

VICTOR LEONARDO YOSHIMURA

**SISTEMA ELETRÔNICO MONOFÁSICO PARA
ALIMENTAÇÃO DE UM GRUPO DE LÂMPADAS
FLUORESCENTES**

**FLORIANÓPOLIS
2002**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA ELETRÔNICO MONOFÁSICO PARA
ALIMENTAÇÃO DE 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

VICTOR LEONARDO YOSHIMURA

Florianópolis, fevereiro de 2002.

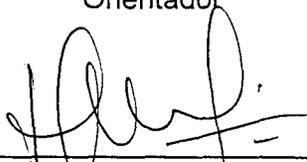
SISTEMA ELETRÔNICO MONOFÁSICO PARA ALIMENTAÇÃO DE UM GRUPO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Victor Leonardo Yoshimura

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *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

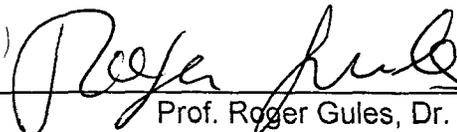


Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



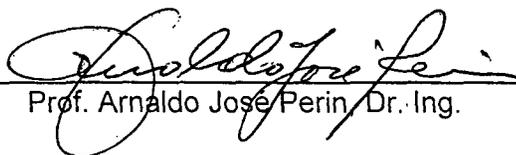
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



Prof. Roger Gules, Dr.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

A Deus.

**A meus pais,
Carlos e Ligia.**

**A meus irmãos,
Yvis e Kleverson.**

**A meus tios,
Osmar e Teresa.**

**A minhas primas,
Alessandra, Cláudia e
Juliane, e aos pequenos
Caio e Vivian.**

**"A falha é a chave do sucesso;
Cada erro nos ensina algo."**

Morihei Ueshiba

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me dado saúde e sabedoria nos momentos de decisão.

Ao povo brasileiro que, trabalhando e pagando seus impostos, sustenta o ensino superior gratuito.

Agradeço ao prof. Ivo Barbi pela orientação segura, pelo interessante tema da dissertação e por sua competência e profissionalismo.

Aos membros da banca Arnaldo José Perin, Hari Bruno Mohr e Roger Gules por terem dado valiosas contribuições para a versão final deste trabalho.

Aos professores do INEP, Alexandre Ferrari de Souza, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, Ivo Barbi e João Carlos dos Santos Fagundes, pelos ensinamentos transmitidos ao longo destes dois anos.

À Patrícia e Dulcemar, secretárias do INEP, aos técnicos, em especial ao Coelho e Pacheco, e aos demais funcionários do INEP, pelo auxílio prestado, mas, sobretudo pela amizade.

Agradeço aos meus colegas de mestrado, Alessandro Luiz Batschauer, Anderson Alves, Anis César Chehab Neto, Claudenei Simão, Clóvis Antônio Petry, Deivis Borgonovo, Denise Gerardi, Fabiana da Silveira Cavalcante, Jair Urbanetz Jr., Luiz Cláudio Souza dos Santos e Mauro Tavares Peraça, pela amizade, companheirismo, pelas discussões técnicas (e de futebol também!) e por terem me aturado por estes dois anos.

Aos colegas e amigos Robson Luiz Cardoso, Roger Gules, Eduardo Félix Ribeiro Romaneli e Sérgio Vidal Garcia Oliveira. Sem o auxílio destas pessoas, o trabalho teria sido muito mais difícil. Meus sinceros agradecimentos.

Um agradecimento especial a meus tios, Osmar e Teresa, a minhas primas, Alessandra, Cláudia e Juliane e aos pequenos Caio e Vivian, que muito me ajudaram durante a minha permanência em Florianópolis, ainda que eu os visse tão poucas vezes.

Não poderia deixar de agradecer a meus pais, Carlos e Ligia, e a meus irmãos, Yvis e Kleverson, que me deram seu apoio, carinho e compreensão e por terem suportado a minha ausência.

