



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Ana Paula Bolognini

Inversor de Tensão utilizando transformador de alta frequência com Modulação PWM

LONDRINA – PARANÁ
2006



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

Ana Paula Bolognini

Inversor de Tensão utilizando transformador de alta frequência com Modulação PWM

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

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique
Gonçalves Treviso

LONDRINA – PARANÁ
2006

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da
Universidade Estadual de Londrina**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

B693i Bolognini, Ana Paula.

Inversor de tensão utilizando transformador de alta frequência com modulação PWM / Ana Paula Bolognini. – Londrina, 2006.
92 f. : il.

Orientador: Carlos Henrique Gonçalves Treviso.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2006.

Inclui bibliografia.

1. Eletrônica de potência – Teses. 2. Inversores elétricos – Métodos de simulação – Teses. 3. Modulação (Eletrônica) – Teses. 4. Topologia de redes elétricas – Teses. 5. Transformadores eletrônicos – Teses. I. Treviso, Carlos Henrique Gonçalves. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.314

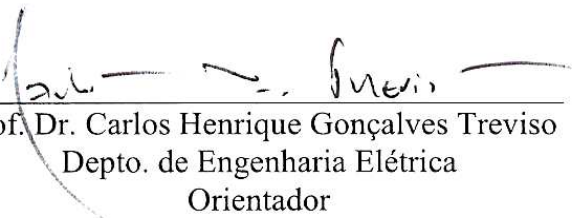
Ana Paula Bolognini


Inversor de Tensão utilizando transformador de alta frequência com Modulação PWM

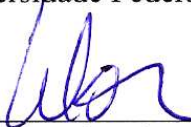
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

COMISSÃO EXAMINADORA


Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador


Prof. Dr. Lourenço Matias
Escola de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Federal de Goiás


Prof. Dr. Walter Germanovix
Depto. De Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Londrina, 28 de janeiro de 2006

À minha mãe Eunice.
Às minhas irmãs Gilsemare e Andréa Maria.
Aos meus sobrinhos Rafaella, Ana Júlia e Miguel.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus que nunca me desamparou e que sempre realizou milagres em minha vida!

Ao Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso, orientador acadêmico, pela sua paciência e dedicação.

Aos Professores do Departamento de Engenharia Elétrica, Prof. Msc. Luís Carlos Kakimoto e Prof. Msc. Newton da Silva.

Ao Prof. Dr. Taufik Abrão, que me incentivou a terminar este trabalho.

Ao amigo do curso de graduação Luís Guilherme de Sousa, por seu companheirismo.

Aos meus colegas de Mestrado André Matsumoto, André Sanches Fonseca Sobrinho, Francisco Granziera Junior, Leandro Pasa, Paulo Rogério Scalassara, pelos préstimos dispensados no decorrer do curso. Especialmente aos grandes amigos Kleber Romero Felizardo e Nelson Benito Canteri pela colaboração para o término deste trabalho.

À Universidade Estadual de Londrina pela oportunidade e apoio para concretizar este título tão importante em minha vida.

À Capes – Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pela ajuda financeira recebida no decurso do meu trabalho de pós graduação.

À minha mãe por todo incentivo, persistência, serenidade, dedicação e amor.

À Maria Aparecida Lima e Benedita Aparecida Gonçalves Soares, pela amizade.

Bolognini, Ana Paula. **Inversor de Tensão utilizando transformador de alta frequência com Modulação PWM**. 2006. 92f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2006.

RESUMO

A partir do estudo qualitativo e quantitativo dos conversores CC – CC, incluindo o conversor *Forward* convencional, do método de controle das chaves conhecido como modulação por largura de pulso ou PWM, a importância do tempo morto e do estudo dos conversores CC – CA, foi possível apresentar neste trabalho uma análise de uma nova topologia de inversor de tensão, também conhecido como conversor CC – CA, formado por quatro conversores *Forward* modificados ligados em paralelo. Estes conversores apresentam como modificações para evitar a interferência entre os conversores no momento da desmagnetização de seus transformadores e para que pudessem ser ligados em paralelo o uso de um único filtro de saída para os quatro módulos de conversores e chaves bidirecionais nos secundários de seus transformadores. O conversor *Forward* é conhecido por apresentar uma estrutura simples quando comparado com outros conversores. É apresentada uma completa análise das etapas de operação, equações necessárias, bem como os procedimentos de projeto para a correta operação dessa topologia. Através do projeto dos transformadores, pôde-se dimensionar o núcleo de ferrite, o número de espiras dos enrolamentos, determinar os condutores elétricos, as chaves semicondutoras, os diodos e o filtro de saída. Com a divisão de potência de 150 W para cada conversor e potência resultante de 600 W para todo o conjunto e trabalhando em alta frequência de chaveamento de 50 kHz, projetou-se um inversor de tensão em baixa frequência (60 Hz), com núcleos magnéticos pequenos e com baixo nível de ruído, que oferece um rendimento como uma estrutura de um único estágio de conversão. Resultados obtidos de simulação que correspondem ao funcionamento completo do circuito e do protótipo implementado são apresentados para validar a análise do sistema. O presente trabalho foi aprovado e validado em congressos nacionais e revista científica e tecnológica da Universidade Estadual de Londrina.

Palavras – chave: Inversor, Conversor *Forward*, Modulação PWM, Alta Frequência.

Bolognini, Ana Paula. **Voltage Inverter with high frequency transformer with PWM Modulator**. 2006. 92f. Dissertation (Master's Degree Dissertation in Electric Engineering) – State University of Londrina, Londrina, 2006.

ABSTRACT

With the qualitative and quantitative study of the DC – DC converters, including conventional Forward converter, of the method of control of the keys known like Pulse width modulation or PWM, the importance of the dead time and the study of DC – AC convertes, it was possible show in this work an analysis of a new topology of voltage inverter, also known as DC – AC converter, consisting of four modified Forward converters connected in parallel. These converters have modifications to avoid interference among converters i the moment of demagnetizing of their transformers and they could be connected in parallel using a single output filter for the four modules of converters and bidirection switches the secondary of their transformers. The Forward converter is known to have a simple structure compared to other converters. It is presented a complete analysis of the stages, equations and procedures for the correct operations of the present topology. By the project of transformers, it was possible to dimension the core, the number of turns, determine the electrical conductors, the semiconductor switches, diodes and the output filter. With the division of power of 150 W for each converter and power resulting of 600 W for the all group and working in high switching frequency of 50 kHz, it was possible to project a voltage inverter with low frequency (60 Hz), with small magnetics cores and low noise level, and it can offer an income like a structure of a single stage of conversion. Simulation results, which they corresponding to the complete operation of the circuit ando of prototype implemented are shown to validate the analysis system. This present work was approved and validated in national congresses and science and technology magazine of State University of Londrina.

Keywords: Inverter, Forward Converter, PWM Modulator, High Frequency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor CC – CC e forma de onda da tensão de saída.....	23
Figura 2 – Exemplo de um circuito PWM	25
Figura 3 –Tempo de subida e descida em um controle PWM.....	26
Figura 4 – Conversor <i>Forward</i> convencional.....	27
Figura 5 – Formas de onda do conversor <i>Forward</i> convencional.....	29
Figura 6 – Inversor com quatro chaves	33
Figura 7 – Referência senoidal (A), referência retificada e onda triangular (B).....	35
Figura 8 – Pulsos nas chaves 1 – 4 (A) e 2 – 3 (B).....	35
Figura 9 – Saída do inversor	36
Figura 10 – Circuito com carga resistiva (A) e carga com ponte de diodo (B).....	36
Figura 11 – Correntes de saída.....	37
Figura 12 – Nova topologia de inversor.....	39
Figura 13 – Circuito de cada conversor.....	40
Figura 14 – Nova topologia	41
Figura 15 – Carta de tempo da comutação das chaves	43
Figura 16 – Primeira etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor A.....	44
Figura 17 – Segunda etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor B	44
Figura 18 – Terceira etapa: Transferência de energia através do conversor C	45
Figura 19 – Quarta etapa: Transferência de energia através do conversor D.....	45
Figura 20 – Quinta etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor C.....	46
Figura 21 – Sexta etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor D	46
Figura 22 – Sétima etapa: Retorno de energia através do conversor A.....	47
Figura 23 – Oitava etapa: Descarga de energia através do conversor B.....	47
Figura 24 – Nona etapa: Tempo morto entre os conversores A e B	48
Figura 25 – Décima etapa: Tempo morto entre os conversores C e D	49
Figura 26 – Encapsulamento e pinagem do CI 3524	69
Figura 27 – Circuito integrado 3524	70
Figura 28 – Estágio de saída.....	72

Figura 29 – Diagrama de blocos do circuito implementado.....	74
Figura 30 – Circuito amplificador e somador inversor com compensador integrador proporcional.....	75
Figura 31 – Circuitos comparador e separador de pulsos.....	76
Figura 32 – Circuito de multiplexação	76
Figura 33 – Isolador	77
Figura 34 – Circuito de potência.....	78
Figura 35 – Tensão de saída no circuito simulado	78
Figura 36 – Tensão de saída do protótipo.....	79
Figura 37 – Foto do circuito de potência implementado em laboratório	79
Figura 38 – Núcleo EE – 42/21/15	89
Figura 39 – Núcleo EE – 42/21/20	90

LISTA DE TABELAS

Tabela A.1 – Tipos de núcleo.....	86
Tabela A.2 – Núcleos de ferrite.....	87
Tabela A.3 – Características de núcleo EE.....	88
Tabela B.4 – Fio de cobre esmaltado.....	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	<i>Corrente alternada</i>
CC	<i>Corrente contínua</i>
CI	<i>Circuito integrado</i>
C_{iss}	<i>Input capacitance</i>
C_j	<i>Junction capacitance</i>
C_{oss}	<i>Output capacitance</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
MOS	<i>Metal oxide semiconductor</i>
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
$r_{ds(on)}$	<i>Drain to source on resistance</i>
$R_{\theta JA}$	<i>Thermal resistance junction to ambient</i>
$R_{\theta JC}$	<i>Thermal resistance junction to case</i>
SCR	<i>Silicon controlled rectifier</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
T_J	<i>Junction temperature</i>
T_{rr}	<i>Maximun reverse recovery time</i>

LISTA DE SÍMBOLOS E CONVENÇÕES

símbolo	descrição	página
A_{Cu}	Área total do condutor	54
A_{Cu1}	Área total do condutor do enrolamento primário	54
A_{Cu2}	Área total do condutor no enrolamento secundário	56
$A_{Cudesmag}$	Área total do condutor no enrolamento de desmagnetização	60
A_e	Área efetiva da parte central do núcleo	50
A_f	Área da seção transversal do cobre	57
A_{fitaCu}	Área da seção transversal da fita de cobre	60
A_j	Área da janela do carretel (onde é situado o núcleo)	50
Al	Fator de indutância	62
$A_{pindutor}$	Produto das áreas do núcleo do indutor	68
$A_{ptransformador}$	Produto das áreas do núcleo do transformador	50
B	Densidade de campo magnético	50
$B_{máx}$	Densidade de campo magnético máxima	51
B_{sat}	Densidade de saturação	51
C_0	Capacitor de saída	27
C_1	Capacitor	75
C_2 a C_6	Capacitor	77
CD4009A	Porta inversora	76
CD4017	Contador	77
CD4081	Porta AND	77
CD4093B	Porta NAND	76
CH_1 a CH_4	Canais de 1 a 4	77
D	Razão cíclica	23
D_1, D_2 e D_3	Diodo do enrolamento de desmagnetização, secundário e de roda livre, respectivamente	27
$D_4, D_5, D_6,$ e D_7	Diodos da ponte retificadora	36
D_8	Diodos de desmagnetização	40
D_9 a D_{12}	Diodos da chave bidirecional	40
D_{13}, D_{18} e D_{23}	Diodos de desmagnetização	41

símbolo	descrição	página
D_{14} a D_{17}	Diodos da chave bidirecional	41
D_{19} a D_{22}	Diodos da chave bidirecional	41
D_{24} a D_{27}	Diodos da chave bidirecional	41
D_{28} a D_{34}	Diodo	77
$D_{m\acute{a}x}$	Razão cíclica máxima	32
E	Energia	31
E_{dmg}	Energia a ser desmagnetizada	31
E_{mg}	Energia armazenada durante a magnetização	31
f	Freqüência de chaveamento	24
f_c	Freqüência de corte	66
I_0	Corrente na carga ou corrente de saída	27
$I_{0m\acute{i}n}$	Corrente mínima de saída	55
I	Corrente	31
I_c	Corrente do coletor	27
I_{cap}	Corrente no capacitor	27
I_{cc}	Corrente da fonte de alimentação	44
$I_{cm\acute{a}x}$	Corrente máxima do coletor	30
I_{D1}	Corrente no diodo do enrolamento de desmagnetização	27
I_{D2}	Corrente no diodo do enrolamento secundário	27
I_{D3}	Corrente no diodo de roda livre	27
I_{DS}	Corrente média entre dreno e fonte	65
I_{dmg}	Corrente de desmagnetização	30
I_{dmgrms}	Corrente de desmagnetização RMS	59
I_{ef}	Corrente eficaz no primário ou no secundário do transformador	54
I_L	Corrente no indutor	27
I_m	Corrente magnetizante	30
I_{mg}	Corrente de magnetização	30
I_{mgL0}	Corrente de magnetização do indutor	30
I_{mgrms}	Corrente de magnetização RMS (<i>root mean square</i>)	57
I_{N1}	Corrente no enrolamento primário	54
I_{N2}	Corrente eficaz no secundário do transformador	55

símbolo	descrição	página
$I_{Nmgm\acute{e}dia}$	Corrente de magnetização média	63
I_{Npico}	Corrente de pico	64
I_{Nrms}	Corrente eficaz na chave	63
I_{X0}	Corrente da carga	44
J	Densidade de corrente	54
$J_{m\acute{a}x}$	Densidade de corrente máxima para acréscimo de temperatura	54
K_E	Coeficiente de perdas por correntes parasitas	63
K_H	Coeficiente de perdas por histerese	63
K_j	Coeficiente de densidade de corrente no fio	50
K_u	Fator de utilização das janelas	68
L_0	Indutor de saída	27
L	Indutor	31
l_e	Comprimento efetivo	61
l_g	Comprimento do entreferro	61
L_m	Média geométrica entre L_{N1} e L_{N2}	58
L_{N1}	Indutância do enrolamento primário	31
L_{N2}	Indutância do enrolamento secundário	58
L_{N3}	Indutância do enrolamento de desmagnetização	31
L_{Nx}	Indutância em qualquer enrolamento	57
L1A a L1C	Enrolamentos do transformador	77
N	Relação de espiras	27
n_2	Número total de condutores no enrolamento secundário	57
N_1, N_2 e N_3	Enrolamentos primário, secundário e de desmagnetização, respectivamente	27
N_4, N_7 e N_{10}	Enrolamentos primários dos conversores B, C e D respectivamente	41
N_5, N_8 e N_{11}	Enrolamentos secundários dos conversores B, C e D respectivamente	41
N_6, N_9 e N_{12}	Enrolamentos de desmagnetização dos conversores B, C e D respectivamente	41

símbolo	descrição	página
$N_{3,1}$	Relação de espiras dos enrolamentos de desmagnetização e primário	65
P_n	Perdas no núcleo de ferrite	63
P_0	Potência de saída	50
Q_1 a Q_4	Transistor	77
R_0	Carga	23
R_1 a R_9	Resistor	75
R_{10} a R_{12}	Resistor	76
R_{13} a R_{16}	Resistor	77
S	Chave	23
S_1 a S_3	Chaves 1 a 3	33
S_4	Chave 4	34
S_5 e S_6	Chaves 5 e 6	40
S_7 a S_{14}	Chaves 7 a 14	41
T	Tempo ou período	30
t	Eixo do tempo	23
T_f	Tempo de descida (<i>fall time</i>)	26
TL084	Amplificador operacional	75
T_{off}	Intervalo de tempo em que a chave está aberta	23
T_{offmin}	Período mínimo para desmagnetização	32
T_{on}	Intervalo de tempo em que a chave está fechada	23
T_r	Tempo de subida (<i>rise time</i>)	26
T_s	Intervalo de tempo de chaveamento	23
V_0	Queda de tensão na carga	23
V_{CA}	Tensão de alimentação alternada	36
V_{CC}	Fonte de alimentação contínua ou tensão de alimentação contínua	23
V'_{CC}	Relação entre número de espiras do secundário e primário, respectivamente, e tensão de alimentação contínua	27
V_{CCmax}	Tensão de alimentação contínua máxima	50
V_{CCmin}	Tensão de alimentação contínua mínima	50

símbolo	descrição	página
V_{ce}	Tensão coletor – emissor	33
V_{cesat}	Tensão de saturação coletor – emissor	30
V_{chave}	Tensão na chave	64
V_{diodo}	Tensão no diodo	64
$V_{DSmáx}$	Tensão máxima entre o dreno e fonte	65
V_{D3}	Tensão no diodo de roda livre	53
V_d	Tensão direta do diodo D_2	27
V_n	Volume do núcleo	63
$V_{referência}$	Tensão de referência	75
$V_{Rmáx}$	Tensão reversa máxima	66
V_{tri}	Tensão triangular	25
X_0	Carga	41
X	Parâmetro que depende do núcleo a ser utilizado	51
x	Número de enrolamentos do transformador	58
Z_1 a Z_6	Diodo zener	77
ΔT	Acréscimo de temperatura sem ventilação forçada	51
ΔT_{dmg}	Período de desmagnetização	30
$\Phi_{máx}$	Diâmetro máximo do condutor	56
ρ	Resistividade do cobre	56
μ_0	Permeabilidade do ar	56
μ_e	Permeabilidade efetiva	61
μ_r	Permeabilidade relativa do ar	56
$\Sigma N.A_{Cu}$	Somatória dos produtos entre o número de espira e a área de ocupação	68

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS E CONVENÇÕES

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 Conversores de potência.....	20
1.2 Objetivo do trabalho	21
1.3 Desenvolvimento do trabalho	21
2 ESTUDO DO CONVERSOR CC – CC E CC – CA	22
2.1 Introdução	22
2.2 Conversor CC – CC	22
2.3 Modulação PWM	24
2.3.1 Vantagens do controle pela modulação PWM.....	25
2.4 Topologia convencional do conversor <i>Forward</i>	26
2.5 Inversores de tensão	33
2.5.1 Corrente de saída.....	36
2.6 Conclusão	38
3 NOVA TOPOLOGIA <i>FORWARD</i> PARA CONVERSÃO CC – CA	39
3.1 Introdução	39
3.2 Os conversores CC – CC gerando um conversor CC – CA	39
3.2.1 Princípio de funcionamento do conversor	42
3.2.2 Etapas de funcionamento do conversor	43
3.2.2.1 Primeira etapa: Transferência de energia pelo conversor A.....	43
3.2.2.2 Segunda etapa: Transferência de energia pelo conversor B.....	44
3.2.2.3 Terceira etapa: Transferência de energia pelo conversor C.....	45
3.2.2.4 Quarta etapa: Transferência de energia pelo conversor D.....	45
3.2.2.5 Quinta etapa: Transferência de energia para a carga com o conversor C	46
3.2.2.6 Sexta etapa: Transferência de energia para a carga com o conversor D.....	46
3.2.2.7 Sétima etapa: Transferência de energia através do conversor A.....	47
3.2.2.8 Oitava etapa: Transferência de energia através do conversor B.....	47
3.2.2.9 Nona etapa: Tempo morto entre os conversores A e B.....	48
3.2.2.10 Décima etapa: Tempo morto entre os conversores C e D.....	48

3.3 Conclusão	49
4 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR CC – CA	50
4.1 Introdução	50
4.2 Roteiro de projeto do transformador.....	50
4.2.1 Primeira etapa: Parâmetros de entrada para cada módulo.....	50
4.2.2 Segunda etapa: Dimensionamento do transformador	50
4.2.2.1 Escolha do núcleo de ferrite	50
4.2.2.2 Cálculo do número de espiras do enrolamento primário	52
4.2.2.3 Cálculo do número de espiras do enrolamento secundário.....	53
4.2.2.4 Dimensionamento da área do cobre	54
4.2.2.5 Cálculo do número de espiras do enrolamento de desmagnetização	60
4.2.2.6 Cálculo do entreferro	61
4.2.3 Cálculo térmico.....	63
4.2.3.1 Perdas no núcleo	63
4.2.4 Correntes e tensão nos semicondutores	63
4.2.5 Chaves	65
4.2.5.1 MOSFET IRF 840.....	65
4.2.5.2 MOSFET IRF Z48N	66
4.2.6 Diodos	66
4.2.6.1 UF 5404.....	66
4.2.6.2 MUR 850	66
4.3 Filtro de saída.....	66
4.3.1 Parâmetros de entrada do filtro de saída	66
4.3.2 Cálculo da indutância	67
4.3.3 Escolha do núcleo de ferrite	67
4.4 Lógica de controle	69
4.4.1 Circuito integrado controlador da largura de pulso 3524	69
4.4.1.1 Comparador PWM.....	70
4.4.1.2 Limitador de corrente de saída.....	71
4.4.1.3 Amplificador de erro	71
4.4.1.4 Oscilador	71
4.4.1.5 Regulador de tensão de saída	72
4.4.1.6 Estágio de saída.....	72
4.5 Conclusão	72

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	74
5.1 Introdução	74
5.2 Diagrama de blocos	74
5.3 Simulação.....	75
5.4 Conclusão	80
6 CONCLUSÃO GERAL.....	81
7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
ANEXOS	86
Anexo A – Núcleos de Ferrite.....	86
Anexo B – Tabela de Fio de Cobre Esmaltado	91
Anexo C – Constantes físicas	92

1 INTRODUÇÃO

Com o intuito de conservar e otimizar a energia elétrica, a Eletrônica de Potência acompanha a evolução dos conceitos de qualidade de energia em conjunto com o desenvolvimento das técnicas de processamento eletrônico, buscando maior eficiência e rendimento.

Em um mundo tão competitivo, a Eletrônica de Potência permite trabalhar com conversores chaveados operando em altas frequências que propiciam uma economia de espaço, redução de custo, baixo ruído, maior confiabilidade e alto desempenho e rendimento quando comparado com os conversores lineares convencionais.

Por outro lado o uso de chaves semicondutoras operando em alta frequência permite o aparecimento de harmônicas de tensão e corrente no sistema de alimentação em corrente alternada. (CANESIN, 2001)

Entende-se por harmônicas as formas de onda múltiplas da fundamental, sendo esta definida, de acordo com Joseph Fourier, como soma de funções periódicas não senoidais.

A Eletrônica de Potência começou com a invenção do retificador a arco de mercúrio na década de 1960 e desenvolveu-se gradualmente deste então. Muito da tecnologia de hoje, isto é, retificadores, inversores e cicloconversores datam da década de 1930. Porém, a grande revolução na Eletrônica de Potência começou com o tiristor ou retificador controlado a silício, um dispositivo semiconductor capaz de conduzir altas potências, inventado em 1956 nos Laboratórios Bell e comercializado a partir de 1958 pela *General Electric*. Durante a década de 1960, muitos trabalhos foram desenvolvidos, e já na década de 1970, grande parte dos sistemas de acionamentos com controles eletromecânicos havia sido substituído por sistemas baseados em tiristores. Apesar das vantagens do uso destes dispositivos convencionais, conhecidos como SCR (*silicon controlled rectifier*), outros elementos de chaveamento de potência foram desenvolvidos ao longo dos últimos anos. A partir da metade da década de 1980 começaram a surgir os dispositivos híbridos utilizando a tecnologia bipolar (dos transistores de junção) e a tecnologia MOS (*metal oxide semiconductor*). (<http://www.bell-labs.com>)

A aplicação da Eletrônica de Potência tem crescido muito e atuado em diversas áreas, que incluem fontes chaveadas de corrente CC (corrente

contínua) e CA (corrente alternada) reguladas para aplicações em eletrônica, computadores, instrumentação, linhas de transmissão, entre outras.

