$	Corrente de pico do diodo.
I_{DM}	Corrente de dreno do MOSFET (pulsada).
$I_{D_{med}}$	Corrente média do diodo.
I_{ef1}	Corrente eficaz em cada diodo.
I_{med1}	Corrente média no diodo D_1 .
I_{mg}	Corrente máxima de magnetização no primário.
I_o	Corrente da carga.
I_{omax}	Corrente CC máxima de saída.
I_{omin}	Corrente CC mínima de saída.
I_p	Pico da corrente i durante o intervalo t_c .
I_{pk}	Corrente de pico da componente alternada de alta frequência.
I_{pri}	Corrente eficaz no primário do transformador do conversor.
$I_{pri_{RMS}}$	Corrente rms no primário do transformador.
I_{ref}	Corrente de referência ajustável.
I_{rms}	Corrente eficaz que passa pelo indutor.
$I_{sec_{RMS}}$	Corrente rms no secundário do transformador.
$I_{T_{med}}$	Corrente média do transistor.
$I_{T_{pico}}$	Corrente de pico do transistor.
J	Densidade de corrente.
K_I	Coeficiente de corrente do enrolamento primário de um transformador.
K_j	Coeficiente de densidade de corrente nos fios.
K_T	Coeficiente de aumento de temperatura nos fios.
K_u	Fator de utilização da área da janela.
L	Valor de indutância.
L_a	Largura.
L_{eq}	Indutância equivalente.
η	Rendimento da potência nominal.
N	Relação de transformação.
N'	Relação de transformação do conjunto de transformadores.
N_1	Número de espiras do primário.
N'_1	Número de espiras do primário do conjunto de transformadores.
N_2	Número de espiras do secundário.
$N_{capideal}$	Número de capacitores ideal.
N_{fios}	Número de fios.
P	Potência.
P_{in}	Potência de Entrada.
P_{out}	Potência de Saída.

P_{saida}	Potência máxima de saída de um transformador.
$R_{DS(on)}$	Resistência estática <i>drain-source</i> com MOSFET energizado.
R_{disch}	Valor do resistor de descarga.
R_L	Resistência do indutor.
R_s	Resistência de carga.
R_{se}	Resistência série equivalente do capacitor.
R_t	Resistor responsável pela frequência de oscilação.
T	Período.
t_c	Tempo de condução dos diodos ou tempo de recarga do capacitor
T_{fs}	Período da tensão de entrada do filtro de saída.
t_{ir}	Tempo de carregamento dos capacitores do retificador de entrada.
T_{on}	Tempo de condução.
T_{ss}	Tempo de partida suave (<i>soft-start</i>).
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa.
T_s	Período de chaveamento.
V_{ac}	Tensão em CA da rede.
$V_{AC\max}$	Tensão máxima eficaz em Corrente Alternada.
$V_{AC\min}$	Tensão mínima eficaz em Corrente Alternada.
V_C	Tensão no capacitor.
V_{ce}	Tensão entre o coletor e o emissor de um transistor.
V_{c0}	Tempo inicial de carregamento/descarregamento de um capacitor.
V_{c1}	Tempo final de carregamento/descarregamento de um capacitor.
$V_{C1\min}$	Tensão mínima no capacitor C_1 .
$V_{C2\min}$	Tensão mínima no capacitor C_2 .
$V_{C\min}$	Tensão mínima no capacitor levando-se no capacitor equivalente C.
V_{C1pk}	Tensão de pico no capacitor C_1 .
V_{C2pk}	Tensão de pico no capacitor C_2 .
V_d	Tensão direta ou tensão de joelho do diodo.
$V_{D\max}$	Tensão de trabalho de pico reversa no diodo.
V_{erro}	Tensão de erro.
V_F	Tensão reversa do diodo.
V_i	Amostra da rede.
V_{ib}	Tensão de entrada do buck equivalente.
V_{imax}	Tensão CC máxima de entrada do conversor.
V_{imin}	Tensão CC mínima de entrada do conversor.
V_{in}	Tensão CC de entrada do conversor.
V_m	Tensão média.
V_{max}	Tensão máxima.
V_{min}	Tensão mínima.

V_o	Tensão em CC de saída.
V_{pk}	Tensão de pico
V'_{pk}	Tensão de pico levando-se em conta as perdas dos componentes.
V_{ref}	Tensão de referência.
V_{SD}	Tensão <i>drain-source</i> do MOSFET.
V_T	Tensão máxima de saturação do transistor.
W_{in}	Energia acumulada a cada período da rede.
$W_{in}/2$	Energia acumulada a cada meio período da rede .
x	Constante dependente do formato do núcleo do indutor.

Sumário

	Lista de ilustrações	13
	Lista de tabelas	16
1	INTRODUÇÃO GERAL	27
1.1	JUSTIFICATIVA	27
1.2	OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS	27
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	28
2	TOPOLOGIA PROPOSTA	31
2.1	A TOPOLOGIA IMPLEMENTADA	32
2.2	REQUISITOS	32
2.3	DESCRIÇÃO DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	33
2.4	RELAÇÕES BÁSICAS	36
2.4.1	Estudo do Indutor	38
2.4.1.1	Efeito <i>Skin</i>	43
2.4.2	Estudo do Transformador	44
2.4.3	Estudo do Capacitor de Saída	46
2.4.3.1	Condição ideal	46
2.4.3.2	Aumento de corrente	47
2.4.3.3	Diminuição de corrente	47
2.4.3.4	Verificação de satisfação do regime permanente	47
2.4.3.5	Verificação de satisfação do regime transitório	47
2.4.4	Estudo dos Semicondutores	48
2.4.4.1	Transistores	48
2.4.4.2	Diodos	49
2.5	CONCLUSÃO	49
3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	51
3.1	OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	52
3.1.1	Caracterização da Planta	52
3.1.2	Função de Transferência $G_V(s)$	53
3.2	CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO	54
3.2.1	Projeto do Compensador	55
3.2.1.1	Frequência de corte	55
3.2.1.2	Margem de fase	55

3.2.1.3	Ganho do compensador	55
3.2.1.4	Avanço de fase	55
3.2.1.5	Escolha do tipo de compensador	56
3.2.1.6	O fator k	56
3.2.1.7	Determinação dos valores dos componentes do compensador	57
3.2.1.8	Função de transferência do compensador	58
3.3	A QUESTÃO DO ISOLAMENTO	59
3.4	A FONTE AUXILIAR	59
3.5	CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE EM MALHA FECHADA	60
3.6	CIRCUITO INTEGRADO PWM DEDICADO (3525)	62
3.6.1	Descrição do CI 3525	62
3.6.2	Funcionamento do CI 3525	64
3.6.3	<i>Shutdown</i>	65
3.6.4	<i>Soft-Start</i> (Partida Progressiva)	65
3.6.5	Dimensionamento dos Componentes Externos do SG3525A	66
3.6.6	Descrição dos Pinos do Circuito Integrado SG3525A	67
3.6.7	Limitações do SG3525A	68
3.6.8	Modo de Operação do SG3525A	68
3.7	CIRCUITOS ADICIONAIS DO CONTROLE	69
3.7.1	Controle de Temperatura	69
3.7.2	Controle de Corrente de Surto	70
3.7.3	Circuito de Driver	71
3.8	CONCLUSÃO	72
4	PROJETO DO CONVERSOR CC/CC	75
4.1	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR CC/CC	75
4.2	RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO	75
4.3	INDUTOR	76
4.3.1	Razão Cíclica Mínima	76
4.3.2	Energia no Núcleo EE-65/33/26	76
4.3.3	Indutância e Valor Mínimo da Corrente de Saída	78
4.3.4	Parâmetros do Indutor	79
4.4	CAPACITOR	80
4.4.1	Condição Ideal	80
4.4.2	Aumento de Corrente	81
4.4.3	Diminuição de Corrente	81
4.4.4	Escolha do Capacitor Ideal	82
4.5	TRANSFORMADOR	83
4.5.1	Secundário	85

4.5.2	Primário	86
4.6	SEMICONDUCTORES	87
4.6.1	MOSFET	87
4.6.2	Diodos	88
4.7	<i>Snubber</i>	89
4.7.1	Procedimento de Projeto do <i>Snubber</i> do Conversor CC/CC	91
4.7.2	Procedimento de Projeto do <i>Snubber</i> dos Diodos de Saída	92
4.8	CONCLUSÃO	92
5	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC/CC	93
5.1	MALHA ABERTA	93
5.1.1	<i>Buck</i> Equivalente	97
5.2	MALHA FECHADA	99
5.3	CONCLUSÃO	101
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	103
6.1	RETIFICADOR DE ENTRADA	103
6.1.1	Valores do Seletor de Tensão 127/220 V	103
6.1.2	Rendimentos	103
6.1.2.1	Retificador de entrada sob a tensão de 127 V	103
6.1.2.2	Retificador de entrada sob a tensão de 220V	104
6.1.3	Regulação e Potência Máxima	104
6.1.3.1	Retificador de entrada na tensão de 127 V	105
6.1.3.2	Retificador de entrada na tensão de 220 V	105
6.2	CIRCUITO DE CONTROLE	106
6.3	CONVERSOR CC/CC	108
6.4	CONCLUSÃO	110
7	CONCLUSÃO GERAL	111
7.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	111
7.2	PRODUÇÃO TÉCNICA E CIENTÍFICA	112
7.2.1	Artigos Aceitos para Publicação	112
7.2.2	Artigos Publicados	112
7.2.3	Artigo Submetido	112
	Referências	113

APÊNDICES **117**

APÊNDICE A – ESQUEMA DO RETIFICADOR DE ENTRADA	119
---	------------

APÊNDICE B – ESQUEMA DO CIRCUITO DE CONTROLE	121
---	------------

APÊNDICE C – ESQUEMA DO CONVERSOR CC/CC . .	123
--	------------

APÊNDICE D – FOTOS DOS EQUIPAMENTOS DESENVOLVIDOS	125
--	------------

APÊNDICE E – RETIFICADOR DE ENTRADA	131
--	------------

E.1	ESPECIFICAÇÕES DO RETIFICADOR DE ENTRADA	132
E.2	RELAÇÕES BÁSICAS	132
E.2.1	Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo	132
E.2.2	Dobrador de Tensão de Onda Completa	135
E.3	PROCEDIMENTO DE PROJETO DO RETIFICADOR DE ENTRADA	141
E.3.1	Tensão de Entrada de 220 V	141
E.3.2	Tensão de Entrada de 127 V	142
E.3.3	Valores dos Componentes do Retificador de Entrada	144
E.4	SELETOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO 127/220 V	145
E.4.1	Funcionamento do Seletor de Tensão	145
E.4.2	Procedimento de Projeto dos Relés do Seletor de Tensão	147
E.5	RELÉS E O RESISTOR LIMITADOR DE CORRENTE DE SURTO	148
E.5.1	Funcionamento do Controle de Corrente de Surto	148
E.5.2	Procedimento de Projeto dos Relés do Controle de Corrente de Surto .	149
E.6	FILTRO RFI	150
E.7	CONCLUSÃO	151

ANEXOS **153**

ANEXO A – FILTRO DE RFI	155
--	------------

1 INTRODUÇÃO GERAL

O setor de som automotivo apresenta nos últimos anos taxas de crescimento acima da média da economia brasileira como um todo. Enquanto no ano de 2012 o PIB cresceu cerca de 0,9 %, este setor tem apresentado altas taxas de crescimento impulsionado pelo setor de veículos novos (4,6 %) e o de motocicletas (14,7 %) (IBGE, 2013).

O nível máximo de potência de som automotivo no mercado é de aproximadamente 3000 W (CULTURAMIX.COM, 2012).

Existem poucas opções de fontes chaveadas com potências próximas a 3000 W no mercado, estas operam exclusivamente com circuito de controle digital (WOLLOKO, 2013; SPARK - USINA, 2013).

1.1 Justificativa

O projeto tem o objetivo de suprir um nicho de mercado na eletrônica automotiva de forma comercial, indicada para utilização em sistemas de som de alta potência pois, estes consomem grande parte da carga da bateria do veículo quando o alternador não está atuando (motor desligado), não permitindo que sejam utilizados por longo tempo. A fonte desenvolvida fornecerá energia para alimentar o sistema de som a partir da rede elétrica.

A fonte é do tipo SMPS (*Switched-Mode Power Supply* - fonte chaveada) atuando em malha fechada e foi escolhida por permitir a alta potência (4500 W) e alta eficiência a partir de um dispositivo de pequeno volume e peso, facilitando o seu transporte.

A versatilidade obtida a partir da separação em estágios do projeto de forma modular facilita a criação de fontes com correntes de saída superiores a 300 A, a partir do incremento dos módulos.

A proposta inicial da tensão de saída da fonte era para 15 V, no entanto, esta foi alterada para atuar em 14,4 V pois, esta é a tensão adequada para carregar baterias ou para alimentar módulos de potência conforme é especificado por (BOSCH, 2007).

A fonte poderá também ser utilizada na tração de veículos (partida sem bateria) ou como fonte de corrente permitindo o carregamento de baterias.

Desta forma a topologia de uma fonte chaveada com alta capacidade é desenvolvida.

1.2 Objetivo Geral e Objetivos Específicos

O objetivo do projeto é obter uma fonte chaveada de alta potência, com alta eficiência e baixo ruído (RFI - *Radio Frequency Interference* - Interferência de Radio Frequência), voltada para o mercado de som automotivo. Podendo ser utilizada também para alimenta-

ção de equipamentos eletrônicos devido à característica de tensão estável na saída e até mesmo para carga de um banco de baterias, pois o controle será empregado de forma a obter duas faixas de corrente de saída constante. Outra característica pretendida é a implementação do projeto de potência e controle de uma forma simples, com componentes discretos de fácil aquisição no mercado nacional.

1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em oito capítulos estruturados da seguinte forma:

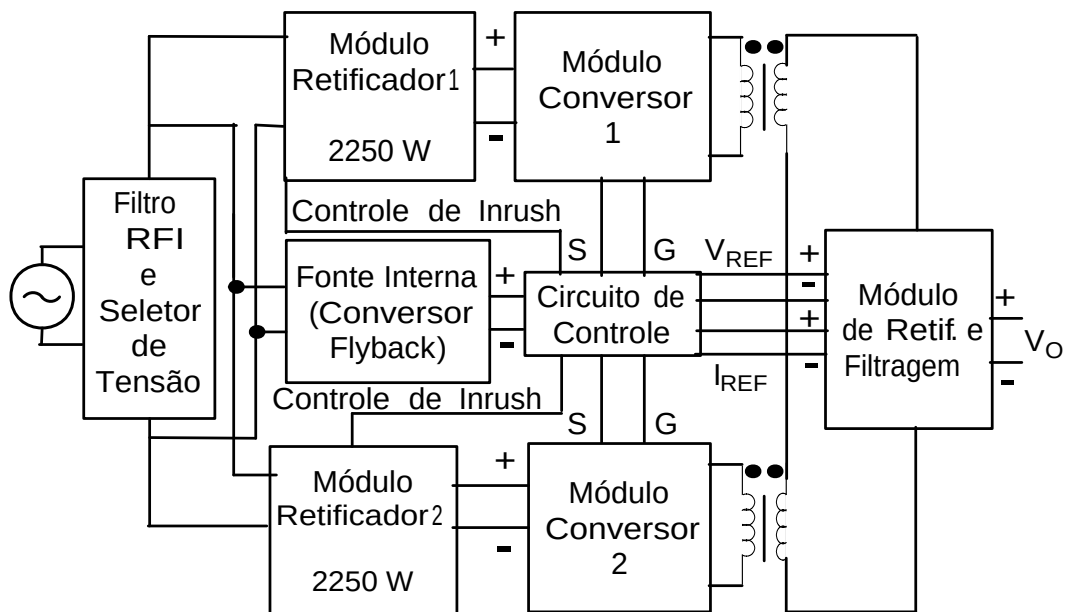
- **Capítulo 1 - Introdução** apresenta a justificativa, os objetivos gerais e específicos, a organização da dissertação e a produção técnica e científica.
- **Capítulo 2 - Topologia Proposta** será estudado o conversor CC/CC, a sua topologia, os requisitos desejados, etapas de funcionamento, equacionamento e as equações desenvolvidas.
- **Capítulo 3 - Estratégia de Controle** será abordado o circuito de controle do conversor, a função de transferência do conversor CC/CC, o projeto do circuito de compensação, o isolamento do aterramento do circuito de controle, a fonte auxiliar, o CI PWM 3525, os circuitos adicionais de controle e o gate driver.
- **Capítulo 4 - Projeto do Conversor CC/CC** serão mostrados as especificações do conversor CC/CC, o dimensionamento dos componentes, o projeto do snubber e a comparação entre diferentes topologias.
- **Capítulo 5 - Simulação do Conversor CC/CC** apresenta a simulação do conversor CC/CC em malha aberta e em malha fechada, as principais formas de onda e os resultados da simulação.
- **Capítulo 6 - Resultados Experimentais** serão apresentadas as principais formas de onda, rendimento e a regulação.
- **Capítulo 7 - Conclusão Geral** engloba a conclusão final do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.
- **Apêndice A - Esquema do Retificador de Entrada.**
- **Apêndice B - Esquema do Circuito de Controle.**
- **Apêndice C - Esquema do Conversor CC/CC.**
- **Apêndice D - Fotos dos Equipamentos Desenvolvidos.**
- **Apêndice E - Projeto do Retificador de Entrada.**

- Anexo A - Esquema do Filtro de RFI.

2 TOPOLOGIA PROPOSTA

Neste capítulo será apresentado o diagrama de blocos da topologia proposta para a fonte de acordo com a Figura 1, cada bloco será detalhado posteriormente, onde serão analisadas as etapas de funcionamento, seus requisitos, suas especificações e relações básicas.

Figura 1 – Esquema de blocos completo da fonte.



Fonte: O autor.

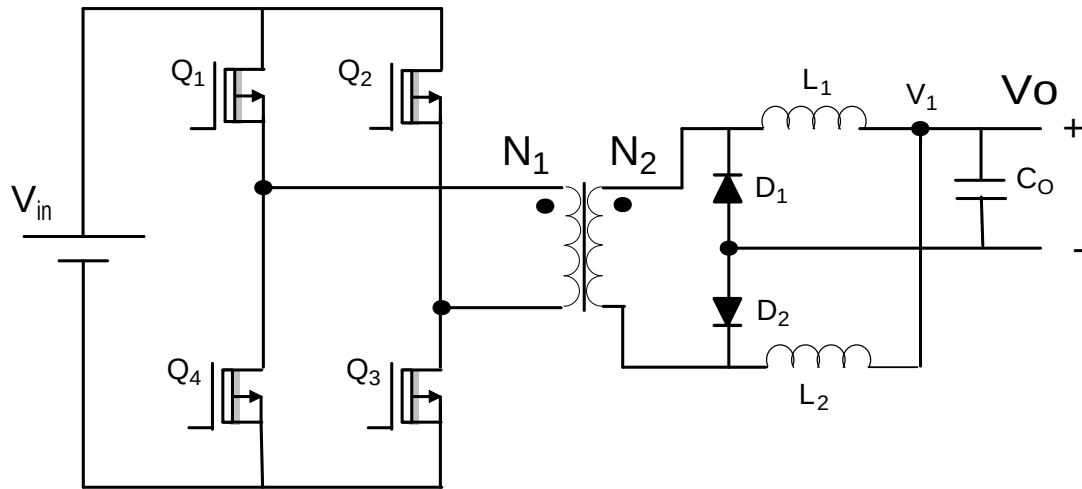
A topologia a ser escolhida é fundamental para que a SMPS seja eficiente e suporte a corrente estipulada de 300 A.

Devido à necessidade de potência de saída muito alta utilizou-se o conversor CC/CC buck tipo ponte completa. Autores como Barbi (2007), Pressman, Billings e Morey (2009), Mack (2011) consideram que, para potências acima 500 W, é interessante o uso desta topologia, Mello (2011) considera esta potência como sendo acima de 1000 W e Rashid (2010) diz que deve-se usar este conversor para potências de vários quilowatts.

A pesquisa literária apontou para uma variação deste conversor conforme Chen e Lai (2010), Chiu et al. (2004) que seria o conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente (*Full-bridge converter with current doubler rectifier*) conforme a Figura 2 pois, possui a vantagem de dividir a corrente de saída do secundário do transformador entre dois conjuntos de diodos e dois indutores. Este procedimento permite trabalhar com indutores menores facilitando a sua construção (KUTKUT, 1997).

Segundo Pressman, Billings e Morey (2009) quando se utiliza uma fonte chaveada

Figura 2 – Conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente.



Fonte: Adaptado de Chen e Lai (2010), Chiu et al. (2004).

com frequência de comutação abaixo de 50 kHz, as perdas no núcleo do transformador do conversor se intensificam, no entanto, quanto maior o valor desta, maior será o valor do efeito *skin* conforme 2.4.1.1 portanto, a frequência de comutação da fonte chaveada escolhida foi a de 50 kHz.

Não foi utilizado um capacitor em série para evitar o desbalanceamento do chaveamento dos MOSFETs no primário do transformador ao contrário de Chiu et al. (2004), devido às altas correntes envolvidas e a razão cíclica máxima utilizada de 0,45 conforme a Figura 4.

2.1 A Topologia Implementada

Cada conjunto de retificador de entrada (Módulo Retificador), MOSFETs ligados ao primário do transformador (Módulo Conversor) e transformador são capazes de fornecer a potência de até 2250 W, dividindo a capacidade de suportar a potência total de até 4500 W conforme Figura 1, permitindo que seja possível produzir fontes de potências múltiplas de 4500 W adicionando módulos em paralelo, a partir de um circuito de controle único baseado no CI PWM 3525.

2.2 Requisitos

A SMPS a ser desenvolvida deve atender os seguintes requisitos:

- Tensão de entrada bivolt (127 V/220 V).
- A potência do conjunto inicial será de 4500 W.

- Atuar como fonte de tensão com saída de 14,4 V, sendo possível o ajuste para tensões próximas a 15 V e corrente de até 300 A.
- Atuar como fonte de corrente para corrente de 30 A, permitindo o ajuste para correntes de valores até 300 A.
- Utilizar sistema de módulos permitindo a obtenção de uma fonte com potência múltiplas a 2250 W.
- Circuito de controle único.
- Proteção de sobre corrente de entrada CA (limitação da corrente inrush).
- Proteção térmica acionando a ventilação forçada a partir de 35 °C e desligando a fonte após os 60 °C.
- Possuir parada de emergência da fonte.
- Possibilidade de sincronismo em frequência de comutação com outro sistema de controle.
- Geração de oito pulsos isolados para acionamento das chaves.
- Sinalizações luminosas indicativas das condições de funcionamento da fonte.
- Operação com frequência constante.
- Simplicidade e robustez.

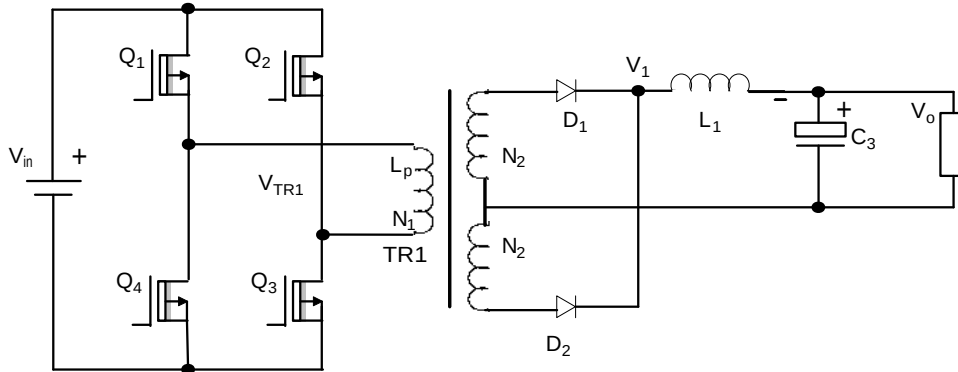
2.3 Descrição das Etapas de Funcionamento

O conversor utilizado é o conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente conforme Figura 2 que é uma variação do conversor CC/CC tipo ponte completa representado na Figura 3. (CHIU et al., 2004; LEE et al., 2008)

O conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente com relação à alimentação do primário do transformador é semelhante a um conversor CC/CC tipo ponte completa conforme mostram as Figuras 2 e 3.

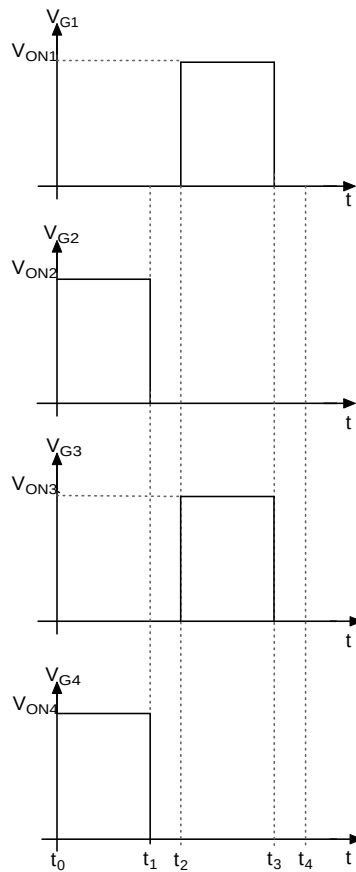
As formas de ondas provenientes do circuito de controle para a razão cíclica máxima 0,45 estão expostas na Figura 4. Estes sinais comandarão a comutação dos transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 conforme Figura 2.

Figura 3 – Conversor CC/CC ponte completa.



Fonte: Mello (2011).

Figura 4 – Forma de onda da saída do circuito de controle para uma razão cíclica máxima de 0,45.



Fonte: O autor.

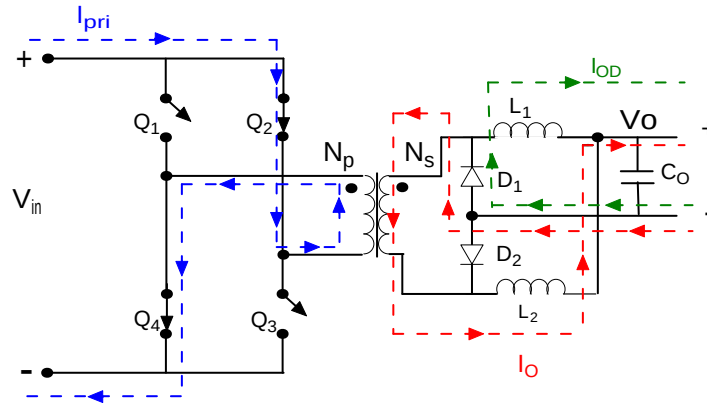
O funcionamento do conversor da Figura 2 é dividido em quatro etapas, sendo que cada MOSFET executará a função de uma chave¹ (CHEN; LAI, 2010; LIN; HUANG;

¹ Considerando como chaves ideais.

WANG, 2005):

Etapa 1: ($0 < t < t_1$) Os interruptores Q_2 e Q_4 estão fechados e os interruptores Q_1 e Q_3 estão abertos conforme Figura 5 permitindo a passagem da corrente I_{pri} pelo primário do transformador, esta induzirá uma corrente no sentido contrário² do secundário do transformador permitindo a passagem da corrente I_o pelo diodo D_1 , pelo indutor L_2 (magnetizando-o) e pela carga. Nesse intervalo, o indutor L_1 desmagnetiza através de D_1 e a carga conforme apresenta a corrente I_{OD} .

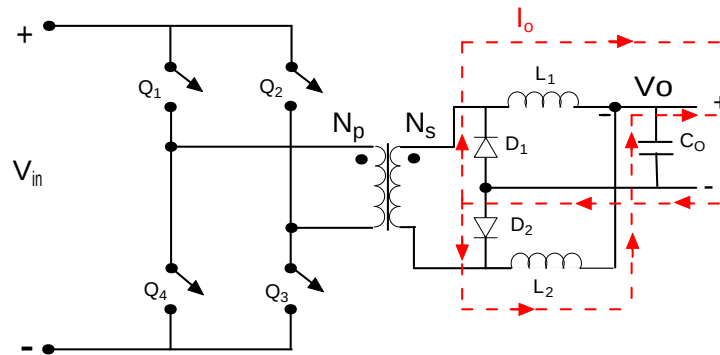
Figura 5 – Primeira etapa de funcionamento do conversor.



Fonte: O autor.

Etapa 2: ($t_1 < t < t_2$) Nesta etapa existe um tempo morto pois, a razão cíclica máxima é estipulada em 0,45 onde todos os interruptores estão abertos, não ocorrendo passagem de corrente no primário e consequentemente no secundário do transformador. A desmagnetização dos indutores L_1 e L_2 permitirão a circulação da corrente I_o na carga através da polarização dos diodos D_1 e D_2 conforme demonstra a Figura 6:

Figura 6 – Segunda e quarta etapa de funcionamento do conversor.

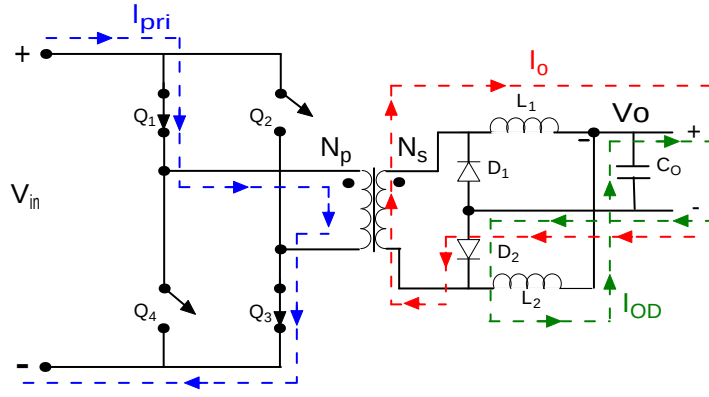


Fonte: O autor.

² Conforme a Lei de Lenz.

Etapa 3: ($t_2 < t < t_3$) Os interruptores Q_1 e Q_3 estão fechados e os interruptores Q_2 e Q_4 estão abertos conforme Figura 7 permitindo a passagem da corrente I_{pri} pelo primário do transformador, esta induzirá uma corrente no sentido contrário do secundário do transformador permitindo a passagem da corrente I_o pelo diodo D_2 , pelo indutor L_1 (magnetizando-o) e pela carga. Nesse intervalo, o indutor L_2 desmagnetiza através de D_2 e a carga conforme apresenta a corrente I_{OD} .

Figura 7 – Terceira etapa de funcionamento do conversor.



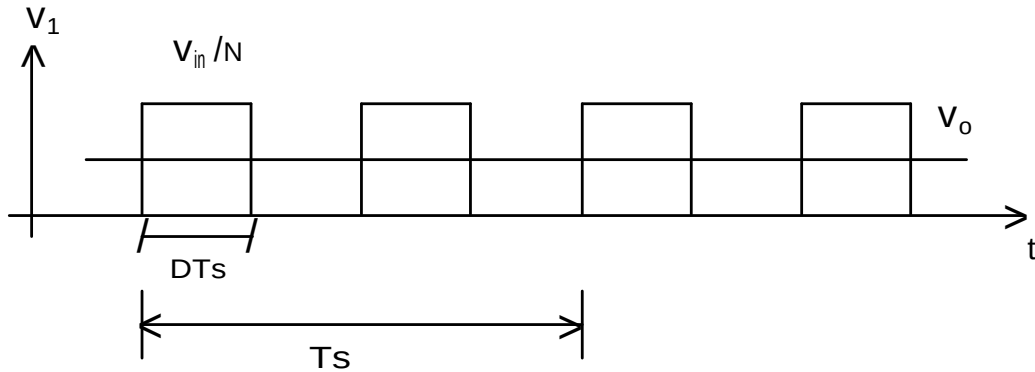
Fonte: O autor.

Etapa 4: ($t_3 < t < t_4$) Novamente ocorre um tempo morto, tendo o circuito um comportamento idêntico a etapa dois.

2.4 Relações Básicas

A forma de onda da tensão V_1 do conversor ponte-completa conforme apresentado em 3 é representada na Figura 8 onde a tensão de saída pode ser calculada pelos pulsos.

Figura 8 – Forma de onda em V_1 do conversor ponte-completa.



Fonte: Adaptado de Mello (2011).

Autores como Pressman, Billings e Morey (2009) aproximam a tensão de saída na equação (2.1).

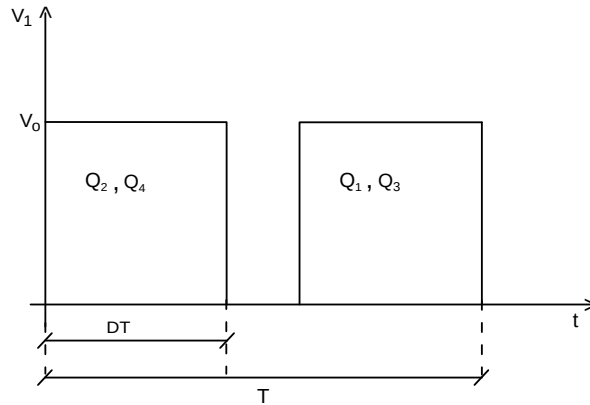
$$V_o \approx \frac{2DV_{in}}{N} \quad (2.1)$$

Considerando a queda de tensão em cada diodo (D_1 ou D_2) e desprezando a V_{ce} ³ de saturação se esta for muito menor que a tensão de entrada (V_{in}) conforme Mello (2011) na equação (2.2)

$$V_o = \frac{2DV_{in}}{N} - V_d \quad (2.2)$$

A forma de onda da tensão V_1 do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente conforme apresentado na Figura 2 é representada na Figura 9.

Figura 9 – Forma de onda em V_1 do conversor ponte-completa com dobrador de corrente.



Fonte: O autor.

A tensão média de saída será dada pela equação (2.3):

$$V_m = \frac{1}{T} \int_0^T V_o dt \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) em (2.3) temos a equação (2.4):

³ No caso do MOSFET é chamada de V_{SD}

$$\begin{aligned}
V_o &= \frac{2DT \left[\frac{V_{in}-2V_{SD}}{N} - V_d \right]}{T} \\
V_o &= 2D \left[\frac{V_{in} - 2V_{SD}}{N} - V_d \right] \\
N &= \frac{2D (V_{in} - 2V_{SD})}{V_o + 2DV_d}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Considerando a pior hipótese na equação (2.4), temos a equação (2.5):

$$N = \frac{2D_{\max} (V_{i\min} - 2V_{SD})}{V_o + 2D_{\max} V_d} \tag{2.5}$$

Conforme Schiavon (2007), a relação entre a razão cíclica máxima e a razão cíclica mínima em um conversor buck ideal no modo contínuo é expresso na equação (2.6) proporcionando a equação (2.7) (MCLYMAN, 1978):

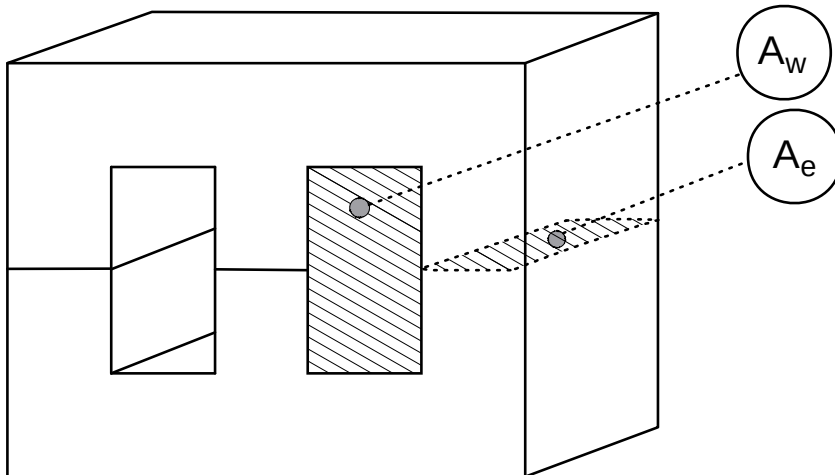
$$\frac{D_{\max}}{D_{\min}} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \tag{2.6}$$

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{V_{i\max}} V_{i\min} \tag{2.7}$$

2.4.1 Estudo do Indutor

Conforme a Figura 10 temos a área da janela do núcleo (A_w) e a área do entreferro do núcleo (A_e) (BARBI, 2007).