“- Gambatte kudasai!”

“- Hai, otohsan!”

Resumo da dissertação de mestrado submetida à UFSC como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

SISTEMA ELETRÔNICO MONOFÁSICO PARA ALIMENTAÇÃO DE UM GRUPO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Victor Leonardo Yoshimura

Fevereiro/2002

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Lâmpadas fluorescentes, retificadores com alto fator de potência, inversores, comutação suave, filtros para lâmpada.

Número de páginas: 120

RESUMO: Este trabalho apresenta um reator eletrônico para a alimentação de um grupo de lâmpadas fluorescentes. Foi feita uma revisão de estruturas já propostas para a solução deste problema, sendo escolhida, então, uma arquitetura para o sistema, a qual é constituída por um retificador com alto fator de potência e um inversor. Seguindo, foi feito um estudo sobre a topologia a ser empregada para o retificador, observando-se e comparando-se, por simulação, o desempenho entre duas topologias (conversor "boost" e o PFC passivo), sendo escolhido este último. Em seguida, foi estudado o inversor e o filtro de saída, sendo este último fundamental para o dimensionamento do primeiro e para a obtenção de diversas características desejáveis para o funcionamento da estrutura (comutação suave, tensão senoidal sobre a lâmpada, entre outras). Os filtros foram equacionados e uma nova metodologia de projeto é proposta. Por fim, foram construídos protótipos de 3kW para a validação dos resultados de simulação. Ao fim do trabalho, foi feita, também, uma comparação experimental entre as estruturas retificadoras.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ELECTRONIC SINGLE-PHASE SYSTEM FOR FEEDING A GROUP OF FLUORESCENT LAMPS

Victor Leonardo Yoshimura

February/2002

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Keywords: Fluorescent lamps, high power factor rectifiers, inverters, soft switching, filters for lamps.

Number of pages: 120

ABSTRACT: This work presents an electronic ballast for feeding a group of fluorescent lamps. A revision of already-used structures for solving this problem was done, choosing, then, the system architecture, which is constituted by a high power factor rectifier and an inverter. Following, it was done a study on topologies to be employed as rectifiers, observing and comparing, by simulation, the performance of two topologies (boost converter and passive PFC), choosing the first. Then, the inverter and the output filter were studied, and this last one is fundamental for dimensioning the inverter and for obtaining several desirable characteristics for the lamp operation (soft switching, sinusoidal voltage waveform on the lamp, among others). The filters were mathematically modeled and a new design procedure is proposed. Finally, 3kW prototypes were built for validation of simulation results. At the end of the work, it was also done an experimental comparison between the rectifiers.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA _____	xv
INTRODUÇÃO GERAL _____	1
CAPÍTULO 1 – Revisão de Sistemas de Iluminação e Arquitetura Proposta	
1.1 Introdução _____	3
1.2 Sistemas para baixa potência _____	4
1.2.1 Modelo dinâmico da lâmpada fluorescente _____	5
1.3 Sistemas para alta potência _____	5
1.3.1 Arquitetura proposta para o sistema de iluminação _____	6
1.4 Conclusão _____	7
CAPÍTULO 2 – Estudo Comparativo de Estruturas Retificadoras Aplicáveis a Sistemas de Iluminação Fluorescente	
2.1 Introdução _____	9
2.2 Retificador em ponte e filtro capacitivo no barramento cc _____	9
2.3 Correção passiva do fator de potência (PFC passivo) _____	15
2.4 Retificador com pré-regulador “boost” em condução contínua para correção ativa do fator de potência _____	20
2.4.1 Dimensionamento dos componentes do circuito de potência _____	22
2.4.2 Circuito de ajuda à comutação (“snubber”) _____	24
2.4.3 O controle por valores médios instantâneos _____	26
2.4.4 Projeto de um conversor “boost” para a correção do fator de potência _____	27
2.5 Comparação entre os retificadores _____	32
2.6 Conclusão _____	33
CAPÍTULO 3 – Estudo do Estágio Inversor e do Filtro de Saída	
3.1 Introdução _____	35
3.2 Filtros de saída _____	36
3.2.1 Filtro LC série _____	36
3.2.2 Filtro LC paralelo _____	44