A grande utilização da Eletrônica de Potência está nos acionamentos de motores elétricos, desde motores de pequena potência usados em instrumentação e periféricos de computadores a aplicações em altas potências nas indústrias de papel, cimento e têxtil.

1.1 Conversores de potência

Um conversor de potência incorpora uma matriz de chaves semicondutoras que convertem e controlam a energia elétrica sob a direção de um controle eletrônico. As estruturas de potência podem ser classificadas em uma base funcional como (HUKAI, 1985):

– Retificadores não controlados e controlados: Os retificadores não controlados usam diodos como chaves semicondutoras, enquanto que os controlados usam, tradicionalmente, tiristores com controle de fase e comutação natural para converter potência CA em CC. São aplicadas em acionamentos em corrente contínua e processos eletroquímicos e sua desvantagem é que produzem harmônicas de baixa ordem e apresentam baixo fator de potência para a linha em CA.

– Conversores CA – CA: São controladores de tensão CA a tiristor ou a triac (mesma frequência de saída) que usam o princípio de controle de fase. Estes controladores são usualmente aplicados em controle de luminosidade, aquecimento resistivo e em eletrodomésticos monofásicos. No controle de fase, os problemas inerentes são harmônicas e baixo fator de potência.

– Conversores CC – CC: Estes conversores transformam uma tensão contínua (variável ou não) em uma tensão regulada ou programada em diferentes níveis. São comumente usados em acionamentos em corrente contínua e fontes chaveadas, que apresentam alto rendimento em relação às fontes lineares. O conversor convencional com chaveamento de modulação por largura de pulso ou PWM (*pulse width modulation*), este que é estudado no subitem 2.3, comumente conhecido como *chopper*, pode ser classificado como abaixador (*Buck*), elevador (*Boost*) e abaixador – elevador (*Buck – Boost*). O advento do transistor de potência permitiu a operação destes conversores em altas frequências e, posteriormente, o

MOSFET (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) de potência permitiu a operação em frequências ainda mais elevadas.

– Inversores fonte de tensão ou fonte de corrente: usados principalmente em acionamentos em corrente alternada, fontes ininterruptas, correção ativa de fator de potência e aquecimento indutivo.

Normalmente os sistemas de Eletrônica de Potência podem combinar mais de uma estrutura no processo de conversão de energia.

1.2 Objetivo do trabalho

Projetar, desenvolver e implementar uma nova topologia de inversor de tensão utilizando conversores *Forward* modificados e com chaves bidirecionais no secundário, transformador em alta frequência e Modulação PWM.

1.3 Desenvolvimento do trabalho

O Capítulo 1 refere-se ao estudo da Eletrônica de Potência, destacando sua evolução, aplicação e uma visão geral dos conversores de Potência.

O Capítulo 2 apresenta o estudo de um Conversor CC – CC, em especial, o conversor *Forward* na sua topologia convencional, suas principais equações, a forma de controle através da Modulação PWM e uma visão geral sobre inversores de tensão.

O Capítulo 3 dedica-se à análise qualitativa do conversor CC – CC proposto.

O Capítulo 4 consiste dos procedimentos e desenvolvimento de um roteiro de projeto para o conversor CC – CA estudado. Também são apresentados os métodos utilizados para implementação dos circuitos de disparo das chaves semicondutoras.

No Capítulo 5 são apresentados o diagrama de bloco do circuito implementado e os resultados encontrados para o conversor proposto através de simulação computacional e implementação do protótipo.

Finalizando, são apresentadas as conclusões gerais no Capítulo 6 e as referências bibliográficas utilizadas como base para o trabalho desenvolvido.

2 ESTUDO DO CONVERSOR CC – CC E CC – CA

2.1 Introdução

A conversão CC – CC se refere a um processamento de potência, isto é, tanto o sinal de entrada como o de saída são de potência. A potência de entrada pode ser fornecida por uma fonte de tensão ou corrente e a potência de saída pode ser entregue como corrente ou tensão.

Neste capítulo serão apresentados estudos sobre os conversores CC – CC, incluindo o conversor *Forward* na sua forma mais simples, o controle sobre a chave e uma teoria breve sobre inversores de tensão.

2.2 Conversor CC – CC

Os conversores CC – CC podem ser definidos como circuitos que transformam uma determinada tensão contínua em outra também contínua, em que a saída do seu transformador é sempre proporcional à sua entrada. (OSVIANI; BOLOGNINI; TREVISO, 2004)

Os conversores possuem dois tipos de chaves, uma ativa (transistor) e outra passiva (diodo). Como o transistor funciona, neste caso, em corte (chave aberta) ou em saturação (chave fechada), o controle de um conversor se realiza nesse dispositivo semiconductor através de um circuito adicional que comuta a chave, permitindo a transferência de pulsos de tensão ou corrente para outra parte do circuito, ou seja, transferem energia da entrada para a saída.

A chave fechada pode definir uma largura de pulso pelo tempo em que ela fica nesta condição, e um intervalo entre pulsos pelo tempo em que ela fica aberta. A associação dos dois tempos define o período e, portanto, uma frequência de controle.

Na Fig. 1 apresenta o diagrama elétrico e a forma de onda da tensão de saída de um conversor CC – CC básico.

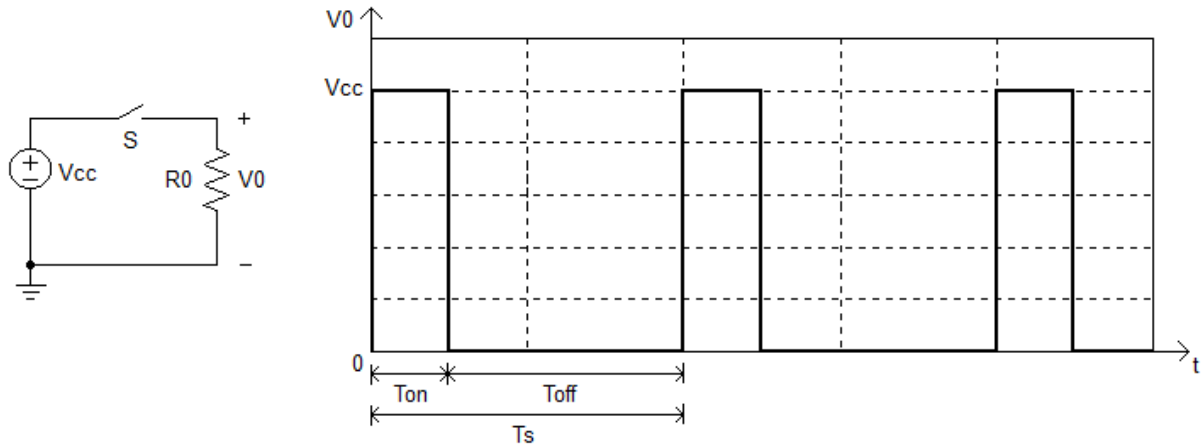


Figura 1 – Conversor CC – CC e forma de onda da tensão de saída

Fonte: Autora

Em que:

R_0 – Carga

S – Chave

t – Eixo do tempo

T_{off} – Intervalo de tempo em que a chave está aberta

T_{on} – Intervalo de tempo em que a chave está fechada

T_s – Intervalo de tempo de chaveamento

V_{CC} – Fonte de alimentação contínua ou tensão de alimentação contínua

V_0 – Queda de tensão na carga

O intervalo de 0 a T_s , que é composto pela soma dos intervalos T_{on} e T_{off} , é a duração de um ciclo completo de operação da chave, definida por ciclo ativo.

A razão entre o intervalo de comutação T_s e o intervalo de condução da chave T_{on} é definido por razão cíclica D e dada pela Eq. 2.1:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad 2.1$$

Em que:

D – Razão cíclica

O período de chaveamento T_s é dado pela Eq. 2.2:

$$T_s = \frac{1}{f} \quad 2.2$$

Em que:

f – Freqüência de chaveamento

A freqüência f tende a ser a mais alta possível, diminuindo assim o volume dos elementos magnéticos e capacitivos do conversor.

A tensão média V_0 na saída deste conversor é calculada pela Eq.

2.3:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_{cc} dt$$
$$V_0 = V_{cc} \frac{T_{on}}{T_s} \quad 2.3$$

Usando $T_{on} = D \cdot T_s$ e substituindo na Eq. 2.3, tem-se na Eq. 2.4:

$$V_0 = D \cdot V_{cc} \quad 2.4$$

A relação entre a tensão de saída V_0 e a tensão de entrada V_{cc} é definida por ganho estático D do conversor e dada pela Eq. 2.5:

$$D = \frac{V_0}{V_{cc}} \quad 2.5$$

2.3 Modulação PWM

Os sinais de comando da chave podem ser gerados com freqüência de comutação fixa ou variável. Uma forma de gerar os sinais de comando com freqüência fixa é através da modulação por largura de pulso ou PWM. (BARBI; MARTINS, 2001)

Na Fig. 2 mostra uma forma simples de realizar PWM.

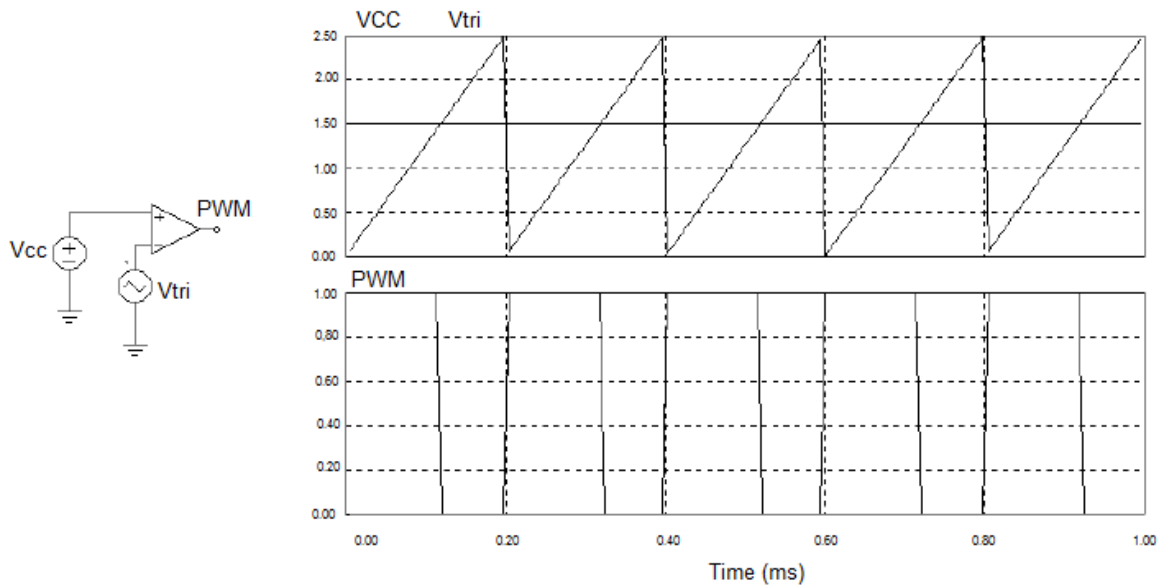


Figura 2 – Exemplo de um circuito PWM

Fonte: Autora

Em que:

V_{tri} – Tensão triangular

Quando a chave S está aberta não há corrente na carga R_0 e a potência aplicada é nula. No instante em que a chave S é fechada, a carga R_0 recebe a tensão total da fonte e a potência aplicada é máxima. A transferência de potência ocorre com a chave S fechada, ou seja, transferência direta de energia, que é uma característica importante do ponto de vista da resposta dinâmica em grande parte dos conversores.

Variando-se a largura do pulso e também o intervalo de modo a ter ciclos ativos diferentes, pode-se controlar a potência média aplicada a uma carga R_0 . Assim, quando a largura do pulso varia de zero até o máximo, a potência também varia na mesma proporção. (GHIRARDELLO, [2000?])

2.3.1 Vantagens do controle pela modulação PWM

Com a chave S aberta, nenhuma corrente circula pelo dispositivo de controle e, portanto, sua dissipação é nula. Na condição de fechada, teoricamente, se ela apresenta uma resistência nula, a queda de tensão é nula, e ela não dissipa também nenhuma potência. Isso significa que, na teoria, os controles PWM não

dissipam potência alguma e, portanto, consistem em soluções ideais. (GHIRARDELLO, [2000?])

Na prática isso não ocorre, os dispositivos usados no controle não são capazes de abrir e fechar o circuito em um tempo infinitamente pequeno. Eles precisam de um tempo para mudar de estado e, neste intervalo de tempo, sua resistência sobe de um valor muito pequeno até infinito e vice – versa, em uma curva de comutação semelhante a mostrada na Fig. 3. (BARBI; MARTINS, 2001)

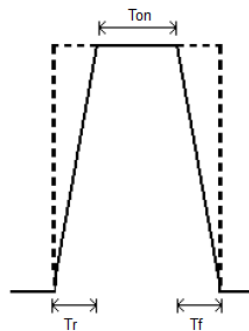


Figura 3 –Tempo de subida e descida em um controle PWM

Fonte: Autora

Em que:

T_f – Tempo de descida (*fall time*)

T_r – Tempo de subida (*rise time*)

Neste intervalo de tempo a queda de tensão e a corrente através do dispositivo não são nulas, e uma boa quantidade de calor poderá ser gerada conforme a carga controlada. Entretanto, a potência gerada em um controle PWM ainda é muito menor do que em um circuito de controle linear equivalente.

2.4 Topologia convencional do conversor *Forward*

O conversor *Forward* é muito utilizado por apresentar uma estrutura simples quando comparado a outras topologias. É composto por chave, filtro de saída, diodo de desmagnetização, diodo de retificação, diodo de roda livre, que fornece o caminho para a corrente do indutor enquanto a chave está aberta, e um transformador de isolamento. Este permite que a relação de espiras seja utilizada para ajustar a largura de pulso mínima e máxima. (MELLO, 1990)

A Fig. 4 apresenta o diagrama elétrico do conversor *Forward* convencional.

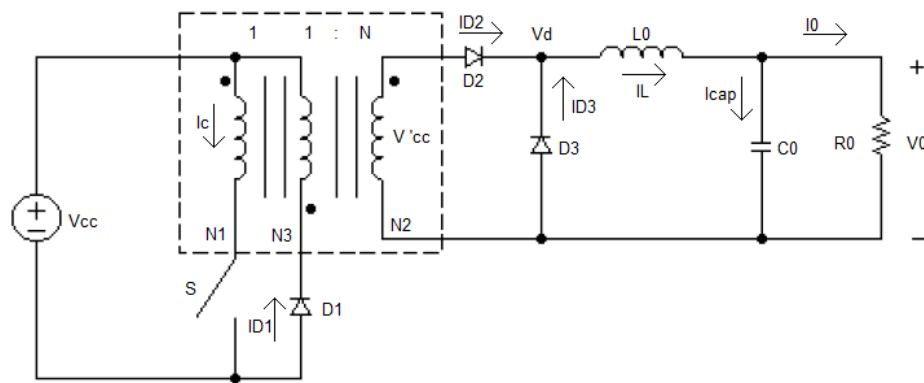


Figura 4 – Conversor *Forward* convencional

Fonte: Autora

Em que:

C_0 – Capacitor de saída

D_1 , D_2 e D_3 – Diodo do enrolamento de desmagnetização, secundário e de roda livre, respectivamente

I_c – Corrente do coletor

I_{cap} – Corrente no capacitor

I_{D1} – Corrente no diodo do enrolamento de desmagnetização

I_{D2} – Corrente no diodo do enrolamento secundário

I_{D3} – Corrente no diodo de roda livre

I_0 – Corrente na carga ou corrente de saída

I_L – Corrente no indutor

L_0 – Indutor de saída

N – Relação de espiras

N_1 , N_2 e N_3 – Enrolamentos primário, secundário e de desmagnetização, respectivamente

V'_{cc} – Relação entre número de espiras do secundário e primário, respectivamente, e a tensão de alimentação contínua

V_d – Tensão direta do diodo D_2

A chave S é usada para produzir uma corrente pulsada no enrolamento primário N_1 do transformador, que é acionada por um circuito de controle que compara a saída do conversor com uma referência.

O filtro de saída, composto pelo indutor L_0 e o capacitor C_0 , elimina a componente alternada do sinal quadrado que sai do secundário N_2 do transformador,

dessa maneira, a carga R_0 recebe apenas uma tensão contínua CC. O diodo de desmagnetização D_1 evita que no enrolamento de desmagnetização N_3 tenha corrente durante o período em que a chave S está acionada. O diodo D_2 retifica a saída do transformador e o diodo de roda livre D_3 fornece o caminho para a corrente do indutor enquanto a chave S está aberta.

No instante em que a chave S é acionada, a tensão do enrolamento primário N_1 aparece no enrolamento secundário N_2 , multiplicado pela relação de espiras N . A tensão do secundário vai produzir uma corrente através do diodo D_2 energizando o indutor L_0 e o capacitor C_0 e fornecendo energia para a carga R_0 . No enrolamento de desmagnetização N_3 aparece o valor da tensão da fonte V_{CC} , fazendo com que exista o dobro desta tensão sobre o diodo D_1 , caso essa relação seja de 1:1.

Quando a chave S é aberta, as tensões nos enrolamentos do transformador invertem seus valores. Com isso, o enrolamento de desmagnetização N_3 vai atuar desmagnetizando o transformador sobre a fonte. O diodo do secundário D_2 vai bloquear isolando o circuito do transformador do circuito do filtro de saída. Assim, o indutor L_0 e o capacitor C_0 suprirão a energia para a carga R_0 . O caminho de corrente entre a carga R_0 e o indutor L_0 vai ser feito através do diodo D_3 .

Para a relação de transformação de 1:1 entre os enrolamentos do primário N_1 e de desmagnetização N_3 , o tempo de desmagnetização deve ser o mesmo que o de magnetização. Por isso, a máxima largura de pulso que este conversor suporta é 0,5. Qualquer valor acima deste provocaria a saturação do transformador.

As etapas de funcionamento do conversor *Forward* convencional são:

– 1ª Etapa ($0, D.T_s$): A chave S está conduzindo, ou seja, fechada. A fonte V_{CC} fornece energia para a carga R_0 através do transformador. O diodo do enrolamento secundário D_2 conduz e D_1 e D_3 , diodos de desmagnetização e de roda livre respectivamente, estão bloqueados.

– 2ª Etapa ($D.T_s, (1 - D).T_s$): A chave S está bloqueada, ou seja, aberta. O diodo de roda livre D_3 conduz a corrente da carga R_0 . O transformador é desmagnetizado através do diodo D_1 , devolvendo a energia para a fonte V_{CC} .

Na Fig. 5 encontram-se as principais formas de onda do conversor *Forward* (BARBI; MARTINS, 2001):

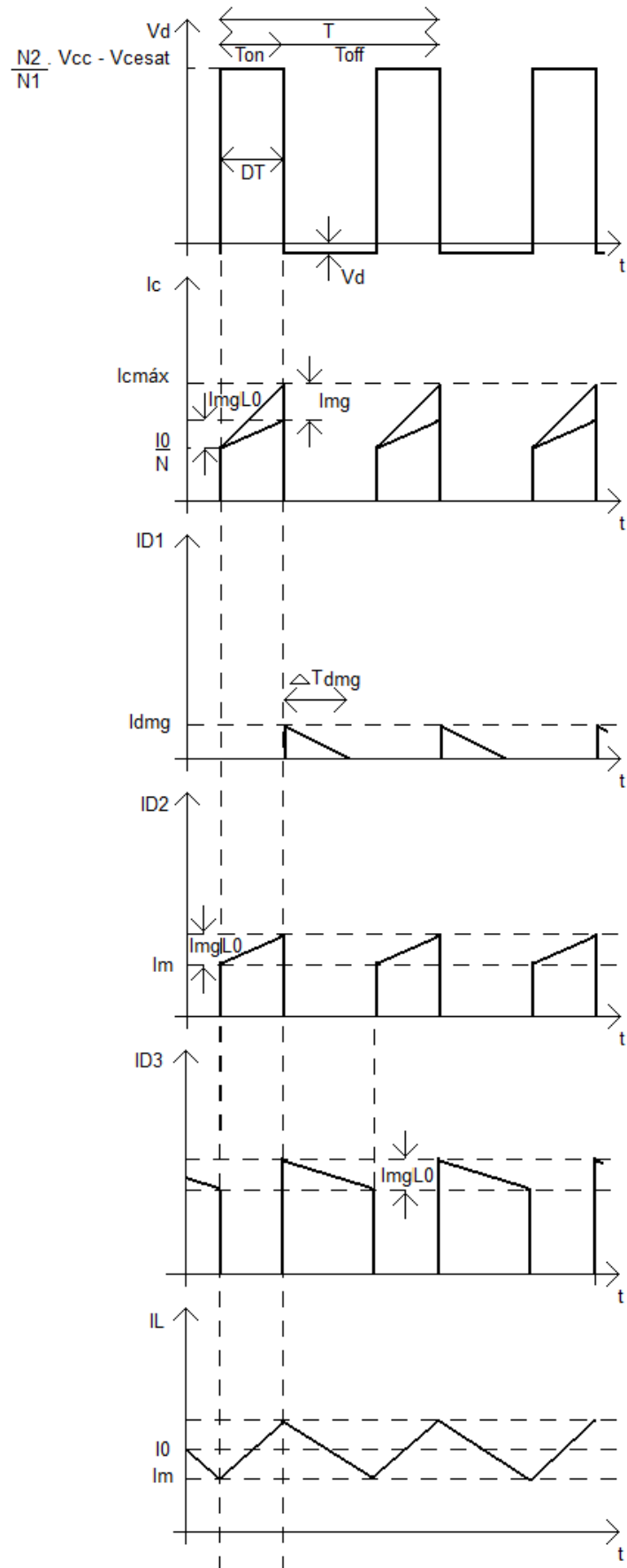


Figura 5 – Formas de onda do conversor *Forward* convencional
 Fonte: MELLO, 1990

Em que:

$I_{cm\acute{a}x}$ – Corrente máxima do coletor

I_{dmg} – Corrente de desmagnetização

I_m – Corrente magnetizante

I_{mg} – Corrente de magnetização

I_{mgL0} – Corrente de magnetização do indutor

T – Tempo ou período

V_{cesat} – Tensão de saturação coletor – emissor

ΔT_{dmg} – Período de desmagnetização

A Eq. 2.6 mostra a relação entre número de espiras do transformador N_1 e N_2 e a tensão de entrada V_{cc} :

$$V'_{cc} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{cc} \quad 2.6$$

Sendo N , a relação de espiras entre primário N_1 e secundário N_2 , tem-se na Eq. 2.7:

$$N = \frac{N_1}{N_2} \quad 2.7$$

Substituindo a Eq. 2.6 em 2.7, encontra-se a razão entre a tensão de entrada V_{cc} e a relação de espiras N , na Eq. 2.8:

$$V'_{cc} = \frac{V_{cc}}{N} \quad 2.8$$

Nesta topologia, verifica-se a existência de três enrolamentos, pois um cuidado que se deve ter ao trabalhar com o conversor *Forward*  o de proporcionar a desmagnetização do núcleo do transformador. Comumente, essa desmagnetização é feita com o uso de um terceiro enrolamento N_3 . (MELLO, 1990)

Durante o tempo em que a chave S é acionada, o enrolamento de desmagnetização N_3 e o diodo do enrolamento de desmagnetização D_1 não estão conduzindo corrente, pois esse diodo possui polarização reversa. Quando a chave S

abre, a tensão no enrolamento secundário N_2 inverte a polaridade e por meio de D_1 , a corrente de desmagnetização retorna à fonte V_{CC} . Assim, não há perdas de potência com a corrente de magnetização I_{mg} . (MELLO, 1990)

Como a energia armazenada durante a magnetização é igual a energia devolvida no período de desmagnetização, tem-se na Eq. 2.9:

$$E_{mg} = E_{dmg} \quad 2.9$$

Em que:

E_{dmg} – Energia a ser desmagnetizada

E_{mg} – Energia armazenada durante a magnetização

Sabe-se que a energia E em um indutor pode ser dada pela Eq. 2.10:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad 2.10$$

Em que:

E – Energia

I – Corrente

L – Indutor

Como a magnetização se realiza no enrolamento primário N_1 e a desmagnetização acontece no terceiro enrolamento N_3 do transformador, pode-se escrever a Eq. 2.9 como:

$$\frac{1}{2} \cdot L_{N1} \cdot I_{mg}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_{N3} \cdot I_{dmg}^2 \quad 2.11$$

Em que:

L_{N1} – Indutância do enrolamento primário

L_{N3} – Indutância do enrolamento de desmagnetização

Considerando (MELLO, 1990):

$$L_{N1} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T}{I_{mg}} \quad 2.12$$

Para a indutância do enrolamento de desmagnetização L_{N3} , temos na Eq. 2.13:

$$L_{N3} = \frac{V_{cc} \cdot \Delta T_{dmg}}{I_{dmg}} \quad 2.13$$

Chega-se na Eq. 2.14:

$$\Delta T = \frac{I_{mg}}{I_{dmg}} \cdot D \cdot T \quad 2.14$$

Como:

$$\frac{I_{mg}}{I_{dmg}} = \frac{N_3}{N_1} \quad 2.15$$

Obtém-se da Eq. 2.14:

$$\Delta T = \frac{N_3}{N_1} \cdot D \cdot T \quad 2.16$$

O período disponível para a desmagnetização é um tempo mínimo, chamado de $T_{off\min}$, que é determinado por $(1 - D) \cdot T$, assim:

$$\frac{N_3}{N_1} \cdot D_{m\acute{a}x} \cdot T = (1 - D_{m\acute{a}x}) \cdot T \quad 2.17$$

Em que:

$D_{m\acute{a}x}$ – Razão cíclica máxima

A razão cíclica máxima $D_{m\acute{a}x}$ é dada pela Eq. 2.18:

$$D_{\text{máx}} = \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad 2.18$$

Caso a quantidade de espiras do enrolamento primário N_1 seja igual ao do enrolamento secundário N_2 , $D_{\text{máx}}$ é igual a 0,5. Com este valor não ocorrem altas correntes de desmagnetização I_{dmg} no diodo de desmagnetização D_1 e limita a tensão coletor – emissor V_{ce} do transistor em $2.V_{\text{CC}}$.