Figura 10 – Áreas do núcleo.



Fonte: Barbi (2007).

O produto destas áreas será dado pela equação (2.8) (PRESSMAN; BILLINGS; MOREY, 2009):

$$A_P = A_W A_e \quad (2.8)$$

O coeficiente da densidade de corrente nos fios (K_J) e a constante (x) consta na Tabela 1⁴.

Tabela 1 – Valores de K_J .

Núcleo	$K_J = K_T \Delta T^{0,5}$ $20^\circ C \leq \Delta T \leq 60^\circ C$	x
POTE	$74,78 \Delta T^{0,5}$	0,17
EE	$63,35 \Delta T^{0,5}$	0,12
X	$56,72 \Delta T^{0,5}$	0,14
RM	$71,7 \Delta T^{0,5}$	0,13
EC	$71,7 \Delta T^{0,5}$	0,13
PQ	$71,7 \Delta T^{0,5}$	0,13

Fonte: Mello (2011).

Para o cálculo de A_p temos a equação (2.9) (FERREIRA, 2009; TREVISO, 1999; SCHIAVON, 2007):

$$A_p = \left(\frac{2E \times 10^4}{K_u \times K_j \times B_{\max}} \right)^{\frac{1}{1-x}} \quad (2.9)$$

O multiplicador 10^4 na equação (2.9) foi introduzido para fornecer o resultado em cm^4

A constante K_u representa o fator de utilização da janela A_w conforme Figura 10, para os conversores de modo geral o valor usual é indicado em (2.10) (MELLO, 2011).

$$K_u = 0,4 \quad (2.10)$$

A densidade máxima de fluxo de um material ($B_{\max}$) para o material 3C8 muito utilizado em transformadores e indutores de fontes chaveadas. Um valor típico para $100^\circ C$ deve ser de 200 mT mas, se o núcleo utilizar o entreferro podemos considerar o valor típico indicado em (2.11) (MELLO, 2011).

$$B_{\max} = 0,3 \text{ T} \quad (2.11)$$

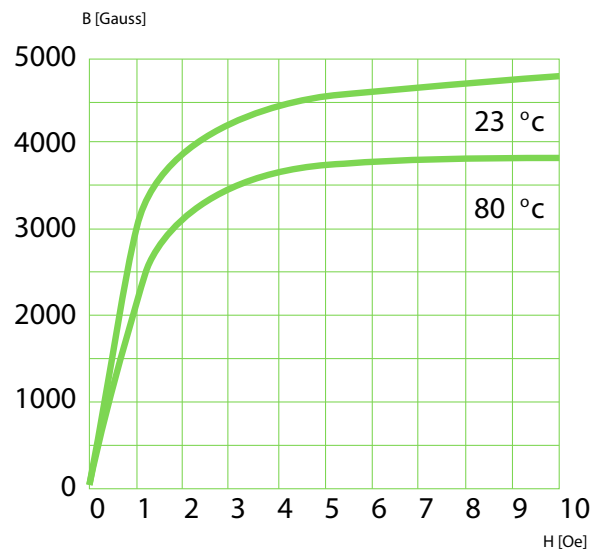
⁴ Autores como Treviso (1999), Ferreira (2009), Schiavon (2007) consideram que $K_J = K_T \Delta T^{0,54}$.

Segundo Pressman, Billings e Morey (2009), a densidade de fluxo do ferrite típico é apresentada em (2.12).

$$B_{\max} = 0,35 \text{ T} \quad (2.12)$$

Utilizando um catálogo de núcleos de ferrite verificamos o gráfico 11 para o núcleo EE-65/33/26 com o material IP6 e constatamos que para este material corresponde aproximadamente ao valor mencionado por Pressman, Billings e Morey (2009) na temperatura de 100°C conforme apresentado em (2.12) (THORNTON ELETRÔNICA LTDA., 2008).

Figura 11 – Típico B x H.



Fonte: Thornton Eletrônica Ltda. (2008).

A energia armazenada em um indutor quando passamos por ele uma corrente é dada pela equação (2.13) (MELLO, 2011; NASAR, 1984; PRESSMAN; BILLINGS; MOREY, 2009; TREVISIO, 1999):

$$E = \frac{1}{2}LI^2 \quad (2.13)$$

No conversor CC/CC ponte-completa apresentado na Figura 3 considera-se que o valor da corrente I que passa pelo indutor é a soma da corrente máxima e mínima de saída do conversor e aplicando a equação (2.13) tem-se a equação (2.14) (FERREIRA, 2009).

$$E = \frac{1}{2}L(I_o + I_{o\min})^2 \quad (2.14)$$

No conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente representado na Figura 2, a corrente de saída será dividida entre dois indutores chamados de L_1 e L_2 portanto, a equação (2.14) tomará a forma da equação (2.15):

$$E = \frac{1}{2}L \left(\frac{I_o}{2} + I_{o\min} \right)^2 \quad (2.15)$$

O valor mínimo da indutância para que o indutor trabalhe no modo contínuo deve satisfazer a equação (2.16) (FERREIRA, 2009):

$$L = \frac{D_{\min} (1 - D_{\min}) V_{i\max}}{4N I_{o\min} f_s} \quad (2.16)$$

A densidade de corrente está relacionada à expressão (2.17) (MELLO, 2011):

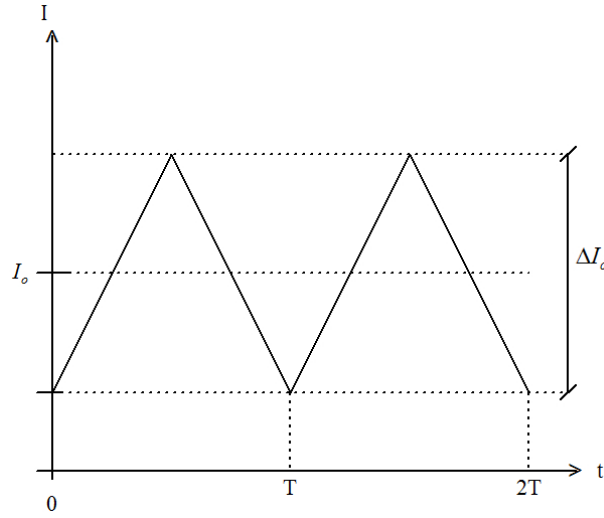
$$J = K_j A_p^{-x} \quad (2.17)$$

Para calcular a área do cobre temos a equação (2.18) (FERREIRA, 2009; SCHIAVON, 2007):

$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{J} \quad (2.18)$$

A forma de onda da corrente no indutor é apresentada na Figura 12.

Figura 12 – Forma de onda da corrente no indutor.



Fonte: O autor.

Onde:

$$I_{o\min} = \frac{\Delta I_o}{2} \quad (2.19)$$

Para obter a corrente eficaz em um valor contínuo, aproxima-se o valor de $I_{o\min}$ à equação 2.20 para facilitar os cálculos sem alteração significativa no resultado.

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + I_{o\min}^2} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.20) em (2.18) obtém-se a equação (2.21):

$$A_{cu} = \frac{\sqrt{I_o^2 + I_{o\min}^2}}{J} \quad (2.21)$$

Como no conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente a corrente de saída é dividida entre dois indutores conforme Figura 2 tem-se a equação (2.22):

$$A_{cu} = \frac{\sqrt{\left(\frac{I_o}{2}\right)^2 + I_{o\min}^2}}{J} \quad (2.22)$$

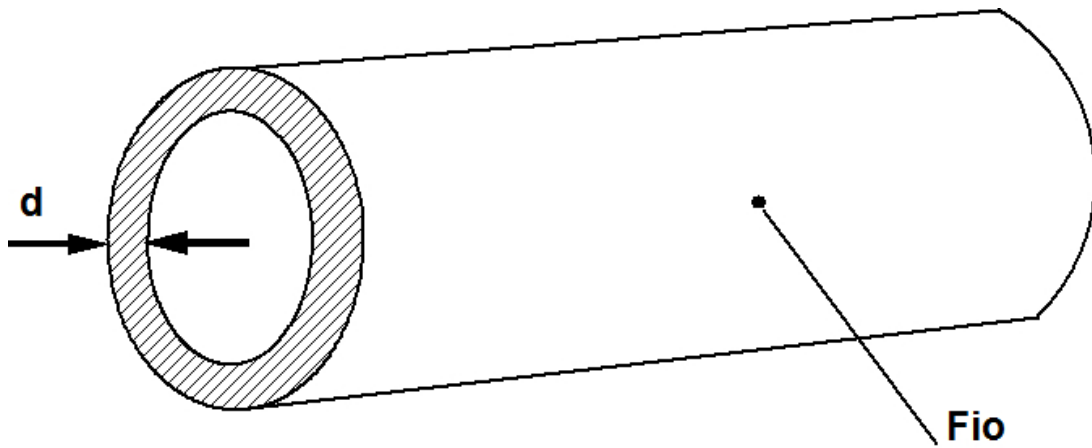
Para calcular o número de fios com relação à área do cobre podemos utilizar a equação (2.23): (PRESSMAN; BILLINGS; MOREY, 2009)

$$N_{fios} = \frac{A_{cu}}{A_{cuAWG}} \quad (2.23)$$

2.4.1.1 Efeito *Skin*

A corrente contínua aplicada a um fio condutor se distribui de forma uniforme sobre a área transversal deste. Quando aplicamos uma corrente alternada esta se distribui pela periferia do fio ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central, de acordo com a frequência utilizada conforme Figura 13 (MELLO, 2011; ALVES, 2003; TREVISIO, 1999).

Figura 13 – Profundidade de condução da corrente (Efeito Skin).



Fonte: Mello (2011).

O efeito pelicular ou efeito skin (*skin effect*) é definido como sendo a distância abaixo da superfície onde a densidade de corrente cai a $1/e^5$ ou 37 % do valor da superfície. A relação entre a profundidade do efeito skin e a frequência da corrente alternada em um condutor a 70 °C é apresentada na equação (2.24) com o resultado em centímetros (cm) (PRESSMAN; BILLINGS; MOREY, 2009; BARBI, 2007):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (2.24)$$

Portanto, o diâmetro do fio condutor a ser utilizado deve ser inferior ao dobro da distância apresentada na equação (2.24):

⁵ O inverso do número irracional Euler (e).

$$\begin{aligned}
D_{i\max} &= 2\Delta \\
D_{i\max} &= \frac{15}{\sqrt{f_s}}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

2.4.2 Estudo do Transformador

A densidade de fluxo magnético ou indução magnética no núcleo de um transformador utilizado no conversor tipo ponte completa ⁶ é dado pela equação (2.26) (MELLO, 2011):

$$B = \frac{V_{i\min}}{V_{i\max}} 2B_{\max} \tag{2.26}$$

O valor de $B_{\max}$ é escolhido pelo projetista e depende do material que forma o núcleo (FERREIRA, 2009).

A equação (??) proporciona a potência máxima do transformador (MELLO, 2011):

$$nb \tag{2.27}$$

O nível de potência a ser transferido para a resistência de carga se relaciona com o produto das áreas A_p do núcleo conforme a equação (2.28), sendo o resultado em cm^4 (MELLO, 2011):

$$A_p = \left[\frac{P_{saida} \times 10^4}{2K_u K_p K_I K_T \Delta T^{0,5} B f_s} \right]^{\frac{1}{1-x}} \tag{2.28}$$

Segundo Mello (2011) para o conversor tipo ponte completa possui os valores de $K_I = 1$ e $K_p = 0,41$. Aplicando o valor obtido na equação (2.10) tem-se a equação (2.29):

$$A_p = \left[\frac{P_{saida} \times 10^4}{2 \times 0,4 \times 0,41 \times 1 \times K_T \Delta T^{0,5} B f_s} \right]^{\frac{1}{1-x}} \tag{2.29}$$

Substituindo a equação de K_J obtido na Tabela 1 em (2.29) tem-se a equação (2.30):

$$A_p = \left[\frac{3,05 P_{saida} \times 10^4}{K_J B f_s} \right]^{\frac{1}{1-x}} \tag{2.30}$$

⁶ O valor de valor $B_{\max}$ é dobrado no conversor ponte completa em relação aos conversores forward devido à condução em dois quadrantes na curva B x H

O número de espiras do primário será calculado pela equação (2.31) (TREVISIO, 1999; SCHIAVON, 2007; FERREIRA, 2009):

$$N_1 \geq \frac{V_{i \min} D_{\max}}{A_e B f_s} \quad (2.31)$$

A relação de transformação de um transformador⁷ pode ser apresentada pela equação (2.32) (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006; NASAR, 1984; KOSOW, 1993; TREVISIO, 1999; FERREIRA, 2009; SCHIAVON, 2007):

$$N = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.32)$$

O valor da indutância de um transformador pode ser expressa pela equação (2.33) (MELLO, 2011; TREVISIO, 1999; FERREIRA, 2009):

$$L = A_l N^2 \quad (2.33)$$

A corrente de magnetização máxima no primário é dada pela equação (2.34) (MELLO, 2011; TREVISIO, 1999; FERREIRA, 2009):

$$I_{mg} = \frac{D_{\max} V_{i \max}}{L_1 f_s} \quad (2.34)$$

A corrente RMS do secundário e do primário do transformador em um conversor ponte completa são fornecidas pelas equações (2.35) e (2.36) (FERREIRA, 2009):

$$I_{sec_{RMS}} = I_o \sqrt{2 D_{\max}} \quad (2.35)$$

$$I_{pri_{RMS}} = \frac{I_{sec_{RMS}}}{N'} \quad (2.36)$$

Para calcular a área do cobre necessária para o primário e secundário do transformador temos as equações (2.37) e (2.38) (MCLYMAN, 1978; TREVISIO, 1999; FERREIRA, 2009):

$$A_{cu_{pri}} = \frac{I_{pri_{RMS}}}{J} \quad (2.37)$$

⁷ A relação de transformação é chamada de N ou α

$$A_{cu_{sec}} = \frac{I_{sec_{RMS}}}{J} \quad (2.38)$$

2.4.3 Estudo do Capacitor de Saída

Calcula-se o valor de capacitância mínima para diminuir a ondulação causada pela corrente alternada da corrente do indutor L perante as condições:

2.4.3.1 Condição ideal

No modo contínuo tem-se a equação (2.39) para a conversão buck conforme Mello (2011):

$$\Delta V_c = \frac{D(1-D)V_i}{8LCf_s^2} \quad (2.39)$$

Segundo Barbi (2007), Ferreira (2009) nos conversores CC/CC tipo Push-Pull, Half-Bridge e Full-Bridge o período de funcionamento do conversor é o dobro do período da tensão de entrada do filtro de saída nos proporcionando a equação (2.40):

$$\begin{aligned} 2T_{fs} &= T_s \\ \frac{2}{f_{fs}} &= \frac{1}{f_s} \\ f_{fs} &= 2f_s \end{aligned} \quad (2.40)$$

Fazendo $V_i = V_{i_{max}}/N$ e substituindo a equação (2.40) em (2.39) temos a equação (2.41):

$$\Delta V_c = \frac{D(1-D)V_{i_{max}}}{8LCN(2f_s)^2} \quad (2.41)$$

Isolando-se o valor da capacitância na equação (2.41), para o valor mínimo da capacitância devemos considerar o pior caso $D = D_{min}$ portanto, temos a equação (2.42):

$$C_{ideal} \geq \frac{D_{min}(1-D_{min})V_{i_{max}}}{8L\Delta V_c N(2f_s)^2} \quad (2.42)$$

2.4.3.2 Aumento de corrente

O valor mínimo do capacitor para suprir os transitórios de corrente quando ocorre um aumento de corrente é dado pela equação (2.43) (MELLO, 2011).

$$C_{aumentado} \geq \frac{(1 - 2D_{\max}) L \Delta I_o^2}{2D_{\max} \Delta V_c V_o^2} \quad (2.43)$$

2.4.3.3 Diminuição de corrente

O valor mínimo do capacitor para suprir os transitórios de corrente quando ocorre uma diminuição de corrente proporcional à equação (2.44) (MELLO, 2011):

$$C_{\dim} \geq \frac{L \Delta I_o^2}{\Delta V_c V_o} \quad (2.44)$$

2.4.3.4 Verificação de satisfação do regime permanente

Conforme Ferreira (2009) verifica-se a variação de tensão de saída do capacitor corresponde às especificações do regime transitório e permanente de acordo com a equação (2.45):

$$\Delta V_c = 2I_{o\min} R_{se} + \Delta I_o R_{se} \quad (2.45)$$

2.4.3.5 Verificação de satisfação do regime transitório

Com relação a transientes de corrente quando ocorre aumento da corrente de saída, o capacitor suprirá este acréscimo e a tensão diminuirá até que o indutor compense esta variação de corrente (TREVISIO, 1999):

Considerando que a variação de tensão do capacitor é igual ao *ripple* e conforme a Figura 8 consideramos $D = 2D_{\min}$, a partir da equação (2.41) temos a equação (2.46):

$$\Delta V_{ca} = \frac{2D_{\min} (1 - 2D_{\min}) V_{i\max}}{8LCN (2f_s)^2} \quad (2.46)$$

De forma análoga, quando ocorre uma diminuição da corrente de saída, o excesso de corrente que existe no indutor é injetado no capacitor, ocasionando um aumento de tensão no capacitor conforme equação (2.47) (TREVISO, 1999):

$$\Delta V_{cd} = \frac{L\Delta I_o^2}{CV_o} \quad (2.47)$$

Verifica-se a condição de ondulação total no filtro LC de saída (ΔV_c) através da soma do transiente de corrente com relação ao aumento de corrente obtido na equação (2.46) com a diminuição de corrente obtido na equação (2.47) e com a influência do regime transitório e permanente obtido na equação (2.45) nos proporcionando a equação (2.48):

$$\Delta V_c = \frac{2D_{\min}(1-2D_{\min})V_{i\max}}{8LCN(2f_s)^2} + \frac{L\Delta I_o^2}{CV_o} + 2I_{o\min}R_{se} + \Delta I_o R_{se} \quad (2.48)$$

2.4.4 Estudo dos Semicondutores

2.4.4.1 Transistores

Para a escolha dos transistores para o conversor ponte completa com dobrador de corrente deve-se considerar a corrente de pico e a corrente média a que estão sujeitos. Estas correntes possuem as equações respectivas (2.49) e (2.50) (FERREIRA, 2009):

$$I_{T_{pico}} = \frac{I_o + I_{o\min}}{N'} + \frac{I_{mg}}{2} \quad (2.49)$$

$$I_{T_{med}} = \frac{I_o D_{\max}}{N'} \quad (2.50)$$

A tensão sobre cada transistor no pior caso é a sua tensão máxima de entrada conforme equação (2.51) (FERREIRA, 2009):

$$V_T = V_{i\max} \quad (2.51)$$

2.4.4.2 Diodos

Conforme Bates e Malvino (1997), o diodo Schottky tem capacidade de retificar sinais de altas frequências pois, podem retificar com facilidade frequências acima de 300 MHz pois, o tempo de recuperação reversa é extremamente baixo. Desta forma, torna-se adequado ao uso em uma fonte chaveada que possui a frequência de 50 kHz.

Para a escolha dos diodos para o conversor ponte completa com dobrador de corrente devemos considerar a corrente de pico e a corrente média que estão sujeitos. Estas correntes possuem as equações respectivas (2.52) e (2.53) (FERREIRA, 2009):

$$I_{D_{pico}} = I_o + I_{o\min} \quad (2.52)$$

$$I_{D_{med}} = I_o D_{\max} + \frac{I_o}{2} (1 - 2D_{\max}) \quad (2.53)$$

A tensão de pico inversa (PIV) sobre cada diodo de acordo com a Figura 2 é a tensão no secundário do conjunto de transformadores menos a tensão direta do diodo que será expressa na equação (2.54):

$$V_{D_{\max}} = \frac{V_{i\max}}{N} - V_d \quad (2.54)$$

2.5 Conclusão

Neste capítulo foi explanada a topologia proposta para SMPS, o estudo dos conversores CC/CC ponte-completa e ponte-completa com dobrador de corrente.

As etapas de funcionamento do conversores e as principais formas de onda foram apresentadas para o desenvolvimento de suas equações.

A comparação entre as topologias indicadas pela literatura para alta potência (conversor CC/CC ponte-completa e conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente), nos permite verificar que a indutância necessária para o filtro LC do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente é inferior a do conversor CC/CC ponte-completa conforme as equações (2.14) e (2.15) para um mesmo nível de energia exigida de cada indutor, proporcionando indutores de menores dimensões e uma capacitância de filtro de maior valor que se tornam interessantes quando utiliza-se valores elevados de corrente conforme a comparação numérica a ser apresentada no capítulo 4.

No próximo capítulo será abordado o funcionamento e projeto do retificador de entrada, o seletor automático de tensão 127/220 V, o limitador de corrente de surto e apresentado o filtro RFI.

3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

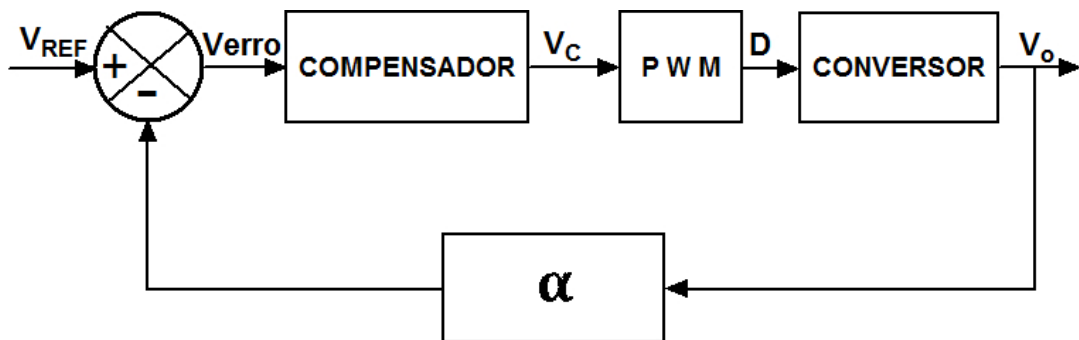
Neste capítulo será apresentado o controle do conversor CC/CC estudado no capítulo 2, o projeto do compensador, polarização do CI PWM 3525 e projeto e dimensionamento dos circuitos auxiliares.

O circuito de controle em malha fechada é necessário para manter a fonte chaveada em 14,4 V com diversas cargas diferentes com o limite de corrente de 300 A pois, conforme ocorre a diminuição da resistência de carga há uma queda de tensão de saída, como o circuito de controle funciona em malha fechada, este fornecerá uma largura de pulso maior aos MOSFET de potência fornecendo mais energia a carga na frequência de 50 kHz como especificado no capítulo 2.

A Figura 14 mostra o diagrama de blocos de um conversor CC/CC. Uma amostra da tensão de saída realimenta o circuito em malha fechada através de uma atenuação indicada pelo bloco α que é comparada através de uma tensão de referência (V_{ref}) gerando uma tensão de erro (V_{erro}) que no circuito de controle resultará em pulsos com uma razão cíclica D atuando na conversão de potência do conversor CC/CC.

Tem-se um laço de realimentação negativa buscando manter constante a tensão de saída (V_o).

Figura 14 – Diagrama de blocos do controle de um conversor CC/CC.



Fonte: O autor.

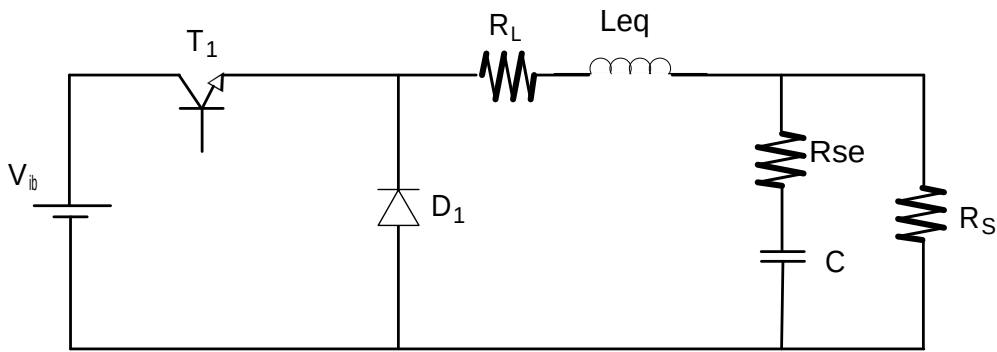
O controle do conversor utiliza o método de controle por largura de pulso (PWM). Neste trabalho foi utilizado o CI 3525 para realizar o controle por largura de pulsos. Utilizaremos um *gate driver* conforme a subseção 3.7.3 para promover o isolamento adequado do circuito de potência e uma fonte auxiliar para fornecer energia ao circuito de controle.

3.1 Obtenção da Função de Transferência

3.1.1 Caracterização da Planta

Para obtenção da função de transferência é fundamental a caracterização da planta do conversor. Esta é obtida através do conversor *Buck* equivalente no modo de conversão contínua, conforme apresentado na Figura 15 (ALVES, 2003; KUTKUT, 1997; BARBI, 2007).

Figura 15 – Circuito *Buck* equivalente.



Fonte: Alves (2003), Kutkut (1997), Barbi (2007).

A tensão V_{ib} do buck equivalente será obtida após o transformador de entrada tendo o seu valor mínimo expresso na equação (3.1) e máximo na equação (3.3).

$$V_{ib\min} = \frac{V_{i\min}}{N} \quad (3.1)$$

$$V_{ib\min} = \frac{225}{13,242}$$

$$V_{ib\min} = 17 \text{ V} \quad (3.2)$$

$$V_{ib\max} = \frac{V_{i\max}}{N} \quad (3.3)$$

$$V_{ib\max} = \frac{380}{13,242}$$

$$V_{ib\max} = 28,69 \text{ V} \quad (3.4)$$

O pior caso é expresso em (3.2).

Conforme Kutkut (1997), a indutância equivalente para o conversor ponte completa com dobrador de corrente pode ser convertida a dois indutores em paralelo, obtendo a equação (3.5):

$$L_{eq} = \frac{L_1}{2} \quad (3.5)$$

$$L_{eq} = \frac{3,70 \times 10^{-6}}{2}$$

$$L_{eq} = 1,85 \times 10^{-6} \text{ H} = 1,85 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.6)$$

De acordo com a equação (4.28) utiliza-se vinte e dois capacitores de $2200 \text{ } \mu\text{F} \times 25 \text{ V}$ obtendo a capacitância equivalente em (3.7).

$$C = 22 \times 2200 \times 10^{-6} = 48400 \times 10^{-6} \text{ F} = 48400 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.7)$$

A resistência série equivalente (R_{se}) dos capacitores é obtida em (4.25) no valor de $0,0013 \text{ } \Omega$.

A resistência de carga para tensão de $14,4 \text{ V}$ e 300 A (pior caso) é obtida na equação (E.54).

$$R_s = \frac{14,4}{300} = 0,048 \text{ } \Omega \quad (3.8)$$

A resistência do indutor é desprezível portanto, considera-se $R_L = 0$. A frequência de comutação do *buck* equivalente é o dobro da frequência de comutação do conversor e a razão cíclica máxima é o dobro da razão cíclica do conversor (ALVES, 2003; KUTKUT, 1997).

$$f = 2f_s = 100 \text{ kHz} \quad (3.9)$$

$$D_{\max} = 2D = 0,9 \quad (3.10)$$

3.1.2 Função de Transferência $G_V(s)$

A equação (3.14) representa a função de transferência entre as tensões de entrada e saída (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; CUK; MIDDLEBROOK, 1977).

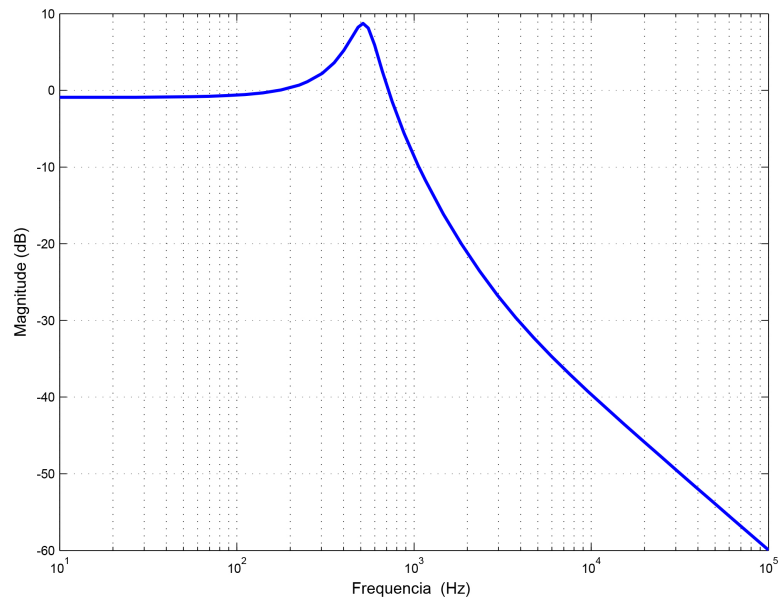
$$R_X = R_{se} + R_L + \frac{L}{CR_S} \quad (3.11)$$

$$R_X = 2,10 \times 10^{-3} \text{ } \Omega \quad (3.12)$$

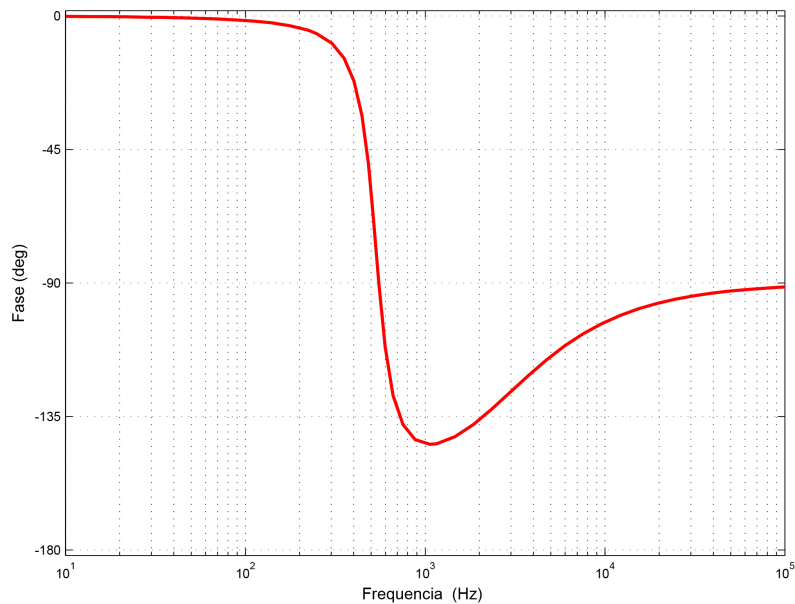
$$G_V(s) = D \frac{1 + sCR_{se}}{1 + sCR_X + s^2LC} \quad (3.13)$$

$$G_V(s) = 0,9 \frac{6,292 \times 10^{-5}s + 1}{8,954 \times 10^{-8}s^2 + 1,02 \times 10^{-4}s + 1} \quad (3.14)$$

O diagrama de Bode da função de transferência é obtido através do MATLAB e apresentado nas Figuras 16 e 17 (OGATA, 2003).

Figura 16 – Diagrama de Bode do Módulo de $G_V(s)$.

Fonte: O autor.

Figura 17 – Diagrama de Bode de Fase de $G_V(s)$.

Fonte: O autor.

3.2 Circuito de Compensação

A malha de controle será introduzida com o objetivo de se obter uma resposta do tipo integrador puro para o sistema de laço aberto de acordo com a Figura 14 (ALVES, 2003).

3.2.1 Projeto do Compensador

Venable (1983) utiliza um método para o projeto do circuito de compensação em frequência linear (dentro de três opções: tipo um, tipo dois e tipo três) a partir do diagrama de bode da função de transferência da planta do conversor CC/CC obtida em 3.1.2.

3.2.1.1 Frequência de corte

Uma melhor resposta dinâmica do sistema é obtida a partir do aumento da frequência de corte. Através da teoria de sistemas amostrados, a frequência de corte ou cruzamento não deve ser superior a um quarto da frequência de comutação¹ pois, sob pena do sistema não poder ser mais tratado como contínuo de acordo com Alves (2003). O método utilizado por Venable (1983) aconselha trabalhar com um quinto da frequência de corte.

$$f_c = \frac{f}{5} = \frac{100 \text{ kHz}}{5} = 20 \text{ kHz} \quad (3.15)$$

3.2.1.2 Margem de fase

A escolha da margem de fase deve ser entre 30° e 90°. A escolha é de 60°.

3.2.1.3 Ganho do compensador

Para que a função em malha aberta cruze o zero na frequência desejada é necessário que o ganho do compensador e o ganho da função $G_V(s)$ sejam iguais em módulo porém, com sinais opostos.

De acordo com o diagrama de bode da planta na frequência de corte estipulada (20 kHz) conforme a Figura 18, o conversor proporciona um ganho de -46 dB (atenuação) portanto, o compensador deverá proporcionar um ganho de 46 dB.

3.2.1.4 Avanço de fase

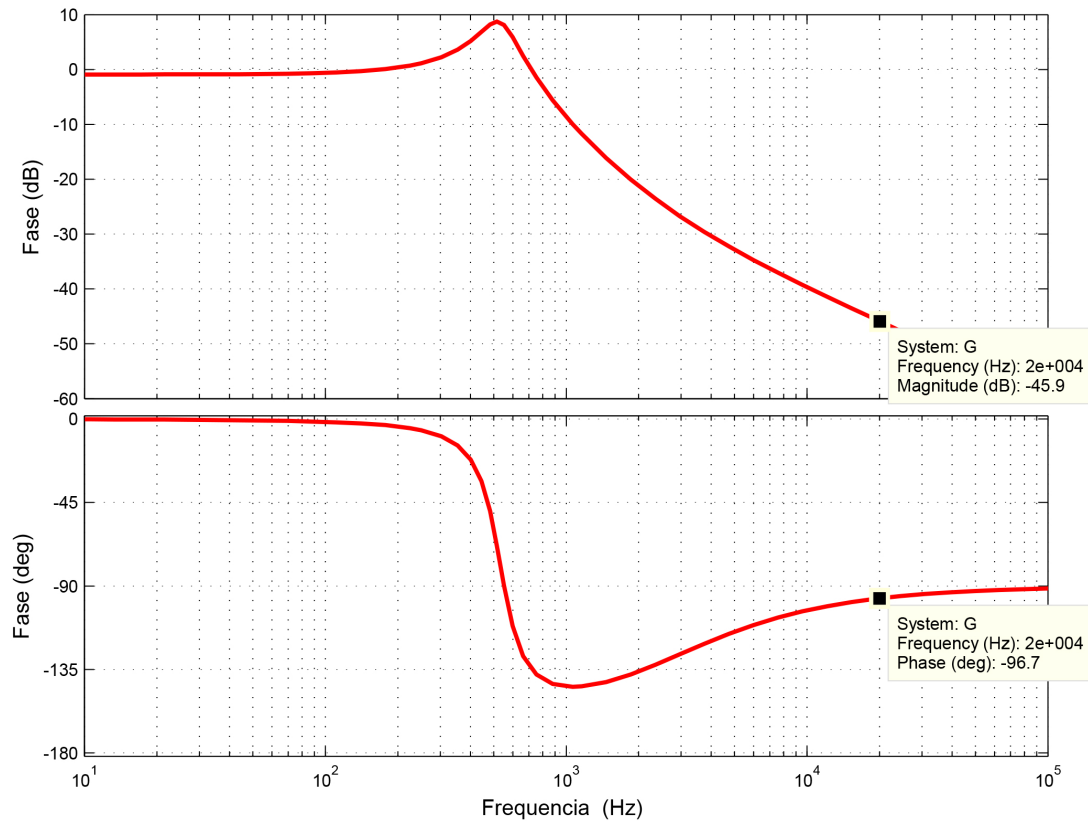
O avanço de fase requerido é obtido pela equação (3.16), onde M é a margem de fase escolhida em 3.2.1.2 e P é a defasagem provocada pelo sistema de acordo com a Figura 18.

$$\alpha = M - P - 90 \quad (3.16)$$

$$\alpha = 60 - (-96,7) - 90$$

$$\alpha = 66,7^\circ \quad (3.17)$$

¹ Em um conversor buck equivalente é o dobro da frequência de comutação de acordo com a equação (3.9).

