

JAIR URBANETZ JUNIOR

**SISTEMA TRIFÁSICO DE 10kW COM ALTO FATOR
DE POTÊNCIA E CONTROLE DE LUMINOSIDADE ,
PARA UM GRUPO DE LÂMPADAS
FLUORESCENTES**

FLORIANÓPOLIS

2002

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMA TRIFÁSICO DE 10kW COM ALTO FATOR
DE POTÊNCIA E CONTROLE DE LUMINOSIDADE ,
PARA UM GRUPO DE LÂMPADAS
FLUORESCENTES

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

JAIR URBANETZ JUNIOR

Florianópolis, Abril de 2002

SISTEMA TRIFÁSICO DE 10kW COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE DE LUMINOSIDADE, PARA UM GRUPO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

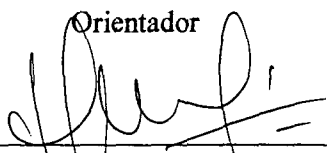
Jair Urbanetz Junior

“ Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, na área de concentração de **Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. ”



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente da Banca



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Dr.

À minha esposa Marilene e minha filha Isabela,
com muito amor e carinho.

AGRADECIMENTOS

À toda minha família, em especial minha esposa Marilene Valpecovski que me apoiou nesta e em muitas outras jornadas.

Ao professor Ivo Barbi, que com seu profundo conhecimento colaborou de forma marcante com meu crescimento profissional.

Aos professores membros da banca, Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Enio Valmor Kassick e Denizar Cruz Martins, pelas valiosas contribuições.

Aos professores Alexandre Ferrari de Souza, Arnaldo José Perin, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, pelos conhecimentos transmitidos durante as disciplinas.

Aos colegas de turma, Alessandro Luiz Batschauer, Anderson Alves, Anis César Chehab Neto, Claudenei Simão, Clóvis Antônio Petry, Deivis Borgonovo, Denise Gerardi, Fabiana da Silveira Cavalcante, Luiz Claudio Souza dos Santos, Mauro Tavares Peraça e Victor Leonardo Yoshimura pelo companheirismo e amizade.

Ao Eng. João Zanette Beckhauser pelo apoio durante as montagens e ensaios dos protótipos.

Aos demais membros do INEP, pelo apoio irrestrito.

Aos amigos do CEFET-Pr, em especial, Andréa Lucia Costa e José da Silva Maia.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

SISTEMA TRIFÁSICO DE 10kW COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE DE LUMINOSIDADE, PARA UM GRUPO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Jair Urbanetz Junior

Abril de 2002.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Reator eletrônico, LIT, conversor *BUCK*, inversor, conversor *BOOST*.

Número de páginas: 135.

RESUMO: O presente trabalho trata do estudo de um sistema de iluminação com alto fator de potência e controle de luminosidade, para alimentar um grupo de lâmpadas fluorescentes de 40W. O sistema é composto por um retificador de 10kW trifásico baseado no transformador de interfase de linha (LIT), dez conversores do tipo *BUCK* de 1kW para regular a tensão CC e variar sua amplitude de acordo com uma tensão externa isolada aplicada ao conversor, e duzentos e cinquenta inversores com seus respectivos filtros ressonantes. A estrutura apresenta uma solução inovadora em sistemas de iluminação.

Abstract of dissertation presented to UFSC as partial fulfillments to obtain the degree of
Master in Electrical Engineering.

A 10kW, THREE PHASE SYSTEM WITH HIGH POWER FACTOR AND LUMINOSITY CONTROL, FOR A GROUP OF FLUORESCENT LAMPS

Jair Urbanetz Junior

April, 2002.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Palavras-chave: Electronic ballast, LIT, buck converter, inverter, boost converter.

Number of pages: 135.

ABSTRACT: This work deals with the study of a lighting system with high power factor and luminosity control, for feeding a group of fluorescent lamps of 40W. This system is composed by a 10kW three phase rectifier based on the lineside interphase transformer (LIT), ten 1kW buck converters to regulate the DC voltage and vary its amplitude with an external insulated voltage applied to the converter and two hundred and fifty inverters with its resonant filters. The structure presents a new solution in lighting systems.

SUMÁRIO

Simbologia	xi
Introdução geral.....	1
CAPÍTULO 1 – Retificador trifásico de 10kW utilizando o LIT	4
1.1 Introdução	4
1.2 Transformador LIT.....	4
1.2.1 Proteção de entrada	5
1.2.2 Filtro de entrada.....	5
1.2.3 Transformador de interfase de linha (LIT).....	7
1.2.3.1 Equacionamento	8
1.2.3.2 Exemplo de projeto	15
1.2.4 Ponte retificadora.....	16
1.2.5 Circuito de limitação da corrente de pré-carga do capacitor.....	17
1.2.6 Fonte auxiliar.....	18
1.2.7 Filtro de saída	18
1.3 Circuito completo	19
1.4 Resultados de simulação.....	20
1.4.1 Circuito simulado.....	20
1.4.2 Formas de onda.....	21
1.4.3 Taxa de distorção harmônica (TDH) e fator de potência (FP)	24
1.5 Resultados experimentais.....	24
1.5.1 Formas de onda.....	24
1.5.2 Taxa de distorção harmônica (TDH) e fator de potência (FP)	29
1.5.3 Ensaio térmico	30
1.5.4 Ensaio de rendimento.....	30
1.6 Fotos dos protótipos.....	31
1.7 Conclusões	34

CAPÍTULO 2 - Conversor CC – CC do tipo <i>BUCK</i> de 1kW	35
2.1 Introdução	35
2.2 Arquitetura do conversor.....	35
2.3 Descrição dos blocos do conversor	36
2.3.1 Proteção de entrada	36
2.3.2 Filtro de entrada.....	37
2.3.3 Chave PWM	37
2.3.3.1 Conversor <i>BUCK</i> no modo de condução contínua	37
2.3.4 Filtro de saída	40
2.3.5 Fonte auxiliar.....	40
2.3.6 Circuito de comando e controle	41
2.3.7 Circuito <i>Driver</i>	42
2.3.8 Tensão externa isolada	43
2.4 Metodologia e exemplo de projeto.....	44
2.4.1 Especificações.....	44
2.4.2 Dimensionamento	44
2.4.2.1 Proteção de entrada.....	45
2.4.2.2 Filtro de entrada.....	45
2.4.2.3 Chave PWM.....	46
2.4.2.4 Filtro de saída.....	48
2.4.2.5 Fonte auxiliar	48
2.4.2.6 Circuito <i>driver</i>	48
2.4.2.7 Circuito de controle	49
2.5 Circuito completo	52
2.6 Resultados de simulação.....	55
2.6.1 Circuito simulado.....	55
2.6.2 Formas de onda.....	56
2.7 Resultados experimentais.....	59
2.7.1 Formas de onda.....	59
2.7.2 Ensaio térmico	63
2.7.3 Ensaio de rendimento	63
2.8 Fotos dos protótipos.....	63
2.9 Conclusões	66

CAPÍTULO 3 - Inversor meia ponte e filtro ressonante para lâmpada fluorescente de 40W	67
3.1 Introdução	67
3.2 Primeira fase do projeto	67
3.2.1 Introdução.....	67
3.2.2 Descrição dos blocos que compõe o sistema	68
3.2.3 Metodologia e exemplo de projeto	73
3.2.3.1 Especificações	73
3.2.3.2 Dimensionamento.....	74
3.2.3.3 Circuito completo.....	78
3.2.4 Resultados de simulação.....	79
3.2.4.1 Circuito simulado	79
3.2.4.2 Formas de onda	80
3.2.5 Resultados experimentais	82
3.2.5.1 Formas de onda	82
3.2.5.2 Ensaio térmico.....	86
3.2.5.3 Ensaio de rendimento.....	86
3.2.6 Conclusões relativas à primeira fase do projeto	86
3.3 Segunda fase do projeto	87
3.3.1 Introdução.....	87
3.3.2 Descrição das alterações efetuadas.....	88
3.3.3 Circuito completo.....	89
3.3.4 Resultados de simulação.....	91
3.3.4.1 Circuito simulado	91
3.3.4.2 Formas de onda	91
3.3.5 Resultados experimentais	93
3.3.5.1 Formas de onda	93
3.3.5.2 Ensaio térmico.....	97
3.3.5.3 Ensaio de rendimento.....	98
3.3.5.4 Ensaio frente à diminuição da tensão do barramento CC.....	98
3.3.6 Conclusões relativas à segunda fase do projeto	99
3.4 Terceira fase do projeto	100
3.4.1 Introdução.....	100
3.4.2 Descrição das alterações efetuadas.....	100
3.4.2.1 Filtro ressonante e capacitores de ponto médio	100
3.4.2.2 Resistor de alimentação e enrolamento auxiliar	102
3.4.3 Circuito completo.....	103
3.4.4 Resultados de simulação.....	104
3.4.4.1 Circuito simulado	104

3.4.4.2 Formas de onda	105
3.4.5 Resultados experimentais	106
3.4.5.1 Formas de onda	106
3.4.5.2 Ensaio térmico.....	110
3.4.5.3 Ensaio de rendimento.....	110
3.4.5.4 Ensaio frente à diminuição da tensão do barramento CC.....	110
3.4.6 Conclusões relativas à terceira fase do projeto	111
3.5 Fotos dos protótipos.....	112
3.6 Conclusões	113
Conclusões gerais	114
APÊNDICE - Estudo complementar para a utilização de um conversor CC –CC do tipo BOOST na saída do retificador trifásico de 10kW com o LIT	115
A.1 Introdução	115
A.2 Conversor BOOST no modo de condução contínua	115
A.2.1 Comando do interruptor	117
A.3 Metodologia e exemplo de projeto.....	118
A.3.1 Especificações.....	118
A.3.2 Conversor BOOST.....	118
A.3.3 Circuito de limitação da corrente de pré-carga do capacitor	119
A.3.4 Fonte auxiliar.....	120
A.3.5 Circuito de comando e controle	121
A.3.6 <i>Semidriver</i>	122
A.4 Circuito completo	123
A.5 Resultados de simulação.....	125
A.5.1 Simulação para tensão de entrada nominal (220V)	125
A.5.2 Simulação para tensão de entrada mínima (176V)	128
A.5.3 Simulação para tensão de entrada máxima (264V)	130
A.6 Conclusões	131
Referências bibliográficas.....	132
Sites consultados.....	135

SIMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
B_M	indução magnética máxima	T
C_e	capacitância de filtragem da entrada	F
C_o	capacitância de filtragem da saída	F
D	razão cíclica	
e	tensão induzida em um enrolamento	V
f_{rede}	frequência da rede	Hz
f_o	frequência de ressonância	Hz
f_S	frequência de chaveamento	Hz
I_m	corrente magnetizante	A
I_D	corrente em um diodo	A
I_L	corrente de linha	A
I_1	corrente da fase 1	A
I_2	corrente da fase 2	A
I_3	corrente da fase 3	A
i_a	corrente no enrolamento "a" do LIT	A
i_b	corrente no enrolamento "b" do LIT	A
i_c	corrente no enrolamento "c" do LIT	A
I_{La}	corrente no enrolamento primário do LIT	A
I_{Lb}	corrente no enrolamento secundário "b" do LIT	A
I_{Lc}	corrente no enrolamento secundário "c" do LIT	A
I_{carga}	corrente na carga	A
I_{Lpico}	pico da corrente de linha	A
L_a	indutância do enrolamento "a" do LIT	H
L_b	indutância do enrolamento "b" do LIT	H
L_c	indutância do enrolamento "c" do LIT	H
L_e	indutância de entrada	H
L_o	indutância de saída	H
M	indutância mútua	H
n	número de espiras do enrolamento	
N_1	relação entre as espiras "n _b " e "n _a "	
N_2	relação entre as espiras "n _c " e "n _a "	
$P_{3\phi}$	potência trifásica	W
P_{carga}	potência na carga	W
P_{LIT}	potência de um núcleo monofásico do LIT	W
P_{cond}	perdas por condução em um semiconductor	W
P_{comut}	perdas de comutação em um semiconductor	W
R_{Dson}	resistência dreno-fonte no MOSFET quando em condução	Ω
R_{ed}	resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{da}	resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{ja}	resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{jc}	resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
R_{diss}	resistência térmica do dissipador	$^{\circ}C/W$
T_a	temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_j	temperatura na junção	$^{\circ}C$
t_f	tempo de descida da corrente a zero no MOSFET (bloqueio)	s

t_r	tempo da subida da corrente no MOSFET (entrada em condução)	s
t_{rr}	tempo de recuperação reversa do diodo	s
V_a	tensão no enrolamento "a" do LIT	V
V_b	tensão no enrolamento "b" do LIT	V
V_c	tensão no enrolamento "c" do LIT	V
V_{ind}	tensão no indutor	V
V_i	tensão de entrada	V
V_o	tensão de saída	V
V_{RRM}	tensão reversa máxima do diodo	V
V_{DS}	tensão dreno-fonte em um MOSFET	V
V_L	tensão de linha	V
V_{carga}	tensão na carga	V
X_{ind}	reatância indutiva	Ω
ϕ	ângulo de desloc. entre a corrente primária e secundária do LIT	graus
ϕ	fluxo magnético que atravessa cada espira	Wb
λ	fluxo concatenado	Wb

Sub-índices utilizados.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
ef	valor eficaz da grandeza
máx	valor máximo da grandeza
min	valor mínimo da grandeza
méd	valor médio da grandeza
pico	valor de pico da grandeza
Δ	variação de uma grandeza

Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
L	Indutor
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor
F	Fusível
D	Diodo
M	Interruptor do tipo MOSFET
V	Fonte de tensão

Símbolos de unidades de grandezas físicas.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
Ω	Ohm
A	Ampere
F	Farad
H	Hênry
Hz	Hertz
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

Acrônimos e abreviaturas.

	<i>Significado</i>
CA-CC	Corrente alternada – corrente contínua
CC-CC	Corrente contínua – corrente contínua
CI	Circuito integrado
FP	Fator de potência
LIT	<i>Line-side interphase transformer</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

Introdução geral

Devido a atual crise de energia elétrica no país, necessita-se que sua utilização seja cada vez mais racional. Os sistemas de iluminação são responsáveis por boa parte do consumo de energia elétrica, logo torna-se relevante todo o esforço no sentido de utilizar-se formas mais eficientes de iluminação.

Sabe-se que as lâmpadas fluorescentes são mais eficientes se comparadas às incandescentes. A lâmpada fluorescente é uma lâmpada de descarga de baixa pressão, na qual a luz é predominantemente produzida por pósfos fluorescentes ativados pela energia ultravioleta da descarga. A lâmpada, geralmente em forma de bulbo tubular longo, com um eletrodo em cada extremidade, contém vapor de mercúrio sob baixa pressão, com uma pequena quantidade de gás inerte para facilitar a partida. A superfície interna do bulbo é coberta com um pó fluorescente ou fósforo, cuja composição determina a quantidade e cor da luz emitida.

As lâmpadas de descarga necessitam de um reator para o seu funcionamento. Os mais utilizados são os reatores magnéticos pela sua simplicidade e baixo custo. Existe porém uma série de desvantagens na utilização deste tipo de reator, tais como elevado peso e volume, baixo fator de potência, baixo rendimento entre outros. Para minimizar estes problemas, foram desenvolvidos os reatores eletrônicos. Estes possuem pequeno volume e peso, podem ser projetados para apresentar alto fator de potência, apresentam alto rendimento, e tornam possível o controle da luminosidade da lâmpada. Como desvantagens apresentam alto custo, circuitos mais complexos e menor confiabilidade.

Atualmente buscam-se soluções que aumentem o fator de potência e minimizem a taxa de distorção harmônica em sistemas eletrônicos. A evolução dos componentes empregados na eletrônica de potência aliada às técnicas de concepção de conversores têm contribuído de forma significativa para este fim. Este estudo resgata a utilização de técnicas passivas onde destacam-se a robustez e a simplicidade, em conjunto com conversores estáticos.

Apresenta-se uma nova concepção em sistemas de iluminação, reunindo as características já citadas, além de outras descritas ao longo da dissertação.

O objetivo desta dissertação é o estudo e implementação de um sistema de iluminação de 10kW. Este sistema centraliza o retificador com alto fator de potência, processando toda a energia e entregando-a ao barramento CC. A partir do barramento CC são conectados dez conversores CC – CC de 1kW cada, os quais são capazes de regular e também variar a tensão que é entregue ao grupo de inversores. É utilizado um inversor para cada lâmpada fluorescente de 40W juntamente com o filtro ressonante. O controle da luminosidade é obtido através da variação da tensão entregue aos inversores.

O sistema é capaz de alimentar 250 lâmpadas fluorescentes de 40W, sendo a atuação no controle de luminosidade realizada em cada um dos conversores CC – CC, ou seja, a cada grupo de 25 lâmpadas. A Fig. I.1 ilustra o diagrama em blocos do sistema.

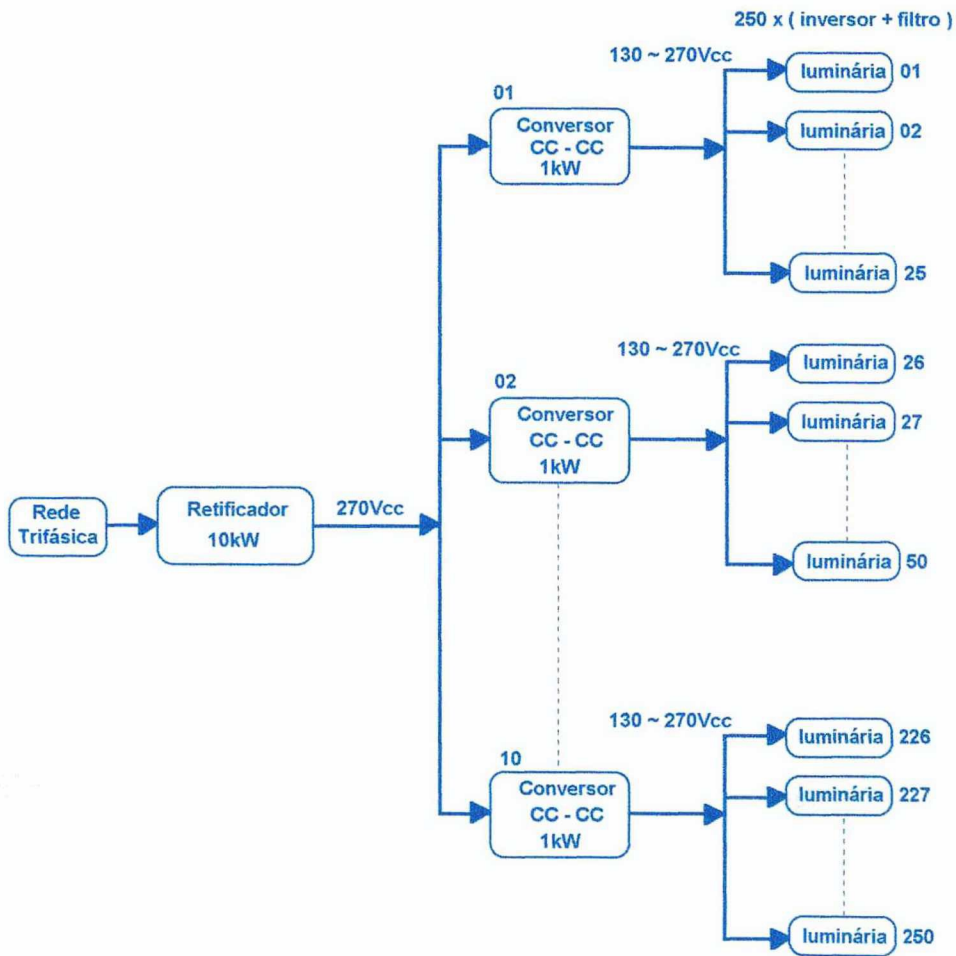


Fig. I.1 – Estrutura proposta.

Neste trabalho é apresentado para cada circuito que compõe o sistema: metodologia e exemplo de projeto, resultados de simulação e resultados experimentais.

O capítulo 1 apresenta o estudo de retificador trifásico de 10kW baseado no transformador de interfase de linha (LIT). Como contribuição importante deste capítulo, tem-se o equacionamento do LIT.

No capítulo 2 tem-se o estudo do conversor CC – CC do tipo *BUCK* de 1kW, sendo sua tensão de saída controlada através de uma tensão externa isolada.

O capítulo 3 apresenta o estudo do inversor e do filtro ressonante para uma lâmpada fluorescente de 40W. O estudo foi desenvolvido em três fases, a cada fase buscou-se aperfeiçoar o circuito final.

Como apêndice, apresenta-se o estudo de um conversor CC – CC do tipo *BOOST* de 10kW, ligado à saída do retificador de doze pulsos com o LIT. Esse estudo limitou-se ao projeto e simulação. Cabe salientar que o estudo mostrou-se viável, apenas não houve a implementação do conversor *BOOST* devido à idéia posterior ao início dos trabalhos, de incluir no sistema o controle de luminosidade. Portanto optou-se pelo conversor *BUCK* apresentado no capítulo 2.

Apresentam-se ainda as conclusões relativas ao estudo realizado.

Capítulo 1

Retificador trifásico de 10kW utilizando o LIT

1.1 Introdução

Os conversores CA-CC convencionais, que utilizam uma ponte retificadora e um filtro capacitivo de elevado valor na saída, são largamente empregados como estágio de entrada de equipamentos eletrônicos. Este estágio apresenta um comportamento não linear na corrente, provocando o surgimento de harmônicas, conseqüentemente reduzindo o fator de potência do equipamento.

Os sistemas eletrônicos de maiores potências geralmente utilizam retificação trifásica para a conversão CA-CC. Portanto torna-se relevante o estudo de técnicas que melhorem o desempenho de conversores trifásicos quanto ao fator de potência.

Em [23] Clemens Niermann utiliza-se das características dos sistemas de retificação trifásica de múltiplos pulsos e, utilizando o LIT, cria uma solução passiva de relativo baixo volume e excelentes características.

Este capítulo apresenta o projeto de um retificador trifásico com alto fator de potência de 10kW. Serão apresentados o equacionamento do LIT, a metodologia de projeto, a descrição dos circuitos que compõe o retificador, resultados de simulação, resultados experimentais e conclusões.

1.2 Descrição dos blocos do retificador

O retificador deve ser capaz de fornecer uma potência de até 10kW para a carga, operar em uma rede elétrica trifásica com tensão de linha de 220V e frequência de 60Hz, e ainda possuir elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica.

A arquitetura básica do circuito retificador é apresentada na Fig. 1.1.

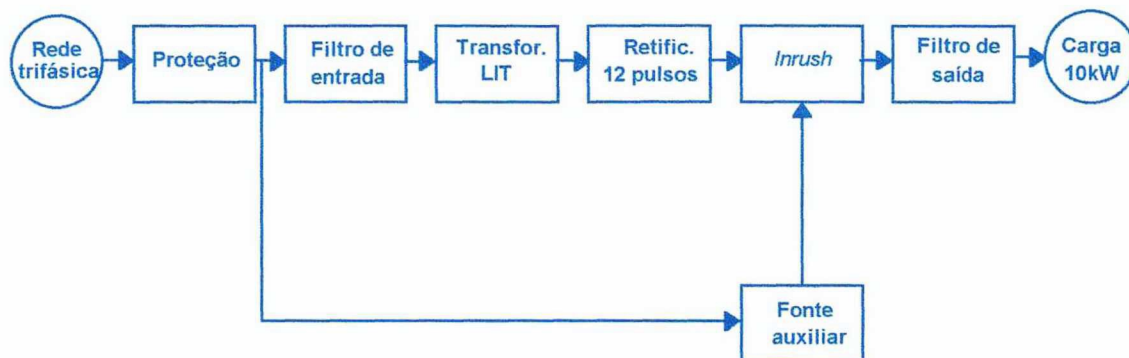


Fig. 1.1 - Diagrama em blocos do retificador de doze pulsos.

1.2.1 Proteção de entrada

A entrada do sistema é alimentada pela rede trifásica comercial sem a ligação do neutro, com tensão de linha de 220V.

São utilizados três fusíveis ultra rápidos de 35A e um disjuntor tripolar de 35A que também possui a função de manobra. A opção por fusíveis ultra rápidos tem como função permitir a proteção dos diodos. A Fig. 1.2 ilustra a estrutura.

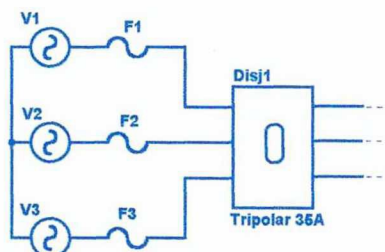


Fig. 1.2 - Proteção da entrada.

1.2.2 Filtro de entrada

A estrutura é chamada de retificador de doze pulsos devido ao formato da corrente drenada em cada uma das fases. Esta corrente é pulsada e segue uma envoltória senoidal. A Fig. 1.3 a seguir mostra este comportamento.

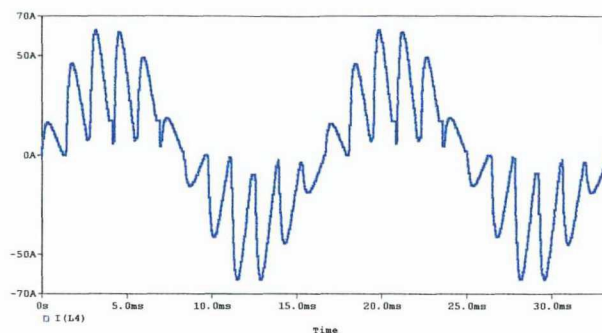


Fig. 1.3 - Corrente fornecida em uma fase da rede, sem o filtro de entrada.

A utilização de indutores em série nas entradas do retificador tem a função de aproximar a forma de onda da corrente de entrada a uma senóide. A Fig. 1.4 ilustra o comportamento com o filtro de entrada.

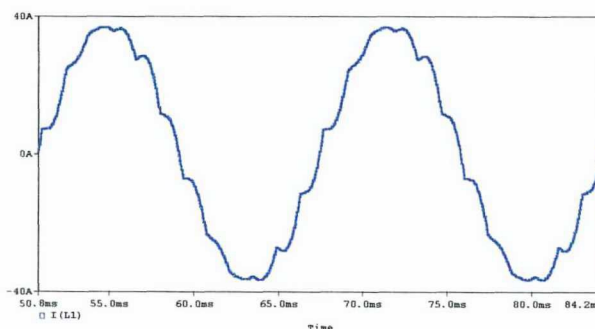


Fig. 1.4 - Corrente fornecida em uma fase da rede, com o filtro de entrada.

Existe um compromisso entre o valor da indutância utilizada como filtro e o fator de potência (FP) do retificador. Sabe-se que o fator de potência é dependente do ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente, e da taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente. A Eq. (1.1) a seguir apresenta esta relação.

$$FP = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + TDH^2}} \tag{1.1}$$

Outro parâmetro que influencia na escolha do valor da indutância é a queda de tensão que aparecerá sobre o indutor devido a sua reatância.

$$V_{ind} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot L \cdot I_L \tag{1.2}$$

Adotando a queda de tensão sobre o indutor de 15% da tensão de fase, obtem-se:

$$L = \frac{0,23 \cdot 10^{-3} \cdot V_L}{I_L} \tag{1.3}$$

Substituindo-se os valores:

$$L = 1,93mH$$

$$P_{ind} = X_{ind} \cdot I_L^2 \tag{1.4}$$

$$P_{ind} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot 0,23 \cdot 10^{-3} \cdot V_L \cdot I_L^2}{I_L}$$

$$P_{ind} = 0,05 \cdot P_{carga} \tag{1.5}$$

1.2.3 Transformador de interfase de linha (LIT)

O transformador LIT, do inglês *line-side interphase transformer*, é um tipo de conexão trifásica que divide a corrente de cada fase em duas componentes deslocadas entre si, uma adiantada e outra atrasada de um determinado ângulo em relação à corrente da fase. O defasamento é definido pelas relações de espiras entre os enrolamentos. Desta forma, é possível obter-se dois sistemas trifásicos a partir de um. Tendo-se dois sistemas trifásicos, utiliza-se duas pontes retificadoras conseguindo-se um sistema conhecido como retificador de doze pulsos. Desta forma apenas as componentes harmônicas de ordens $12 \cdot (n \pm 1)$, para n inteiro, estarão presentes na corrente de entrada.

A Fig. 1.5 apresenta o circuito retificador de doze pulsos utilizando o transformador LIT com indutor de filtro na entrada.

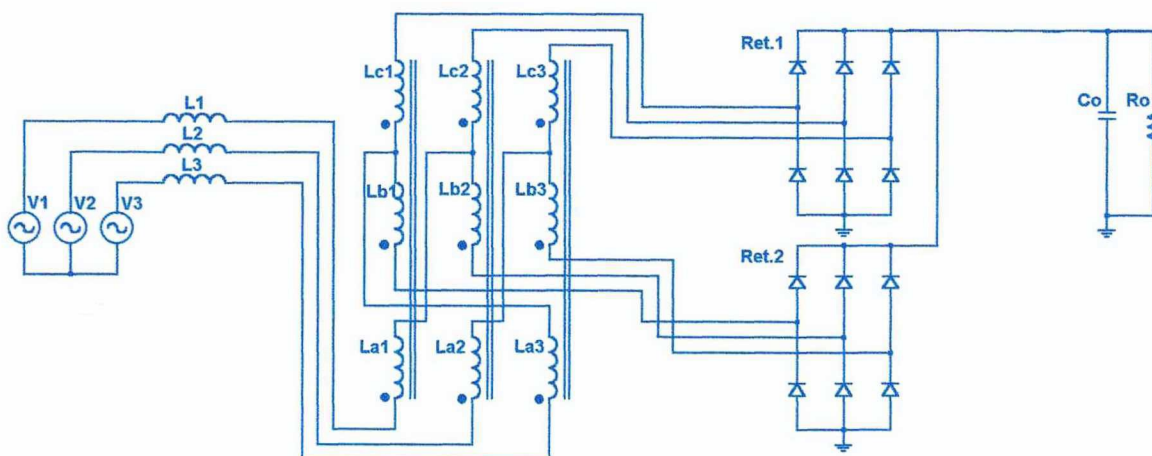


Fig. 1.5 - Conversor CA-CC de doze pulsos com transformador LIT.

É constituído de três núcleos monofásicos com três enrolamentos cada, totalizando nove enrolamentos adequadamente interligados.

1.2.3.1 Equacionamento

a) Relação de transformação

Considerando-se duas cargas trifásicas equilibradas e iguais, nas duas saídas do LIT, como mostrado na Fig. 1.6, obtêm-se as seguintes relações fasoriais de corrente:

$$\vec{I}_1 = \vec{i}_b + \vec{i}_c \quad (1.6)$$

As correntes dos enrolamentos de um dos núcleos relacionam-se através das espiras, de acordo com a equação:

$$n_a \cdot \vec{I}_2 = n_b \cdot \vec{i}_b - n_c \cdot \vec{i}_c \quad (1.7)$$

Onde n_a , n_b e n_c são o número de espiras dos enrolamentos. Define-se ainda a relação de espiras N_1 e N_2 , como sendo:

$$N_1 = \frac{n_b}{n_a} \quad \text{e} \quad N_2 = \frac{n_c}{n_a} \quad (1.8) \text{ e } (1.9)$$

Logo,
$$\vec{I}_2 = N_1 \vec{i}_b - N_2 \vec{i}_c \quad (1.10)$$

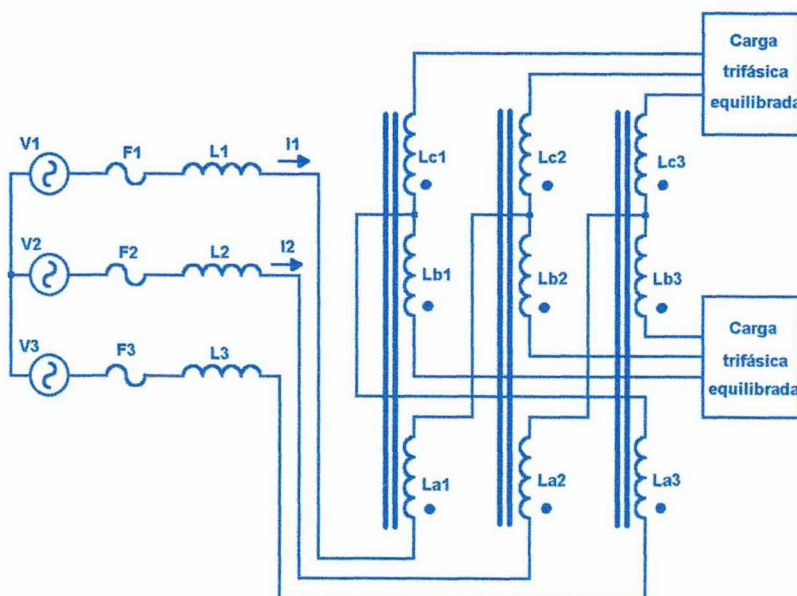


Fig. 1.6 - LIT alimentando duas cargas iguais.

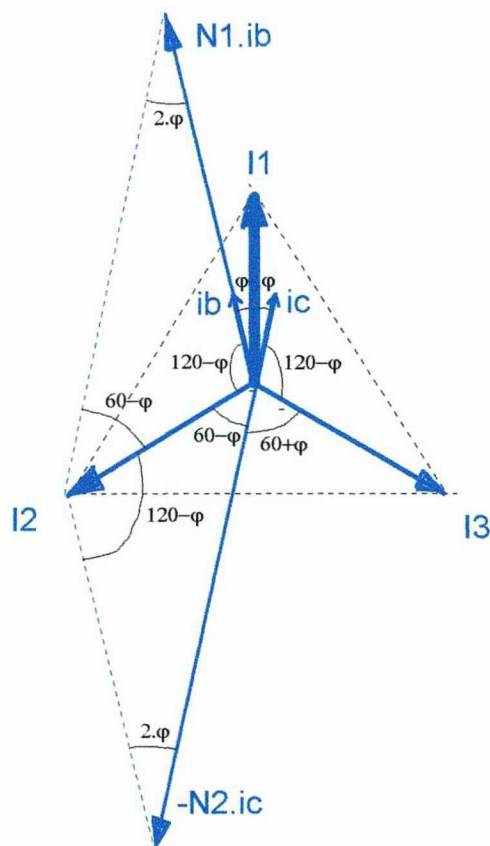


Fig. 1.7 - Diagrama fasorial das correntes no LIT.

Observando a Fig. 1.7, e utilizando a relação dos triângulos, tem-se em módulo:

$$\frac{N_2 \cdot i_c}{\text{sen}(120^\circ - \varphi)} = \frac{N_1 \cdot i_b}{\text{sen}(60^\circ - \varphi)} = \frac{I_2}{\text{sen}(2\varphi)} \quad (1.11)$$

Onde:
$$I_2 = 2 \cdot i_b \cdot \cos(\varphi) \quad (1.12)$$

Como:
$$\text{sen}(2\varphi) = 2 \cdot \text{sen}(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \quad (1.13)$$

e,
$$|i_b| = |i_c| \quad (1.14)$$

Logo:
$$\frac{N_2}{\text{sen}(120^\circ - \varphi)} = \frac{N_1}{\text{sen}(60^\circ - \varphi)} = \frac{1}{\text{sen}(\varphi)} \quad (1.15)$$

Assim:
$$N_1 = \frac{\text{sen}(60^\circ - \varphi)}{\text{sen}(\varphi)} \quad \text{e} \quad N_2 = \frac{\text{sen}(120^\circ - \varphi)}{\text{sen}(\varphi)} \quad (1.16) \text{ e } (1.17)$$

Como:
$$\text{sen}(a - b) = \text{sen}(a) \cdot \cos(b) - \text{sen}(b) \cdot \cos(a) \quad (1.18)$$

e,
$$\cos(2a) = \cos^2(a) - \text{sen}^2(a) \quad (1.19)$$

Obtêm-se:
$$N_1 = \frac{\sqrt{3} - \text{tg}(\varphi)}{2 \cdot \text{tg}(\varphi)} \quad \text{e} \quad N_2 = \frac{\sqrt{3} + \text{tg}(\varphi)}{2 \cdot \text{tg}(\varphi)} \quad (1.20) \text{ e } (1.21)$$

Logo: $N_2 - N_1 = 1$ (1.22)

Ou seja: $n_c = n_a + n_b$ (1.23)

Para o conversor de doze pulsos, $\varphi = 15^\circ$, tem-se: $N_1 = 2,732$ e $N_2 = 3,732$.

b) Correntes nos enrolamentos

Analisando as correntes em uma estrela, conforme as Fig. 1.8 e Fig. 1.9, obtém-se:

$$\vec{I}_1 = \vec{i}_b + \vec{i}_c$$

$$|I_1| = |i_b| \cdot \cos(\varphi) + |i_c| \cdot \cos \varphi$$
 (1.24)

Como: $|i_b| = |i_c|$ e $\varphi = 15^\circ$, tem-se: $I_1 = i_a = I_L = 1,93 \cdot i_b$ (1.25)

Considerando o enrolamento La como sendo o primário, e os enrolamentos Lb e Lc como secundário, e generalizando para as três fases, tem-se que:

$$i_b = i_c = 0,52 \cdot I_L$$
 (1.26)

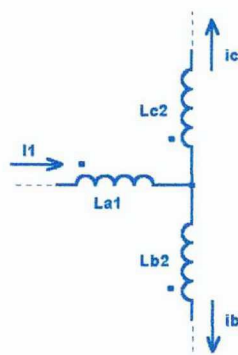


Fig. 1.8 - Correntes em uma estrela do LIT.

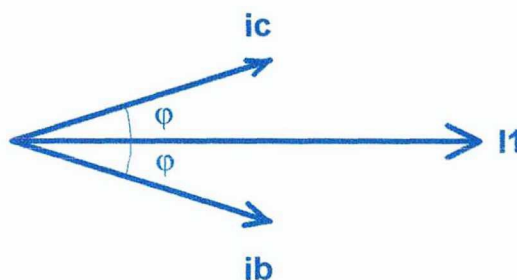


Fig. 1.9 - Diagrama fasorial das correntes em uma estrela.

$$P_{3\phi} = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L \quad (1.27)$$

Desprezando as perdas no transformador, ou seja: $P_{3\phi} = P_{carga}$

$$I_{La} = I_L = \frac{P_{carga}}{\sqrt{3} \cdot V_L} \quad (1.28)$$

$$I_{Lb} = I_{Lc} = \frac{0,3 \cdot P_{carga}}{V_L} \quad (1.29)$$

c) Tensão média na saída dos retificadores

Considerando dois retificadores trifásicos conectados à saída do LIT, conforme mostra a Fig. 1.5, devido ao fato de ser uma estrutura de doze pulsos, pode-se afirmar que a corrente média na saída dos retificadores é aproximadamente igual ao pico da corrente de linha; logo:

$$I_{carga} = I_{Lpico} = \sqrt{2} \cdot I_L \quad (1.30)$$

$$P_{carga} = V_{carga} \cdot I_{carga} \quad (1.31)$$

$$\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L = \sqrt{2} \cdot V_{carga} \cdot I_L$$

Logo:
$$V_{carga} = 1,22 \cdot V_L \quad (1.32)$$

d) Potência nominal de cada transformador monofásico do LIT

Idealizando a tensão sobre os extremos das bobinas do secundário do LIT, obtem-se a forma de onda apresentada na Fig. 1.11.

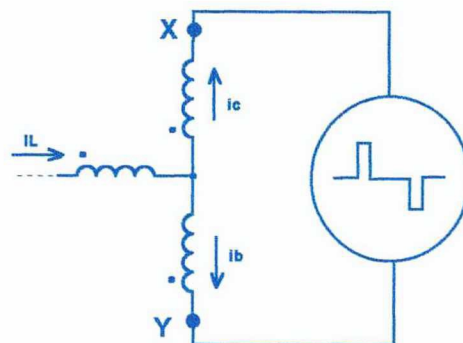


Fig. 1.10 - Análise de uma estrela do LIT.

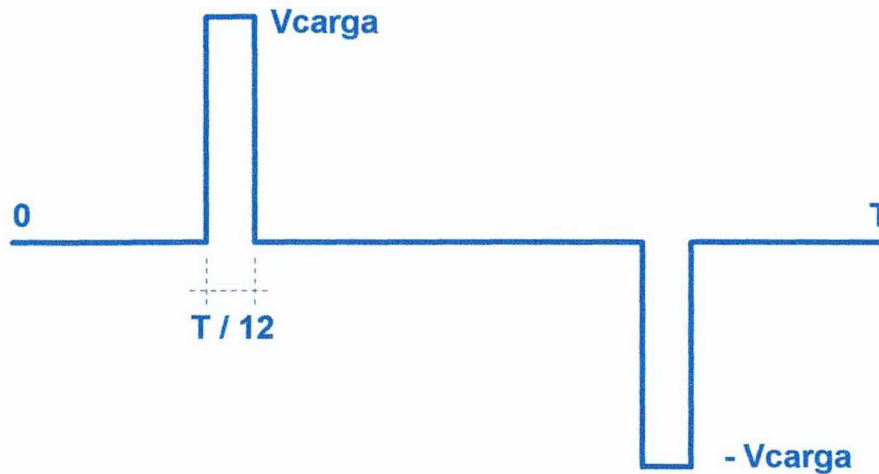


Fig. 1.11 - Tensão no secundário do LIT.

$$V_{xy_{ef}} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} V_{carga}^2 \cdot d(\omega t)} \quad (1.33)$$

$$V_{xy_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{carga} \quad (1.34)$$

$$P_{LIT} = V_{xy_{ef}} \cdot i_c \quad (1.35)$$

Substituindo as Eq. (1.26), (1.32) e (1.34) na Eq. (1.35), obtem-se:

$$P_{LIT} = 0,259 \cdot V_L \cdot I_L \quad (1.36)$$

Ou ainda:

$$P_{LIT} = \frac{0,259 \cdot P_{carga}}{\sqrt{3}}$$

$$P_{LIT} = 0,1494 \cdot P_{carga} \quad (1.37)$$

Desta forma fica demonstrado que a potência processada em cada transformador monofásico do LIT, corresponde a 14,94% da potência total da carga.

e) Indutância de cada enrolamento do LIT

A Fig. 1.12 mostra a tensão no enrolamento secundário e o respectivo fluxo magnético concatenado em um transformador monofásico do LIT.