3.2.3	Filtro LCC _____	51
3.2.4	Comparação entre o desempenho dos filtros _____	61
3.3	Inversores _____	63
3.3.1	Modulação e geração de sinais de "gate" aplicados nos interruptores e etapas de funcionamento _____	64
3.3.2	Análise dos esforços de corrente no inversor em ponte completa, aplicado em sistemas de iluminação _____	66
3.3.3	Considerações sobre a comutação _____	67
3.3.4	Circuitos de proteção contra sobrecorrente _____	69
3.4	Conclusão _____	71

CAPÍTULO 4 – Projeto, Simulação e Resultados Experimentais de um Sistema para Iluminação Fluorescente de 3kW

4.1	Introdução _____	73
4.2	Especificações de projeto _____	73
4.3	Projeto de um pré-regulador "boost" para a correção do fator de potência _____	74
4.3.1	Dimensionamento do estágio de potência _____	75
4.3.2	Componentes externos ao UC3854 _____	77
4.3.3	Dimensionamento do "snubber" não-dissipativo _____	81
4.3.4	Cálculo térmico _____	83
4.3.5	Circuitos auxiliares _____	85
4.3.6	Resultados obtidos por simulação _____	87
4.3.7	Resultados experimentais _____	89
4.4	Projeto de um inversor ponte completa _____	92
4.4.1	Dimensionamento do estágio de potência do inversor _____	93
4.4.2	Dimensionamento dos circuitos de comando _____	96
4.4.3	Cálculo térmico _____	97
4.4.4	Resultados de simulação _____	98
4.4.5	Resultados experimentais _____	100
4.5	Projeto de um estágio PFC passivo de 1,2kW _____	102
4.5.1	Cálculo dos componentes do filtro _____	102

4.5.2	Resultados de simulação _____	103
4.5.3	Especificação dos componentes _____	106
4.5.4	Resultados experimentais _____	109
4.6	Conclusão _____	114
CONCLUSÃO GERAL _____		115
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS _____		117

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
α	Relação entre tensão de pico de entrada e tensão cc no "boost"	
$\alpha_{\text{mín}}$	Mínimo valor da relação entre tensão de pico de entrada e tensão cc no "boost"	
δ	Relação entre freqüências (chaveamento e ressonância)	
δ_p	Relação entre freqüência de chaveamento e freqüência de ressonância paralela	
δ_s	Relação entre freqüência de chaveamento e freqüência de ressonância série	
Δ	Profundidade de penetração do efeito pelicular	m
ΔI_{Lb}	Ondulação máxima de corrente no indutor "boost"	A
$\Delta I_{Lb\%}$	Ondulação percentual máxima de corrente no indutor "boost"	
ΔT	Aumento de temperatura no indutor	K
Δt_c	Tempo estimado de comutação	s
ΔT_{core}	Aumento de temperatura no núcleo	K
ΔT_{cu}	Aumento de temperatura no cobre	K
ΔV_c	Variação de tensão sobre um interruptor durante a comutação	V
$\Delta V_{\text{cc}\%}$	Máxima variação percentual da tensão de saída do PFC passivo	
$\Delta V_{\text{in}\%}$	Ondulação percentual máxima de tensão na entrada do conversor "boost"	
ΔV_{mt}	Ondulação máxima permitida de 2ª harmônica na malha de tensão	V
$\Delta V_{\text{mt}\%}$	Ondulação máxima percentual permitida de 2ª harmônica na malha de tensão	
$\Delta V_{\text{o}\%}$	Ondulação percentual máxima de tensão na saída do conversor "boost"	
$\Delta V_{\text{o}\%}$	Variação percentual máxima de tensão na saída	
θ	Ângulo de deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro	rad
θ_v	Valor recalculado para o ângulo de deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro	rad
ρ	Resistência por unidade de comprimento	$\Omega \cdot \text{m}^{-1}$
σ	Termo de diferenciação entre o filtro LC série o filtro LCC	
ω	Freqüência angular de chaveamento	rad/s
ω_{cmc}	Freqüência angular de corte da malha de corrente	rad/s
ω_o	Freqüência angular de ressonância	rad/s
ω_{osb}	Freqüência de ressonância entre os elementos do "snubber"	rad/s