Assim, $I_{\text{mg}} = I_{\text{dmg}}$ e $\Delta T = D.T$, ou seja, o tempo de desmagnetização é sempre igual ao de magnetização.

2.5 Inversores de tensão

Um tipo de conversor CC – CA muito utilizado é o inversor de tensão, que converte uma tensão de entrada contínua CC em alternada CA.

Os inversores são utilizados em *NoBreaks*, acionamento de motores e amplificadores de áudio.

Na maioria desses circuitos são necessários pelo menos quatro chaves para gerar a tensão alternada na saída, conforme mostra a Fig. 6, que apresenta a topologia do conversor *Full – Bridge*.

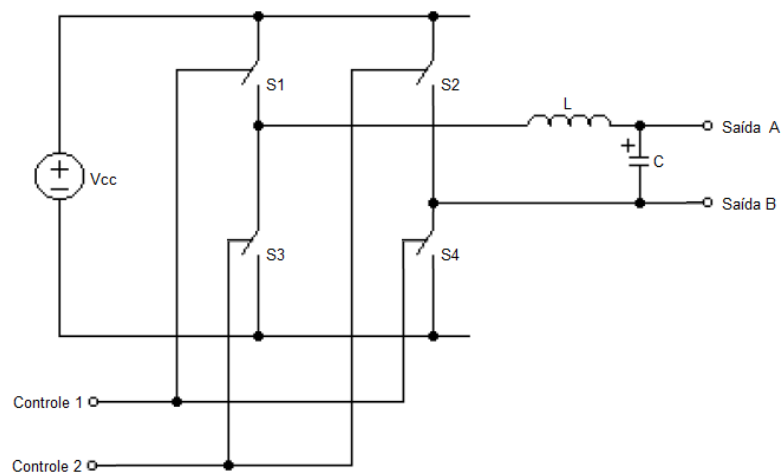


Figura 6 – Inversor com quatro chaves
Fonte: OSVIANI; BOLOGNINI; TREVISO, 2004

Em que:

- S_1 – Chave 1
- S_2 – Chave 2
- S_3 – Chave 3

S₄ – Chave 4

Quando são acionadas duas delas, a carga é conectada diretamente à fonte V_{CC} e quando são acionadas as demais chaves, a carga é conectada inversamente.

No controle por modulação PWM, existe um tempo em que nenhuma das chaves é acionada, denominado tempo morto. Este tempo permite o melhor controle da tensão de saída e que a mesma seja variável segundo uma referência, controlando assim o valor médio e o valor eficaz.

O inversor de tensão proposto no subitem 1.2 é composto por conversores CC – CC que podem ser controlados pela Modulação PWM para obter diferentes formas de onda na saída. Pode ser um sinal quadrado, triangular, senoidal ou qualquer outro. (OSVIANI; BOLOGNINI; TREVISIO, 2004)

A geração dos sinais de controle das chaves é feita a partir da comparação de uma referência, um sinal desejado na saída, e uma onda triangular. O resultado desta comparação é uma Modulação PWM que tem a frequência da onda triangular e a modulação da largura de pulso obedecendo à referência.

No caso dos inversores, ainda é necessário que a modulação seja dividida entre as chaves, ou seja, quando a referência é positiva, as chaves S₁ e S₄ recebem os pulsos, quando a referência é negativa, as chaves S₂ e S₃ recebem os pulsos.

Para se ter uma visão do inversor de tensão em estudo, foi simulado o circuito da Fig. 6. Os resultados são mostrados nas Figs. 7, 8 e 9.

Os parâmetros do circuito da Fig. 6 são:

- Tensão de entrada V_{CC} – 200 V
- Frequência de chaveamento f – 500 Hz
- Carga R_0 – 100 Ω
- Referência – Onda senoidal

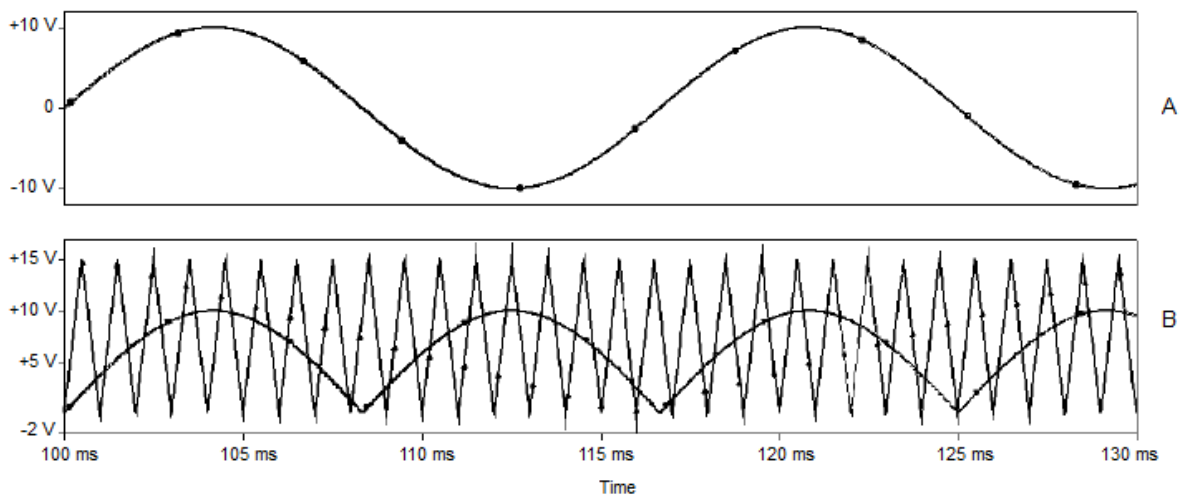


Figura 7 – Referência senoidal (A), referência retificada e onda triangular (B)

Fonte: Autora

A forma de onda A da Fig. 7 mostra a onda senoidal usada como referência para o controle. A forma de onda B traz a referência retificada durante a parte negativa do ciclo e a triangular utilizada na comparação.

A Fig. 8 traz os pulsos gerados para as chaves.

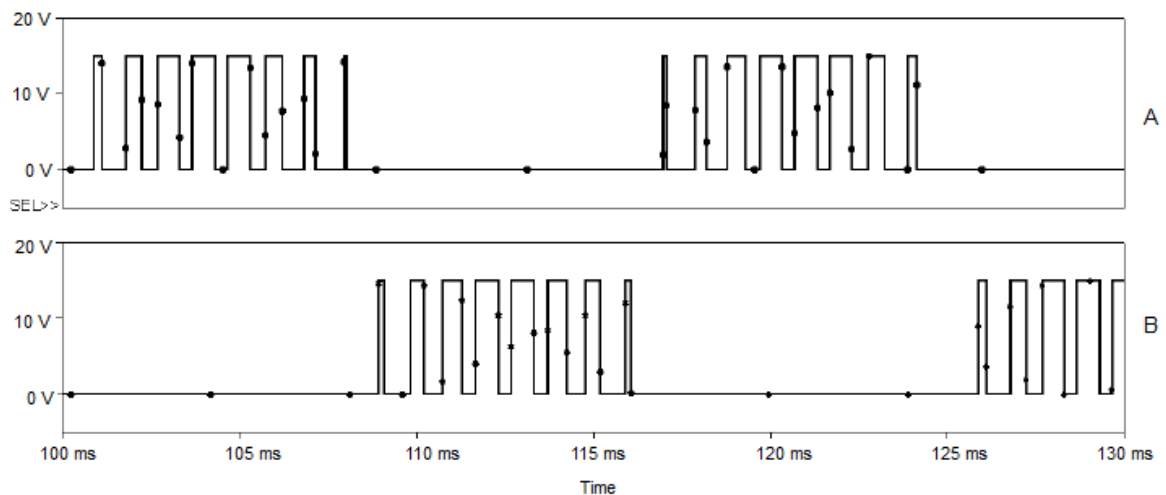


Figura 8 – Pulsos nas chaves 1 – 4 (A) e 2 – 3 (B)

Fonte: Autora

A forma de onda A da Fig. 8 mostra os pulsos que vão gerar os sinais positivos sobre a carga, e a forma de onda B da Fig. 8 mostra os pulsos dos sinais negativos.

A Fig. 9 apresenta o sinal de saída resultante da simulação. Este sinal aparece sobre a carga, depois do filtro de saída.

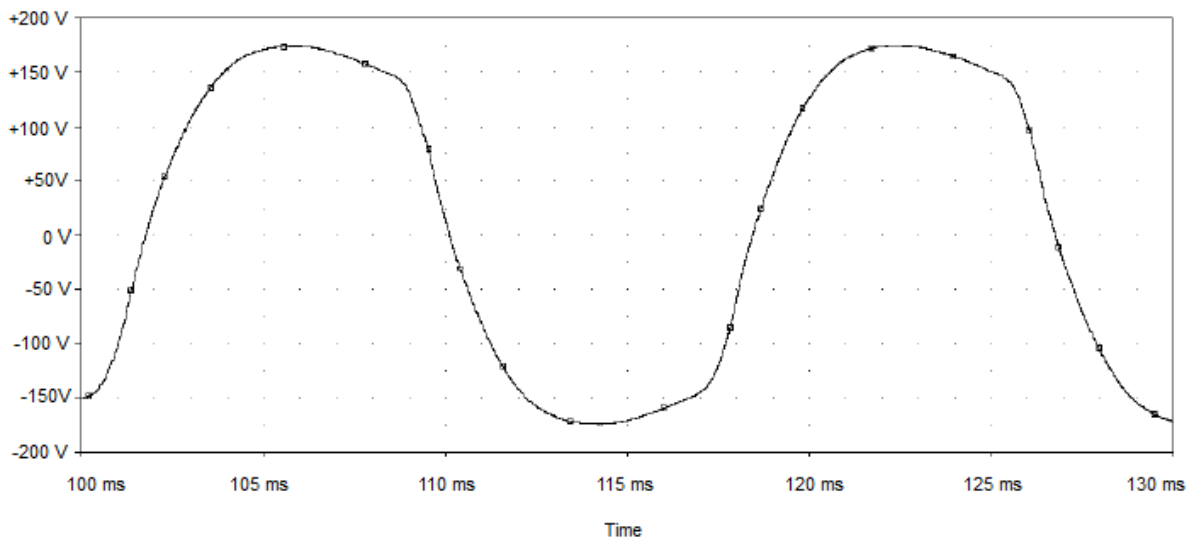


Figura 9 – Saída do inversor

Fonte: Autora

2.5.1 Corrente de saída

Uma aplicação importante dos inversores é a alimentação de equipamentos com retificação a diodo na entrada, por exemplo, o computador. Nesses aparelhos, a corrente de entrada possui picos que podem saturar o indutor do filtro de saída do inversor. (OSVIANI; BOLOGNINI; TREVISIO, 2004)

Os circuitos da Fig. 10 facilitam a compreensão desta situação.

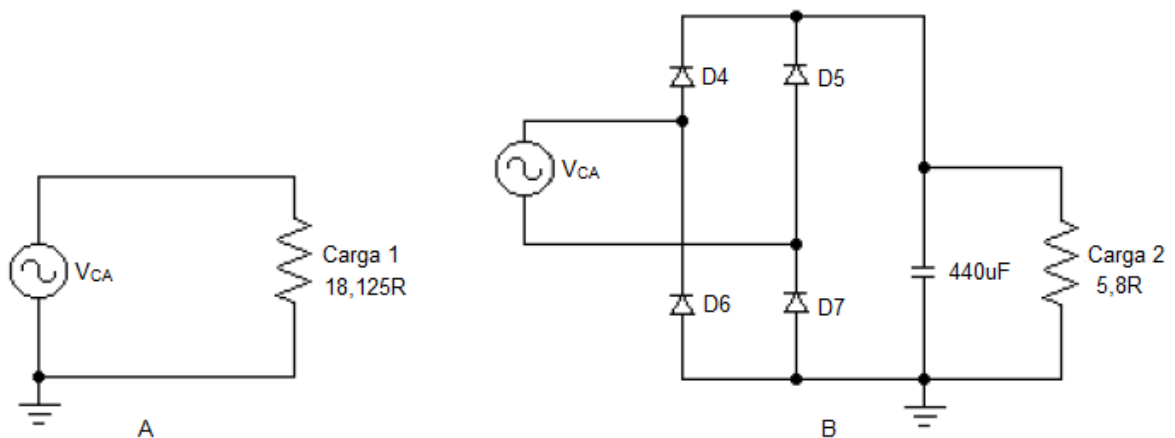


Figura 10 – Circuito com carga resistiva (A) e carga com ponte de diodo (B)

Fonte: Autora

Em que:

V_{CA} – Tensão de alimentação alternada

$D_4, D_5, D_6,$ e D_7 – Diodos da ponte retificadora

Para os circuitos da Fig. 10, o valor da fonte de alimentação V_{CA} foi considerado em torno de 127 V_{CA} e cargas resistivas para que dissipe a mesma potência de, aproximadamente, 800 W.

O circuito A da Fig. 10 apresenta apenas a carga resistiva conectada à saída do inversor. O circuito B da Fig. 10 apresenta um diodo e um capacitor para retificar a onda senoidal fornecida pela fonte V_{CA} e a carga resistiva.

Os resultados da simulação são apresentados na Fig. 11, em que A mostra a corrente na fonte com apenas a carga resistiva e B mostra a corrente na fonte com a ponte retificadora e carga resistiva.

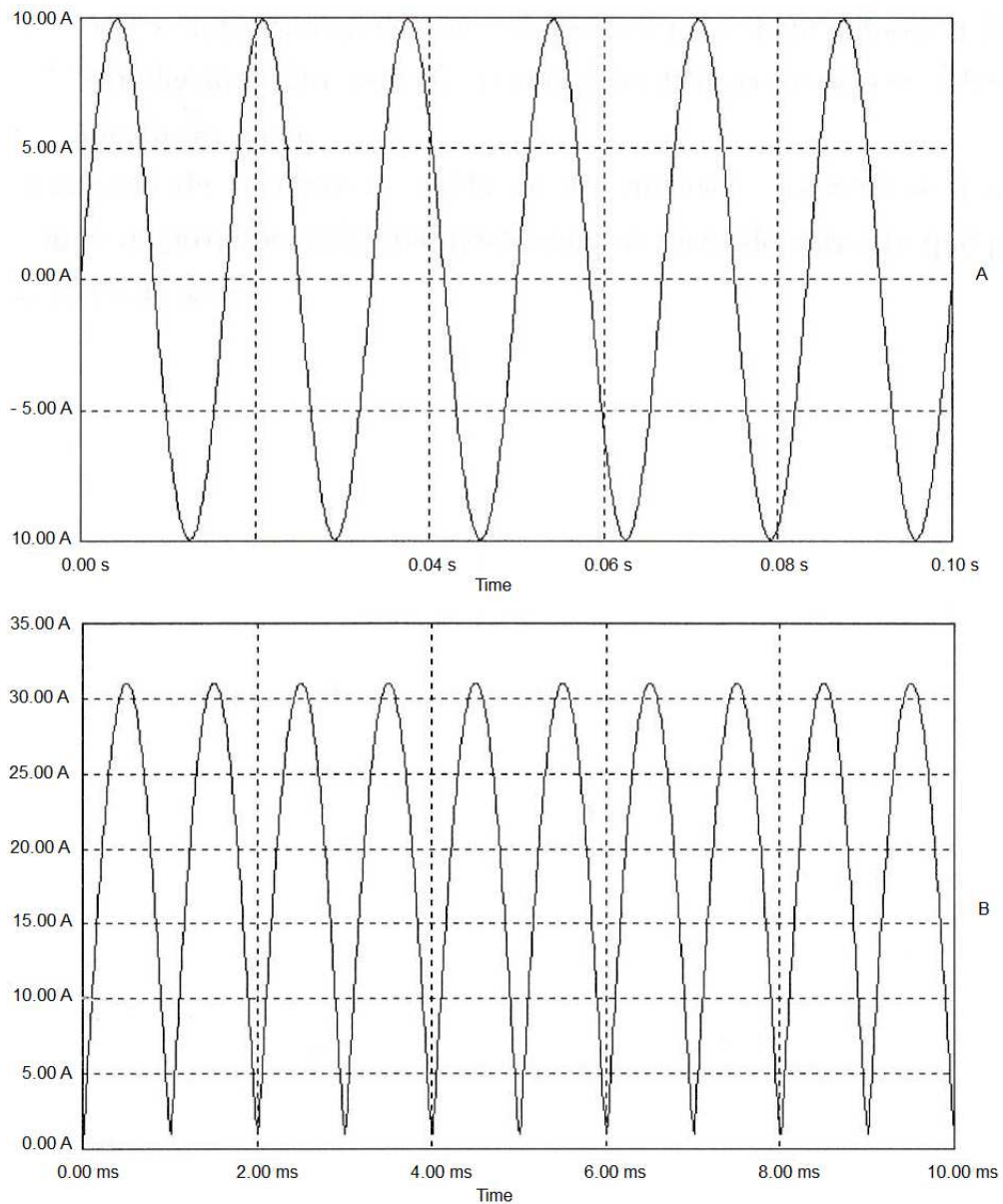


Figura 11 – Correntes de saída

Fonte: Autora

A simulação da Fig. 11 mostrou que os picos de corrente na saída do inversor, com o uso de circuitos com retificação a diodos na entrada, se apresentam até 3,5 vezes maiores do que com o uso de uma carga resistiva. Estes resultados auxiliam nos projetos futuros, pois simulam parâmetros com carga e retificação na entrada.

2.6 Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise qualitativa e quantitativa dos conversores CC – CC, incluindo a topologia *Forward* na sua forma convencional e o método de controle pela modulação por largura de pulso ou também conhecida como PWM.

Através do estudo qualitativo do conversor *Forward* pôde-se obter as formas de onda da tensão direta do diodo do secundário D_2 , a corrente no coletor I_c e sua corrente máxima $I_{cmáx}$, a corrente no diodo do enrolamento de desmagnetização I_{D1} , a corrente no enrolamento secundário I_{D2} , a corrente no diodo de roda livre I_{D3} e a corrente no indutor I_L , durante o período T de acionamento da chave S , ou seja, quando a mesma se abre (T_{on}) e se fecha (T_{off}).

No estudo quantitativo, foi possível definir as principais equações do projeto do conversor estudo e compreender melhor seu funcionamento.

Neste capítulo foi estudado também o inversor de tensão, um tipo de conversor CC – CA, sua importância e seu funcionamento.

A partir da simulação do inversor de tensão, foi possível verificar como são gerados os pulsos positivos e negativos nas chaves S_1 a S_4 , utilizando modulação PWM, e sua resposta de saída.

Com a simulação, considerando a corrente de saída de um inversor, verificou-se a necessidade de cuidados durante os projetos, principalmente com os picos de corrente que podem saturar o indutor do filtro de saída L_0 .

3 NOVA TOPOLOGIA *FORWARD* PARA CONVERSÃO CC – CA

3.1 Introdução

Existem inúmeros circuitos que podem realizar uma conversão CC – CA, um deles é o conversor *Forward*, em uma nova topologia, que é apresentado neste capítulo.

Esta nova topologia de conversor de tensão proposta neste trabalho é formada por quatro conversores *Forward* ligados em paralelo. Estes circuitos apresentam uma modificação para evitar que um conversor interfira no funcionamento do outro no momento da desmagnetização, além de possuírem chaves bidirecionais no secundário.

3.2 Os conversores CC – CC gerando um conversor CC – CA

A nova topologia de um inversor de tensão é formada por quatro conversores *Forward* modificados e em paralelo, como mostra a Fig. 12, em diagrama de blocos.