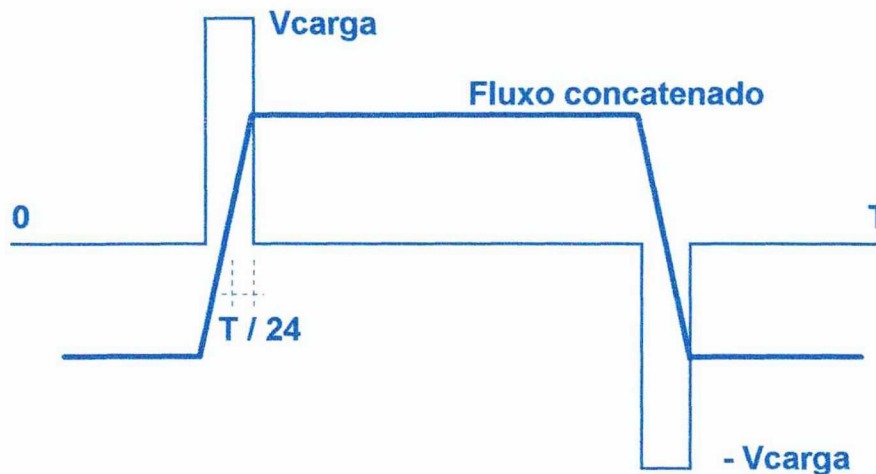


Fig. 1.12 - Fluxo concatenado no enrolamento secundário de um transformador monofásico do LIT.

De acordo com a teoria de eletromagnetismo, sabe-se que:

$$e = n \cdot \frac{d\Phi}{dt} \tag{1.38}$$

Onde: e é a tensão induzida em um enrolamento, n é o número de espiras deste enrolamento e ϕ é o fluxo magnético que atravessa cada espira.

O fluxo magnético que atravessa todas as espiras de um enrolamento é chamado fluxo concatenado, e é dado por:

$$d\lambda = n \cdot d\Phi \tag{1.39}$$

De acordo com a Fig. 1.12 e com as Eq. (1.38) e (1.39), obtem-se:

$$\lambda = \frac{V_{carga} \cdot T}{24} \tag{1.40}$$

$$\lambda = M \cdot I_m \tag{1.41}$$

$$M = L_b + L_c \tag{1.42}$$

$$M = \frac{V_{carga}}{24 \cdot f_{rede} \cdot I_m} \tag{1.43}$$

Onde: λ é o fluxo concatenado, T o período da rede, M a indutância mútua, f_{rede} a frequência da rede e I_m a corrente magnetizante.

Como: $\frac{L_b}{L_a} = \left(\frac{n_b}{n_a}\right)^2$ e $\frac{L_c}{L_a} = \left(\frac{n_c}{n_a}\right)^2$ (1.44) e (1.45)

Trabalhando as Eq. (1.8), (1.9), (1.42), (1.44) e (1.45) obtem-se:

$$L_a = \frac{M}{(N_1^2 + N_2^2)} \quad (1.46)$$

Substituindo a Eq. (1.43) na Eq. (1.46) obtém-se:

$$L_a = \frac{V_{carg a}}{24 \cdot f_{rede} \cdot I_m (N_1^2 + N_2^2)} \quad (1.47)$$

Adotando uma corrente de magnetização de 10% da corrente de linha, e substituindo a frequência da rede e as relações de espira, obtêm-se:

$$L_a = \frac{324,63 \cdot 10^{-6} \cdot V_{carg a}}{I_L} \quad (1.48)$$

$$L_b = \frac{2,423 \cdot 10^{-3} \cdot V_{carg a}}{I_L} \quad (1.49)$$

$$L_c = \frac{4,521 \cdot 10^{-3} \cdot V_{carg a}}{I_L} \quad (1.50)$$

f) Tensão nos enrolamentos

Como: $\frac{V_b}{V_a} = \frac{n_b}{n_a}$ e $\frac{V_c}{V_a} = \frac{n_c}{n_a}$ (1.51) e (1.52)

$$V_{xy} = V_c + V_b \quad (1.53)$$

Trabalhando as Eq. (1.51), (1.52) e (1.53) obtém-se: $V_a = \frac{V_{xy}}{N_1 + N_2}$

Logo: $V_a = \frac{\sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{carg a}}{N_1 + N_2}$

Ou ainda: $V_a = 0,063 \cdot V_{carg a}$ (1.54)

$$V_b = 0,173 \cdot V_{carg a} \quad (1.55)$$

$$V_c = 0,236 \cdot V_{carg a} \quad (1.56)$$

1.2.3.2 Exemplo de projeto

a) Especificações

Potência de saída: $P_{carga} = 10kW$;

Tensão de linha: $V_L = 220V$;

Frequência da rede: $f_{rede} = 60Hz$;

Indução magnética máxima: $B_M = 11300T$.

b) Parâmetros para simulação e construção do LIT

b.1) Tensão eficaz nos enrolamentos

Utilizando-se as Eq. (1.32), (1.54), (1.55) e (1.56) obtêm-se:

- Tensão eficaz no enrolamento primário La: $V_{La} = 16,9V$;
- Tensão eficaz no enrolamento secundário Lb: $V_{Lb} = 46,4V$;
- Tensão eficaz no enrolamento secundário Lc: $V_{Lc} = 63,3V$.

b.2) Corrente eficaz nos enrolamentos

Utilizando-se as Eq. (1.28) e (1.29) obtêm-se:

- Corrente eficaz no enrolamento primário La: $I_{La} = 26,2A$;
- Corrente eficaz no enrolamento secundário Lb: $I_{Lb} = 13,6A$;
- Corrente eficaz no enrolamento secundário Lc: $I_{Lc} = 13,6A$.

b.3) Indutância dos enrolamentos

Utilizando-se as Eq. (1.28), (1.32), (1.48), (1.49) e (1.50) obtêm-se:

$$La = 3,32mH ; Lb = 24,8mH ; Lc = 46,2mH.$$

b.4) Número de espiras dos enrolamentos

Inicialmente calcula-se o através da Eq. (1.37) a potência de um núcleo monofásico do LIT. Obteve-se: $P_{LIT} = 1494W$. Na referência [20] obtêm-se as Eq. (1.57) e (1.58) a seguir, onde calculam-se a seção magnética do núcleo e o número de espiras do enrolamento primário, respectivamente.

$$S_M = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{1,25 \cdot P_{LIT}}{f_{rede}}} = 41,84 \text{ cm}^2 \quad (1.57)$$

$$n_a = \frac{v_{La} \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_M \cdot S_M \cdot f_{rede}} = 13 \text{ espiras.} \quad (1.58)$$

Utilizando-se as Eq. (1.8) e (1.9), obtêm-se o número de espiras dos enrolamentos secundários “b” e “c”.

$$n_b = 37 \text{ espiras;}$$

$$n_c = 50 \text{ espiras.}$$

1.2.4 Ponte retificadora

Para a escolha da ponte retificadora é necessário calcular os esforços de tensão e corrente sobre as mesmas.

Como a estrutura utiliza duas pontes retificadoras e considerando que a corrente divide-se igualmente, obtem-se:

$$I_{méd_{ponte}} = \frac{I_{carg a}}{2} \quad (1.59)$$

$$I_{méd_{ponte}} = 18,6A$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora será igual à tensão sobre a carga.

$$V_{rD} = V_{carg a} \quad (1.60)$$

$$V_{rD} = 268,4V$$

Optou-se pela ponte retificadora da SEMIKRON SKD30/04, com as seguintes características;

- Corrente direta: $I_D = 30A$ ($T_{encap} = 94^\circ C$);
- Tensão reversa repetitiva máxima: $V_{RRM} = 400V$;
- Queda de tensão sobre o diodo: $V_F = 1V$ ($T_j = 150^\circ C$; $I_F = 20A$);
- Resistência térmica junção cápsula: $R_{jc} = 0,7^\circ C/W$;
- Resistência térmica cápsula dissipador: $R_{cd} = 0,1^\circ C/W$;
- Resistência térmica junção ambiente: $R_{ja} = 8,5^\circ C/W$ (*isolado*);
- Temperatura de junção máxima: $T_j = 150^\circ C$.

Escolhida a ponte retificadora, verifica-se a necessidade ou não do uso de dissipadores bem como seu dimensionamento. Utilizando a metodologia apresentada na referência [03] e após alguns ensaios de elevação de temperatura realizados no primeiro protótipo, optou-se pela utilização de dois dissipadores da SEMIKRON modelo SP0,25/100 com resistência térmica para ventilação natural igual a $0,9^{\circ}\text{C}/\text{W}$, sendo um dissipador para cada ponte retificadora.

1.2.5 Circuito de limitação da corrente de pré-carga do capacitor

A utilização de retificadores com filtro capacitivo na saída, como é o caso do circuito em questão, possui a característica do capacitor comportar-se como um curto-circuito no instante em que este é energizado. Para minimizar este efeito, deve ser inserido no circuito uma resistência em série, de tal maneira que esta resistência limite a corrente total durante o tempo de carga inicial do capacitor. Após este tempo o resistor deve ser curto-circuitado, para não inserir perdas no sistema. Isto pode ser obtido utilizando-se um relê com um contato do tipo normal aberto em paralelo com o mencionado resistor. Após o tempo necessário à carga do capacitor de saída, o relê é acionado fechando seu contato, eliminando o efeito da resistência no circuito.

A Fig. 1.13 apresenta a estrutura básica de um circuito retificador com filtro capacitivo, utilizando um resistor para limitação da corrente de partida.

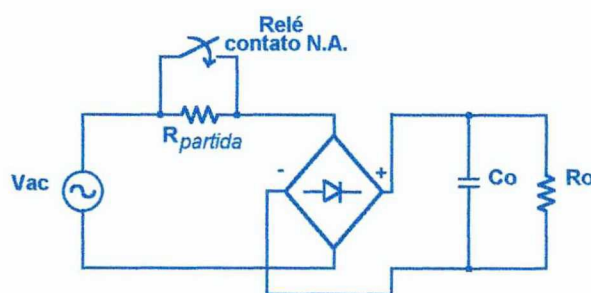


Fig. 1.13 - Circuito de limitação da corrente de pré-carga do capacitor.

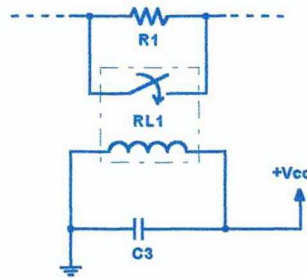


Fig. 1.14 - Esquema de ligação do circuito de pré-carga do capacitor.

O tempo de carga de C3, aliado ao tempo de fechamento do contato do relê RL1, garante a passagem de alguns ciclos de rede, permitindo assim a limitação da corrente durante a carga inicial dos capacitores de saída. Com o auxílio do programa de simulação *PSpice* definiu-se o resistor de partida, $R1 = 5\Omega / 10W$.

1.2.6 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar tem a função de alimentar a bobina do contator do circuito de pré-carga do capacitor. É composta por um transformador de baixa frequência (T2), com o primário alimentado em 220V e fornecendo no seu secundário 9V / 650mA. Utiliza-se um diodo retificador 1N4007 (D1) para a retificação em meia onda e um capacitor de 3300 μ F/16V (C3) para a filtragem da tensão e ao mesmo tempo prover um pequeno retardo na energização do contator. Estes componentes podem ser facilmente identificados na Fig. 1.15.

1.2.7 Filtro de saída

O filtro de saída é composto por dois capacitores de 1500 μ F/400V em paralelo. Seu valor é determinado através da Eq. (1.61) a seguir;

$$C_o \geq \frac{P_{carga}}{12 \cdot f_{rede} \cdot [V_{o_{máx}}^2 - V_{o_{mín}}^2]} \quad (1.61)$$

Admitindo-se uma ondulação máxima de tensão de saída de 4%, obtem-se;

$$C_o \geq 2410\mu F$$

Analisando-se ainda através de simulações a corrente eficaz que circula pelos capacitores, chegou-se aos valores citados anteriormente.

1.3 Circuito completo

A Fig. 1.15, a seguir, apresenta o esquema elétrico do circuito implementado. Na tabela 1.1 são especificados os componentes do circuito.

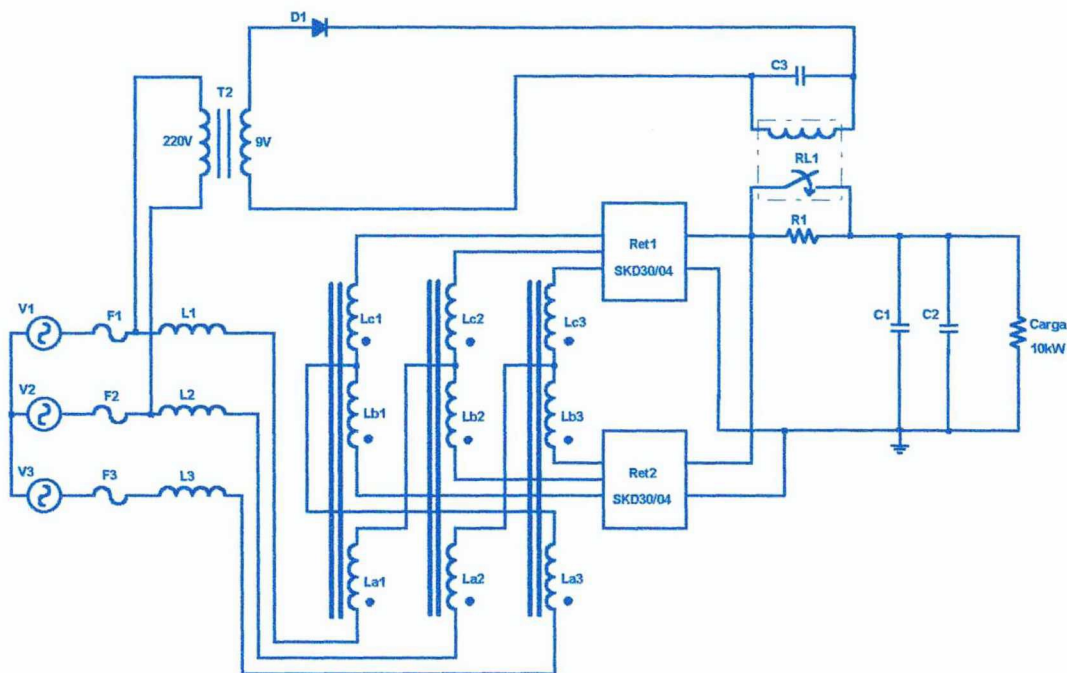


Fig. 1.15 - Diagrama esquemático do retificador de doze pulsos.

Tabela 1.1 : Lista de peças do retificador de doze pulsos.

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível DIAZED 35A / 500V	F1, F2 e F3	3
	Base para Fusível DIAZED 35A / 500V	F1, F2 e F3	3
	Disjuntor tripolar 35A	Disj1	1
Transformador e filtro de entrada	Transformador LIT: Três unidades monofásicas com três enrolamentos cada, com as seguintes especificações; Tensão eficaz: $V_a = 16,9V$, $V_b = 46,4V$ e $V_c = 63,3V$; Corrente eficaz: $I_a = 26,24A$, $I_b = 13,65A$ e $I_c = 13,65A$; Relação de espiras: $n_v/n_a = 2,732$ e $n_c/n_a = 3,732$.	T1	1
	Indutor 1,9mH: $I = 26,24A$; $f = 60Hz$.	L1, L2 e L3	3
Retificador	Ponte retificadora trifásica SEMIKRON SKD30/04	Ret1 e Ret2	2
Filtro de saída	Capacitor EPCOS B43876-S9158-M1 1500 μ F / 400V	C1 e C2	2
Circuito de <i>inrush</i>	Contator COTEC S-163 12Vcc / 63A	RL1	1
	Resistor de <i>inrush</i> 5 Ω / 10W	R1	1
Fonte auxiliar	Transformador : Núcleo ferro silício; Primário : 220V; Secundário: 9V; Corrente 650mA.	T2	1
	Diodo retificador 1N4007	D1	1
	Capacitor 3300 μ F / 16V	C3	1
Diversos	Dissipador SEMIKRON SP 0,25/100	Diss1 e Diss2	2

1.4.2 Formas de onda

As Fig. 1.17 à Fig. 1.24 mostram as formas de onda obtidas com o auxílio do programa de simulação.

Observa-se na Fig. 1.17 que o formato da corrente de entrada é próximo de uma senóide, e o ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente ficou em $17,9^\circ$. Desta forma obtém-se o fator de potência do circuito acima de 0,94.

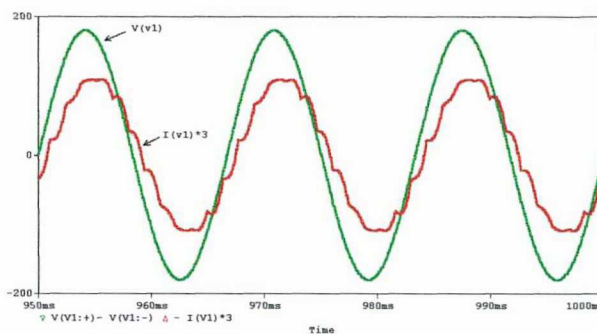


Fig. 1.17 - Tensão e corrente em uma das fases.

A Fig. 1.18 mostra a tensão sobre os capacitores de saída, onde se observa que a ondulação de tensão é desprezível. Devido a nessa simulação não estar incluído o circuito limitador da corrente de partida, durante a energização aparece uma sobretensão. No circuito implementado esta sobretensão não existirá.

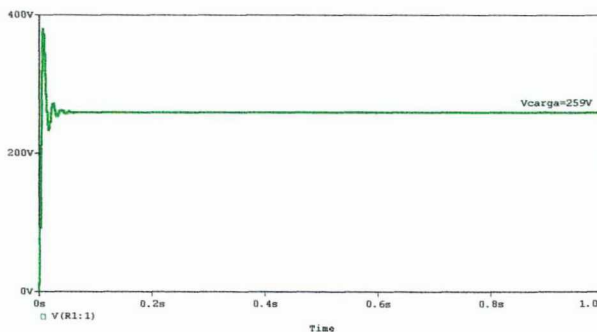


Fig. 1.18 - Tensão na saída dos retificadores.

As Fig. 1.19 e Fig. 1.20 mostram as formas de onda das tensões sobre os enrolamentos do LIT.

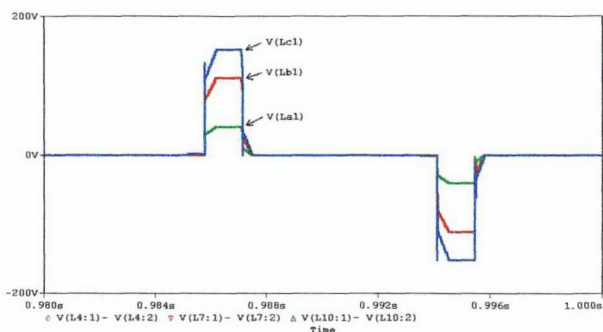


Fig. 1.19 - Tensões nos enrolamentos de um dos núcleos.

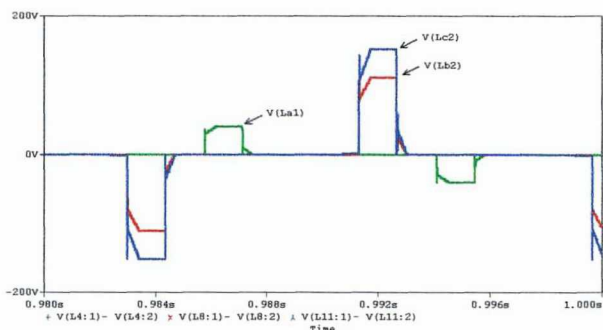


Fig. 1.20 - Tensões em uma estrela.

As Fig. 1.21 e Fig. 1.22 mostram as formas de onda das correntes nos enrolamentos do LIT. Confirmou-se também o valor eficaz destas grandezas, comprovando os cálculos efetuados.

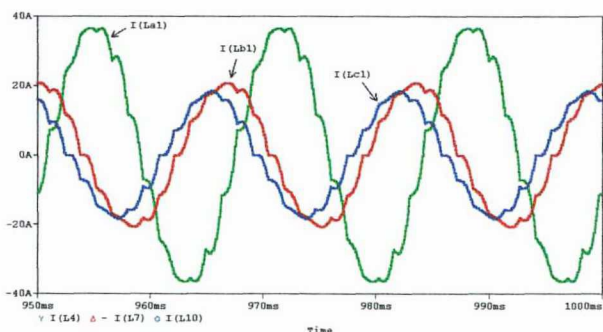


Fig. 1.21 - Correntes nos enrolamentos de um dos núcleos.

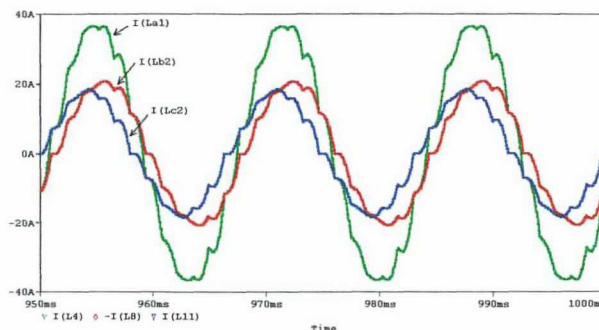


Fig. 1.22 - Correntes em uma estrela.

A Fig. 1.23 mostra o defasamento existente entre as tensões fornecidas em cada uma das saídas das pontes retificadoras. Confirma-se a metodologia do projeto, pois obteve-se o defasamento de 30° .

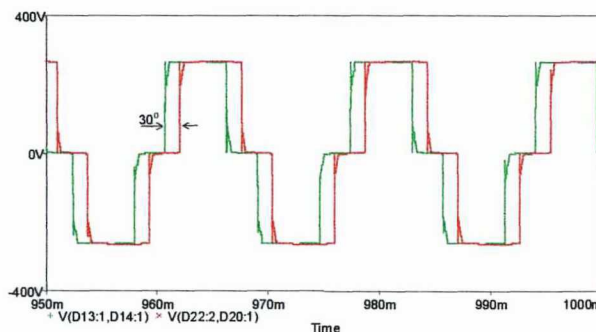


Fig. 1.23 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras.

A Fig. 1.24 mostra a forma de onda da tensão presente nos extremos dos secundários do LIT. O equacionamento para determinar a potência processada pelo LIT foi baseado nesta forma de onda.

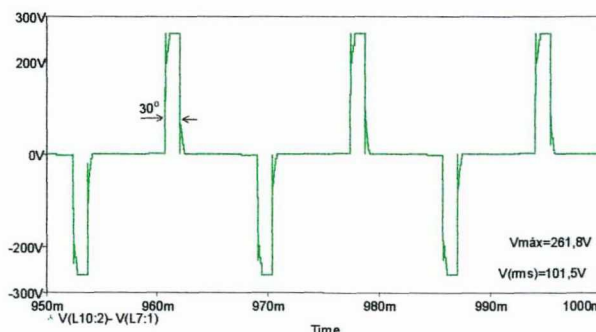


Fig. 1.24 –Tensão V_{xy} , nos extremos de um dos secundários.

1.4.3 Taxa de distorção harmônica (TDH) e fator de potência (FP)

A Fig. 1.25 apresenta a análise harmônica da corrente de entrada. Observa-se que as componentes de maior ordem são a 11^a e 13^a harmônicas. A taxa de distorção harmônica total obtida, levando-se em conta até a harmônica de ordem 40, ficou em 6,21%. O fator de potência pode ser obtido através da Eq. (1.52). Sendo ϕ o ângulo entre a tensão e a corrente de entrada, como $\phi = 17,9^\circ$, obtem-se: $FP = 0,9498$

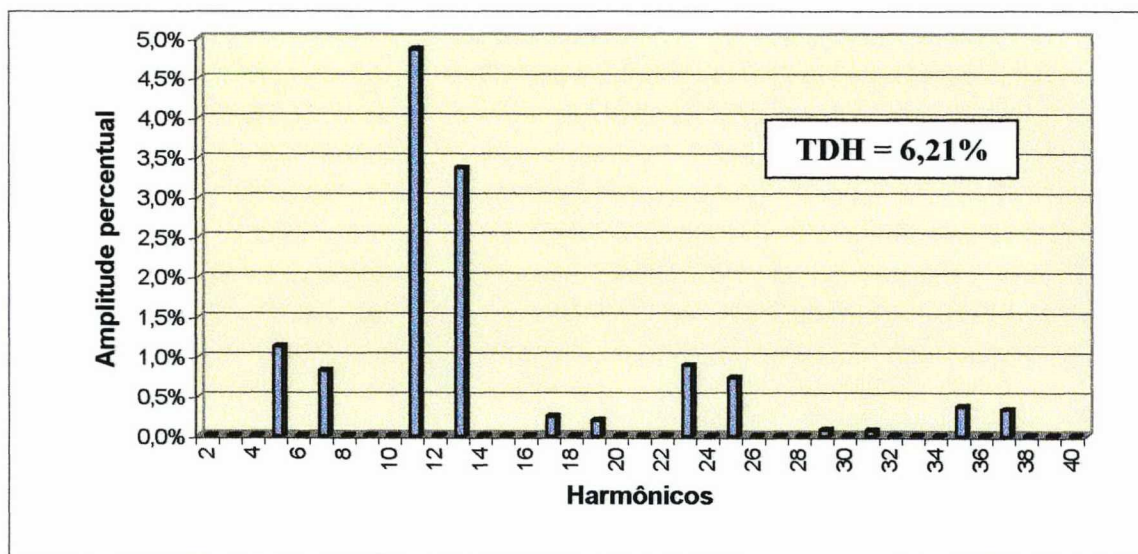


Fig. 1.25 - Análise harmônica da corrente de entrada.

1.5 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório, durante os ensaios realizados nos protótipos implementados.

1.5.1 Formas de onda

A seguir são apresentadas formas de onda obtidas diretamente no circuito submetido a teste.

Na Fig. 1.26 observa-se que o formato da corrente de entrada está próximo de uma senóide, e o ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente foi menor que o esperado através da simulação. O resultado é um fator de potência acima de 0,96.

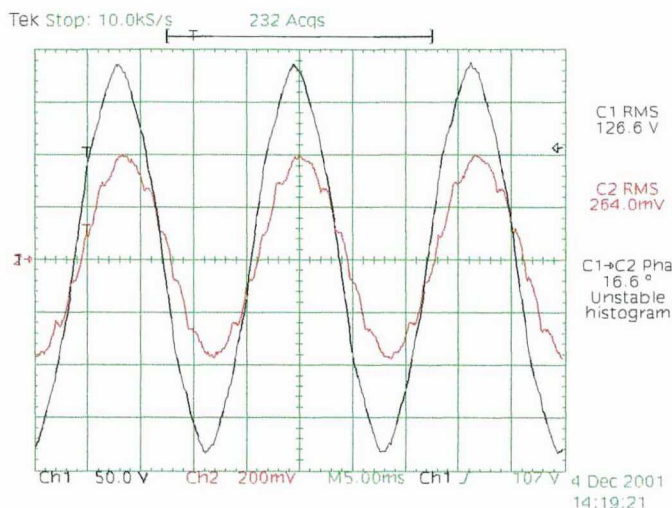


Fig. 1.26 - Tensão e corrente em uma das fases.

A tensão e a corrente na saída do retificador de doze pulsos, mostradas na Fig. 1.27, apresentaram-se com uma ondulação desprezível conforme era previsto através da simulação.

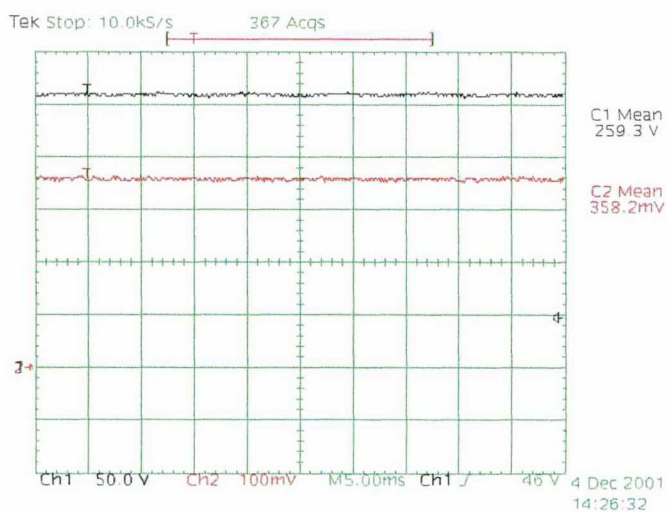


Fig. 1.27 - Tensão e corrente na saída.

Nas Fig. 1.28 até Fig. 1.31, observam-se as tensões e correntes presentes nos enrolamentos do LIT. Os valores eficazes indicados nas aquisições confirmam a metodologia de projeto utilizada.

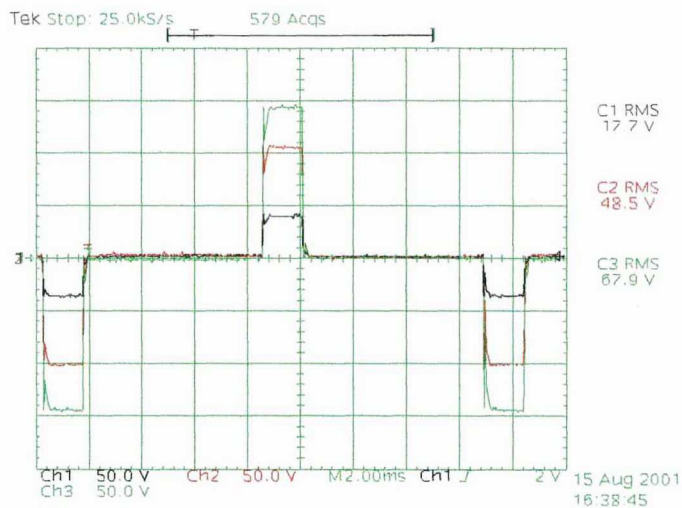


Fig. 1.28 - Tensões nos enrolamentos de um dos núcleos para meia carga.

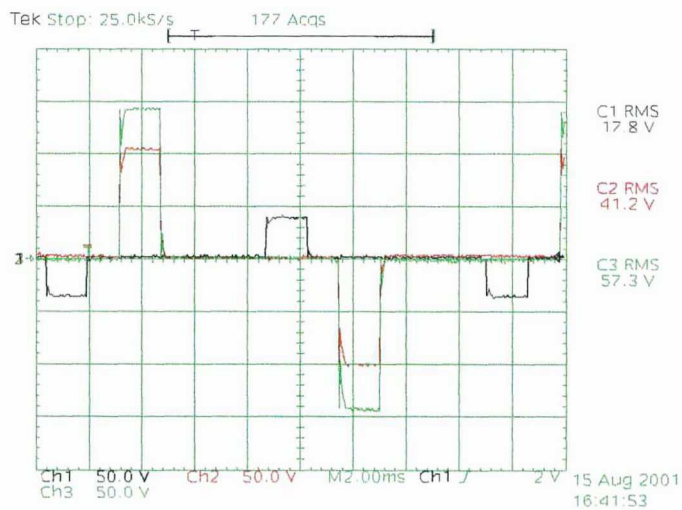


Fig. 1.29 - Tensões em uma estrela.

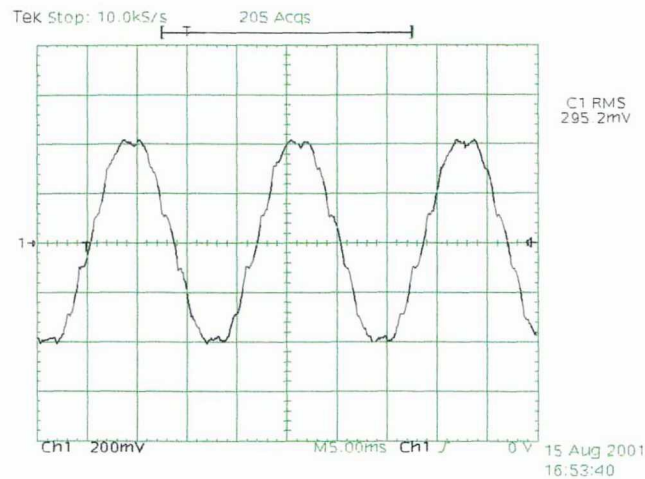


Fig. 1.30 - Corrente no primário de um dos núcleos do LIT.

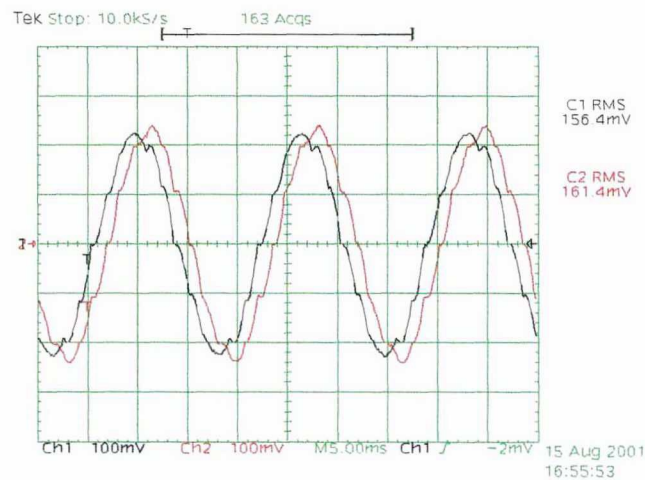


Fig. 1.31 - Corrente nos secundários de um dos núcleos do LIT.

Na Fig. 1.32, verifica-se o defasamento de $31,4^\circ$ entre as tensões das duas pontes retificadoras.

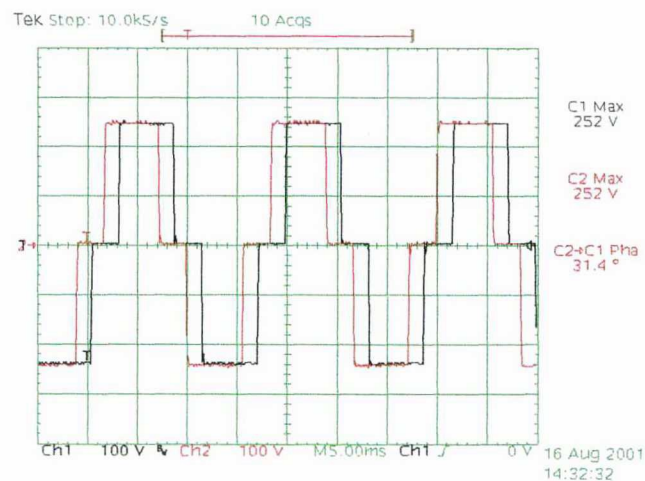


Fig. 1.32 - Defasamento das tensões de linha entre as duas pontes retificadoras.

A Fig. 1.33, a seguir, mostra a tensão presente nos extremos de um dos secundários do LIT. A forma de onda é idêntica à obtida na simulação.

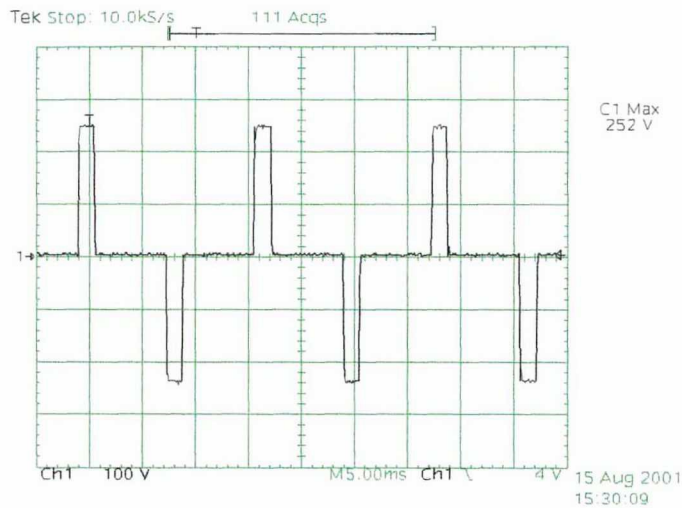


Fig. 1.33 - Tensão V_{xy} , nos extremos de um dos secundários.

A tensão sobre um dos indutores da entrada é observada na Fig. 1.34. Percebe-se os doze pulsos a cada ciclo da rede.

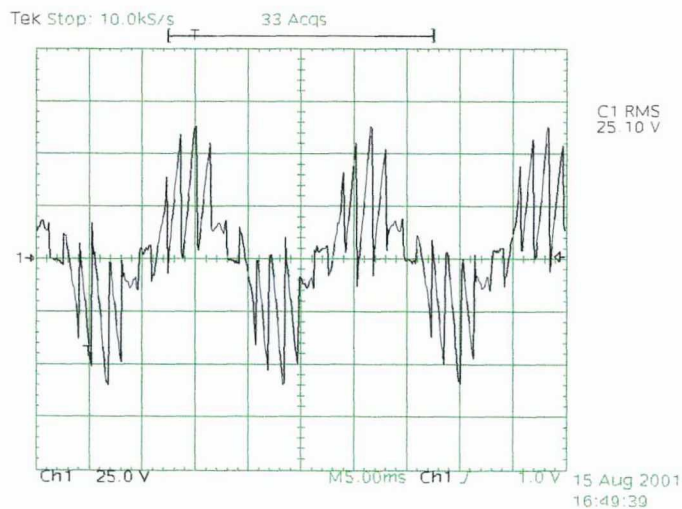


Fig. 1.34 - Tensão sobre o indutor de entrada.

A Fig. 1.35 mostra o transitório de energização do circuito retificador. Verifica-se a eficiência do circuito de limitação da corrente de pré-carga dos capacitores de saída.

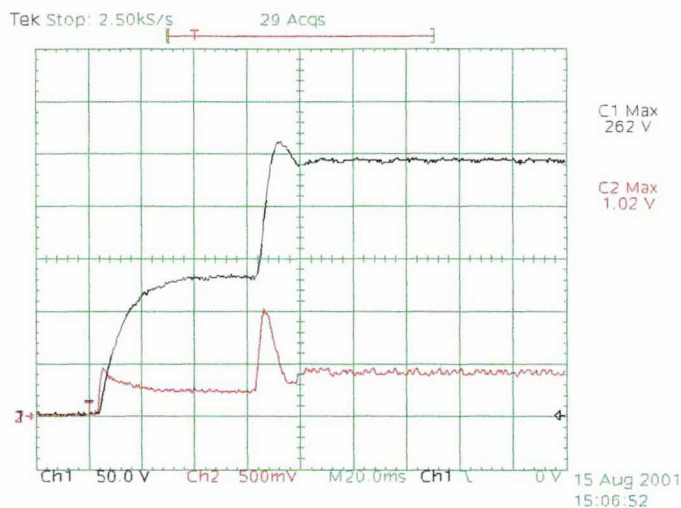


Fig. 1.35 - Transitório de energização, tensão na carga e corrente na saída dos retificadores.

1.5.2 Taxa de distorção harmônica (TDH) e fator de potência (FP)

Utilizando-se o programa *WaveStar*, levando-se em conta até a harmônica de ordem 40, obtêm-se : Taxa de distorção harmônica da corrente = 5,97%;

Ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente = 13,9°;

Fator de potência = 0,967.

O gráfico da Fig. 1.36, a seguir, mostra as componentes harmônicas da corrente de entrada. Observa-se que a harmônica de maior amplitude é a décima primeira. O aparecimento de componentes de mais baixa ordem, deve-se à desigualdade das fases e distorções nas tensões de entrada.

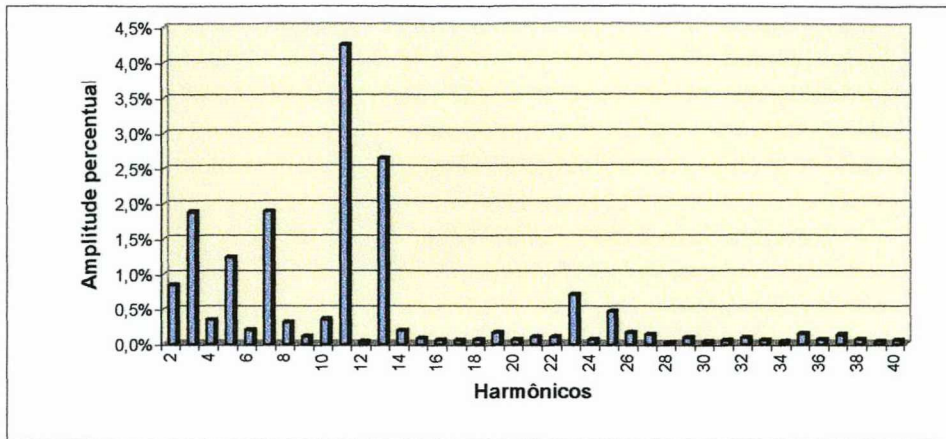


Fig. 1.36 – Análise harmônica da corrente de entrada.

$$FP = 0,967 \text{ e } TDH = 5,97\%$$

1.5.3 Ensaio térmico

Foi realizado o ensaio térmico com duas horas de duração, obtendo-se após este tempo os seguintes resultados:

- Retificador 1: 57,5°C;
- Retificador 2: 56,1°C;
- LIT: 79,2°C;
- Indutor: 69,9°C;
- Contator: 67,3°C;
- Transformados auxiliar: 50,8°C.

A temperatura ambiente foi de 25°C e o equipamento utilizado foi uma pistola térmica RAYTEK modelo RAYMX-4PE.

A obtenção de uma elevação de temperatura máxima na ordem de 55°C, para um equipamento de 10kW com ventilação natural, é adequada.

1.5.4 Ensaio de rendimento

Utilizando-se um wattímetro digital trifásico YOKOGAWA modelo WT130 na entrada, e um wattímetro digital monofásico YOKOGAWA modelo WT110 na saída, obteve-se:

- Potência fornecida ao retificador = 10,45 kW;
- Potência entregue à carga = 10,02 kW.