Figura 18 – Diagrama de Bode de Módulo e Fase de $G_V(s)$.

Fonte: O autor.

3.2.1.5 Escolha do tipo de compensador

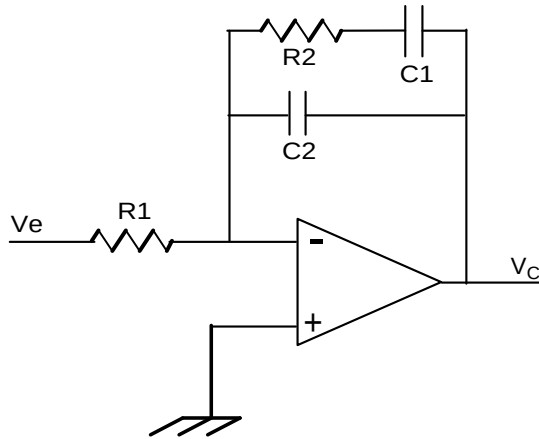
Podemos utilizar o compensador do tipo dois ou três póis, ambos são capazes de atingir o ganho de fase obtido na equação (3.17) de acordo com a Figura 20.

O compensador tipo dois conforme a Figura 19 foi escolhido pois, possui um zero e dois pólos, situando um na origem devido ao integrador, além de ser um circuito simples e de baixo custo que utiliza um número de componentes reduzidos.

3.2.1.6 O fator k

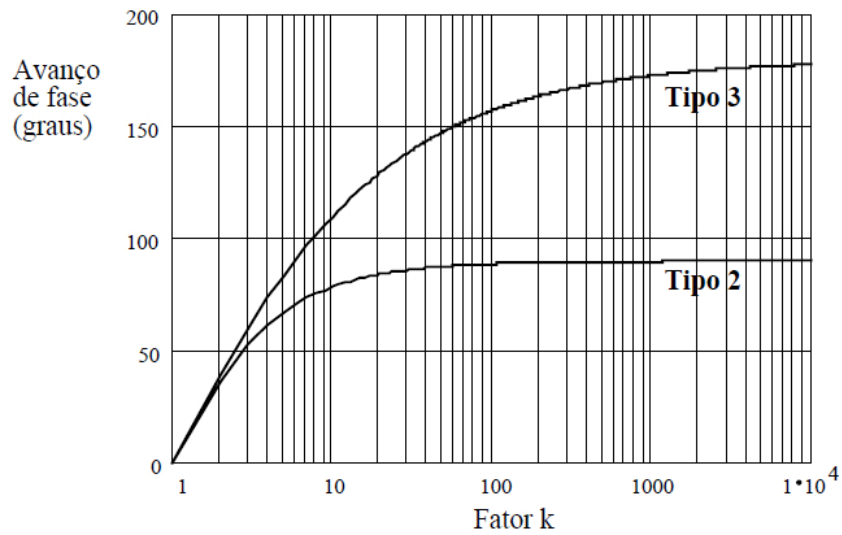
O fator k é uma ferramenta matemática que define a forma e característica da função de transferência do compensador. Ele é uma medida de redução do ganho em baixas frequências e do aumento do ganho em altas frequências, independente do controlador escolhido alocando os pólos e zeros do controlador, em relação a frequência de corte. Para o compensador tipo dois, o fator k é obtido através da equação (3.18).

Figura 19 – Compensador Tipo 2.



Fonte: (VENABLE, 1983).

Figura 20 – Avanço de fase para diferentes compensadores.



Fonte: (VENABLE, 1983).

$$k = \tan \left[\frac{\alpha}{2} + 45^\circ \right] \quad (3.18)$$

$$k = \tan \left[\frac{66,7^\circ}{2} + 45^\circ \right]$$

$$k = 4,85 \cong 5 \quad (3.19)$$

3.2.1.7 Determinação dos valores dos componentes do compensador

O ganho do compensador em dB da função de transferência é obtido a partir da equação (3.20) (ALVES, 2003).

$$H_{db}(f_c) = 20 \log(G) \quad (3.20)$$

$$46 = 20 \log(G)$$

$$G = 199,53 \quad (3.21)$$

Arbitra-se $R_1=100 \Omega$.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c G k R_1} \quad (3.22)$$

$$C_2 = 7,98 \times 10^{-11} F = 79,8 \text{ pF} \quad (3.23)$$

O valor comercial de C_2 é de 82 pF.

$$C_1 = C_2 (k^2 - 1) \quad (3.24)$$

$$C_1 = 1,91 \times 10^{-9} = 1,91 \text{ nF} \quad (3.25)$$

O valor comercial de C_1 é de 2 nF.

$$R_2 = \frac{k}{2\pi f_c C_1} \quad (3.26)$$

$$R_2 = 20831,80 \Omega \quad (3.27)$$

O valor comercial de R_2 é de 22 k Ω .

3.2.1.8 Função de transferência do compensador

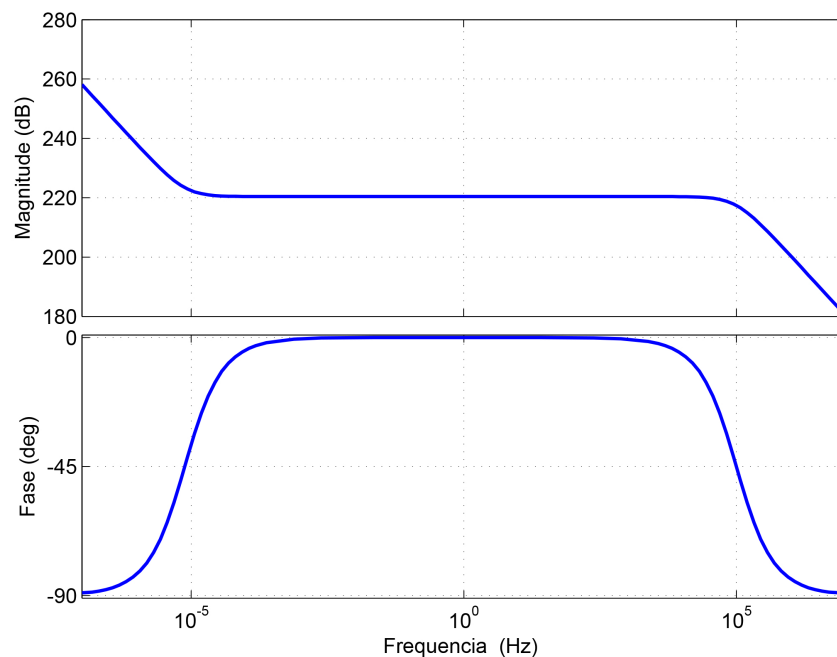
A função de transferência deste compensador é apresentada na equação (3.28), aplicando os valores obtidos em 3.2.1.7 temos a equação (3.29) (VENABLE, 1983).

$$\frac{V_c(s)}{V_e(s)} = \frac{1 + sC_1R_2}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (3.28)$$

$$\frac{V_c(s)}{V_e(s)} = \frac{2,083 \times 10^4 s + 1}{3,175 \times 10^{-13} s + 1,99 \times 10^{-7} s} \quad (3.29)$$

O diagrama de bode do circuito de compensação é apresentado na Figura 21, verifica-se-se que a defasagem do compensador do tipo dois tem um crescimento entre -90° e 0°.

Figura 21 – Diagramas de bode do compensador utilizado.



Fonte: O autor.

3.3 A Questão do Isolamento

Uma fonte chaveada que alimenta um equipamento eletrônico a partir da rede possui duas funções básicas (BARBI, 2007):

1. Propiciar à carga uma tensão (ou várias) que satisfaça determinadas especificações.
2. Propiciar o isolamento de blocos mostrados na Figura 22:

Observando a Figura 22 constata-se a existência de dois terras:

Terra de alta tensão, na qual estão conectados os transístores de potência.

Terra de baixa tensão, na qual está conectada a saída, os circuitos de comando e controle e a fonte auxiliar.

Para assegurar a separação das duas massas são necessários três transformadores:

T1 - Transformador principal;

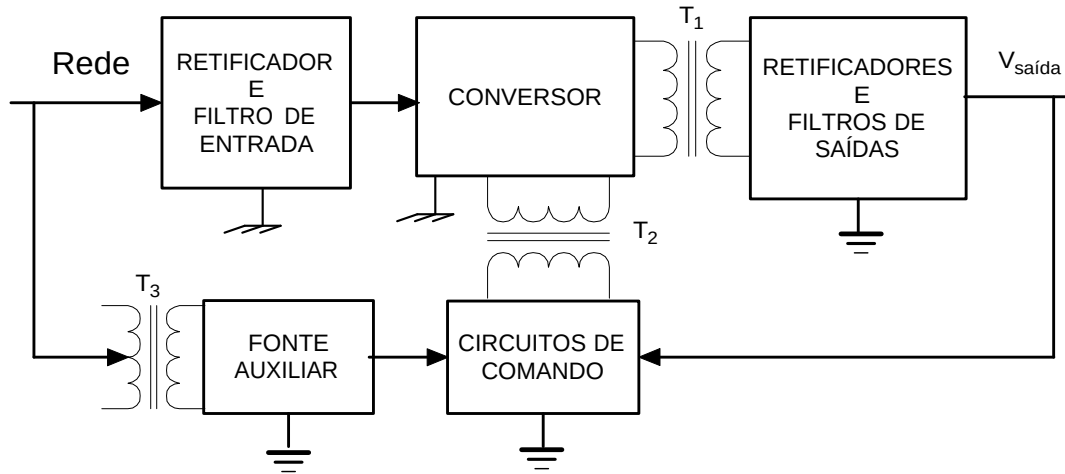
T2 - Transformador para o comando de base ou de gatilho;

T3 - Transformador da fonte auxiliar.

3.4 A Fonte Auxiliar

É necessário uma fonte auxiliar para alimentar o circuito de comando. A fonte auxiliar representada no diagrama da Figura 22 é um conversor CC/CC Buck-Boost tipo Flyback

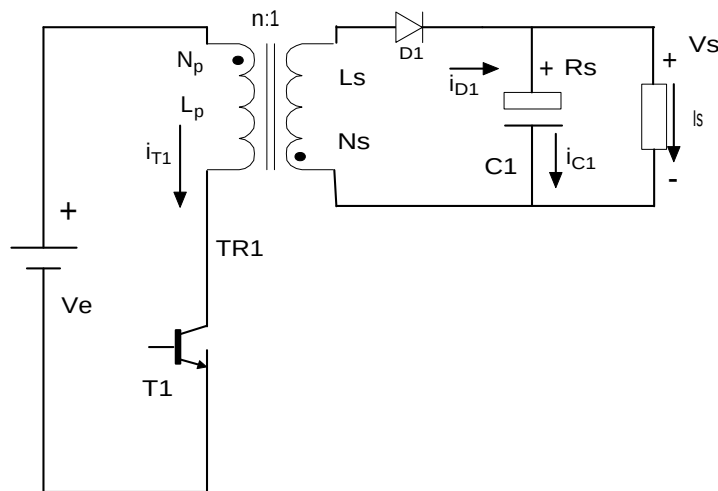
Figura 22 – Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.



Fonte: Barbi (2007).

pois, pode atuar com uma tensão de entrada alternada variável entre 127 V e 220 V ou seja, bivolt em C.A. e com tensão de saída fixa de 12 V em C.C. conforme a Figura 23:

Figura 23 – Conversor Flyback.



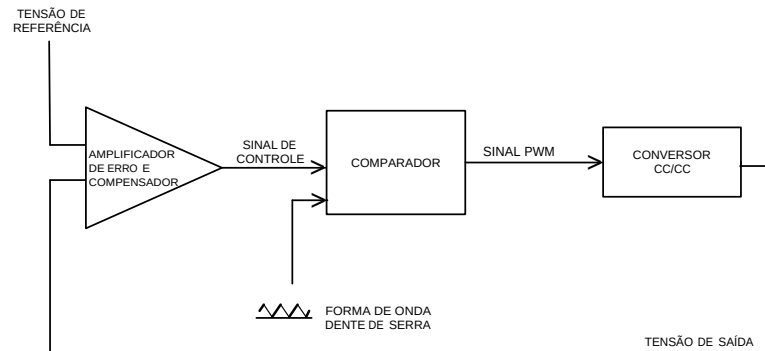
Fonte: Mello (2011).

3.5 Controle de Tensão e Corrente em Malha Fechada

O esquema de blocos da Figura 24 especifica o controle de tensão em malha fechada.

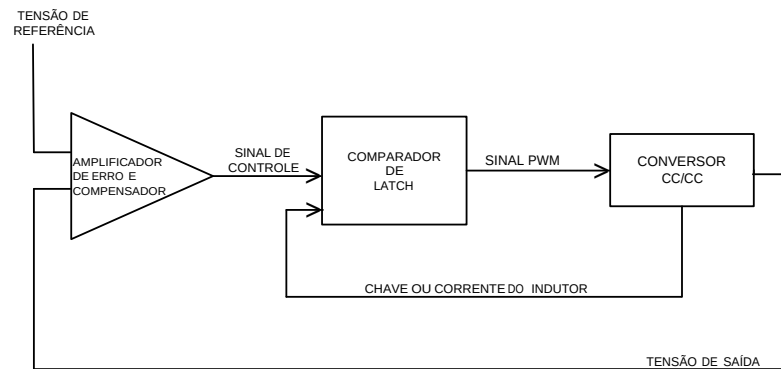
O controle de corrente em malha fechada é apresentado no diagrama de blocos da Figura 25. No CI 3525, uma amostra da corrente do indutor é obtida e controla a largura dos pulsos através da entrada inversora do amplificador interno (pino 1) realimentado pela saída do amplificador interno (pino 9) conforme Figura 26.

Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de tensão.



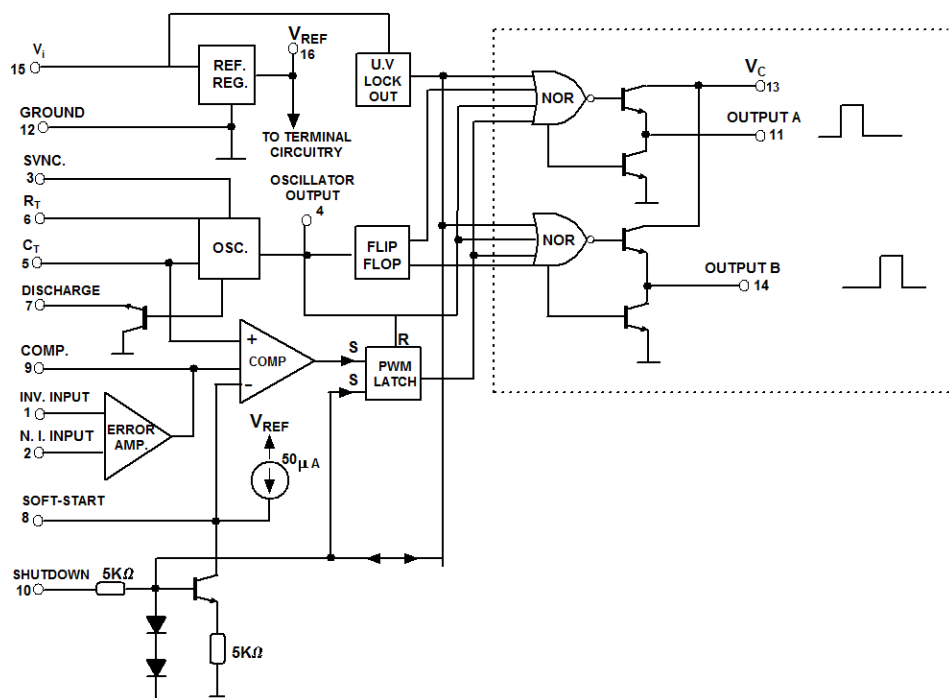
Fonte: O autor.

Figura 25 – Diagrama de blocos do controle de corrente.



Fonte: O autor.

Figura 26 – Diagrama de blocos do CI3525.



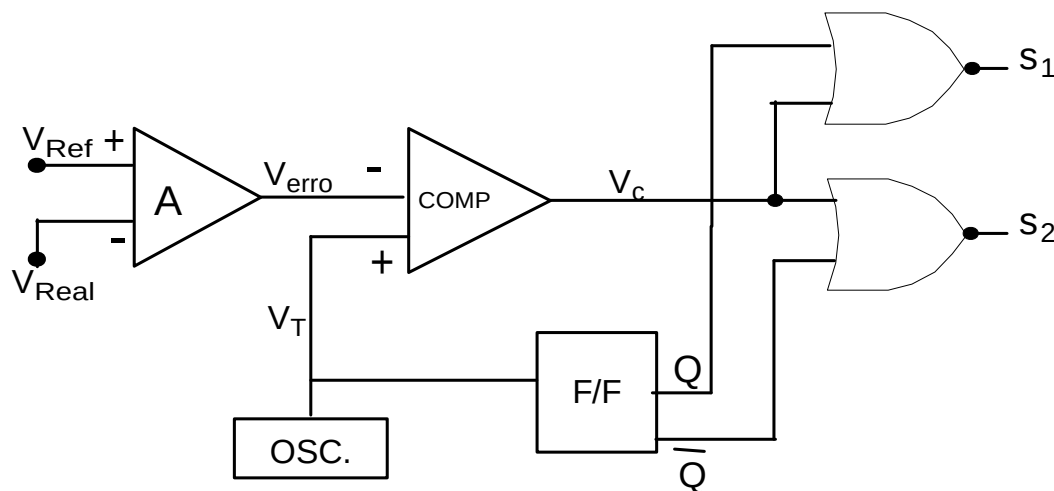
Fonte: STMicroelectronics (2000).

3.6 Circuito Integrado PWM Dedicado (3525)

O rápido desenvolvimento das fontes chaveadas levou os fabricantes de componentes eletrônicos a produzirem circuitos integrados, com múltiplas funções, capazes de realizar o controle, o comando e a proteção dessas fontes, com a adição de alguns componentes externos. O mais popular e de maior disponibilidade no nosso mercado é o 3525 PWM *Control Circuit*, produzido por vários fabricantes.

A estrutura básica do circuito integrado com controle de PWM está representada na Figura 27:

Figura 27 – Estrutura básica do CI PWM.



Fonte: Barbi (2007).

Onde:

A - Amplificador

OSC - Oscilador

COMP - Comparador

F/F - Flip-Flop

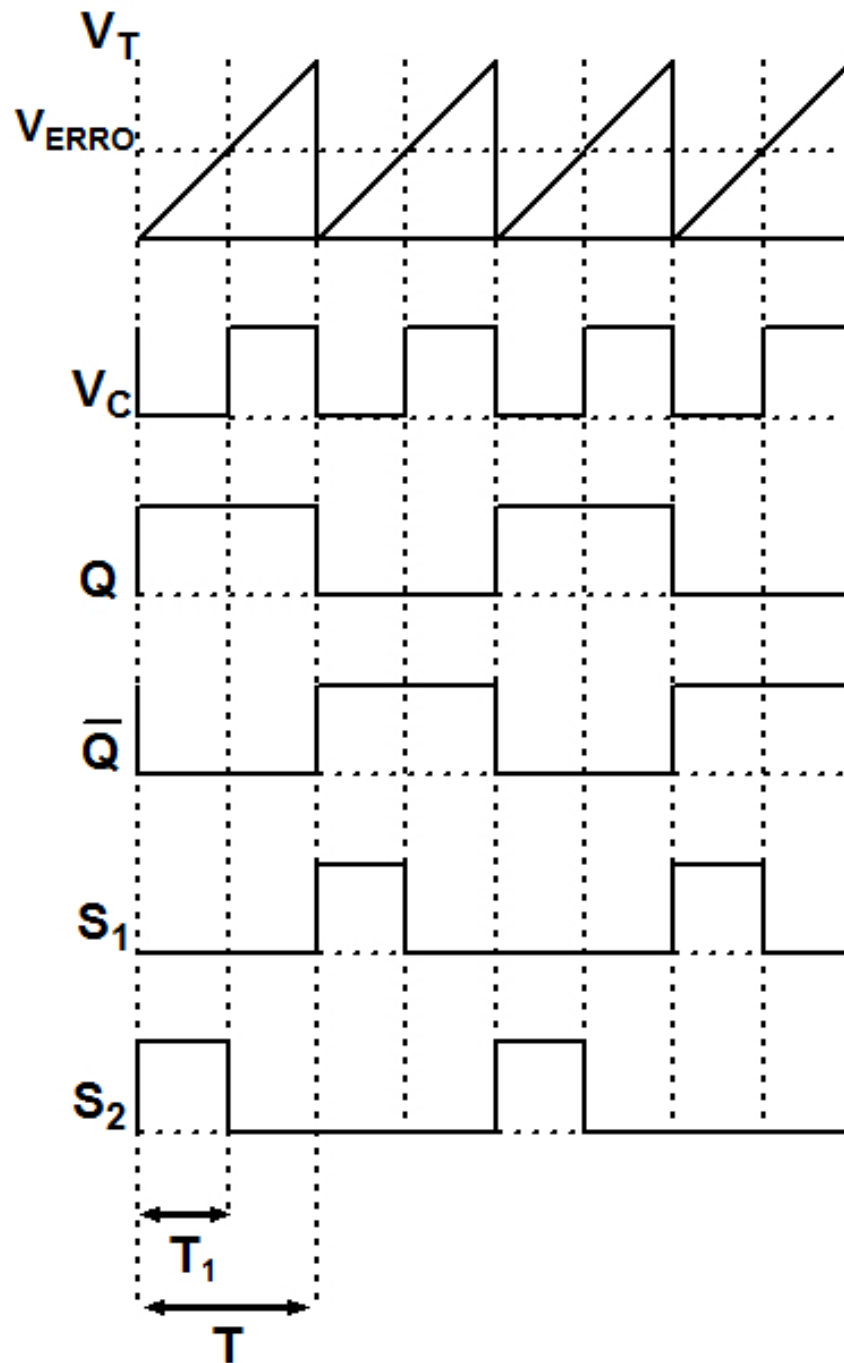
As formas de ondas estão representadas na Figura 28.

Os sinais S1 e S2 são os sinais que comandarão a comutação dos MOSFETs. Como será utilizada uma estrutura tipo Full-Bridge, cada transistor de saída comandará quatro *gate drivers* e quatro MOSFETs de acordo com a Figura 34.

3.6.1 Descrição do CI 3525

O sistema de controle é baseado no CI 3525 e pode atuar em malha fechada a partir de uma tensão de referência (V_{ref}) proporcionando os 14,4 V e possui a opção de trabalhar como fonte de corrente a partir de uma corrente de referência ajustável (I_{ref}) permitindo

Figura 28 – Sinais relativos ao circuito integrado PWM.



Fonte: Barbi (2007).

dois níveis de corrente realizados através de chave. A vantagem do CI 3525 é possuir *soft-start*, *shutdown*, tempo morto ajustável e sincronismo.

Suas principais características são (STMICROELECTRONICS, 2000):

- Tensão de alimentação de 8 a 35 V;

- Frequência de operação de 100 Hz a 500 kHz;
- Tempo morto ajustável;
- Entrada para sincronismo com outras unidades;
- Circuito de partida suave interno (*soft-start*);
- Pino de desativação dos pulsos (*shutdown*);
- Proteção de *undervoltage lockout*², se houver queda de energia com histerese;
- Pino de oscilador de sincronismo;
- Bloqueia o PWM para prevenir pulsos múltiplos;
- Dois estágios de saída, configuração *totem-pole*, com capacidade de 200 mA cada.
- Tensão de referência igual a 5,1 V com $\pm 1\%$;

3.6.2 Funcionamento do CI 3525

O circuito 3525 possui o diagrama de blocos da Figura 26.

O oscilador carrega e descarrega o capacitor em dois níveis de tensão determinados e cujo valor de frequência de repetição é dada por R e C ligados respectivamente aos pinos 6 e 5.

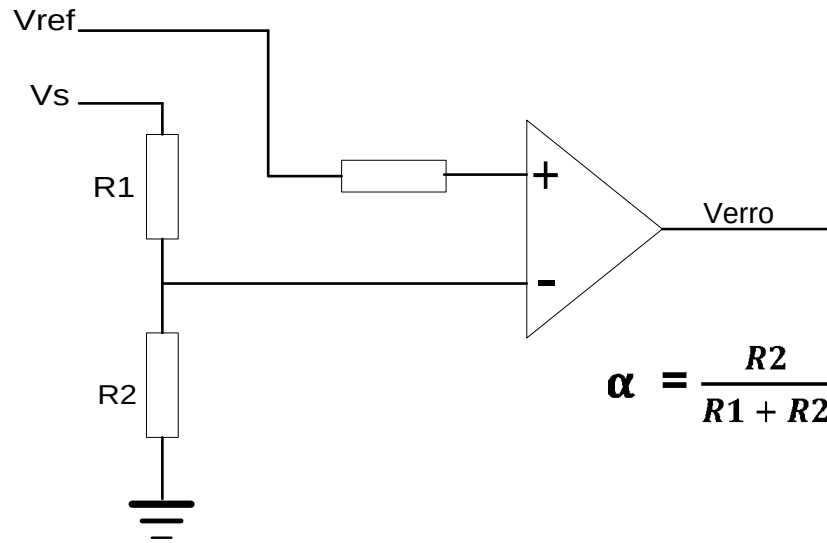
Como a carga do capacitor é feita por corrente constante, a tensão no capacitor tem a forma de uma rampa. Durante a descarga de um capacitor C , o oscilador fornece um pulso positivo de curta duração que ocasiona o reset do latch, muda a condição de saída do flip-flop e inibe as saídas (gerando um tempo morto). O latch é usado para armazenar o estado do comparador. Ao receber um pulso de Clock, o latch vai para o estado zero até que a tensão de erro seja menor que a tensão V_c , quando então passa para um nível alto e mesmo que a tensão aumente de valor ultrapassando V_c , o estado alto fica armazenado até receber novo pulso de Clock.

O circuito do diagrama de blocos possui duas saídas e o estado de cada saída é controlado pelo Flip-Flop. O Flip-Flop garante que apenas uma saída. Ao colocar os transistores de saída do CI em paralelo, obtém-se variação da largura de pulso de 0 a 100%. Como utilizaremos apenas uma das saídas obtém-se no máximo 50% do ângulo de condução. A tensão de erro é obtida de um amplificador operacional no pino 9 do 3525, conforme o circuito da Figura 29.

No pino dois do comparador da Figura 29 está a tensão de referência (V_{ref}). Os resistores R_1 e R_2 formam o divisor resistivo, com a tensão sobre R_2 no pino um que eleva

² Desliga o dispositivo se a alimentação atingir um valor abaixo do valor operacional que no caso do CI3525 é 8 V.

Figura 29 – Obtenção da tensão de erro.



Fonte: Treviso (1999).

a diferença entre o valor da tensão e a tensão referência. Os amplificadores operacionais, normalmente, possuem alto ganho em baixa frequência o que é desejável para uma boa regulação estática. No entanto, normalmente, necessitam de compensação em frequência para evitar instabilidades do circuito, ou mesmo (como normalmente é o caso), realizar a compensação de todo o Loop de realimentação (TREVISIO, 1999).

3.6.3 Shutdown

O pino 10 será empregado para desativar a fonte em caso de sobre aquecimento (*shutdown*) ligado a um sensor de temperatura. Quando V10 é positiva, o transistor ligado a este satura (entra em condução), inibindo os sinais de comando na saída do comparador.

3.6.4 Soft-Start (Partida Progressiva)

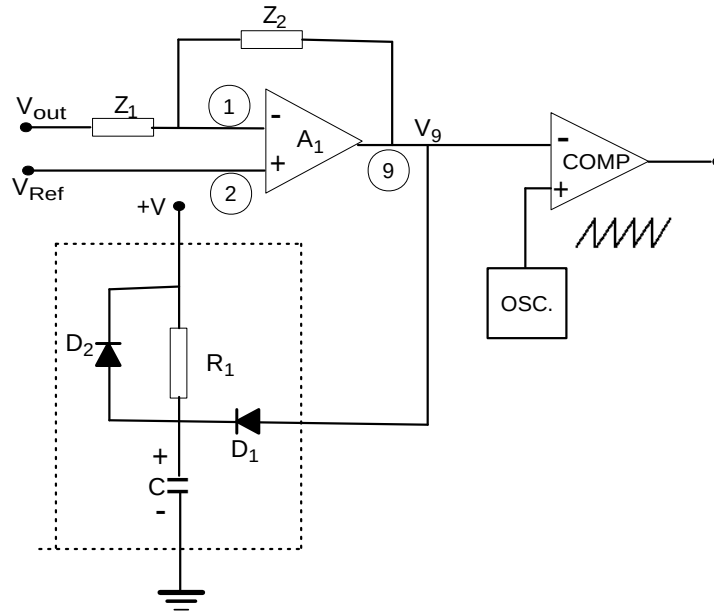
Quando se energiza uma fonte chaveada, é imperativo que a razão cíclica progrida lentamente, desde o valor nulo até o valor necessário para suprir a potência de carga. Caso contrário há o risco de destruição do interruptor, saturação do transformador e *overshoot*³ da tensão de saída.

Um circuito utilizado para a partida progressiva utilizando o 3525 está apresentado na Figura 30, cujo funcionamento é o seguinte: quando a fonte é energizada, V9=VC=0 e a razão cíclica é nula. Na medida que C se carrega pelo resistor R1, a razão cíclica progride exponencialmente enquanto D1 se mantiver polarizado. Quando VC=V9, o sistema passa

³ Ultrapassa, vai além de.

a ser comandado pelo controlador A1. O circuito soft-start fica isolado pelo diodo D1. Quando a fonte é desligada, C se descarrega rapidamente via D2. (BARBI, 2007).

Figura 30 – Circuito para realizar a partida progressiva.



Fonte: Treviso (1999).

3.6.5 Dimensionamento dos Componentes Externos do SG3525A

O esquema dos pinos dos componentes estão especificados na Figura 26. Para o correto funcionamento do SG3525A, deveremos dimensionar alguns componentes discretos. Conforme o datasheet temos as equações (GIRARDI, 2002):

$$R_t = \frac{1}{0,7} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_s \cdot C_t} - 3 \cdot R_{disch} \right) \quad (3.30)$$

$$C_{ss} = \frac{50 \mu A}{5 V} \cdot T_{ss} \quad (3.31)$$

Onde:

R_t = Resistor responsável pela frequência de oscilação em Ohms (Ω);

f_s = Frequência de oscilação em Hertz (Hz);

C_t = Capacitor responsável pela frequência de oscilação em Hertz (Hz);

R_{disch} = Valor do resistor de descarga em Ohms (Ω);

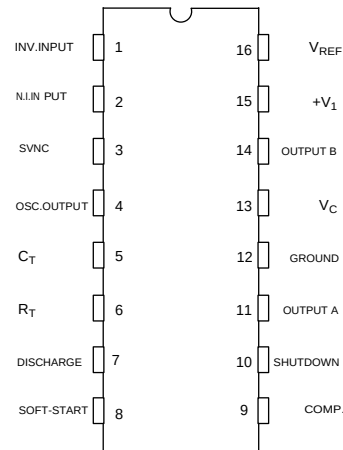
C_{ss} = Capacitor responsável pela partida suave (*soft-start*) em μF .

T_{ss} = Tempo de partida suave (*soft-start*)

3.6.6 Descrição dos Pinos do Circuito Integrado SG3525A

Temos as descrições dos pinos conforme a Figura 31 (GIRARDI, 2002):

Figura 31 – Pinagem do SG3525A.



Fonte: STMicroelectronics (2000).

Onde:

- 1 (INV. INPUT) = Entrada inversora do amplificador de interno.
- 2 (N.I. INPUT) = Entrada não inversora do amplificador de interno.
- 3 (SYNC) = Entrada para sincronismo com outras unidades ou com um sinal de clock externo.
- 4 (OSC. OUTPUT) = Saída do oscilador interno, correspondente ao sinal de clock do flip-flop interno.
- 5 (C_t) = O capacitor C_t é conectado entre este pino e o terra para gerar o sinal dente de serra pois, ele é carregado com corrente constante.
- 6 (R_t) = O resistor R_t é conectado entre este pino e o terra para limitar a corrente de carga do capacitor C_t.
- 7 (DISCHARGE) = O resistor é conectado do pino 7 ao pino 5 limitando a corrente de descarga do capacitor C_t, definindo o tempo morto entre os sinais nas saídas A e B
- 8 (SOFT-START) = O capacitor C_{ss} conectado neste pino para o terra define o tempo para o aumento progressivo da razão cíclica dos sinais de saída.
- 9 (COMP.) = Saída do amplificador de erro interno.
- 10 (SHUTDOWN) = Um sinal positivo (+5 V) neste pino desabilita os sinais de saída e descarrega o capacitor C_{ss}.
- 11 (OUTPUT A) = Sinal de comando ou saída A.
- 12 (GROUND) = Terra do circuito.
- 13 (V_c) = Alimentação da configuração *totem-pole* das saídas A e B.
- 14 (OUTPUT B) = Sinal de comando ou saída B.
- 15 (+V_i) = Alimentação dos circuitos internos ao componente.

16 (V_{ref}) = Tensão de referência gerada pelo componente.

Dentro dos limites do SG3525A temos:

- $T_{ss} = 10 \text{ ms}$;
- $C_t = 1,5 \text{ nF}$;

Determinaremos R_t e C_{ss} a partir das equações 3.30 e 3.31.

- $R_t = \text{potenciômetro de } 50 \text{ k}\Omega$;
- $C_{ss} = 47 \text{ }\mu\text{F}$;

3.6.7 Limitações do SG3525A

Alguns componentes apresentam limitações quanto ao valor empregado:

- O valor do capacitor C_t deve estar entre 1 nF e 100 nF;
- O valor do resistor R_t deve estar entre 2 k Ω e 150 k Ω ;
- O resistor de descarga deve variar entre 0 e 500 Ω , sendo que com a resistência de 0 Ω não existe tempo morto entre os sinais das saídas A e B, nem o sinal de saída do oscilador interno no pino 4;

3.6.8 Modo de Operação do SG3525A

Observações importantes sobre o modo de operação do SG3525A devem ser mencionadas (GIRARDI, 2002):

- A máxima razão cíclica de cada estágio de saída é de 45 %, estando os dois sinais de comando deslocados de meio período de chaveamento, caso contrário ocorrerá um curto-circuito nos transistores de potência;
- É possível associar as duas saídas de forma a obter uma variação de razão cíclica de 0 a aproximadamente 100 %;
- A descarga do capacitor C_t é o responsável pelo tempo morto entre as saídas A e B;
- A frequência do sinal dente de serra deve ser o dobro da frequência desejada para os sinais de comando;
- O pino 4 apresenta um pulso de aproximadamente 4 V durante o tempo de descarga do capacitor C_t .