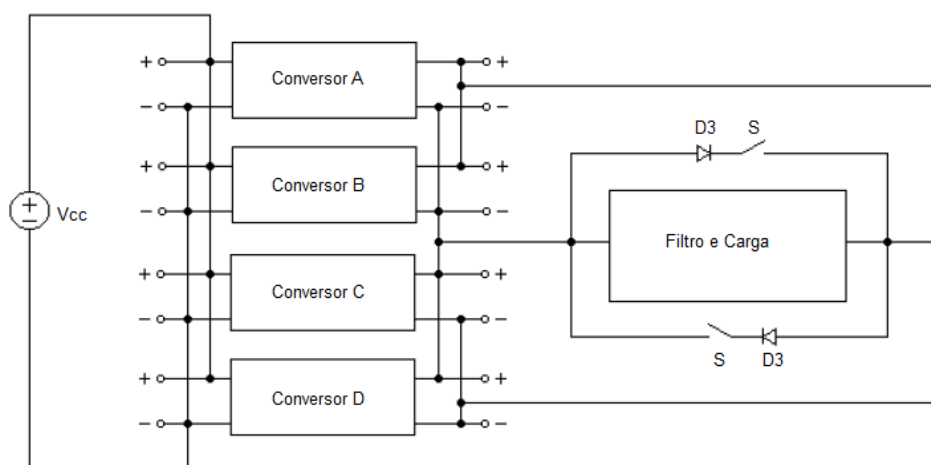


Figura 12 – Nova topologia de inversor
Fonte: Autora

Os conversores A, B, C e D utilizam a topologia do conversor *Forward* convencional.

A nova topologia considera os conversores A e B da Fig. 12 como geradores de pulsos positivos na carga. A ligação em paralelo destes conversores ocasiona um ciclo ativo máximo $D_{\text{máx}}$ para a saída do circuito, ou seja, de valor

unitário. Enquanto um conversor está desmagnetizando o núcleo, o outro está fornecendo energia.

O mesmo acontece com os conversores C e D da Fig.12 que, na mesma ocasião, são geradores de pulsos negativos.

As chaves S em série com os diodos D₃, conforme Fig. 12, são acionadas para permitir que os diodos conduzam em instantes definidos, atuando como roda livre da corrente do filtro, ou seja, do conjunto L₀ e C₀ e da carga, durante o tempo morto. O sinal de acionamento das chaves S é modulado em largura de pulso.

O uso dessas chaves no secundário é necessário para evitar que um conversor interfira no funcionamento dos demais.

A Fig. 13 mostra o circuito de cada conversor que compõe o inversor. As chaves utilizadas na Fig. 13 são MOSFETs, e estas são usadas quando a frequência de chaveamento é maior que 20 kHz, uma vantagem sobre os IGBTs (*insulated gate bipolar transistor*). (POMILIO, 1998)

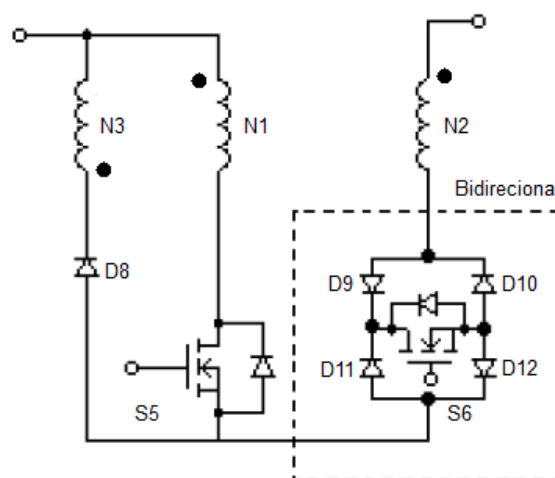


Figura 13 – Circuito de cada conversor

Fonte: Autora

Em que:

D₈ – Diodo de desmagnetização

D₉ a D₁₂ – Diodos da chave bidirecional

S₅ e S₆ – Chaves

A chave S_6 da Fig. 13 isola o secundário N_2 do transformador desmagnetizando seu núcleo através do enrolamento de desmagnetização N_3 e impede que sinais provenientes dos demais conversores interfiram sobre esse enrolamento.

Os tempos de condução das chaves S_5 e S_6 são iguais e em fase.

A Fig. 14 apresenta os componentes de cada conversor no circuito de potência da nova topologia de inversão.

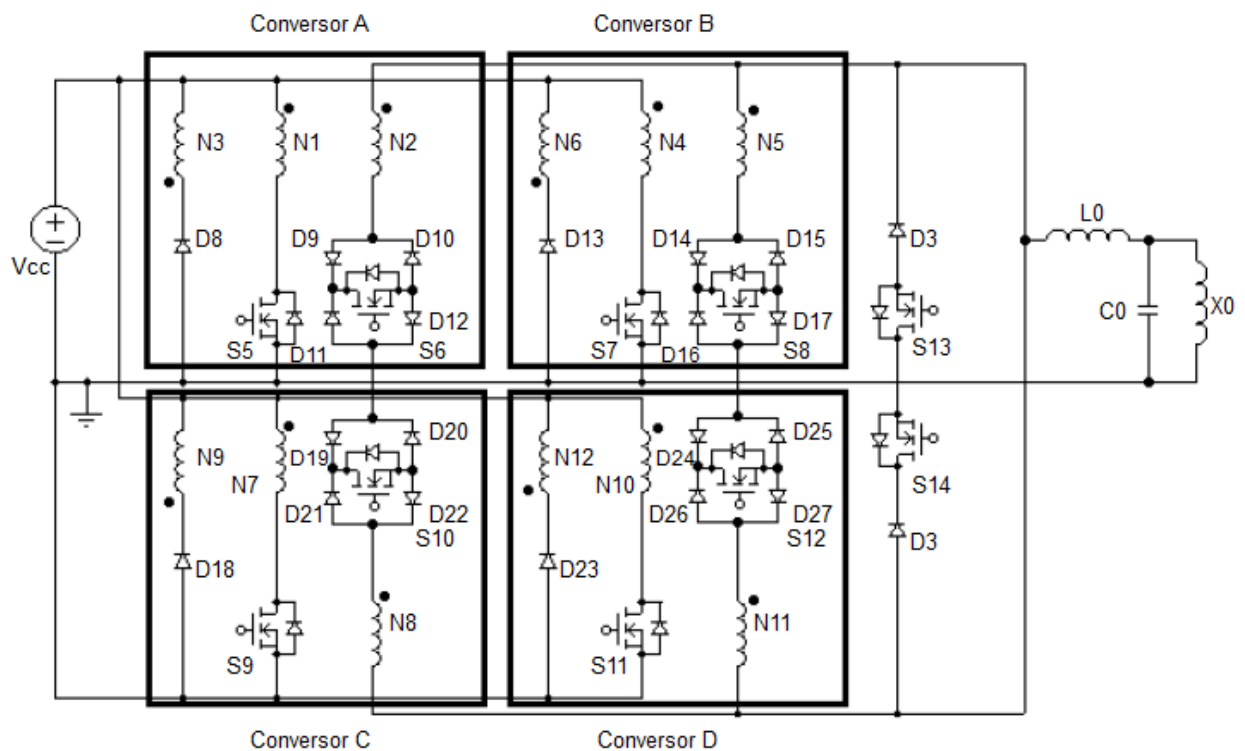


Figura 14 – Nova topologia

Fonte: Autora

Em que:

D_{13} , D_{18} e D_{23} – Diodos de desmagnetização

D_{14} a D_{17} , D_{19} a D_{22} , D_{24} a D_{27} – Diodos da chave bidirecional

N_4 , N_7 e N_{10} – Enrolamentos primários dos conversores B, C e D respectivamente

N_5 , N_8 e N_{11} – Enrolamentos secundários dos conversores B, C e D respectivamente

N_6 , N_9 e N_{12} – Enrolamentos de desmagnetização dos conversores B, C e D respectivamente

S_7 a S_{14} – Chaves

X_0 – Carga

Para que os quatro conversores sejam conectados entre si são necessárias algumas modificações.

A primeira modificação é a substituição dos quatro filtros de saída por apenas um, formado pelo indutor L_0 e pelo capacitor C_0 , e a segunda é o uso de chaves bidirecionais nos secundários dos transformadores.

Uma característica deste conversor é a bidirecionalidade de transferência de energia entre a fonte V_{CC} e a carga X_0 , isto é, quando são utilizadas cargas não resistivas, existem as potências reativas que são entregues à carga X_0 e devolvidas à fonte V_{CC} durante as etapas de funcionamento.

3.2.1 Princípio de funcionamento do conversor

Um período de funcionamento do inversor pode ser dividido em dez etapas distintas, como será apresentado no subitem 3.2.2.

No secundário dos conversores está conectada uma carga não resistiva, formada pelo filtro de saída, composto por L_0 e C_0 , mais a carga X_0 . Por isso existem ciclos de transferência de energia para a carga X_0 e ciclos de descarga da carga X_0 na fonte V_{CC} .

O tempo morto é o período em que não há transferência de energia e é usado o diodo de roda livre D_3 para manter a corrente armazenada no indutor L_0 .

A Fig. 15 apresenta a carta de tempos da comutação dos transistores de cada conversor.

Como pode ser observada na Fig. 15, a chave S_{13} é complementar das chaves S_5 , S_6 , S_7 e S_8 e a chave S_{14} é complementar das chaves S_9 , S_{10} , S_{11} e S_{12} .

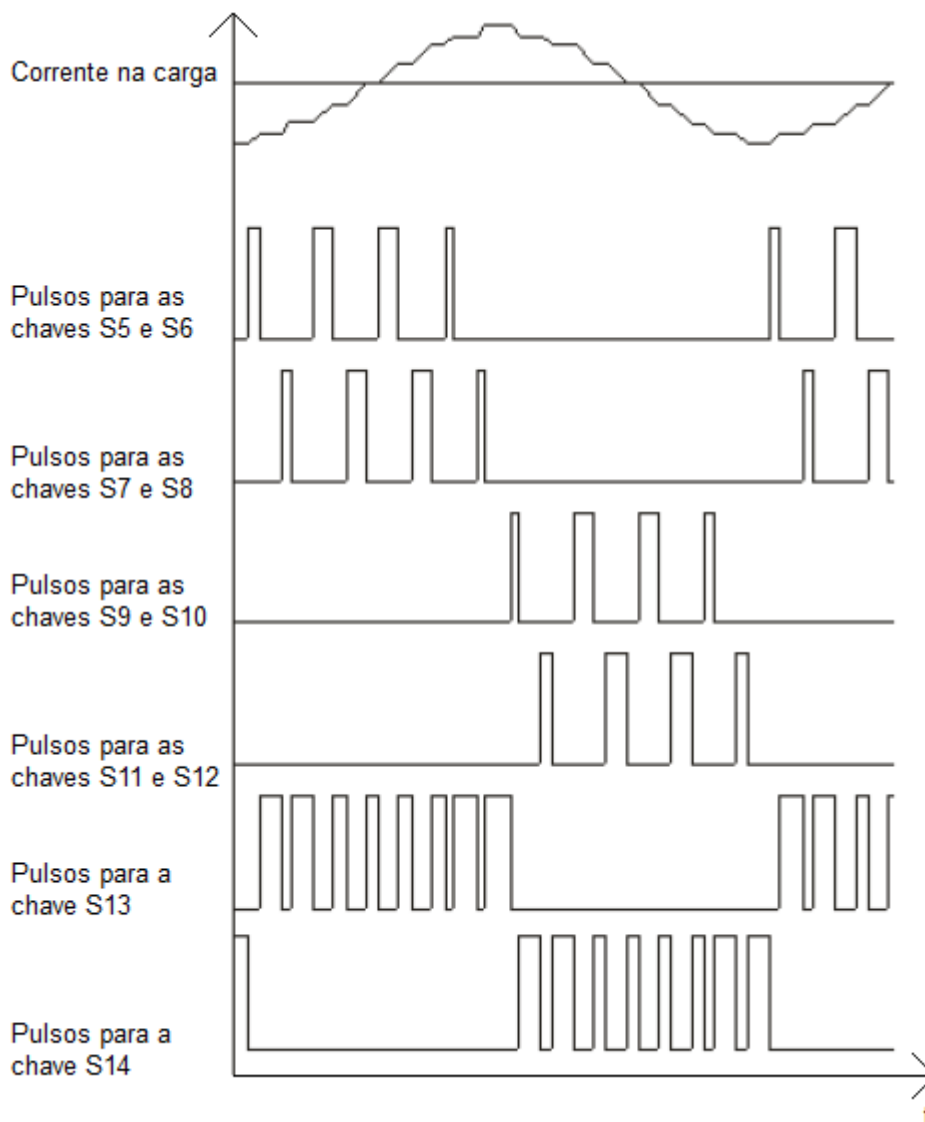


Figura 15 – Carta de tempo da comutação das chaves

Fonte: Autora

3.2.2 Etapas de funcionamento do conversor

3.2.2.1 Primeira etapa: Transferência de energia pelo conversor A

A Fig. 16 mostra esta etapa.

As chaves S_5 e S_6 são acionadas para que o conversor A transfira energia para a carga X_0 e vice – versa. Neste instante, os demais conversores estão desacoplados, livres para que desmagnetizem seus núcleos, caso seja necessário.

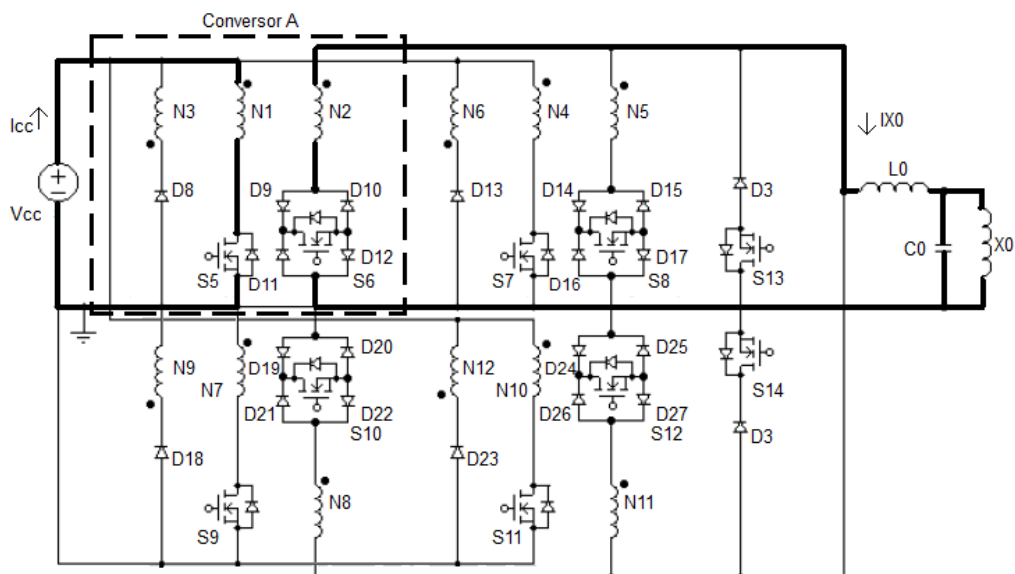


Figura 16 – Primeira etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor A
Fonte: Autora

Em que:

I_{cc} – Corrente da fonte de alimentação

I_{X0} – Corrente da carga

3.2.2.2 Segunda etapa: Transferência de energia pelo conversor B

De acordo com a Fig. 17, as chaves S_7 e S_8 são acionadas para que o conversor B transfira energia para a carga X_0 e vice – versa.

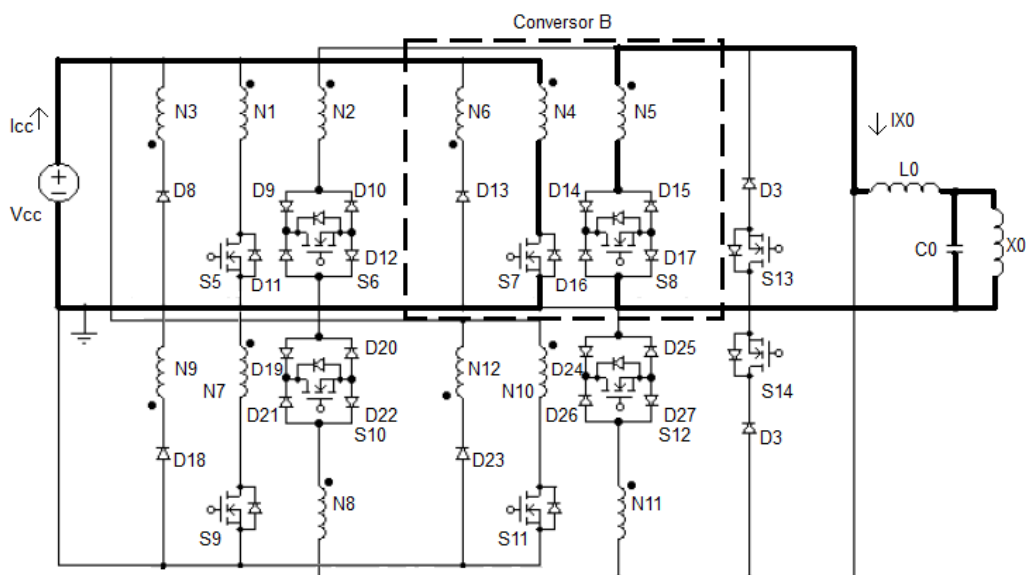


Figura 17 – Segunda etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor B
Fonte: Autora

3.2.2.3 Terceira etapa: Transferência de energia pelo conversor C

As chaves S_9 e S_{10} são acionadas para que o conversor C transfira energia para a carga X_0 e vice – versa. Mas, como a corrente no indutor I_{X_0} está positiva por causa da etapa anterior, a transferência de energia é feita da carga X_0 para a fonte V_{CC} através do conversor C, mostrado na Fig. 18.

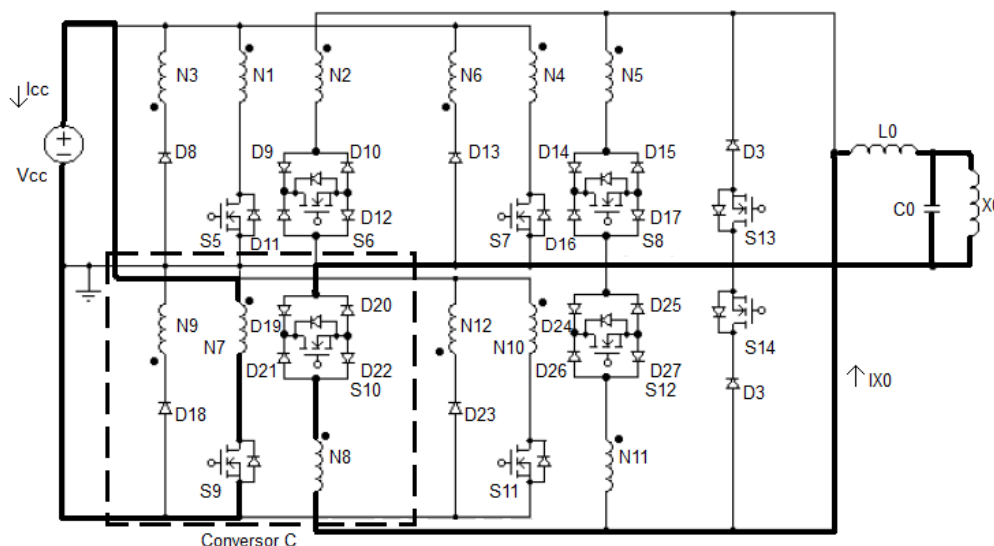


Figura 18 – Terceira etapa: Transferência de energia através do conversor C
Fonte: Autora

3.2.2.4 Quarta etapa: Transferência de energia pelo conversor D

As chaves S_{11} e S_{12} são acionadas para devolver energia da carga X_0 para a fonte V_{CC} através do conversor D, conforme mostra a Fig. 19.

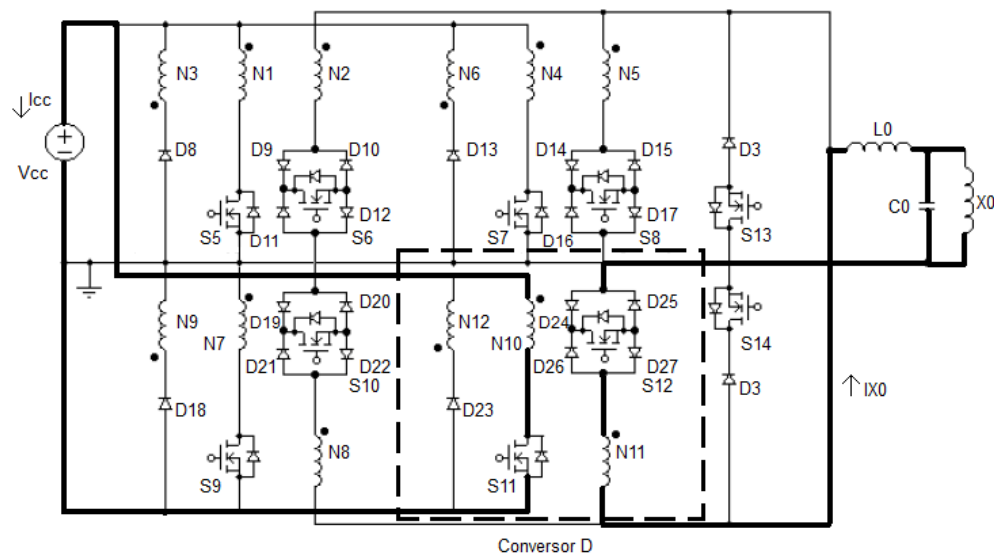


Figura 19 – Quarta etapa: Transferência de energia através do conversor D
Fonte: Autora

3.2.2.5 Quinta etapa: Transferência de energia para a carga com o conversor C

Com a corrente de carga I_{X0} nula, as chaves S_9 e S_{10} são acionadas para que o conversor C transfira energia para a carga X_0 . É semelhante a primeira etapa, porém, agora com sinal negativo de tensão sobre a carga X_0 , como mostra a Fig. 20.

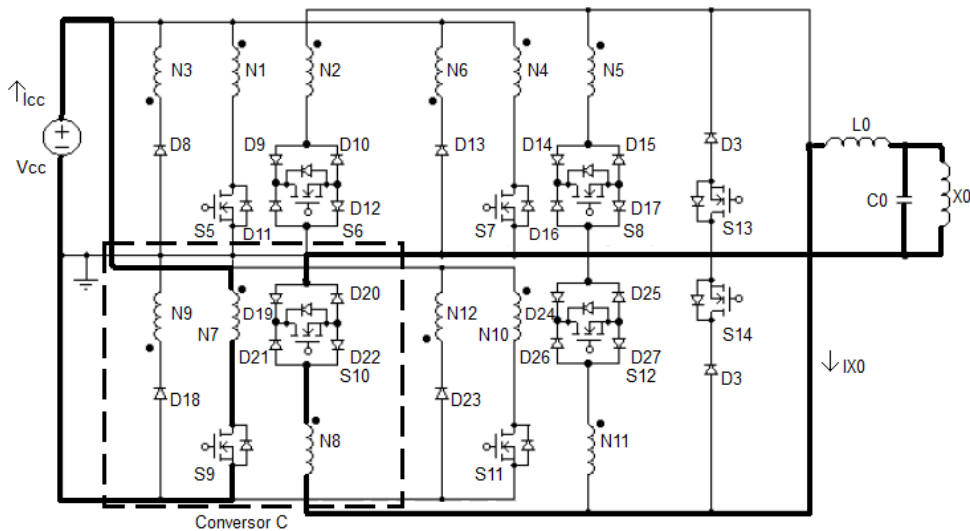


Figura 20 – Quinta etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor C

Fonte: Autora

3.2.2.6 Sexta etapa: Transferência de energia para a carga com o conversor D

As chaves S_{11} e S_{12} são acionadas para que o conversor D transfira energia para a carga X_0 , como mostrado na Fig. 21.