Logo o rendimento do circuito é de 95,9 %.

O gráfico da Fig. 1.37 mostra o comportamento do rendimento do retificador de doze pulsos. Observa-se que o rendimento ficou acima de 96% para uma ampla faixa de operação.

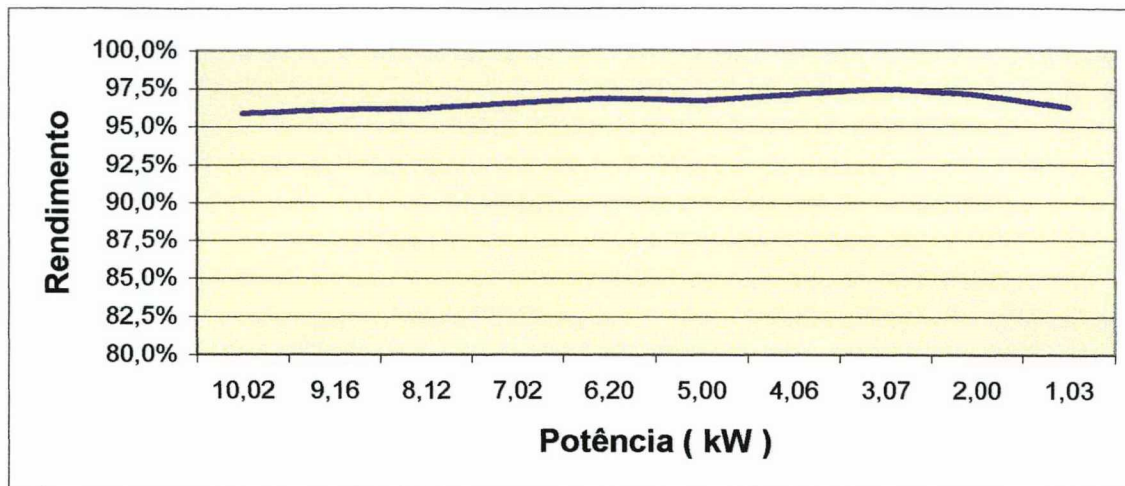


Fig. 1.37 - Gráfico do rendimento em função da potência processada.

1.6 Fotos dos protótipos

As Fig. 1.38 à Fig. 1.43 mostram as fotos dos dois protótipos implementados. O primeiro foi montado sobre uma chapa de madeira para facilitar os ensaios. No segundo protótipo preocupou-se também com o gabinete, de modo a abrigar corretamente os elementos do retificador.

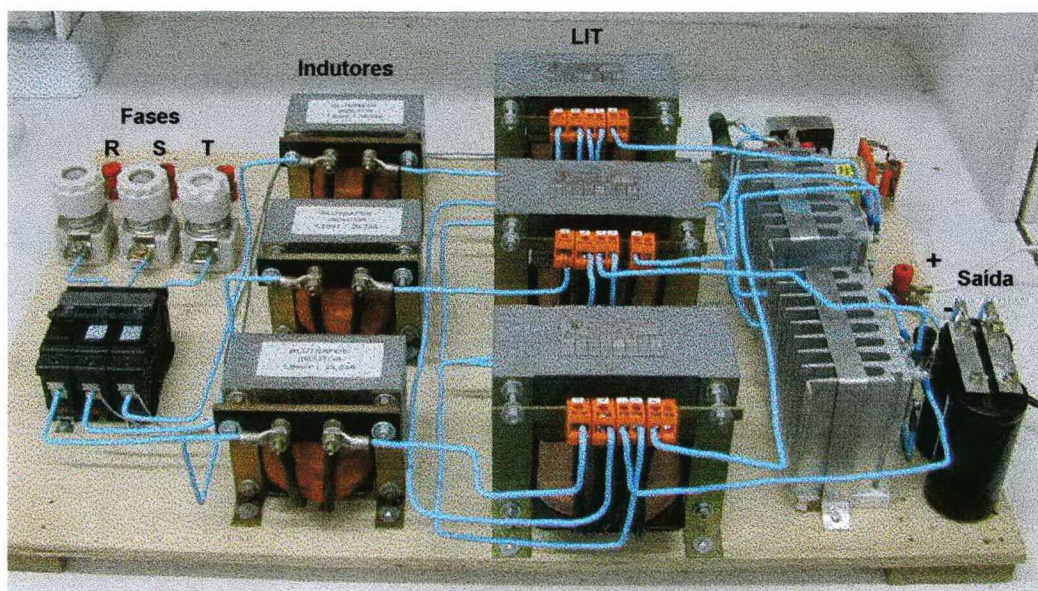


Fig. 1.38 - Vista frontal do primeiro protótipo.



Fig. 1.39 - Vista do segundo protótipo.

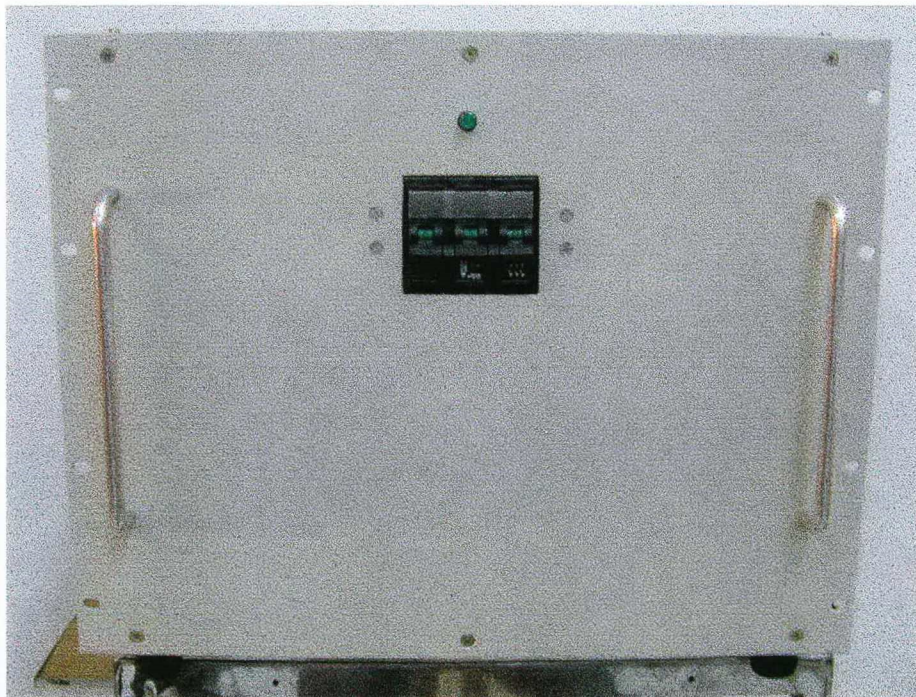


Fig. 1.40 - Detalhe do painel frontal.

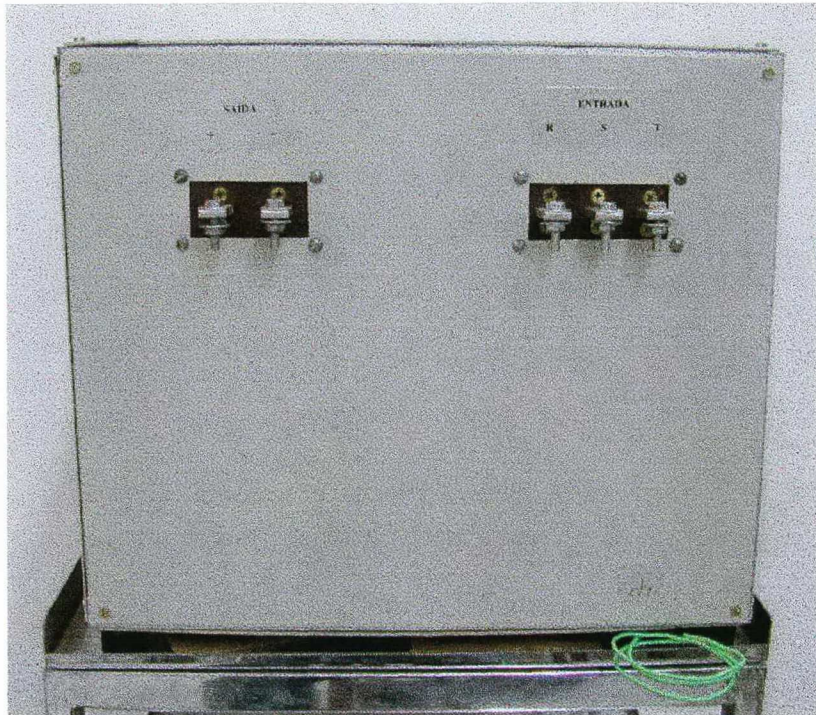


Fig. 1.41 - Detalhe do painel traseiro.



Fig. 1.42 - Vista lateral com o gabinete aberto.

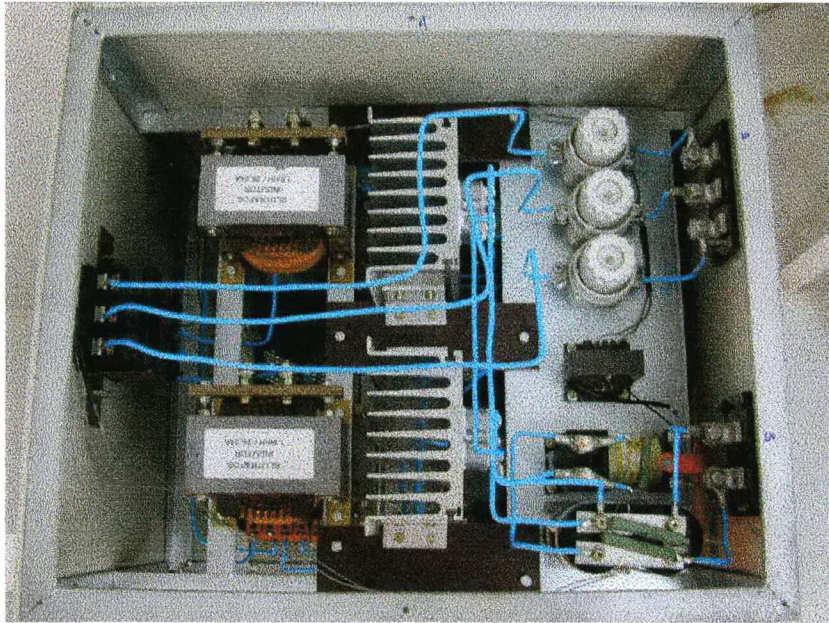


Fig. 1.43 – Vista superior com o gabinete aberto.

1.7 Conclusões

O conversor CA-CC, utilizando o transformador LIT, é uma estrutura não isolada, com peso e volume relativamente baixos, visto que a potência processada em cada braço do LIT é em torno de 15% da potência total da carga.

Como o conversor opera com doze pulsos, a estrutura apresenta baixo conteúdo harmônico, o componente harmônico de maior amplitude é o 11°, e apenas harmônicos de ordem $12*(n\pm 1)$, para n inteiro, estarão presentes na corrente de entrada.

A colocação de indutores de filtro na entrada da estrutura reduz a taxa de distorção harmônica total. Porém se for utilizado um valor muito elevado para estes indutores, haverá um atraso da corrente em relação à tensão, o que representa um aumento no fator de deslocamento, desta forma reduzindo o fator de potência.

A colocação do resistor para limitar a corrente de pré carga dos capacitores de saída, é fundamental para a inicialização do circuito, visto que as correntes envolvidas durante a partida são elevadas.

Buscou-se utilizar circuitos robustos em cada etapa que compõe o retificador, pois trata-se de um sistema de iluminação o qual estará totalmente dependente do retificador em questão. Qualquer falha nesta etapa representa a perda completa da função do sistema.

O estudo teórico, aliado às simulações realizadas, indicam a viabilidade da implementação de um retificador trifásico de 10kW com alto fator de potência baseado no transformador de interfase de linha.

Capítulo 2

Conversor CC-CC do tipo *BUCK* de 1kW

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta o estudo desenvolvido durante o projeto do conversor CC – CC do tipo *BUCK* de 1kW. Este conversor se configura como a interface entre o retificador trifásico de 10kW e os inversores.

Tem a função de regular a tensão do barramento CC e também permitir o controle da tensão do barramento, com a finalidade de variar a luminosidade do grupo de lâmpadas alimentadas por este conversor. Este controle da tensão do barramento é feito através de uma tensão externa isolada variando entre 0 e 10Vcc.

2.2 Arquitetura do conversor

A arquitetura básica do circuito é apresentada na Fig. 2.1, sendo a descrição detalhada de cada bloco apresentada no item 2.3 a seguir.

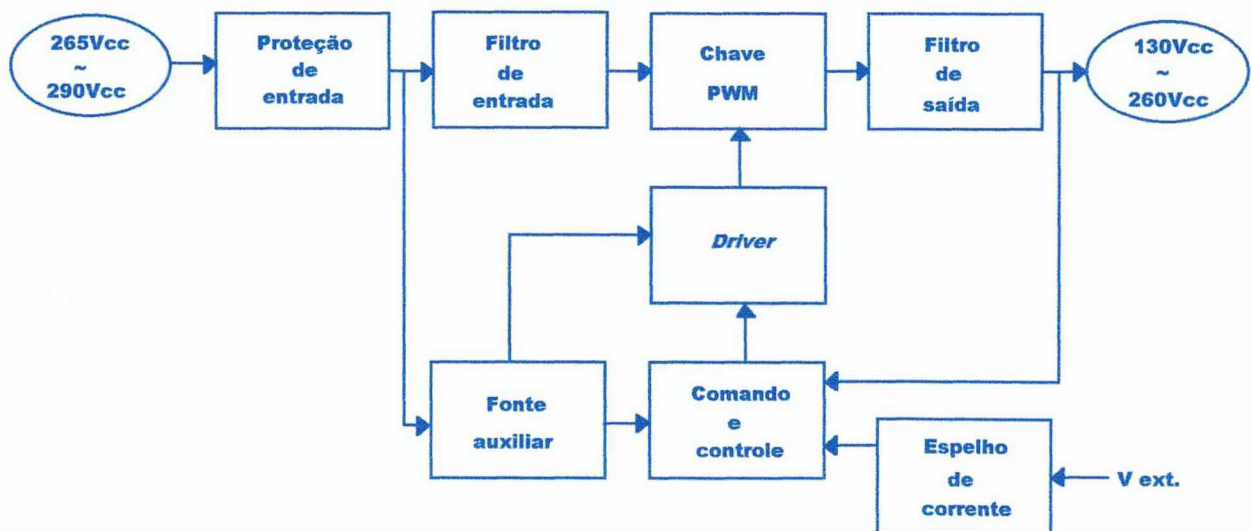


Fig. 2.1 – Diagrama de blocos do conversor CC – CC.

O circuito é baseado na estrutura do conversor *BUCK*, comandado pelo circuito integrado UC3525.

Por ser modularizado o sistema no qual o conversor é inserido, optou-se pela colocação de filtros de entrada e saída. Desta forma torna-se possível a instalação do conversor distante do retificador e dos inversores.

A tensão externa que aparece no diagrama de blocos representa a atuação por meio de sensor ou manual, para o controle da tensão de saída, e conseqüentemente da luminosidade do grupo de lâmpadas.

É utilizado um circuito *driver* para prover a isolação necessária ao comando do interruptor, e, ao mesmo tempo, sua proteção.

2.3 Descrição dos blocos do conversor

2.3.1 Proteção de entrada

A entrada do circuito recebe uma tensão entre 265V e 290V, em corrente contínua, proveniente do retificador trifásico de alto fator de potência.

São utilizados dois fusíveis de 5A na entrada do conversor para proteção de sobrecorrente, um no terminal positivo e outro no terminal negativo.

Optou-se também pela colocação de um diodo em antiparalelo na entrada, cuja finalidade é proteger de uma eventual inversão na polaridade da tensão de entrada, e também para evitar sobretensões no indutor do filtro de entrada durante a interrupção da corrente fornecida ao conversor. A Fig. 2.2 ilustra a estrutura.

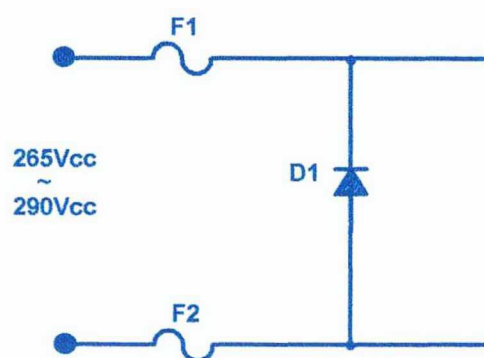


Fig. 2.2 - Circuito de proteção de entrada.

2.3.2 Filtro de entrada

O filtro na entrada do conversor é utilizado para evitar a presença de uma corrente pulsada no barramento CC proveniente do retificador de doze pulsos. A estrutura do filtro segue o modelo dos filtros de interferência eletromagnética (EMI).

A Fig. 2.3 a seguir ilustra o circuito.

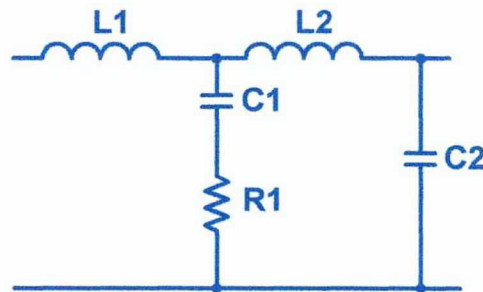


Fig. 2.3 – Filtro de entrada.

2.3.3 Chave PWM

O bloco aqui representado como chave PWM é o “coração” do conversor. É composto de um interruptor MOSFET de potência e um diodo rápido, como mostra a Fig. 2.4, interligados de modo a formar um conversor do tipo *BUCK*.

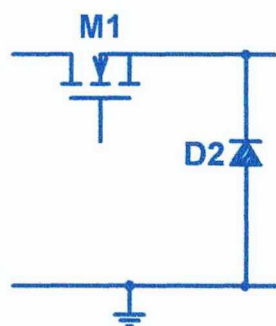


Fig. 2.4 - Chave PWM.

2.3.3.1. Conversor *BUCK* no modo de condução contínua

O conversor *BUCK* é também conhecido como abaixador de tensão, visto que sua tensão média de saída é menor que a tensão de entrada.

A Fig. 2.5 mostra a estrutura básica do conversor CC-CC do tipo *BUCK*.

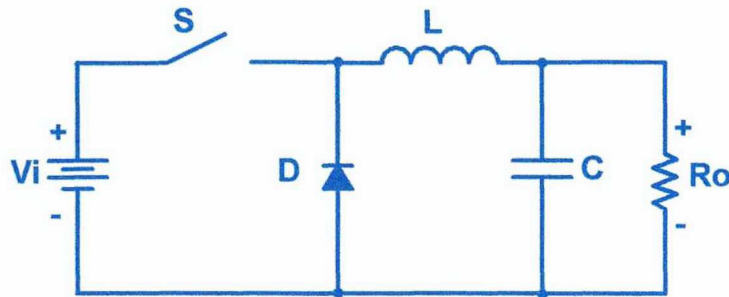


Fig. 2.5 - Conversor CC-CC *BUCK*.

O funcionamento do conversor será descrito através das suas etapas de operação, ilustradas nas Fig. 2.6, Fig. 2.7 e Fig. 2.8.

Primeira etapa: (t_0, t_1)

Na primeira etapa de operação o interruptor S encontra-se fechado e a corrente de carga circula pela fonte V_i . Nesta etapa ocorre a transferência de energia da fonte V_i para a carga R_o .

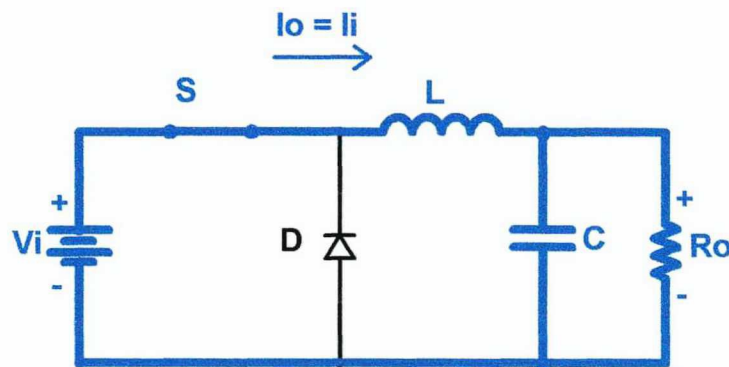


Fig. 2.6 - Primeira etapa de operação.

Segunda etapa: (t_1, t_2)

No instante t_1 o interruptor S abre, e a corrente de carga circula pelo diodo D (etapa de roda livre). A ausência do diodo provocaria tensões destrutivas sobre o interruptor na transição da primeira para a segunda etapa.

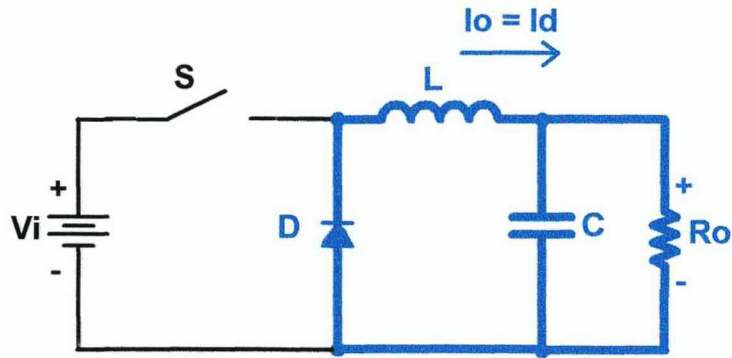


Fig. 2.7 - Segunda etapa de operação.

Principais formas de onda

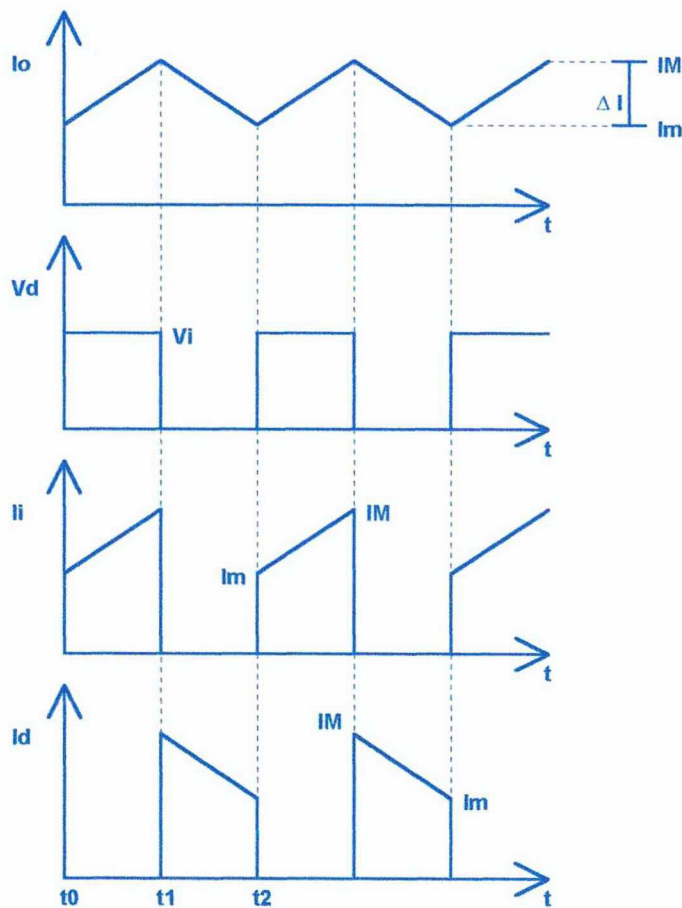


Fig. 2.8 – Formas de onda para o conversor BUCK no modo de condução contínua.

O interruptor é controlado por uma malha de tensão com modulação do tipo PWM. Desta forma, a malha de tensão monitora a tensão de saída e controla a razão cíclica D ,

imposta ao interruptor. A Fig. 2.9 mostra o conversor *BUCK* utilizando a modulação PWM.

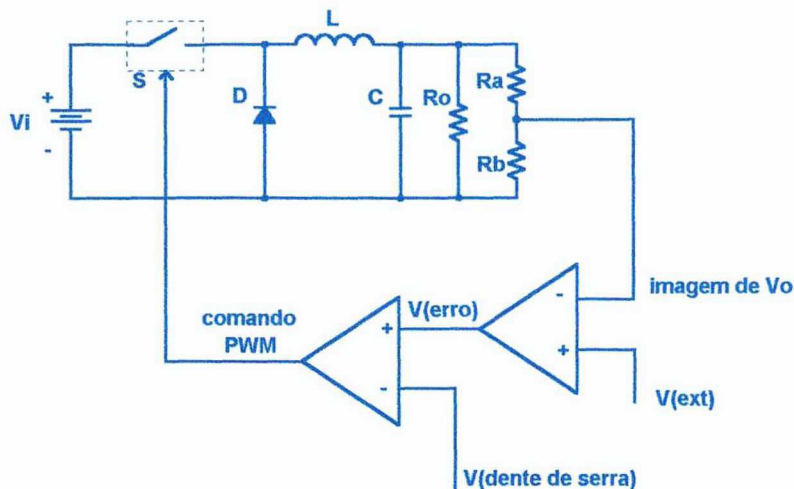


Fig. 2.9 - Controlador *BUCK* com modulação PWM.

2.3.4 Filtro de saída

É adicionado na saída do conversor um filtro passa baixa, com a função de reduzir a ondulação da tensão de saída. A Fig. 2.10 a seguir ilustra a estrutura.

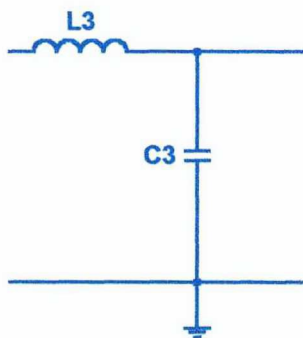


Fig. 2.10 - Filtro de saída.

2.3.5 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar, mostrada na Fig. 2.11, é utilizada para alimentar o circuito integrado UC3525, o *driver* e o circuito do espelho de corrente. Foi projetada para fornecer três saídas isoladas, sendo duas de 15Vcc e uma de 24Vcc. É uma fonte independente, obtida a partir de um transformador de baixa frequência com três secundários, onde cada secundário é ligado a uma ponte retificadora, filtro capacitivo e regulador linear.

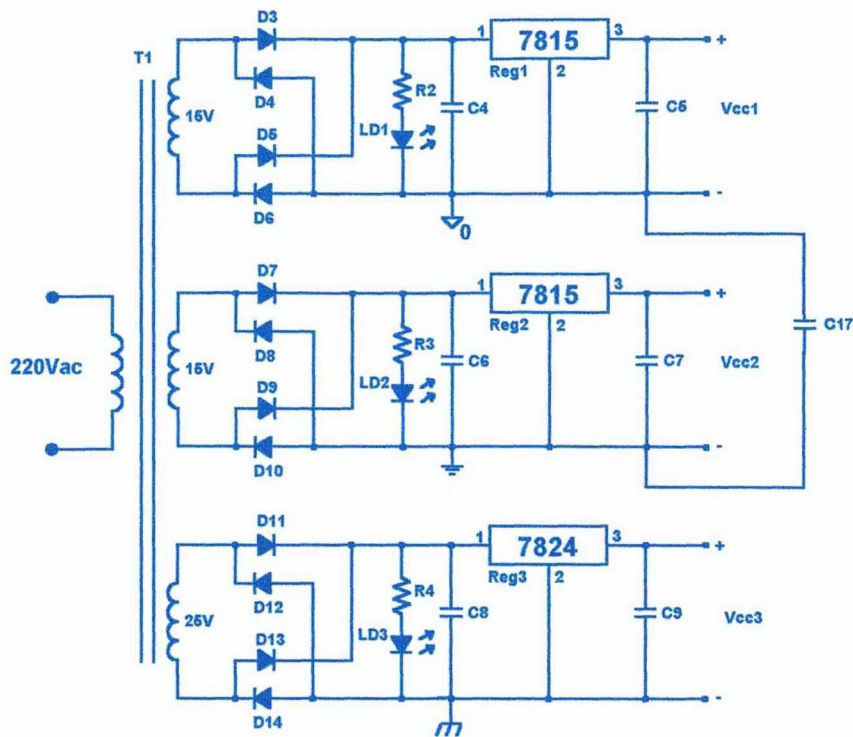


Fig. 2.11 - Esquema de ligação da fonte auxiliar.

O capacitor C17 foi acrescentado ao circuito durante a fase experimental para resolver um problema de ruído que surgia no controle, devido à utilização de dois terras diferentes, um terra da tensão externa isolada e outro do circuito de controle. A utilização de um capacitor de baixo valor, obtido de forma empírica, une os pontos de terra em alta frequência e mantém a isolamento em corrente contínua.

2.3.6 Circuito de comando e controle

O circuito de comando e controle é baseado no circuito integrado UC3525. A modulação é do tipo PWM, sendo que o controle recebe uma amostra da tensão de saída através dos resistores R13 e R14, e ajusta a razão cíclica imposta ao interruptor do conversor *BUCK*.

O potenciômetro P1 em conjunto com os resistores R9 e R10 são utilizados para a calibração da tensão aplicada a outra entrada do comparador interno do UC3525. Os resistores R5, R6 e R22 e os capacitores C10 e C11 são responsáveis pela malha de controle do tipo proporcional-integral-derivativa (PID). O capacitor C12 permite a partida suave do interruptor de potência, também chamada *soft starter*. Os resistores R_t e R_d e o capacitor C_t definem a frequência de chaveamento, através da Eq. (2.1) a seguir.

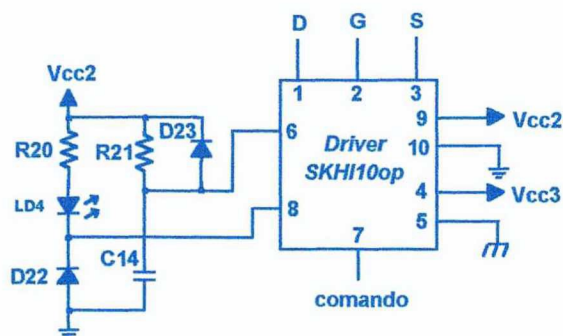


Fig. 2.13 - Esquema de ligação do *driver SKHI10op* da SEMIKRON.

O LED LD4 sinaliza curto circuito entre o dreno e a fonte do MOSFET, e o *driver*, nesta condição, inibe os pulsos fornecidos ao gatilho.

O capacitor C14, o resistor R21 e o diodo D23 são responsáveis pela reinicialização do *driver*, que é necessária a cada atuação do circuito de proteção. A reinicialização é obtida desligando-se e tornando a ligar a alimentação.

2.3.8 Tensão externa isolada

A Fig. 2.14 apresenta o esquema do espelho de corrente utilizado para a obtenção da tensão externa isolada.

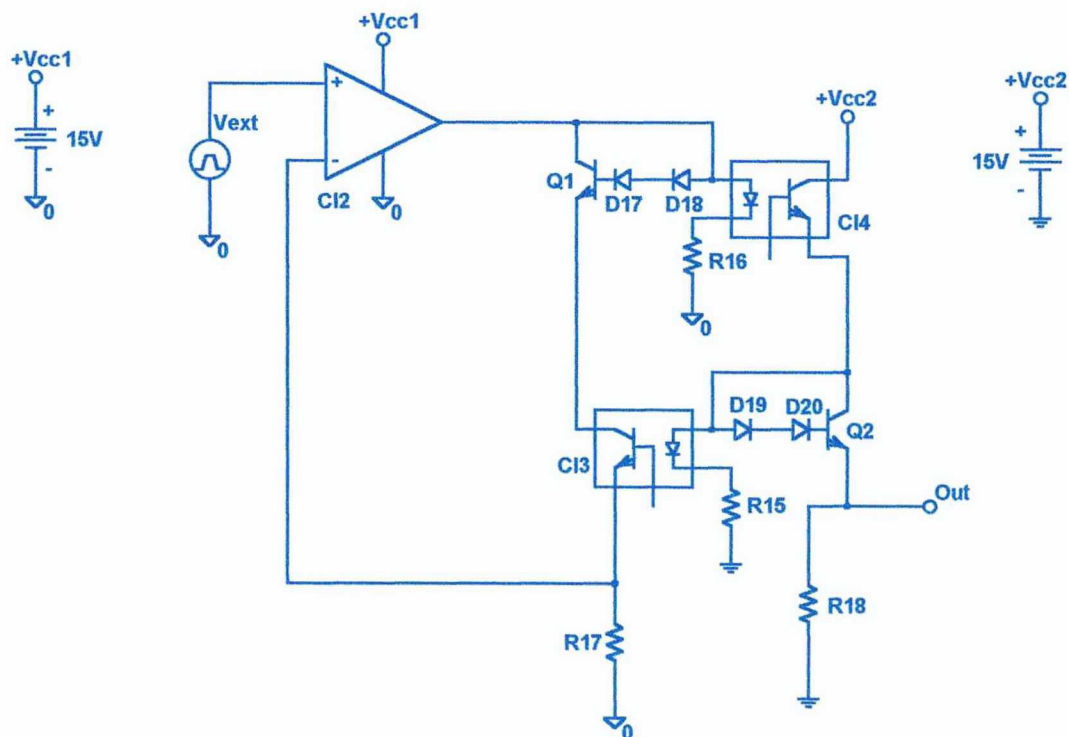


Fig. 2.14 – Circuito para obtenção de tensão isolada (*current mirror*).

O espelho de corrente apresenta na saída (resistor R18) a tensão V_{ext} , porém isolada. O isolamento é obtido através dos optoacopladores CI3 e CI4.

O amplificador operacional CI2 encontra-se configurado como seguidor de tensão. Logo, a tensão na saída do amplificador operacional é igual a tensão aplicada à sua entrada. Com a saturação do braço esquerdo (Q1 e CI3), a corrente que flui por este provoca o aparecimento de uma corrente proporcional no outro braço, de forma que a tensão em R18 seja igual a tensão em R17, conseqüentemente igual a tensão de entrada V_{ext} , porém isolada.

2.4 Metodologia e exemplo de projeto

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para dimensionar os elementos do conversor CC – CC do tipo *BUCK*.

2.4.1 Especificações

São especificados, a seguir, os parâmetros que nortearam o projeto do conversor *BUCK*.

- ⇒ Tensão de entrada: $V_i = 265V_{cc}$ a $290V_{cc}$;
- ⇒ Tensão de saída: $V_o = 130V_{cc}$ a $260V_{cc}$;
- ⇒ Potência máxima: $P = 1kW$;
- ⇒ Ondulação máxima na corrente de entrada: $\Delta I_i = 10\%$;
- ⇒ Ondulação máxima na tensão de entrada: $\Delta V_i = 1\%$;
- ⇒ Ondulação máxima na corrente de saída: $\Delta I_o = 10\%$;
- ⇒ Ondulação máxima na tensão de saída: $\Delta V_o = 1\%$;
- ⇒ Frequência de chaveamento: $f_s = 30kHz$.

2.4.2 Dimensionamento

O dimensionamento e escolha dos componentes para a simulação, e posterior implementação do conversor, são apresentados nesta seção.

2.4.2.1 Proteção de entrada

Para a proteção de entrada foram adotados os elementos a seguir:

⇒ Fusível F1 e F2: rápido, 5A;

⇒ Diodo D1: MUR850.

2.4.2.2 Filtro de entrada

Partindo do estudo proposto na referência [08], onde projeta-se um filtro passa baixa com a estrutura LC convencional, utilizando-se as equações a seguir, obtém-se:

$$C_e = \frac{I_o}{4 \cdot f_c \cdot \Delta V_i} \quad (2.2)$$

$$C_e = 12 \mu F$$

A frequência de ressonância do filtro LC que é a sua própria frequência de corte é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_e \cdot C_e}} \quad (2.3)$$

No dimensionamento de um filtro deve-se escolher a frequência de ressonância muito menor que a frequência de chaveamento. Adotando-se $f_o = \frac{f_s}{20}$ e isolando-se L_e na

Eq. (2.3), obtém-se:

$$L_e = 930 \mu H$$

Devido a problemas verificados durante a simulação do conversor com o referido filtro, optou-se pela configuração de um filtro de interferência eletromagnética de modo diferencial. A Fig. 2.3 apresenta a estrutura do filtro utilizado.

Partindo dos valores calculados para o filtro LC convencional e seguindo critérios apresentados na referência [32], determina-se os componentes do filtro.

$$L1 = 850 \mu H ; C1 = 10 \mu F ; R1 = 10 \Omega ; L2 = 80 \mu H e C2 = 1 \mu F$$

O indutor L1 e o capacitor C1 formam o primeiro estágio do filtro LC, sendo sua frequência de ressonância aproximadamente dez vezes maior que a frequência de ressonância do segundo estágio LC, formado pelo indutor L2 e pelo capacitor C2. Ambos os estágios possuem a frequência de ressonância abaixo da frequência de chaveamento.

O resistor R1 juntamente com o capacitor C1 provêm o amortecimento da atenuação do filtro, e são chamados de rede de amortecimento.

2.4.2.3 Chave PWM

⇒ Interruptor MOSFET M1:

Da estrutura do conversor *BUCK*, a máxima tensão sobre o interruptor é a tensão de entrada máxima e a sua corrente média é a corrente de saída. Logo: $V_{máx_{M1}} = 290V$ e $I_{méd_{M1}} = 3,84A$.

Optou-se pelo MOSFET IRFP460, com as seguintes características:

$$V_{DSS} = 500V; R_{DS(on)} = 0,27\Omega; I_D = 20A; t_r = 59ns; t_f = 58ns; T_j = 150^\circ C;$$

$$R_{ja} = 40^\circ C/W; R_{jc} = 0,45^\circ C/W; R_{cd} = 0,24^\circ C/W.$$

Para verificar a necessidade ou não do uso de um dissipador, bem como seu dimensionamento, é calculada a potência dissipada no interruptor. Esta potência é a soma das perdas decorrentes da condução e da comutação do interruptor.

$$P_{comut} = \frac{fs \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{ef_{M1}} \cdot V_{DS(off)}}{2} \quad (2.4)$$

Onde: $V_{DS(off)} = V_{máx_{M1}} = 290V$ e $I_{ef_{M1}} = 3,86A$ (valor obtido por simulação).

Logo:

$$P_{comut} = 1,965W$$

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef_{M1}}^2 \quad (2.5)$$

$$P_{cond} = 4,023W$$

$$P_{M1} = P_{comut} + P_{cond} \quad (2.6)$$

$$P_{M1} = 5,987W$$

Uma vez obtida a potência dissipada sobre o interruptor, determina-se a resistência térmica junção ambiente (R_{ja}) que seja capaz de evacuar o calor produzido na junção do MOSFET.

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{M1}} \quad (2.7)$$

Adotando-se como temperatura ambiente $T_a = 40^\circ C$, obtêm-se: $R_{ja} = 18,37^\circ C/W$.

Como o valor encontrado é menor que a resistência térmica junção ambiente do MOSFET utilizado, é necessário o uso de dissipador.

$$R_{diss} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd} \quad (2.8)$$

$$R_{diss_{M1}} \leq 17,68 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Na prática é usado um único dissipador para o conversor todo, ou seja, é feito o estudo da potência dissipada em cada componente que será fixado ao dissipador, chegando-se então ao volume de dissipador necessário.

⇒ Diodo D2:

A máxima tensão sobre o diodo é a tensão de entrada máxima e a sua corrente média é dada por:

$$I_{méd_{D2}} = (1 - D_{min}) \cdot I_o \quad (2.9)$$

Onde:

$$D_{min} = \frac{V_{o_{min}}}{V_{in_{máx}}} \quad (2.10)$$

Logo: $V_{máx_{D2}} = 290V$ e $I_{méd_{D2}} = 2,52A$.

Optou-se pelo diodo MUR840, com as seguintes características:

$$V_{RRM} = 400V ; I_{F(AV)} = 8A ; t_{rr} = 70ns ; T_j = 175 \text{ } ^\circ\text{C} ; R_{jc} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W} ; r_t \cong 12,5m\Omega ;$$

$$V_{(TO)} \cong 0,8V ; V_F \cong 1V ; Q_{rr} = 195nC.$$

$$P_{cond} = V_{(TO)} \cdot I_{méd_{D2}} + r_t \cdot I_{ef_{D2}}^2 \quad (2.11)$$

$$P_{comut} = P1 + P2 \quad (2.12)$$

Onde $P1$ é a perda sobre o diodo na entrada em condução e $P2$ é a perda no bloqueio, dadas por:

$$P1 = 0,5 \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_o \cdot t_{rf} \cdot fs \quad (2.13)$$

$$P2 = Q_{rr} \cdot E \cdot fs \quad (2.14)$$

Como se utiliza um diodo ultra rápido, o valor de V_{FP} , que é o pico de tensão que aparece sobre o diodo na sua entrada em condução, e t_{rf} , que é o tempo de entrada em condução, são desprezíveis, a perda na entrada em condução do diodo também torna-se desprezível.

Sabendo-se que: $I_{ef_{D2}} \cong 1A$ (valor obtido por simulação).

A Eq.(2.6) utilizada para o MOSFET também é utilizada para o diodo, resultando em:

$$P_{D2} = 3,73W$$

Aplicando as Eq. (2.7) e (2.8) para a potência de perdas sobre o diodo, e considerando $R_{cd} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, obtêm-se: $R_{diss_{D2}} \leq 33,24 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

2.4.2.4 Filtro de saída

O filtro de saída é um filtro passa baixa do tipo LC. Utilizando-se as equações a seguir, obtém-se:

$$L_o = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_o} \quad (2.15)$$

$$L_3 = L_o = 6,3mH$$

Da mesma maneira que no filtro de entrada, sua frequência de ressonância é definida pela Eq.(2.3) e deve ser bem menor que a frequência de chaveamento. Adotando-se $f_o = \frac{f_s}{20}$ e isolando-se o valor do capacitor na Eq. (2.3), obtém-se: $C_o = 1,79\mu F$.