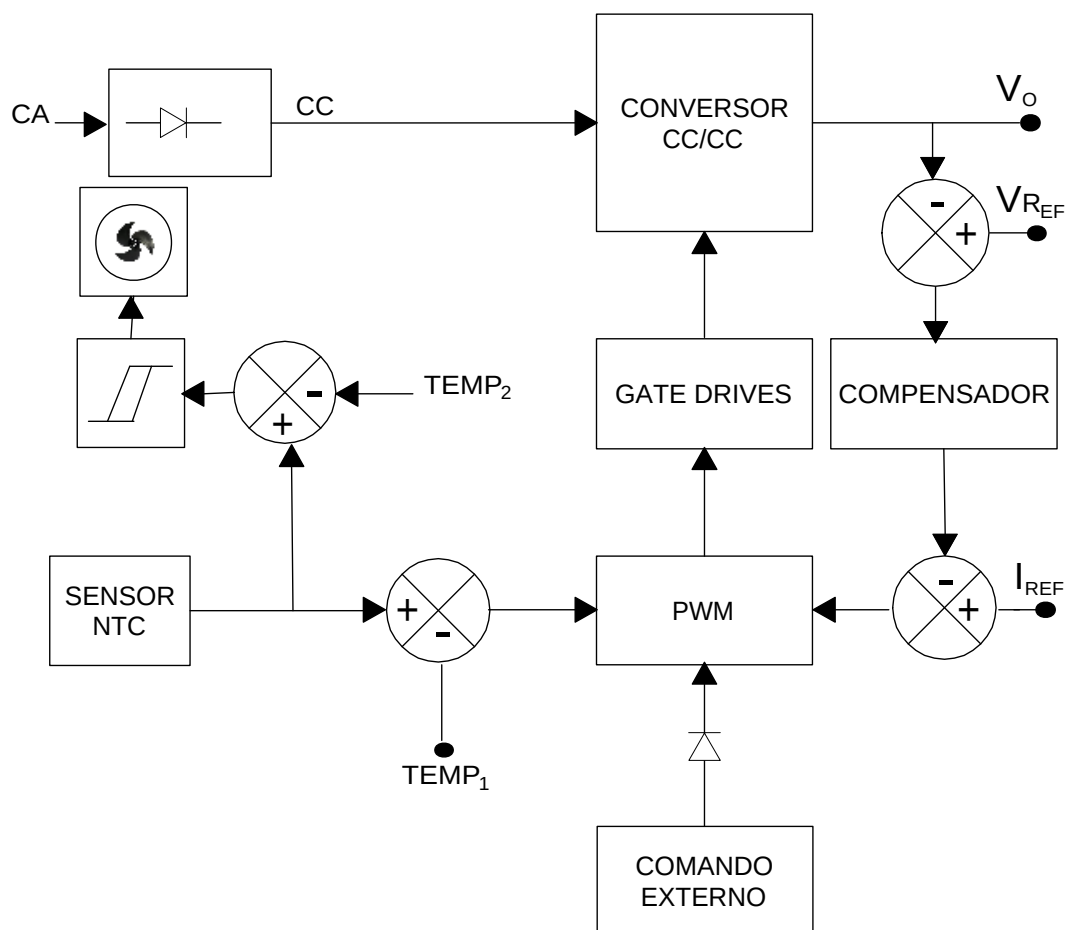
3.7 Circuitos Adicionais do Controle

3.7.1 Controle de Temperatura

Em conversores CC/CC que trabalham com elevados níveis de potência, a elevação de temperatura devido ao fator Joule é fator crítico.

Utiliza-se um circuito auxiliar conforme Figura 32 com um sensor de temperatura NTC, cuja temperatura varia de forma negativa com o incremento da temperatura. Quando a temperatura na área do dissipador atinge 35°C aciona a ventilação forçada da SMPS e corta os pulsos do circuito de controle desligando a fonte após atingir a temperatura de 60°C , mantendo os ventiladores ligados.

Figura 32 – Diagrama de blocos do controle de temperatura.



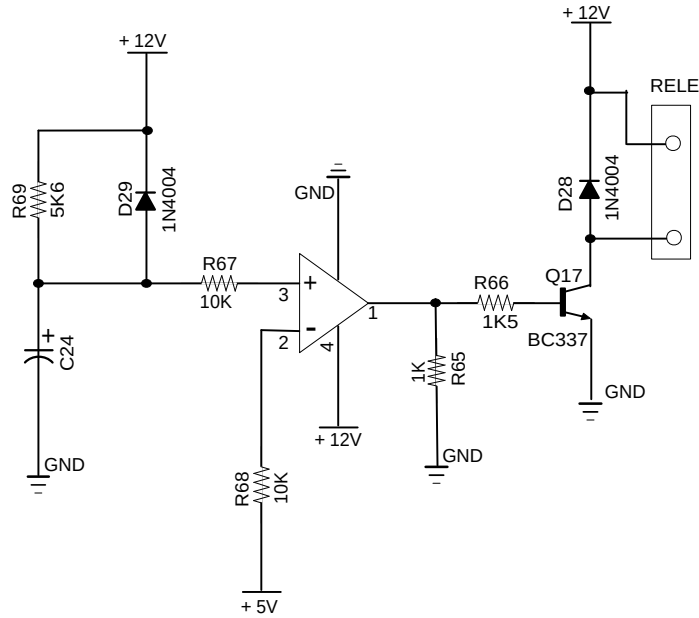
Fonte: O autor.

3.7.2 Controle de Corrente de Surto

O tempo de chaveamento do corrente de surto necessário ao retificador de entrada abordado no anexo E.5 é fornecido através do circuito de controle.

O esquema eletrônico apresentado na Figura 33 utiliza um amplificador operacional atuando como comparador de tensão, quando a tensão do capacitor (C_{24} do apêndice B) atingir 5 V, a saída do amplificador operacional torna-se positiva, conduzindo o transistor Q_{17} à saturação e fornecendo a tensão contínua de 12 V na saída para o relê do retificador de entrada conforme Figura 78.

Figura 33 – Esquema eletrônico do sinal de controle da corrente de surto.



Fonte: O autor.

O tempo de carregamento do capacitor C_{24} proveniente de um circuito RC pode ser calculado através da equação (3.32) (CAPUANO F.G. E MARINO, 1990):

$$V_{c1} = V_{c(0)} e^{\frac{-t_{ir}}{RC}} \quad (3.32)$$

Isolando-se a capacitância C temos a equação (3.33):

$$C = \frac{-t_{ir}}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)} \quad (3.33)$$

Substituindo os valores $t_{ir}=0,23$ s; $R = R_{69}$ (do apêndice B) $=5,6 \times 10^3 \Omega$, $V_{c1}=5$ V, $V_{c0}=12$ V na equação (3.33), obtemos o valor de C_{24} (do apêndice B) conforme Figura 33:

$$C_{24} = \frac{-t_{ir}}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)}$$

$$C_{24} = \frac{-0,23}{5,6 \times 10^3 \ln\left(\frac{5}{12}\right)}$$

$$C_{24} = 47 \mu F \quad (3.34)$$

3.7.3 Circuito de Driver

Para cada conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente, o circuito de controle deve fornecer quatro sinais de comando isolados, sendo um para cada MOSFET com a forma de onda representada pela Figura 4 (ALVES, 2003).

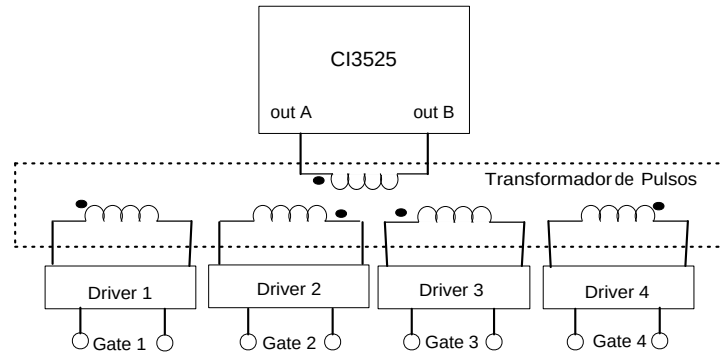
A frequência de trabalho é de 50 kHz dimensionada de acordo com o capítulo 2.

De acordo com a seção 3.3 é necessário isolar o circuito de comando do conversor.

Utiliza-se o circuito de comando de gate isolado por transformador de pulso.

O enrolamento do primário do transformador é conectado as saídas S_1 e S_2 do CI3525 nos pinos 11 e 14 de acordo com a subseção 3.6.6 conforme a Figura 34.

Figura 34 – Diagrama de conexão do transformador de pulsos.

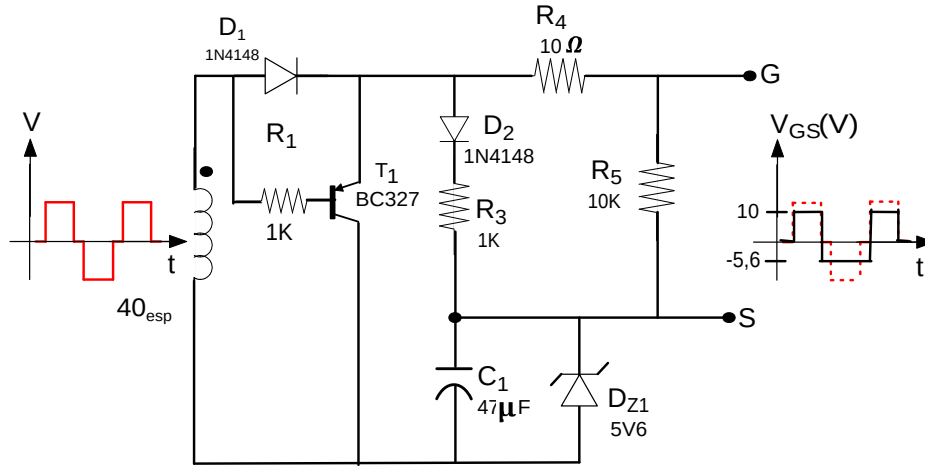


Fonte: Alves (2003).

O transformador de pulsos é composto em seu primário de 18 espiras de fio e em seu secundário quatro enrolamentos de 40 espiras em seu primário cada sobre um núcleo toroidal.

Em cada secundário é conectado o circuito da Figura 35 visando fornecer a tensão mínima de 10 V no gate de cada MOSFET, valor ideal para o correto chaveamento do IRF840 conforme STMicroelectronics (1998). A polaridade do secundário do transformador está invertida em cada conjunto de dois circuitos de driver buscando a defasagem do sinal complementar de acordo com a Figura 4.

Figura 35 – Circuito de driver.



Fonte: O autor.

Conforme a Figura 35, quando aplica-se um pulso positivo, o diodo D_1 entra em condução porém, o transistor T_1 encontra-se em corte, o resistor R_4 limita a corrente que é aplicada ao resistor R_5 e ao gate do MOSFET.

No instante que o pulso de comando torna-se zero, o diodo D_1 entra em corte e o transistor T_1 entra em condução. A energia armazenada no MOSFET é descarregada através de T_1 .

No momento que a tensão do transformador se torna negativa, D_1 fica reversamente polarizado. A tensão entre *gate source* (V_{GS}) torna-se necessária devido a presença do capacitor C_1 que possui um valor de tensão 5,6 V dado pelo diodo zener. Desta forma o sinal entre *gate source* apresenta um semi ciclo negativo que acelera o desligamento da chave.

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas a metodologia, o projeto e o dimensionamento do circuito de controle do conversor CC/CC ponte-completa. A utilização de dois conversores CC/CC foi atendido por um único circuito de controle composto de oito drives.

Foi utilizado o circuito integrado 3525 para realizar a modulação por largura de pulso para atuar no circuito de controle em malha fechada, alcançando a tensão de saída de 14,4V de forma precisa, além de permitir que a SMPS atue como fonte de corrente.

Circuitos adicionais foram acrescentados como o controle de temperatura e corrente de

surto além dos drivers para proporcionar o isolamento adequado.

No próximo capítulo será abordado o projeto e dimensionamento do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente para atuar em 14,4 V e 300 A e os snubbers necessários para comutação das chaves, será também projetado e dimensionado os componentes de um conversor CC/CC ponte-completa para comparação dos valores dos indutores e capacitores.

4 PROJETO DO CONVERSOR CC/CC

Neste capítulo será apresentado o projeto e dimensionamento dos componentes do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente e os snubbers necessários para comutação das chaves semicondutoras.

Será apresentado o projeto de um conversor CC/CC ponte-completa e apresentará um quadro comparativo entre este conversor e o conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente com a finalidade de comparação dos valores de indutores e capacitores para atuação em alta corrente.

4.1 Especificações do Conversor CC/CC

Este desenvolvimento irá definir e implementar um conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente com as seguintes especificações técnicas:

- $D_{max} = 0,45$
- $V_o = 14,40 \text{ V}$
- $I_o = 300 \text{ A}$
- $V_{i\min} = 225 \text{ V}$
- $V_{i\max} = 127\sqrt{2} \times 1,05 \times 2 = 377,17 \cong 380 \text{ V}^1$
- $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$
- $f_s = 50 \text{ kHz}$
- $\Delta V_c = 5\%V_o = 0,72 \text{ V}$

4.2 Relação de Transformação

Substituindo os valores na equação (2.5), sendo a tensão *source-drain* (V_{SD}) do MOSFET IRF840 no valor de 1,6 V de acordo com STMicroelectronics (1998) e a tensão reversa (V_F) típica de um diodo schottky de 0,75 V conforme STMicroelectronics (2001):

¹ Este valor é obtido através tensão máxima de pico do conjunto de capacitores do retificador de entrada no modo dobrador de tensão (127 V) ou seja, é o valor advindo da equação E.36 multiplicado por $2\sqrt{2}$.

$$\begin{aligned}
N &= \frac{2D_{\max}(V_{i\min} - 2V_{SD})}{V_o + 2D_{\max}V_F} \\
N &= \frac{2 \times 0,45(225 - 2 \times 1,6)}{14,4 + 2 \times 0,45 \times 0,75} \\
N &= 13,242
\end{aligned} \tag{4.1}$$

4.3 Indutor

4.3.1 Razão Cíclica Mínima

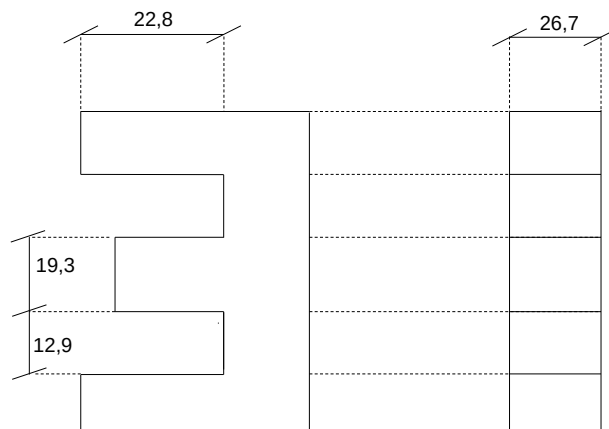
Conforme a equação (2.7):

$$\begin{aligned}
D_{\min} &= \frac{D_{\max}}{V_{i\max}} V_{i\min} \\
D_{\min} &= \frac{0,45}{380} 225 \\
D_{\min} &= 0,266
\end{aligned} \tag{4.2}$$

4.3.2 Energia no Núcleo EE-65/33/26

Buscando obter a maior quantidade de energia possível com o núcleo EE-65/33/26 foi verificada as dimensões reais dos mesmo conforme Figura 36.

Figura 36 – Dimensões no núcleo EE-65/33/26 em milímetros (mm).



Fonte: O autor.

$$A_W = 22,8 \times 2 \times 12,9 = 588,24 \text{ mm}^2 \quad (4.3)$$

$$A_e = 26,7 \times 19,3 = 515,31 \text{ mm}^2 \cong 5,15 \text{ cm}^2 \quad (4.4)$$

Aplicando a equação (2.8):

$$\begin{aligned} A_P &= A_W A_e \\ A_P &= 588,24 \times 515,31 \\ A_P &= 303125,94 \text{ mm}^2 \cong 30,31 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Com relação ao núcleo tipo EE e conforme a Tabela 1 utiliza-se a equação (4.6).

$$K_j = 63,35 \Delta T^{0,5} \quad (4.6)$$

$$K_j = 63,35 \times 30^{0,5}$$

$$K_j = 346,98 \quad (4.7)$$

O valor da energia será obtido a partir da equação (2.9) aplicando os valores obtidos em (4.5), (2.10), (4.7), (2.12) e o valor de x a partir da Tabela 1:

$$\begin{aligned} A_p &= \left(\frac{2E \times 10^4}{K_u \times K_j \times B_{\max}} \right)^{\frac{1}{1-x}} \\ 30,31 &= \left(\frac{2E \times 10^{-4}}{0,4 \times 346,98 \times 0,35} \right)^{\frac{1}{1-0,12}} \\ 30,31^{0,88} &= \frac{2E \times 10^{-4}}{45,58} \\ E &= 4,59 \times 10^{-2} \text{ J} \cong 46 \text{ mJ} \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.3.3 Indutância e Valor Mínimo da Corrente de Saída

Aplicando a equação (2.15) e substituindo o valor encontrado na equação (4.8):

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2}L \left(\frac{I_o}{2} + I_{o\min} \right)^2 \\
 4,59 \times 10^{-2} &= \frac{1}{2}L \left(\frac{300}{2} + I_{o\min} \right)^2 \\
 L &= \frac{9,18 \times 10^{-2}}{(150 + I_{o\min})^2}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Substituindo os valores obtidos em (4.2) e (4.1) na equação (2.16):

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{D_{\min}(1 - D_{\min})V_{i\max}}{4NI_{o\min}f_s} \\
 L &= \frac{0,266 \times (1 - 0,266) \times 380}{4 \times 13,242 \times I_{o\min} \times 50 \times 10^3} \\
 L &= \frac{74,19}{2648400I_{o\min}}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Igualando (4.9) e (4.10):

$$\begin{aligned}
 \frac{9,18 \times 10^{-2}}{(150 + I_{o\min})^2} &= \frac{74,19}{2648400I_{o\min}} \\
 3277,03I_{o\min} &= I_{o\min}^2 + 300I_{o\min} + 22500 \\
 I_{o\min}^2 - 2977,03I_{o\min} + 22500 &= 0
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

As soluções possíveis de (4.11) serão:

$$I_{o\min 1} = 7,58 \text{ A} \tag{4.12}$$

$$I_{o\min 2} = 2966,45 \text{ A} \tag{4.13}$$

Desconsidera-se o resultado (4.13) pois, este é muito acima da corrente máxima de saída do conversor ($I_o=300 \text{ A}$).

Aplicando o valor obtido em (4.12) na equação (4.10) obtem-se o valor da indutância L em (4.14):

$$\begin{aligned} L &= \frac{74,19}{2648400 I_{o\min}} \\ L &= \frac{74,19}{2648400 \times 7,58} \\ L &= 3,70 \times 10^{-6} \text{ H} = 3,70 \text{ } \mu\text{H} \end{aligned} \quad (4.14)$$

4.3.4 Parâmetros do Indutor

Obtêm-se a densidade de corrente a partir da expressão (2.17), substituindo os valores obtidos na equação (4.7), (4.5) na equação obtida na Tabela 1 para o núcleo EE:

$$\begin{aligned} J &= K_j A_p^{-x} \\ J &= 346,98 \times 30,31^{-0,12} \\ J &= 230,42 \text{ A/cm}^2 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Para o cálculo da área de cobre necessária para o indutor utilizaremos equação (2.22) aplicando os valores de (4.15) e (4.12):

$$\begin{aligned} A_{cu} &= \frac{\sqrt{\left(\frac{I_o}{2}\right)^2 + I_{o\min}^2}}{J} \\ A_{cu} &= \frac{\sqrt{150^2 + 7,58^2}}{230,42} \\ A_{cu} &= 0,65 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad (4.16)$$

Através do valor da área do cobre (4.16) podemos calcular a quantidade de fios necessários para obtê-la pois, um fio muito grosso dificulta o processo construtivo do indutor.

No catálogo de fios AWG (EGENERAL, 2000), utilizando fios AWG10 conforme a equação (2.23):

$$\begin{aligned} N_{fios} &= \frac{A_{cu}}{A_{cuAWG10}} \\ N_{fios} &= \frac{0,65}{0,05262} \\ N_{fios} &\cong 12 \text{ fios AWG10} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Levando-se em conta o efeito *skin* de acordo com a subseção 2.4.1.1 aplica-se a equação (2.25) para uma frequência de 50 kHz:

$$\begin{aligned} D_{i\max} &= \frac{15}{\sqrt{f_s}} \\ D_{i\max} &= 0,067 \text{ cm} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Utilizando um fio AWG22 que possui um diâmetro de 0,064 cm e possui uma área de $0,003255 \text{ cm}^2$ conforme Egeneral (2000).

$$\begin{aligned} N_{fios} &= \frac{A_{cu}}{A_{cuAWG22}} \\ N_{fios} &= \frac{0,65}{0,003255} \\ N_{fios} &\cong 200 \text{ fios AWG22} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Como a quantidade de fios é muito grande (200 fios) impossibilita a sua construção portanto, cada indutor será construído com uma fita de cobre. Utiliza-se uma fita de cobre de 3,3 cm de largura, a sua espessura pode ser calculada a partir do valor de área do cobre obtido em (4.16):

$$\begin{aligned} A_{cu} &= 0,65 \text{ cm}^2 \\ L_a \times h &= 0,65 \\ h &= \frac{0,65}{3,3} \\ h &= 0,20 \text{ cm} = 2 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.20)$$

O comprimento foi obtido de forma empírica, enrolando a fita de cobre e isolando-a com fita isolante de um dos lados até obter um indutância próxima ao valor calculado na equação (4.14) de $3,70 \mu\text{H}$. O valor prático foi alcançado enrolando 19 espiras sob um núcleo de ar representando um valor de indutância de $4,1 \mu\text{H}$ satisfazendo a equação (4.14), acrescentou-se um bastão de ferrite aumentando a indutância para $11,8 \mu\text{H}$ melhorando o desempenho do conversor no regime transitório conforme apresenta a Figura 37. Este indutor obteve boa resposta no teste de saturação sob a corrente de 50 A.

4.4 Capacitor

4.4.1 Condição Ideal

Aplicando a equação (2.42):

Figura 37 – Indutor do conversor.



Fonte: O autor.

$$\begin{aligned}
 C_{ideal} &\geq \frac{D_{\min} (1 - D_{\min}) V_{i\max}}{8L\Delta V_c N (2f_s)^2} \\
 C_{ideal} &\geq \frac{0,266 (1 - 0,266) 380}{8 \times 3,70 \times 10^{-6} \times 0,72 \times 13,242 \times (100 \times 10^3)^2} \\
 C_{ideal} &\geq 2,63 \times 10^{-5} F = 26,30 \mu F
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

4.4.2 Aumento de Corrente

De acordo com a equação (2.43):

$$\begin{aligned}
 C_{aumento} &\geq \frac{(1 - 2D_{\max}) L \Delta I_o^2}{2D_{\max} \Delta V_c V_o^2} \\
 C_{aumento} &\geq \frac{(1 - 2 \times 0,45) \times 3,70 \times 10^{-6} \times (300 - 7,58)^2}{2 \times 0,45 \times 0,72 \times 14,4^2} \\
 C_{aumento} &\geq 2,35 \times 10^{-4} F = 235 \mu F
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

4.4.3 Diminuição de Corrente

De acordo com a equação (2.44):

$$\begin{aligned}
 C_{\dim} &\geq \frac{L \Delta I_o^2}{\Delta V_c V_o} \\
 C_{\dim} &\geq \frac{3,70 \times 10^{-6} (300 - 7,58)^2}{0,72 \times 14,4} \\
 C_{\dim} &\geq 3,05 \times 10^{-2} F = 30500 \mu F
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

4.4.4 Escolha do Capacitor Ideal

Utilizando capacitores de $2200 \mu\text{F} \times 25 \text{ V}$ de acordo com as equações (4.21), (4.22) e (4.23):

$$\begin{aligned} N_{capideal} &\geq \frac{30500}{2200} \\ N_{capideal} &\geq 13,86 \text{ capacitores} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Portanto, um banco de quatorze capacitores em paralelo de $2200 \mu\text{F} \times 25 \text{ V}$. A resistência equivalente destes capacitores é dada por (4.25) (PANASONIC, 2010).

$$\begin{aligned} R_{se} &= \frac{0,018}{14} \\ R_{se} &= 0,0013 \Omega \end{aligned} \quad (4.25)$$

Verificando as condições em regime permanente conforme a equação (2.45):

$$\begin{aligned} \Delta V_c &= 2I_{o\min}R_{se} + \Delta I_o R_{se} \\ \Delta V_c &= 2 \times 7,58 \times 0,0013 + (300 - 7,58) \times 0,0013 \\ \Delta V_c &= 0,40 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Os quatorze capacitores em paralelo de $2200 \mu\text{F} \times 25 \text{ V}$ correspondem a condição no regime permanente pois, $0,40 \text{ V}$ obtido na equação (4.26) é inferior a $0,72 \text{ V}$ que corresponde a 5% de V_o porém, precisamos verificar a condição do regime transitório através da equação (2.48):

$$\begin{aligned} \Delta V_c &= \frac{2D_{\min}(1-2D_{\min})V_{i\max}}{8LCN(2f_{conv})^2} + \frac{L\Delta I_o^2}{CV_o} + 2I_{o\min}R_{se} + \Delta I_o R_{se} \\ \Delta V_c &= 7,84 \times 10^{-4} + 0,71 + 0,40 \\ \Delta V_c &= 1,11 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Este banco de capacitores em paralelo de $2200 \mu\text{F} \times 25 \text{ V}$ não correspondem a condição no regime transitório pois, $1,11 \text{ V}$ obtido na equação (4.27) é superior a $0,72 \text{ V}$ que corresponde a 5% de V_o portanto, verifica-se a quantidade de capacitores que corresponda a esta condição.

Considera-se A o número de capacitores de $2200 \mu\text{F} \times 25\text{V}$ necessários para satisfazer a condição da equação (2.48) portanto, $C = 2200 \times 10^{-6}A$ e $R_{se} = 0,018/A$:

$$\begin{aligned}
\Delta V_c &\geq \frac{2D_{\min}(1-2D_{\min})V_{i\max}}{8LCN(2f_{conv})^2} + \frac{L\Delta I_o^2}{CV_o} + 2I_{o\min}R_{se} + \Delta I_o R_{se} \\
0,72 &\geq \frac{0,011}{A} + \frac{9,99}{A} + \frac{0,27}{A} + \frac{5,26}{A} \\
A &\geq 21,57 \\
A &\cong 22 \text{ capacitores}
\end{aligned} \tag{4.28}$$

4.5 Transformador

Considera-se o $B_{\max} = 0,2$ T devido as perdas por histerese e para não obtermos superaquecimento no núcleo do transformador. Utilizando a equação (2.26) temos:

$$\begin{aligned}
B &= \frac{V_{i\min}}{V_{i\max}} 2B_{\max} \\
B &= \frac{225}{380} \times 2 \times 0,2 \\
B &= 0,24 \text{ T}
\end{aligned} \tag{4.29}$$

A potência máxima do transformador é expressa na equação (??) porém, utilizando dois transformadores em série, dividindo a tensão de saída e nos proporcionando a equação (4.30):

$$P_{saída} = \frac{V_o}{2} \times I_{o\max} \tag{4.30}$$

$$\begin{aligned}
P_{saída} &= \frac{14,4}{2} \times 300 \\
P_{saída} &= 2160 \text{ W}
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Através da equação (2.30) calcula-se o valor de A_p . Utilizando um núcleo EE e substituindo o valor de x obtido na Tabela 1 e os valores obtidos em (4.31), (4.7) e (4.29):

$$\begin{aligned}
A_p &= \left[\frac{3,05 P_{saída} \times 10^4}{K_J B f_s} \right]^{\frac{1}{1-x}} \\
A_p &= \left[\frac{3,05 \times 2160 \times 10^4}{346,98 \times 0,24 \times 50 \times 10^3} \right]^{\frac{1}{1-0,12}} \\
A_p &= 23,06 \text{ cm}^4
\end{aligned} \tag{4.32}$$

O melhor núcleo é escolhido através da consulta de um catálogo especializado para núcleo de ferrite Thornton Eletrônica Ltda. (2008). Deve-se escolher um núcleo que possua o valor de A_p maior do que obtemos na equação (4.32).

O núcleo escolhido será o EE-65/33/26 pois, em sua forma padrão possui o valor de $A_p = 36,28 \text{ cm}^4$ de acordo com a Tabela 2 conforme Mello (2011), que é superior ao valor obtido na equação (4.32).

Tabela 2 – Características do núcleo EE-65/33/26.

Característica	Valor especificado
A_p	$36,28 \text{ cm}^4$
A_e	$5,25 \text{ cm}^2 = 5,25 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
A_l	7200 nH

Fonte: Thornton Eletrônica Ltda. (2008).

Através da equação (2.31) podemos calcular o número de espiras do primário do transformador:

$$\begin{aligned}
 N_1 &\geq \frac{V_{i \min} D_{\max}}{A_e B f_{\text{conv}}} \\
 N_1 &\geq \frac{225 \times 0,45}{5,25 \times 10^{-4} \times 0,24 \times 50 \times 10^3} \\
 N_1 &\geq 16,07 \text{ espiras}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

$$\therefore N_1 = 16 \text{ espiras} \tag{4.34}$$

Utilizando dois transformadores em paralelo, obtém-se uma nova relação de transformação apresentado na equação (4.35):

$$N' = 2N \tag{4.35}$$

$$N' = 2 \times 13,242$$

$$N' = 26,484 \tag{4.36}$$

Utilizando a equação (2.32) referenciada obtém-se a equação (4.37):

$$N' = \frac{N'_1}{N_2} \tag{4.37}$$

$$N_2 = \frac{16}{26,484}$$

$$N_2 = 0,60 \text{ esp}$$

$$N_2 \cong 1 \text{ espira} \tag{4.38}$$

Para aproximar da relação de transformação referenciada conforme a equação (4.36) obtém-se um novo valor para N'_1 conforme equação (4.39):

$$\begin{aligned}
N'_1 &= N'N_2 \\
N'_1 &= 26,484 \times 1 \\
N'_1 &\cong 26 \text{ espiras}
\end{aligned} \tag{4.39}$$

Considerando o valor de A_l para o núcleo EE-65/33/26 conforme Tabela 2, aplica-se a equação (2.33) para obter a indutância do primário do transformador:

$$\begin{aligned}
L_1 &= A_l N^2 \\
L_1 &= 7200 \times 10^{-9} \times 26^2 \\
L_1 &= 4,87 \text{ mH}
\end{aligned} \tag{4.40}$$

O valor da corrente de magnetização máxima no primário é fornecido pela equação (2.34):

$$\begin{aligned}
I_{mg} &= \frac{D_{\max} V_{i \max}}{L_1 f_{\text{conv}}} \\
I_{mg} &= \frac{0,45 \times 380}{4,87 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^3} \\
I_{mg} &= 0,70 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.41}$$

4.5.1 Secundário

A corrente RMS do secundário do transformador será obtida pela equação (2.35):

$$\begin{aligned}
I_{\text{sec RMS}} &= I_o \sqrt{2D_{\max}} \\
I_{\text{sec RMS}} &= 300 \sqrt{0,9} \\
I_{\text{sec RMS}} &= 284,60 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.42}$$

Para o cálculo da área de cobre necessária ao secundário do transformador substituindo o valor obtido em (4.42) e (4.15) na equação (2.38):

$$\begin{aligned}
A_{\text{cu sec}} &= \frac{I_{\text{sec RMS}}}{J} \\
A_{\text{cu sec}} &= \frac{284,60}{230,42} \\
A_{\text{cu sec}} &= 1,23 \text{ cm}^2
\end{aligned} \tag{4.43}$$

No catálogo de fios AWG Egeneral (2000), utilizando fios AWG23 conforme a equação (2.23):

$$\begin{aligned}
N_{fios} &= \frac{A_{cu}}{A_{cuAWG23}} \\
N_{fios} &= \frac{1,23}{0,002582} \\
N_{fios} &= 476,37 \text{ fios} \\
N_{fios} &\cong 478 \text{ fios AWG23}
\end{aligned} \tag{4.44}$$

Como a quantidade de fios é muito grande (478 fios) impossibilita a sua construção portanto, o secundário do transformador será construído com uma fita de cobre. Utiliza-se uma fita de cobre de 3,3cm de largura, a sua espessura pode ser calculada a partir do valor de área do cobre obtido em (4.43):

$$\begin{aligned}
A_{cu} &= 1,23 \text{ cm}^2 \\
L \times h &= 1,23 \\
h &= \frac{1,23}{3,3} \\
h &= 0,37 \text{ cm} = 3,7 \text{ mm}
\end{aligned} \tag{4.45}$$

4.5.2 Primário

A corrente RMS do primário do transformador será obtida substituindo (4.42) e (4.36) na equação (2.36):

$$\begin{aligned}
I_{pri_{RMS}} &= \frac{I_{sec_{RMS}}}{N'} \\
I_{pri_{RMS}} &= \frac{284,60}{26,484} \\
I_{pri_{RMS}} &= 10,75 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.46}$$

Para o cálculo da área de cobre necessária ao primário do transformador aplica-se o valor obtido em (4.46) e (4.15) na equação (2.37):

$$\begin{aligned}
A_{cu_{sec}} &= \frac{I_{pri_{RMS}}}{J} \\
A_{cu_{sec}} &= \frac{10,75}{230,42} \\
A_{cu_{sec}} &= 0,0466 \text{ cm}^2
\end{aligned} \tag{4.47}$$

No catálogo de fios AWG Egeneral (2000), utilizando fios AWG23 conforme a equação (2.23):

$$\begin{aligned}
N_{fios} &= \frac{A_{cu}}{A_{cuAWG23}} \\
N_{fios} &= \frac{0,0466}{0,002582} \\
N_{fios} &= 18,03 \text{ fios} \\
N_{fios} &\cong 18 \text{ fios AWG23}
\end{aligned} \tag{4.48}$$

4.6 Semicondutores

4.6.1 MOSFET

Utiliza-se um MOSFET de potência para se utilizar no conversor devida a sua capacidade de suportar altas correntes e devida a baixa resistência que estes componentes possuem entre *Drain* e *Source* intrínseca ao componente, que em altas potências podem dissipar calor devido ao efeito Joule podendo causar danos ao componente.

O valor de sua corrente de pico é calculada através da equação (2.49):

$$\begin{aligned}
I_{T_{pico}} &= \frac{I_o + I_{o\min}}{N'} + \frac{I_{mg}}{2} \\
I_{T_{pico}} &= \frac{300 + 7,50}{26,484} + \frac{0,70}{2} \\
I_{T_{pico}} &= 11,96 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.49}$$

O valor de sua corrente média é calculada através da equação (2.50):

$$\begin{aligned}
I_{T_{med}} &= \frac{I_o D_{\max}}{N'} \\
I_{T_{med}} &= \frac{300 \times 0,45}{26,484} \\
I_{T_{med}} &= 5,10 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.50}$$

O valor da tensão ($V_T = V_{DS}$) é calculado através da equação (2.51):

$$\begin{aligned}
V_T &= V_{i\max} \\
V_T &= 380 \text{ V}
\end{aligned} \tag{4.51}$$

Foi escolhido o MOSFET de potência IRF840 que possui as características expostas na Tabela 3:

Tabela 3 – Características do MOSFET IRF840.

Característica	Valor especificado
V_{DS}	500 V
I_D	8 A
I_{DM}	32 A
$R_{DS(on)}$	$< 0,85 \Omega$
V_{SD}	1,6 V

Fonte: STMicroelectronics (1998).

Tabela 4 – Características do conjunto de quatro MOSFETs IRF840 em paralelo.

Característica	Valor especificado para cada IRF840
$V_{DS} = V_T$	380 V
$I_D = I_{T_{med}}$	1,27 A
$I_{DM} = I_{T_{pico}}$	2,99 A
$R_{DS(on)}$	$< 0,21 \Omega$
V_{SD}	1,6 V

Fonte: STMicroelectronics (1998).