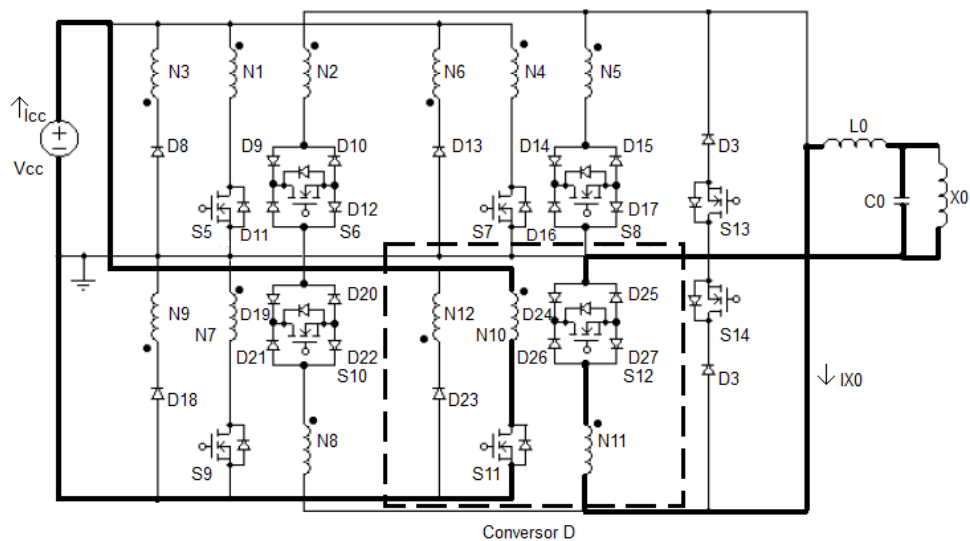


Figura 21 – Sexta etapa: Transferência de energia para a carga utilizando o conversor D

Fonte: Autora

3.2.2.7 Sétima etapa: Transferência de energia através do conversor A

As chaves S_5 e S_6 são acionadas para que o conversor A receba a energia da carga X_0 . Mas, como o indutor L_0 ainda está carregado por causa da etapa anterior, a transferência é feita da carga X_0 para a fonte V_{CC} através do conversor A, conforme Fig. 22.

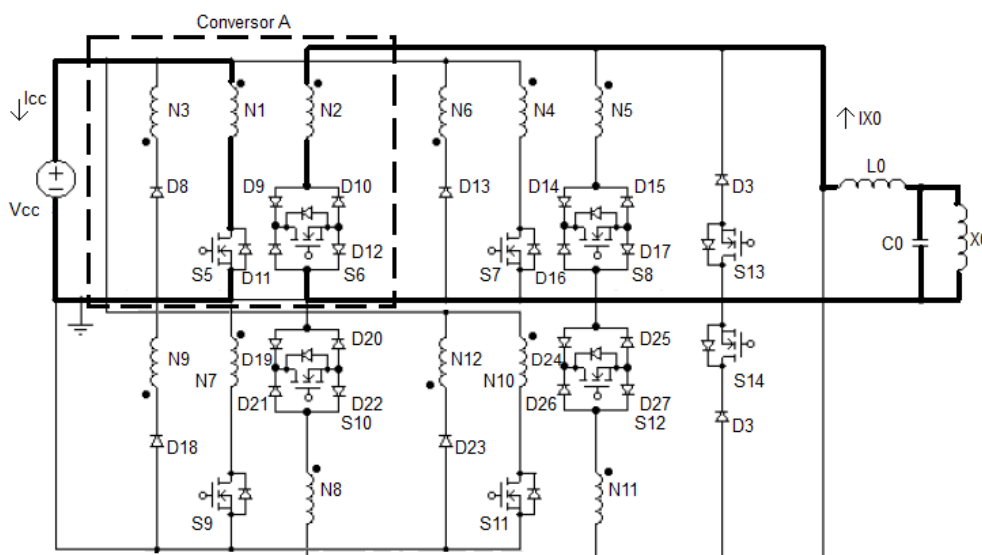


Figura 22 – Sétima etapa: Retorno de energia através do conversor A
Fonte: Autora

3.2.2.8 Oitava etapa: Transferência de energia através do conversor B

As chaves S_7 e S_8 são acionadas para descarregar a carga X_0 na fonte V_{CC} pelo conversor B, mostrado na Fig. 23.

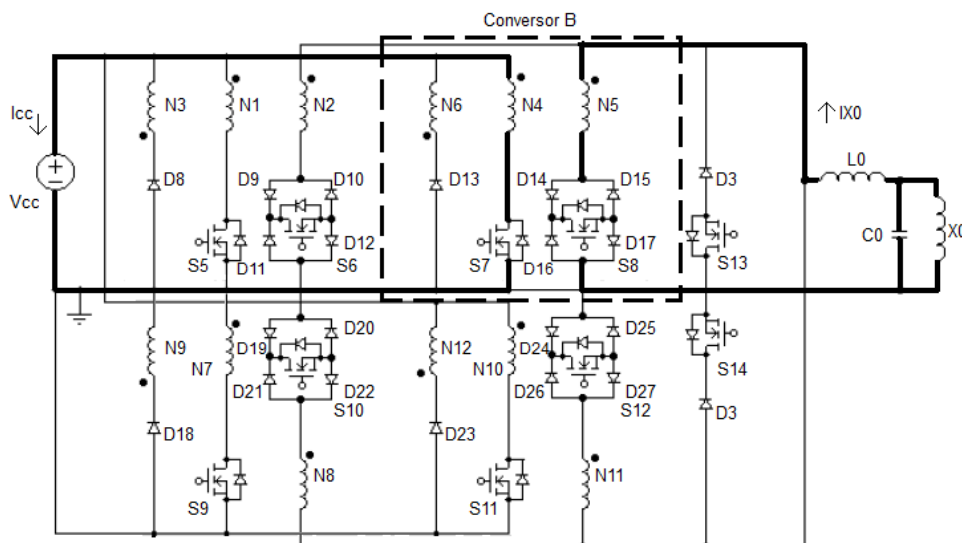


Figura 23 – Oitava etapa: Descarga de energia através do conversor B
Fonte: Autora

3.2.2.9 Nona etapa: Tempo morto entre os conversores A e B

A chave S_{13} é acionada fornecendo um caminho para a corrente I_{X0} , durante o tempo morto entre o acionamento dos conversores A e B, conforme mostra a Fig. 24. O controle deve garantir que a chave S_{13} não seja acionada durante as etapas 3, 4, 5 e 6 e nos intervalos delas. Isso provocaria um curto circuito na saída dos conversores C e D.

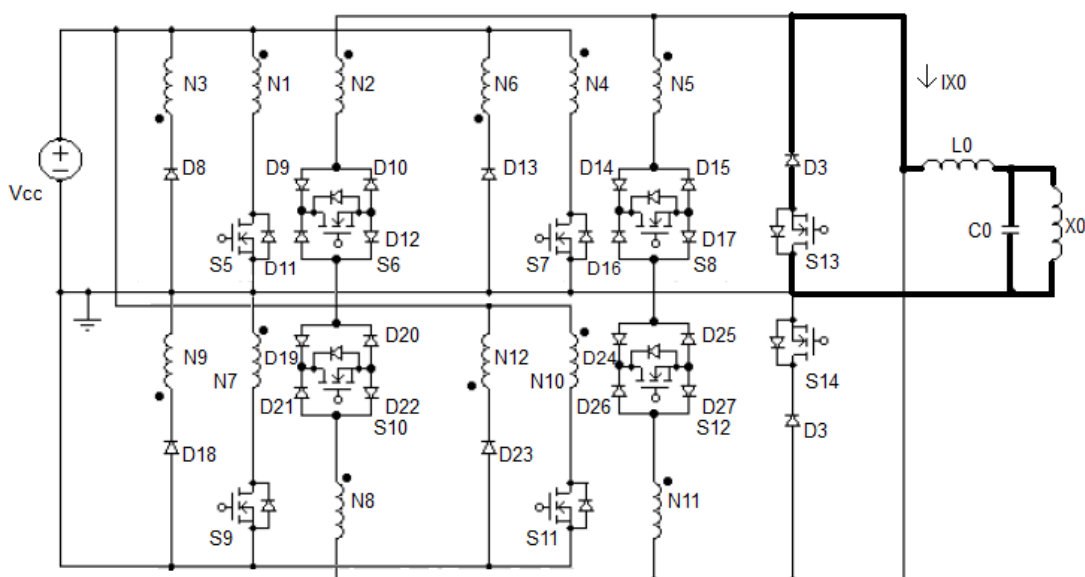


Figura 24 – Nona etapa: Tempo morto entre os conversores A e B

Fonte: Autora

3.2.2.10 Décima etapa: Tempo morto entre os conversores C e D

A chave S_{14} é acionada fornecendo um caminho para a corrente I_{X0} durante o tempo morto entre o acionamento dos conversores C e D, conforme mostra a Fig. 25. O não acionamento da chave S_{14} deve ser garantido durante as etapas 1, 2, 7 e 8 e entre elas, para evitar um curto circuito na saída dos conversores A e B.

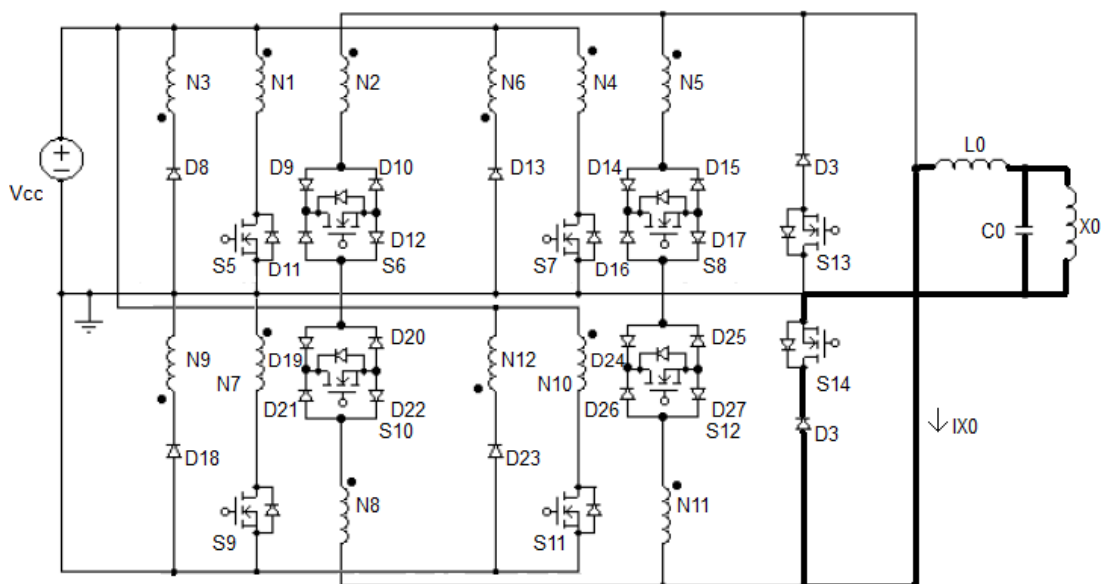


Figura 25 – Décima etapa: Tempo morto entre os conversores C e D
Fonte: Autora

3.3 Conclusão

Neste capítulo foi analisada, de maneira qualitativa, a nova topologia de inversor de tensão proposta neste trabalho, a partir de quatro conversores *Forward* modificados ligados em paralelo.

Foram estudados o funcionamento do novo inversor e a importância das modificações realizadas em cada conversor que o constitui para que pudessem ser ligados em paralelo de maneira que o acionamento de cada um não interferisse nos demais no momento da desmagnetização de seus transformadores.

As modificações necessárias para se obter os resultados esperados foram: substituição dos quatro filtros de saída por apenas um para todo o conjunto dos conversores e o uso de chaves bidirecionais nos secundários dos transformadores que, quando se utilizam cargas não resistivas, as potências reativas são devolvidas à fonte durante o ciclo de funcionamento da nova topologia de inversor.

Para o estudo da nova topologia, seu funcionamento foi dividido em dez etapas distintas, de acordo com a corrente que circula em cada conversor e do tempo chamado morto em que não há transferência de energia da carga para a fonte e vice-versa.

4 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR CC – CA

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um roteiro de projeto para o conversor CC – CA proposto, a partir do conversor *Forward* modificado.

São dimensionados o transformador, as chaves semicondutoras, diodos e o filtro de saída. Além disso, é feito o estudo da lógica de controle utilizada nas chaves semicondutoras.

4.2 Roteiro de projeto do transformador

4.2.1 Primeira etapa: Parâmetros de entrada para cada módulo

- Tensão de alimentação contínua mínima $V_{CCmin} - 10 \text{ V}$
- Tensão de alimentação contínua máxima $V_{CCmax} - 14 \text{ V}$
- Tensão de saída $V_0 - 200 \text{ V}$
- Potência de saída $P_0 - 150 \text{ W}$
- Freqüência de chaveamento $f - 50 \text{ kHz}$

4.2.2 Segunda etapa: Dimensionamento do transformador

4.2.2.1 Escolha do núcleo de ferrite

O produto das áreas do núcleo do transformador $A_{ptransformador}$ pode ser obtido através da Eq. 4.1 (RASHID, 1993):

$$A_{ptransformador} = A_e \cdot A_j = \left(\frac{2,65 \cdot P_0 \cdot 10^4}{K_j \cdot B \cdot f} \right)^2 \quad 4.1$$

Em que:

A_e – Área efetiva da parte central do núcleo

A_j – Área da janela do carretel (onde é situado o núcleo)

B – Densidade de campo magnético

K_j – Coeficiente de densidade de corrente no fio

O parâmetro z da Eq. 4.1 é dado pela Eq. 4.2 (MELLO, 1990):

$$z = \frac{1}{1 - X} \quad 4.2$$

Em que:

X – Parâmetro que depende do núcleo a ser utilizado (MELLO, 1990)

Os valores de X são obtidos da tabela A.1 do anexo A.

Através da tabela A.1 do anexo A, para o núcleo tipo EE obtém-se o valor do coeficiente de densidade de corrente do fio K_j dado pela Eq. 4.3:

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,54} \quad 4.3$$

Em que:

ΔT – Acréscimo de temperatura sem ventilação forçada

Com $\Delta T = 30^\circ\text{C}$, encontrou-se o valor de K_j na Eq. 4.4:

$$\begin{aligned} K_j &= 63,35 \cdot (30^\circ)^{0,54} \\ K_j &= 397,55 \end{aligned} \quad 4.4$$

A densidade de campo magnético B é uma relação entre as tensões de alimentação contínua mínima e máxima, $V_{CC\text{mín}}$ e $V_{CC\text{máx}}$ respectivamente, dependendo do valor da densidade de campo magnético máxima $B_{\text{máx}}$ do material que é feito o núcleo, assim, pela Eq. 4.5 (MELLO, 1990):

$$B = \frac{V_{CC\text{mín}}}{V_{CC\text{máx}}} \cdot B_{\text{máx}} \quad 4.5$$

A densidade de campo magnético B , não pode ser maior que a densidade de saturação do material. No caso do ferrite, a densidade de saturação do material é $B_{\text{sat}} = 0,3 \text{ T}$. Adota-se então, $B_{\text{máx}} = 0,3 \text{ T}$.

Substituindo os respectivos valores na Eq. 4.5, tem-se o resultado da densidade de campo magnético B na Eq. 4.6:

$$B = \frac{10}{14} \cdot 0,3$$

$$B = 0,1786T$$
4.6

Através da tabela A.1 do anexo A, da Eq. 4.2 e o núcleo tipo EE, encontra-se o parâmetro z na Eq. 4.7:

$$z = \frac{1}{1-0,12}$$

$$z = 1,136$$
4.7

Substituindo os resultados das Eq. 4.4, 4.6, 4.7 e o valor de P_0 do subitem 4.2.1 na Eq. 4.1, tem-se a área do núcleo na Eq. 4.8:

$$A_p = \left(\frac{2,65 \cdot 200 \cdot 10^4}{397,55 \cdot 0,1786 \cdot 50 \cdot 10^3} \right)^{1,136}$$

$$A_p = 1,58\text{cm}^4$$
4.8

Consultando a tabela A.2 do anexo A encontra-se o núcleo EE – 42/21/15. Entretanto, considerando os núcleos disponíveis no laboratório, trabalhou-se com núcleo EE – 42/21/20 (<http://www.thornton.com.br>).

4.2.2.2 Cálculo do número de espiras do enrolamento primário

O número de espiras do enrolamento primário N_1 é dado pela Eq. 4.9 (MELLO, 1990):

$$N_1 = \frac{V_{CC\min} \cdot D_{\max}}{A_e \cdot B \cdot f}$$
4.9

Para garantir a desmagnetização, o valor da razão cíclica máxima D_{\max} é 0,45.

O valor da área efetiva da parte central do núcleo A_e é obtido através da tabela A.2 do anexo A para o núcleo EE – 42/21/20 (<http://www.thornton.com.br>). Com este valor, com o resultado da Eq. 4.6 e com os dados de $V_{CC\min}$ e f determinados no subitem 4.2.1, temos na Eq. 4.10:

$$N_1 \geq \frac{10 \cdot 0,45}{2,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,1786 \cdot 50 \cdot 10^3} \quad 4.10$$

$$N_1 \geq 2,099$$

Dessa forma, o número de espiras para o enrolamento primário será de 2 voltas.

4.2.2.3 Cálculo do número de espiras do enrolamento secundário

O número de espiras do enrolamento secundário N_2 , seguindo a analogia da Eq. 2.7, é dado pela Eq. 4.11 (MELLO, 1990):

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad 4.11$$

A relação entre os enrolamentos do transformador é dada pela Eq. 4.12 (MELLO, 1990):

$$N = \frac{V_{CC\text{mín}} \cdot D_{\text{máx}}}{V_0 + V_{D3}} \quad 4.12$$

Em que:

V_{D3} – Tensão no diodo de roda livre

Com os valores de $V_{CC\text{mín}}$, $D_{\text{máx}}$ e V_0 pré-determinados, e considerando $V_{D3} = 1,2$ V, obtém-se o valor da Eq. 4.13:

$$N \geq \frac{10 \cdot 0,45}{200 + 1,2} \quad 4.13$$

$$N \geq 0,0224$$

Com os resultados das Eq. 4.10 e 4.13 na Eq. 4.11, é possível calcular o número de espiras no secundário N_2 , como apresentado na Eq. 4.14:

$$N_2 = \frac{2}{0,0224} \quad 4.14$$

$$N_2 = 89,42$$

Na prática foram utilizadas 89 espiras.

4.2.2.4 Dimensionamento da área do cobre

A área total do condutor A_{Cu} é obtida pela Eq. 4.15 (RASHID, 1993):

$$A_{Cu} = \frac{I_{ef}}{J_{m\acute{a}x}} \quad 4.15$$

Em que:

I_{ef} – Corrente eficaz no primário ou no secundário do transformador

$J_{m\acute{a}x}$ – Densidade de corrente máxima para acréscimo de temperatura

Considerando a Eq. 4.16 para o enrolamento primário do transformador:

$$A_{Cu1} = \frac{I_{N1}}{J_{m\acute{a}x}} \quad 4.16$$

Em que:

A_{Cu1} – Área total do condutor do enrolamento primário

I_{N1} – Corrente no enrolamento primário

A densidade de corrente J é calculada através da Eq. 4.17 (RASHID, 1993):

$$J = K_j \cdot (A_p)^{-X} \quad 4.17$$

O valor para X é obtido da tabela A.1 do anexo A para o núcleo EE e o valor para A_p é retirado da tabela A.2 do anexo A, já que o núcleo utilizado foi EE – 42/21/20 (<http://www.thornton.com.br>).

Substituindo a Eq. 4.4 na Eq. 4.17, obtém-se o valor da densidade de corrente J na Eq. 4.18:

$$J = 397,55 \cdot (6,14)^{-0,12} \quad 4.18$$

$$J = 319,751 \text{ A / cm}^2$$

A corrente eficaz presente no enrolamento secundário I_{N2} é calculada pela Eq. 4.19 (RASHID, 1993):

$$I_{N2} = (I_0 + I_{0\text{mín}}) \cdot \sqrt{D_{\text{máx}}} \quad 4.19$$

Em que:

I_{N2} – Corrente eficaz no secundário do transformador

$I_{0\text{mín}}$ – Corrente mínima de saída

Com os valores da potência e tensão de saída, P_0 e V_0 respectivamente, podemos encontrar o valor da corrente I_0 , pela Eq. 4.20 (RASHID, 1993):

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad 4.20$$

Assim, com os valores da potência e tensão de saída, P_0 e V_0 respectivamente, definidos no subitem 4.2.1, encontrou-se o valor da corrente pela Eq. 4.21:

$$I_0 = \frac{150}{200} \quad 4.21$$

$$I_0 = 0,75 \text{ A}$$

A corrente mínima de saída $I_{0\text{mín}}$ é considerada 10 % da corrente de saída I_0 , ou seja, 0,075 A.

Substituindo o resultado da Eq. 4.21 na Eq. 4.19, é possível encontrar a corrente eficaz no enrolamento secundário I_{N2} , como apresentado pela Eq. 4.22:

$$I_{N2} = (0,75 + 0,075) \cdot \sqrt{0,45} \quad 4.22$$

$$I_{N2} = 0,553 \text{ A}$$

A partir dos resultados das Eq. 4.18 e 4.22, a área total do condutor no enrolamento secundário A_{Cu2} é dada pela Eq. 4.23:

$$\begin{aligned} A_{Cu2} &= \frac{0,553}{319,751} \\ A_{Cu2} &= 0,001729\text{cm}^2 \\ A_{Cu2} &= 0,1729\text{mm}^2 \end{aligned} \quad 4.23$$

Pela tabela B.4 do anexo B, encontramos que a seção do fio a ser utilizada deve ser de 24 AWG (*American Wire Gauge* – Padrão Americano de Fios) (MELLO, 1990).

Considerando a ação do Efeito Peculiar, que é responsável por perdas *Joule* devido a elevação da temperatura do cobre, o diâmetro máximo do condutor $\phi_{\text{máx}}$ é obtido pela Eq. 4.24 (<http://www.texas.com>):

$$\phi_{\text{máx}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad 4.24$$

Em que:

ρ – Resistividade do cobre

μ_0 – Permeabilidade do ar

μ_r – Permeabilidade relativa do ar

Com os valores das constantes do anexo C para ρ_{cobre} , μ_0 e μ_{rcobre} e substituindo os valores na Eq. 4.24, temos o valor de $\phi_{\text{máx}}$ na Eq. 4.25:

$$\begin{aligned} \phi_{\text{máx}} &= 2 \cdot \sqrt{\frac{1,72 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 50 \cdot 10^3}} \\ \phi_{\text{máx}} &= 0,059\text{cm} \end{aligned} \quad 4.25$$

O valor da área da seção transversal do cobre necessária em função da Eq. 4.25 é obtido através da tabela B.4 do anexo B e a bitola encontrada é o fio 23 AWG.

O número total de condutores no enrolamento secundário n_2 que devem ser associados em paralelo é obtido pela Eq. 4.26:

$$n_2 = \frac{A_{Cu2}}{A_f} \quad 4.26$$

Em que:

A_f – Área da seção transversal do cobre

Substituindo o resultado encontrado na Eq. 4.23 e o valor de A_f da tabela B.4 do anexo B para o fio 23 AWG, encontra a Eq. 4.27:

$$n_2 = \frac{0,001729}{0,002582} \quad 4.27$$

$$n_2 = 0,67$$

Sendo assim, o número de condutores em paralelo será 1.