Devido à baixa resistência série equivalente (RSE) requerida, adotou-se: $C_3 = C_o = 220\mu F / 400V$.

2.4.2.5 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar utiliza um transformador de baixa frequência com alimentação no enrolamento primário de 220V. Este possui três secundários, sendo dois de 15V e um de 25V, todos com capacidade de corrente de 200mA. Cada secundário corresponde a uma fonte CC isolada, obtidas a partir da retificação em ponte completa com diodos 1N4007, reguladores lineares da família 78XX, filtro capacitivo e LEDs sinalizadores.

2.4.2.6 Circuito driver

Na construção do primeiro protótipo utilizou-se o *driver* produzido no próprio INEP, baseado no circuito integrado HPCL-316J. No entanto no segundo protótipo optou-se pelo *driver* SKHI10op da SEMIKRON, com tecnologia SMD. O desempenho de ambos foi adequado. Apenas a opção por utilizar o *driver* da SEMIKRON deveu-se à facilidade de adquirir este circuito nas lojas do ramo e ao seu baixo custo.

Os componentes para sinalização e reinicialização seguem valores já pré-estabelecidos. Quanto à alimentação do *driver*, é necessário a utilização de duas fontes isoladas, uma de 15Vcc e outra de 24Vcc. O diagrama indicando os pinos do *driver* e a ligação do circuito de sinalização e reinicialização são mostrados na **Fig. 2.13**.

2.4.2.7 Circuito de controle

Para o projeto do compensador do conversor, é utilizado o método proposto em [5].

Utilizou-se o compensador de dois pólos. O esquema elétrico deste controlador é apresentado na Fig. 2.15.

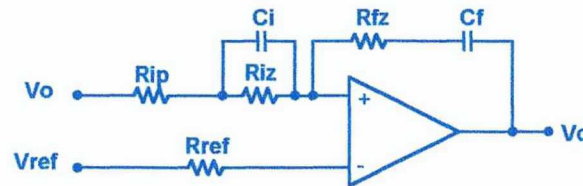


Fig. 2.15 - Compensador de dois pólos.

As especificações utilizadas para o projeto são: $V_{IN} = 270V$; $V_{OUT} = 260V$; $P_{OUT} = 1000W$; $f_s = 30kHz$; $L = 6,38mH$; $C = 220\mu F$; $V_S = 3,5V$; $R = 10k\Omega$ e $Aten = 18m$. Onde V_{IN} é a tensão de entrada do conversor, V_{OUT} é a tensão de saída, P_{OUT} é a potência de saída, f_s é a frequência de chaveamento, L é o valor da indutância do filtro de saída, C é o valor da capacitância do filtro de saída, V_S é o valor de pico da tensão triangular de comparação, R é a carga do conversor a vazio e $Aten$ é a relação dada pelo divisor de tensão que fornece uma amostra da tensão de saída para o controlador.

Para especificar os valores dos resistores e capacitores do compensador apresentado, segue-se a seguinte metodologia.

O primeiro passo é traçar o diagrama de Bode caracterizando o ganho $G(s)$ da função de transferência do conversor em malha aberta. A função de transferência em malha aberta do conversor *BUCK* é apresentada a seguir:

$$G(s) = \frac{V_{IN}}{L.C. \left[s^2 + \left(\frac{1}{R.C} \right) .s + \frac{1}{L.C} \right]} \cdot \frac{Aten}{V_S} \quad (2.16)$$

O valor de f_c deve ser menor que f_s . Assim,

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 3kHz \quad (2.17)$$

Calcula-se o ganho $G(s)$ para f_c . Assim o ganho $G(f_c) = -50,64dB$.

A seguir posicionam-se os pólos (f_{p1} e f_{p2}) e zeros (f_{z1} e f_{z2}) do compensador.

Os dois zeros em f_o , o primeiro pólo na origem, assegurando assim um baixo erro estático

da tensão de saída, e o segundo pólo, que é destinado a compensar o zero da RSE, em $100.f_o$. Assim:

$$f_{z1} = f_o = 136,57Hz$$

$$f_{z2} = f_o = 136,57Hz$$

$$f_{p1} = 0$$

$$f_{p2} = 100.f_o = 13,66kHz$$

Com as frequências dos pólos e dos zeros do compensador definidas, calcula-se os valores de A_1 e A_2 através de H_1 e H_2 . Utiliza-se o gráfico da Fig. 2.16 e as equações apresentadas a seguir.

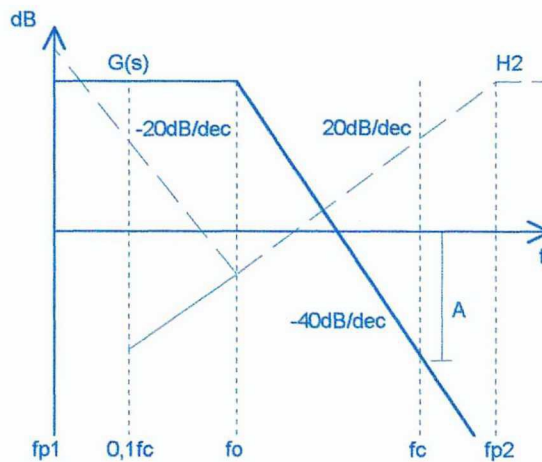


Fig. 2.16 - Método de compensação do conversor.

$$H_2 = -G(fc) + 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2}}{f_c}\right) = 20 \cdot \log A_2 = 63,81dB \quad (2.18)$$

$$H_1 = -G(fc) - 20 \cdot \log\left(\frac{f_c}{f_o}\right) = 20 \cdot \log A_1 = 23,81dB \quad (2.19)$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 1.550 \quad (2.20)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 15,5 \quad (2.21)$$

Finalizando, calcula-se os valores dos resistores e dos capacitores do compensador mostrado na Fig. 2.15. Adotando-se $R_{iz} = 10k\Omega$, obtêm-se:

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{iz} \cdot f_o} = 116,54\eta F \quad (2.22)$$

$$R_{ip} = \frac{A_1 \cdot R_{iz}}{A_2 - A_1} = 101,01\Omega \quad (2.23)$$

$$R_{fz} = A_2 \cdot R_{ip} = 156,57k\Omega \quad (2.24)$$

$$C_f = \frac{C_i \cdot R_{iz}}{R_{fz}} = 7,44\eta F \quad (2.25)$$

A função de transferência $H(s)$ para o compensador de dois pólos é dada por:

$$H(s) = \frac{V_c(s)}{V_o(s)} = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s)(1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot s)}{s \cdot C_f \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \left(1 + s \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \quad (2.26)$$

A seguir é apresentado o diagrama de ganho e de fase do conversor.

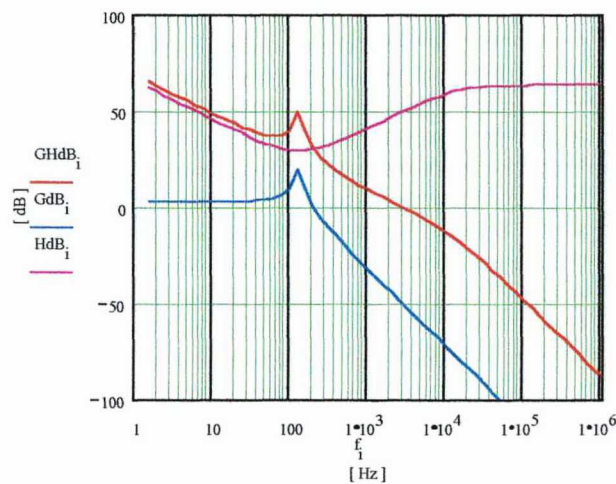


Fig. 2.17 – Diagrama de ganhos.

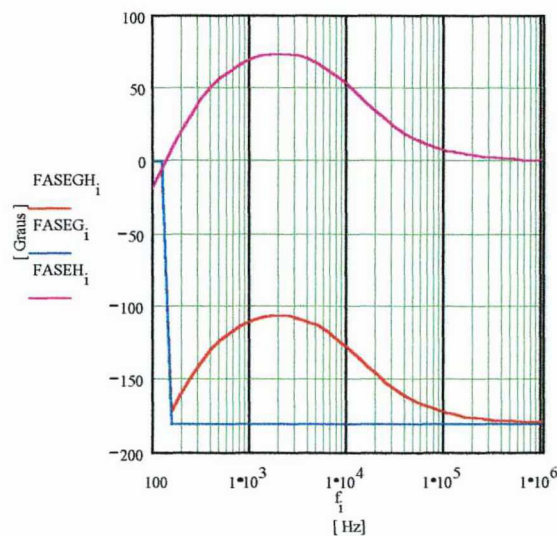


Fig. 2.18 - Diagrama de fases.

A margem de fase obtida na frequência de cruzamento é de $72,4^\circ$.

2.5 Circuito completo

A Fig. 2.19 a seguir apresenta o esquema elétrico do circuito implementado.

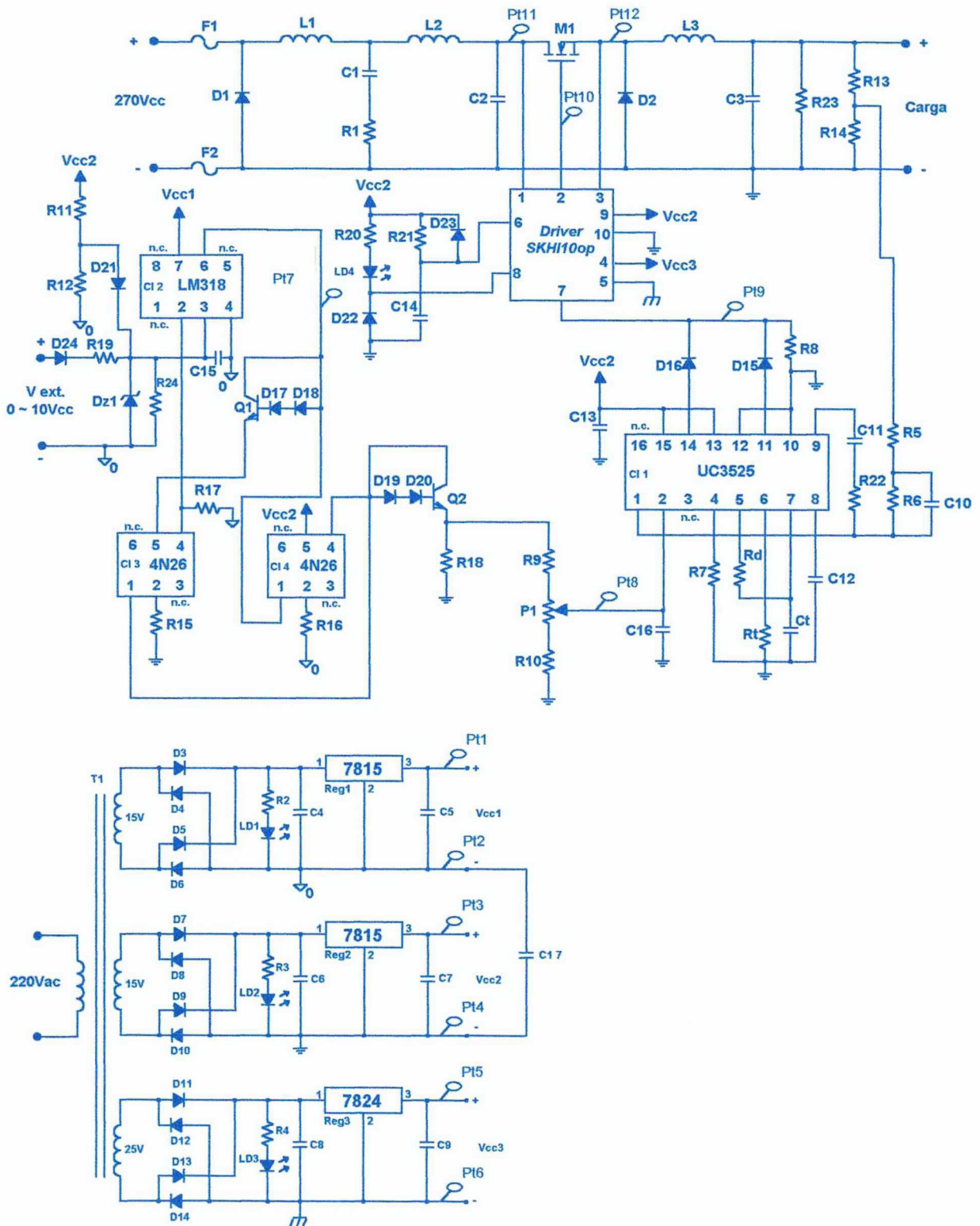


Fig. 2.19 - Diagrama do conversor BUCK de 1kW.

Na tabela 2.1 são especificados os componentes do circuito.

Tabela 2.1 : Lista de peças do conversor CC-CC do tipo BUCK.

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível 5A	F1 e F2	2
	Porta Fusível	F1 e F2	2
	Diodo MUR840	D1	1
Filtro de entrada	Indutor 850µH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina : 61 espiras de 2 fios 20 AWG; Núcleo: E55 (IP12); Entreferro: 1 mm.	L1	1
	Indutor 80µH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina : 34 espiras de 2 fios 20 AWG; Núcleo: E30/07 (IP12); Entreferro: 0,5 mm.	L2	1
	Capacitor eletrolítico 10µF / 350V	C1	1
	Capacitor polipropileno 1µF / 400V	C2	1
	Resistor 10Ω / 1W	R1	1
Chave PWM	Interruptor MOSFET IRFP460	M1	1
	Diodo MUR840	D2	1
Filtro de saída	Indutor 6,3mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina : 126 espiras de 3 fios 20 AWG; Núcleo: E65/39 (IP12); Entreferro: 1,2 mm.	L3	1
	Resistor 82kΩ / 3W	R23	1
	Capacitor eletrolítico 220µF / 400V	C3	1
Fonte auxiliar	Transformador: Núcleo ferro silício; Primário : 220V; Secundário 1 : 15V, 200mA; Secundário 2 : 15V, 200mA; Secundário 3 : 25V, 200mA.	T1	1
	Regulador linear 7815	Reg1 e Reg2	2
	Regulador linear 7824	Reg3	1
	Diodo 1N4007	D3 a D14	12
	Diodo LED	LD1, LD2 e LD3	3
	Capacitor eletrolítico 1000µF / 35V	C4, C6 e C8	3
	Capacitor 100nF	C5, C7 e C9	3
	Capacitor 4,7nF	C17	1
	Resistor 680Ω	R2 e R3	2
	Resistor 1,2kΩ	R4	1
Driver	Driver INEP	Dr1	1
	Diodo 1N4148	D22 e D23	2
	Diodo LED	LD4	1
	Capacitor eletrolítico 10µF / 25V	C14	1
	Resistor 10kΩ	R21	1
	Resistor 470Ω	R20	1
Controle e comando	Circuito integrado UC3525A	CI 1	1
	Diodo 1N4148	D15 e D16	2
	Capacitor 100nF	C10 e C13	2
	Capacitor 1µF	C11	1
	Capacitor eletrolítico 4,7µF / 25V	C12	1
	Capacitor eletrolítico 1µF / 25V	C16	1
	Capacitor 10nF	Ct	1

Controle e comando	Potenciômetro multivoltas 100k Ω	P1	1
	Resistor 10 Ω	Rd	1
	Resistor 4,7k Ω	Rt	1
	Resistor 10k Ω	R6, R7 e R8	2
	Resistor 270 Ω	R5	1
	Resistor 100k Ω	R9 e R10	2
	Resistor 120k Ω	R13	1
	Resistor 2,2k Ω	R14	1
	Resistor 1,5k Ω	R22	1
Tensão externa isolada	Fotoacoplador 4N26	CI 3 e CI 4	2
	Circuito integrado LM318	CI 2	1
	Transistor 2N2222	Q1 e Q2	2
	Diodo zener BZX79C12V	Dz1	1
	Diodo 1N4148	D17 a D20	4
	Diodo 1N4007	D21	1
	Diodo 1N4007	D24	1
	Capacitor 220nF	C15	1
	Resistor 1,5k Ω	R15 e R16	2
	Resistor 56k Ω	R17 e R18	2
	Resistor 10k Ω	R11	1
	Resistor 2,2k Ω	R12	1
	Resistor 1M Ω	R24	1
Resistor 220 Ω	R19	1	
Diversos	Placa de circuito impresso	PC11	1
	Dissipador	Diss1	1
	Conector (6 pontos macho / fêmea)	K1	1
	Conector (2 pontos)	K2	1
	Ponto de teste	Pt1a Pt12	12
	Soquete torneado 16 pinos	SQ1	1
	Soquete torneado 8 pinos	SQ2	1
	Soquete torneado 6 pinos	SQ3 e SQ4	2

2.6.2 Formas de onda

As formas de onda de simulação apresentadas a seguir representam a condição em que a tensão de entrada é $270V$, a tensão de saída $260V$ e a carga é de $1kW$.

Observa-se na Fig. 2.21 o sinal aplicado ao gatilho do MOSFET.

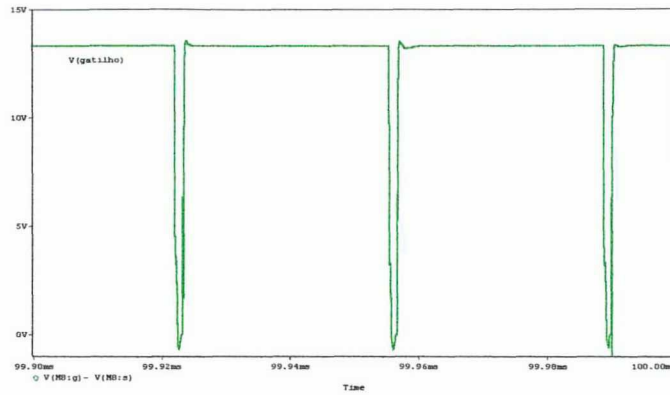


Fig. 2.21 – Pulsos de comando (V_{GS}).

Na Fig. 2.22 verifica-se a presença de uma sobretensão durante a energização do circuito. O capacitor do filtro de saída deve ser capaz de suportar esta sobretensão.

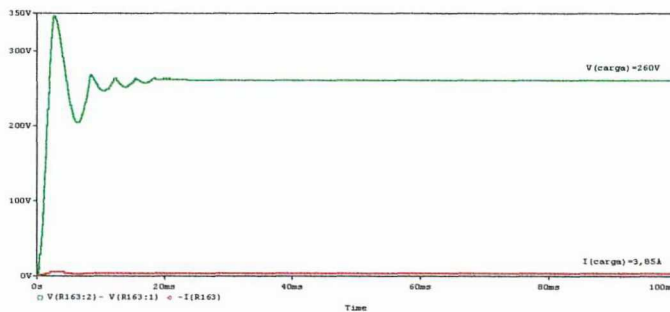


Fig. 2.22 – Tensão e corrente na carga.

Observa-se nas Fig. 2.23 e Fig. 2.24 as baixas ondulações da tensão de saída e da corrente de entrada do conversor, respectivamente.

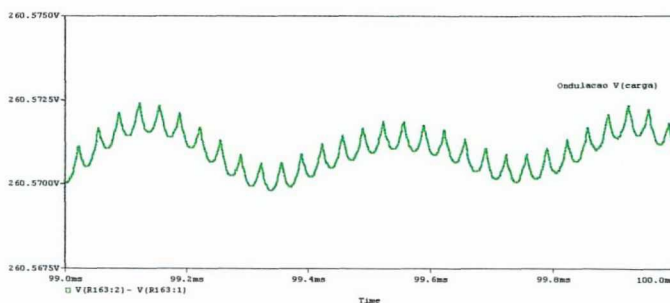


Fig. 2.23 - Detalhe da ondulação na tensão da carga.

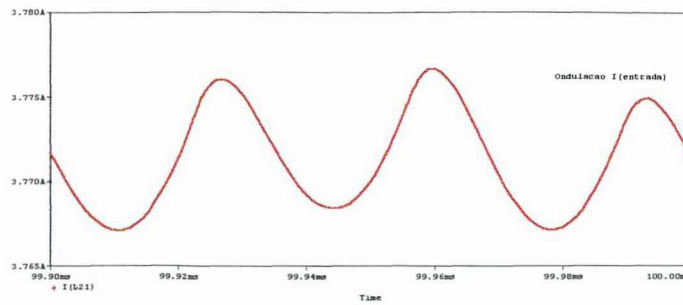


Fig. 2.24 - Detalhe da ondulação na corrente de entrada.

As Fig. 2.25, Fig. 2.26 e Fig. 2.27 mostram a comutação do interruptor M1. Já as Fig. 2.28, Fig. 2.29 e Fig. 2.30 mostram a comutação do diodo D2.

Observa-se que as comutações tanto do interruptor quanto do diodo são dissipativas. Optou-se por utilizar uma estrutura sem a presença de circuitos grameadores ou de *snubber*. A consequência disto é que o interruptor e o diodo devem ser dimensionados, de tal forma que suportem os esforços de tensão e corrente a que são expostos. E, em conjunto com o dissipador, sejam capazes de trocar calor com o ambiente de forma satisfatória.

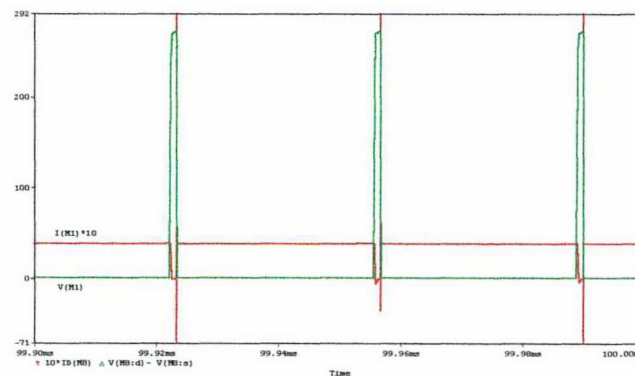


Fig. 2.25 - Tensão e corrente no interruptor M1.

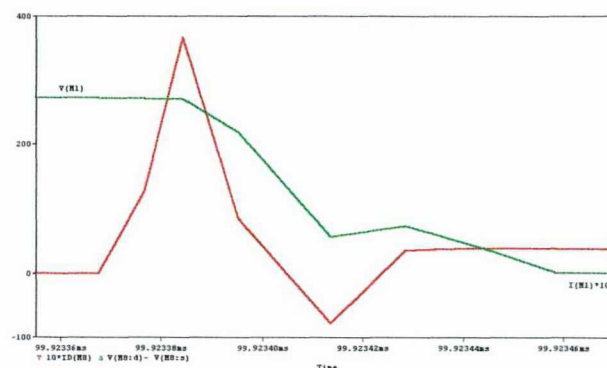


Fig. 2.26 - Detalhe da entrada em condução do interruptor M1.

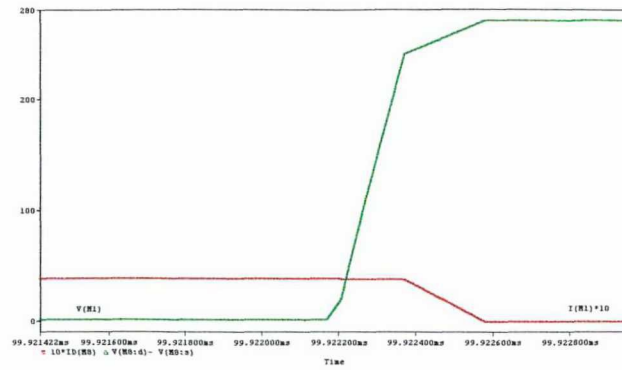


Fig. 2.27 - Detalhe do bloqueio do interruptor M1.

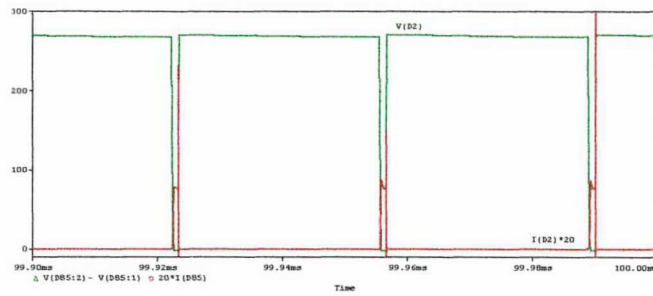


Fig. 2.28 - Tensão e corrente no diodo D2.

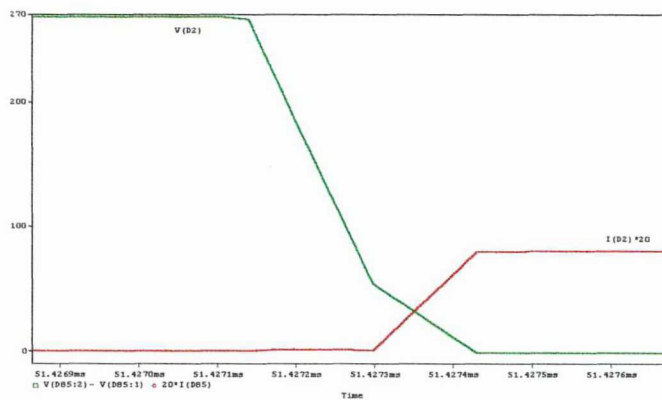


Fig. 2.29 - Detalhe da entrada em condução do diodo D2.

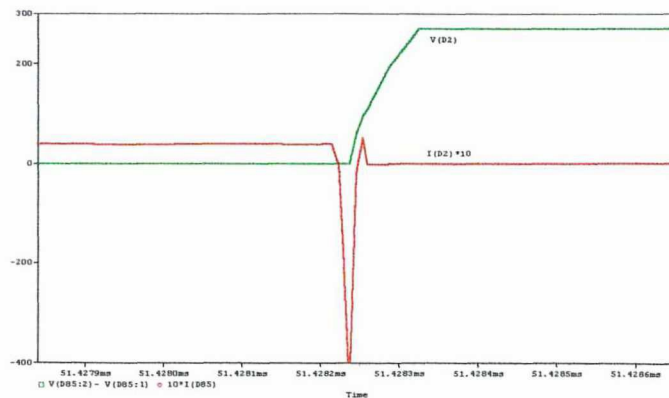


Fig. 2.30 - Detalhe do bloqueio do diodo D2.

2.7 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório, durante os ensaios realizados nos protótipos implementados.

2.7.1 Formas de onda

Nas Fig. 2.31 à Fig. 2.41, são apresentadas formas de onda obtidas diretamente no circuito submetido a teste.

Observando-se as Fig. 2.31 e Fig. 2.32, percebe-se a importância da utilização do *driver*. Além de tornar o sinal aplicado ao gatilho do interruptor mais bem definido quanto ao seu formato, os níveis de tensão são de +15V quando em comando e de -5V quando em bloqueio. A aplicação de uma tensão negativa quando deseja-se bloquear o interruptor além de acelerar o bloqueio, evita a entrada em condução não desejada.

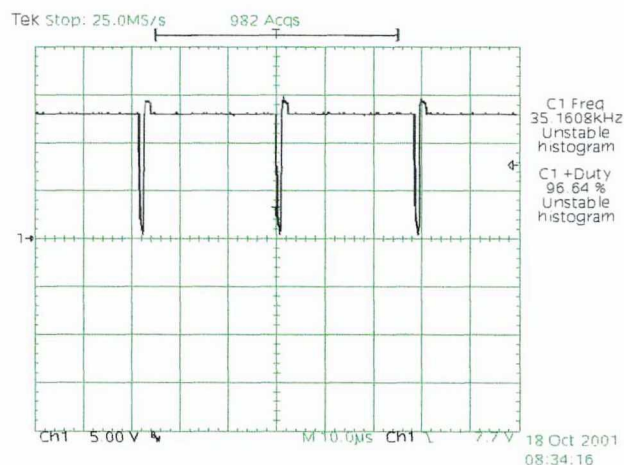


Fig. 2.31 - Pulsos de comando na entrada do *driver*.

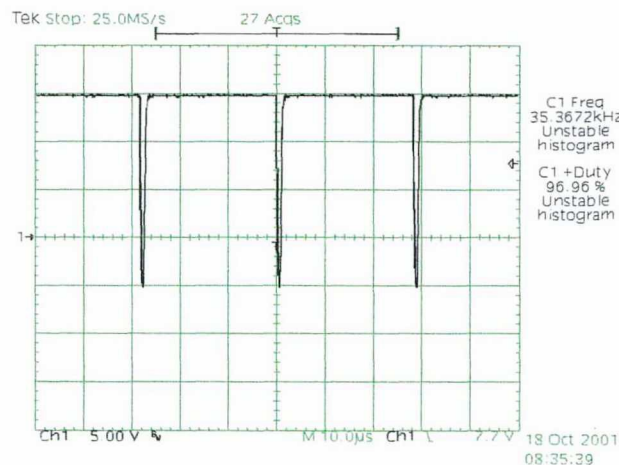


Fig. 2.32 - Pulsos na saída do *driver* (V_{GS}).

Através da Fig. 2.33 percebe-se a operação do conversor em potência nominal.

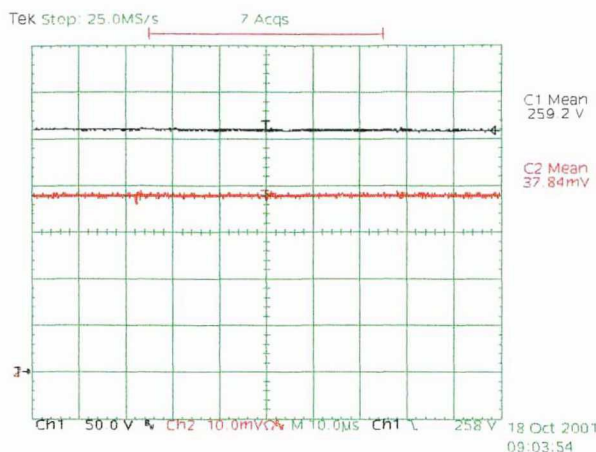


Fig. 2.33 - Tensão e corrente na carga.

As Fig. 2.34 à Fig. 2.37 mostram a comutação do interruptor M1. Já as Fig. 2.38 à Fig. 2.41 a comutação do diodo D2. Confirmando a simulação, percebe-se os detalhes da comutação dissipativa no interruptor e no diodo.

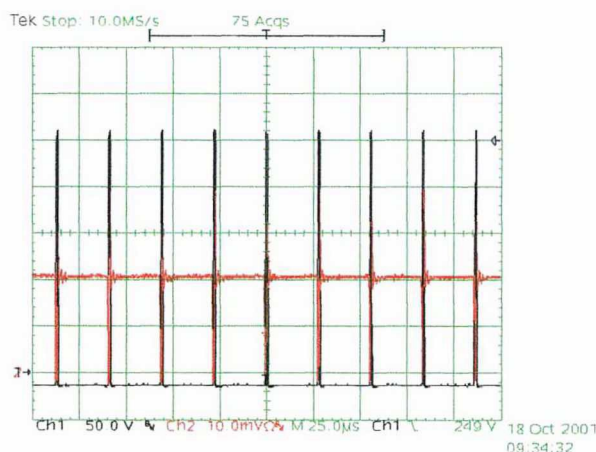


Fig. 2.34 - Tensão e corrente no interruptor M1.

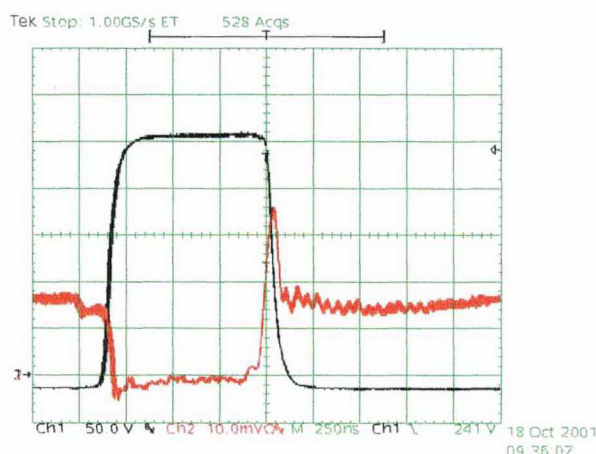


Fig. 2.35 - Detalhe da comutação no interruptor M1.

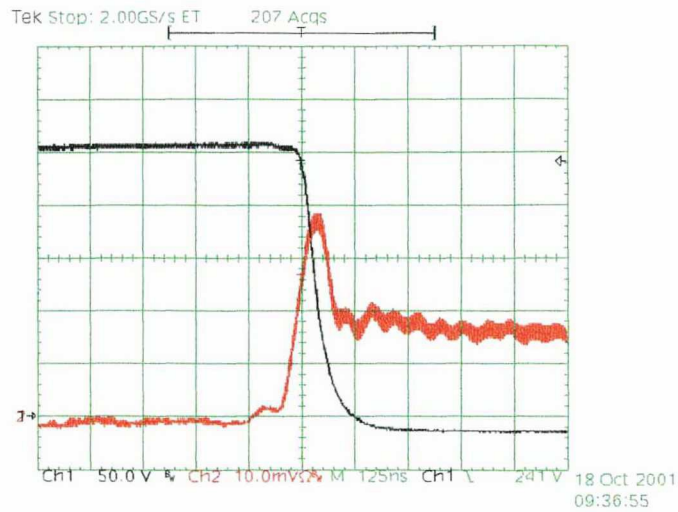


Fig. 2.36 - Detalhe da entrada em condução do interruptor M1.

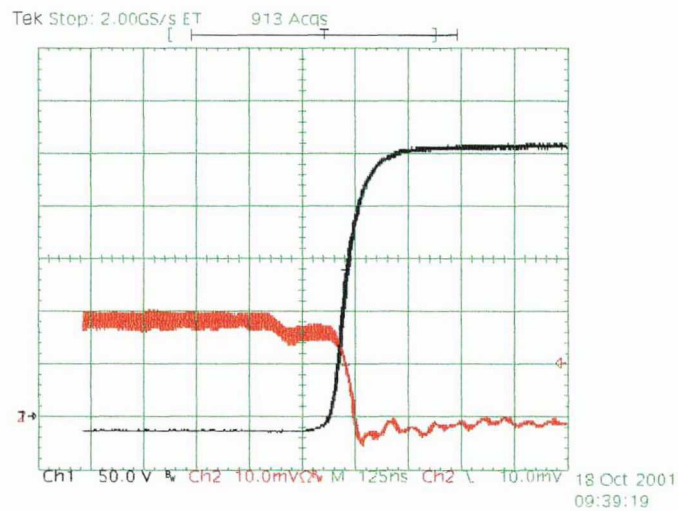


Fig. 2.37 - Detalhe do bloqueio do interruptor M1.

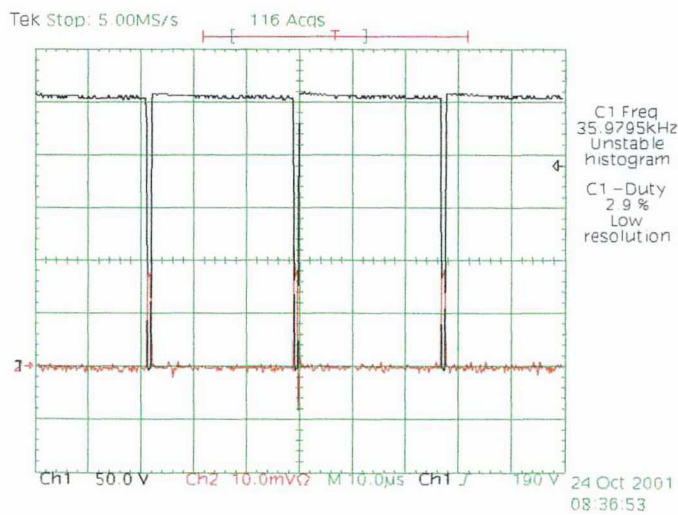


Fig. 2.38 - Tensão e corrente no diodo D2.

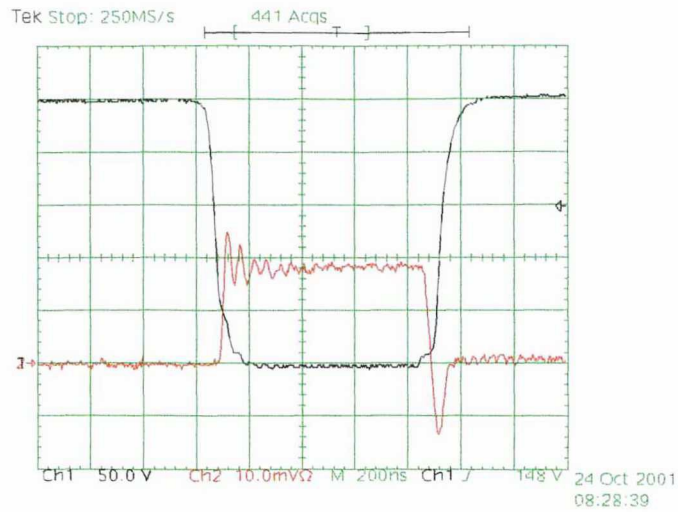


Fig. 2.39 – Detalhe da comutação no diodo D2.

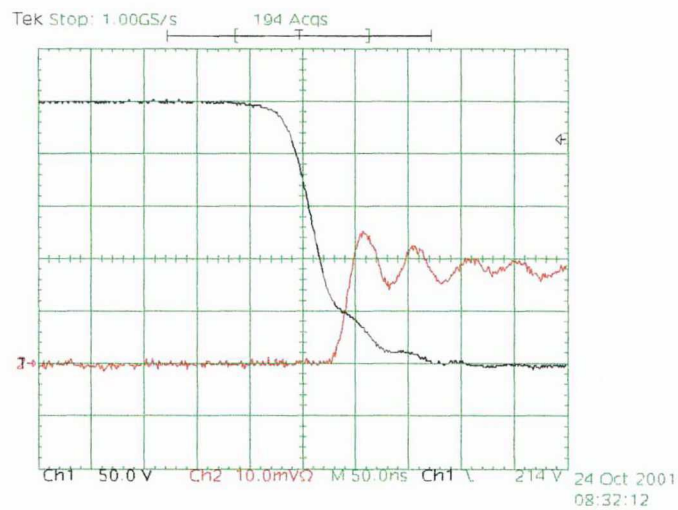


Fig. 2.40 - Detalhe da entrada em condução do diodo D2.

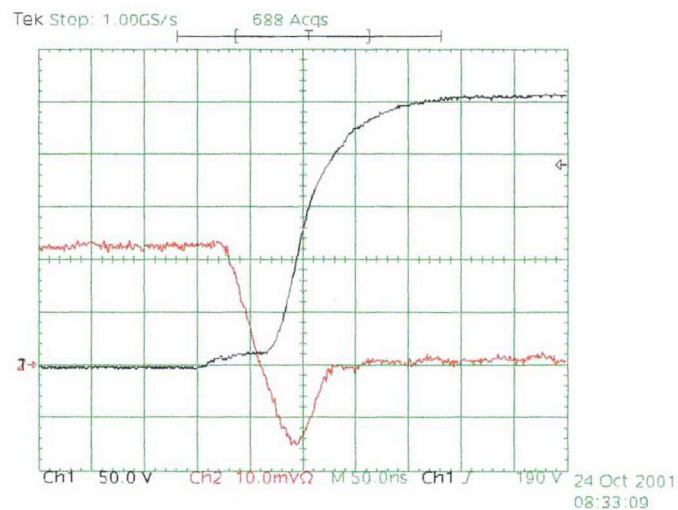


Fig. 2.41 - Detalhe do bloqueio do diodo D2.

2.7.2 Ensaio térmico

Foi realizado o ensaio térmico com duas horas de duração, obtendo-se após este tempo os seguintes resultados:

- Indutor do filtro de saída L3: 46°C;
- Indutores do filtro de entrada L1 e L2: 40°C;
- Dissipador: 42°C.

A temperatura ambiente foi de 22°C e o equipamento utilizado foi uma pistola térmica RAYTEK modelo RAYMX-4PE.

Estes resultados foram obtidos com o protótipo montado sobre a bancada, com ventilação natural e um dissipador de aproximadamente 1200g.

2.7.3 Ensaio de rendimento

Utilizando-se um wattímetro digital marca YOKOGAWA modelo WT130, obteve-se:

- Potência fornecida ao conversor = 1018W;
- Potência entregue à carga = 1000W.

Logo o rendimento da etapa de potência é de 98,2%.

- Potência dissipada pela fonte auxiliar = 5,3W.

O rendimento total do conversor é de 97,7%.

2.8 Fotos dos protótipos

As Fig. 2.42 à Fig. 2.45 mostram as fotos dos dois protótipos implementados. No primeiro protótipo a montagem foi realizada fixando a placa de circuito impresso e os elementos magnéticos, sobre o dissipador. Já no segundo, buscou-se aproximar o protótipo ao produto final, utilizando-se um gabinete adequado e realocando a posição dos componentes.

Na placa de circuito impresso foram incluídos diversos pontos de teste, com o objetivo de facilitar o desenvolvimento do circuito. Igualmente objetivou-se facilitar os ensaios na linha de produção quando produzidos em larga escala.