Utiliza-se quatro MOSFETs IRF840 em paralelo que minimizando a corrente média e de pico conforme equações (4.50) e (4.49) sobre cada componente de acordo com a Tabela 4:

Comparando a Tabela 3 com a Tabela 4, apenas um IRF840 seria suficiente para suportar as especificações calculadas nas equações (4.50), (4.49) e (4.51), porém são utilizados quatro IRF840 para evitar superaquecimento, diminuir a $R_{DS(on)}$ do conjunto e aumentar a vida útil dos componentes.

4.6.2 Diodos

Um diodo Schottky é escolhido de acordo com 2.4.4.2.

O valor de sua corrente de pico é calculada através da equação (2.52):

$$\begin{aligned}
 I_{D_{pico}} &= I_o + I_{o \min} \\
 I_{D_{pico}} &= 300 + 7,58 \\
 I_{D_{pico}} &= 307,58 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{4.52}$$

O valor de sua corrente média é calculada através da equação (2.53):

$$\begin{aligned}
I_{D_{med}} &= I_o D_{\max} + \frac{I_o}{2} (1 - 2D_{\max}) \\
I_{D_{med}} &= 300 \times 0,45 + \frac{300}{2} (1 - 2 \times 0,45) \\
I_{D_{med}} &= 150 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.53}$$

A tensão de pico inversa (PIV) é calculado pela equação (2.54), sendo o V_d típico de 0,7V:

$$\begin{aligned}
V_{D_{\max}} &= \frac{V_{i_{\max}}}{N} - V_d \\
V_{D_{\max}} &= \frac{380}{13,242} - 0,7 \\
V_{D_{\max}} &= 27,60 \text{ V}
\end{aligned} \tag{4.54}$$

Foi escolhido o diodo Schottky MBR6045PT que possui as características expostas na Tabela 5:

Tabela 5 – Características do diodo Schottky MBR6045PT.

Característica	Valor especificado
$V_{D_{\max}}$	45 V
$I_{D_{med}}$	60 A
$I_{D_{pico}}$	120 A
V_F na condição de $I_F = 30A$ e $T_c = 25^\circ C$	0,75 V

Fonte: STMicroelectronics (2001).

É necessário um conjunto de três diodos Schottky MBR6045PT para atender as especificações das equações (4.54), (4.53) e (4.52) para manter uma margem de segurança utilizaremos cinco diodos MBR6045PT.

4.7 Snubber

Durante a comutação dos semicondutores do conversor CC/CC, pode ocorrer oscilações de alta frequência devido a indutância e capacitâncias parasitas que ocorrem nos transistores, diodos e na placa de circuito impresso devido as altas variações² de tensão e corrente.

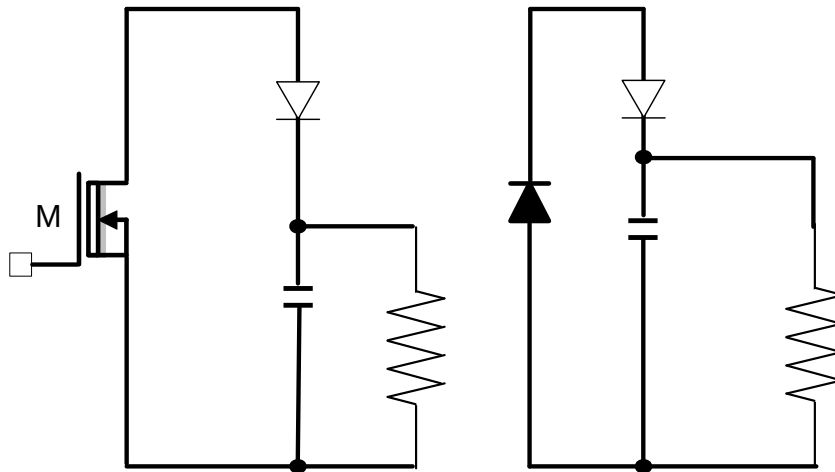
De acordo com Treviso (1999), os snubbers dissipativos servem também para evitar picos elevados de tensão nos semicondutores, protegendo-os.

² Chamadas também de derivadas.

A forma de se evitar este problema é a utilização do Snubber, podendo ser associado em série ou paralelo com o componente a ser protegido, mantendo a chave numa faixa de operação segura. Pode ser do tipo dissipativo onde o elemento resistivo dissipa o calor ou não-dissipativo quando a dissipação ocorre devido as não-idealidades do semiconductor (FERREIRA, 2009)

Segundo Treviso (1999), o snubber é capaz de fornecer um caminho alternativo para a corrente, tendo sua atuação maximizada quanto sua posição na placa de circuito impresso for mais próxima do semiconductor. A Figura 38 mostra os esquema mais comuns dos snubbers dissipativos.

Figura 38 – Snubbers dissipativos convencionais para o MOSFET e o diodo.



Fonte: Treviso (1999).

Um modo empírico com bons resultados para o cálculo da resistência e da capacitância do snubber é obtido respectivamente pela equações (4.55) e (4.56) (TREVISIO, 1999; FERREIRA, 2009):

$$R = \frac{V_{\max}^2}{P} \quad (4.55)$$

$$C = \frac{-T_s}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)} \quad (4.56)$$

Utiliza-se os seguintes critérios (TREVISIO, 1999):

1. Verifica-se qual a tensão máxima que o semiconductor vai operar;
2. Dimensiona-se o resistor para que dissipe uma potência a escolher desta tensão.

3. Com o valor da resistência, dimensiona-se o capacitor que segundo Maniktala (2006) deve ser preferencialmente cerâmico, de modo que a tensão caia para 90% da tensão máxima.

4.7.1 Procedimento de Projeto do *Snubber* do Conversor CC/CC

A tensão máxima que o conversor vai operar é obtida pela equação (4.51), a potência escolhida do resistor utilizado no snubber será de 1 W para evitar sobreaquecimento da placa de circuito impresso, substituindo os valores na equação (4.55):

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{V_{\max}^2}{P} \\
 R &= \frac{380^2}{1} \\
 R &= 144400 \, \Omega
 \end{aligned} \tag{4.57}$$

O resistor do *snubber* do conversor a ser utilizado será o valor comercial de $150 \, k\Omega \times 1 \, W$.

O valor do capacitor será obtido através da equação (4.56), substituindo o valor de $T_s=20 \, \mu s$ pois, a frequência de comutação é de 50 kHz; o valor da resistência comercial utilizada no snubber que é de $150 \, k\Omega$ e a relação entre V_{c1} e V_{c0} que será de 90% ou 0,9.

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{-T_s}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)} \\
 C &= \frac{-20 \times 10^{-6}}{150 \times 10^3 \times \ln(0,9)} \\
 C &= 1,26 \times 10^{-9} \, F
 \end{aligned} \tag{4.58}$$

O capacitor do snubber do conversor a ser utilizado será o valor comercial de 2,2nF.

O diodo do *snubber* escolhido foi o diodo de alta velocidade UF4007 com as características expostas na Tabela 6:

Tabela 6 – Características do diodo UF4007.

Característica	Valor especificado
$V_{D_{\max}}$	1000 V
$I_{D_{med}}$	1 A
$I_{D_{pico}}$	30 A
t_{rr}	75 ns

Fonte: Fairchild Semiconductor Corporation (2005).

4.7.2 Procedimento de Projeto do *Snubber* dos Diodos de Saída

A tensão máxima que o filtro LC vai operar é obtida pela equação (4.54), a potência escolhida do resistor utilizado no snubber será de 1 W, substituindo os valores na equação (4.55):

$$\begin{aligned} R &= \frac{V_{\max}^2}{P} \\ R &= \frac{27,60^2}{1} \\ R &= 761,76 \, \Omega \end{aligned} \tag{4.59}$$

O resistor do snubber do filtro LC a ser utilizado serão dois resistores em paralelo com o valor comercial de 2,2 k Ω X 1W.

O valor do capacitor será obtido através da equação (4.56), substituindo o valor de $T_s=20\mu s$ pois, a frequência de comutação é de 50 kHz; o valor da resistência comercial utilizada no snubber que é de 1,1 k Ω e a relação entre V_{c1} e V_{c0} que será de 90% ou 0,9.

$$\begin{aligned} C &= \frac{-T_s}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)} \\ C &= \frac{-20 \times 10^{-6}}{1,1 \times 10^3 \times \ln(0,9)} \\ C &= 172,50 \times 10^{-9} \, F \end{aligned} \tag{4.60}$$

O capacitor do *snubber* do conversor a ser utilizado será o valor comercial de 220 nF.

O diodo do *snubber* escolhido foi o diodo de alta velocidade UF4007 com as características expostas na Tabela 6 (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION, 2005).

4.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o dimensionamento dos componentes do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente utilizado para fornecer a tensão de saída de 14,4 V e corrente máxima de 300 A.

Foi realizado o dimensionamento dos seus elementos e de seus *snubbers*.

No próximo capítulo será abordado a simulação e as principais formas de onda do conversor CC/CC com dobrador de corrente e do seu conversor buck equivalente em malha aberta e do conversor buck equivalente em malha fechada.

5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC/CC

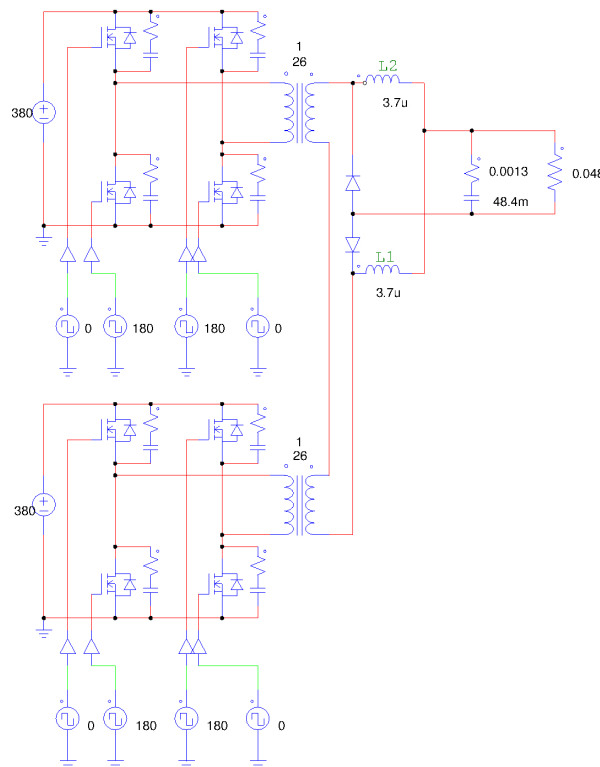
Neste capítulo serão apresentados os resultados para simulação em malha aberta e malha fechada do conversor projetado no capítulo 4, com as suas principais formas de onda.

Para efetuar a simulação foi utilizado o *software* PSIM na versão 9.1.

5.1 Malha Aberta

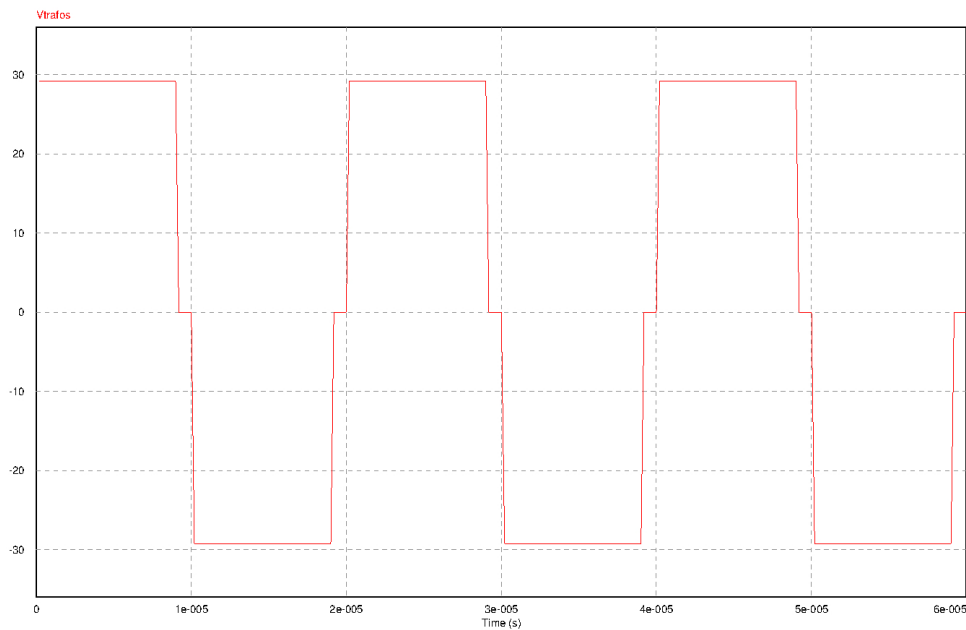
O circuito da Figura 39 foi desenhado e simulado com carga resistiva com o objetivo de prever o funcionamento do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente em uma situação real. A forma de onda da tensão obtida na saída dos dois transformadores em série é apresentada na Figura 40.

Figura 39 – Esquema utilizado na simulação do conversor CC/CC com dobrador de corrente em malha aberta.



Fonte: O autor.

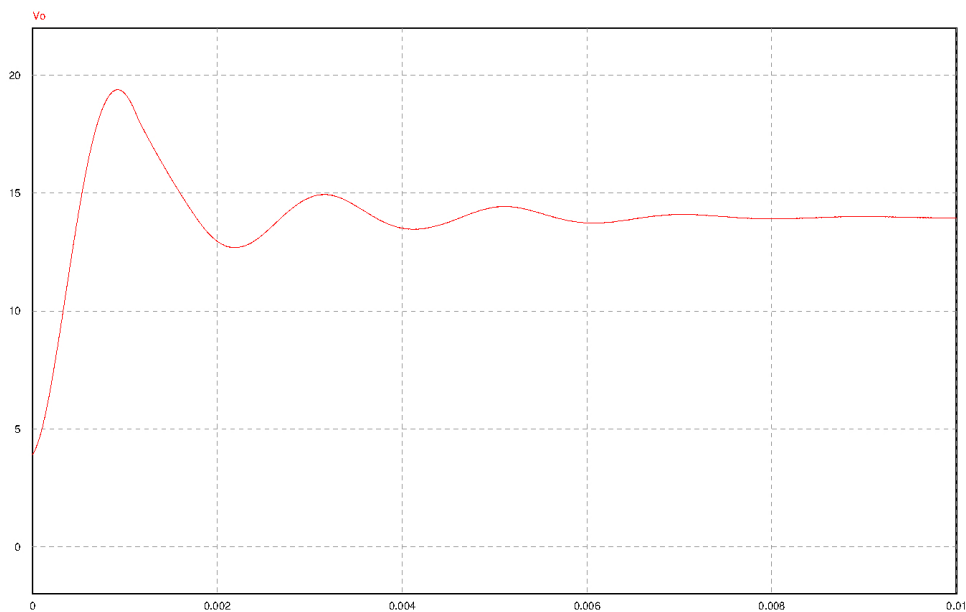
Figura 40 – Forma de onda da tensão de saída dos dois transformadores em série na simulação do conversor em malha aberta.



Fonte: O autor.

A forma de onda da tensão de saída (V_o) do conversor é apresentada na Figura 41.

Figura 41 – Forma de onda da tensão de saída do conversor na simulação em malha aberta.

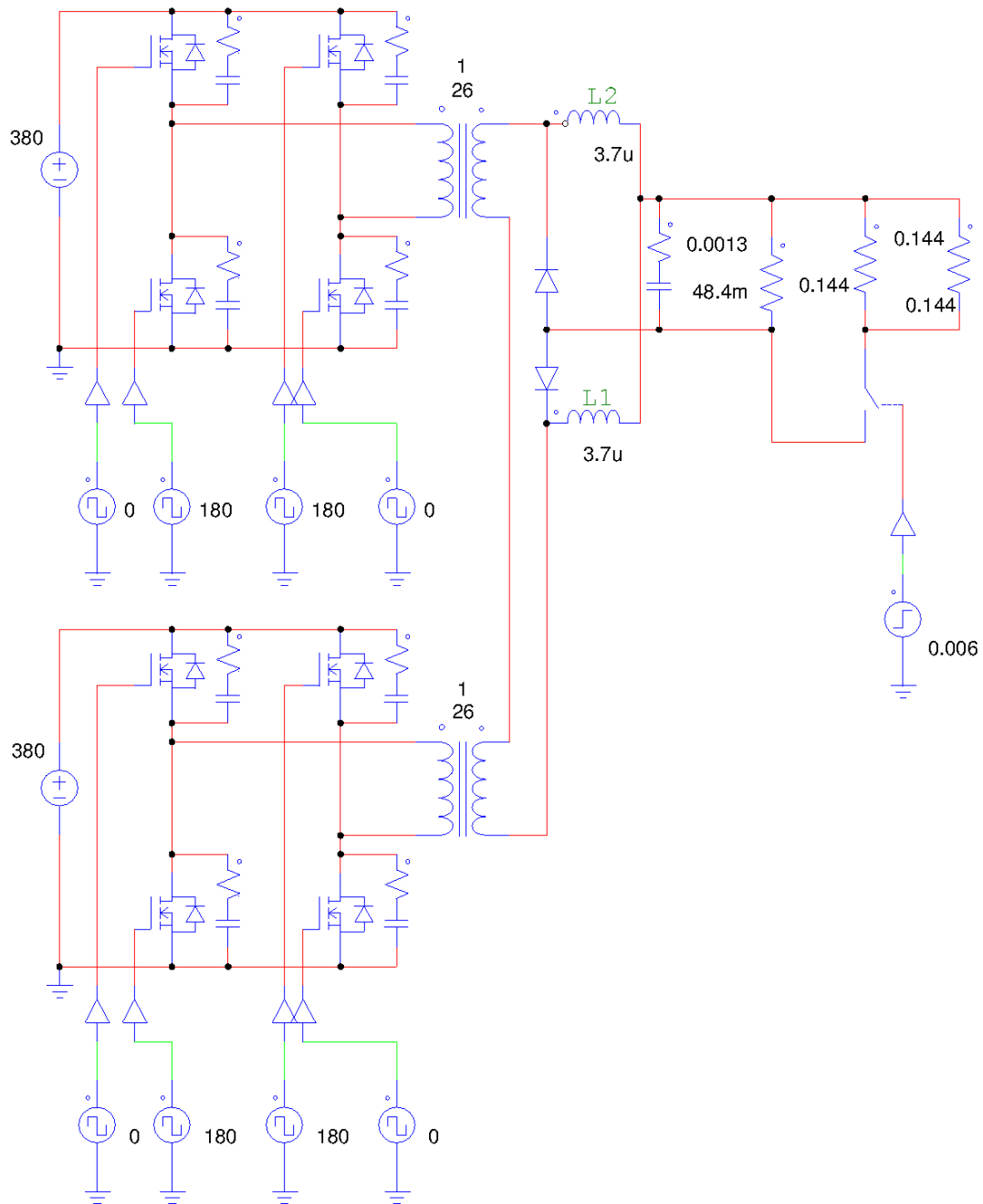


Fonte: O autor.

O circuito da Figura 42 foi utilizado para se obter uma elevação de corrente de 100 A

a 300 A no tempo de 0,006 segundos em malha aberta.

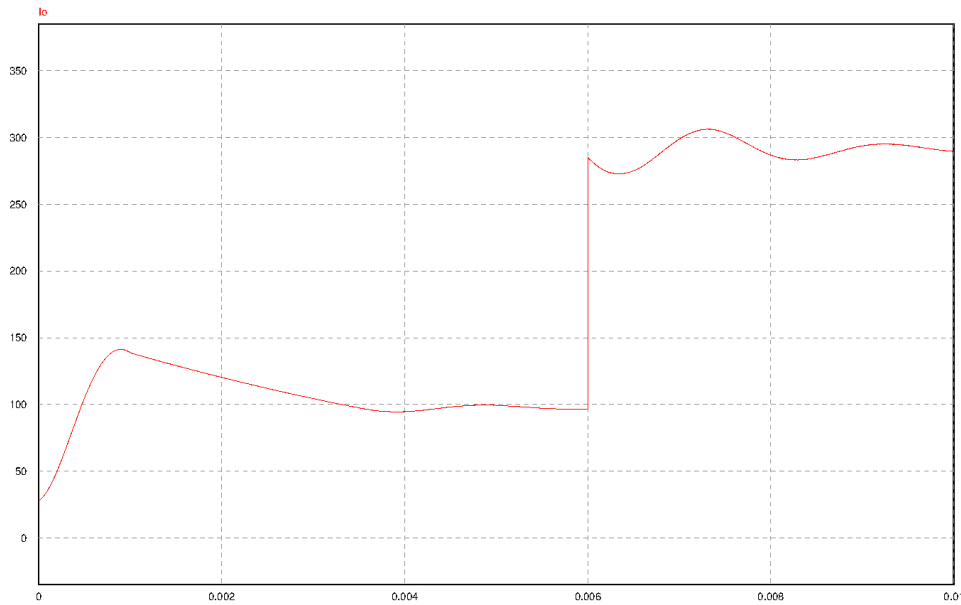
Figura 42 – Esquema utilizado na simulação do conversor em malha aberta para um degrau de corrente de saída.



Fonte: O autor.

A forma de onda para um degrau de corrente de saída de 100 A a 300 A no tempo de 0,006 segundos em malha aberta é apresentada na Figura 43.

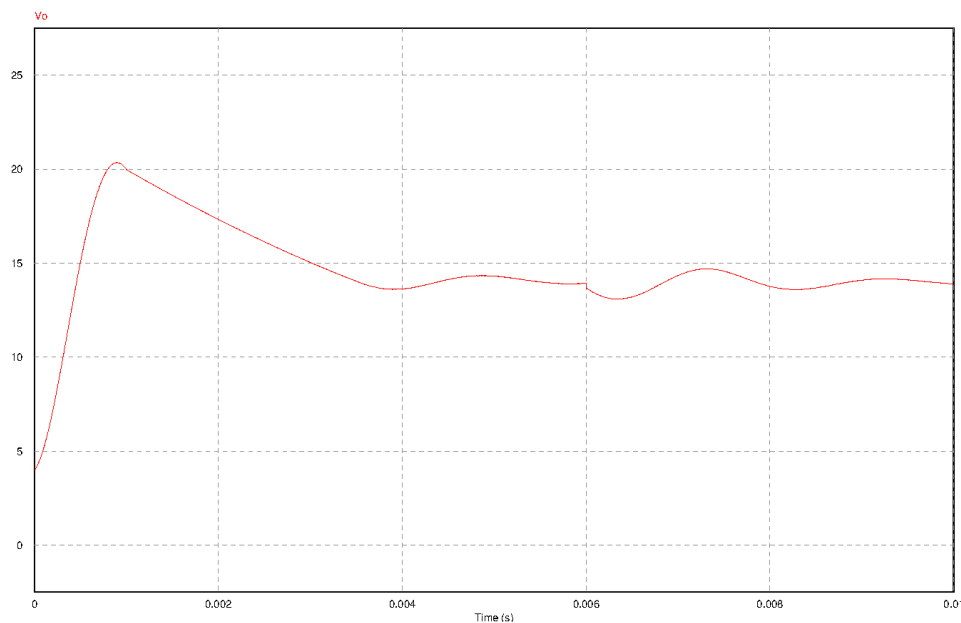
Figura 43 – Forma de onda de um degrau de corrente de saída do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente na simulação em malha aberta.



Fonte: O autor.

A forma de onda da tensão de saída (V_o) para o conversor em malha aberta submetido ao degrau de corrente de saída da Figura 43 é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Forma de onda da tensão de saída para um degrau de corrente do conversor CC/CC com dobrador de corrente na simulação em malha aberta.

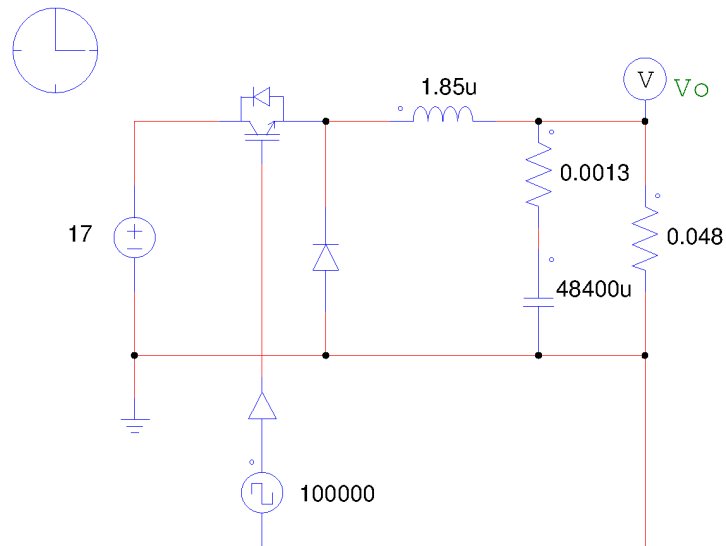


Fonte: O autor.

5.1.1 *Buck* Equivalente

O buck equivalente do conversor foi abordado na subseção 3.1.1 e simulado no PSIM através do circuito 45.

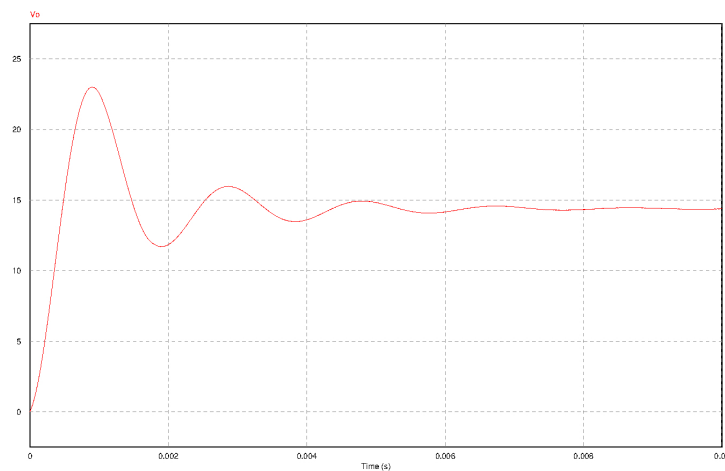
Figura 45 – Esquema do circuito *Buck* equivalente utilizado na simulação do conversor em malha aberta.



Fonte: O autor.

A forma de onda da tensão de saída (V_o) do conversor é apresentada na Figura 46.

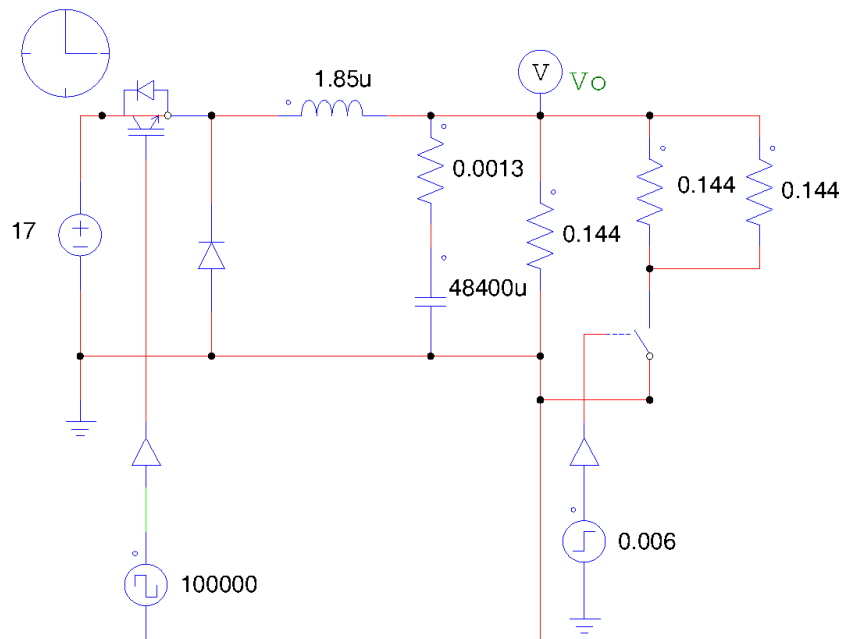
Figura 46 – Forma de onda da tensão de saída do buck equivalente do conversor na simulação em malha aberta.



Fonte: O autor.

O circuito 47 foi utilizado para se obter uma elevação de corrente de 100 A a 300 A no tempo de 0,006 segundos no conversor buck equivalente em malha aberta.

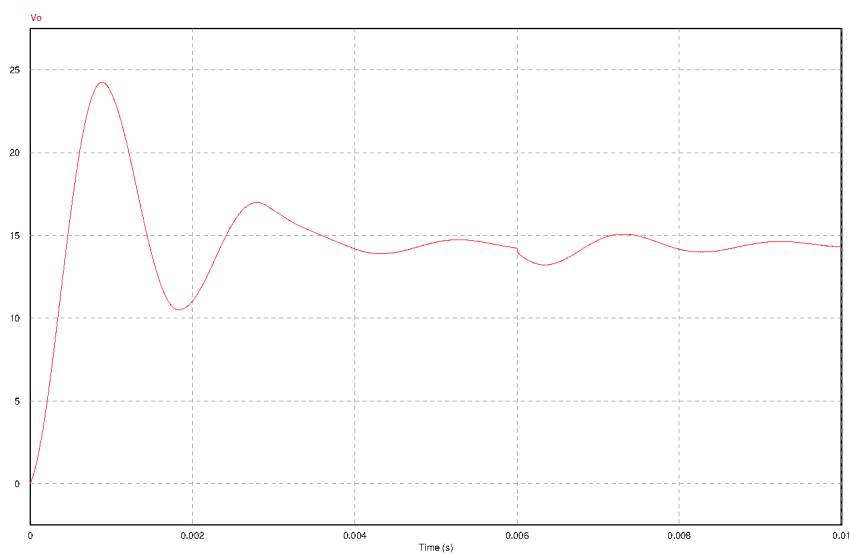
Figura 47 – Esquema utilizado na simulação do conversor buck equivalente em malha aberta para um degrau de corrente de saída.



Fonte: O autor.

A forma de onda da tensão de saída (V_o) para o conversor buck equivalente em malha aberta submetido ao degrau de corrente de saída é apresentado na Figura 48.

Figura 48 – Forma de onda da tensão de saída para um degrau de corrente do conversor buck equivalente na simulação em malha aberta.

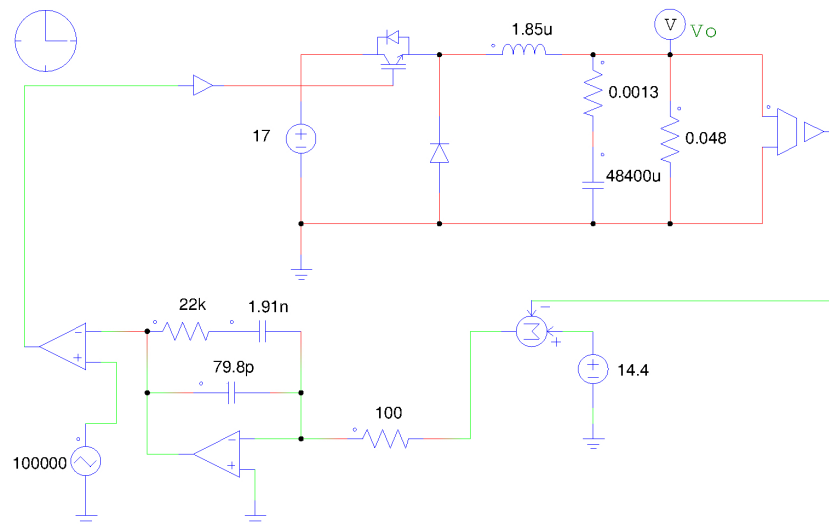


Fonte: O autor.

5.2 Malha Fechada

A simulação em malha fechada utilizando o compensador abordado na subseção 3.2.1 foi realizada no software PSIM no circuito equivalente buck conforme o circuito apresentado na Figura 49.

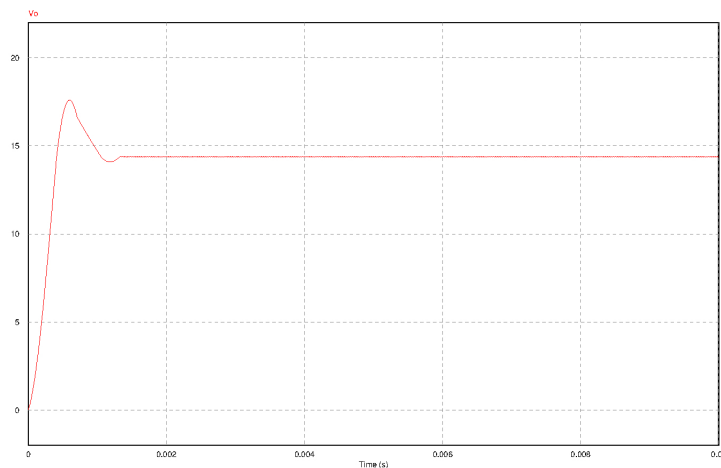
Figura 49 – Esquema utilizado na simulação do conversor em malha fechada.



Fonte: O autor.

A forma de onda da tensão de saída (V_o) do conversor buck equivalente em malha fechada da Figura 49 é apresentada na Figura 50 para uma corrente de saída de 300 A.

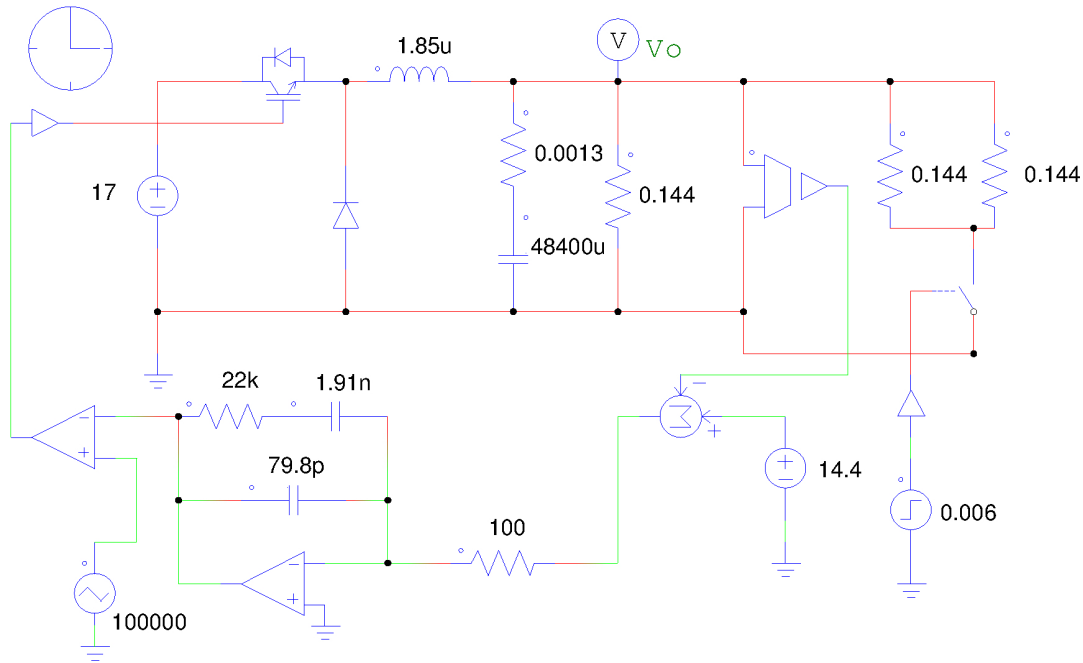
Figura 50 – Forma de onda da tensão de saída do buck equivalente do conversor na simulação em malha fechada.



Fonte: O autor.

O circuito da Figura 51 foi utilizado para se obter uma elevação de corrente de 100 A a 300 A no tempo de 0,006 segundos em malha fechada.