De acordo com a disponibilidade do laboratório, é utilizado apenas 1 fio de bitola 24 AWG.

A corrente no enrolamento primário I_{N1} é dada pela Eq. 4.28:

$$I_{N1} = \frac{I_{N2}}{N} + I_{mgrms} \quad 4.28$$

Em que:

I_{mgrms} – Corrente de magnetização RMS (*root mean square*)

A corrente de magnetização I_{mg} é dada pela Eq. 4.29:

$$I_{mg} = \frac{V_{CCmax} \cdot D_{max}}{L_{N1} \cdot f} \quad 4.29$$

O valor da indutância em qualquer enrolamento L_{Nx} é dado pela Eq. 4.30 (MELLO, 1990):

$$L_{N_x} = 4750n \cdot (N_x)^2 \quad 4.30$$

O índice x refere-se ao número de enrolamentos do transformador. O valor da indutância do enrolamento primário L_{N1} depende do valor de N_1 , e o valor da indutância do enrolamento secundário L_{N2} depende de N_2 , respectivamente.

Assim, a indutância do enrolamento primário L_{N1} é encontrada pela Eq. 4.31:

$$\begin{aligned} L_{N1} &= 4750n \cdot (N_1)^2 \\ L_{N1} &= 4750n \cdot (2)^2 \\ L_{N1} &= 0,019\text{mH} \end{aligned} \quad 4.31$$

E a indutância do enrolamento secundário L_{N2} , pela Eq. 4.32:

$$\begin{aligned} L_{N2} &= 4750n \cdot (N_2)^2 \\ L_{N2} &= 4750n \cdot (89)^2 \\ L_{N2} &= 37,62\text{mH} \end{aligned} \quad 4.32$$

A indutância L_m é calculada pela média geométrica entre L_{N1} e L_{N2} (MELLO, 1990):

$$L_m = \sqrt{L_{N1} \cdot L_{N2}} \quad 4.33$$

Substituindo os resultados encontrados nas Eq. 4.31 e 4.32 na Eq. 4.33 temos:

$$\begin{aligned} L_m &= \sqrt{0,019\text{m} \cdot 37,62\text{m}} \\ L_m &= 0,845\text{mH} \end{aligned} \quad 4.34$$

Assim, substituindo o resultado encontrado na Eq. 4.31, os parâmetros citados no subitem 4.2.1, como $V_{CC\text{máx}}$ e f , e o valor de $D_{\text{máx}}$ mencionado no subitem 4.2.2.2 na Eq. 4.29, temos a corrente de magnetização I_{mg} na Eq. 4.35:

$$I_{mg} = \frac{14 \cdot 0,45}{0,019 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3} \quad 4.35$$

$$I_{mg} = 6,63A$$

Como $N_1 = N_3$, a corrente de magnetização RMS I_{mgrms} e desmagnetização RMS I_{dmgrms} podem ser encontradas pela Eq. 4.36 (MELLO, 1990):

$$I_{mgrms} = I_{dmgrms} = I_{mg} \sqrt{\frac{D_{m\acute{a}x}}{3}} \quad 4.36$$

Substituindo os valores da Eq. 4.35 e do ciclo ativo máximo $D_{m\acute{a}x}$ na Eq. 4.36, tem-se o valor da corrente eficaz de magnetização I_{mgrms} e desmagnetização I_{dmgrms} na Eq. 4.37:

$$I_{mgrms} = I_{dmgrms} = 6,63 \sqrt{\frac{0,45}{3}} \quad 4.37$$

$$I_{mgrms} = I_{dmgrms} = 2,568A$$

Com os resultados das Eq. 4.13, 4.22 e 4.35, a corrente no enrolamento primário I_{N1} é encontrada na Eq. 4.38:

$$I_{N1} = \frac{0,553}{0,0224} + 2,568 \quad 4.38$$

$$I_{N1} = 27,26A$$

Para o cálculo da área do cobre para o enrolamento primário A_{Cu1} dado pela Eq. 4.16 e com os resultados das Eq. 4.18 e 4.38, obtém-se o resultado da Eq. 4.39:

$$A_{Cu1} = \frac{27,26}{319,751} \quad 4.39$$

$$A_{Cu1} = 0,085253cm^2$$

$$A_{Cu1} = 8,5253mm^2$$

Pela tabela B.4 do anexo B, encontra-se o fio de 08 AWG.

Pela indisponibilidade de tal fio, optou-se por fita de cobre com as seguintes características:

- Espessura: 0,35 mm
- Largura: 25 mm

Com estes valores, conclui-se que a área da seção transversal da fita de cobre A_{fitaCu} é aproximadamente igual ao fio de 08 AWG, apresentado na Eq. 4.40 (MELLO, 1990):

$$\begin{aligned}
 A_{\text{fitaCu}} &= \text{espessura} \cdot \text{largura} \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 0,35 \cdot 25 \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 8,75\text{mm}^2 \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 0,0875\text{cm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.40}$$

4.2.2.5 Cálculo do número de espiras do enrolamento de desmagnetização

O enrolamento de desmagnetização N_3 do transformador faz a desmagnetização do núcleo durante o período de desligamento da chave T_{off} , devido à fase de N_3 em relação a N_1 .

A relação entre estes enrolamentos determina o ciclo ativo máximo $D_{\text{máx}}$. Como este parâmetro é pré-determinado no subitem 4.2.2.2, é possível, a partir da Eq. 2.18, encontrar o valor do número de espiras do enrolamento de desmagnetização N_3 com a Eq. 4.41:

$$N_3 = \frac{N_1 - D_{\text{máx}} \cdot N_1}{D_{\text{máx}}}
 \tag{4.41}$$

Substituindo os valores de $D_{\text{máx}} = 0,45$ e N_1 encontrado na Eq. 4.10, encontra-se o valor de N_3 , pela Eq. 4.42:

$$\begin{aligned}
 N_3 &= \frac{2 - 0,45 \cdot 2}{0,45} \\
 N_3 &= 2,44
 \end{aligned}
 \tag{4.42}$$

O enrolamento de desmagnetização N_3 é constituído de 2 espiras.

Como a corrente eficaz no enrolamento de desmagnetização I_{N1} já foi calculada pela Eq. 4.38, a área do cobre para este enrolamento A_{Cudesmag} é:

$$\begin{aligned}
 A_{\text{Cudesmag}} &= \frac{2,568}{319,751} \\
 A_{\text{Cudesmag}} &= 0,00803124\text{cm}^2 \\
 A_{\text{Cudesmag}} &= 0,803124\text{mm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.43}$$

Pela tabela B.4 do anexo B, encontra-se o fio de 18 AWG.

Optou-se por fita de cobre com as seguintes características:

- Espessura: 0,05 mm
- Largura: 25 mm

Com estes valores, conclui-se que a área da seção do corte da fita de cobre A_{fitaCu} é maior ao fio de 18 AWG, apresentado na Eq. 4.44:

$$\begin{aligned}
 A_{\text{fitaCu}} &= \text{espessura} \cdot \text{largura} \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 0,05 \cdot 25 \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 1,25\text{mm}^2 \\
 A_{\text{fitaCu}} &= 0,0125\text{cm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.44}$$

A seção da fita de cobre corresponde bitola entre os fios 16 e 17 AWG, sendo super dimensionado para a corrente do enrolamento de desmagnetização N_3 .

4.2.2.6 Cálculo do entreferro

O comprimento do entreferro l_g é dado pela Eq. 4.45 (MELLO, 1990):

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \tag{4.45}$$

Em que:

l_e – Comprimento efetivo

μ_e – Permeabilidade efetiva

O valor de μ_e é calculado pela Eq. 4.46 (MELLO, 1990):

$$\mu_e = \frac{Al \cdot I_e}{\mu_0 \cdot A_e} \quad 4.46$$

Em que:

Al – Fator de indutância

De acordo com a Fig. 38 do anexo A, o valor de Al é 4750 nH. Pela tabela A.2 do anexo A pode-se encontrar os valores de I_e e A_e para o núcleo EE – 42/21/20 e o valor da constante μ_0 do anexo C. Substituindo estes dados na Eq. 4.46, temos o valor de μ_e na Eq. 4.47:

$$\mu_e = \frac{4750 \cdot 10^{-9} \cdot 9,70}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,4} \quad 4.47$$

$$\mu_e = 15,29$$

Com o valor de I_e da tabela A.2 do anexo A para o núcleo EE – 42/21/20 (<http://www.thornton.com.br>) e o valor de μ_e encontrado na Eq. 4.47, encontramos o valor do entreferro I_g na Eq. 4.48:

$$I_g = \frac{9,70}{15,29} \quad 4.48$$

$$I_g = 0,6344\text{cm}$$

$$I_g = 6,344\text{mm}$$

Sendo o núcleo escolhido do tipo EE, pode-se dividir o entreferro em duas partes iguais.

Com isto, cada parte lateral do núcleo EE – 42/21/20 fica com a metade do valor do entreferro.

Portanto, o transformador terá os seguintes parâmetros:

- Núcleo: EE – 42/21/20
- Número de espiras do primário: 2 espiras
- Número de espiras do secundário: 89 espiras
- Número de espiras do enrolamento desmagnetizante: 2 espiras
- Espessura da fita para o primário: 0,35 mm
- Bitola do fio para o secundário: 24 AWG

- Espessura da fita para a desmagnetizante: 0,05 mm
- Entreferro: 6,344 mm (2 entreferos de 3,172 mm)

4.2.3 Cálculo térmico

4.2.3.1 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo de ferrite P_n podem ser obtidas através da Eq. 4.49 (POMILIO, 1998):

$$P_n = (B_{\text{máx}})^{2,4} \cdot [(K_H \cdot f) + (K_E \cdot f^2)] \cdot V_n \quad 4.49$$

Em que:

K_E – Coeficiente de perdas por correntes parasitas

K_H – Coeficiente de perdas por histerese

V_n – Volume do núcleo

O valor de V_n é encontrado na tabela A.3 do anexo A para o núcleo EE – 42/21/20. Com os valores de K_E e K_H determinados no anexo C e, considerando $D_{\text{máx}} = 0,3$ T e frequência determinada no subitem 4.2.1, pode-se encontrar o valor da perda no núcleo magnético P_n na Eq. 4.50:

$$P_n = (0,3)^{2,4} \cdot \left[(4 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 10^3) + (4 \cdot 10^{-10} \cdot (50 \cdot 10^3)^2) \right] \cdot 23,30 \quad 4.50$$

$$P_n = 3,886\text{W}$$

4.2.4 Correntes e tensão nos semicondutores

A corrente eficaz $I_{N_{\text{rms}}}$ que circula pela chave, que se assemelha a Eq. 4.28, é calculada pela Eq. 4.51:

$$I_{N_{\text{rms}}} = \frac{I_{N2}}{N} + I_{\text{mgrms}} \quad 4.51$$

A corrente de magnetização média $I_{N_{\text{mgm}}}$ é calculada pela Eq. 4.52:

$$I_{Nmgm\u00e9dia} = \frac{1}{T} \cdot \frac{D \cdot T \cdot I_{mg}}{2} \quad 4.52$$

Anulando-se os termos semelhantes da Eq. 4.52 e com o valor de $D_{m\u00e1x} = 0,45$ e I_{mg} da Eq. 4.35, chega-se no resultado da Eq. 4.53:

$$I_{Nmgm\u00e9dia} = 1 \cdot \frac{0,45 \cdot 6,63}{2} \quad 4.53$$

$$I_{Nmgm\u00e9dia} = 1,49A$$

Com os resultados das Eq. 4.13, 4.22 e 4.53 na Eq. 4.51, temos o valor de I_{Nrms} na Eq. 4.54:

$$I_{Nrms} = \frac{0,553}{0,0224} + 1,49 \quad 4.54$$

$$I_{Nrms} = 26,1775A$$

A corrente de pico I_{Npico} \u00e9 dada pela Eq. 4.55:

$$I_{Npico} = \frac{I_0 + I_{0min}}{N} + I_{mg} \quad 4.55$$

Com os resultados das Eq. 4.13, 4.21 e 4.35 e considerando I_{0min} de 10 % do valor de I_0 , ou seja, 0,075 A, e substituindo-os na Eq. 4.51, encontramos o valor de I_{Npico} na Eq. 4.56:

$$I_{Npico} = \frac{0,75 + 0,075}{0,0224} + 6,63 \quad 4.56$$

$$I_{Npico} = 43,46A$$

A tens\u00e3o na chave V_{chave} \u00e9 dada pela Eq. 4.57:

$$V_{chave} = \frac{(V_{CCm\u00e1x} + V_{diodo})}{N_{3,1}} + V_{CCm\u00e1x} \quad 4.57$$

Em que:

V_{diodo} – Tensão no diodo

$N_{3,1}$ – Relação de espiras dos enrolamentos de desmagnetização e primário

Considerando a tensão no diodo V_{diodo} de 1,5V, aplicando o valor pré-estabelecido de $V_{\text{CCmáx}}$ no subitem 4.2.1, com os resultados das Eq. 4.10 e 4.42 e substituindo esses valores na Eq. 4.57:

$$V_{\text{chave}} = \frac{(14 + 1,5)}{\frac{2}{2}} + 14 \quad 4.58$$
$$V_{\text{chave}} = 29,5V$$

4.2.5 Chaves

Devido a freqüência de chaveamento, todas as chaves utilizadas são MOSFETs.

Os critérios adotados para a escolha destes componentes são as características de funcionamento semelhantes, tais como, tensão máxima entre o dreno e fonte $V_{\text{DSmáx}}$ e a corrente média entre o dreno e fonte I_{DS} .

De acordo com as características expressas pelas Eq. 4.54 e 4.56, foram escolhidas as seguintes chaves que possuem as características de acordo com (<http://www.st.com>):

4.2.5.1 MOSFET IRF 840

- Corrente: 8 A (25°C); 5,05 A (100°C)
- Tensão: 500 V
- $r_{\text{ds(on)}}$ (*drain to source on resistance*): 0,85
- T_{on} : 15 ns
- T_{off} : 50 ns
- $R_{\theta\text{JC}}$ (*thermal resistance junction to case*): 1,0°C/W
- $R_{\theta\text{JA}}$ (*thermal resistance junction to ambient*): 62,5°C/W
- T_{J} (*junction temperature*): 150°C
- C_{iss} (*input capacitance*): 1300 pF
- C_{oss} (*output capacitance*): 200 pF

4.2.5.2 MOSFET IRF Z48N

- Corrente: 50 A (25°C); 50 A (100°C)
- Tensão: 60 V
- $r_{ds_{on}}$: 0,018
- T_{on} : 8,1 ns
- T_{off} : 210 ns
- T_J : 175°C
- C_{iss} : 2400 pF
- C_{oss} : 1300 pF

4.2.6 Diodos

Todos os diodos usados na retificação ultra – rápidos (*ultra – fast recovery*), devido à frequência de trabalho.

Para a escolha destes componentes, são consideradas a tensão reversa máxima $V_{Rmáx}$ e a corrente média.

Foram escolhidos os seguintes diodos (<http://www.st.com>):

4.2.6.1 UF 5404

- Corrente: 3 A
- Tensão: 1000 V
- T_{rr} (*maximun reverse recovery time*): 50 ns
- T_J : 150°C
- C_j (*junction capacitance*): 70 pF

4.2.6.2 MUR 850

- Corrente: 8 A
- Tensão: 600 V
- T_{rr} : 105 ns
- T_J : 175°C

4.3 Filtro de saída

4.3.1 Parâmetros de entrada do filtro de saída

- Capacitor de saída C_0 – 10 μ F
- Frequência de corte f_c – 3 kHz

- Corrente de pico I_{Npico} – 43,46 A, conforme Eq. 4.56
- Núcleo de ferrite sugerido – tipo EE

4.3.2 Cálculo da indutância

O capacitor e indutor, C_0 e L_0 respectivamente, que compõem o filtro de saída do circuito apresentado na Fig. 4 podem ser calculados a partir da Eq. 4.59 (SENDRA; SMITH, 2000):

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} \quad 4.59$$

Com a Eq. 4.59 e considerando a frequência de corte de 3 kHz e capacitor de saída C_0 de 10 μ F, determinados no subitem 4.3.1, encontra-se o valor do indutor de saída L_0 na Eq. 4.60:

$$L_0 = \frac{1}{f_c^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot C_0}$$

$$L_0 = \frac{1}{(3 \cdot 10^3)^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \quad 4.60$$

$$L_0 = 280 \mu\text{H}$$

4.3.3 Escolha do núcleo de ferrite

A energia no indutor E pode ser encontrada com a Eq. 4.61, semelhante a Eq. 2.10:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{Npico}^2 \quad 4.61$$

Com os resultados das Eq. 4.56 e 4.60 e, considerando $\Delta T = 30^\circ\text{C}$, conforme estabelecido no subitem 4.2.2.1 e substituindo na Eq. 4.61, encontramos a energia no indutor na Eq. 4.62:

$$E = \frac{1}{2} \cdot 280 \cdot 10^{-6} \cdot (43,46)^2$$

$$E = 264,43 \text{ mJ} \quad 4.62$$

Como o núcleo escolhido é o tipo EE, através da tabela A.1 do anexo A, obtém-se o valor do coeficiente de densidade de corrente do fio K_j dado pela Eq. 4.3 e considerando $\Delta T = 30^\circ\text{C}$, encontramos $K_j = 397,55$, conforme Eq. 4.4.

O produto das áreas do núcleo do indutor A_{pindutor} pode ser calculado pela Eq. 4.63:

$$A_{\text{pindutor}} = \left(\frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{K_u \cdot K_j \cdot B_{\text{máx}}} \right)^z \quad 4.63$$

Em que:

K_u – Fator de utilização das janelas

O fator de utilização das janelas K_u pode ser calculado pela Eq. 4.64:

$$K_u = \frac{\sum N \cdot A_{\text{Cu}}}{A_j} \quad 4.64$$

Em que:

$\sum N \cdot A_{\text{Cu}}$ – Somatória dos produtos entre o número de espira e a área de ocupação

Normalmente utiliza-se $K_u = 0,4$.

Com os resultados das Eq. 4.4, 4,7, 4.62 e com valor de $B_{\text{máx}} = 0,3 \text{ T}$ substituídos na Eq. 4.63, temos o valor de A_{pindutor} na Eq. 4.65:

$$A_{\text{pindutor}} = \left(\frac{2 \cdot 264,43 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,4 \cdot 397,55 \cdot 0,3} \right)^{1,136} \quad 4.65$$

$$A_{\text{pindutor}} = 210,31 \text{ cm}^4$$

Com o resultado da Eq. 4.65 verificamos que o valor do produto das áreas do núcleo do indutor A_{pindutor} é muito alto para os núcleos convencionais, tais como aqueles apresentados na tabela A.2 do anexo A. Sendo assim, optou-se para o núcleo de ar com bastões de ferrite. Após algumas tentativas, chegou-se ao indutor com indutância de $280 \mu\text{H}$ e com 80 espiras.

4.4 Lógica de controle

4.4.1 Circuito integrado controlador da largura de pulso 3524

Existem comercialmente vários circuitos integrados ou CIs que foram desenvolvidos para funcionar como moduladores por largura de pulsos múltiplos.

O circuito integrado 3524 foi um dos primeiros controladores projetado, especificamente, para fontes chaveadas (MELLO,1990).

A Fig. 26 mostra seu encapsulamento e sua pinagem:

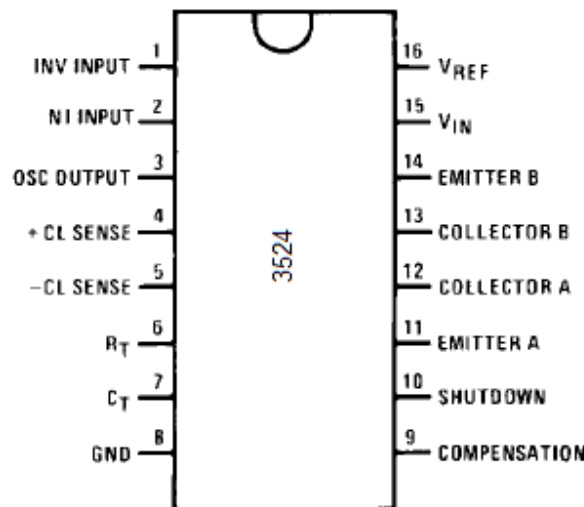


Figura 26 – Encapsulamento e pinagem do CI 3524

Fonte: *National*

Em que:

Pino 1 – Entrada inversora

Pino 2 – Entrada não inversora

Pino 3 – Saída do oscilador

Pinos 4 e 5 – Sensor de corrente

Pinos 6 e 7 – Conexão de resistor R_T e capacitor C_T , respectivamente

Pino 8 – Terra

Pino 9 – Compensação

Pino 10 – *Shutdown*

Pinos 11 e 12 – Emissor e coletor A

Pinos 13 e 14 – Emissor e coletor B

Pino 15 – Alimentação

Pino 16 – Tensão de referência

A Fig. 27 representa o diagrama de blocos do circuito integrado 3524:

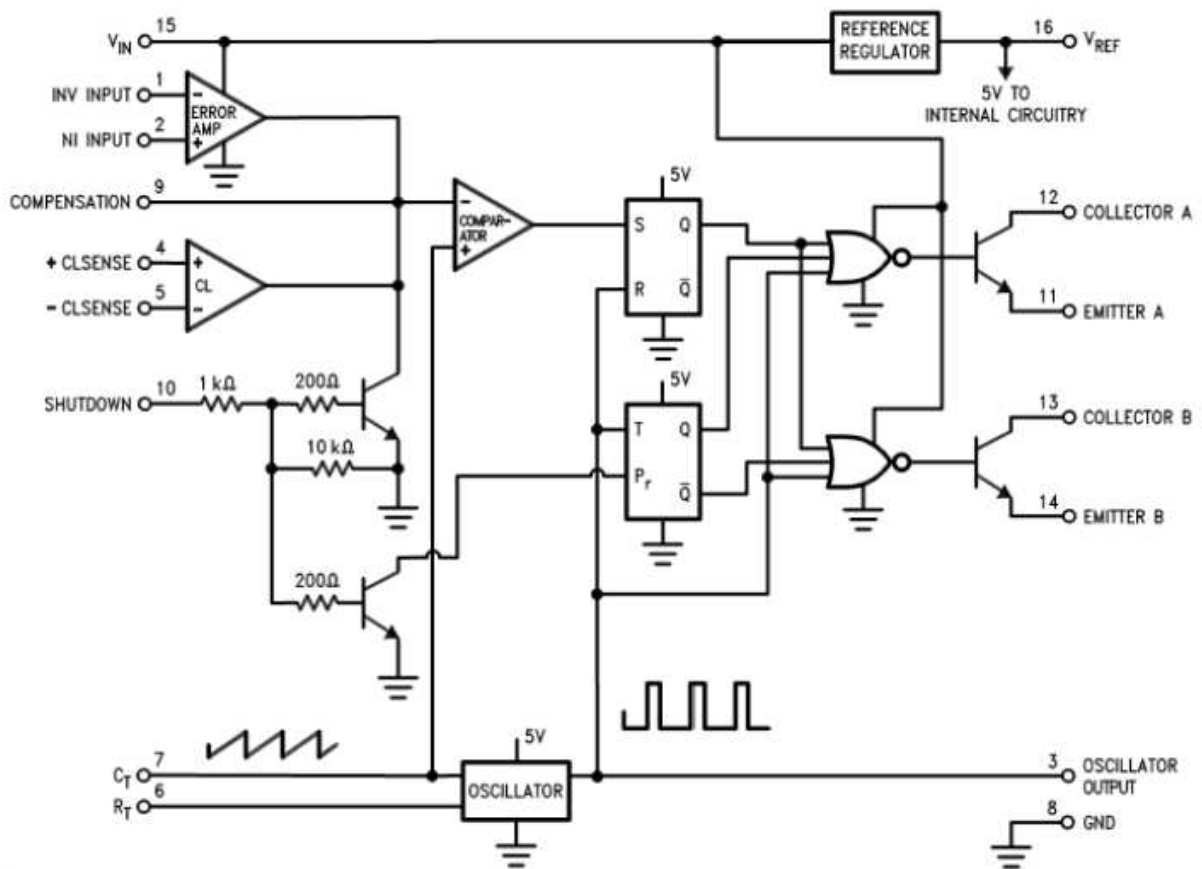


Figura 27 – Circuito integrado 3524

Fonte: *National*

O pino 15 do diagrama de blocos do CI 3524 da Fig. 27 é o positivo de sua alimentação contínua V_{CC} e pode ser de 8 a 40 V.