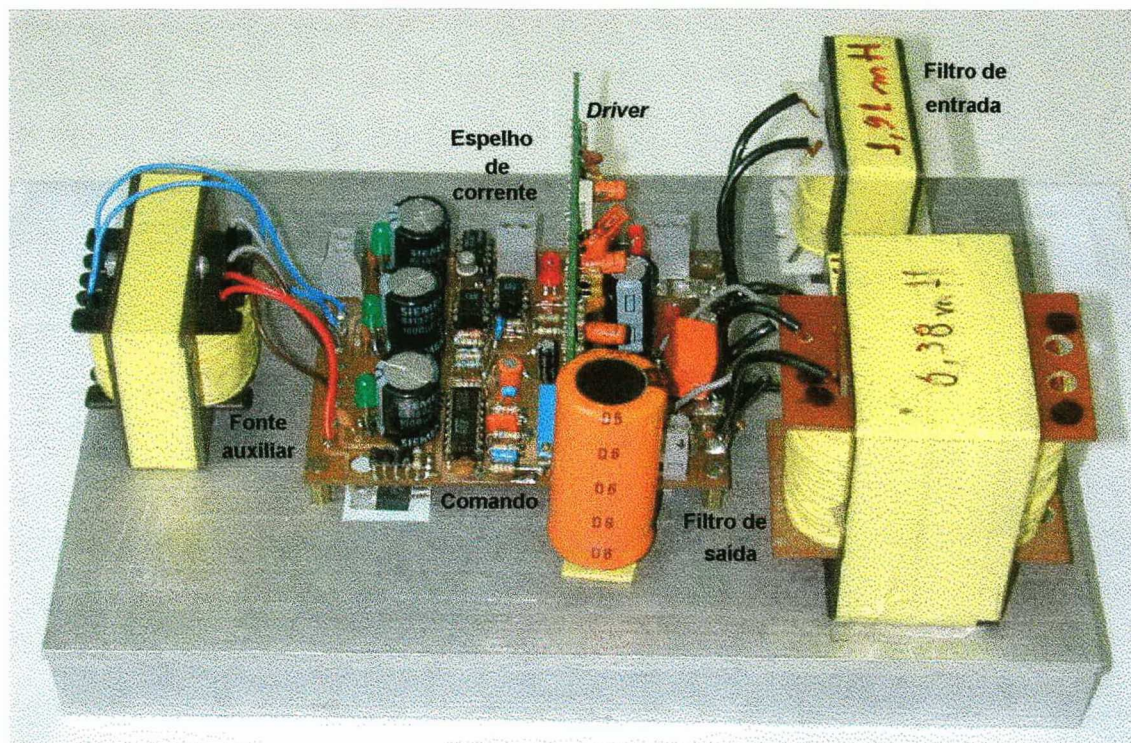


Fig. 2.42 - Vista frontal do primeiro protótipo implementado.

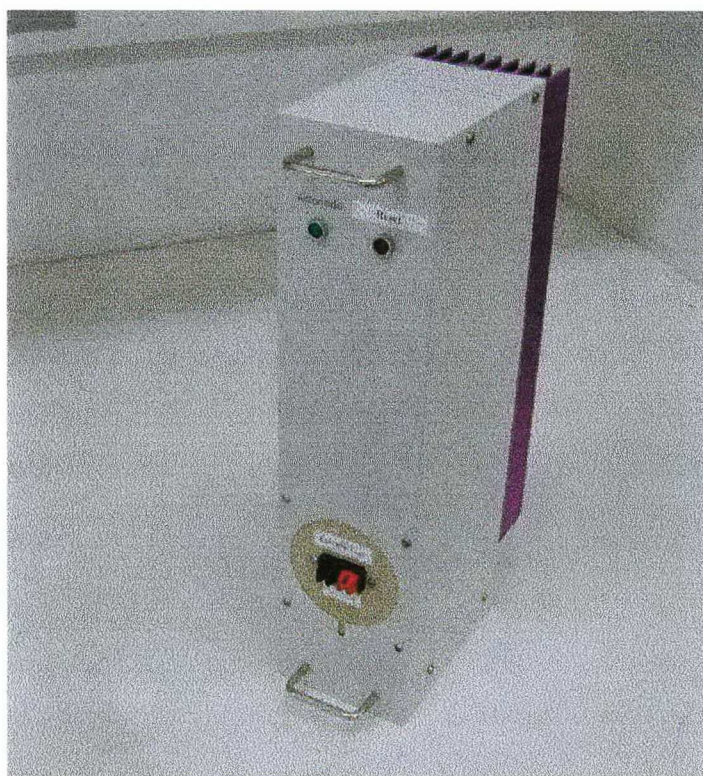
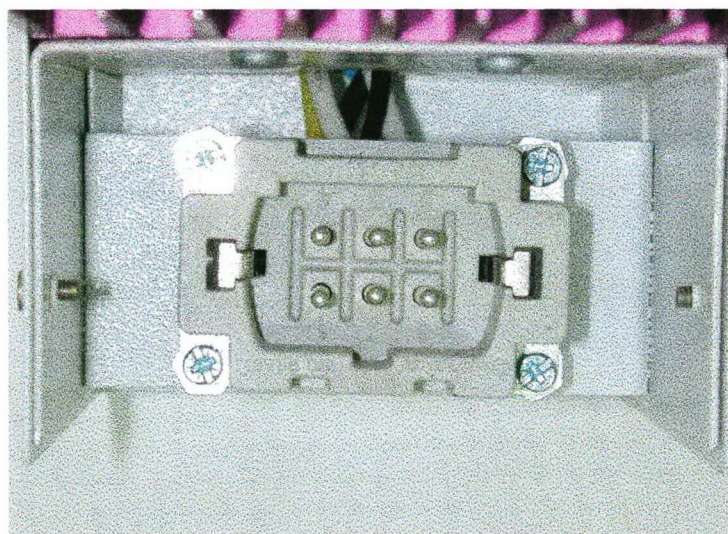
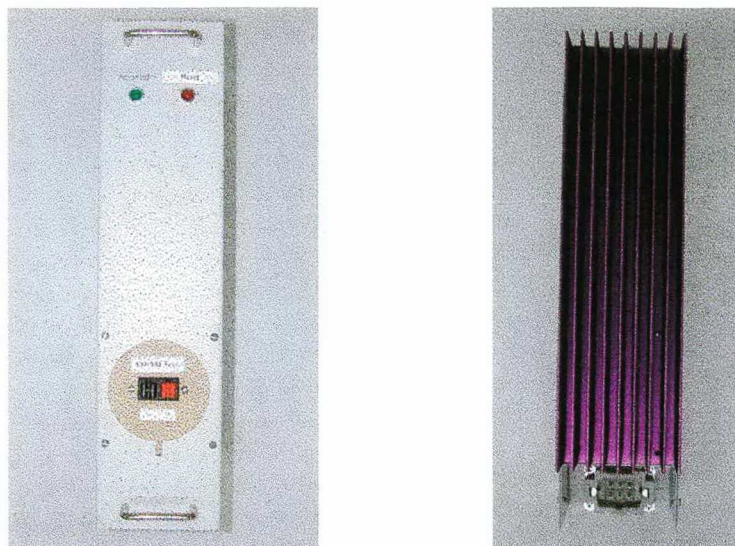


Fig. 2.43 - Vista frontal do segundo protótipo implementado.



CONECTOR:

1. Positivo da carga (130 à 260Vcc);
2. Positivo entrada (270Vcc);
3. Alimentação (220Vca);
4. Negativo da carga;
5. Negativo entrada (270Vcc);
6. Alimentação (220Vca).

Fig. 2.44 – Vistas frontal, traseira e detalhe do conector.

O painel frontal do conversor possui um conector onde deve ser aplicada a tensão externa variável entre 0 e 10Vcc, cuja função é obter a variação da tensão de saída entre 130V e 260Vcc, tendo como consequência a variação na luminosidade das lâmpadas conectadas aos inversores ligados ao conversor *BUCK*.

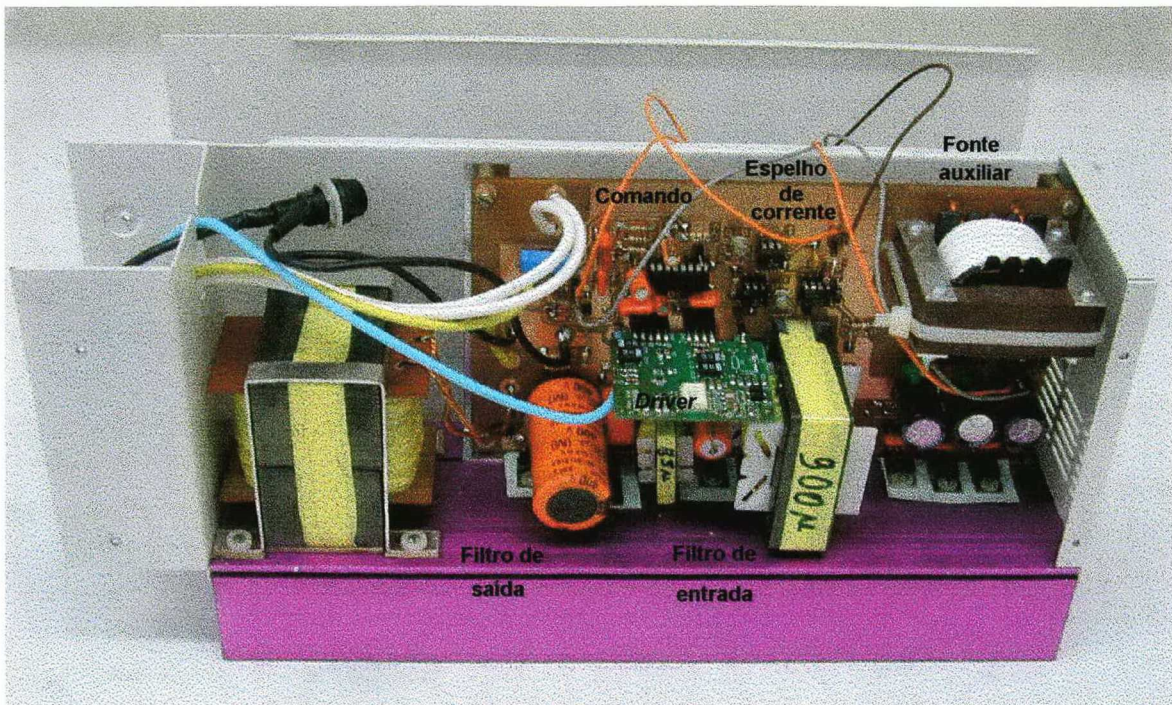


Fig. 2.45 – Vista do circuito pelo lado dos componentes.

2.9 Conclusões

Verificou-se a viabilidade do uso do conversor CC-CC do tipo *BUCK* como interface entre o retificador de doze pulsos e os inversores.

O conversor mostrou-se eficiente e obteve ótimo rendimento.

O referido conversor tem ainda a função de variar a tensão na sua saída com a variação de uma tensão externa aplicada ao mesmo, com o objetivo de variar a luminosidade das lâmpadas ligadas aos inversores, que, por sua vez, estão ligadas ao conversor.

Na construção do segundo protótipo chegou-se a uma configuração que o aproximou do produto final.

Capítulo 3

Inversor meia ponte e filtro ressonante para lâmpada fluorescente de 40W

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta o estudo desenvolvido durante o projeto do inversor e do filtro para alimentar uma lâmpada fluorescente de 40W.

O estudo desenvolveu-se em três etapas, buscando o aperfeiçoamento da estrutura.

A primeira etapa foi a concepção e implementação de um inversor meia ponte, do filtro ressonante LCC e das proteções. A tensão de barramento utilizada na primeira e segunda etapa foi de 350Vcc.

Na segunda etapa do projeto buscou-se: filtrar a corrente de entrada, aumentar o rendimento da estrutura, diminuir o volume do indutor ressonante, otimizar os capacitores de ponto médio e aumentar a potência entregue à lâmpada.

A terceira etapa do estudo mantém as características da segunda, porém a tensão de barramento passou a ser de 260Vcc.

A apresentação do estudo seguirá a ordem das etapas citadas.

3.2 Primeira fase do projeto

3.2.1 Introdução

A arquitetura básica do circuito é apresentada na Fig. 3.1, sendo a descrição detalhada de cada bloco apresentada na seqüência deste capítulo.

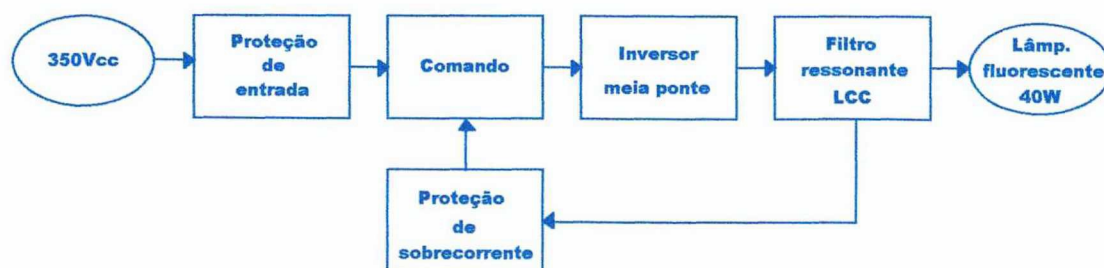


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos do circuito inversor para lâmpada fluorescente de 40W, durante a primeira fase do projeto.

O circuito é baseado na estrutura do inversor meia ponte comandado pelo circuito integrado IR2153. Este circuito integrado trabalha com frequência fixa imposta ao braço dos MOSFETs.

Devido ao nível da tensão de entrada igual a 350V, foi possível ajustar os parâmetros do filtro ressonante LCC para que a carga receba a tensão de funcionamento nominal, sem a necessidade da utilização de um transformador de alta frequência para a adaptação desta tensão.

3.2.2 Descrição dos blocos que compõe o sistema

a) Proteção de entrada

A entrada do circuito recebe a tensão de 350V. É utilizado um fusível rápido de 250mA para proteção de sobrecorrente.

Optou-se também pela colocação de uma ponte retificadora na entrada para permitir o funcionamento do circuito, independente da polaridade com que seja ligado o mesmo. Caso este recurso seja suprimido é importante que se mantenha o diodo D1, pois se ocorrer a inversão de polaridade no momento da instalação, D1 impede a circulação de corrente, evitando danos ao circuito integrado.

A Fig. 3.2 ilustra a estrutura em questão.

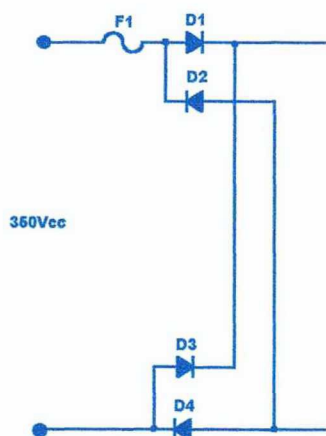


Fig. 3.2 - Circuito de proteção de entrada.

b) Circuito de comando

O comando utiliza o circuito integrado IR2153, fabricado pela *International Rectifier*. Trata-se de um *driver* do tipo *bootstrap* para acionamento de um braço de MOSFETs ou IGBTs. Seu oscilador interno tem a frequência definida pelo par RC conectado adequadamente aos pinos 2 e 3.

O circuito integrado possui ainda um regulador interno de 15,6V que elimina a necessidade de uma fonte auxiliar, podendo ser utilizado para sua alimentação uma derivação da tensão do barramento. Os componentes responsáveis por esta derivação são o resistor R1 e o capacitor C3, como mostra a Fig. 3.3. O valor de C3 é recomendado pelo fabricante como sendo 47 μ F. O resistor R1 é dimensionado, levando-se em consideração cinco correntes que circularão pelo mesmo. Estas correntes são apresentadas no item 3.2.3 deste capítulo, onde apresenta-se a metodologia e exemplo de projeto.

O diodo D5 e o capacitor C4 formam o circuito *bootstrap*, responsável pela referência necessária ao terminal de fonte do MOSFET superior M1. Como recomendação de *layout* dos componentes do circuito de *bootstrap*, estes devem estar bem próximos aos pinos do circuito integrado.

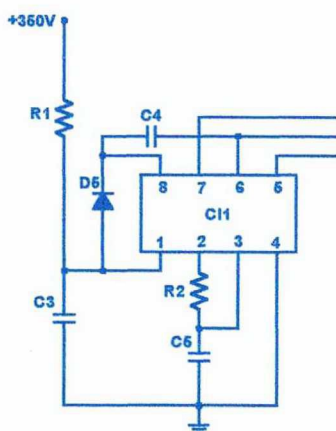


Fig. 3.3 - Circuito de comando.

c) Inversor meia ponte

Os inversores são também conhecidos como conversores CC-CA. A função de um inversor é de converter a tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica de

amplitude e frequência desejadas. O inversor adotado neste circuito é o meia ponte simétrico. Trata-se de uma estrutura simples e totalmente adaptada à aplicação em questão.

O funcionamento do inversor será descrito através das suas etapas de operação.

Primeira etapa: (t_0, t_1)

O interruptor S1, que já estava habilitado a conduzir, entra em condução no instante t_0 , sob tensão e corrente nulas. A corrente evolui de forma ressonante até o instante t_1 , quando o interruptor é comandado a bloquear.

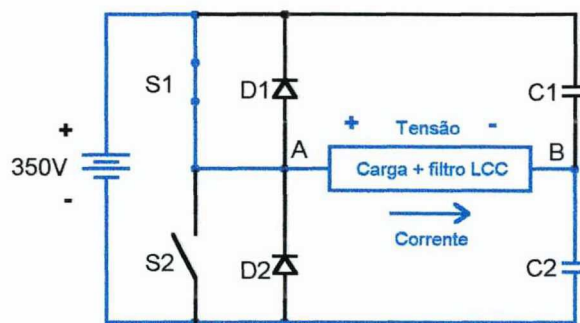


Fig. 3.4 - Primeira etapa de operação.

Segunda etapa: (t_1, t_2)

No instante t_1 o diodo D2 entra em condução assumindo a corrente do circuito ressonante. A corrente mantém o mesmo sentido da etapa anterior, porém decresce de forma ressonante até zero no instante t_2 . Durante esta etapa o interruptor S2 é habilitado a conduzir.

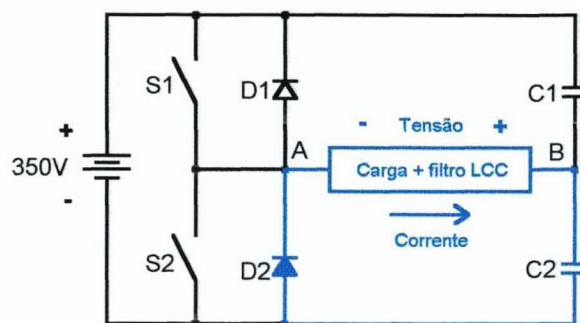


Fig. 3.5 - Segunda etapa de operação.

Terceira etapa: (t_2, t_3)

Esta etapa inicia com a entrada em condução do interruptor S2, no instante t_2 . A entrada em condução ocorre com tensão e corrente nulas. A corrente evolui de forma ressonante com sentido contrário ao das duas etapas anteriores. O término desta etapa ocorre no instante t_3 , quando o interruptor é comandado a bloquear.

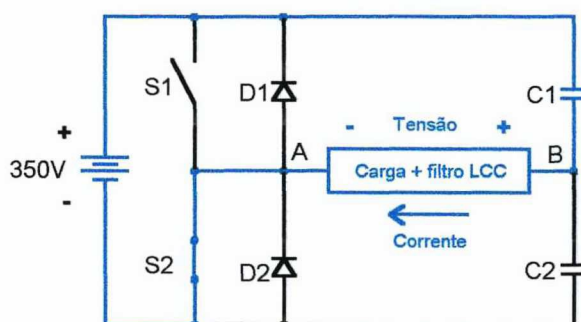


Fig. 3.6 - Terceira etapa de operação.

Quarta etapa: (t_3, t_4)

No instante t_3 o diodo D1 entra em condução assumindo a corrente do circuito ressonante. A corrente mantém o mesmo sentido da etapa anterior, porém decresce de forma ressonante até zero no instante t_4 . Durante esta etapa o interruptor S1 é habilitado a conduzir. Após o instante t_4 retorna-se à primeira etapa, iniciando-se outro ciclo de operação.

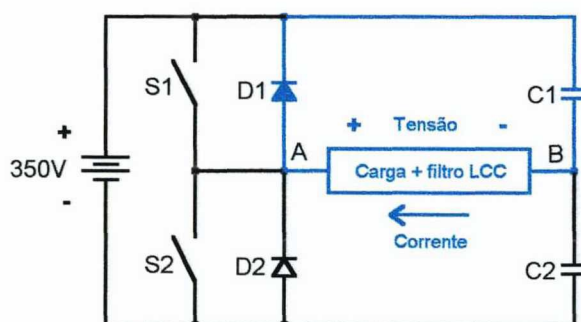


Fig. 3.7 - Quarta etapa de operação.

Os interruptores utilizados no circuito são MOSFETs IRF840, sendo que estes dispositivos possuem um diodo interno entre o dreno e a fonte, possibilitando o

funcionamento da estrutura conforme apresentado. A Fig. 3.8 a seguir mostra o circuito inversor.

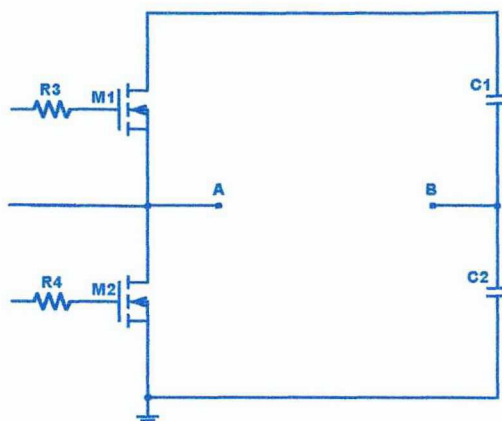


Fig. 3.8 - Circuito inversor.

d) Filtro ressonante LCC

O filtro ressonante propicia o aparecimento da tensão de ignição durante a partida da lâmpada. É responsável, ainda, por aplicar sobre a mesma uma tensão senoidal durante a operação normal.

Trabalhou-se com os parâmetros que envolvem o dimensionamento dos componentes do filtro, de modo a dispensar o uso de um transformador para adaptação da tensão entregue à lâmpada.

O filtro, em conjunto com a lâmpada, impõe uma característica de carga indutiva para o inversor, possibilitando a comutação suave durante a entrada em condução dos interruptores.

A Fig. 3.9 a seguir ilustra a estrutura do filtro.

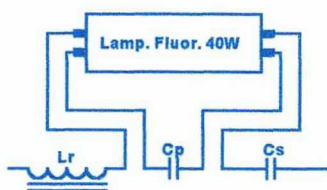


Fig. 3.9 – Filtro ressonante LCC conectado à carga.

e) Proteção de sobrecorrente

Havendo uma falha na lâmpada, que impeça seu acendimento, haverá um aumento na tensão sobre o indutor ressonante. Esta sobretensão é percebida através de um enrolamento auxiliar junto ao indutor. A tensão proveniente do enrolamento auxiliar é retificada e filtrada. O DIAC bloqueia a energia armazenada no capacitor C6, permitindo a condução de corrente, somente se a tensão em C6 ultrapassar a tensão de ruptura do DIAC. Com a condução do DIAC, é aplicado um pulso no gatilho do MOSFET M3, que entra em saturação, aplicando o potencial da massa ao pino 3 do circuito integrado IR2153, inibindo os pulsos que seriam aplicados aos gatilhos dos MOSFETs M1 e M2.

A Fig. 3.10 a seguir ilustra a estrutura em questão.

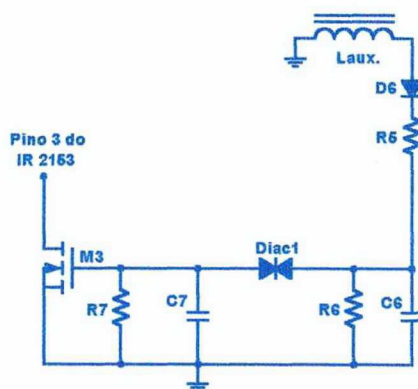


Fig. 3.10 - Circuito de proteção de sobrecorrente.

3.2.3 Metodologia e exemplo de projeto

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para dimensionar os elementos do inversor.

3.2.3.1 Especificações

São especificados, a seguir, os parâmetros que nortearam o projeto do inversor.

⇒ Tensão de entrada: $V_i = 350V_{cc}$;

⇒ Frequência de chaveamento: $f_c = 30kHz$;

- ⇒ Carga: 01 lâmpada fluorescente tubular de 40W;
- Tensão eficaz na lâmpada: $V_L = 111V$;
 - Corrente eficaz na lâmpada: $I_L = 315mA$.

3.2.3.2 Dimensionamento

O dimensionamento e escolha dos componentes para a simulação, e posterior implementação do inversor, são apresentados nesta seção.

a) Proteção de entrada

- ⇒ Fusível: rápido, 250mA;
- ⇒ Diodos D1, D2, D3 e D4: 1N4007.

b) Comando

- ⇒ Circuito integrado: IR2153;
- ⇒ Frequência de chaveamento: Resistor R2 e capacitor C5;

$$f_c = \frac{1}{1,38 \cdot (R2 + 75) \cdot C5} \quad (3.1)$$

Adotando-se $C5 = 1nF$, obtem-se: $R2 = 24k\Omega$; o valor comercial adotado é: $R2 = 22k\Omega$;
Recalculando a frequência de chaveamento obtem-se: $f_c = 32,83kHz$.

- ⇒ Alimentação do circuito integrado: Resistor R1 e capacitor C3;

$$R1 = \frac{V_{BARR} - V_{clamp}}{I_{R1}} \quad (3.2)$$

Onde: V_{BARR} é a tensão de entrada = 350V;

V_{clamp} é a tensão do regulador zener interno do integrado = 15,6V;

I_{R1} é a corrente que flui pelo resistor R1, dada por;

$$I_{R1} = I_{Qcc} + I_G + I_{Rt} + I_{AVE} + I_{clamp} \quad (3.3)$$

Sendo: I_{Qcc} a corrente quiescente do próprio integrado = 500 μA ;

I_G a corrente necessária para alimentar o gatilho dos MOSFETs, dada por:

$$I_G = 2 \cdot Q_G \cdot f_c \quad (3.4)$$

e, Q_G é a carga total do gatilho do MOSFET utilizado, para o IRF840, $Q_G = 63\text{nC}$;

I_{Rt} é a corrente que flui através do resistor de temporização, dada por:

$$I_{Rt} = I_{R2} = \frac{0,25 \cdot V_{clampM\acute{A}X}}{R_2} \quad (3.5)$$

$V_{clampM\acute{A}X}$ é a tensão máxima do regulador zener interno do integrado = 16,8V;

I_{AVE} é a corrente interna de chaveamento, dada por:

$$I_{AVE} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot f_c \quad (3.6)$$

I_{clamp} é a corrente que circula pelo regulador zener interno do integrado = 0,5mA;

Logo: $R1 = 61,22\text{k}\Omega$, adotando-se o valor comercial de $56\text{k}\Omega$, recalcula-se a corrente e a potência sobre R1. Assim $I_{R1} = 5,97\text{mA}$ e $P_{R1} = 1,99\text{W}$;

Portanto: $R1 = 56\text{k}\Omega / 3\text{W}$.

O capacitor C3 é recomendado pelo fabricante do integrado como sendo: $C3 = 47\mu\text{F} / 25\text{V}$.

⇒ *Bootstrap*: Diodo D5 e capacitor C4;

O diodo *bootstrap* deve ser capaz de bloquear toda a tensão de barramento, e ter um tempo de recuperação reversa pequeno para minimizar a transferência de carga do capacitor *bootstrap* para o pino Vcc do integrado. A recomendação do fabricante é de que este tempo seja no máximo 100ns. A corrente que o diodo deve suportar é dada por:

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_c \quad (3.7)$$

Onde, Q_{bs} é a carga total do bootstrap, obtido através de:

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_G + \frac{I_{qbs}}{f_c} + Q_{Is} \quad (3.8)$$

I_{qbs} é a corrente quiescente máxima que circula pela fonte flutuante = 50μA;

Q_{Is} é o nível de carga requerido a cada ciclo = 5nC.

Optou-se pelo diodo D5 como sendo o 1N4936.

A escolha do capacitor de *bootstrap* é dependente da carga total do *bootstrap*, e das quedas de tensão no diodo *bootstrap* e no interruptor inferior do braço do inversor.

$$C4 = \frac{30 \cdot Q_{bs}}{V_{clamp} - V_F - V_{Ls}} \quad (3.9)$$

Onde, V_F é a queda de tensão direta máxima sobre o diodo *bootstrap* = 1,2V;

V_{Ls} é a queda de tensão sobre o interruptor inferior do braço do inversor, dada por:

$$V_{Ls} = R_{ds_{on}} \cdot I_{ds_{ef}} \quad (3.10)$$

sendo, $R_{ds_{on}}$ a resistência de condução entre dreno e fonte do MOSFET utilizado, para o IRF840, $R_{ds_{on}} = 0,85\Omega$;

$I_{ds_{ef}}$ é a corrente eficaz entre dreno e fonte obtida na simulação = 525mA.

Logo: $C4 = 295\text{nF}$, adotando-se o valor comercial de 330nF;

Portanto: $C4 = 330\text{nF} / 250\text{V}$.

c) Inversor meia ponte

⇒ Interruptores: M1 e M2, MOSFETs IRF840;

⇒ Limitação da corrente de gatilho: Resistores R3 e R4 de $22\Omega / 1/2\text{W}$;

⇒ Divisor de tensão para obtenção do ponto médio: Capacitores C1 e C2;

Utilizando-se a Eq.(3.11), a seguir, sendo a ondulação máxima de tensão sobre os capacitores $\Delta V_c = 3,5\text{V}$, valor adotado, e a corrente de pico sobre estes capacitores $I_p = 225\text{mA}$, obtida por simulação, obtem-se o valor dos capacitores.

$$C1 = C2 = \frac{I_p}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \Delta V_c} \quad (3.11)$$

Logo: $C1 = C2 = 344\text{nF}$

Adotando-se capacitores de polipropileno de 470nF / 250V, recalcula-se a ondulação de tensão. Assim, $\Delta V_c = 2,56\text{V}$.

d) Filtro ressonante LCC

A determinação dos componentes do filtro LCC, referência [31], é dependente de diversos fatores, estando entre eles:

- Potência da lâmpada: $P_L = 40\text{W}$;
- Tensão eficaz na lâmpada: $V_L = 111\text{V}$;
- Corrente eficaz na lâmpada: $I_L = 315\text{mA}$;
- Tensão no barramento de entrada: $V_i = 350\text{V}$;
- Freqüência de comutação: $f_c = 30\text{kHz}$;
- Relação entre f_c e a freqüência de ressonância série: $\delta_s = 1,2$;

⇒ Capacitor série: C_s ;

$$C_s = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot R_L} \quad (3.12)$$

Onde: Q é o fator de qualidade dado por: $Q = G \cdot (\delta_s^2 - 1)$ (3.13)

G é o ganho do filtro dado por: $G = \frac{V_L}{V_{AB}}$ (3.14)

V_{AB} é a tensão aplicada ao filtro ressonante dada por: $V_{AB} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{\pi}$ (3.15)

R_L é a resistência equivalente da lâmpada dada por: $R_L = \frac{V_L}{I_L}$ (3.16)

Substituindo-se os valores obtém-se: $C_s = 4,67\text{nF}$.

Adota-se um capacitor de polipropileno: $C_s = 4,7\text{nF} / 630\text{V}$.

⇒ Capacitor paralelo: C_p ;

$$C_p = \frac{C_s}{\delta_s^2 - 1} \quad (3.17)$$

Substituindo-se os valores obtém-se: $C_p = 10,68\text{nF}$.

Adota-se um capacitor de polipropileno: $C_p = 10\text{nF} / 1,6\text{kV}$.

⇒ Indutor ressonante: L_r ;

$$L_r = \frac{\delta_s^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot C_s} \quad (3.18)$$

Substituindo-se os valores obtém-se: $L_r = 8,62\text{mH}$.

Características construtivas:

- $L_r = 8,5\text{mH}$;
- Frequência de operação: $f_c = 30\text{kHz}$;
- Núcleo de ferrite: EE42/15;
- Enrolamento: 232 espiras de fio 24AWG;
- Entreferro: 0,72mm.

Na tabela 3.1 são especificados os componentes do circuito.

Tabela 3.1 : Lista de peças do inversor estudado na primeira fase do projeto.

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível 250mA	F1	1
	Porta Fusível	F1	1
	Diodo 1N4007	D1, D2, D3 e D4	4
Inversor meia ponte	Interruptor de potência MOSFET IRF840	M1 e M2	2
	Capacitor polipropileno 470nF / 250V	C1 e C2	2
	Resistor 22Ω	R3 e R4	2
Filtro Ressonante	Indutor 8,5mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina principal: 232 espiras de fio 24 AWG; Bobina auxiliar: 8 espiras de fio 24 AWG; Núcleo: E42/15 (IP12); Entreferro: 0,72 mm.	Lr e Laux	1
	Capacitor polipropileno 10nF / 1,6kV	Cp	1
	Capacitor polipropileno 4,7nF / 630V	Cs	1
Circuito de comando	Circuito integrado IR2153	CI1	1
	Diodo 1N4936	D5	1
	Capacitor 47uF / 25V	C3	1
	Capacitor 330nF	C4	1
	Capacitor 1nF	C5	1
	Resistor 56kΩ / 3W	R1	1
	Resistor 22kΩ	R2	1
Proteção de sobrecorrente	Interruptor MOSFET 2N7000	M3	1
	Diac DB3	Diac1	1
	Diodo 1N4936	D6	1
	Capacitor 4,7uF / 50V	C6	1
	Capacitor 100nF	C7	1
	Resistor 1MΩ	R6	1
	Resistor 390kΩ	R7	1
Diversos	Resistor 1kΩ / 1W	R5	1
	Placa de circuito impresso	PCI1	1
	Dissipador	Diss1 e Diss2	2
	Conector KRE2	K1, K2 e K3	3
	Soquete torneado 8 pinos	SQ1	1

3.2.4 Resultados de simulação

Com o objetivo de validar o estudo teórico, realizou-se a simulação do circuito projetado. Utilizou-se para isto o programa *PSpice*.

3.2.4.1 Circuito simulado

Utilizando-se o circuito apresentado na Fig. 3.12, obtiveram-se as formas de onda apresentadas na seqüência.

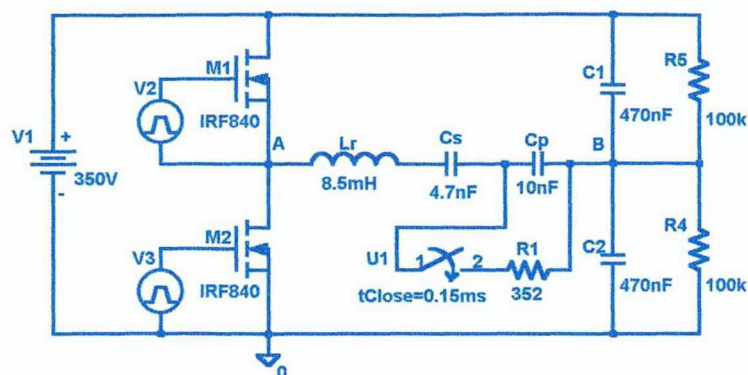


Fig. 3.12 - Circuito simulado na primeira fase do projeto.

3.2.4.2 Formas de onda

A Fig. 3.13 mostra as formas senoidais da tensão e da corrente na carga R1.

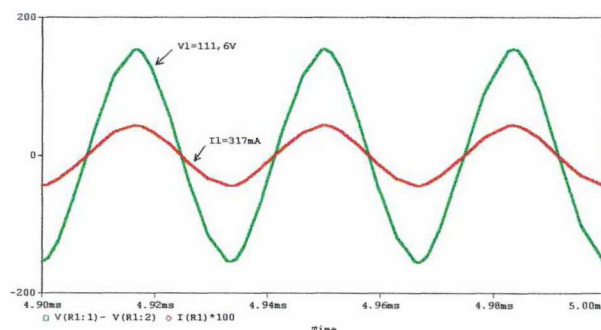


Fig. 3.13 - Tensão e corrente sobre a resistência R1.

A resistência R1 representa o comportamento da lâmpada fluorescente de 40W em regime permanente. Para representar o instante da partida, utilizou-se a chave temporizada U1.

Na Fig. 3.14 observa-se a tensão e a corrente aplicadas ao filtro LCC. Os pontos A e B representam a saída do inversor. Nestes pontos a tensão é retangular e de amplitude $\pm V_i/2$. Para obter-se a tensão senoidal sobre a carga, como mostra a Fig. 3.13, é utilizado o filtro LCC.

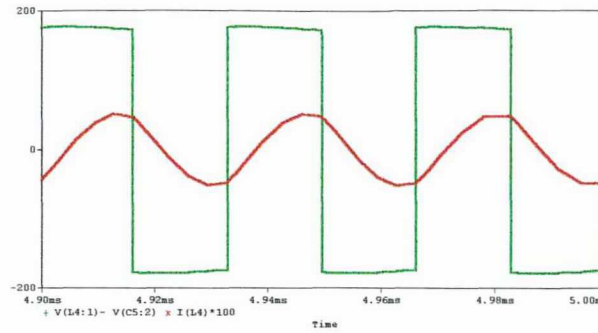


Fig. 3.14 - Tensão e corrente entre os pontos A e B.

A Fig. 3.15 mostra a tensão e corrente em um dos interruptores MOSFET.

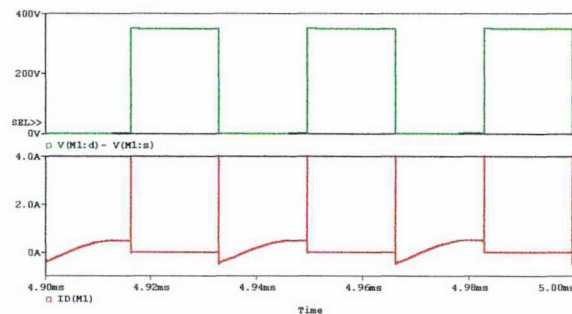


Fig. 3.15 - Tensão dreno/fonte e corrente de dreno do MOSFET M1.

Através do valor da tensão que aparece sobre o indutor ressonante, visto na Fig. 3.16, é dimensionada a relação de espiras para o enrolamento auxiliar, responsável pela proteção do circuito.

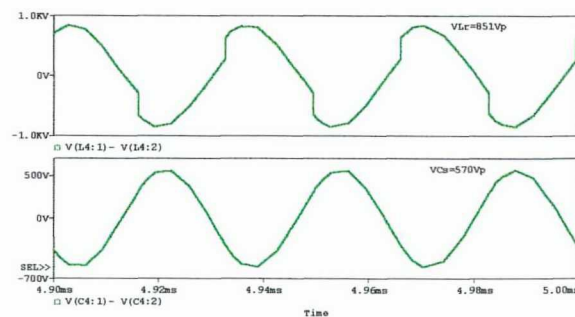


Fig. 3.16 - Tensão sobre o indutor ressonante e sobre o capacitor série.

3.2.5 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório.

3.2.5.1 Formas de onda

A seguir são apresentadas formas de onda obtidas diretamente no circuito submetido a teste.

Observa-se na Fig. 3.17 o formato senoidal da tensão e da corrente sobre a lâmpada.

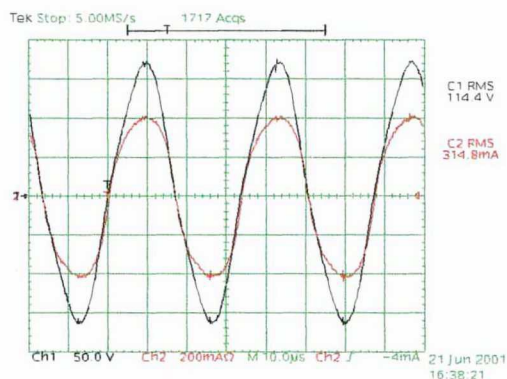


Fig. 3.17 - Tensão e corrente na lâmpada.

Na Fig. 3.18 observa-se a tensão e a corrente aplicadas ao filtro LCC.

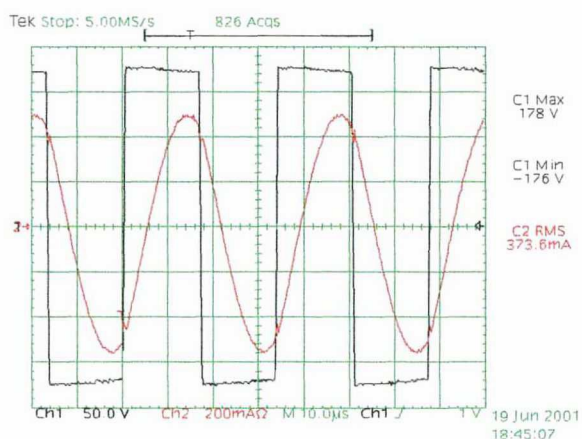


Fig. 3.18 - Tensão e corrente entre os pontos A e B.

Nas Fig. 3.19 e Fig. 3.20 observam-se as tensões de comando e dreno/fonte dos interruptores.

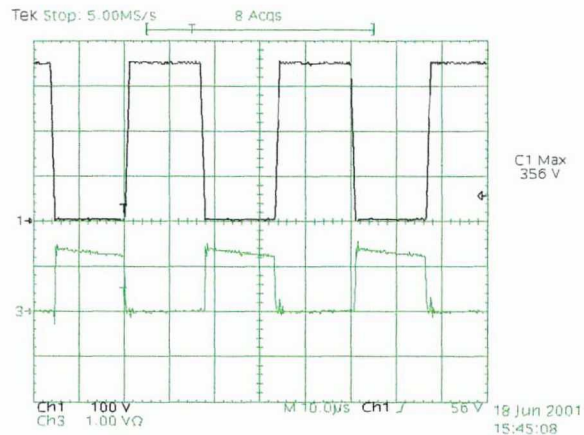


Fig. 3.19 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M1.

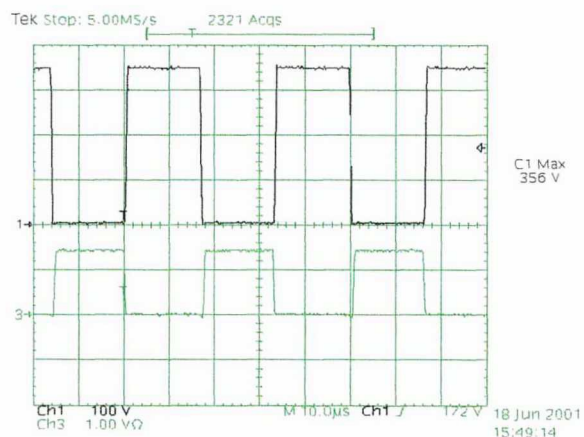


Fig. 3.20 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M2.