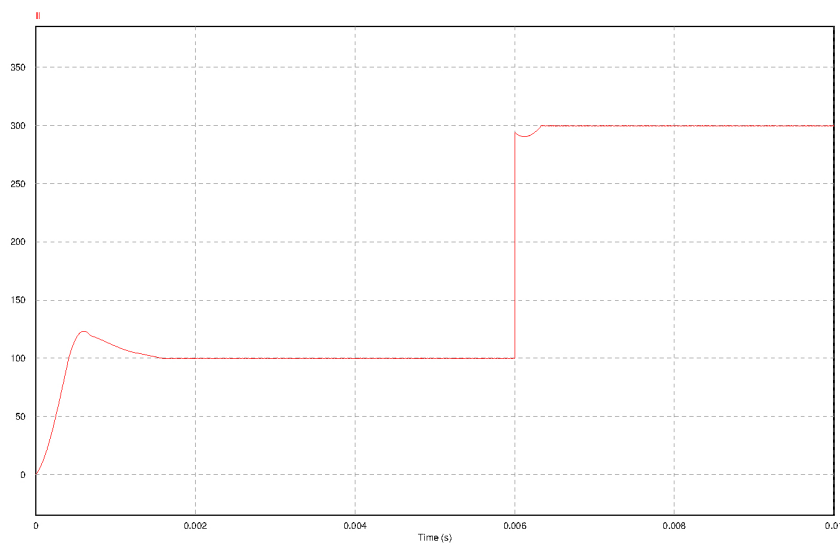
Figura 51 – Esquema utilizado na simulação do conversor CC/CC *buck* equivalente em malha fechada para um degrau de corrente de saída.



Fonte: O autor.

A forma de onda para um degrau de corrente de saída de 100 A a 300 A no tempo de 0,006 segundos em malha fechada é apresentada na Figura 52.

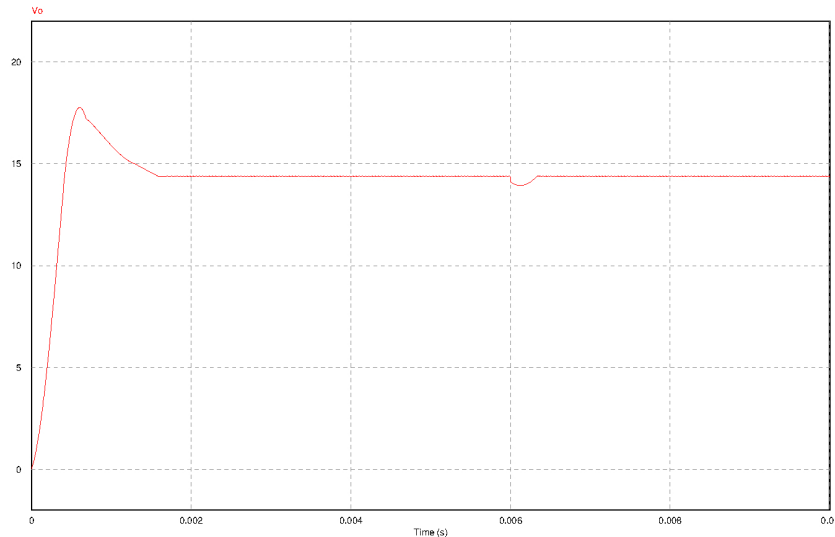
Figura 52 – Forma de onda para um degrau de corrente de saída do conversor na simulação em malha fechada.



Fonte: O autor

A forma de onda da tensão de saída (V_o) para o conversor em malha fechada submetido ao degrau de corrente de saída da Figura 52 é apresentado na Figura 53.

Figura 53 – Forma de onda da tensão de saída de um degrau de corrente do conversor na simulação em malha fechada.



Fonte: O autor.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas a simulação e as principais formas de onda do conversor CC/CC onda-completa com dobrador de corrente demonstrando a semelhança dos resultados conforme as Figuras 41 e 46.

Quando submetidos a um degrau de corrente em malha aberta conforme a Figura 43 apresenta a forma de onda da tensão de saída no conversor CC/CC com dobrador de corrente apresentado na Figura 44 e a forma de tensão de saída no seu *buck* equivalente em malha aberta na Figura 48, mostrando resultados semelhantes.

Utilizando o mesmo conversor *buck* equivalente em malha fechada conforme a Figura 51 e aplicando um degrau de corrente de saída conforme a Figura 52 apresenta a forma de onda da tensão de saída da Figura 52 evidenciando a minimização da influência da elevação de corrente na tensão de saída de um conversor em malha fechada.

No próximo capítulo serão abordados os resultados experimentais, as principais formas de onda, a regulação de tensão e o rendimento do conversor CC/CC.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados de testes em laboratório.

Serão apresentadas as principais formas de onda e gráfico de rendimento bem como a regulação e a potência máxima atingida.

6.1 Retificador de Entrada

Foram construídos dois retificadores de entrada com potência máxima de saída individual de 2160 W sendo que cada retificador possui um detector de tensão 127/220 V e um controle de corrente de *Inrush* conforme explicitado no anexo E.4.

Os valores de rendimento, regulação e potência de entrada foram obtidos de forma individual para um módulo de retificador de entrada (retificador 1).

6.1.1 Valores do Seletor de Tensão 127/220 V

As tensões de entrada para o acionamento do relê seletor de tensão conforme anexo E.4 estão expostas na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores de tensões mínimas do seletor 127/220 V.

	Tensão mínima de acionamento do relê	Tensão mínima de desligamento do relê
Ret. 1	88 V	210 V
Ret. 2	96 V	148 V

Fonte: O autor.

6.1.2 Rendimentos

De acordo com o anexo E.2, o rendimento de uma máquina elétrica é calculado através da equação (E.1).

6.1.2.1 Retificador de entrada sob a tensão de 127 V

Os valores obtidos por um módulo do retificador de entrada estão informados na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores de tensão e corrente no retificador de entrada em 127 V.

$V_{saída}$	$I_{entrada}$	$I_{saída}$
320 V	7,8 A	2,5 A
319 V	9,2 A	2,9 A
317 V	11,12 A	3,6 A
310 V	13,88 A	4,5 A
297 V	18,6 A	6,2 A
284 V	23 A	7,9 A

Fonte: O autor.

6.1.2.2 Retificador de entrada sob a tensão de 220V

Os valores obtidos por um módulo do retificador de entrada estão informados na Tabela 9.

Tabela 9 – Valores de tensão e corrente no retificador de entrada em 220 V.

$V_{saída}$	$I_{entrada}$	$I_{saída}$
298 V	4,46 A	2,2 A
298 V	4,87 A	2,3 A
297 V	5,27 A	2,5 A
297 V	5,78 A	2,8 A
296 V	6,46 A	3,1 A
294 V	7,29 A	3,5 A
292 V	8,62 A	4,3 A
287 V	10,52 A	5,3 A
286 V	11,42 A	5,9 A
280 V	13,42 A	7,6 A
278 V	14,41 A	8,7 A
279 V	15 A	10,3 A

Fonte: O autor.

6.1.3 Regulação e Potência Máxima

A regulação de uma máquina elétrica é calculado através da equação (6.1) (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006):

$$\text{Re } g\% = \frac{(V_{sem_carga} - V_{carga_total})}{V_{carga_total}} 100 \quad (6.1)$$

6.1.3.1 Retificador de entrada na tensão de 127 V

A tensão de saída (V_{sem_carga}) sem carga tem valor de 362 V e a tensão de saída a plena carga (V_{carga_total}) tem o valor de 284 V aplicando a equação (6.1) obtém-se o resultado explicitado em (6.2).

$$\begin{aligned} Reg\% &= \frac{(V_{sem_carga} - V_{carga_total}) 100}{V_{carga_total}} \\ Reg\% &= \frac{(362 - 284) 100}{284} \\ Reg\% &= 27,46 \% \end{aligned} \quad (6.2)$$

A potência máxima de saída atingida pelo retificador de entrada conforme a Tabela 8 temos em (6.3).

$$\begin{aligned} P_{\max_{127\ V}} &= V_{\max_{127\ V}} I_{\max_{127\ V}} \\ P_{\max_{127\ V}} &= 284 \times 7,9 \\ P_{\max_{127\ V}} &= 2243,6\ W \end{aligned} \quad (6.3)$$

6.1.3.2 Retificador de entrada na tensão de 220 V

A tensão de saída (V_{sem_carga}) sem carga tem o valor de 323 V e a tensão de saída a plena carga (V_{carga_total}) tem o valor de 279 V aplicando a equação (6.1) obtém-se o resultado explicitado em (6.4).

$$\begin{aligned} Reg\% &= \frac{(V_{sem_carga} - V_{carga_total}) 100}{V_{carga_total}} \\ Reg\% &= \frac{(323 - 279) 100}{279} \\ Reg\% &= 13,62 \% \end{aligned} \quad (6.4)$$

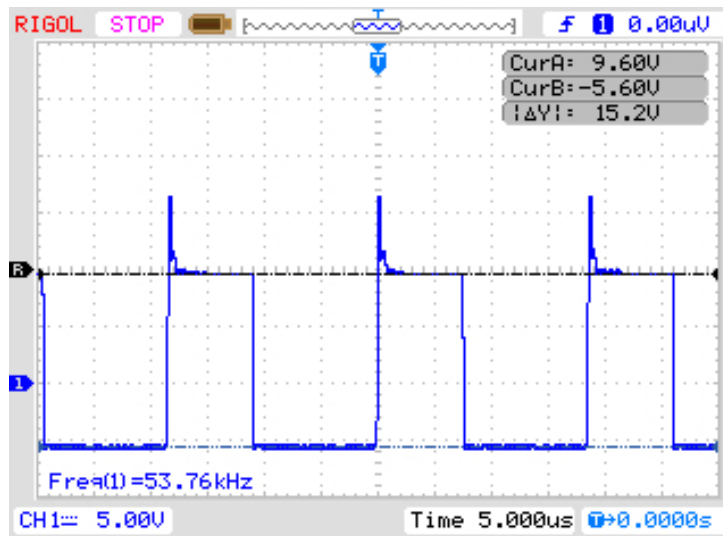
A potência máxima de saída atingida pelo retificador de entrada conforme a Tabela 9 é obtida em (6.5).

$$\begin{aligned} P_{\max_{220\ V}} &= V_{\max_{220\ V}} I_{\max_{220\ V}} \\ P_{\max_{220\ V}} &= 279 \times 10,37 \\ P_{\max_{220\ V}} &= 2873,7\ W \end{aligned} \quad (6.5)$$

6.2 Circuito de Controle

Inicialmente o primário do transformador de pulso dos drivers foi enrolado com 20 espiras, no entanto, a tensão de pico atingida mesmo sem a conexão com o MOSFET ficou abaixo de 10 V, valor ideal para o correto acionamento do IRF840 conforme STMicroelectronics (1998) de acordo com a Figura 54.

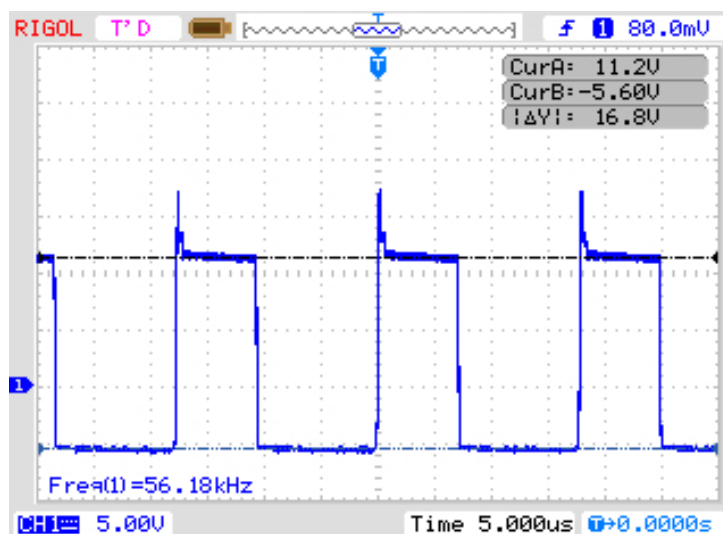
Figura 54 – Forma de onda da saída do driver 7 com 20 espiras a vazio.



Fonte: O autor

O enrolamento do primário foi alterado para 18 espiras com a finalidade de aumentar a tensão de pico de saída conforme mostra a Figura 55.

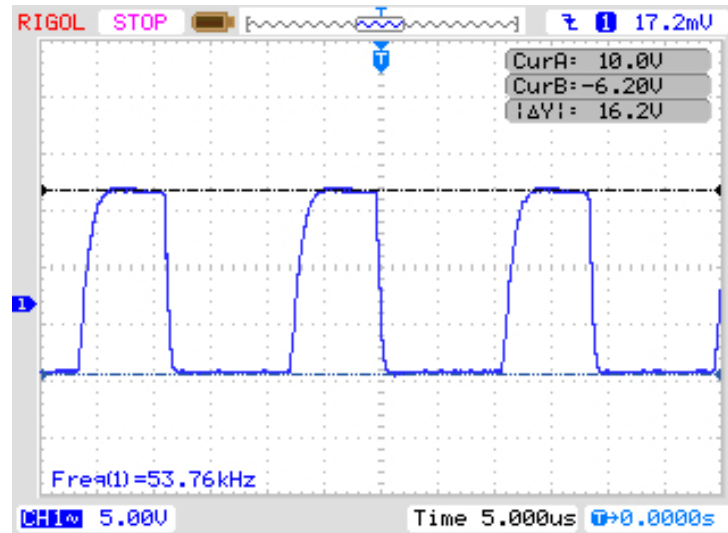
Figura 55 – Forma de onda da saída do driver 7 com 18 espiras a vazio.



Fonte: O autor.

Quando foram conectados os MOSFET, houve uma diminuição de picos de tensão, no entanto, a tensão de pico ficou próxima ao esperado (10 V) conforme a Figura 56.

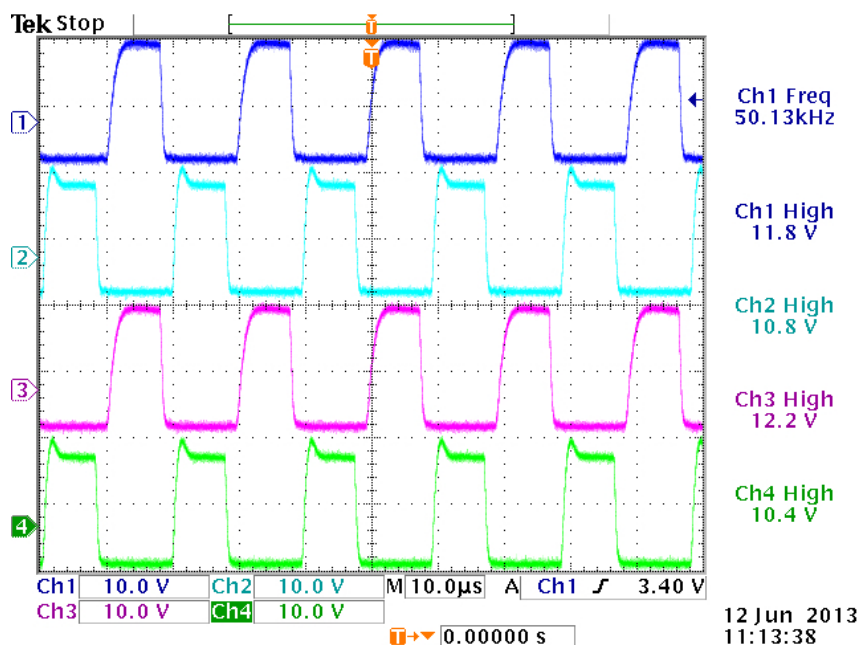
Figura 56 – Forma de onda da saída do driver 7 com 18 espiras conectado ao MOSFET.



Fonte: O autor.

Desta forma, as formas de onda para os *gate drivers* 1 a 4 são mostrados na Figura 57.

Figura 57 – Formas de onda da saída dos drivers 1 a 4 com 18 espiras conectados aos MOSFETs.

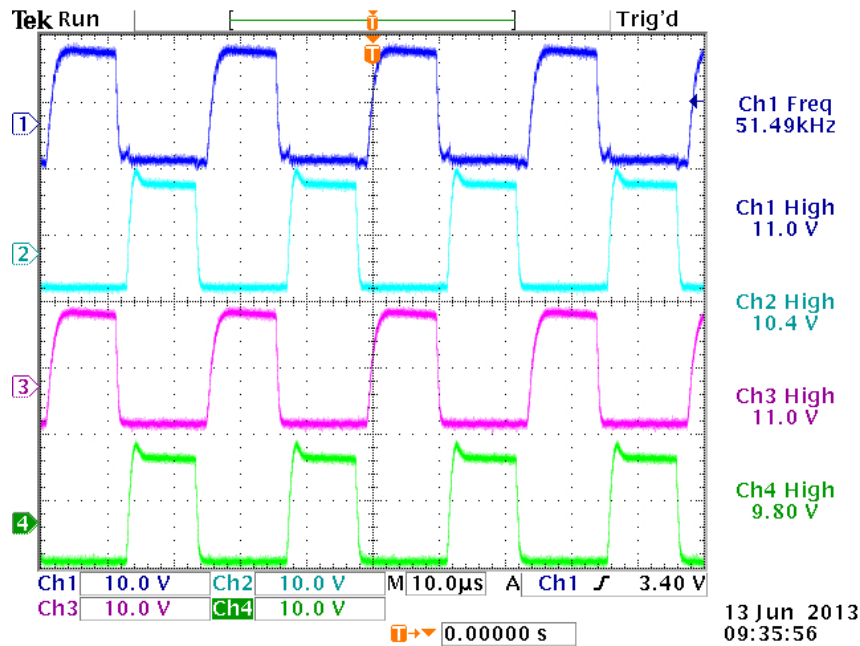


Fonte: O autor.

As formas de onda dos drives 5 a 8 são representadas na Figura 58.

As formas de onda representadas nas Figuras 57 e 58 assemelham-se aos sinais teóricos apresentados no circuito de controle exposto na Figura 28.

Figura 58 – Formas de onda da saída dos drivers 5 a 8 conectados aos MOSFETs.

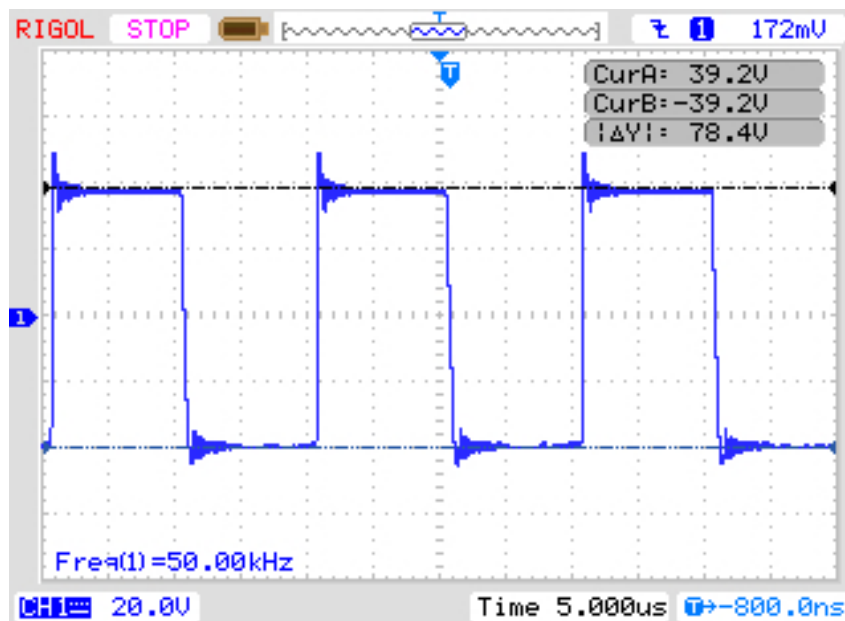


Fonte: O autor.

6.3 Conversor CC/CC

A forma de onda da tensão de saída dos transformadores para o conversor CC/CC em malha aberta é apresentada na Figura 59.

Figura 59 – Forma de onda da tensão de saída dos transformadores do conversor CC/CC.



Fonte: O autor.

O rendimento é calculado através da equação (E.1).

Os valores obtidos de tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída pelo conversor CC/CC estão informados na Tabela 10.

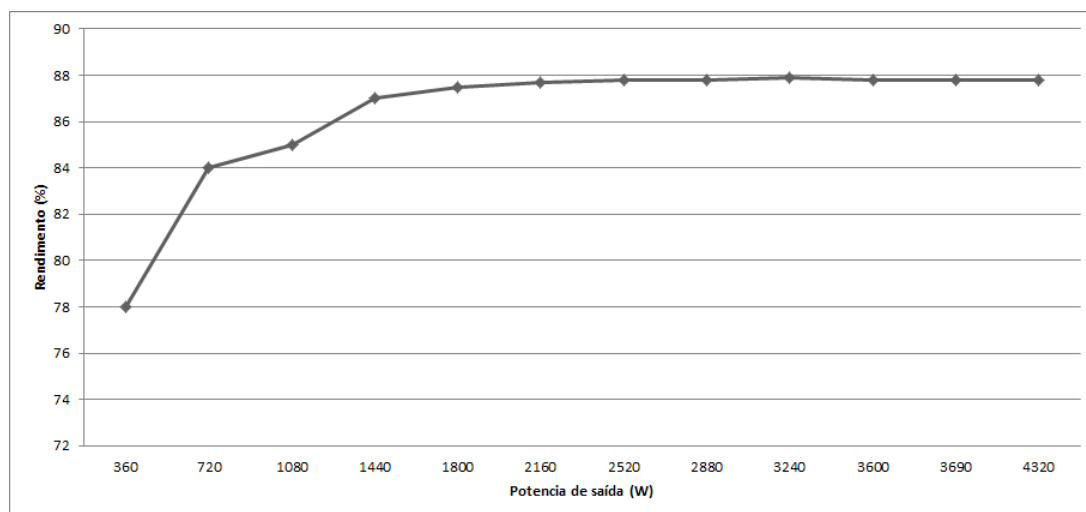
Tabela 10 – Valores de tensão e corrente no conversor CC/CC.

$V_{saída}(V)$	$I_{entrada}(A)$	$I_{saída}(A)$
14,37	3,6	25,1
14,37	6,7	50,1
14,37	10	75,2
14,37	13	100,2
14,35	16,2	125,5
14,35	19,4	150,6
14,35	22,6	175,7
14,35	25,8	200,8
14,34	29	226,1
14,34	32,3	251,2
14,34	33,1	257,5
14,34	38,7	301,5

Fonte: O autor.

A curva de rendimento levando-se em conta a potência de entrada do conversor (secundário dos transformadores) e a potência de saída do conversor é apresentado na Figura 60.

Figura 60 – Curva de rendimento *versus* potência demandada na saída do conversor CC/CC.



Fonte: O autor.

A tensão de saída (V_{sem_carga}) sem carga possui valor de 14,40 V e a tensão de saída a plena carga (V_{carga_total}) possui o valor de 14,34 V. Aplicando-se a equação (6.1) obtém-se o resultado explicitado em (6.6).

$$\begin{aligned} Re\ g\% &= \frac{(V_{sem_carga} - V_{carga_total}) 100}{V_{carga_total}} \\ Re\ g\% &= \frac{(14,40 - 14,34) 100}{14,34} \\ Re\ g\% &= 0,42\ \% \end{aligned} \quad (6.6)$$

A potência máxima de saída atingida pelo retificador de entrada conforme a Tabela 10 possui o resultado na equação (6.7).

$$\begin{aligned} P_{max} &= V_{max} I_{max} \\ P_{max} &= 14,34 \times 301,5 \\ P_{max} &= 4323,51\ W \end{aligned} \quad (6.7)$$

6.4 Conclusão

A potência máxima do retificador de entrada em 127 V (2243,6 W) e em 220 V (2873,7 W) de acordo com (6.3) e (6.5) foram superiores a potência almejada de 2160 W por retificador conforme a seção 6.1.

A regulação do retificador de entrada em 127 V no valor de 27,46 % foi quase o dobro da obtida na opção de 220 V no valor de 13,62 % conforme verificamos respectivamente em (6.2) e (6.4) devido a corrente de entrada na opção de 220 V ser a metade da opção de 127 V.

O IRF840 necessita de um valor típico de 10 V para realizar a comutação conforme STMicroelectronics (1998), foi obtido o valor desejado diminuindo as espiras dos primários de 20 para 18 como mostra os gráficos 54 e 55. Os sinais de saída do circuito de controle sofrem um ligeira atenuação e queda de tensão de pico quando conectados ao MOSFET conforme observado nos gráficos 56 e 57.

O rendimento do conversor CC/CC em malha fechada foi aumentando de acordo com o aumento de potência demandada conforme mostra a Figura 60. O circuito de controle em malha fechada aumentava a transferência de potência demanda da entrada de acordo com o aumento da potência exigida na saída, sendo a sua regulação de 0,42%.

No próximo capítulo serão expostas as conclusões finais do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

7 CONCLUSÃO GERAL

Apresenta-se neste trabalho, todo o desenvolvimento e construção do circuito de controle e circuito de potência para obter uma fonte com tensão de 14,4 V e capacidade máxima de 300 A.

O projeto busca a aplicação no setor de som automotivo porém, permite a utilização opcional como carregador de baterias (na opção fonte de corrente) ou partida de motores veiculares sem bateria.

Tornou-se possível a construção da fonte chaveada pela utilização do conversor CC/CC ponte-completa com dobrador de corrente possuindo seleção automática de tensão de entrada, podendo atuar na tensão de 127 V ou 220 V (bivolt).

O circuito de controle utilizando por base o CI3525 para realizar o controle por largura de pulsos mostrou robustez, trabalhando em malha fechada permitindo controle de tensão ou corrente. Buscando a generalidade do circuito de comando foi incrementado com circuitos adicionais como sincronismo, controle de temperatura e corrente de surto do retificador de entrada.

No desenvolvimento foram realizados ajustes, principalmente de ordem construtiva que só foram detectados na prática com o funcionamento do circuito de controle em conjunto com a placa de potência.

A forma modular utilizada, permitiu que possa contruir fontes chaveadas para qualquer faixa de potência.

As dimensões da fonte foram de 405 X 390 X 135 mm com peso de 15,7 kg.

Os resultados experimentais comprovam a eficiência da fonte chaveada com rendimento crescente de acordo com a aproximação da potência máxima estipulada (4320 W) e regulação de 0,42 %.

Obteve-se uma fonte simples, robusta e com viabilidade comercial.

7.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

- Implementação de um controle micro processado.
- Utilizar MOSFET como diodo de potência no estágio do retificador de saída a partir de um circuito lógico adicional no circuito de controle.
- Estudo de aplicações em cargas indutivas.
- Dimensionamento do dissipador a partir do cálculo das perdas dos semicondutores.

7.2 Produção Técnica e Científica

O resultado das atividades de pesquisa do programa de mestrado resultaram nas produções bibliográficas.

7.2.1 Artigos Aceitos para Publicação

1. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Stabilized supply in voltage 14.4 v and 300 a current for automotive applications. *IEEE 2013 ICCVE International Conference on Connected Vehicles and Expo, Las Vegas, NV, USA*. [S.l.: s.n.], 2013.
2. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Stabilized supply in voltage 14.4 v and 300 a current for automotive applications. *IEEE 2014 SAE World Congress & Exhibition, Detroit, MI, USA*. [S.l.: s.n.], 2014.
3. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Stabilized supply in voltage 14.4 v and 300 a current for automotive applications. *IEEE 2014 ICIT International Conference on Industry Technology, Busan, Korea*. [S.l.: s.n.], 2014.
4. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Stabilized supply in voltage 14.4 v and 300 a current for automotive applications. *IEEE 2014 IPEC International Power Electronics Conference, Hiroshima, Japan*. [S.l.: s.n.], 2014.

7.2.2 Artigos Publicados

1. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Stabilized supply in voltage 14.4 v and 300 a current for automotive applications. *International Journal of Engineering Inventions (IJEI)*, 2013. v. 3, p. 60-66. Disponível em: <<http://www.ijeijournal.com/pages-v3i2.html>>.
2. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Design and study of a dc/dc converter for high power, 14,4 v and 300 a for automotive applications. In: *ICEET 2014: International Conference on Electrical Engineering and Technology Rio de Janeiro, RJ, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2014. v. 8, p.220. Disponível em: <<http://www.waset.org/Publications>>.

7.2.3 Artigo Submetido

1. OLIVEIRA, J. C. L. de; TREVISO, C. H. G. Projeto completo de uma fonte de alta potência para aplicações automotivas. *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência SOBRAEP*, 2014.

Referências

AHMED, A. *Eletrônica de potência*. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000. Citado na página 132.

ALVES, R. L. *Fontes Auxiliares de Alimentação para Conversores de Alta Potência e Elevada Tensão no Barramento CC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2 2003. Citado 7 vezes nas páginas 43, 52, 53, 54, 55, 57 e 71.

BARBI, I. *Eletrônica de potência*. Florianópolis: Ed. do Autor, 2006. Citado na página 132.

BARBI, I. *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: Ed. do autor, 2007. 334 p. Citado 20 vezes nas páginas 31, 38, 43, 46, 52, 59, 60, 62, 63, 66, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 140 e 148.

BATES, D.; MALVINO, A. *Eletrônica (v.1)*. São Paulo: Mcgraw-Hill - Artmed, 1997. 429 p. Citado 3 vezes nas páginas 49, 132 e 136.

BILLINGS, K. *Handbook of Switchmode Power Supplies*. New York: McGraw-Hill, 1989. (Other McGraw-Hill Reference Books of Interest). Citado na página 148.

BOSCH. *Manual de Baterias Bosch*. [S.l.], 2007. Disponível em: <http://www.bosch.com.br/br/autopecas/produtos/baterias/downloads/Manual_de_Baterias_Bosch_6_008_FP1728_04_2007.pdf>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado na página 27.

BOYLESTAD, R. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. Rio de Janeiro: Ltc, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 132 e 136.

CAPUANO F.G. E MARINO, M. *Laboratório de eletricidade e eletrônica*. São Paulo: Érica, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 136.

CHEN, B.-Y.; LAI, Y.-S. Switching control technique of phase-shift-controlled full-bridge converter to improve efficiency under light-load and standby conditions without additional auxiliary components. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 4, p. 1001–1012, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 31, 32, 34 e 35.

CHIU, H. et al. A phase-shifted zero voltage transition full-bridge converter with current doubler synchronous rectification. In: IEEE. *SICE 2004 Annual Conference*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 60–65. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 33.

CIPELLI A.M.V. E SADRINI, W. *Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos*. São Paulo: Érica, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 132 e 148.

CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1977. v. 1, p. 36–57. Citado na página 53.

CULTURAMIX.COM. *Potência do Som Automotivo*. 2012. Disponível em: <<http://autos.culturamix.com/acessorios/potencia-do-som-automotivo>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado na página 27.

- EGENERAL. *Catálogo de fios*. [S.l.], 2000. Disponível em: <<http://www.egeneral.com.br/tabela.htm>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado 4 vezes nas páginas 79, 80, 85 e 86.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 151 e 155.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. *UF4007*. [S.l.], 2005. Citado 2 vezes nas páginas 91 e 92.
- FERREIRA, A. L. B. *UPS de 5kV A, tipo Passive Stand-by, com integração de painéis solares*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 8 2009. Citado 11 vezes nas páginas 39, 40, 41, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 90 e 147.
- FITZGERALD, A.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. *Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência*. Porto Alegre: BOOKMAN COMPANHIA ED, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 45, 104 e 132.
- GIRARDI, D. *Conversor CC-CC para Aplicações com Elevada Tensão de Entrada e Alta Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 66, 67 e 68.
- IBGE. *Indicadores IBGE*. 2013. Disponível em: <<http://www.ibge.gov.br/home/estatistica/indicadores/pib/defaultcnt.shtm>>. Acesso em: 03.out.2013. Citado na página 27.
- KOSOW, I. *Máquinas elétricas e transformadores*. Porto Alegre: Globo, 1993. Citado na página 45.
- KUTKUT, N. H. A full bridge soft switched telecom power supply with a current doubler rectifier. *IEEE Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97., 19th International*, p. 344–351, 1997. Citado 3 vezes nas páginas 31, 52 e 53.
- LEE, W.-J. et al. A new phase-shifted full-bridge converter with voltage-doubler-type rectifier for high-efficiency pdp sustaining power module. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 2450–2458, 2008. Citado na página 33.
- LIN, B.-R.; HUANG, K.; WANG, D. Analysis and implementation of full-bridge converter with current doubler rectifier. In: IET. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*. [S.l.], 2005. v. 152, n. 5, p. 1193–1202. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- MACK, R. *Demystifying Switching Power Supplies*. Oxford: Elsevier Science, 2011. (Demystifying technology series). Citado 3 vezes nas páginas 31, 131 e 148.
- MANIKTALA, S. *Switching Power Supplies A - Z*. Oxford: Elsevier Science, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 91 e 148.
- MCLYMAN, C. *Transformer and inductor design handbook*. New York: M. Dekker, 1978. (Transformer and Inductor Design Handbook, v. 7). Citado 2 vezes nas páginas 38 e 45.
- MELLO, L. D. *Projetos de Fontes Chaveadas - Teoria e Prática*. São Paulo: Érica, 2011. 285 p. Citado 14 vezes nas páginas 31, 34, 36, 37, 39, 40, 41, 43, 44, 45, 46, 47, 60 e 84.

- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. v. 1, p. 18–34. Citado na página 53.
- NASAR, S. *Máquinas Elétricas*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1984. Citado 3 vezes nas páginas 40, 45 e 132.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 2003. ISBN 9788587918239. Citado na página 53.
- ORTMANN, M. S.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. Generalized analysis of a multistate switching cells-based single-phase multilevel pfc rectifier. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 46–56, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 151 e 155.
- PANASONIC. *Aluminum Electrolytic Capacitors/ FC*. 2010. Disponível em: <<http://industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ABA0000/ABA0000CE22.pdf>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado na página 82.
- PRESSMAN, A.; BILLINGS, K.; MOREY, T. *Switching Power Supply Design, 3rd Ed.* New York: Mcgraw-hill, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 31, 37, 39, 40, 43 e 131.
- RASHID, M. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo: Makron, 1999. Citado na página 132.
- RASHID, M. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*. Oxford: Elsevier Science, 2010. (Engineering). Citado na página 31.
- SCHIAVON, G. J. *No-Break 1,2kVA, Senoidal, Operando em Malha Fechada: Circuito de Potência, Circuito de Controle Analógico e Circuito de Controle Digital com DSC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 12 2007. Citado 8 vezes nas páginas 38, 39, 41, 45, 131, 133, 136 e 145.
- SEDRA A.S. E SMITH, K. *Microeletrônica*. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000. Citado na página 132.
- SPARK - USINA. *Fontes Automotivas*. 2013. Disponível em: <<http://sparkpower.com.br/>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado na página 27.
- STMICROELECTRONICS. *IRF840*. [S.l.], 1998. Citado 5 vezes nas páginas 71, 75, 88, 106 e 110.
- STMICROELECTRONICS. *SG3525A - Regulating Pulse Width Modulators*. [S.l.], 2000. Citado 3 vezes nas páginas 61, 63 e 67.
- STMICROELECTRONICS. *MBR6045PT*. [S.l.], 2001. Citado 2 vezes nas páginas 75 e 89.
- THORNTON ELETRÔNICA LTDA. *Catálogo de ferrite*. Rua Luiz Briski, 419 - São Paulo - Brasil, 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado 3 vezes nas páginas 40, 83 e 84.
- TIANBO GANGLIAN ELECTRONICS. *HJR-3FF-12VDC-S-Z*. [S.l.], 2001. Citado 2 vezes nas páginas 148 e 150.

TREVISO, C. H. *Retificador de 6KW, Fator de Potência Unitário, trifásico, Comutação não Dissipativa na Conversão CC/CC e Controle Sincronizado em Frequência*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Uberlândia–MG–Brazil, 1999. Citado 10 vezes nas páginas 39, 40, 43, 45, 47, 48, 65, 66, 89 e 90.

VENABLE, H. D. The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. In: CITESEER. *Proc. Powercon*. [S.l.], 1983. v. 10, p. H1–1. Citado 3 vezes nas páginas 55, 57 e 58.