O pino 8 desse CI é conectado ao terra.

Este CI possui uma fonte regulada interna com tensão contínua V_{CC} de 5 V e esta tensão também pode ser utilizada através do pino 16.

4.4.1.1 Comparador PWM

A rampa gerada pelo gerador de onda dente de serra com frequência determinada pelo circuito RC, conectado nos pinos 6 e 7 do CI da Fig. 27, tem uma excursão de aproximadamente 3 V.

O comparador PWM tem uma entrada positiva proveniente deste gerador de rampa e a outra é a tensão presente no pino 9, a qual pode ser fornecida

pelo amplificador de erro da tensão de saída, pelo limitador de corrente da saída, ou imposta diretamente neste pino.

4.4.1.2 Limitador de corrente de saída

Entre os terminais 4 e 5, pode ser conectado um resistor que funcionará como sensor da corrente de carga. Quando essa corrente ultrapassar um determinado valor, o operacional com entradas -CL e +CL, bloqueia os sinais de saída desativando a fonte.

4.4.1.3 Amplificador de erro

Tem como função fazer compensação.

Os pinos 1 e 2 representam, respectivamente, as entradas inversora e não inversora. A saída do amplificador de erro corresponde ao pino 9.

O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, apresenta uma elevada impedância de saída, comportando-se como uma fonte de corrente. O compensador pode ser utilizado tanto entre a saída (pino 9) e a entrada inversora ou entre a saída e o terra.

O integrado possui uma fonte interna de referência de 5 V, +1%. Desta forma, tal tensão pode ser usada no amplificador de erro como referência direta para saídas de 5 V.

4.4.1.4 Oscilador

Os pinos 6 e 7 possuem como função determinar a frequência de oscilação. O pino 7 tem como função caminho de descarga para o capacitor conectado neste pino. O circuito RC gera uma onda na forma de dente de serra.

O gráfico para escolha do circuito RC é encontrado no manual do componente e a frequência de operação máxima é 500 kHz.

Os valores recomendados para o resistor conectado ao pino 6 estão entre: 1,8 k Ω e 100 k Ω . E, para o capacitor conectado ao pino 7, os valores podem variar entre: 0,001 μ F e 0,1 μ F.

4.4.1.5 Regulador de tensão de saída

A tensão de alimentação do integrado é feita através do pino 15. O pino 8 é o pino de terra. O pino 16 fornece uma saída regulada de 5 V que pode ser usada como uma referência externa.

4.4.1.6 Estágio de saída

O circuito integrado 3524 apresenta quatro saídas que são usadas aos pares (pinos 11 e 14 ou pinos 12 e 13) com transistores gerando pulsos complementares.

As saídas são transistores NPN, capazes de fornecer uma corrente máxima de 200 mA.

O pino 10 é um pino de proteção, pode ser usado para desativar a fonte. Quando a tensão no pino 10 for positiva, o transistor satura aterrando o pino 9 e inibindo os sinais de comando.

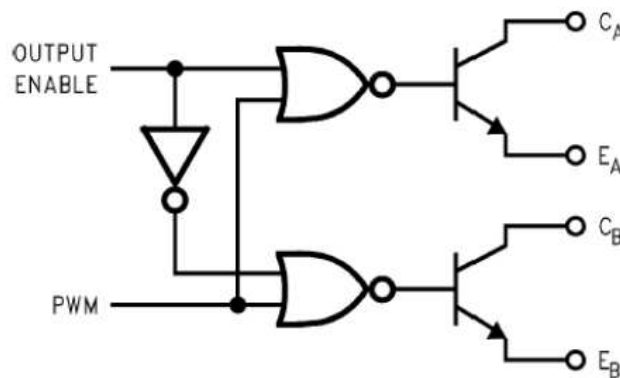


Figura 28 – Estágio de saída

Fonte: *National*

4.5 Conclusão

Neste capítulo foi descrito o desenvolvimento quantitativo do projeto do transformador utilizado no inversor de tensão proposto neste trabalho. Foi possível escolher o núcleo de ferrite, calcular o número de espiras dos enrolamentos primário N_1 , secundário N_2 e de desmagnetização N_3 , bem como dimensionar os condutores elétricos de cada enrolamento.

A divisão de potência em quatro módulos de conversores *Forward* de 150 W cada um possibilitou o projeto de um inversor de potência elevada (600 W) e com núcleos magnéticos pequenos (EE – 42/12/20).

Com a relação de transformação 1:1:N, o inversor proposto é capaz de compensar as quedas de tensão presentes na entrada, pois a tensão de saída do transformador apresenta uma margem de compensação de 50% em relação aquela entregue à carga.

Para os transformadores de cada módulo, foram calculados também o valor do entreferro e a potência dissipada nos núcleos de ferrite.

A partir dos resultados calculados no projeto dos transformadores foi possível calcular a corrente e tensão nos semicondutores dos conversores e, finalmente, dimensionar essas chaves semicondutoras (transistores e diodos).

Para o filtro de saída, foram estabelecidos alguns parâmetros e, a partir deles, concluiu-se que a utilização de um núcleo de ar seria mais apropriado, já que a área do núcleo do indutor encontrada, A_{pindutor} , era muito superior aos núcleos convencionais.

Para o controle da chave, foi utilizado o circuito integrado 3524 e, através do circuito RC conectado a ele, pôde-se obter a modulação PWM.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados o diagrama de blocos do circuito implementado, os resultados obtidos através de simulações e resultados do protótipo implementado.

São apresentados os circuitos de controle, multiplexação, isolação de pulsos, e finalmente, o circuito de potência.

5.2 Diagrama de blocos

A Fig. 29 apresenta o diagrama de blocos do circuito do inversor de tensão implementado.

O circuito apresenta, esquematicamente, os conversores *Forward* modificados e em paralelo, o único filtro de saída e os circuitos auxiliares para o controle das chaves semicondutoras, tais como circuitos amplificador, somador inversor com compensador integrador proporcional, comparador e separador de pulsos, multiplexação e isolador.

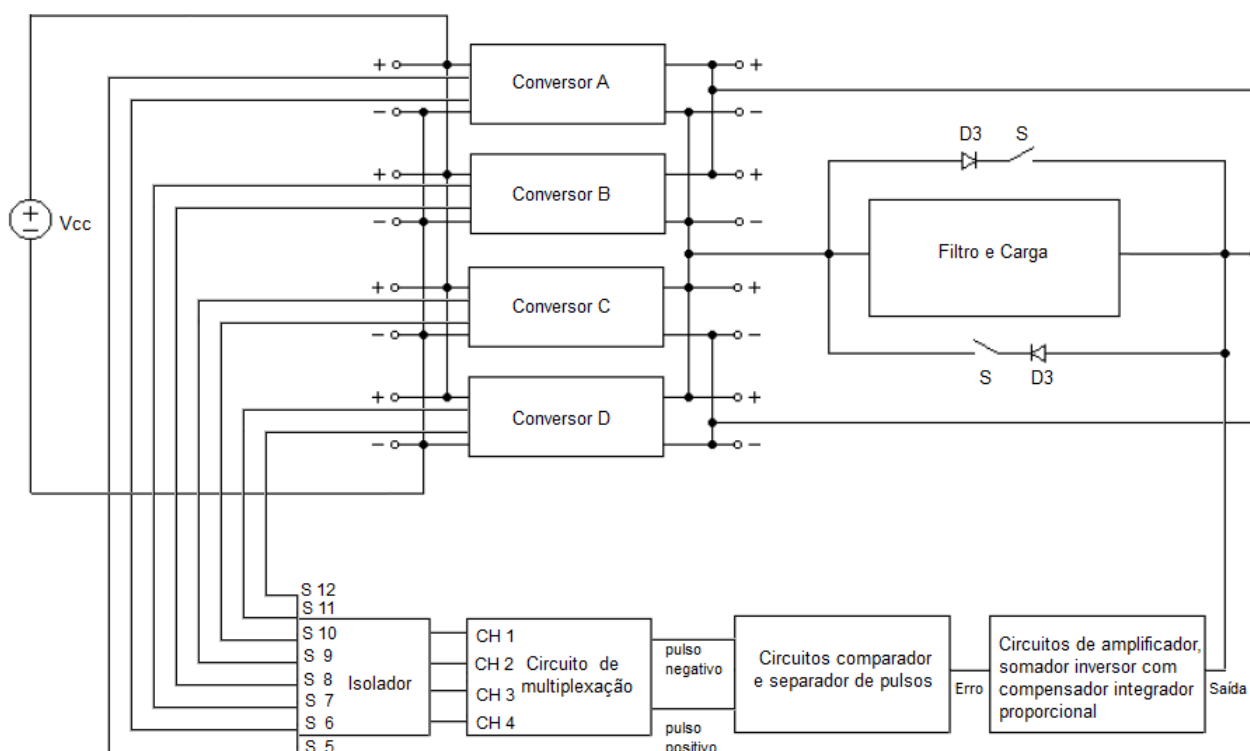


Figura 29 – Diagrama de blocos do circuito implementado

Fonte: Autora

5.3 Simulação

Para simular o funcionamento da nova topologia de inversor de tensão foi utilizado o software PSpice[®] AD 8.0 (MICROSIM, 1997).

A Fig. 30 apresenta o estágio de amplificador diferencial da saída e somador inversor com compensador integrador proporcional. Estes circuitos geram os pulsos necessários para o controle.

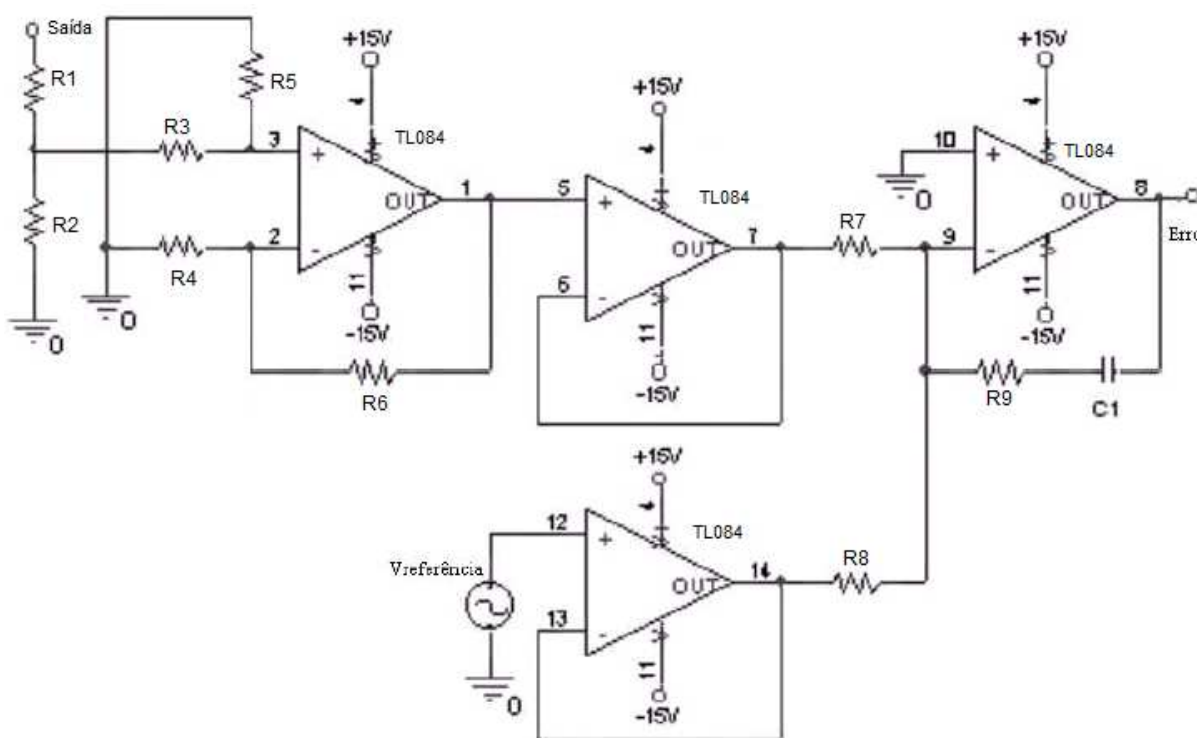


Figura 30 – Circuito amplificador e somador inversor com compensador integrador proporcional

Fonte: Autora

Em que:

C_1 – Capacitor

R_1 a R_9 – Resistores

TL084 – Amplificador operacional

$V_{referência}$ – Tensão de referência

O circuito da Fig. 31 mostra um circuito gerador de pulsos que, quando gerados no estágio anterior são comparados e separados para cada conversor, resultando no sinal de controle PWM.

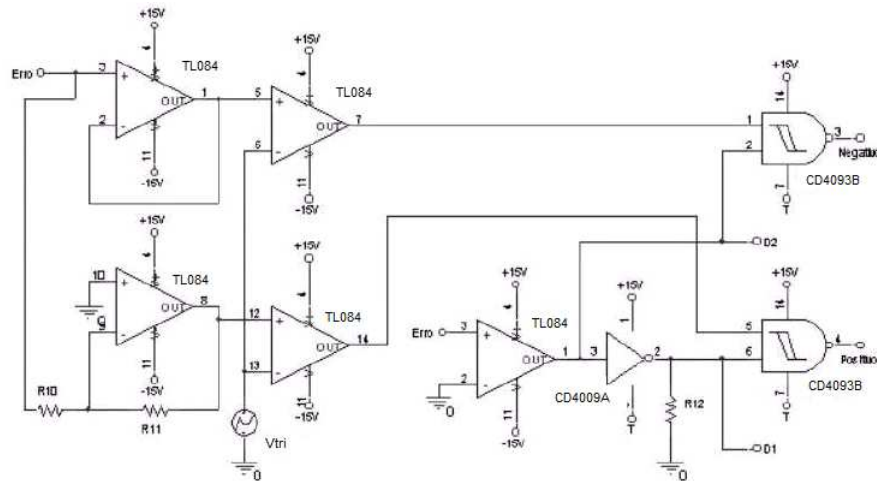


Figura 31 – Circuitos comparador e separador de pulsos

Fonte: Autora

Em que:

CD4009A – Porta inversora

CD4093B – Porta NAND

R₁₀ a R₁₂ – Resistor

O circuito de multiplexação, apresentado na Fig. 32, garante que as chaves serão seleccionadas corretamente a fim de acionar cada conversor do circuito do inversor de tensão.

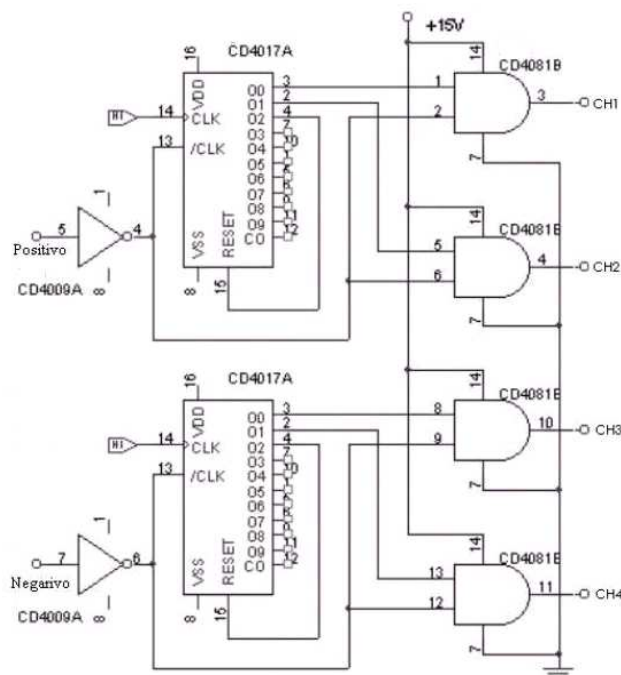


Figura 32 – Circuito de multiplexação

Fonte: Autora

Em que:

CD4017A – Contador

CD4081B – Porta AND

CH₁ a CH₄ – Canais de 1 a 4

A isolação dos pulsos é realizada através do acoplamento magnético do transformador.

A Fig. 33 mostra este circuito.

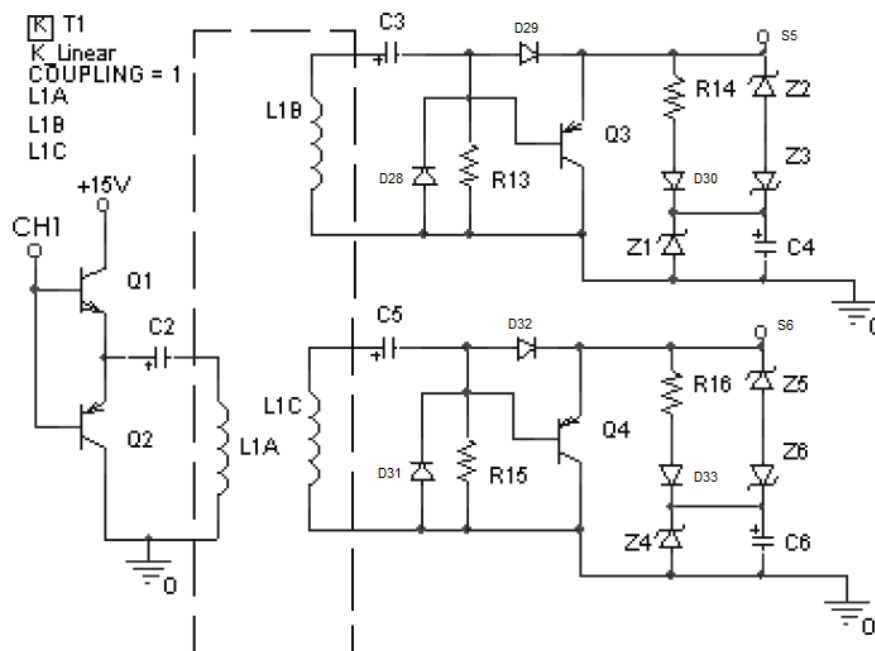


Figura 33 – Isolador

Fonte: Autora

Em que:

C₂ a C₆ – Capacitor

D₂₈ a D₃₄ – Diodo

L1A a L1C – Enrolamentos do transformador

R₁₃ a R₁₆ – Resistor

Q₁ a Q₄ – Transistor

Z₁ a Z₆ – Diodo zener

O circuito de potência, de acordo com a topologia proposta, é apresentado na Fig. 34.

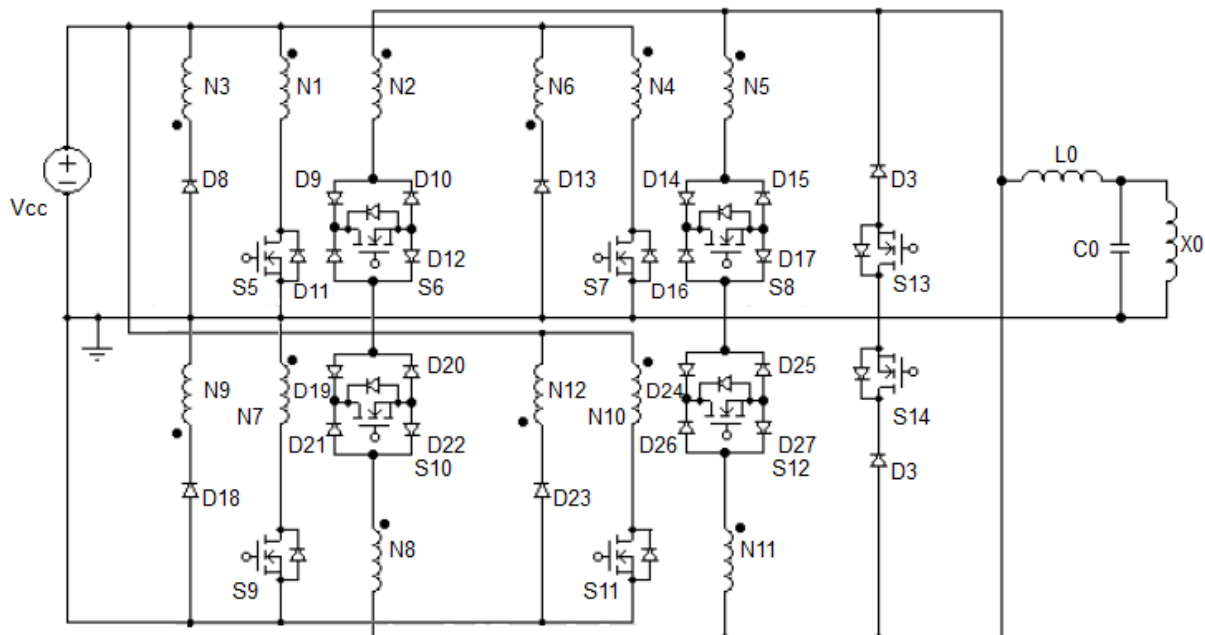


Figura 34 – Circuito de potência

Fonte: Autora

A Fig. 35 mostra o resultado de simulação do inversor de tensão.

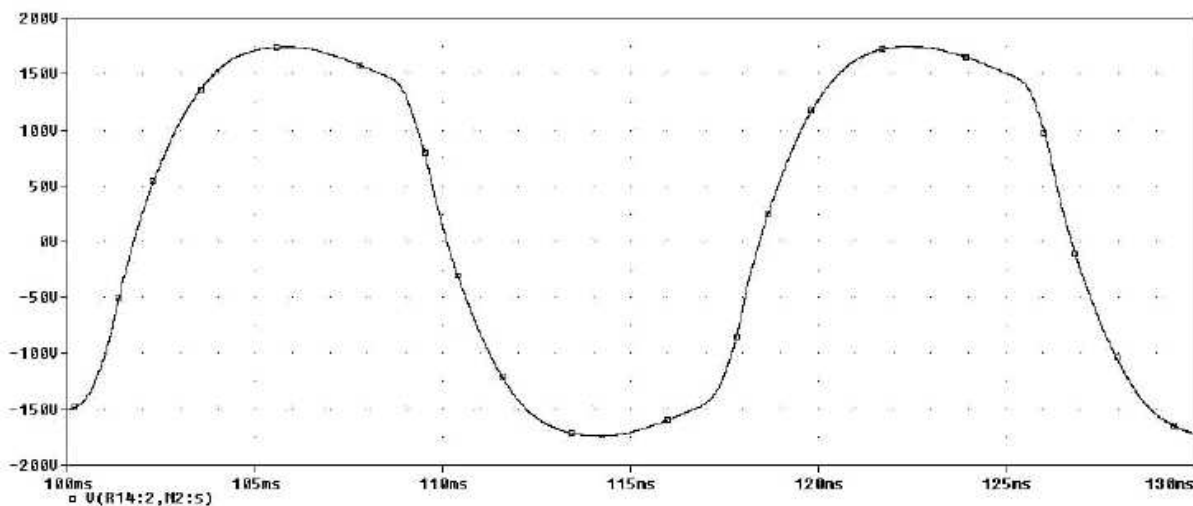


Figura 35 – Tensão de saída no circuito simulado

Fonte: Autora

Como pode ser observado, há a presença uma pequena distorção na forma de onda, devido a dificuldade de se ajustar as frequências de corte do circuito de controle com a do circuito de potência.