As Fig. 3.21, Fig. 3.22 e Fig. 3.23 mostram as tensões sobre os elementos do filtro.

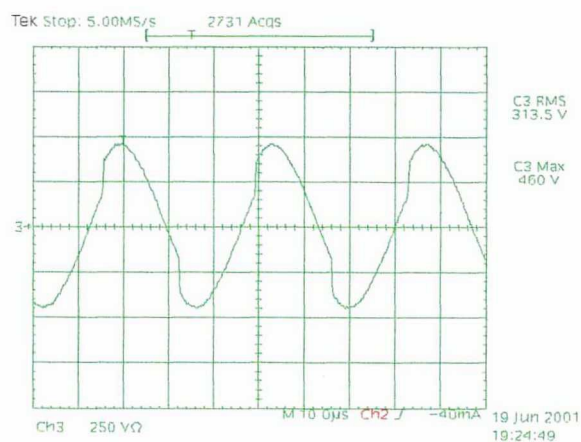


Fig. 3.21 - Tensão sobre o indutor ressonante (valor medido x 2).

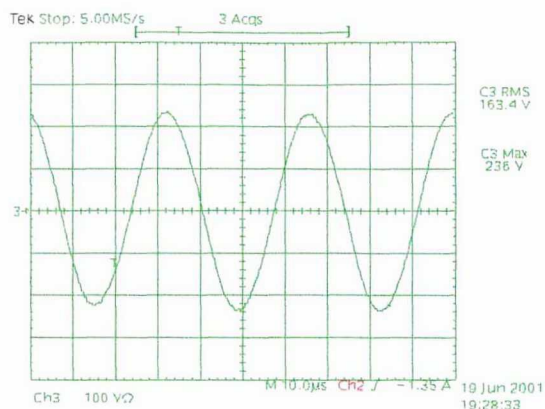


Fig. 3.22 - Tensão sobre o capacitor série (valor medido x 2).

Os valores de tensão eficaz e de pico, indicados nas Fig. 3.21 e Fig. 3.22, devem ser multiplicados por 2 devido ao tipo de ponteira utilizada na medição.

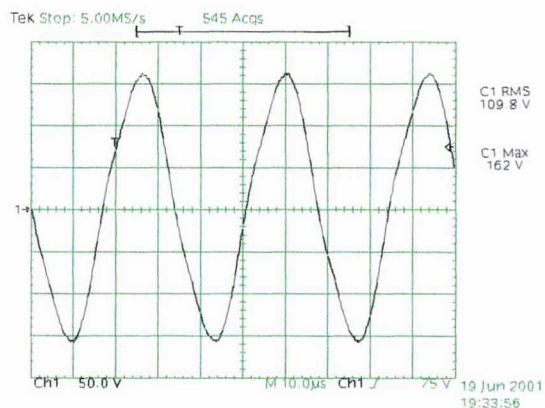


Fig. 3.23 - Tensão sobre o capacitor paralelo.

Na Fig. 3.24 observa-se a ondulação da corrente de entrada. Por este motivo foi incluído um filtro na entrada do circuito, para minimizar essa ondulação, tanto na segunda fase como na terceira fase do projeto.

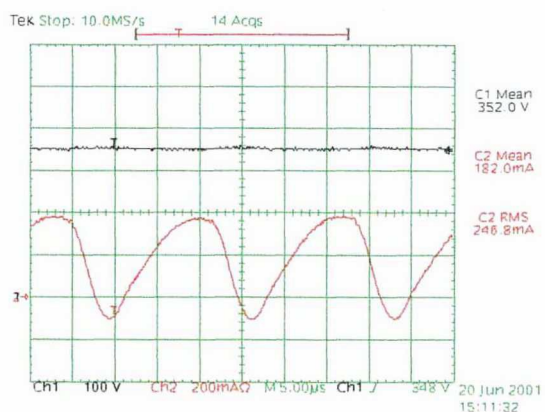


Fig. 3.24 - Tensão e corrente na entrada do inversor.

Na Fig. 3.25 verifica-se também a potência fornecida para a lâmpada. Esse valor indicado pelo osciloscópio serve apenas como referência. O valor correto é obtido com o auxílio de um wattímetro.

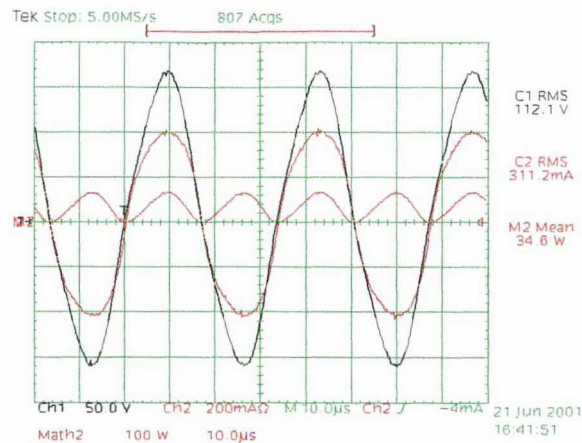


Fig. 3.25 - Tensão, corrente e potência entregue à lâmpada.

Na Fig. 3.26 observa-se o “tempo morto”, ou seja, o tempo existente entre os comandos dos interruptores. O valor medido foi de 1 μ s.

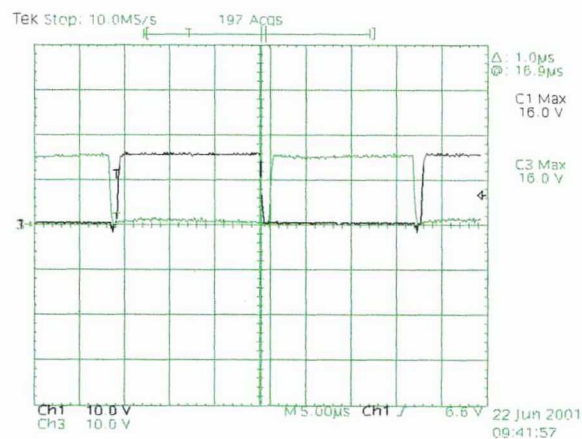


Fig. 3.26 - Sinais aplicados aos gatilhos de M1 e M2.

3.2.5.2 Ensaio térmico

Foi realizado o ensaio térmico com duas horas de duração, obtendo-se após este tempo os seguintes resultados:

- Resistor R1: 87,5 °C;
- Indutor Lr: 46,5 °C;
- MOSFET M1: 36,5 °C;
- MOSFET M2: 30 °C.

A temperatura ambiente foi de 22 °C e o equipamento utilizado foi uma pistola térmica RAYTEK modelo RAYMX-4PE.

3.2.5.3 Ensaio de rendimento

Utilizando-se um wattímetro digital YOKOGAWA modelo WT130, obteve-se:

- Potência fornecida ao inversor = 37W;
- Potência entregue à lâmpada = 31,2W.

Logo o rendimento do circuito é de 84,32%.

3.2.6 Conclusões relativas à primeira fase do projeto

O projeto do inversor em questão mostrou-se eficiente, visto que foram realizados diversos ensaios no protótipo implementado e os resultados obtidos foram satisfatórios.

Durante o ensaio térmico, verificou-se que o indutor ressonante trabalhou com uma elevação de temperatura baixa, o que possibilitou a sua otimização.

As lâmpadas fluorescentes, quando operando em alta frequência, apresentam ganho na sua intensidade luminosa. Este fato permite que seja entregue à mesma uma potência inferior à sua potência nominal. Este valor normalmente fica próximo de 90% da potência nominal. No reprojeto do indutor ressonante, será levado em consideração aumentar a potência entregue à lâmpada para um valor próximo de 36W.

3.3 Segunda fase do projeto

3.3.1 Introdução

Baseado no estudo apresentado na primeira fase do projeto, percebeu-se a necessidade de:

- Filtrar a corrente de entrada;
- Aumentar o rendimento da estrutura;
- Diminuir o volume do indutor ressonante;
- Otimizar os capacitores de ponto médio;
- Aumentar a potência entregue à lâmpada.

Visando estes objetivos chegou-se à estrutura apresentada na Fig. 3.27.

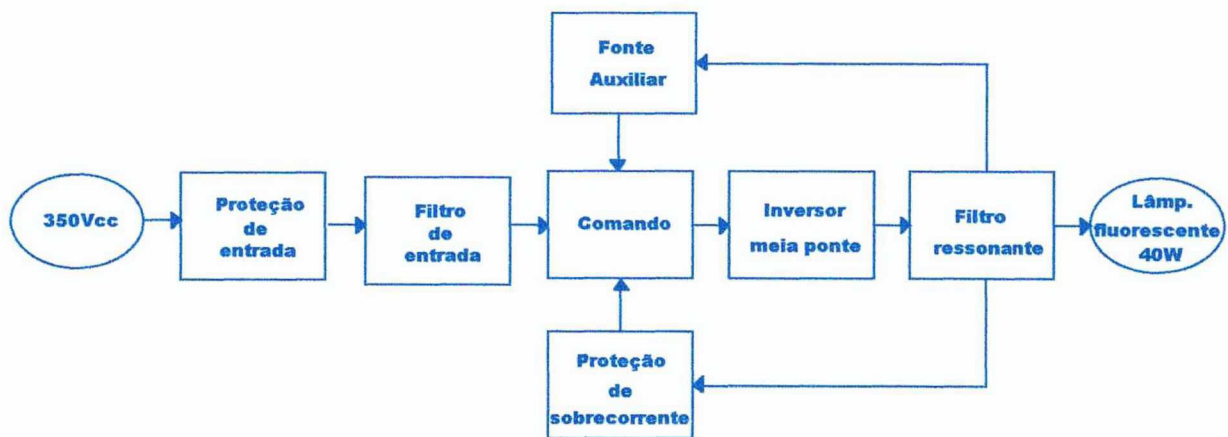


Fig. 3.27 - Diagrama de blocos do circuito inversor para lâmpada fluorescente de 40W, durante a segunda fase do projeto.

Em relação ao circuito anterior, acrescentou-se o filtro de entrada, uma fonte auxiliar auto-alimentada, e foram efetuadas alterações no filtro ressonante e nos capacitores de ponto médio.

3.3.2 Descrição das alterações efetuadas

a) Filtro de entrada

Visando minimizar a componente pulsada da corrente de entrada, foi implementado um filtro LC na entrada do inversor.

A frequência de corte do filtro LC é dado por:

$$f_f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad (3.19)$$

Adotando-se a frequência de corte do filtro uma década abaixo da frequência de chaveamento dos interruptores, ou seja $f_f = 3\text{kHz}$, e após alguns ajustes por simulação chega-se aos componentes do filtro: $L_i = 12\text{mH}$; $C_i = 390\text{nF}$.

b) Fonte auxiliar auto-alimentada

O circuito integrado IR2153 possui um regulador interno, o que permite que sua alimentação seja feita através de um resistor ligado ao barramento CC de entrada do inversor. Porém a potência dissipada sobre este resistor é elevada, fato que compromete o rendimento da estrutura.

Os elementos que formam a fonte auxiliar auto-alimentada são: R1, R2, R4, Dz1, D5 e Q1. Estes podem ser observados na Fig. 3.28.

Quando o inversor é energizado, a tensão de alimentação para o circuito integrado é fornecida através do transistor Q1, sendo regulada através do zener Dz1. Iniciando o comando dos MOSFETs M1 e M2 é induzida uma tensão no enrolamento auxiliar do indutor ressonante. Esta tensão é retificada por D7 e filtrada por C7. Quando em funcionamento normal da estrutura, a tensão sobre C7 mantém-se próxima de 25V. Sendo a tensão neste ponto superior à tensão de zener, o diodo D5 é bloqueado e a tensão de alimentação do circuito integrado passa a ser fornecida pelo enrolamento auxiliar. Deste modo só há consumo de potência em Q1 e R2 nos primeiros instantes de funcionamento.

c) Filtro ressonante e capacitores de ponto médio

Os capacitores do ponto médio juntamente com o capacitor série, têm na sua capacitância equivalente ação direta sobre o comportamento do filtro ressonante. Desta forma, para buscar a otimização de qualquer um destes três capacitores, altera-se a capacitância equivalente dada no circuito, apresentado na primeira fase do projeto, por:

$$C_{eq(LCC)} = \frac{2.C1.Cs}{Cs + 2.C1} \quad (3.20)$$

Como: $C1 = 470\text{nF}$ e $Cs = 4,7\text{nF}$, obtem-se uma capacitância equivalente de $4,68\text{nF}$.

No circuito apresentado na Fig. 3.28, a capacitância equivalente é dada por:

$$C_{eq} = C1 + C2 \quad (3.21)$$

Como $C1 = C2$, chega-se a $C1 = C2 = 2,34\text{nF}$.

Adotou-se o valor comercial de $2,2\text{nF} / 1,2\text{kV}$, capacitores de polipropileno.

3.3.3 Circuito completo

A Fig. 3.28 apresenta o esquema elétrico do circuito implementado na segunda fase do projeto.

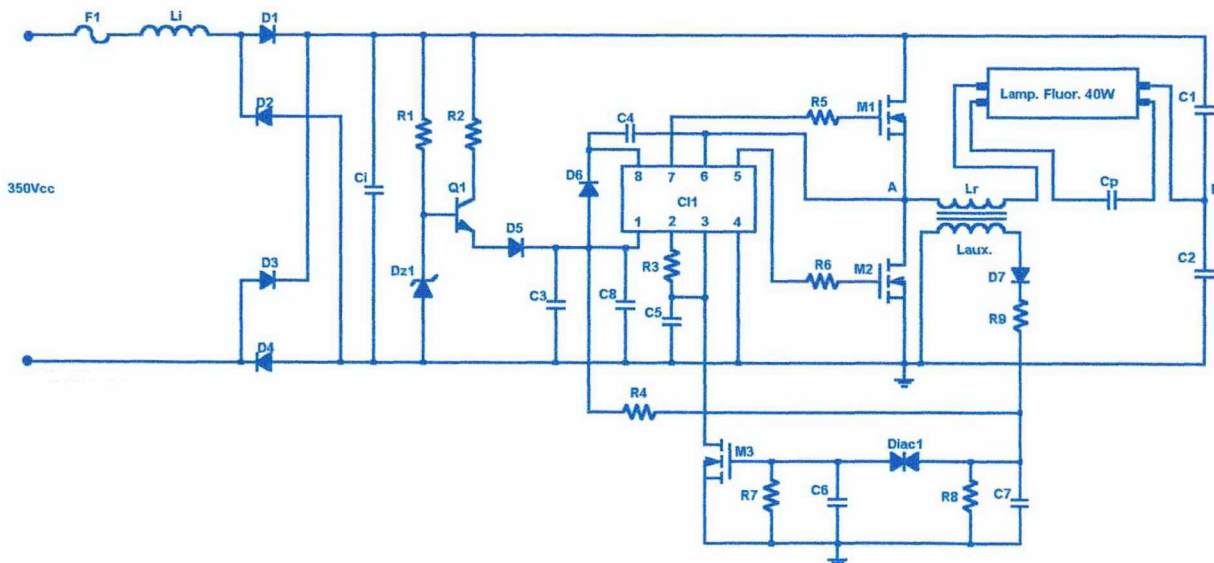


Fig. 3.28 - Diagrama do circuito inversor para lâmpada fluorescente de 40W, estudado na segunda fase do projeto.

Na tabela 3.2 são especificados os componentes do circuito.

Tabela 3.2: Lista de peças do inversor estudado na segunda fase do projeto.

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível 500mA	F1	1
	Porta Fusível	F1	1
	Diodo 1N4007	D1, D2, D3 e D4	4
Filtro de entrada	Indutor 12mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina : 513 espiras de fio 33 AWG; Núcleo: E20 (IP12); Entreferro: 0,4 mm.	Li	1
	Capacitor polipropileno 390nF / 400V	Ci	1
Inversor meia ponte	Interruptor de potência MOSFET IRF840	M1 e M2	2
	Capacitor polipropileno 2,2nF / 1,2kV	C1 e C2	2
	Resistor 22Ω	R5 e R6	2
Filtro Ressonante	Indutor 7.9mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina principal: 434 espiras de fio 28 AWG; Bobina auxiliar: 13 espiras de fio 28 AWG; Núcleo: E30/7 (IP12); Entreferro: 0,9 mm.	Lr e Laux	1
	Capacitor polipropileno 10nF / 1,6kV	Cp	1
Circuito de comando	Circuito integrado IR2153	CI1	1
	Diodo 1N4936	D6	1
	Capacitor 47uF / 25V	C3	1
	Capacitor 330nF	C4	1
	Capacitor 100nF	C8	1
	Capacitor 1nF	C5	1
	Resistor 22kΩ	R3	1
Fonte auxiliar	Transistor TIP50	Q1	1
	Diodo zener BZX79C12V (12V)	Dz1	1
	Diodo 1N4007	D5	1
	Resistor 680kΩ	R1	1
	Resistor 56kΩ / 3W	R2	1
	Resistor 1,5kΩ	R4	1
Proteção de sobrecorrente	Interruptor MOSFET 2N7000	M3	1
	Diac DB3	Diac1	1
	Diodo 1N4936	D7	1
	Capacitor 10uF / 63V	C7	1
	Capacitor 100nF	C6	1
	Resistor 1MΩ	R8	1
	Resistor 390kΩ	R7	1
	Resistor 470Ω	R9	1
Diversos	Placa de circuito impresso	PCI1	1
	Conector KRE2	K1, K2 e K3	3
	Soquete torneado 8 pinos	SQ1	1

3.3.4 Resultados de simulação

Com o objetivo de validar o estudo teórico, realizou-se a simulação do circuito projetado. Utilizou-se para isto o programa *PSpice*.

3.3.4.1 Circuito simulado

Utilizando-se o circuito apresentado na Fig. 3.29, obtiveram-se as formas de onda apresentadas na seqüência.

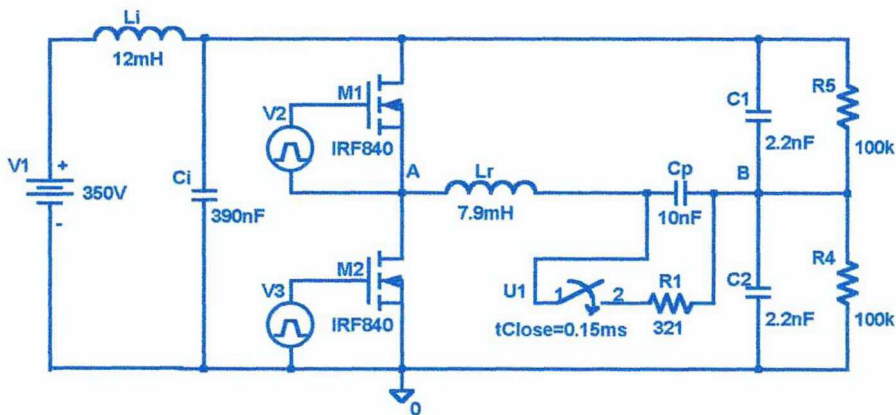


Fig. 3.29 - Circuito simulado na segunda fase do projeto.

3.3.4.2 Formas de onda

A Fig. 3.30 mostra as formas senoidais da tensão e da corrente na carga R1.

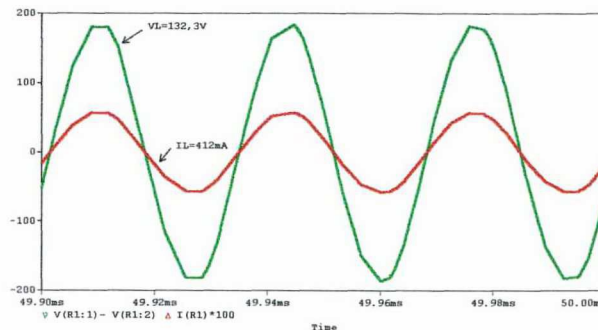


Fig. 3.30 - Tensão e corrente sobre a resistência R1.

Na Fig. 3.31 é mostrada a tensão aplicada ao filtro LC.

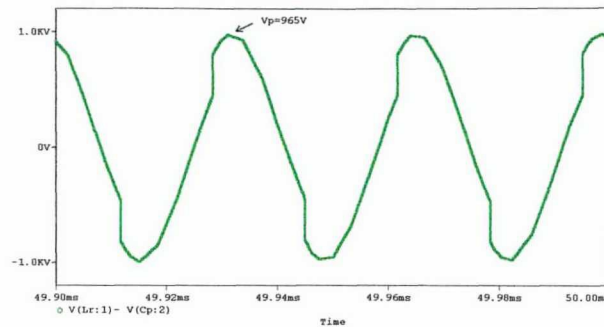


Fig. 3.31 - Tensão entre os pontos A e B.

A Fig. 3.32 mostra a tensão e corrente em um dos interruptores MOSFET.

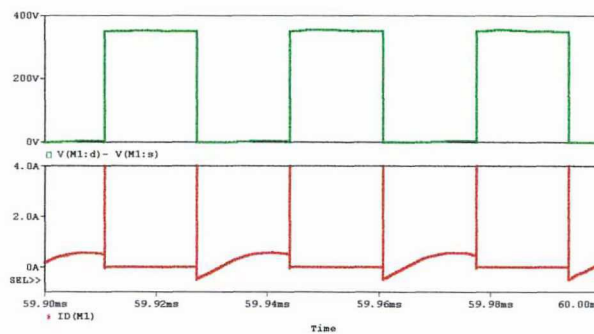


Fig. 3.32 - Tensão dreno/fonte e corrente de dreno do MOSFET M1.

Na Fig. 3.33 observa-se a tensão sobre o indutor ressonante, utilizada para dimensionar o número de espiras do enrolamento auxiliar.

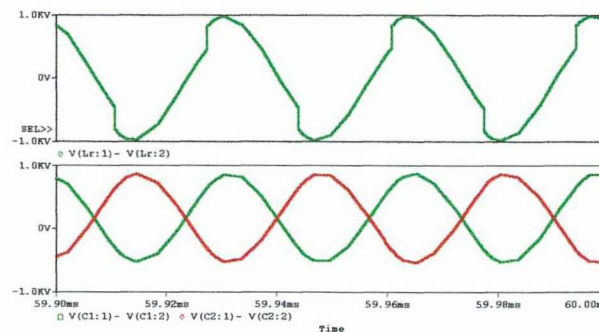


Fig. 3.33 - Tensão sobre o indutor ressonante e sobre os capacitores C1 e C2.

As Fig. 3.34 e Fig. 3.35 mostram o comportamento da corrente na entrada do inversor, após a inclusão do filtro de entrada.

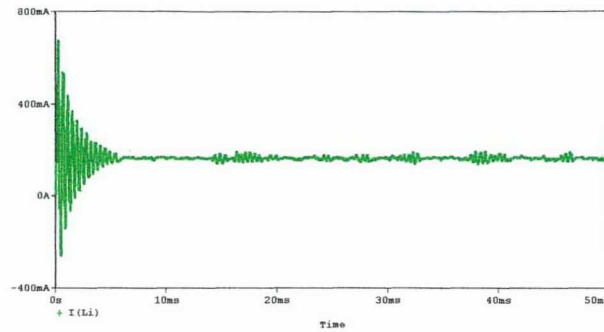


Fig. 3.34 - Corrente na entrada do inversor.

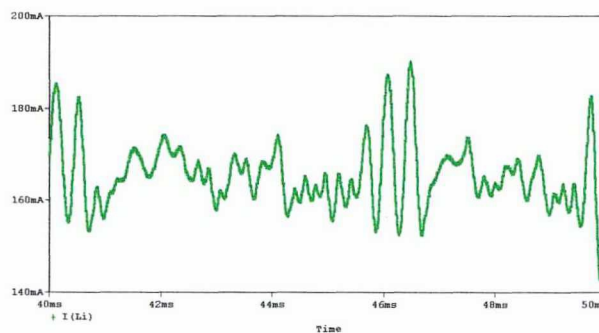


Fig. 3.35 - Detalhe da ondulação da corrente na entrada do inversor.

3.3.5 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório.

3.3.5.1 Formas de onda

A seguir são apresentadas formas de onda obtidas diretamente no circuito submetido a teste.

Observa-se na Fig. 3.36 o formato senoidal da tensão e da corrente sobre a lâmpada.

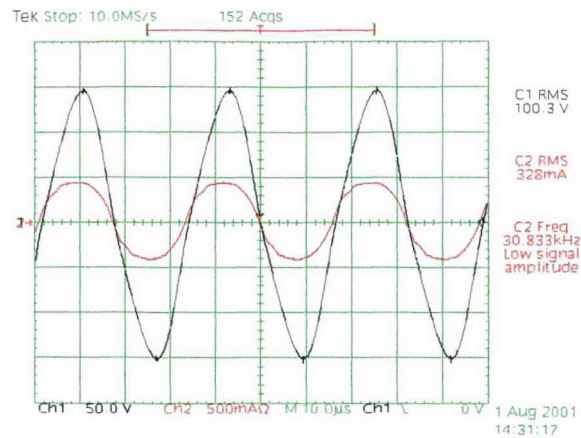


Fig. 3.36 - Tensão e corrente na lâmpada.

Confirmando a simulação, na Fig. 3.37, verifica-se a forma de onda da tensão aplicada ao filtro LC.

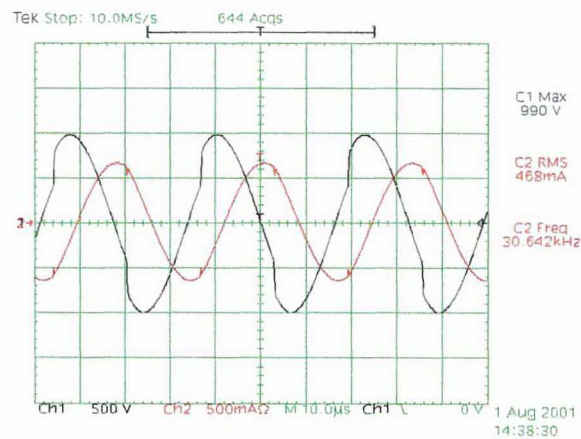


Fig. 3.37 - Tensão e corrente entre os pontos A e B.

Nas Fig. 3.38 e Fig. 3.39 observam-se as tensões de comando e dreno/fonte dos interruptores.

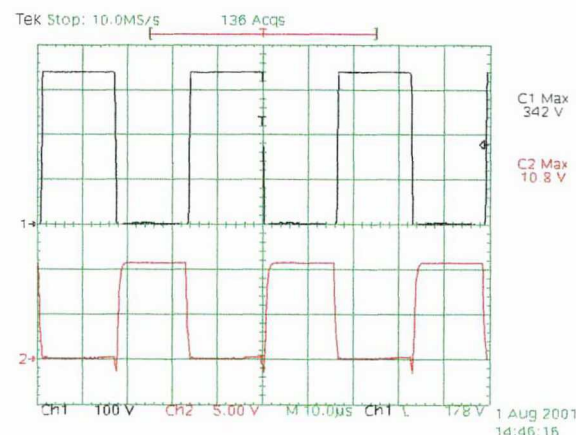


Fig. 3.38 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M1.

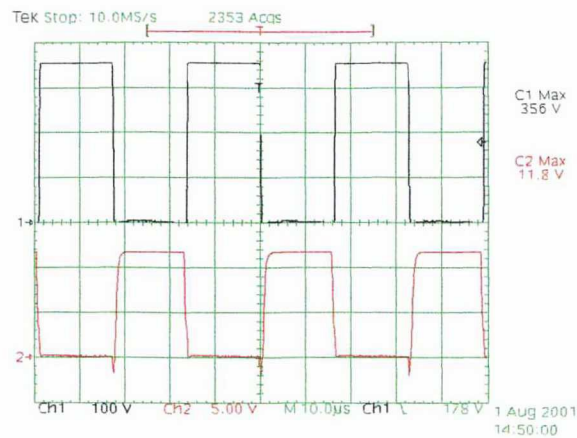


Fig. 3.39 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M2.

A Fig. 3.40 mostra a tensão sobre o indutor ressonante.

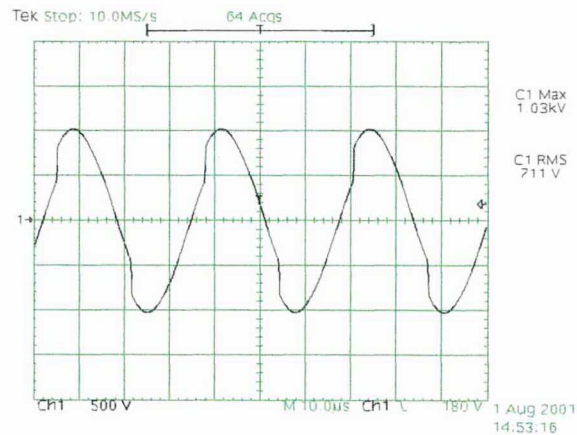


Fig. 3.40 - Tensão sobre o indutor ressonante.

Na Fig. 3.41 observa-se o comportamento da tensão que aparece sobre os capacitores do ponto médio.

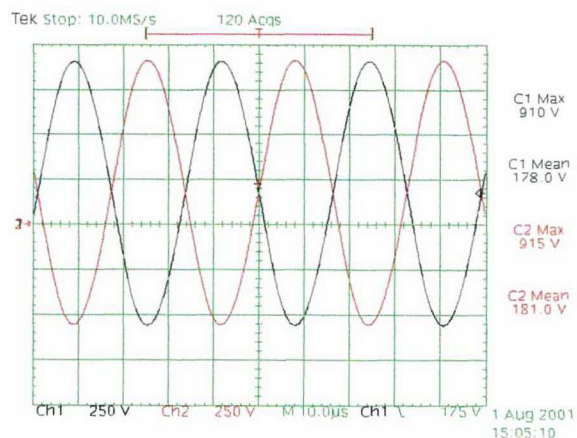


Fig. 3.41 - Tensão sobre os capacitores de ponto médio C1 e C2.

Na Fig. 3.42 verifica-se, também, a potência fornecida para a lâmpada. Lembrando que esse valor indicado pelo osciloscópio serve apenas como referência.

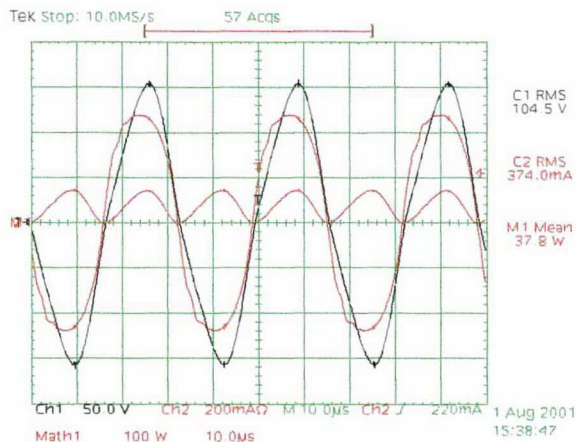


Fig. 3.42 - Tensão, corrente e potência entregue à lâmpada.

A Fig. 3.43 mostra a tensão aplicada à lâmpada durante o seu acendimento.

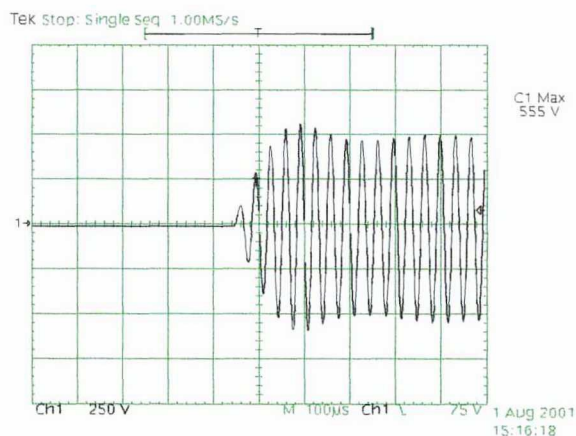


Fig. 3.43 - Transitório de partida (tensão de ignição de lâmpada).

Nas Fig. 3.44 e Fig. 3.45 observam-se as grandezas de tensão, corrente e potência entregues ao inversor.

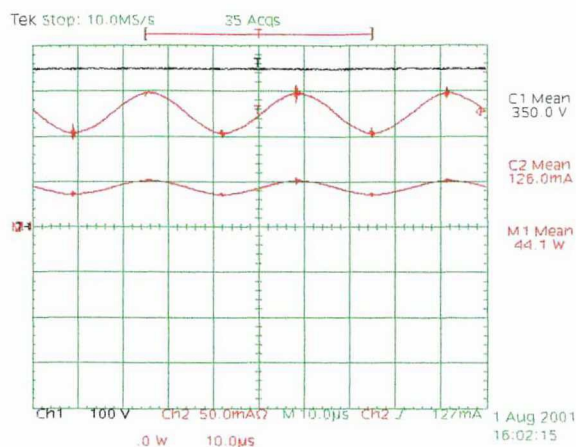


Fig. 3.44 - Tensão, corrente e potência na entrada do inversor.



Fig. 3.45 - Ondulação na corrente de entrada.

3.3.5.2 Ensaio térmico

Foi realizado o ensaio térmico com duas horas de duração, obtendo-se após este tempo os seguintes resultados:

- Indutor Lr: 74,1 °C;
- Indutor de entrada: 36,3 °C;
- MOSFET M1: 42,2 °C;
- MOSFET M2: 36,8 °C.

A temperatura ambiente foi de 23 °C e o equipamento utilizado foi uma pistola térmica RAYTEK modelo RAYMX-4PE.

3.3.5.3 Ensaio de rendimento

Utilizando-se um wattímetro digital YOKOGAWA modelo WT130, obteve-se:

- Potência fornecida ao inversor = 41,6 W;
- Potência entregue à lâmpada = 36,8 W.

Logo o rendimento do circuito é de 88,5 %.

3.3.5.4 Ensaio frente à diminuição da tensão do barramento CC

A tabela 3.3 tem seus valores plotados nos gráficos das Fig. 3.46 e Fig. 3.47. Nesses gráficos observam-se o comportamento da potência entregue à lâmpada e o rendimento do circuito, frente à variação da tensão da entrada do inversor.

Tabela 3.3: Variação na tensão do barramento CC.

Tensão na entrada (V)	Potência fornecida à lâmpada (W)	Potência fornecida ao inversor (W)	Rendimento
350	36,8	41,6	88,5%
340	34,6	39,1	88,5%
330	33,3	37,6	88,6%
320	32,1	36,2	88,7%
310	30,8	34,8	88,5%
300	29,6	33,5	88,4%
290	28,4	32,3	87,9%
280	27,3	31,1	87,8%
270	26,3	30,0	87,7%
260	25,1	28,7	87,5%
250	24,2	27,7	87,4%
240	23,1	26,5	87,2%
230	22,0	25,4	86,6%
220	20,9	24,2	86,4%
210	19,7	23,0	85,7%
200	18,6	21,9	84,9%
190	17,4	20,6	84,5%
180	16,5	19,7	83,8%
170	15,3	18,4	83,2%
160	14,4	17,5	82,3%
150	13,2	16,3	81,0%
140	12,3	15,3	80,4%
130	11,3	14,3	79,0%
120	10,5	13,3	78,9%
110	9,2	12,0	76,7%
100	8,0	10,8	74,1%
90	7,0	9,8	71,4%

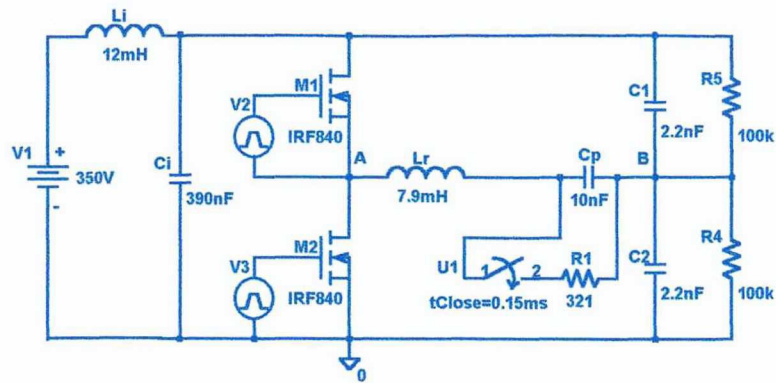


Fig. 3.46 - Gráfico da potência entregue à lâmpada em função da tensão de entrada.



Fig. 3.47 - Gráfico do rendimento em função da tensão de entrada.

3.3.6 Conclusões relativas à segunda fase do projeto

As alterações efetuadas melhoraram o funcionamento do circuito, porém houve a necessidade de maior número de componentes.

Conseguiu-se reduzir o valor dos capacitores necessários ao funcionamento do circuito, aliando-se a isto a filtragem da corrente de entrada. Essa redução juntamente com a diminuição do volume do indutor ressonante, permitiu a criação de um novo *layout* da placa de circuito impresso, reduzindo o produto final.

O ganho de rendimento não se restringe a 4,2%, se comparado ao circuito anterior, pois a inclusão do filtro de entrada e a redução de volume do indutor ressonante acarreta em aumento das perdas no circuito, sendo que as mesmas foram compensadas e ainda houve ganho.

A potência entregue à carga é adequada.

No item 3.3.5.4 deste, é apresentado o comportamento do circuito frente à redução da tensão fornecida ao inversor. Observa-se a possibilidade de efetuar o controle de luminosidade da lâmpada. Para tensões inferiores à 90V, a lâmpada apagou.

3.4 Terceira fase do projeto

3.4.1 Introdução

A terceira e última fase deste projeto visa apresentar a adequação dos estudos realizados anteriormente, para a operação do inversor com tensão de barramento de 260Vcc. A Fig. 3.48 mostra a estrutura do circuito.

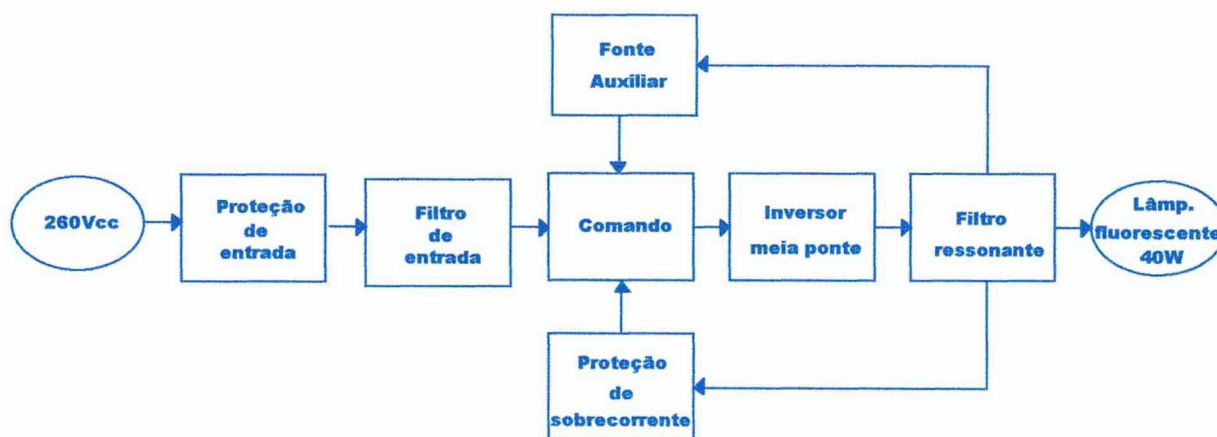


Fig. 3.48 - Diagrama de blocos do circuito inversor para lâmpada fluorescente de 40W, durante a terceira fase do projeto.

3.4.2 Descrição das alterações efetuadas

As mudanças, devido à diminuição da tensão de barramento, encontram-se no filtro ressonante, nos capacitores de ponto médio, no resistor de alimentação do circuito integrado e no número de espiras do enrolamento auxiliar.

3.4.2.1 Filtro ressonante e capacitores de ponto médio

Para a determinação dos componentes do filtro ressonante, partiu-se da metodologia de projeto do filtro LCC, referência [31], e através das capacitâncias equivalentes envolvendo os capacitores de ponto médio, determinaram-se os elementos do filtro LC.

A determinação dos componentes do filtro LCC são dependentes de:

- Potência da lâmpada: $P_L = 40W$;
- Tensão eficaz na lâmpada: $V_L = 111V$;
- Corrente eficaz na lâmpada: $I_L = 350mA$;
- Tensão no barramento de entrada: $V_i = 260V$;
- Frequência de comutação: $f_c = 30kHz$;
- Relação entre f_c e a frequência de ressonância série: $\delta s = 1,2$;

⇒ Capacitor série: C_s ;

Utilizando as equações de (3.12) à (3.16) e substituindo os valores obtém-se:

$$C_s = 6,98nF.$$

⇒ Capacitor paralelo: C_p ;

Utilizando a Eq.(3.17) e substituindo os valores obtém-se:

$$C_p = 15,86nF.$$

Adota-se um capacitor de polipropileno: $C_p = 15nF / 1,6kV$.

⇒ Indutor ressonante: L_r ;

Utilizando a Eq.(3.18) e substituindo os valores obtém-se:

$$L_r = 5,81mH.$$

Características construtivas:

- $L_r = 5,54mH$ (valor ajustado por simulação e ensaios preliminares);
- Frequência de operação: $f_c = 30kHz$;
- Núcleo de ferrite: E30/7;
- Enrolamento: 311 espiras de fio 24AWG;
- Entreferro: 0,64mm.

⇒ Capacitores de ponto médio: C_1 e C_2 ;

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{cap\ pico}}{2.\pi.f_c.\Delta V_c} \quad (3.22)$$

Onde: $I_{cap\ pico}$ é a corrente de pico sobre os capacitores, obtida por simulação = 194mA;

ΔV_c é a ondulação de tensão sobre os capacitores, adotou-se = 5V.

Substituindo-se os valores obtêm-se: $C_1 = C_2 = 205nF$.

⇒ Otimização dos capacitores de ponto médio C1 e C2, e do filtro ressonante LCC:

$$Ceq_{LCC} = \frac{2.C1.Cs}{2.C1 + Cs} \quad (3.23)$$

Substituindo-se os valores obtém-se: $Ceq_{LCC} = 6,9nF$.