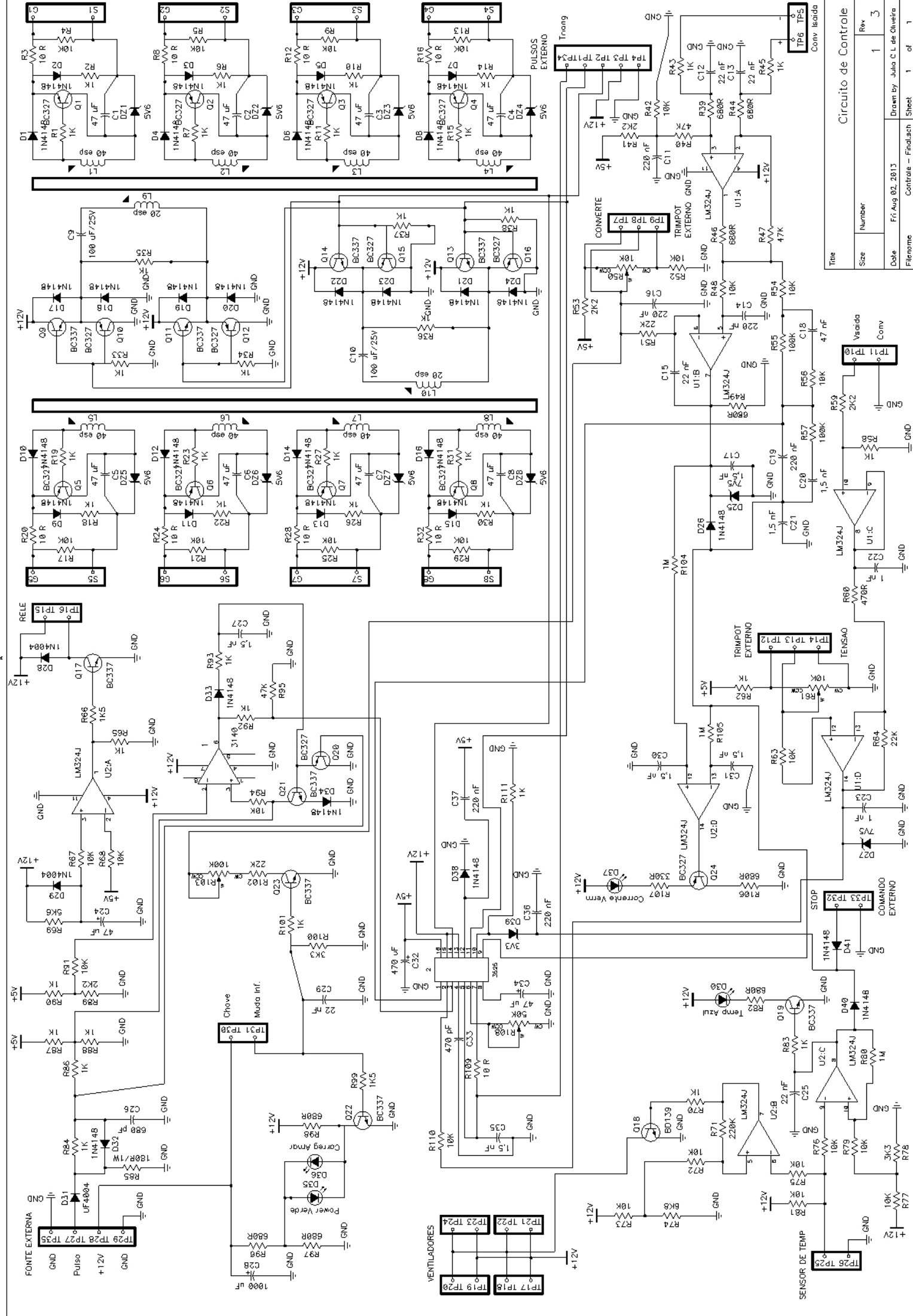
WOLLOKO. *Fonte Automotiva Digital 300A FA300 Stetsom*. 2013. Disponível em: <<http://www.wolloko.com.br/p/fonte+automotiva+digital+300a+fa300+stetsom>>. Acesso em: 26.ago.2013. Citado na página 27.

WON-TOP ELECTRONICS CO., LTD. *KBPC3510*. Taiwan, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 143, 145 e 149.

Apêndices

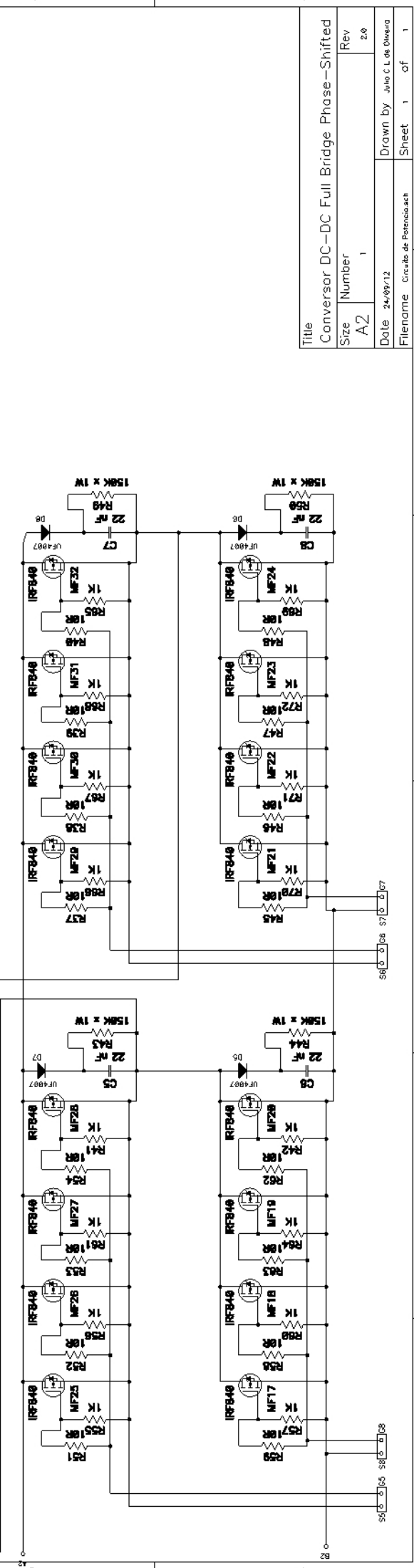
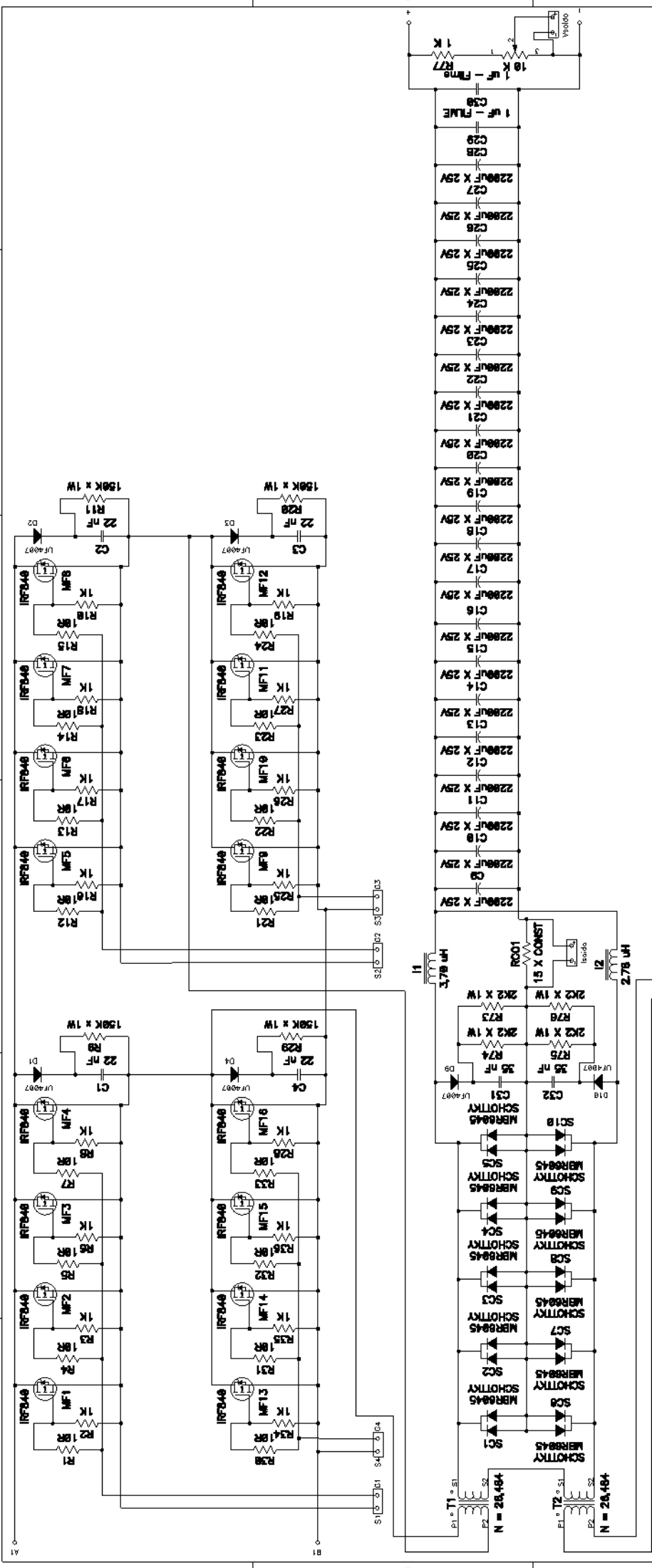
APÊNDICE A – Esquema do Retificador de Entrada

APÊNDICE B – Esquema do Circuito de Controle



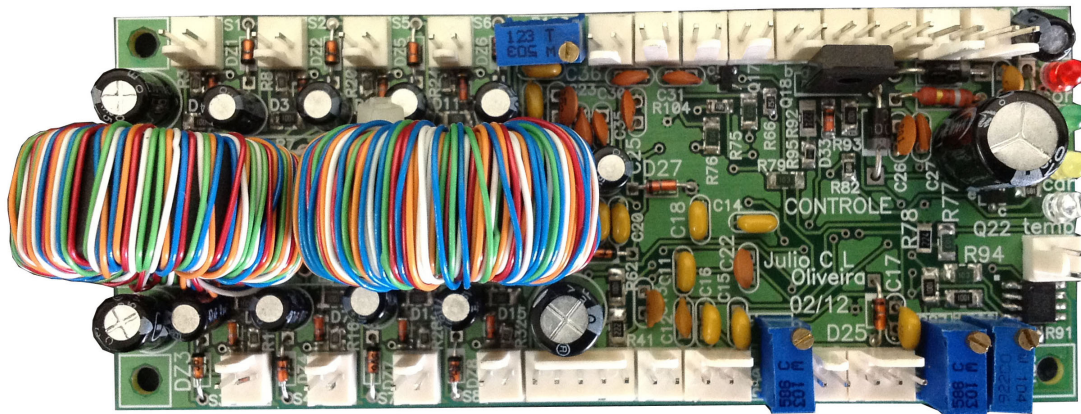
Circuito de Controle			
Rev.	1	3	
Number			
Date	Fri Aug 02, 2013	Drawn By	Julio C L de Oliveira
Filename	Controla - Final	Sheet	1 of 1

APÊNDICE C – Esquema do Conversor CC/CC



Title			
Converter DC-DC Full Bridge Phase-Shifted			
Size	Number	Rev	
A2	1	2.0	
Date	24/09/12		
Filename	Circulo de Potenciaach		
Sheet	1	of	1

APÊNDICE D – Fotos dos Equipamentos Desenvolvidos

Figura 61 – Placa de Controle SMD - *Top*.

Fonte: O autor.

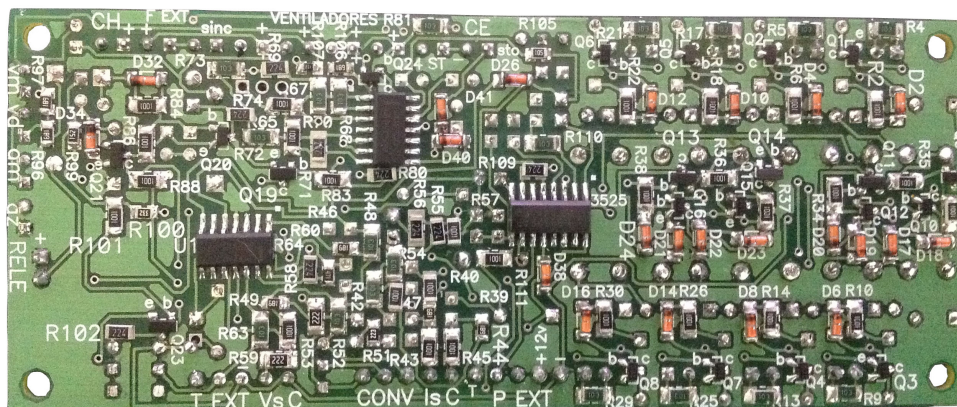
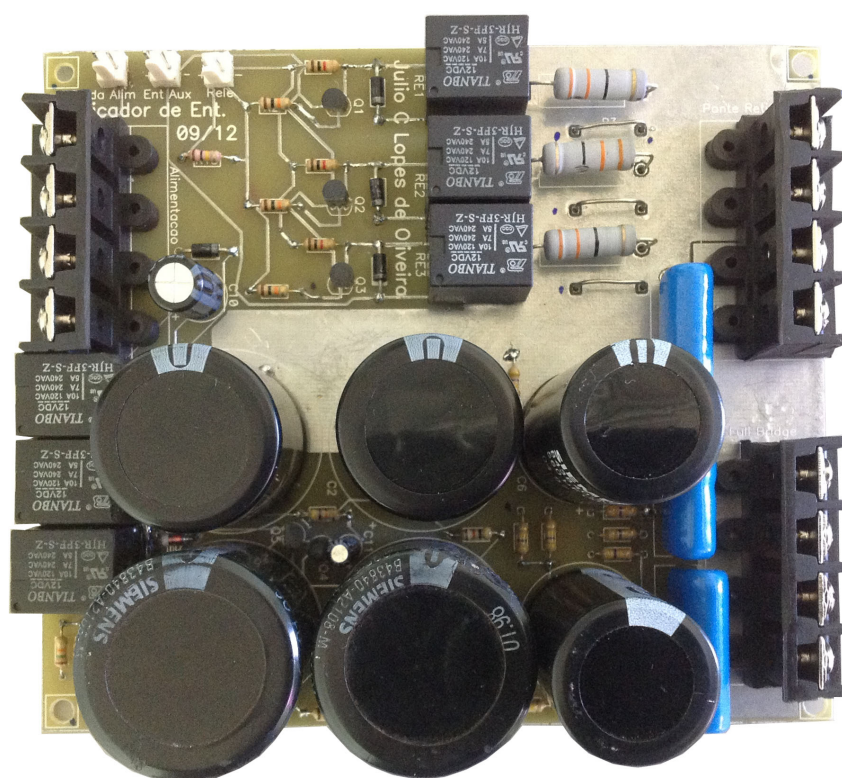
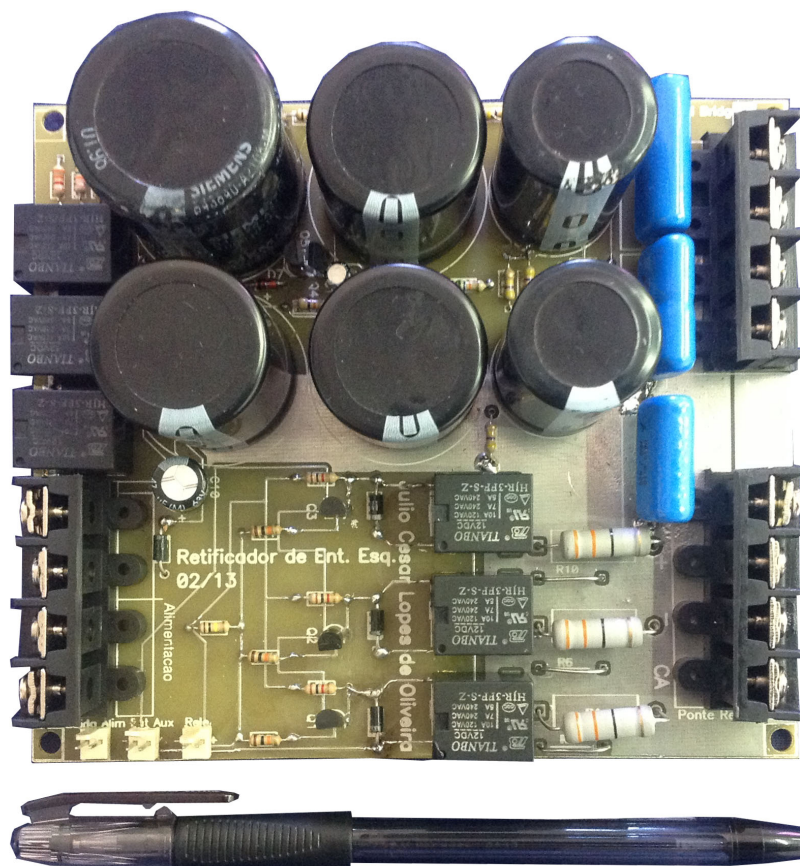
Figura 62 – Placa de Controle SMD - *Bottom*.

Figura 63 – Retificador de Entrada - Lado Direito.



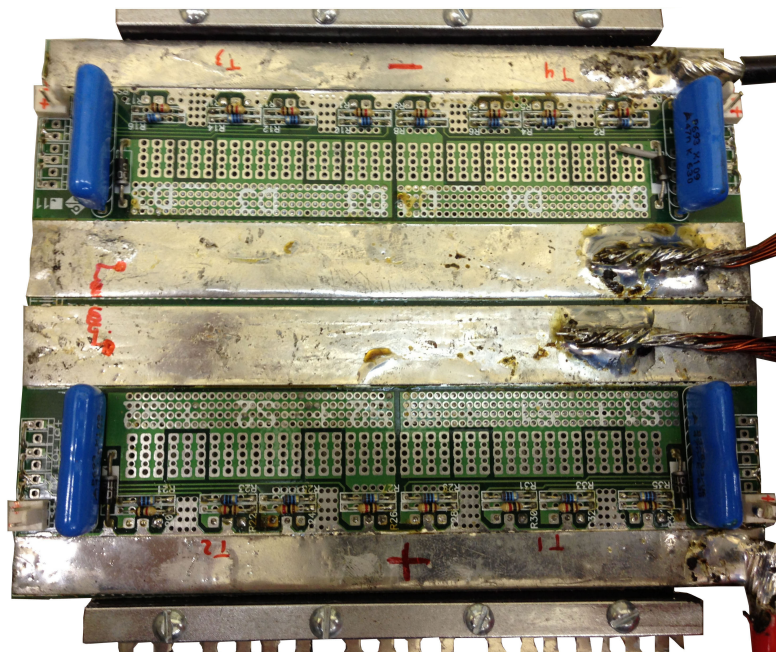
Fonte: O autor.

Figura 64 – Retificador de Entrada - Lado Esquerdo.



Fonte: O autor.

Figura 65 – Conversor CC/CC - MOSFETs.



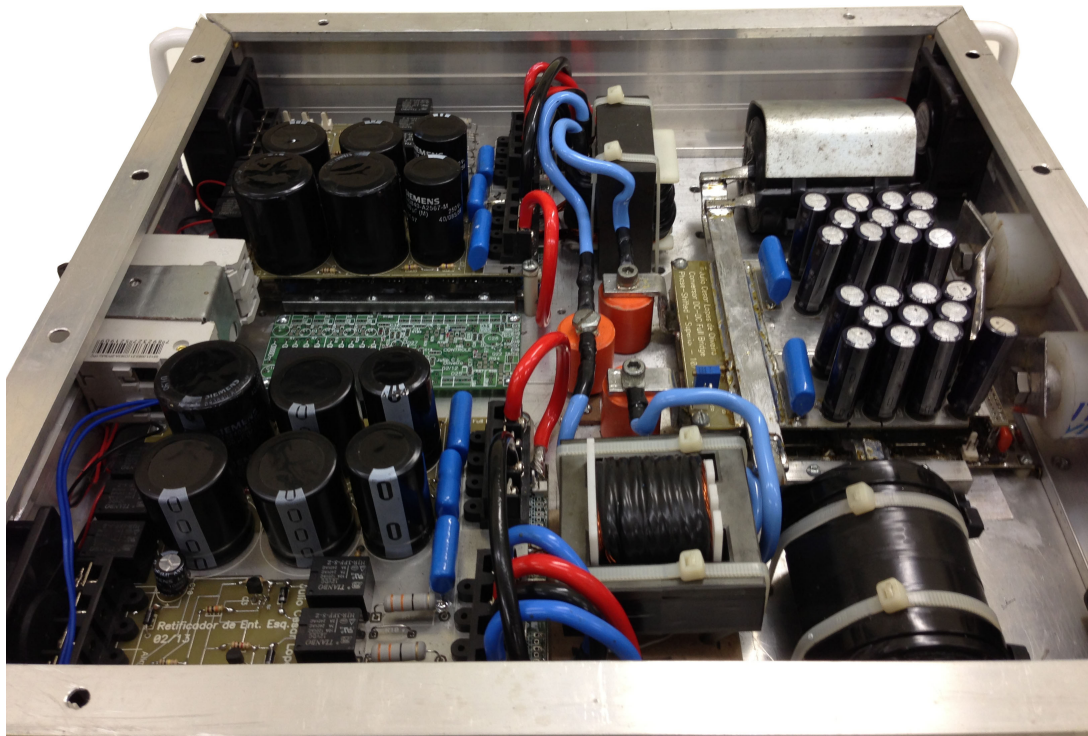
Fonte: O autor.

Figura 66 – Conversor CC/CC - Filtro de Saida.



Fonte: O autor.

Figura 67 – Fonte Chaveada Completa.



Fonte: O autor.

E.1 Especificações do Retificador de Entrada

Este desenvolvimento irá definir e implementar um retificador de entrada para fornecer alta tensão em C.C. para um conversor CC-CC ponte-completa com as seguintes especificações técnicas (para cada módulo):

- Tensão mínima de entrada ($V_{\min}$) de 127 V $\pm$ 5%.
- Tensão máxima de entrada ($V_{\max}$) de 220 V $\pm$ 5%.
- Potência máxima de saída (P_{out}) de 2250 W.
- Frequência da rede (f) de 60 Hz.
- Rendimento (η) de 85 %.
- Tensão mínima no capacitor equivalente C ($V_{C\min}$) na tensão de 220 V é de 225 V.
- Razão cíclica ($D_{\max}$) de 0,45.

E.2 Relações Básicas

Com a tensão de entrada em 127 V colocamos a chave na posição 1 e os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 atuarão como um Retificador Monofásico em Ponte e os capacitores C_1 e C_2 constituirão o filtro de entrada. Com a tensão em 220 V colocamos a chave na posição 2 o diodo D_1 em conjunto com o capacitor C_1 e o diodo D_3 em conjunto com o capacitor C_2 atuará como um Dobrador de Tensão de Onda Completa conforme Figura 68.

O rendimento de um sistema elétrico é dado pela equação (E.1) (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006; NASAR, 1984):

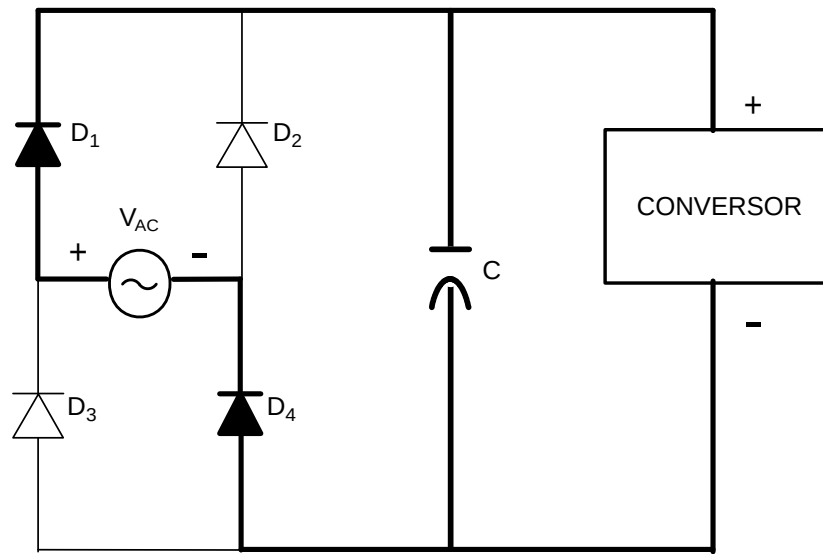
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (E.1)$$

E.2.1 Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo

Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada (V_{AC}) os diodos D_1 e D_4 estão polarizados diretamente sob a influência do capacitor de filtro C (C_1 em série com C_2) estando a tensão da carga (conversor) conforme a polaridade apresentada na Figura 69 (BATES; MALVINO, 1997; BARBI, 2007; CIPELLI A.M.V. E SADRINI, 2004; BARBI, 2006; RASHID, 1999; AHMED, 2000; BOYLESTAD, 1999; SEDRA A.S. E SMITH, 2000).

Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada (V_{AC}) os diodos D_2 e D_3 estão polarizados diretamente sob a influência do capacitor de filtro C (C_1 em série C_2) estando

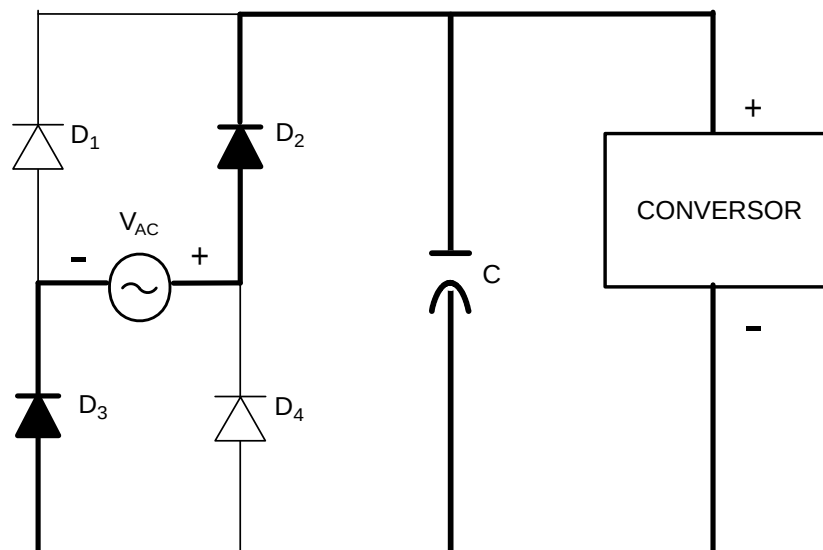
Figura 69 – Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo durante o Semiciclo Positivo.



Fonte: Barbi (2007).

a tensão da carga (conversor) conforme a polaridade apresentada na Figura 70.

Figura 70 – Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo durante o Semiciclo Negativo.



Fonte: Barbi (2007).

As relações para utilizadas para este retificador são (BARBI, 2007; SCHIAVON, 2007):
A capacitância equivalente C dos capacitores C_1 e C_2 em série é especificada na equação

(E.2):

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{E.2})$$

A energia acumulada em cada semiciclo é apresentada na equação (E.3) (desconsiderando as perdas nos componentes):

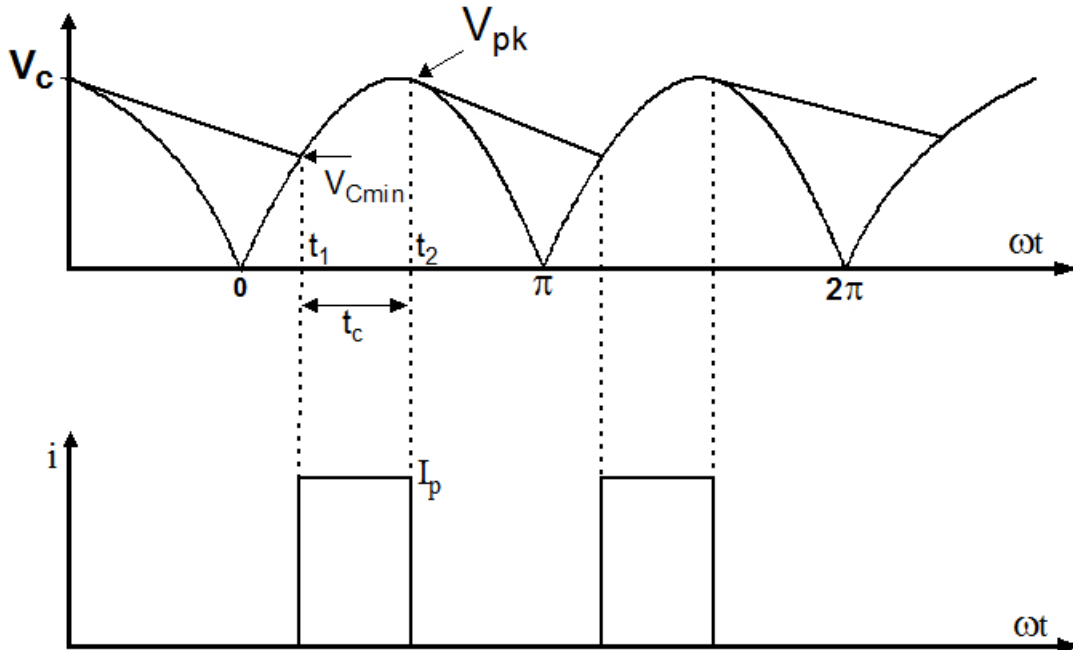
$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} C (V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (\text{E.3})$$

A energia acumulada no capacitor C a cada período completo da rede é dada na equação (E.4) (desconsiderando as perdas nos componentes):

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \quad (\text{E.4})$$

A tensão mínima (V_{Cmin}) representada na Figura 71 é apresentada na equação (E.5):

Figura 71 – Tensão e Corrente nos Capacitores C_1 e C_2 em série (C).



Fonte: Barbi (2007).

$$V_{Cmin} = V_{pk} \cos(2\pi f t_c) \quad (\text{E.5})$$

A partir da equação (E.5) obtemos o tempo de carga do capacitor apresentado na fórmula (E.6):

$$t_c = \frac{\arccos(V_{C\min}/V_{pk})}{2\pi f} \quad (\text{E.6})$$

A carga transferida ao capacitor equivalente (C) a cada meio ciclo de funcionamento da rede é calculado pela equação E.7:

$$\Delta Q = I_P t_c = C \Delta V \quad (\text{E.7})$$

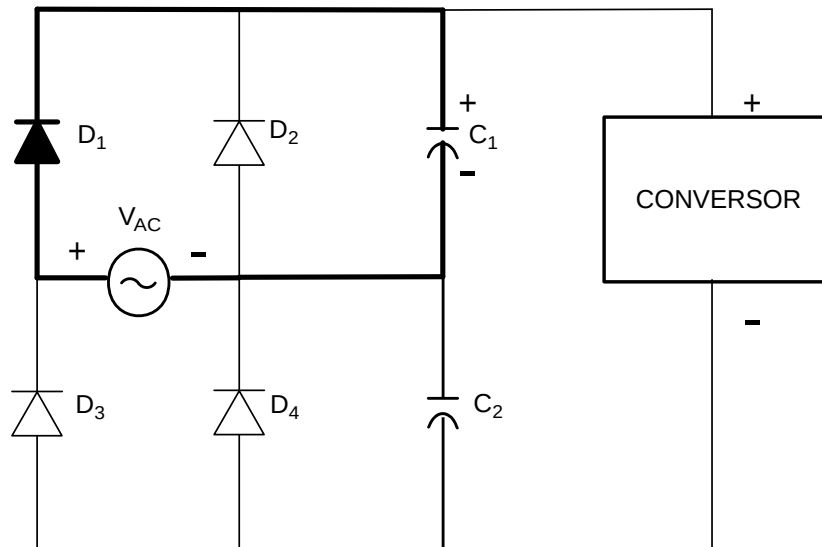
Igualando-se as equações (E.3) e (E.4) obtêm-se a equação (E.8):

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{C\min}^2)} \quad (\text{E.8})$$

E.2.2 Dobrador de Tensão de Onda Completa

Durante o semiciclo positivo o diodo D_1 conduz e carrega o capacitor C_1 com a tensão de pico da rede com relação a terra, de acordo com a polaridade indicada na Figura 72.

Figura 72 – Dobrador de Tensão durante o Semiciclo Positivo.



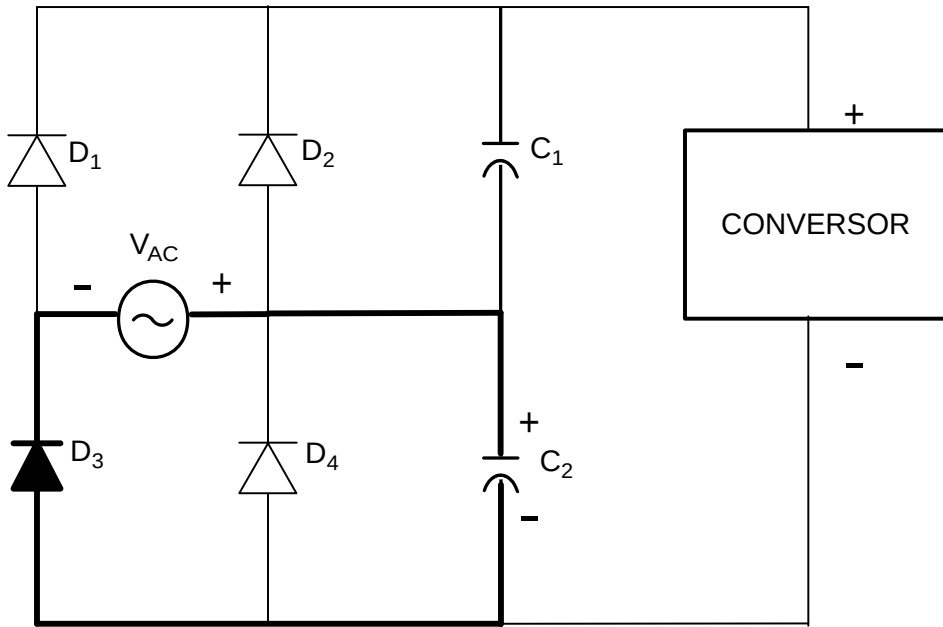
Fonte: Barbi (2007).

Durante o semiciclo negativo o diodo D_3 conduz e carrega o capacitor C_2 com a tensão de pico da rede com relação a terra, de acordo com a polaridade indicada na Figura 73. Como a tensão de cada um dos capacitores (C_1 e C_2) carregados em série se somam, temos a tensão de saída para uma carga suave de aproximadamente o dobro da tensão de pico da rede (BARBI, 2007; BATES; MALVINO, 1997; CAPUANO F.G. E MARINO, 1990).

Segundo Boylestad (1999) a tensão de pico inversa máxima nos diodos é o dobro da tensão de pico da rede nos proporcionando a equação (E.9):

$$V_{D\max} = 2\sqrt{2}V_{AC\max} \quad (\text{E.9})$$

Figura 73 – Dobrador de Tensão durante o Semiciclo Negativo.



Fonte: Barbi (2007).