A Fig 36 apresenta o resultado extraído do protótipo com carga resistiva e com potência nominal de 600 W.

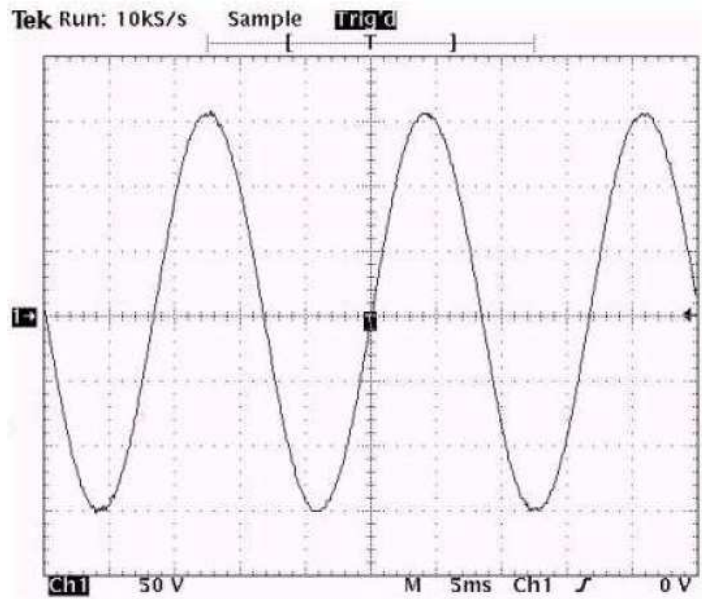


Figura 36 – Tensão de saída do protótipo
Fonte: Autora

A forma de onda é senoidal com baixa distorção harmônica (THD – *total harmonic distortion*). O resultado foi obtido devido à implementação de uma malha aberta e ajustes do controle facilmente conseguido no laboratório, bastando a troca de alguns capacitores.

Para carga indutiva, ocorreram alguns transitórios e levaram a queima das chaves, não sendo possível obter resultados.

Todos os circuitos simulados foram implementados, como mostrado na Fig. 37.

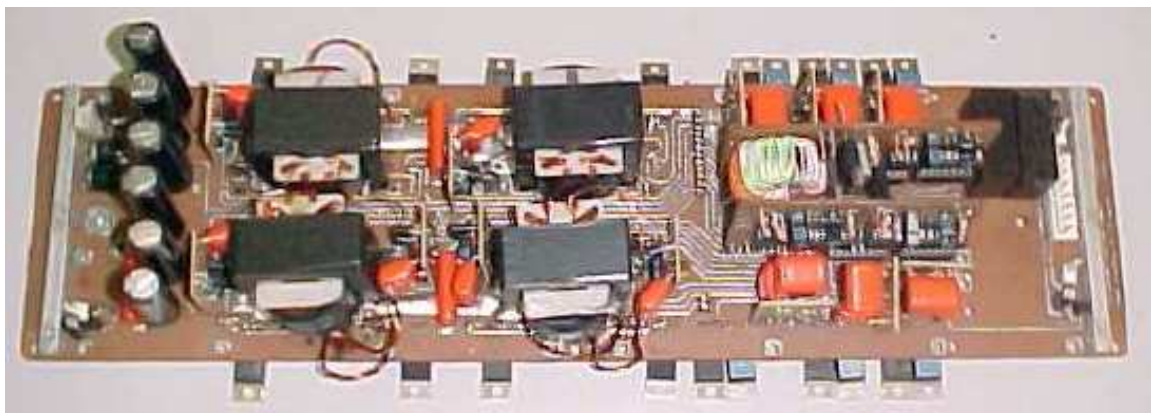


Figura 37 – Foto do circuito de potência implementado em laboratório
Fonte: Autora

5.4 Conclusão

Com o diagrama de blocos, foi possível esquematizar o circuito completo da nova topologia do inversor de tensão utilizando os conversores *Forward* modificados, os circuitos isolador, de multiplexação, comparador e separador de pulsos, amplificador, somador inversor com compensador integrador proporcional e filtro de saída.

Com os resultados dos circuitos simulados e implementados experimentalmente, verificou-se que é possível obter um inversor de tensão utilizando o conversor *Forward* com as modificações em sua topologia original, ou seja, utilizando-se chaves bidirecionais nos secundários dos transformadores e o uso de um único filtro de saída.

Observou-se que é possível fazer a inversão em baixa frequência (60 Hz) com transformadores funcionando em alta frequência, contribuindo para a redução de peso e volume.

Apesar do grande número de semicondutores, esta estrutura torna-se interessante visto que temos uma restrição significativa do filtro de saída.

6 CONCLUSÃO GERAL

Com o objetivo de obter maior eficiência energética e rendimento, a Eletrônica de Potência se adapta constantemente às exigências de mercado, como espaço, custo, confiabilidade e desempenho, evoluindo suas técnicas de processamento eletrônico.

A partir da década de 1960, com a invenção do retificador a arco de mercúrio, a Eletrônica de Potência tem utilizado dispositivos que permitem trabalhar com potências cada vez maiores e aplicar em diversas áreas, como conversores de potência, instrumentação, linhas de transmissão, fins industriais e entre outras.

Os conversores CC – CC, que utilizam o transistor como chave para transferir energia da entrada para a saída, podem trabalhar em alta frequência e apresentam rendimentos maiores que outras topologias de conversão. A modulação por largura de pulso ou PWM pode ser utilizada para controlar a abertura e fechamento da chave, ou seja, controlar a potência aplicada sobre a carga. Apesar de ocorrer dissipação de calor durante o período de fechamento da chave, essa dissipação ainda é muito menor que aquele utilizado em um circuito de controle linear equivalente a modulação PWM.

O controle PWM é resultado da comparação de tensão de referência com uma forma de onda triangular, com a frequência da onda triangular e modulação da largura do pulso da referência.

Com o propósito de se obter um inversor de tensão robusto e com potência elevada, este trabalho apresentou uma nova topologia utilizando conversor *Forward*, que é considerado de estrutura simples quando comparado a outros conversores, utilizando transformador em alta frequência e com chaves bidirecionais no secundário e modulação PWM. Uma das características do conversor *Forward* é de possuir transformador com enrolamento de desmagnetização para desmagnetizar o seu núcleo e diodo de roda livre para permitir que a corrente percorra no indutor quando a chave está aberta.

Os inversores de tensão ou conversores CC – CA também trabalham com transistores funcionando como chaves e estas controladas por PWM. Normalmente utiliza-se a topologia *Full – Bridge* que possui quatro chaves acionadas duas a duas, e, para um melhor controle de tensão de saída, é necessário um tempo em que todas as chaves estejam abertas, denominado tempo morto.

Tendo como base o conversor *Forward*, pôde-se desenvolver, após modificações em sua topologia, uma nova configuração de conversor CC – CA.

Ligando-se quatro conversores *Forward* modificados em paralelo, estes sendo acionados dois a dois e com as chaves sendo controladas por largura de pulso foi possível gerar pulsos positivos e negativos. Substituindo os filtros de cada conversor por apenas um e o uso de chaves bidirecionais nos secundários dos transformadores de cada conversor foi possível desenvolver a nova proposta de inversor de tensão.

A simulação dos circuitos e os testes do protótipo produziram bons resultados, inclusive com baixo nível de ruído, apesar da necessidade de isolar um conversor do outro, aumentando o número de componentes e, conseqüentemente aumentando a complexidade do projeto.

Através de parâmetros pré-estabelecidos foram dimensionados os transformadores de cada módulo, incluindo núcleos magnéticos, bitola de condutores e fitas de cobre, além dos transistores de potência, diodos e o filtro de saída.

Com a divisão de potência entre os quatro conversores *Forward*, com potência de 150 W para cada conversor, foi possível o projeto de um inversor de potência elevada, ou seja, de 600 W. Com essa divisão da potência, foi possível implementar transformadores com núcleos magnéticos pequenos (EE 42/21/20), já que cada módulo atua de maneira independente dos demais.

Com a relação de transformação, o inversor proposto é capaz de compensar as quedas de tensão presentes na entrada, já que a tensão de saída do transformador apresenta uma margem de compensação de 50 % em relação àquela entregue a carga.

Após cálculo de corrente para cada módulo e freqüência de chaveamento estabelecida no roteiro de projeto optou-se por chaves MOSFETs e diodos ultra – rápidos.

Para o único filtro de saída, pode-se identificar o valor do indutor de saída L_0 e, através de parâmetros pré-estabelecidos, encontrou-se o valor das áreas do núcleo do indutor A_{indutor} muito superior aos núcleos convencionais, sendo utilizado então o núcleo de ar com indutância de 280 μH .

Para as chaves semicondutoras, foi realizado o estudo de sua lógica de controle. A modulação PWM foi implementada através do circuito integrado 3524.

Esta topologia, composta por quatro conversores em paralelo, oferece um rendimento como uma estrutura de um único estágio de conversão, justificando sua aplicação comercial apesar de possuir um número considerável de chaves, sendo esta uma desvantagem, pois aumenta o custo do protótipo em torno de 30% se comparado à estrutura convencional.

Devido ao seu rendimento e flexibilidade de projeto, esta proposta de inversão pode ser utilizada em sistemas de amplificadores de áudio.

Como sugestão para trabalhos futuros, o aprimoramento da atual estrutura para funcionar com cargas indutivas.

Este trabalho foi aprovado e validado em congressos e revista, respectivamente:

– CBA – XV Congresso Brasileiro de Automática – Gramado/RS – 21 a 24 de setembro de 2004.

– INDUSCON – VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais – Joinville/SC – 12 a 15 de outubro de 2004.

– SEMINA: Ciências Exatas e Tecnológicas, Londrina, v. 25, n. 1, p. 91–105, jan./jun. 2004.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, I.; MARTINS, D. C. Introdução aos conversores CC – CC. In:_____.
Conversores CC – CC básicos não isolados. 2. ed. Florianópolis: UFSC, 2001.

CANESIN, C. A. **Qualidade da energia elétrica, eficiência e racionalização:**
desperdício *versus* desconhecimento. Ilha Solteira. UNESP, 2001.

GHIRARDELLO, A. **Apostila sobre modulação pwm**. Americana: Colégio Politec,
[2000?].

HUKAI, R. Y. Mudanças tecnológicas como instrumentos de uma nova estratégia
para conservação de eletricidade. In: Seminário Alternativas para uma Política
Energética, 1985, São Paulo. Seminário. São Paulo: CPFL, 1985.

LABORATÓRIOS BELL E GENERAL ELECTRIC. Disponível em: <<http://www.bell-labs.com>>. Acesso em: jan. 2005.

MICROSIM CORPORATION. **PSpice[®] AD**. Version 8.0 for Windows. California,
1997. 1 CD-ROM.

MELLO, L. F. P. **Projetos de fonte chaveada**: teoria e prática. 3. ed. São Paulo:
Editora Érica, 1990.

MELLO, L. F. P. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. São Paulo: Editora Érica,
1996.

NATIONAL. Disponível em: <<http://www.national.com>>. Acesso em: set. 2005.

OSVIANI, G.; BOLOGNINI, A. P.; TREVISO, C. H. G. Inversor de tensão utilizando
transformador de alta frequência com modulação pwm. **Semina**: Ciências Exatas e
Tecnológicas, Londrina, v. 25, n. 1, p. 91–105, jan./jun. 2004.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de potência**. Campinas: Universidade Estadual de
Campinas, 1998.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência**: circuitos, dispositivos e aplicações. São
Paulo: Makron Books, 1993.

SENDRA, A. S.; SMITH, K. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 2000.

STMICROELECTRONICS. Disponível em: <<http://www.st.com>>. Acesso em: ago. 2005.

TEXAS INSTRUMENT. Disponível em: <<http://www.texas.com>>. Acesso em: jun. 2005.

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br>>. Acesso em: mar. 2005.

ANEXOS

Anexo A – Núcleos de Ferrite

Tabela A.1 – Tipos de núcleo

Núcleo	Kj $20^{\circ}\text{C} \leq \Delta t \leq 60^{\circ}\text{C}$	X
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

Fonte: MELLO, 1990

Tabela A.2 – Núcleos de ferrite

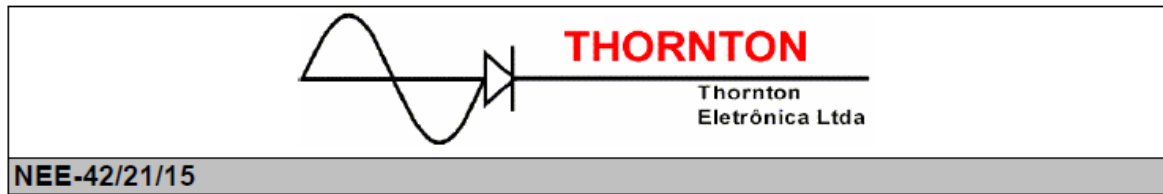
Tipo	Designação	A_p (cm ⁴)	CEM (cm)	l_e (cm)	A_e (cm ²)	A_s (cm ²)
POTE	9x5	0,0065	1,85	1,25	0,101	3,18
	11x7	0,0152	2,20	1,55	0,162	4,20
	14x8	0,0393	2,80	1,98	0,251	6,77
	18x11	0,1140	3,56	2,58	0,433	10,99
	22x13	0,2460	4,40	3,15	0,634	16,31
	26x16	0,4980	5,20	3,76	0,939	23,00
	30x19	1,0100	6,00	4,52	1,370	31,90
	36x22	2,0100	7,30	5,32	2,020	44,20
	42x29	4,8100	8,60	5,86	2,650	67,40
	47x28	5,6200	9,30	7,25	3,120	76,00
RM	6	0,047	3,00	2,67	0,313	7,30
	7	0,086	3,50	2,98	0,400	9,90
	8	0,156	4,20	3,51	0,520	13,30
	10	0,340	5,20	4,20	0,830	19,70
	12	1,020	6,10	5,69	1,400	34,10
	14	1,900	7,10	7,10	1,780	46,60
X	22	0,330	4,90	3,80	0,660	19,20
	25	0,480	5,50	4,15	0,730	24,50
	30	1,430	6,40	5,50	1,120	40,90
	35	2,850	7,70	6,73	1,640	56,30
PQ	20/16	0,270	4,40	3,74	0,610	14,20
	26/20	0,650	5,60	4,63	1,130	23,60
	26/25	0,910	5,60	5,55	1,130	27,80
	32/20	1,100	6,71	5,55	1,420	29,50
	32/30	2,060	6,71	7,46	1,420	40,10
	35/35	3,480	7,52	8,79	1,620	51,80
	40/40	6,400	8,39	10,20	2,001	65,60
EE	20/10/05	0,480	3,80	4,28	0,312	28,60
	30/15/07	0,710	5,60	6,69	0,597	34,80
	30/15/14	1,430	6,70	6,69	1,200	43,20
	42/21/15	4,660	9,30	9,70	1,820	89,10
	42/21/20	6,140	10,50	9,70	2,400	97,50
	55/28/21	14,91	11,60	12,30	3,540	150,00
	65/33/26	36,28	15,00	14,70	5,250	312,00
EC	35	1,360	5,00	7,74	0,843	43,50
	41	2,680	6,00	8,80	1,250	59,00
	52	5,710	7,30	10,30	1,830	91,00
	70	19,20	9,50	14,10	2,830	170,00

Fonte: MELLO, 1990

Tabela A.3 – Características de núcleo EE

Núcleo	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	l_e (cm)	l_t (cm)	V_n (cm ³)	$A_e.A_w$ (cm ⁴)
EE-20/15	0,312	0,26	4,28	3,80	1,34	0,08
EE-30/07	0,600	0,80	6,70	5,60	4,00	0,48
EE-30/14	1,200	0,85	6,70	6,70	8,00	1,02
EE-42/15	1,810	1,57	9,70	8,70	17,60	2,84
EE-42/20	2,400	1,57	9,70	10,50	23,30	3,77
EE-55/21	3,540	2,50	12,00	11,60	42,50	8,85
EE-65/13	2,660	3,70	14,70	14,80	39,10	9,84
EE-65/26	5,320	3,70	14,70	14,80	8,20	19,68
EE-65/39	7,980	3,70	14,70	14,80	117,30	29,53

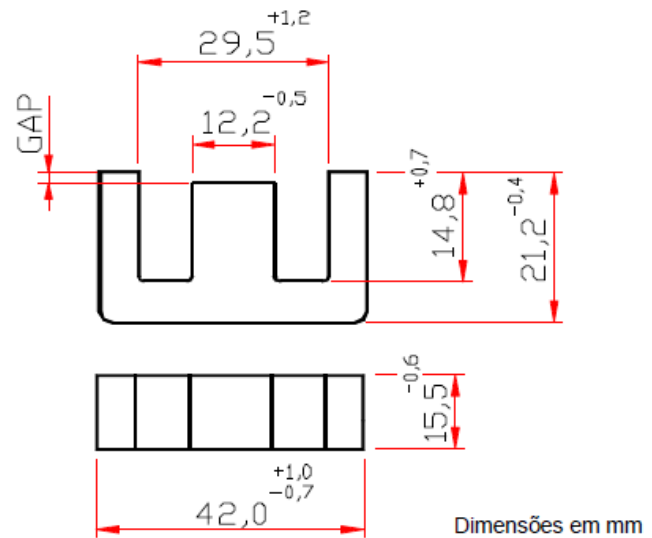
Fonte: MELLO, 1990



Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,54	mm ⁻¹
Le	97,0	mm
Ae	181,0	mm ²
Amin	---	mm ²
Ve	17600,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 44,0 g

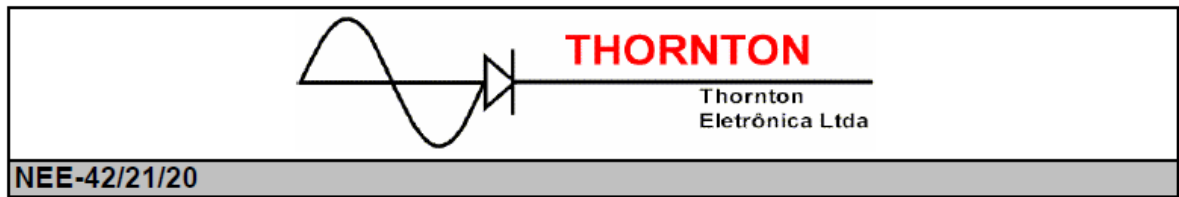


SEM GAP

CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~µe
NEE-42/21/15-4000-IP12R	IP12R	4000	± 25	---	1719
NEE-42/21/15-4000-IP6	IP6	4000	± 25	---	1719
NEE-42/21/15-4100-IP12E	IP12E	4100	± 25	---	1762

Figura 38 – Núcleo EE – 42/21/15

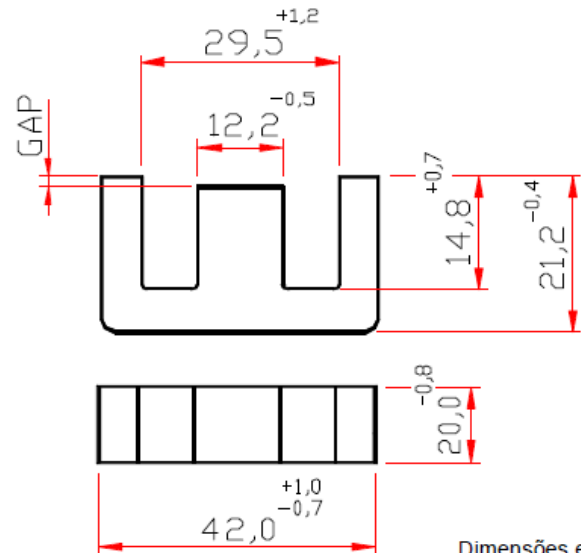
Fonte: Thornton Eletrônica Ltda.



Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,41	mm ⁻¹
Le	97,0	mm
Ae	240,0	mm ²
Amin	---	mm ²
Ve	23300,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 56,0 g



Dimensões em mm

COM GAP

CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-42/21/20-100-IP6	IP6	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-100-IP12R	IP12R	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-126-IP12R	IP12R	126	±10	*2,00	41
NEE-42/21/20-136-IP12R	IP12R	136	±10	*1,55	44
NEE-42/21/20-150-IP12R	IP12R	150	±10	*1,50	48,9
NEE-42/21/20-190-IP12R	IP12R	190	±10	2,10	62
NEE-42/21/20-200-IP12R	IP12R	200	±10	2,00	65
NEE-42/21/20-200-IP6	IP6	200	±10	2,00	65
NEE-42/21/20-207-IP12R	IP12R	207	±10	1,90	67,5
NEE-42/21/20-240-IP12E	IP12E	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-240-IP12R	IP12R	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-240-IP6	IP6	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-250-IP6	IP6	250	±10	1,30	82
NEE-42/21/20-250-IP12R	IP12R	250	±10	1,30	82
NEE-42/21/20-340-IP12R	IP12R	340	±10	1,07	111
NEE-42/21/20-340-IP6	IP6	340	±10	1,07	111
NEE-42/21/20-400-IP12R	IP12R	400	±10	0,90	130
NEE-42/21/20-400-IP6	IP6	400	±10	0,90	130
NEE-42/21/20-560-IP6	IP6	560	±10	0,50	183
NEE-42/21/20-925-IP6	IP6	925	±15	0,25	302

* gap Simétrico

SEM GAP

CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-42/21/20-4750-IP6	IP6	4750	+30 / -20	---	1550
NEE-42/21/20-5500-IP12E	IP12E	5500	+30 / -20	---	1794
NEE-42/21/20-5500-IP12R	IP12R	5500	+30 / -20	---	1794

Figura 39 – Núcleo EE – 42/21/20

Fonte: Thornton Eletrônica Ltda.

Anexo B – Tabela de Fio de Cobre Esmaltado

Tabela B.4 – Fio de cobre esmaltado

AWG	Diâmetro do cobre $\phi_{\text{máx}}$ (cm)	Área do cobre A_f (cm ²)	Diâmetro do isolamento (cm)	Área do isolamento (cm ²)	Ohms/cm (20°C)	Ohms/cm (100°C)
08	0,330	0,084000				
09	0,290	0,066000				
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000088
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140
16	0,129	0,013088	0,139	0,105207	0,000132	0,000176
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464
40	0,008	0,000050	0,010	0,000167	0,034417	0,045981
41	0,007	0,000040	0,009	0,000134	0,043399	0,057982

Fonte: MELLO, 1990

Anexo C – Constantes físicas

$$K_{\text{Ferrite}} = 4 \cdot 10^{-5}$$

$$K_{\text{Eferrite}} = 4 \cdot 10^{-10}$$

$$\rho_{\text{cobre}} = 1,72 \cdot 10^{-4} \Omega\text{cm}^2/\text{m}$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\mu_{\text{rcobre}} = 1$$