Para o filtro ressonante LC:

$$Ceq_{LC} = 2.C1 \quad (3.24)$$

Igualando-se as capacitâncias equivalentes e isolando C1, obtêm-se: $C1 = C2 = 3,45nF$.

Adota-se capacitores de polipropileno: $C1 = C2 = 3,3nF / 1,6kV$.

3.4.2.2 Resistor de alimentação e enrolamento auxiliar

a) Resistor R2

Como a tensão do barramento reduziu, torna-se também necessária a redução no valor do resistor R2, visto que é através deste que flui a corrente para alimentar o circuito integrado IR2153. O resistor R2 ficou definido como $47k\Omega / 2W$.

b) Enrolamento auxiliar sobre Lr

O enrolamento auxiliar sobre o indutor ressonante é utilizado para prover a alimentação do circuito integrado durante a operação normal do circuito, e para inibir os pulsos gerados no circuito integrado, no caso de falha na ignição da lâmpada. O número de espiras é definido através da relação 25:1, obtido por simulação e refinado nos experimentos anteriores. Logo fica definido como:

- Enrolamento auxiliar: 14 espiras de fio 24 AWG.

3.4.3 Circuito completo

A Fig. 3.49 apresenta o esquema elétrico do circuito implementado na terceira fase do projeto.

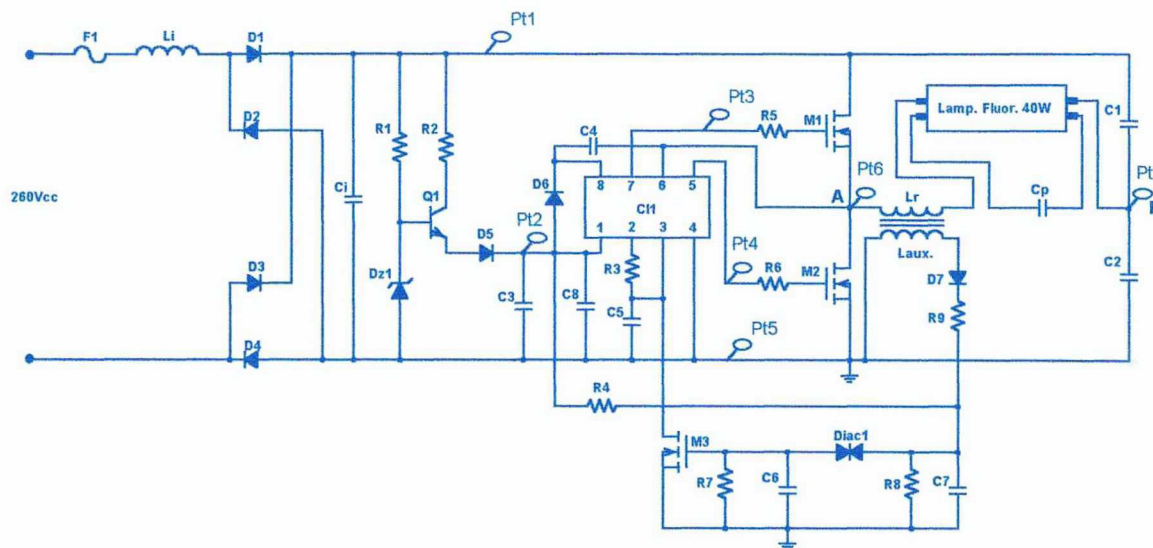


Fig. 3.49 - Diagrama do circuito inversor para lâmpada fluorescente de 40W, estudado na terceira fase do projeto.

Na tabela 3.4 são especificados os componentes do circuito.

Tabela 3.4: Lista de peças do inversor estudado na terceira fase do projeto..

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível 500mA	F1	1
	Porta Fusível	F1	1
	Diodo 1N4007	D1, D2, D3 e D4	4
Filtro de entrada	Indutor 12mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina : 513 espiras de fio 33 AWG; Núcleo: E20 (IP12); Entreferro: 0,4 mm.	Li	1
	Capacitor polipropileno 390nF / 400V	Ci	1
Inversor meia ponte	Interruptor de potência MOSFET IRF840	M1 e M2	2
	Capacitor polipropileno 3,3nF / 1,2kV	C1 e C2	2
	Resistor 22Ω	R5 e R6	2
Filtro Ressonante	Indutor 5,54mH: Frequência de operação = 30kHz; Bobina principal: 311 espiras de fio 28 AWG; Bobina auxiliar: 14 espiras de fio 28 AWG; Núcleo: E30/7 (IP12); Entreferro: 0,64 mm.	Lr e Laux	1
	Capacitor polipropileno 15nF / 1,6kV	Cp	1

Circuito de comando	Circuito integrado IR2153	CII	1
	Diodo 1N4936	D6	1
	Capacitor 47uF / 25V	C3	1
	Capacitor multicamadas 330nF	C4	1
	Capacitor 100nF	C8	1
	Capacitor multicamadas 1nF (EPCOS 102 J / COG)	C5	1
	Resistor 22kΩ (tolerância máx 5%)	R3	1
Fonte auxiliar	Transistor TIP50	Q1	1
	Diodo zener BZX79C12V (12V)	Dz1	1
	Diodo 1N4007	D5	1
	Resistor 680kΩ	R1	1
	Resistor 47kΩ / 2W	R2	1
	Resistor 1,5kΩ	R4	1
Proteção de sobrecorrente	Interruptor MOSFET 2N7000	M3	1
	Diac DB3	Diac1	1
	Diodo 1N4936	D7	1
	Capacitor 10uF / 63V	C7	1
	Capacitor 100nF	C6	1
	Resistor 1MΩ	R8	1
	Resistor 390kΩ	R7	1
	Resistor 470Ω	R9	1
Diversos	Placa de circuito impresso	PCII	1
	Conector KRE2	K1, K2 e K3	3
	Soquete torneado 8 pinos	SQ1	1
	Ponto de teste	Pt1 a Pt7	7

3.4.4 Resultados de simulação

Com o objetivo de validar o estudo teórico, realizou-se a simulação do circuito projetado. Utilizou-se para isto o programa *PSpice*.

3.4.4.1 Circuito simulado

Utilizando-se o circuito apresentado na Fig. 3.50, obtiveram-se as formas de onda apresentadas na seqüência.

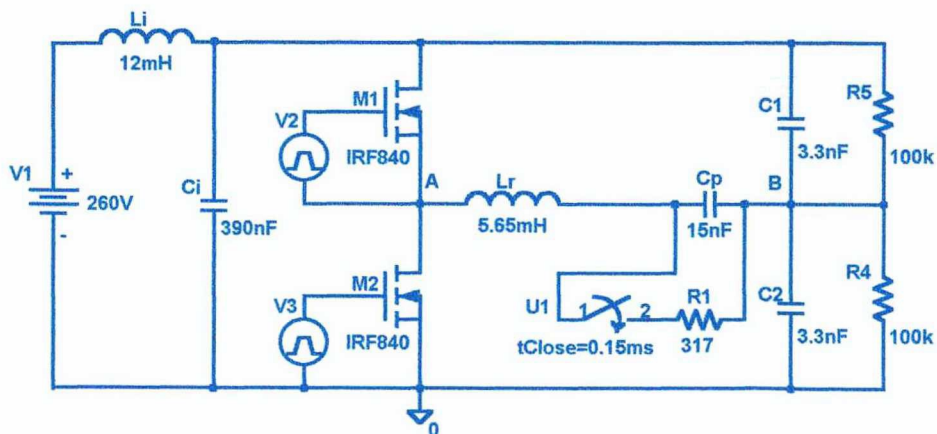


Fig. 3.50 - Circuito simulado.

3.4.4.2 Formas de onda

As formas de onda obtidas na simulação, e apresentadas nas Fig. 3.51 à Fig. 3.56, são semelhantes às obtidas na segunda fase do projeto. No entanto, a tensão do barramento CC é menor. Tal fato faz com que as tensões nos interruptores, nos capacitores de ponto médio e nos elementos do filtro, também sejam menores.

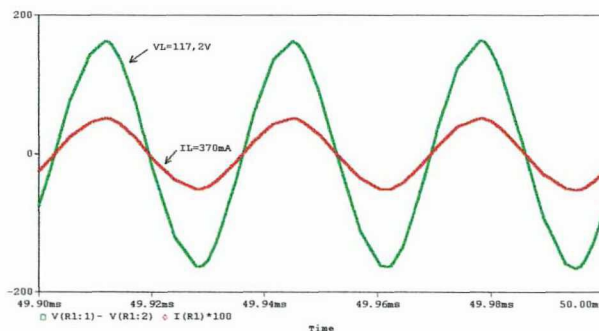


Fig. 3.51 - Tensão e corrente sobre a resistência R1.

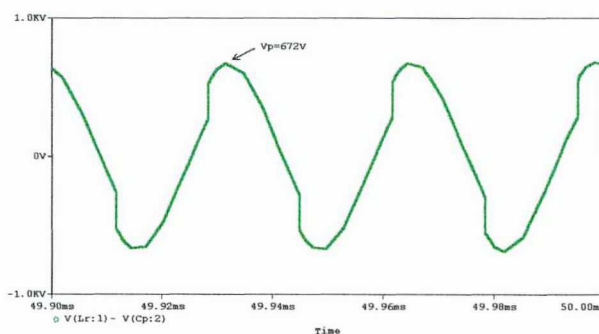


Fig. 3.52 - Tensão entre os pontos A e B.

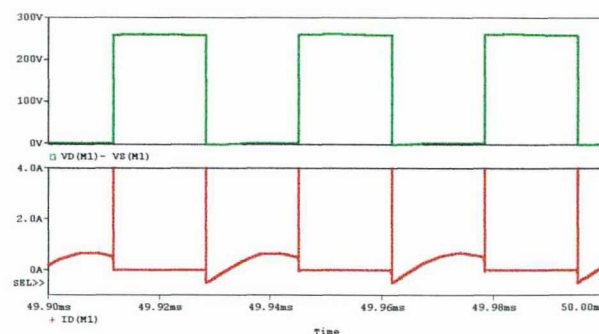


Fig. 3.53 - Tensão dreno/fonte e corrente de dreno do MOSFET M1.

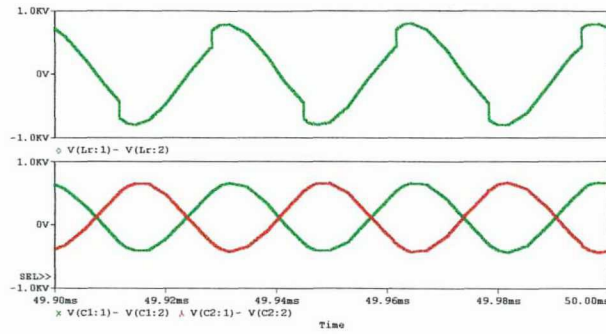


Fig. 3.54 - Tensão sobre o indutor ressonante e sobre os capacitores C1 e C2.

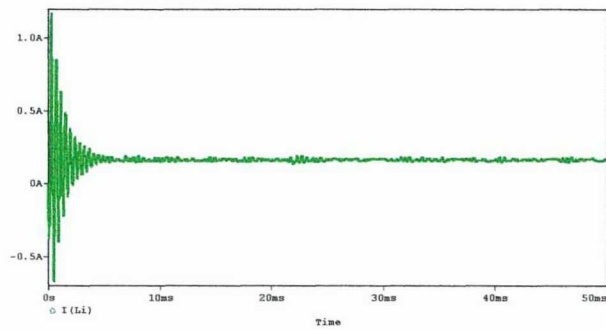


Fig. 3.55 - Corrente na entrada do inversor.

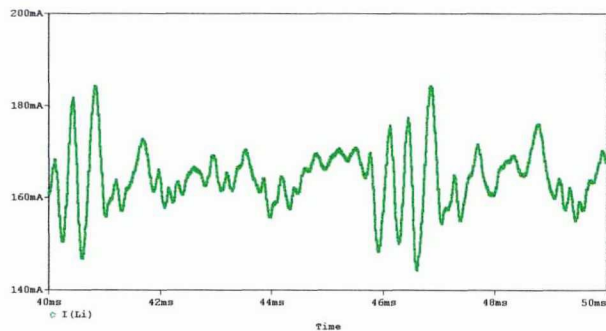


Fig. 3.56 - Detalhe da ondulação da corrente na entrada do inversor.

3.4.5 Resultados de experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório.

3.4.5.1 Formas de onda

A seguir são apresentadas formas de onda obtidas diretamente no circuito submetido a teste.

A Fig. 3.57 mostra o formato senoidal da tensão e da corrente entregues à lâmpada.

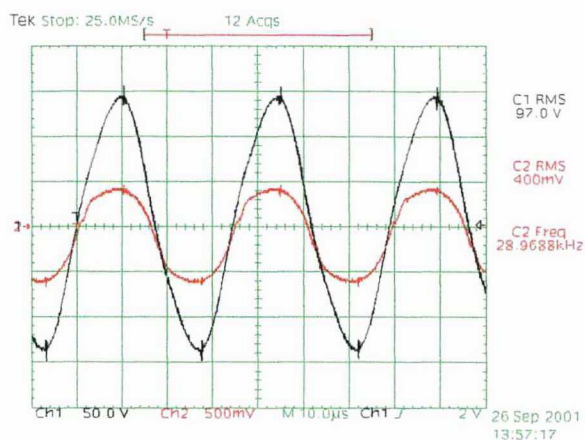


Fig. 3.57 - Tensão e corrente na lâmpada.

Na Fig. 3.58 observa-se a tensão entregue ao filtro ressonante LC.

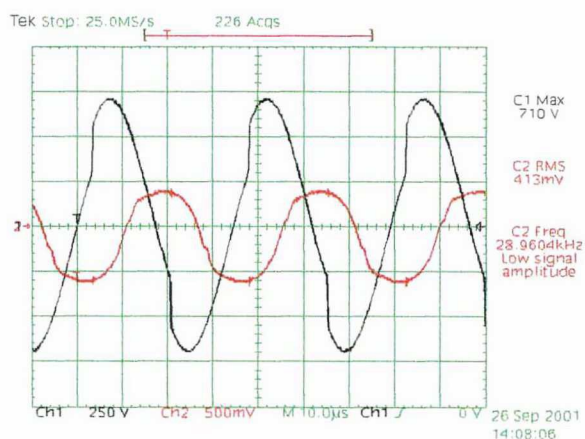


Fig. 3.58 - Tensão e corrente entre os pontos A e B.

Nas Fig. 3.59 e Fig. 3.60 observam-se as tensões de comando e dreno/fonte dos interruptores.

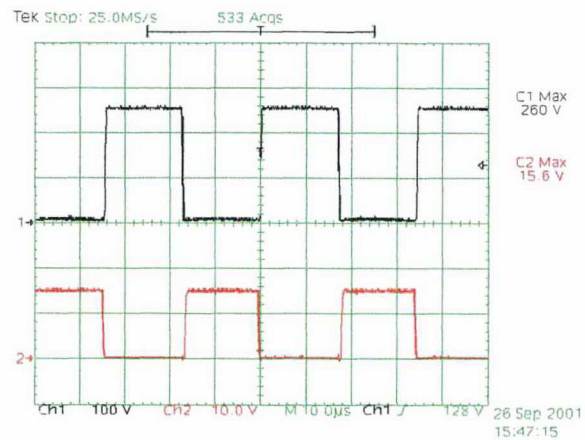


Fig. 3.59 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M1.

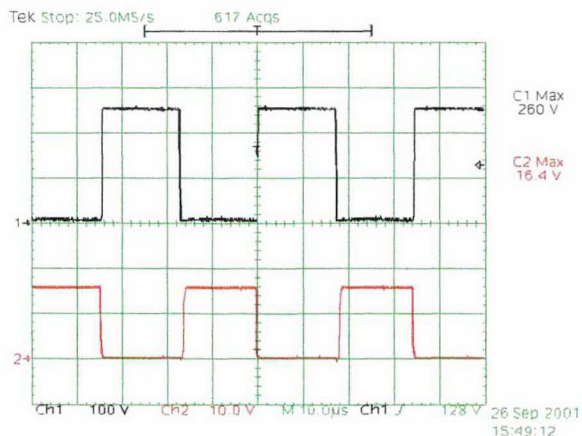


Fig. 3.60 - Tensão dreno/fonte e gatilho/fonte sobre o MOSFET M2.

As Fig. 3.61 e Fig. 3.62 mostram as tensões sobre o indutor ressonante e sobre os capacitores do ponto médio. Percebe-se a menor amplitude das tensões, em relação à fase anterior do projeto.

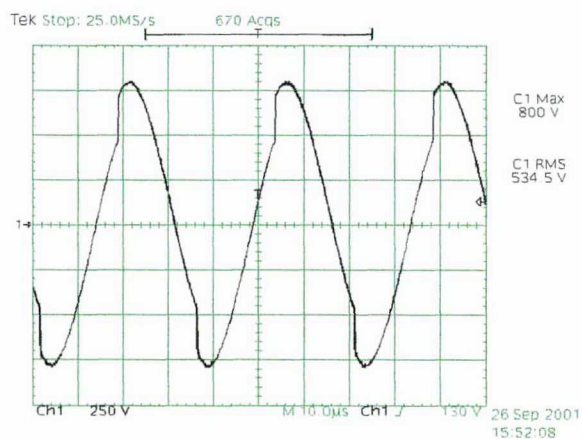


Fig. 3.61 - Tensão sobre o indutor ressonante.

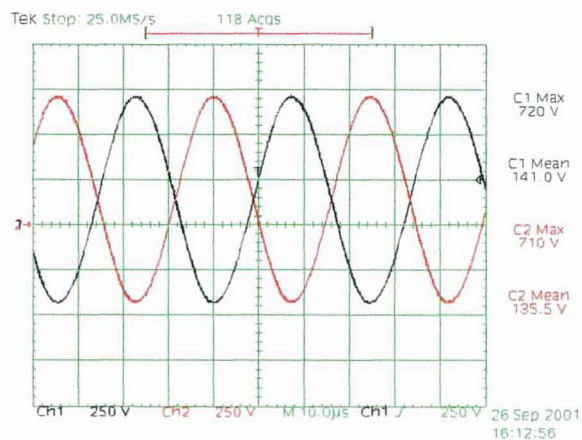


Fig. 3.62 - Tensão sobre os capacitores de ponto médio C1 e C2.

Na Fig. 3.63 verifica-se, também, a potência fornecida para a lâmpada. Lembrando novamente que esse valor indicado pelo osciloscópio serve apenas como referência.

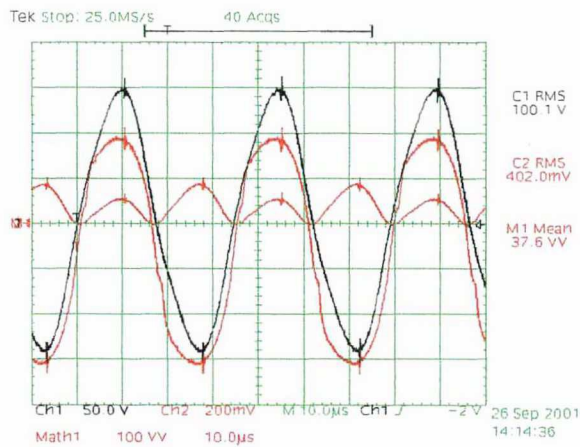


Fig. 3.63 - Tensão, corrente e potência entregue à lâmpada.

A Fig. 3.64 mostra a tensão aplicada à lâmpada durante o seu acendimento.

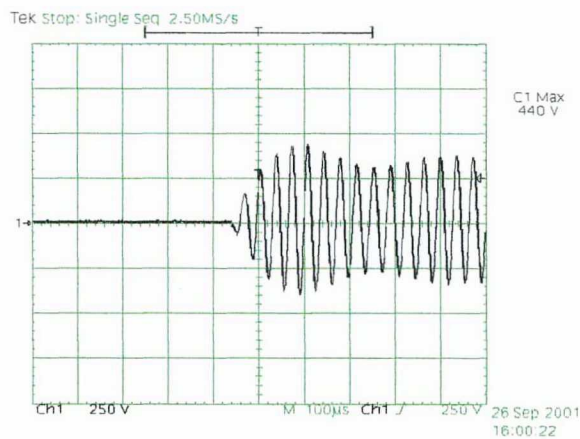


Fig. 3.64 - Transitório de partida (tensão de ignição de lâmpada).

A Fig. 3.65 mostra a ondulação na corrente de entrada.

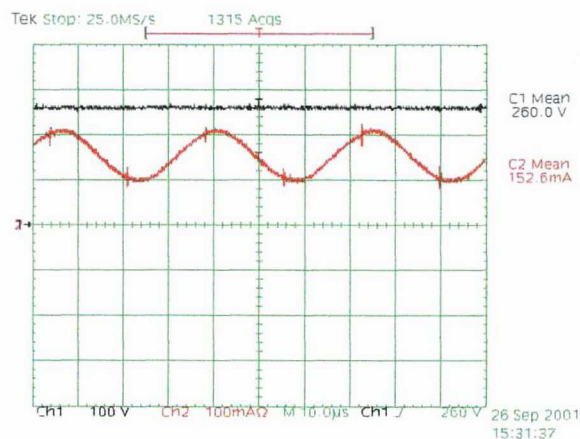


Fig. 3.65 – Tensão e corrente na entrada do inversor.

3.4.5.2 Ensaio térmico

Foi realizado o ensaio térmico com duas horas de duração, obtendo-se após este tempo os seguintes resultados:

- Indutor Lr: 75 °C;
- Indutor de entrada: 45 °C;
- MOSFET M1: 40 °C;
- MOSFET M2: 37 °C.

A temperatura ambiente foi de 25 °C e o equipamento utilizado foi uma pistola térmica RAYTEK modelo RAYMX-4PE.

3.4.5.3 Ensaio de rendimento

Utilizando-se um wattímetro digital YOKOGAWA modelo WT130, obteve-se:

- Potência fornecida ao inversor = 40,9 W;
- Potência entregue à lâmpada = 37 W.

Logo o rendimento do circuito é de 90,5 %.

3.4.5.4 Ensaio frente à diminuição da tensão do barramento CC

A tabela 3.5 tem seus valores plotados nos gráficos das Fig. 3.66 e Fig. 3.67. Nesses gráficos observam-se o comportamento da potência entregue à lâmpada e o rendimento do circuito, frente à variação da tensão da entrada do inversor.

Tabela 3.5: Variação na tensão do barramento CC.

Tensão na entrada (V)	Potência fornecida à lâmpada (W)	Potência fornecida ao inversor (W)	Rendimento
260	37,0	40,9	90,5%
250	35,4	39,1	90,5%
240	33,7	37,3	90,3%
230	32,3	35,8	90,2%
220	30,7	34,1	90,0%
210	29,3	32,7	89,6%
200	28,1	31,2	90,1%
190	26,3	29,7	88,6%
180	24,8	28,0	88,6%
170	23,4	26,6	88,0%
160	21,8	25,0	87,2%
150	20,3	23,5	86,4%
140	18,8	22,0	85,5%
130	17,2	20,4	84,3%
120	15,7	18,9	83,1%
110	13,9	17,1	81,3%
100	12,3	15,6	78,8%

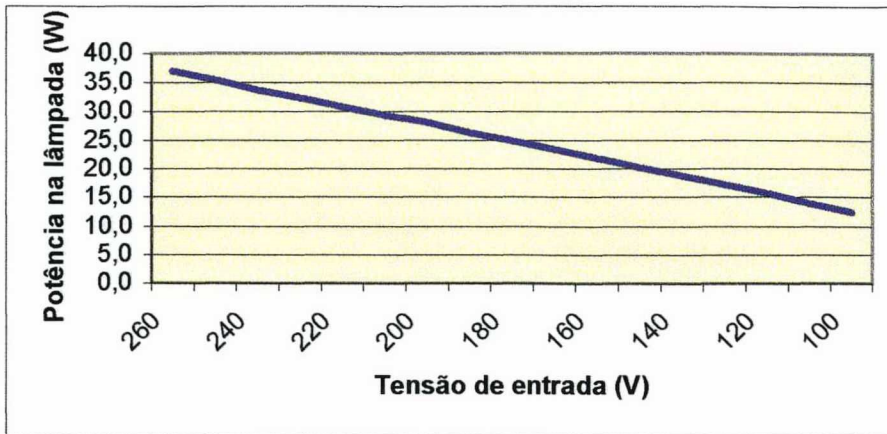


Fig. 3.66 - Gráfico da potência entregue à lâmpada em função da tensão de entrada.

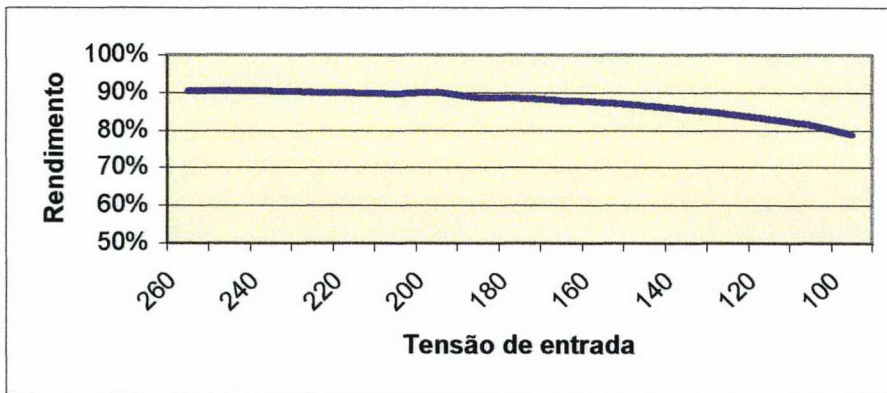


Fig. 3.67 - Gráfico do rendimento em função da tensão de entrada.

3.4.6 Conclusões relativas à terceira fase do projeto

O projeto do inversor mostrou-se eficiente, visto que foram efetuados diversos ensaios nos protótipos implementados, obtendo-se resultados satisfatórios.

Para verificar a reprodutibilidade do circuito, implementou-se quatro unidades e todos funcionaram corretamente.

O rendimento apresentou-se superior ao das versões anteriores devido à diminuição da tensão do barramento CC.

Neste tipo de estrutura é importante a utilização de capacitores de boa qualidade, a tolerância do seu valor em condições normais de uso e com elevação de temperatura deve ser baixa. Para garantir boa performance do circuito utiliza-se no *bootstrap* (C4) e no oscilador (C5) capacitores do tipo multicamadas.

A Fig. 3.66 mostra o controle da potência fornecida à lâmpada através da variação da tensão de entrada, percebendo-se boa linearidade deste parâmetro.

3.5 Fotos dos protótipos

Nas Fig. 3.68, Fig. 3.69 e Fig. 3.70 apresentam-se as fotos dos protótipos implementados na primeira, segunda e terceira fase do projeto, respectivamente.

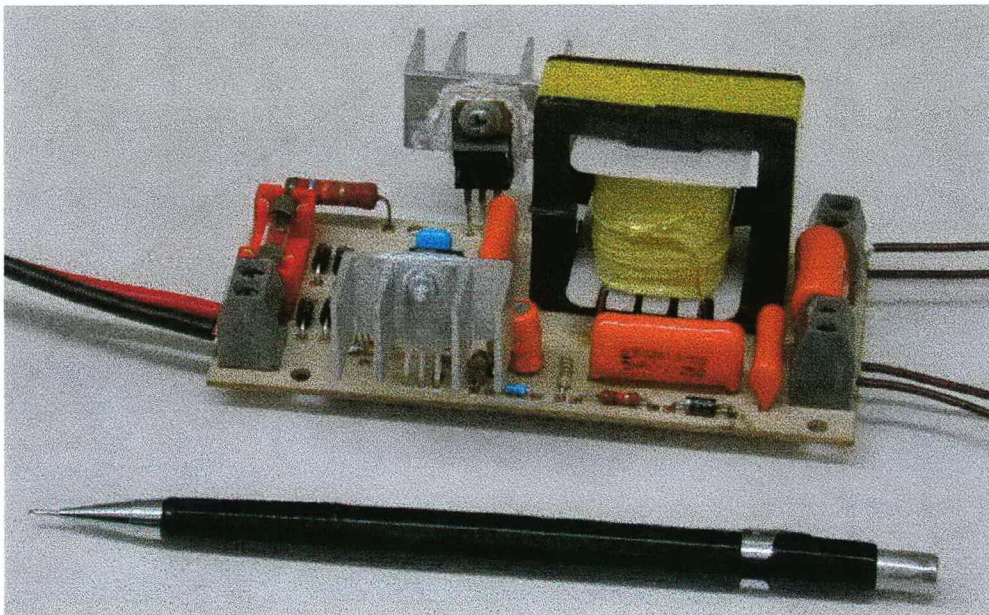


Fig. 3.68 - Vista frontal do protótipo implementado na primeira fase do projeto.

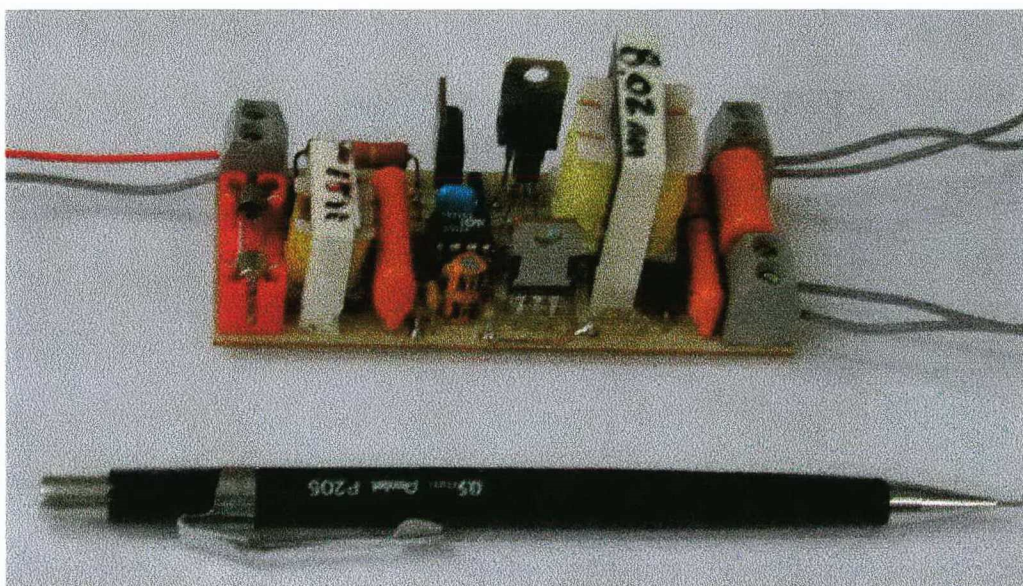


Fig. 3.69 - Vista frontal do protótipo implementado na segunda fase do projeto.

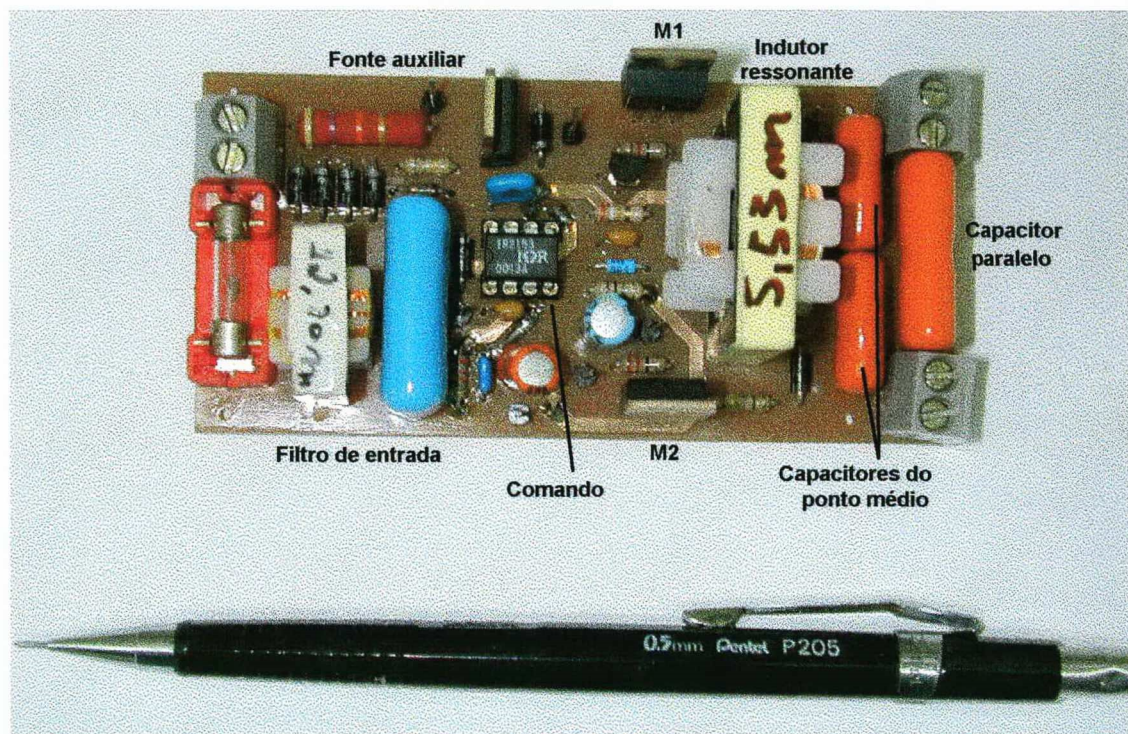


Fig. 3.70 - Vista frontal do protótipo implementado na terceira fase do projeto.

3.6 Conclusões

Ao longo do estudo do circuito inversor apresentado neste capítulo, percebe-se a possibilidade de uma constante evolução no desenvolvimento de um dispositivo eletrônico.

Partiu-se de um circuito relativamente simples e buscou-se aprimorar suas características, sem aumentar significativamente o número de componentes envolvidos.

Buscou-se ainda obter um circuito com pequeno volume e de fácil reprodutibilidade.

Acredita-se que a forma como foi apresentado o capítulo, dividindo-se em fases de evolução do projeto, permite ao leitor compreender mais facilmente o dimensionamento dos componentes envolvidos.

Cabe ainda ressaltar que tanto na versão final quanto nas anteriores, os resultados experimentais estiveram de acordo com as simulações, confirmando o correto dimensionamento dos componentes do circuito.

Conclusões gerais

Este trabalho apresentou o estudo e implementação prática de um sistema de iluminação, composto de um retificador trifásico de 10kW com alto fator de potência baseado no LIT, conversores do tipo *BUCK* de 1kW com controle da tensão na saída, através de uma fonte externa isolada, e de inversores com seus respectivos filtros ressonantes para lâmpadas fluorescentes de 40W.

O retificador de doze pulsos estudado é uma estrutura simples e robusta, além de processar apenas 15% da potência da carga em cada núcleo monofásico do LIT, fato que o deixa com volume e peso relativamente baixos. Apresenta, ainda, baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada.

Os resultados obtidos do estudo, simulação e implementação do retificador de doze pulsos com o LIT, demonstram a viabilidade da utilização deste tipo de estrutura em aplicações onde deseja-se robustez e alto fator de potência. O equacionamento do LIT, apresentado no capítulo 1, permite seu dimensionamento para outras potências.

O conversor *BUCK*, utilizado como interface entre o retificador de doze pulsos e os inversores, serve para regular a tensão CC e para controlar a amplitude desta tensão, através de uma tensão externa isolada. A variação desta tensão entregue aos inversores permite o controle da luminosidade.

Um sistema mais simples pode ser obtido ligando diretamente os inversores ao retificador de doze pulsos. Desta maneira, perde-se a regulação e o controle de luminosidade.

Quanto aos inversores, buscou-se um circuito com pequeno volume e de fácil reprodutibilidade. Após algumas fases de aperfeiçoamento do circuito inicial, chegou-se a um circuito que atende às necessidades do sistema de iluminação proposto.

As formas de onda obtidas experimentalmente são muito semelhantes às obtidas através do simulador, comprovando a metodologia utilizada.

Os ensaios relativos à elevação de temperatura e rendimento mostraram-se satisfatórios.

O sistema apresentou-se como uma solução inovadora em iluminação.

Como continuidade deste trabalho, sugere-se a inclusão de sensores de luminosidade para controlar automaticamente a iluminação de um determinado ambiente, e também, a partir da metodologia de projeto apresentada para os inversores, projetá-los para lâmpadas com potências diferentes.

Apêndice

Estudo complementar para a utilização de um conversor CC – CC do tipo *BOOST* na saída do retificador trifásico de 10kW com o LIT

A.1 Introdução

Este apêndice apresenta o estudo desenvolvido no início do projeto do sistema de iluminação de 10kW.

A idéia principal é a utilização de um conversor *BOOST* operando no modo de condução contínua, acoplado diretamente na saída do retificador de doze pulsos com o LIT.

Conforme apresentado em [22] o conversor *BOOST* pode ser construído utilizando como indutor de entrada, as indutâncias do filtro de entrada do retificador e do transformador de interfase de linha.

A utilização do retificador de doze pulsos utilizando o LIT, por tratar-se de uma técnica passiva, não permite a regulação da tensão de saída. Esta regulação torna-se necessária, visto que o objetivo do retificador na estrutura proposta é alimentar o barramento CC com uma tensão de 350V para ser utilizada pelos inversores presentes em cada luminária.

Admitiu-se uma variação de $\pm 20\%$ na tensão de linha. Logo a tensão na saída do retificador de 12 pulsos utilizando o LIT, também poderá sofrer uma variação de $\pm 20\%$. Assim, optou-se pela utilização do conversor *BOOST* para regular a tensão.

Este circuito não chegou a ser implementado devido a mudanças ocorridas na concepção do sistema de iluminação, porém apresenta-se neste capítulo o dimensionamento dos interruptores do conversor *BOOST*, e as simulações realizadas.

A.2 Conversor *BOOST* no modo de condução contínua

O conversor *BOOST* é também conhecido como elevador de tensão, visto que sua tensão média de saída é maior que tensão de entrada.

A Fig. A.1 mostra a estrutura básica do conversor CC-CC *BOOST*.

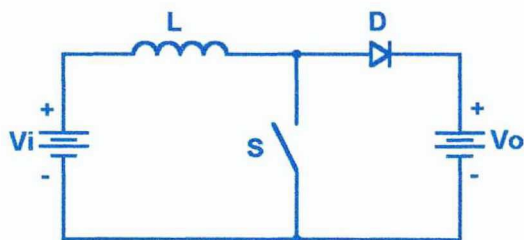


Fig. A.1 - Conversor CC-CC BOOST.

A indutância do conversor *BOOST* é composta pelas indutâncias já presentes no retificador de doze pulsos utilizando o LIT e pelo filtro de entrada. Assim, acrescenta-se à estrutura já analisada apenas o interruptor e o diodo, sendo o interruptor controlado por uma malha de tensão com modulação do tipo PWM. Desta forma, a malha de tensão monitora a tensão de saída e controla a razão cíclica *D*, imposta ao interruptor.

A Fig. A.2 mostra o conversor *BOOST* utilizando a modulação PWM.

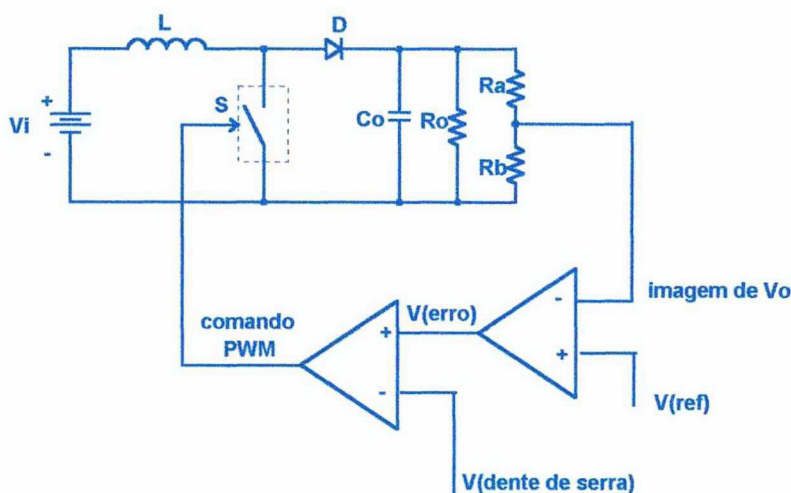


Fig. A.2 - Controlador BOOST com modulação PWM.

A Fig. A.3 mostra o circuito de potência do retificador de doze pulsos utilizando o LIT com o conversor *BOOST* acoplado à sua saída.

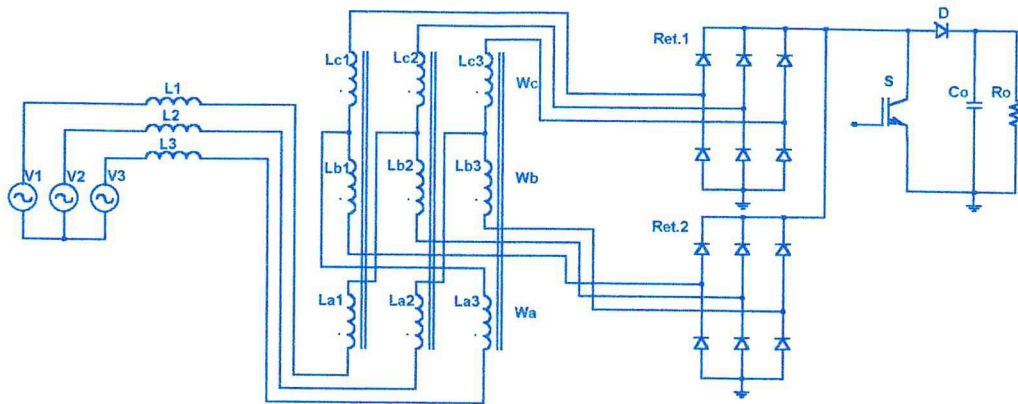


Fig. A.3 - Retificador de doze pulsos com o LIT e o conversor *BOOST* na saída.