As relações para utilizadas para o dobrador de tensão de onda completa são (BARBI, 2007; SCHIAVON, 2007):

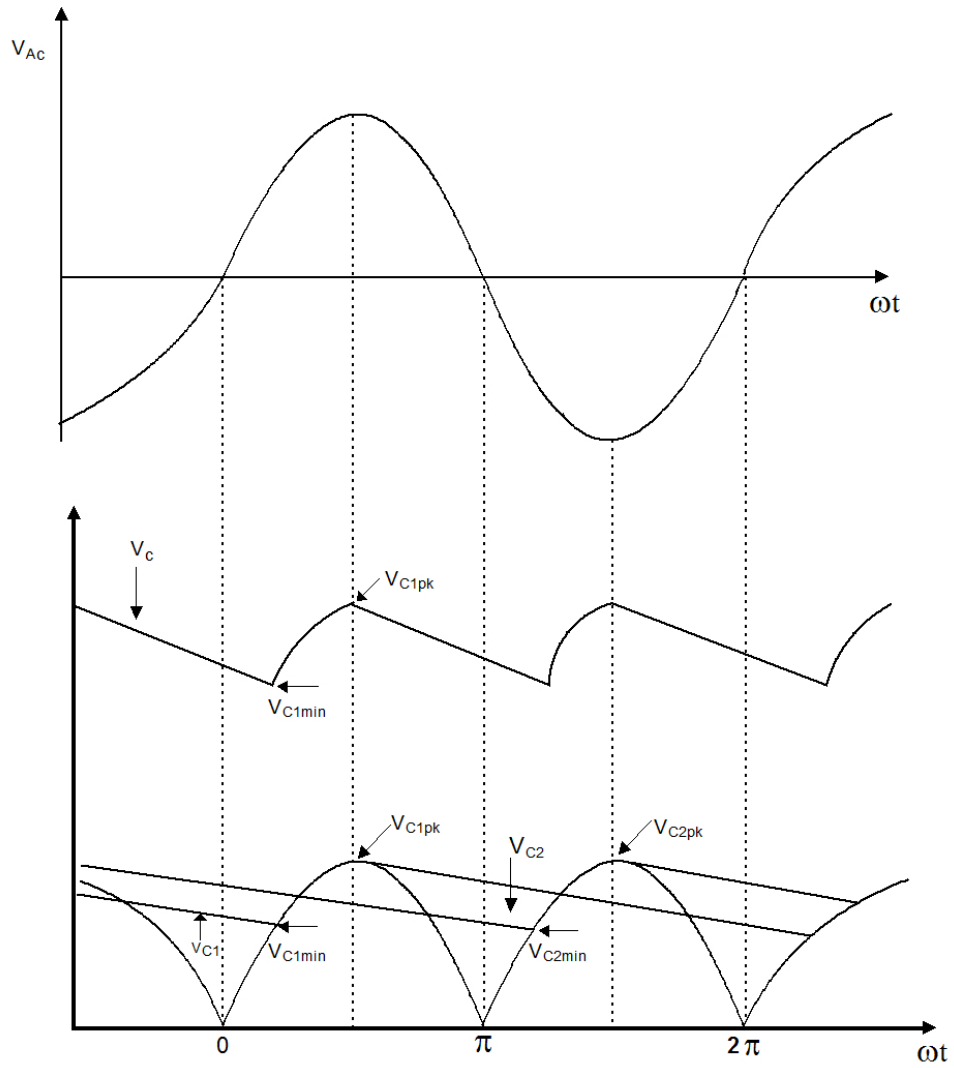
A comparação das tensões sobre cada um dos capacitores (C_1 e C_2), a tensão total sobre ambos, e a tensão de entrada são representadas na Figura 74.

A tensão mínima sobre o conjunto de capacitores (C_1 e C_2) é dada pela equação (E.10):

$$V_{C\min} = V_{C1\min} + \frac{V_{C2\min} + V_{C2pk}}{2} \quad (\text{E.10})$$

Tem-se que:

Figura 74 – Tensões no Modo Dobrador de Tensão.



Fonte: Barbi (2007).

$$V_{C1\min} = V_{C2\min} \quad (\text{E.11})$$

$$V_{C1pk} = V_{C2pk} \quad (\text{E.12})$$

Substituindo (E.11) e (E.12) em (E.10) obtém-se a equação (E.13):

$$V_{C1\min} = \frac{V_{C\min} - V_{C1pk}}{3} \quad (\text{E.13})$$

A energia acumulada em cada semiciclo será fornecido pela (E.14) (desconsiderando as

perdas nos componentes):

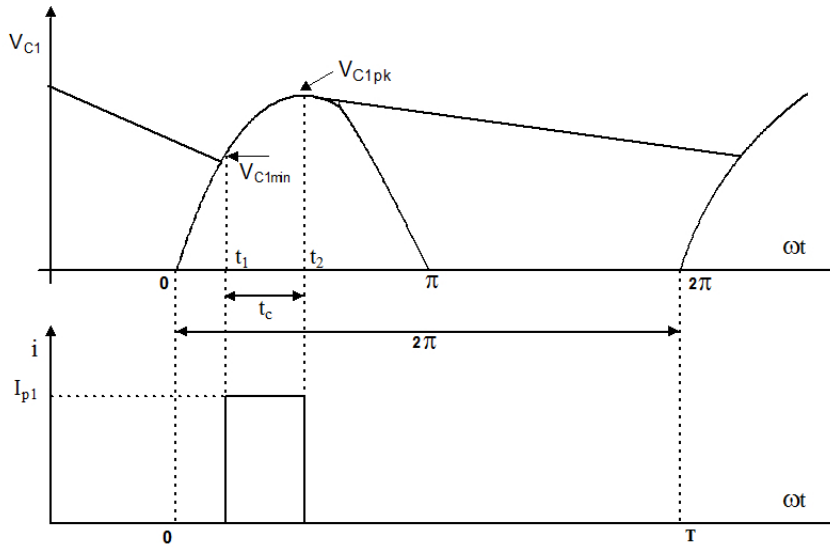
$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2}C \left(V_{C1pk}^2 - V_{C1min}^2 \right) \quad (E.14)$$

Igualando-se as equações (E.14) e (E.4) e considerando $C_1 = C_2$ tem-se a equação (E.15):

$$C_1 = C_2 = C = \frac{P_{in}}{f \left(V_{C1pk}^2 - V_{C1min}^2 \right)} \quad (E.15)$$

A forma de onda da tensão e da corrente em um dos capacitores (C_1) no dobrador de tensão de onda completa é representada na Figura 75.

Figura 75 – Tensão e Corrente no Capacitor (C_1) Operando como Dobrador de Tensão de Onda Completa.



Fonte: Barbi (2007).

Na máxima potência de carga, com a mínima tensão de entrada, fornece a equação (E.16):

$$V_{C1min} = V_{C1pk} \cos(2\pi f t_c) \quad (E.16)$$

Isolando t_c obtém-se a equação (E.17):

$$t_c = \frac{\arccos(V_{C1min}/V_{C1pk})}{2\pi f} \quad (E.17)$$

Analisando a forma de corrente mostrada na Figura 75 temos a carga que o capacitor (C_1) absorve e cede a cada ciclo de funcionamento conforme a equação (E.18).

$$\Delta Q = I_P t_c = C_1 \Delta V_1 \quad (\text{E.18})$$

$$I_P = \frac{C_1 \Delta V_1}{t_c} = \frac{C_1 (V_{C1pk} - V_{C1min})}{t_c} \quad (\text{E.19})$$

O valor médio da corrente i em cada diodo será expressa pela equação (E.20).

$$I_{med1} = I_{P1} t_c f \quad (\text{E.20})$$

O valor eficaz da corrente i em cada diodo será expressa pela equação (E.21):

$$\begin{aligned} I_{ef1}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_c} I_{P1}^2 dt \\ I_{ef1}^2 &= I_{P1}^2 \frac{t_c}{T} \\ I_{ef1} &= I_{P1} \sqrt{t_c f} \end{aligned} \quad (\text{E.21})$$

O valor eficaz da corrente alternada em um capacitor é apresentada na equação (E.22):

$$I_{C1ef} = \sqrt{I_{ef1}^2 - I_{med1}^2} \quad (\text{E.22})$$

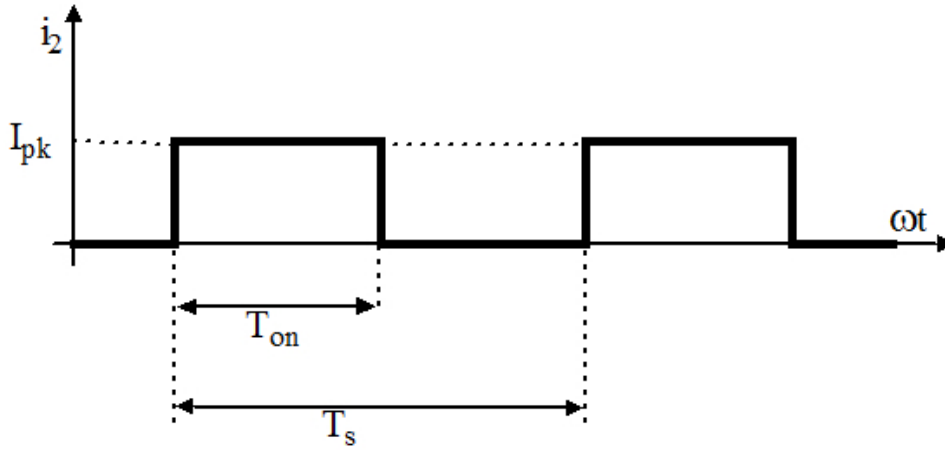
Substituindo a equação (E.21) e (E.20) em (E.22):

$$I_{C1ef} = I_{P1} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} \quad (\text{E.23})$$

O capacitor fornecerá uma corrente ao estágio seguinte que possui uma corrente alternada de alta frequência que também provoca perdas. Esta corrente está representada na Figura 76. A razão cíclica (D) é representada pela equação (E.24) e a corrente de pico é obtida na equação (E.25):

$$D = \frac{T_{on}}{T_S} \quad (\text{E.24})$$

Figura 76 – Corrente Fornecida pelo Estágio de Entrada.



Fonte: Barbi (2007).

$$P_{in} = I_{pk} V_{C \min} D$$

$$I_{pk} = \frac{P_{in}}{V_{C \min} D} \quad (E.25)$$

O valor eficaz da corrente obtida em (E.25) é apresentado na equação (E.26):

$$I_{2ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$$

$$I_{2ef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{pk}^2 dt$$

$$I_{2ef}^2 = \frac{1}{T_s} I_{pk}^2 t_{on}^2$$

$$I_{2ef}^2 = \frac{T_{on}}{T_s} I_{pk}^2$$

$$I_{2ef} = I_{pk} \sqrt{D} \quad (E.26)$$

A equação (E.27) expressa o valor da corrente eficaz total de um capacitor:

$$I_{Cef} = \sqrt{I_{C1ef}^2 + I_{2ef}^2} \quad (E.27)$$

E.3 Procedimento de Projeto do Retificador de Entrada

No projeto utiliza-se dois retificadores independentes com potência de 2250 W cada. Segundo a equação (E.1) temos a potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{2250}{0,85} = 2647,06 \text{ W} \quad (\text{E.28})$$

E.3.1 Tensão de Entrada de 220 V

Para a tensão de entrada de 220 V temos a operação como um Retificador Monofásico em Ponte com Filtro Capacitivo.

Conforme especificado na seção E.1 tem-se a tensão máxima mínima de entrada em C.A. na equação (E.29) e a tensão máxima máxima de entrada em C.A. na equação (E.30).

$$V_{AC \min} = 220 \times 0,95 = 209 \text{ V} \quad (\text{E.29})$$

$$V_{AC \max} = 220 \times 1,05 = 231 \text{ V} \quad (\text{E.30})$$

A menor tensão em 220 V será a obtida na equação E.29 portanto, a tensão de pico (V_{pk}) será de:

$$V_{pk} = 209\sqrt{2} = 295,57 \text{ V} \quad (\text{E.31})$$

Considerando-se as quedas nos diodos e nos demais componentes como sendo de 3 V:

$$\begin{aligned} V'_{pk} &= V_{pk} - 3 \\ V'_{pk} &= 295,57 - 3 \\ V'_{pk} &= 292,57 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{E.32})$$

Aplicando a equação (E.8):

$$\begin{aligned} C &= \frac{P_{in}}{f(V'^2_{pk} - V^2_{C \min})} \\ C &= \frac{2647,06}{60(292,57^2 - 225^2)} \\ C &= 1,26 \text{ mF} \end{aligned} \quad (\text{E.33})$$

Conforme a Figura 68 em 220 V temos a chave na posição 1, considerando $C_1 = C_2$ e aplicando a equação (E.2):

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 = 2 \times C \\ C_1 &= C_2 \cong 2,5 \text{ mF} \end{aligned} \quad (\text{E.34})$$

E.3.2 Tensão de Entrada de 127 V

Para a tensão de entrada de 127 V teremos a operação como um Dobrador de Tensão de Onda Completa:

Conforme especificado na seção E.1 tem-se a tensão máxima mínima de entrada em C.A. na equação (E.35) e a tensão máxima máxima de entrada em C.A. na equação (E.36).

$$V_{AC \min} = 127 \times 0,95 = 120,65 \text{ V} \quad (\text{E.35})$$

$$V_{AC \max} = 127 \times 1,05 = 133,35 \text{ V} \quad (\text{E.36})$$

A menor tensão em 127 V será a obtida na equação E.35 portanto, a tensão de pico (V_{pk}) será de:

$$V_{pk} = 120,65\sqrt{2} = 170,62 \text{ V} \quad (\text{E.37})$$

Considerando-se as quedas nos diodos e nos demais componentes como sendo de 3 V:

$$\begin{aligned} V'_{pk} &= V_{pk} - 3 \\ V'_{pk} &= 170,62 - 3 \\ V'_{pk} &= 167,62 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{E.38})$$

Conforme a Figura 68 com a chave na posição 2 e utilizando-se o mesmo capacitor obtido em E.34 e aplicando na equação (E.15):

$$\begin{aligned}
C_1 = C_2 = C &= \frac{P_{in}}{f (V_{pk}'^2 - V_{C1\min}^2)} \\
0,0025 &= \frac{2647,06}{60 (167,62^2 - V_{C1\min}^2)} \\
167,62^2 - V_{C1\min}^2 &= 17647,07 \\
V_{C1\min} &= \pm 102,22 \text{ V}
\end{aligned} \tag{E.39}$$

Desconsiderando a tensão negativa na equação (E.39) tem-se o valor apresentado em (E.40):

$$V_{C1\min} = 102,22 \text{ V} \tag{E.40}$$

Conforme a equação (E.17) tem-se:

$$\begin{aligned}
t_c &= \frac{\arccos(V_{C1\min}/V_{pk}')}{2\pi f} \\
t_c &= \frac{\arccos(102,22/167,62)}{2\pi 60} \\
t_c &= 2,43 \text{ ms}
\end{aligned} \tag{E.41}$$

A tensão máxima que cada capacitor operando como Dobrador de Tensão de Onda Completa alcança será a tensão de pico máxima de entrada menos a tensão de joelho do diodo retificador, que nas pontes retificadoras tipicamente é de 1,2 V. (WON-TOP ELECTRONICS CO., LTD., 2002):

$$\begin{aligned}
V_C &= V_{AC\max} \sqrt{2} - V_d \\
V_C &= 133,35 \sqrt{2} - 1,2 \\
V_C &= 187,38 \text{ V}
\end{aligned} \tag{E.42}$$

As maiores correntes nos diodos serão obtidas operando como Dobrador de Tensão de Onda Completa conforme a Figura 68 na posição 2, aplicando a equação (E.19).

$$\begin{aligned}
I_p &= \frac{C_1 (V_{pk}' - V_{C1\min})}{t_c} \\
I_p &= \frac{2,5 \times 10^{-3} (167,62 - 102,22)}{2,43 \times 10^{-3}} \\
I_p &= 67,28 \text{ A}
\end{aligned} \tag{E.43}$$

E.3.3 Valores dos Componentes do Retificador de Entrada

Capacitores:

Da equação (E.34) temos:

$$C_1 = C_2 \cong 2,5mF$$

A maior tensão de trabalho de cada capacitor será obtida operando em 127V conforme a equação (E.42):

$$V_C = 187,38 V$$

∴ Utilizou-se dois capacitores de 1000 μF X 250 V e um capacitor de 560 μF X 250 V ligados em paralelo.

Diodos:

A maior corrente de pico não repetitivo em cada diodo será obtida em 127 V conforme a equação (E.19):

$$\begin{aligned} I_{Dp} &= I_{P1} \\ I_{Dp} &= 67,28 A \end{aligned} \tag{E.44}$$

A maior corrente média em cada diodo será obtida na opção de 127 V conforme a equação (E.20):

$$\begin{aligned} I_{Dmed} &= I_{P1} t_c f \\ I_{Dmed} &= 67,28 \times 2,43 \times 10^{-3} \times 60 \\ I_{Dmed} &= 9,81 A \end{aligned} \tag{E.45}$$

A maior tensão de pico inversa em cada diodo será obtida na tensão de 127 V segundo a equação (E.9):

$$\begin{aligned} V_{Dmax} &= 2\sqrt{2}V_{ACmax} \\ V_{Dmax} &= 2\sqrt{2} \times 133,35 \\ V_{Dmax} &= 377,17 V \end{aligned} \tag{E.46}$$

∴ Utilizou-se a ponte retificadora KBPC3510 pois, ela atende aos requisitos necessários conforme a Tabela 11:

Tabela 11 – Características da Ponte de Diodos KBPC3510.

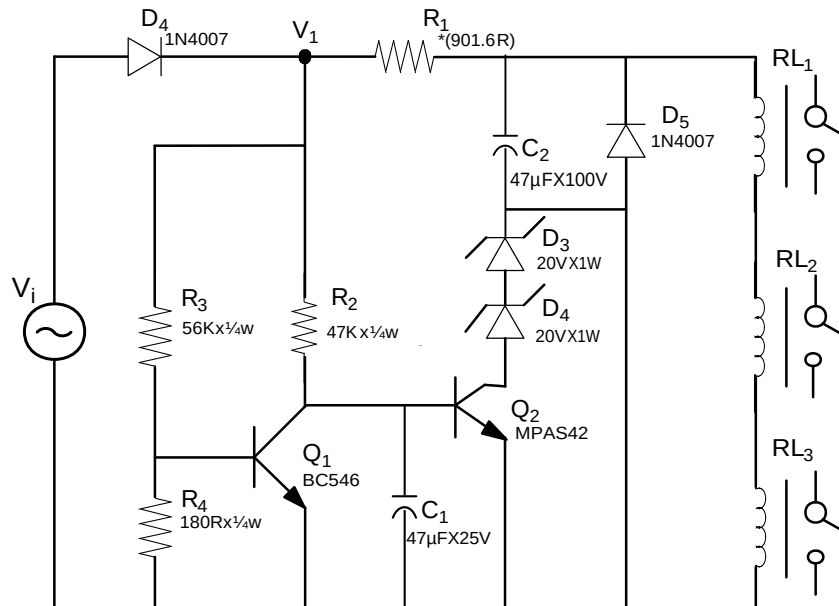
Descrição	Designação	Valores
Tensão de Trabalho de Pico Reversa	$V_{D\max}$	1000 V
Tensão de Joelho	V_d	1,2 V
Corrente Máxima de Pico Não Repetitivo	I_{Dp}	400 A
Corrente Média de Saída Retificada	I_{Dmed}	35 A

Fonte: Won-Top Electronics Co., Ltd. (2002).

E.4 Seletor Automático de Tensão 127/220 V

O circuito representado na Figura 77 possui seleção automática para tensão de entrada de 127 V ou 220 V (V_i). Utilizam-se três relês que irão comutar a ponte retificadora para o modo retificador monofásico em ponte com filtro capacitivo (220 V) na posição 1 ou dobrador de tensão de onda completa (127 V) na posição 2 conforme Figura 68. (SCHIAVON, 2007)

Figura 77 – Seletor de tensão de entrada.



Fonte: adaptado de Schiavon (2007).

E.4.1 Funcionamento do Seletor de Tensão

Os transistores Q_1 e Q_2 trabalham como chaves entrando em corte ou saturação de acordo com a tensão de entrada conforme a Tabela 12 e a Tabela 13.

Utilizar-se um conjunto de três relês chamados de RL_1 , RL_2 e RL_3 dividindo a corrente de acionamento dos relês de 26,50 A conforme calculado em (E.53).

Tabela 12 – Tensões do Detector de Tensão.

Tensões	127 V	220 V
V_{R4}	$< 0,68V$	$\approx 0,68V (V_{BE})$
V_{C1}	$\approx 0,68V (V_{BE})$	≈ 0
$V_{RL1}+V_{RL2}+V_{RL3}$	$\approx 27V$	0

Fonte: O autor.

Tabela 13 – Resumo de Estado dos Componentes.

Componentes	127 V	220 V
Q_1	Corte	Saturação
Q_2	Saturação	Corte
RL_1, RL_2 e RL_3	Ligados	Desligados

Fonte: O autor.

No retificador de meia onda sem filtro formado por D_1 , transformando o sinal da tensão de entrada de corrente alternada em corrente contínua.

Na tensão de 127 V, o transistor Q_1 está em corte pois, a tensão de saída V_1 está inserida no divisor resistivo composto por R_3 e R_4 conforme mostra a equação (E.47) e a tensão sobre R_4 é inferior a 0,68V não atingindo a V_{BE} necessária para o transistor Q_1 entrar em condução, portanto R_2 fornecerá uma corrente na base de Q_2 estabilizada pelo capacitor C_1 que entrará em condução, D_3 e D_4 causarão uma queda na tensão de 20 V cada no divisor de tensão formado pelo resistor R_1 e o conjunto de relés chamados de RL_1 , RL_2 e RL_3 , que possui a sua tensão estabilizada pelo capacitor C_2 , o diodo D_5 é utilizado para evitar o repique dos contatos no acionamento dos relés, nesta situação teremos estes acionados.

$$V_{R4} = V_1 \frac{R_4}{R_1 + R_4} = \sqrt{2} V_{AC \max(127 \text{ V})} \frac{180}{56000 + 180} = 188,58 \frac{180}{56000 + 180} = 0,60 \text{ V} \quad (\text{E.47})$$

Na opção de 220 V, o transistor Q_1 entra em saturação (a tensão sobre R_4 atingiria 1,05 V conforme mostra a equação (E.48) mas, fica limitado a tensão base/emissor do transistor Q_1 em aproximadamente 0,7 V), a tensão na base de Q_2 tende a zero entrando em corte, desligando o conjunto de relés.

$$V_{R4} = V_1 \frac{R_4}{R_1 + R_4} = \sqrt{2} V_{AC \max(220 \text{ V})} \frac{180}{56000 + 180} = 326,68 \frac{180}{56000 + 180} = 1,05 \text{ V} \quad (\text{E.48})$$

Os contatos dos relés da Figura 77 serão ligados ao retificador de entrada realizando a função de chave seletora de tensão de acordo com a Figura 68.

E.4.2 Procedimento de Projeto dos Relés do Seletor de Tensão

Os relés RL_1 , RL_2 e RL_3 serão acionados de acordo com a amostra da tensão de entrada (V_i) em 127 V de acordo com a seção E.4.1 atuando como dobrador de tensão de onda completa portanto, serão utilizadas as relações obtidas na seção E.2.2 e os valores obtidos na seção E.3.2.

O valor eficaz da corrente alternada em um capacitor é será dado pela equação (E.23):

$$\begin{aligned} I_{C_{1ef}} &= I_{p1} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} \\ I_{C_{1ef}} &= 67,28 \sqrt{2,43 \times 10^{-3} \times 60 - (2,43 \times 10^{-3} \times 60)^2} \\ I_{C_{1ef}} &= 23,74 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{E.49})$$

Utilizando a equação (E.13):

$$\begin{aligned} V_{C1\min} &= \frac{2V_{C\min} - V'_{pk}}{3} \\ V_{C\min} &= \frac{3V_{C1\min} + V'_{pk}}{2} \\ V_{C\min} &= \frac{3 \times 102,22 + 167,62}{2} \\ V_{C\min} &= 236,94 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{E.50})$$

No conversor em ponte completa (*Full-Bridge*) deve-se dobrar o valor da razão cíclica ($D=2D_{\max}=0,9$) conforme Ferreira (2009), utilizando a equação (E.25):

$$\begin{aligned} I_{pk} &= \frac{P_{in}}{V_{C\min} D} \\ I_{pk} &= \frac{2647,06}{236,94 \times 0,9} \\ I_{pk} &= 12,41 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{E.51})$$

O valor eficaz da corrente de pico (I_{pk}) é obtido na equação (E.26):

$$\begin{aligned}
I_{2ef} &= I_{pk}\sqrt{D} \\
I_{2ef} &= 12,41\sqrt{0,9} \\
I_{2ef} &= 11,78 \text{ A}
\end{aligned} \tag{E.52}$$

A corrente eficaz total do capacitor que é a corrente que passa pela chave seletora na posição 2 conforme Figura 68 será apresentada pela equação (E.27):

$$\begin{aligned}
I_{Cef} &= \sqrt{I_{C1ef}^2 + I_{2ef}^2} \\
I_{Cef} &= \sqrt{23,74^2 + 11,78^2} \\
I_{Cef} &= 26,50 \text{ A}
\end{aligned} \tag{E.53}$$

∴ Utiliza-se um conjunto de três relês HJR-3FF-12VDC-S-Z em paralelo pois, cada relê tem a capacidade de corrente de corrente de 10 A (TIANBO GANGLIAN ELECTRONICS, 2001).

E.5 Relés e o Resistor Limitador de Corrente de Surto

Há a necessidade do controle da corrente de surto¹ do circuito apresentado na Figura 68 para limitar a corrente dos diodos (D_1 , D_2 , D_3 e D_4), no momento que os capacitores estiverem descarregados e o circuito for ligado limitando a corrente de surto pois, esta causará um elevado pico de corrente que poderá danificar a ponte retificadora e o fusível de entrada, para isto inclui-se em resistor (R_s) em série com a tensão de entrada (V_{ac}) no retificador (CIPELLI A.M.V. E SADRINI, 2004).

Após o carregamento dos capacitores, torna-se interessante a troca do resistor (R_S) chaveando por um curto-circuito para evitar ruídos, interferência eletromagnética ou queda de eficiência (MANIKTALA, 2006; MACK, 2011; BILLINGS, 1989).

Em um circuito de elevada potência deve-se utilizar um conjunto de relês para comutar o resistor limitador de corrente de surto (BARBI, 2007).

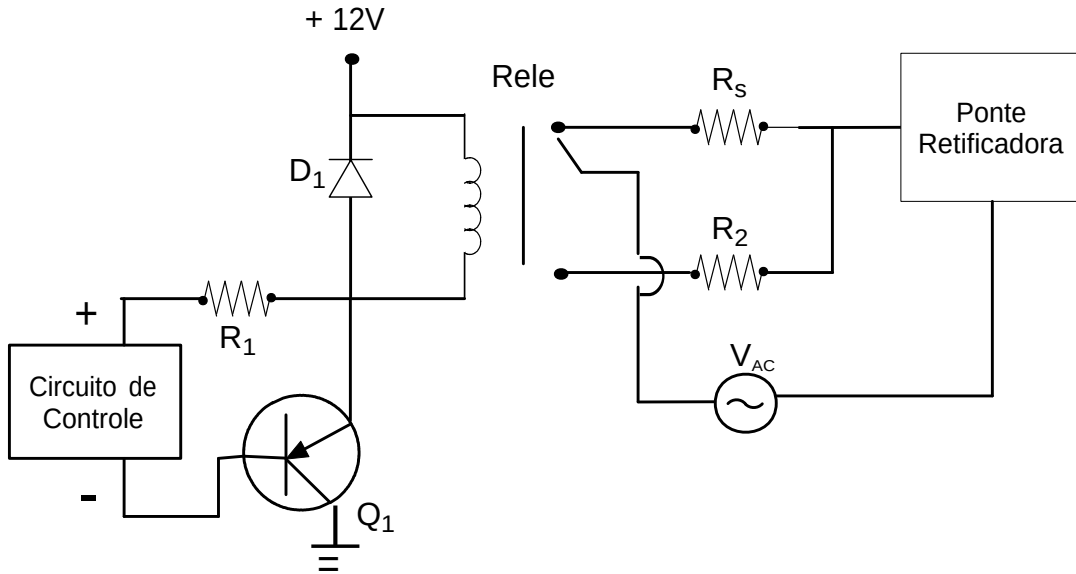
E.5.1 Funcionamento do Controle de Corrente de Surto

Inicialmente, a corrente que passa entre a ponte retificadora e os capacitores estará sobre a limitação imposta pelo resistor R_S preservando os diodos.

¹ Alguns autores com Barbi (2007) a chamam de corrente pré-carga do capacitor de tensão; autores como Maniktala (2006), Billings (1989) a chamam de *inrush current* e Mack (2011) a denominam como *in-rush current*.

Após um tempo determinado pelo circuito de controle (suficiente para carregar os capacitores² da ponte retificadora porém, não extenso demais para não aquecer em demasia o resistor R_s), será fornecida uma corrente na base do transistor Q_1 que acionará o relê, colocando a resistência R_s em curto-circuito através da resistência de equalização R_2 (liga de constantan) conforme ilustra a Figura 78.

Figura 78 – Limitador de Corrente de Surto.



Fonte: O autor.

E.5.2 Procedimento de Projeto dos Relés do Controle de Corrente de Surto

Como a ponte de diodo utilizada (KBPC3510) possui uma corrente de pico máxima não repetitivo (I_{Dp}) de 400 A apresentada na Tabela 11 conforme Won-Top Electronics Co., Ltd. (2002), na situação extrema de 220 V conforme a equação (E.30) temos R_s mínimo de acordo com a equação (E.54):

$$R_s \geq \frac{\sqrt{2}V_{AC\max}}{I_{Dp}} \quad (\text{E.54})$$

$$R_s \geq \frac{231\sqrt{2}}{400} \quad (\text{E.55})$$

$$R_s \geq 0,82 \, \Omega$$

Portanto, qualquer resistor com resistência superior a $0,82 \, \Omega$ conforme a equação (E.55) será suficiente. Utiliza-se um conjunto de três relés HJR-3FF-12VDC-S-Z pois, cada

² Chamados de C_1 e C_2 conforme a Figura 68.

um tem a capacidade de corrente de chaveamento de 10 A conforme Tianbo Ganglian Electronics (2001) obtendo o valor de R_S conforme a equação (E.56):

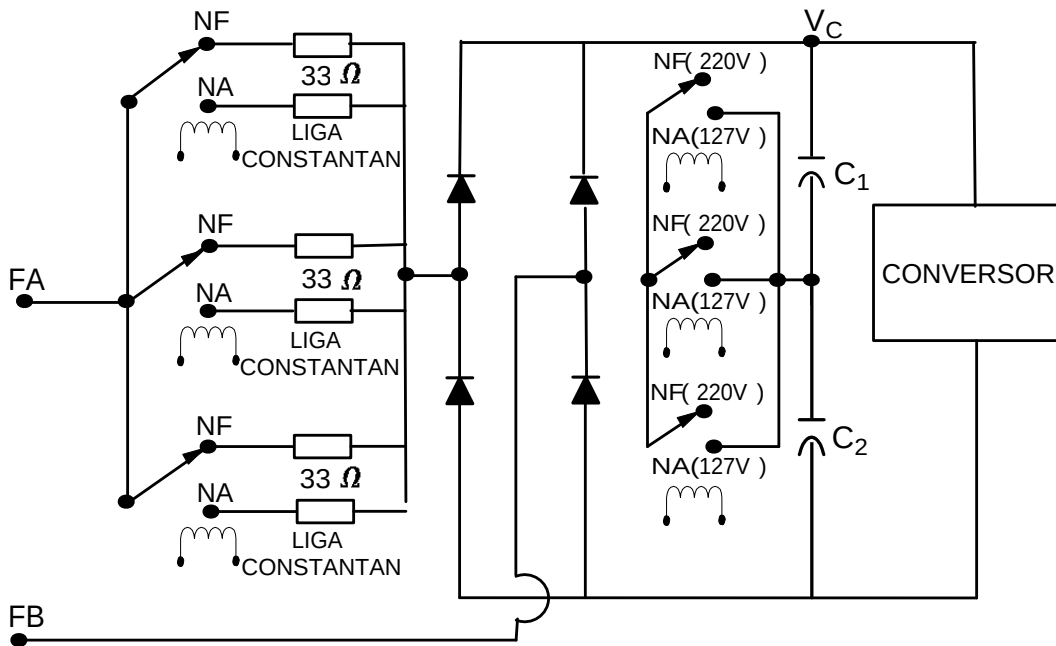
$$R_S = \frac{\sqrt{2}V_{AC \max}(220 \text{ V})}{I_{rele1} + I_{rele2} + I_{rele3}} \quad (\text{E.56})$$

$$R_S = \frac{326,68}{30} = 10,88 \, \Omega \quad (\text{E.57})$$

A potência de 5 W será suficiente para cada resistor pois, o resistor deverá suportar a corrente de 10 A pelo tempo estipulado pelo circuito de controle (0,23 ms) de acordo com a seção 3.7.2.

Será utilizado um conjunto de três circuitos limitadores de corrente de surto conforme Figura 79 em paralelo. A divisão de corrente é garantida com a inclusão de resistências de equalização (liga de constantan) em série com cada relê no modo NA (normalmente aberto) e com um resistor de $33 \, \Omega \times 5 \text{ W}$ (R_2) por circuito formando um resistor equivalente de $11 \, \Omega \times 15 \text{ W}$ conforme equação (E.57) pois, cada circuito da Figura 78 será acionado simultaneamente pelo circuito de controle.

Figura 79 – Conjunto de circuitos limitadores de corrente de surto.



Fonte: O autor.

E.6 Filtro RFI

O filtro de entrada RFI é apresentado no anexo A para atenuar as harmônicas de comutação e proteger o conversor e a carga dos tansientes presentes na tensão de saída

do retificador de entrada conforme Erickson e Maksimovic (2001), Ortmann, Mussa e Heldwein (2012). Este será conectado na entrada do conjunto do circuito limitador de corrente de surto conforme a Figura 79 (FA e FB).

E.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o projeto, as relações básicas e as principais formas de onda de um retificador de entrada. Os elementos do circuito foram dimensionados para atuar na tensão de entrada de 127 V ou 220 V.

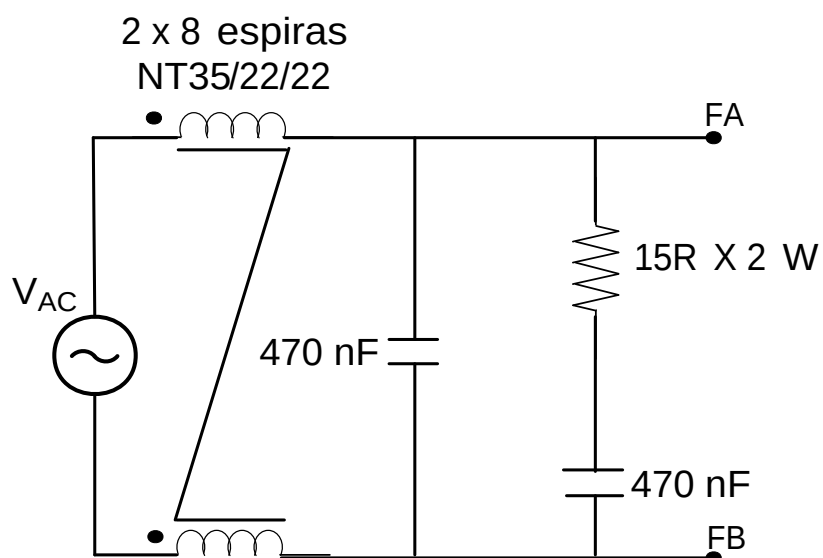
Foi explanado o funcionamento e projeto do seletor automático de tensão de 127/220 V e do limitador de corrente de surto e a apresentação do filtro RFI.

No próximo capítulo será abordado o controle do conversor CC/CC, as funções de transferências da planta e do compensador, os diagramas de bode de módulo e fase, o projeto do compensador, a descrição e dimensionamento dos componentes auxiliares do CI PWM 3525 e os circuitos adicionais de controle.

Anexos

ANEXO A – Filtro de RFI

Figura 80 – Filtro RFI.



Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; ORTMANN; MUSSA; HELDWEIN, 2012).