A.2.1 Comando do interruptor

A malha de controle da tensão de saída atua apenas na regulação de tensão, visto que a correção do fator de potência é conseguida com a utilização do LIT.

Optou-se por um controle proporcional-integral, também chamado controle **PI**. Partiu-se de valores pré-estabelecidos dos componentes do controle, e após alguns ajustes de simulação chegou-se a valores muito bons da tensão de saída, que permaneceu em 350Vcc para tensões de linha na entrada do retificador trifásico variando de 176Vca à 264Vca, ou seja, uma variação de $\pm 20\%$ da tensão de entrada nominal que é de 220Vca.

Como o objetivo nesta etapa do projeto era apenas verificar através do simulador o funcionamento do conversor *BOOST* acoplado ao retificador de doze pulsos, não foi feito o dimensionamento dos componentes do compensador. A referência [12] porém apresenta uma metodologia para obter a função de transferência da planta.

Na implementação do protótipo, é sugerida a utilização do circuito integrado UC3525, que agrega as funções de geração dos pulsos de comando e controle através da variação da razão cíclica *D*. Para a simulação utilizou-se a estrutura apresentada na Fig. A.4.

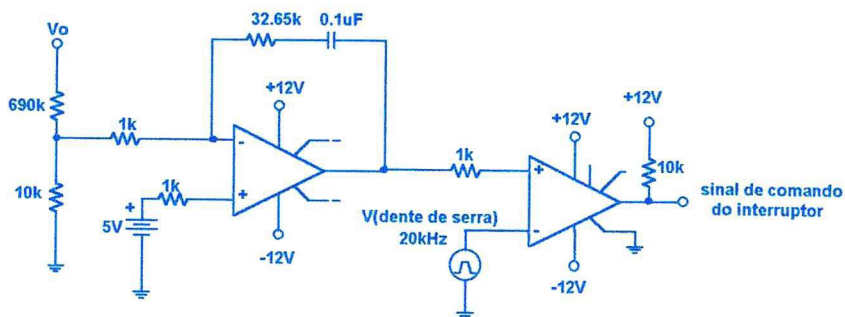


Fig. A.4 - Circuito de controle simulado.

A.3 Metodologia e exemplo de projeto

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para dimensionar os elementos do conversor CC – CC do tipo *BOOST*.

A.3.1 Especificações

São especificados, a seguir, os parâmetros que nortearam o projeto do conversor.

- ◆ Potência de saída: $P_o = 10kW$;
- ◆ Tensão de saída: $V_o = 350V$;
- ◆ Tensão de entrada: $V_i = 1,22 \cdot V_L = 268,4V$;
- ◆ Freqüência de chaveamento: $f_s = 20kHz$.

A.3.2 Conversor *BOOST*

a) Razão cíclica

$$D = 1 - \frac{1,22 \cdot V_L}{V_o} \quad (A.1)$$

$$D = 0,23$$

b) Esforços de corrente no diodo *BOOST*

$$I_{Dméd} = \frac{P_o}{V_o} \quad (A.2)$$

$$I_{Dméd} = 28,6A$$

$$I_{Dpico} = \frac{I_{Dméd}}{1 - D} \quad (A.3)$$

$$I_{Dpico} = 37,1A$$

$$I_{Def} = I_{Dpico} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (A.4)$$

$$I_{Def} = 32,6A$$

c) Esforços de tensão no diodo *BOOST*

$$V_{Dmáx} = V_o \quad (A.5)$$

$$V_{Dmáx} = 350V$$

d) Esforços de corrente no interruptor

$$I_{Spico} = I_{Dpico} \quad (A.6)$$

$$I_{Spico} = 37,1A$$

$$I_{Sef} = I_{Spico} \cdot \sqrt{D} \quad (A.7)$$

$$I_{Sef} = 17,8A$$

$$I_{Sméd} = D \cdot I_{Spico} \quad (A.8)$$

$$I_{Sméd} = 4,1A$$

e) Esforços de tensão no interruptor

$$V_{Smáx} = V_o \quad (A.9)$$

$$V_{Smáx} = 350V$$

De modo a atender os esforços de tensão e corrente no interruptor e no diodo *BOOST*, sugere-se a utilização de um módulo IGBT/diodo do tipo SKM75GAL063D da SEMIKRON. É importante salientar que antes da implementação prática deve-se ainda verificar as perdas de condução e de comutação no módulo IGBT, afim de determinar o tipo de dissipador a ser utilizado.

A.3.3 Circuito de limitação da corrente de pré-carga do capacitor

O circuito de limitação da corrente de partida, é o mesmo apresentado no capítulo 1, tornando-se desnecessário repetir aqui sua descrição. Na Fig. A.5 é apresentado o circuito de potência, acrescido do circuito em questão.

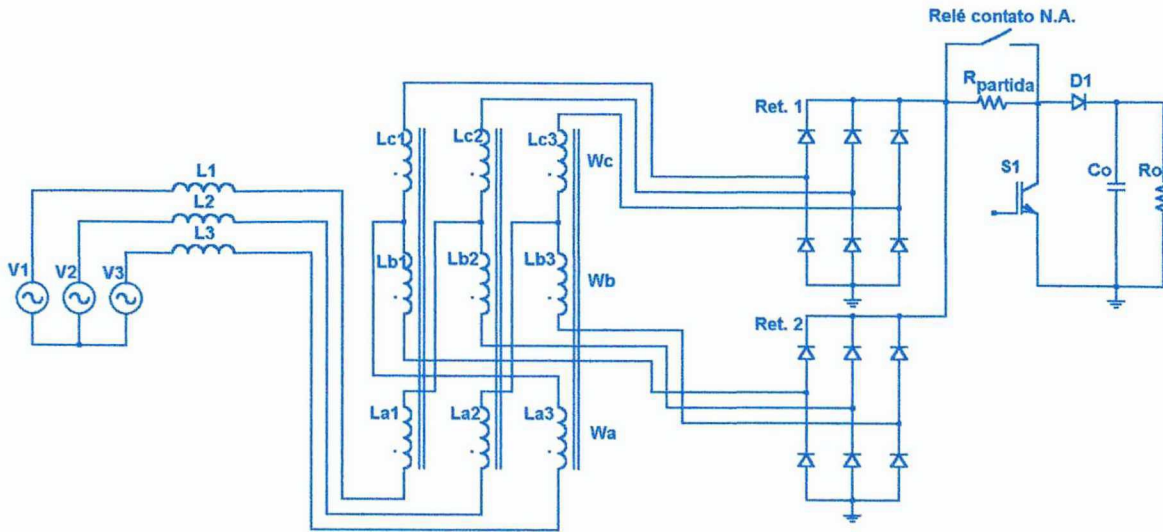


Fig. A.5 - Estrutura proposta.

Observa-se que o resistor limitador da corrente de partida foi colocado após os retificadores, e não na entrada, como é mais usual. Isto se deve ao fato da estrutura analisada ser trifásica, pois seria necessária a colocação de três resistores, um para cada fase.

A.3.4 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar é utilizada para alimentar o circuito integrado UC3525, o *SEMIDRIVE* e o relê do circuito limitador da corrente de partida. Projetada para fornecer uma potência de até 5W, é obtida a partir de um transformador de baixa frequência, uma ponte retificadora, filtro capacitivo e um regulador linear de 15V. Sua estrutura é bastante robusta e confiável, características desejáveis em um circuito que é responsável pelo fornecimento de energia aos componentes já citados.

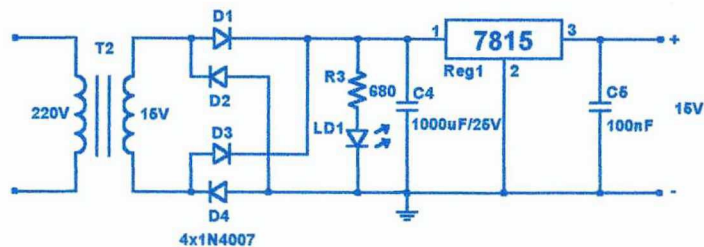


Fig. A.6 - Esquema de ligação da fonte auxiliar.

A.3.5 Circuito de comando e controle

O circuito de comando e controle é baseado no circuito integrado UC3525. A modulação é do tipo PWM, sendo que o controle recebe uma amostra da tensão de saída através de R3, R5 e P1, e ajusta a razão cíclica imposta ao interruptor do conversor *BOOST*.

O potenciômetro P1 é utilizado para a calibração da tensão de saída. Os resistores R4, R7 e o capacitor C7 são responsáveis pela malha de controle do tipo proporcional-integral (PI). O capacitor C6 permite a partida suave do interruptor de potência, também chamada *soft starter*. O resistor R6 e o capacitor C8, definem a frequência de chaveamento, através da Eq. (A.10) a seguir:

$$f_s = \frac{1}{C_T \cdot (0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \quad (\text{A.10})$$

Onde: $C_T = C8 = 33nF$; $R_T = R6 = 2,2k\Omega$ e $R_D = 0$.

Logo: $f_s \cong 20kHz$.

A Fig. A.7 apresenta o circuito de comando / controle utilizando o circuito integrado UC3525.

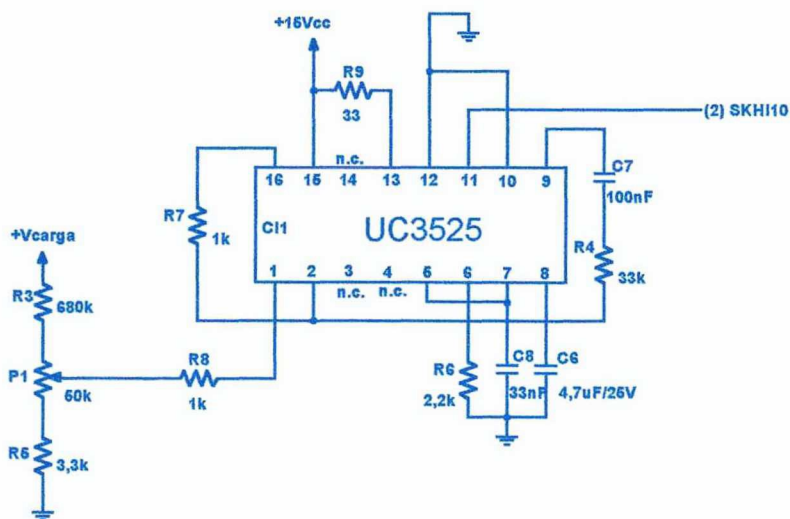


Fig. A.7 - Esquema de ligação do comando / controle.

A.3.6 Semidriver

O *SEMIDRIVER* é uma interface entre o comando e o IGBT. Tem a função de adaptar o sinal gerado no UC3525 às necessidades do IGBT, garantindo assim um melhor desempenho do conversor *BOOST*. A Fig. A.8 a seguir apresenta o esquema de ligação do *semidriver*.

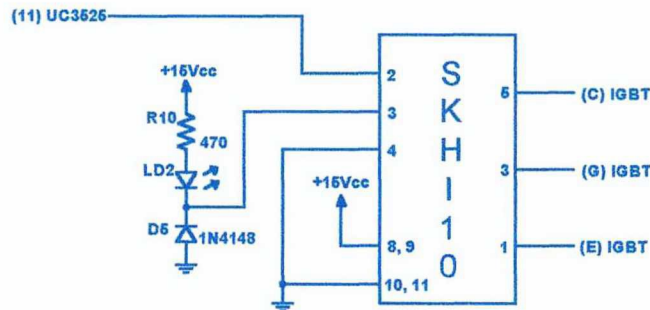


Fig. A.8 - Esquema de ligação do *SEMIDRIVER*.

O LED LD2 sinaliza curto circuito entre o coletor e o emissor do IGBT e o *semidriver* nesta condição inibe os pulsos fornecidos ao gatilho do IGBT.

A Fig. A.9 apresenta a estrutura interna simplificada do *semidriver* da SEMIKRON utilizado, o SKHI10.

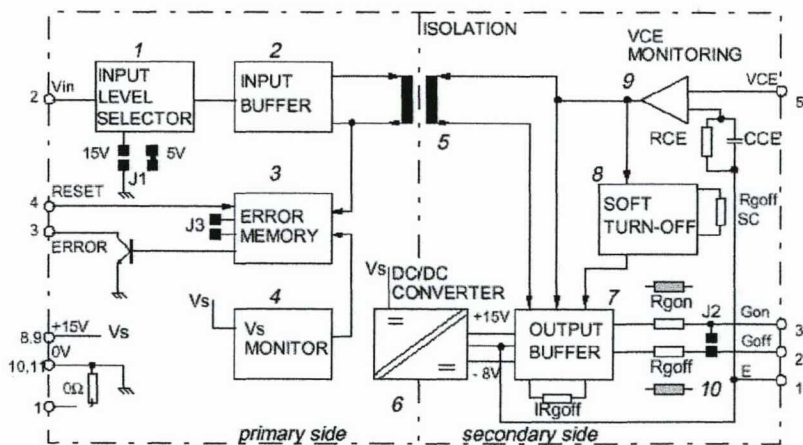


Fig. A.9 - Diagrama de blocos interno do SKHI10.

A.4 Circuito completo

A Fig. A.10 a seguir apresenta o esquema elétrico do circuito retificador de 10kW proposto. Esse retificador utiliza o conversor *BOOST* para regular a tensão de saída.

Na tabela A.1 são especificados os componentes do circuito.

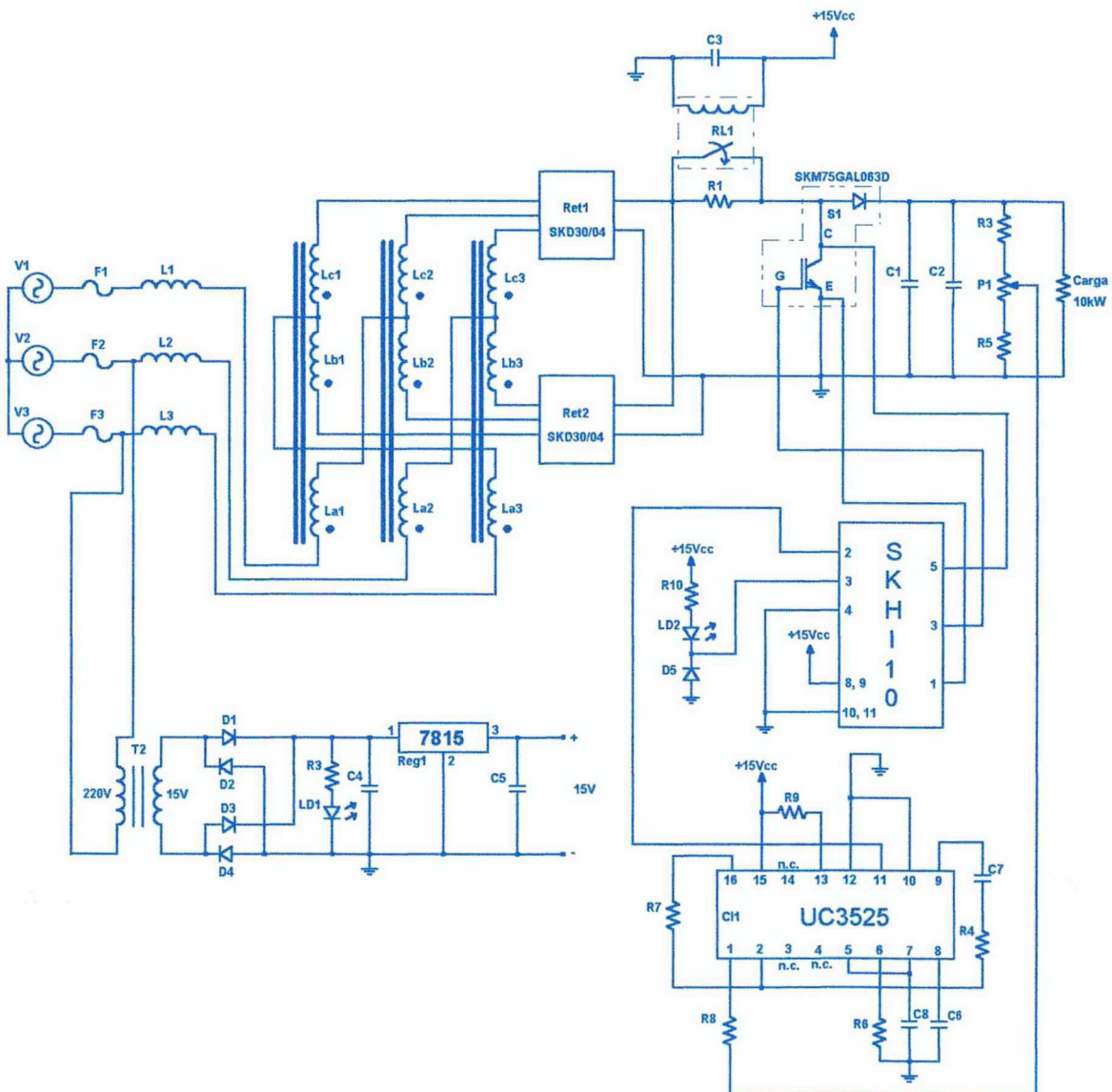


Fig. A.10 - Diagrama esquemático do retificador de 10kW com o conversor *BOOST*.

Tabela A.1 : Lista de peças do retificador.

Circuito	Descrição	Ref.	Qtd.
Proteção de entrada	Fusível SILIZED 35A / 500V	F1, F2 e F3	3
	Base para Fusível SILIZED 35A / 500V	F1, F2 e F3	3
	Disjuntor tripolar 35A	Disj1	1
Transformador e filtro de entrada	Transformador LIT: Três unidades monofásicas com três enrolamentos cada, com as seguintes especificações; Tensão eficaz: $V_a = 16,9V$, $V_b = 46,4V$ e $V_c = 63,3V$; Corrente eficaz: $I_a = 26,24A$, $I_b = 13,65A$ e $I_c = 13,65A$; Relação de espiras: $n_b/n_a = 2,732$ e $n_c/n_a = 3,732$.	T1	1
	Indutor 1,9mH: $I = 26,24A$; $f = 60Hz$.	L1, L2 e L3	3
Retificador	Ponte retificadora trifásica SEMIKRON SKD30/04	Ret1 e Ret2	2
Conversor BOOST	Interruptor de potência MÓDULO IGBT / DIODO SEMIKRON SKM75GAL063D	S1	1
	Semidriver SEMIKRON SKHI10 $C_{ce} = 330pF$; $R_{ce} = 18k\Omega$; J1 = 15V; J2 e J3 fechados.	SD1	1
Filtro de saída	Capacitor EPCOS B43876-S9158-M1 1500 μF / 400V	C1 e C2	2
Circuito de inrush	Contator COTEC S-163 12Vcc / 63A	RL1	1
	Capacitor 1000 μF / 25V	C3	1
	Resistor de inrush 5 Ω / 10W	R1	1
Fonte auxiliar	Transformador : Núcleo ferro silício; Primário : 220V; Secundário: 15V; Corrente 750mA.	T2	1
	Diodo retificador 1N4007	D1, D2, D3 e D4	4
	Regulador 7815	Reg1	1
	Capacitor 1000 μF / 25V	C4	1
	Capacitor 100nF / 63V	C5	1
Circuitos de comando e controle	Circuito integrado UC3525	CI1	1
	Potenciômetro multivoltas 50k Ω	P1	1
	Capacitor 4,7 μF / 25V	C6	1
	Capacitor 100nF	C7	1
	Capacitor 33nF	C8	1
	Resistor 680k Ω	R3	1
	Resistor 33k Ω	R4	1
	Resistor 3,3k Ω	R5	1
	Resistor 2,2k Ω	R6	1
	Resistor 1k Ω	R7 e R8	2
Sinalização	Resistor 33 Ω	R9	1
	Diodo LED verde	LD1	1
	Diodo LED vermelho	LD2	1
	Diodo 1N4148	D5	1
	Resistor 680 Ω	R3	1
Diversos	Resistor 470 Ω	R10	1
	Placa de circuito impresso simples face	PC11	1
	Dissipador SEMIKRON SP0,25/100	Diss1 e Diss2	2
	Dissipador SEMIKRON P3/200	Diss3	1
	Ventilador SEMIKRON SK2120-AC-220V	Ve1	1

A.5 Resultados de simulação

Com o objetivo de validar o estudo teórico, realizou-se a simulação do circuito projetado. Utilizou-se para isto o programa *PSpice*.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas por simulação, para as tensões de entrada nominal, mínima e máxima, respectivamente.

A.5.1 Simulação para tensão de entrada nominal (220V)

Na Fig. A.11 percebe-se que a forma de onda da corrente de entrada não sofreu alteração com a inclusão do conversor *BOOST*. Isto significa que os resultados, quanto ao fator de potência do retificador, são válidos, conforme o estudo apresentado no capítulo 1.

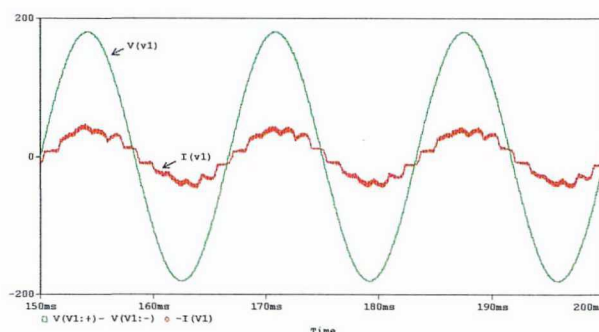


Fig. A.11 - Tensão e corrente de entrada em uma das fases.

As Fig. A.12 e Fig. A.13 mostram a tensão e corrente na carga.

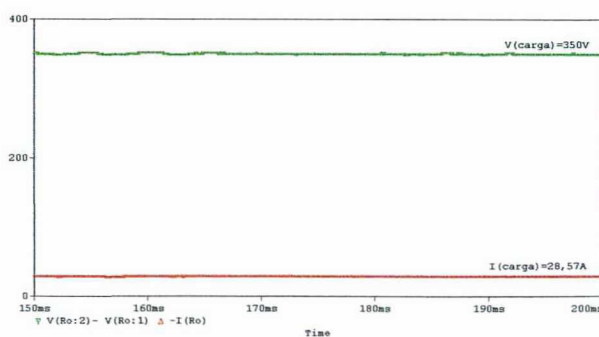


Fig. A.12 - Tensão e corrente na carga.

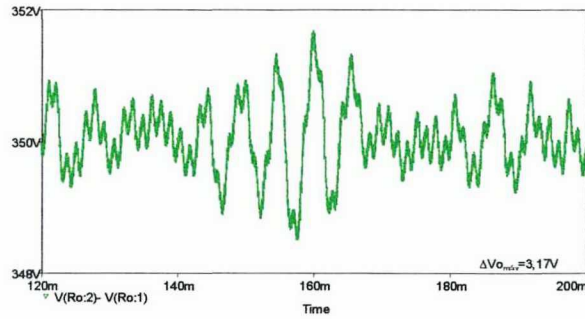


Fig. A.13 - Detalhe da tensão de saída.

As Fig. A.14, Fig. A.15 e Fig. A.16 mostram a comutação no interruptor. Observa-se que as comutações são dissipativas, pois optou-se pela não utilização de circuitos de ajuda à comutação.

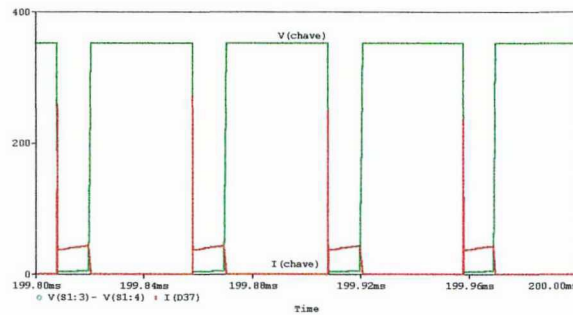


Fig. A.14 - Tensão e corrente sobre o interruptor.

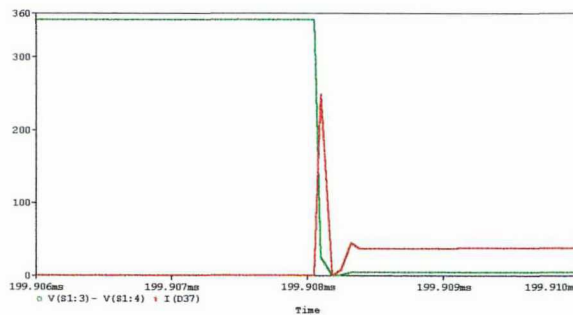


Fig. A.15 - Detalhe da entrada em condução do interruptor.

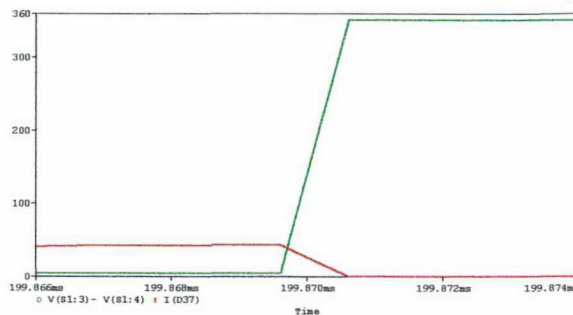


Fig. A.16 - Detalhe do bloqueio do interruptor.

A Fig. A.17 mostra a operação em condução contínua do conversor *BOOST*.

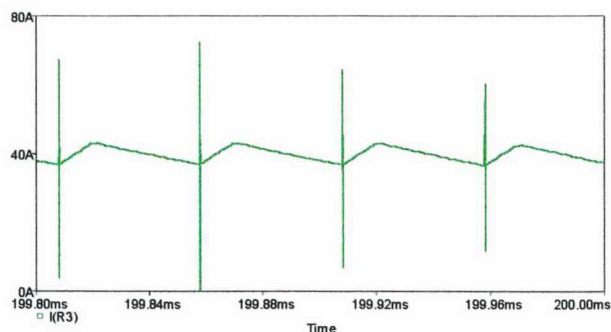


Fig. A.17 - Detalhe da corrente na saída dos retificadores.

Na Fig. A.18 observam-se os sinais gerados no controlador. Tem-se um sinal dente de serra que é comparado com o sinal de erro para gerar o sinal de comando. Esse sinal de comando é enviado para o *semidriver*, que, por sua vez, comanda o gatilho do interruptor IGBT do *BOOST*.

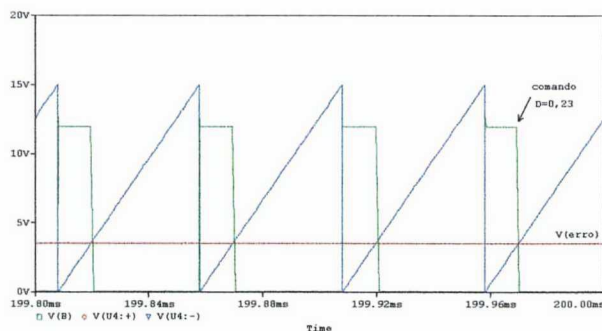


Fig. A.18 - Sinais gerados no controlador.

Através das Fig. A.19, Fig. A.20 e Fig. A.21 verifica-se o funcionamento do circuito limitador da corrente de pré-carga dos capacitores de saída.

O resistor limitador da corrente de partida é curto-circuitado após um tempo de 60ms. O interruptor do estágio *BOOST* começa a ser acionado em partida suave no tempo de 160ms.

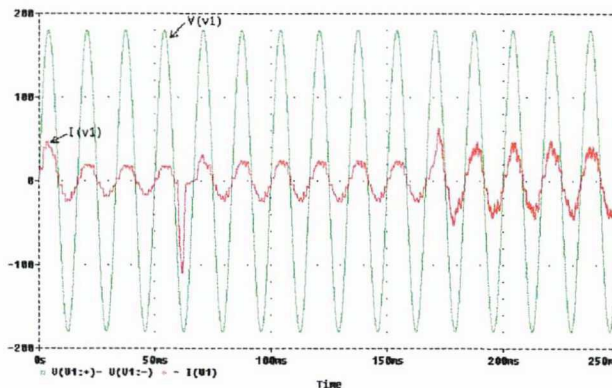


Fig. A.19 - Tensão e corrente em uma das fases.

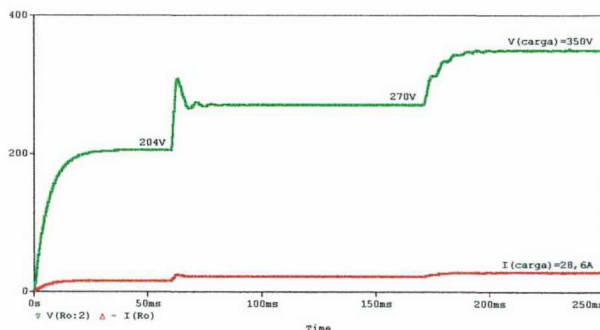


Fig. A.20 - Tensão e corrente na carga.

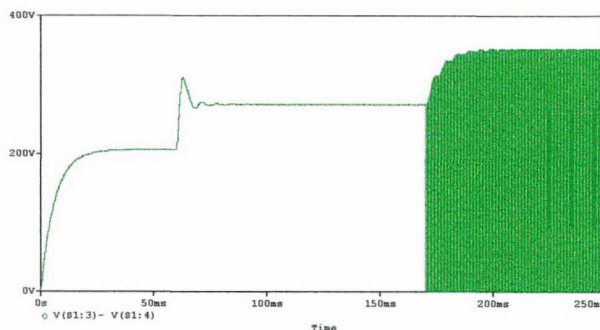


Fig. A.21 - Tensão sobre o interruptor.

A.5.2 Simulação para tensão de entrada mínima (176V)

Nas Fig. A.22 à Fig. A.25 é mostrado o comportamento do circuito quando a tensão de rede cai para o valor de 176V.

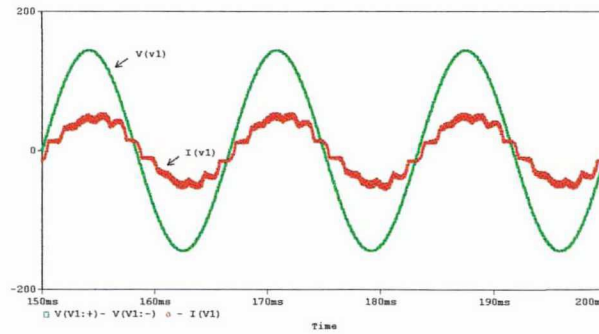


Fig. A.22 - Tensão e corrente de entrada em uma das fases.

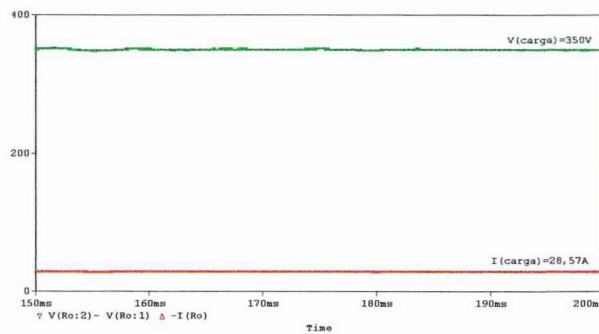


Fig. A.23 - Tensão e corrente na carga.

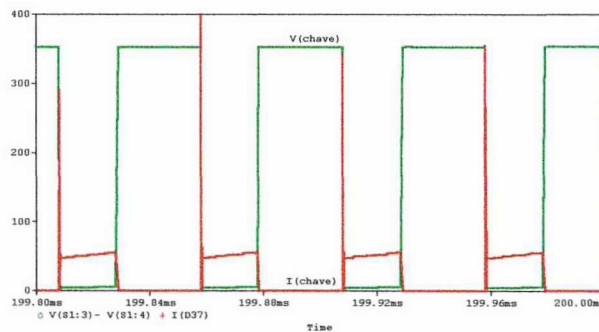


Fig. A.24 - Tensão e corrente sobre o interruptor.

Observa-se na Fig. A.25 o aumento no sinal de erro, conseqüentemente, aumentando a razão cíclica do comando.

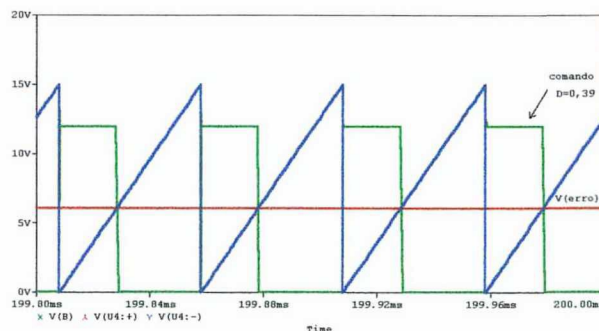


Fig. A.25 - Sinais gerados no controlador.

A.5.3 Simulação para tensão de entrada máxima (264V)

Nas Fig. A.26 à Fig. A.29 é mostrado o comportamento do circuito quando a tensão de rede sobe para o valor de 264V.

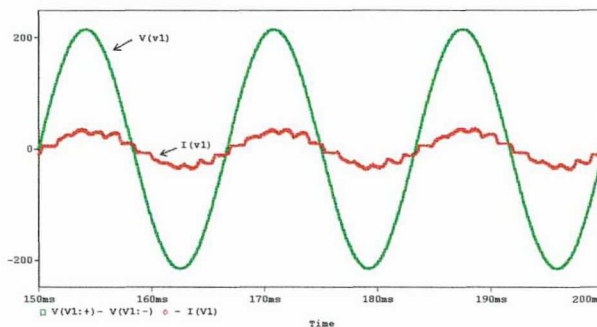


Fig. A.26 - Tensão e corrente de entrada em uma das fases.

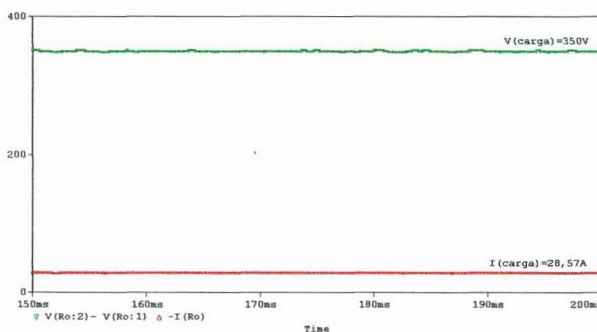


Fig. A.27 - Tensão e corrente na carga.

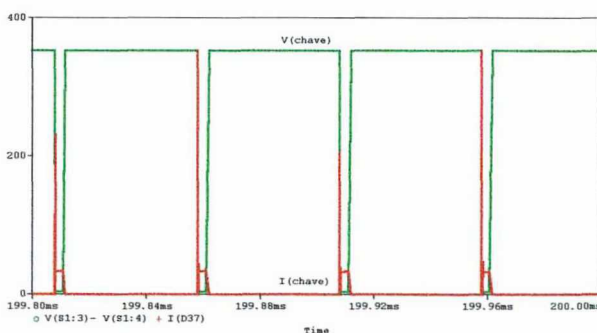


Fig. A.28 - Tensão e corrente sobre o interruptor.

Observa-se na Fig. A.29 a diminuição no sinal de erro, conseqüentemente, reduzindo a razão cíclica do comando.

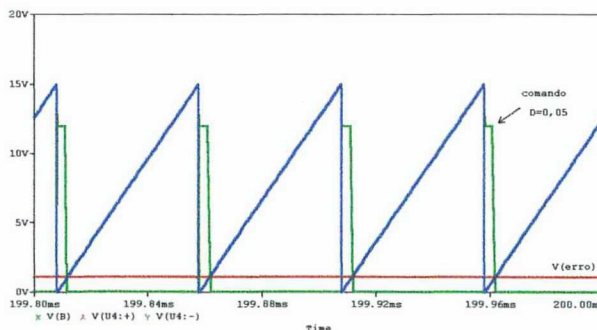


Fig. A.29 - Sinais gerados no controlador.

A.6 Conclusões

O estudo teórico aliado às simulações realizadas indicam a viabilidade da implementação de um retificador trifásico de 10kW com alto fator de potência baseado no transformador de interfase de linha.

As simulações mostram a viabilidade da colocação do conversor *BOOST* para regulação da tensão do retificador de doze pulsos utilizando o LIT, sem a necessidade da colocação de um indutor do *BOOST* pois são aproveitadas as indutâncias do filtro de entrada e do LIT. O fato do conversor *BOOST* operar em condução contínua reduz os esforços de corrente sobre o interruptor. Neste modo de condução, os componentes presentes antes do conversor *BOOST* continuam operando em baixa frequência.

Observa-se ainda nas simulações a necessidade de, no dimensionamento do interruptor do *BOOST*, bem como do seu dissipador, analisar-se com bastante cuidado as perdas provocadas na comutação.

A regulação da tensão de saída mostrou-se eficiente frente às variações da tensão de entrada e a ondulação na tensão de saída ficou dentro de valores esperados.

A colocação do resistor limitador da corrente de partida é fundamental para a inicialização do circuito, visto que as correntes envolvidas durante a partida são elevadas. Os resultados apresentados na simulação mostram a evolução das correntes e tensões envolvidas, comprovando sua eficiência.

O circuito de comando real utilizará o circuito integrado UC3525. Este possui um pino para partida suave do interruptor, chamado *soft starter*, que libera a abertura da razão cíclica imposta ao interruptor de forma gradativa. Na simulação a partida suave foi obtida através de um circuito auxiliar com amplificadores operacionais.

Referências bibliográficas

- [01] ANDRÉ, A. S. Reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 110W com controle de luminosidade e alto fator de potência. Florianópolis, 1997. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.
- [02] ARAGÃO, W. C. P. Fonte de alimentação trifásica de alto fator de potência e estágio único, utilizando transformador de interfase de linha e conversor CC-CC, isolado e de alta frequência. Florianópolis, 1998. Tese de doutorado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.
- [03] BARBI, I. Eletrônica de Potência. 3^a ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2000.
- [04] BARBI, I. Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas. Florianópolis: Ed. do autor, 2001.
- [05] BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis, 1990. Publicação interna – INEP - UFSC.
- [06] BARBI, I. et al. Emprego de transformadores e autotransformadores para a diminuição do conteúdo harmônico gerado por conversores estáticos de potência. Florianópolis, 1998. Publicação interna – INEP - UFSC.
- [07] BARBI, I. et al. Reator para uma lâmpada fluorescente de 40W alimentado com tensão CC 40~60V. Florianópolis, 2000. Relatório interno – INEP - UFSC.
- [08] BARBI, I & MARTINS, D. C. Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados. Florianópolis, 2000.
- [09] BARBI, I & SOUZA, F. P. Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave. Florianópolis: Ed. dos autores, 1999.
- [10] BARBI, I. & SOUZA, A. F. Retificadores de alto fator de potência. Florianópolis, 1996. Publicação interna – INEP - UFSC.

- [11] BASCOPE, R. P. T. & PERIN, A. J. O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997
- [12] CHEHAB, A. & BARBI, I. Proposta de uma unidade retificadora trifásica de 18kW com elevado fator de potência. Florianópolis, 2001. Relatório interno – INEP - UFSC.
- [13] DATA BOOK, Aluminum Electrolytic Capacitors. EPCOS, 1999.
- [14] DESIGNER'S MANUAL, Lighting Ballast Control IC. International Rectifier, 2000.
- [15] EDMINISTER, J. A. Eletromagnetismo. São Paulo: McGraw-Hill, 1980.
- [16] GULES, R.; BARBI, I. & SIMÕES, E. M. A 1.2kW Electronic Ballast for Multiple Lamps, with Dimming Capability and High Power Factor. APEC. 1999. p. 720-726.
- [17] HAUSMANN R. Sistema inteligente de iluminação para duas lâmpadas fluorescentes de 40W. Florianópolis, 2000. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica – INEP – UFSC.
- [18] HAYT Jr, W. H. Eletromagnetismo. 3ª ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1983.
- [19] LANDER, C. W. Eletrônica Industrial – Teoria e Aplicações. 2ª ed. São Paulo: Makron Books, 1996.
- [20] MARTIGNONI, A. Transformadores. 6ª ed. Porto Alegre: Globo, 1983.
- [21] MELLO, L. F. P. Análise e projeto de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1996.
- [22] MUÑOZ, C. A. Retificação trifásica com alto fator de potência usando uma conexão especial de transformadores para a redução de harmônicas de corrente. Florianópolis, 1997. Tese de doutorado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.

- [23] NIERMANN, C. New rectifier circuits with low mains pollution and additional low cost inverter for energy recovery. EPE. 1989. p. 1131-1136.
- [24] OGATA, K. Engenharia de controle moderno. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1982.
- [25] PAICE, D. A. Power electronic converter harmonics – multipulse methods for clean power. Nova Iorque: *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.*, 1996.
- [26] PETRY, C. A. Estabilizador de tensão alternada para cargas não-lineares. Florianópolis, 2001. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.
- [27] PHILIPS. Manual de iluminação. 3^a ed. Holanda: *Philips Lighting Division*, 1981.
- [28] RASHID, M. H. Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e Aplicações. São Paulo: Makron Books, 1999.
- [29] SEIXAS, F. J. M. Conversor CA-CC de 12kW com elevado fator de potência e tensão de saída regulada utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos. Florianópolis, 1999. Projeto de tese de doutorado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.
- [30] SEIXAS, F. J. M. Retificador de 12 pulsos LIT (line-side interphase transformer). Florianópolis, 1998. Relatório interno – INEP - UFSC.
- [31] YOSHIMURA, V. L. Sistema eletrônico monofásico para alimentação de um grupo de lâmpadas fluorescentes. Florianópolis, 2002. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica – INEP - UFSC.
- [32] ZHANG, Y. F. et al. Optimal design of integrated EMI filter. APEC. 1995. Vol. 1 p. 274-280.

Sites consultados

- [1] www.semikron.com.br
- [2] www.metaltex.com.br
- [4] www.irf.com
- [5] www.ti.com
- [6] www.epcos.com
- [7] www.kontatec.com.br
- [8] www.national.com
- [9] www.pirelli.com.br
- [10] www.google.com
- [11] www.fairchildsemi.com
- [12] <http://socrates.berkeley.edu/~phylabs/bsc/Manual.html>
- [13] www.altavista.com
- [14] www.thornton.com.br