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
ω_p	Frequência angular de ressonância paralela	rad/s
ω_{pmc}	Frequência angular do pólo da malha de corrente	rad/s
ω_{pmt}	Frequência angular do pólo da malha de tensão	rad/s
ω_r	Frequência angular de ressonância entre os elementos do "snubber"	rad/s
ω_s	Frequência angular de ressonância série	rad/s
ω_{zmc}	Frequência angular do zero da malha de corrente	rad/s
ω_{zmt}	Frequência angular do zero da malha de tensão	rad/s
a	Fator de correção para o cálculo de $I_{rm\acute{a}x}$	
a_1	Largura da perna central do núcleo de ferro do indutor	m
A	Frequência angular de ressonância do PFC passivo	rad/s
A_e	Área da perna central do núcleo	
A_w	Área da janela de um núcleo tipo "E"	m ²
b	Fator de correção para o cálculo de $V_{csbm\acute{a}x}$	
$B_{m\acute{a}x}$	Máxima densidade de fluxo no núcleo de um indutor	T
B_{pk}	Fluxo de pico	T
c_1	Comprimento do pacote de chapas de ferro do núcleo do indutor	m
C_{aa1}	Capacitor série do controlador do tipo avanço-atraso	F
C_{aa2}	Capacitor paralelo do controlador do tipo avanço-atraso	F
$C_{as1,2}$	Capacitância de anti-saturação para o estágio de potência do inversor	F
C_b	Capacitância de saída do "boost"	F
C_c	Capacitância de auxílio à comutação do inversor	F
C_f	Capacitor de saída do retificador	F
C_{ff1}	Capacitância 1 da malha de "feedforward"	F
C_{ff2}	Capacitância 2 da malha de "feedforward"	F
C_{mc1}	Capacitância 1 da malha de corrente	F
C_{mc2}	Capacitância 2 da malha de corrente	F
C_{mt1}	Capacitância 1 da malha de tensão	F
C_{mt2}	Capacitância 2 da malha de tensão	F
$\cos\phi$	Fator de deslocamento	
C_p	Capacitância paralela dos filtros	F
C_{pi}	Capacitância do controlador do tipo proporcional-integral	F
C_{ppfc}	Capacitância do filtro de entrada do PFC passivo	F
C_s	Capacitância série dos filtros	F
C_{sb}	Capacitância do "snubber"	F
C_{set}	Capacitância do oscilador do UC3854	F
C_{ss}	Capacitância de "soft-start"	F
C_t	Capacitância do oscilador do UC3525	F
C_{tp}	Capacitância de anti-saturação do transformador de pulsos	F
D	Razão cíclica	

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
$D(\omega.t)$	Razão cíclica em função de $\omega.t$	
d_{core}	Densidade do núcleo	$kg.m^{-1}$
$D_{m\acute{a}x}$	Razão cíclica máxima	
f	Frequência de chaveamento	Hz
f_{cdes}	Frequência de corte desejada	Hz
fd	Fator de deslocamento	
f_{ff}	Frequência de corte da malha de "feedforward"	Hz
f_p	Frequência do pólo do controlador	Hz
f_p	Fator de potencia	
f_r	Frequência da rede	Hz
f_v	Fator de tensão do PFC passivo	
f_z	Frequência do zero do controlador	Hz
G	Ganho do filtro para a fundamental	
G_i	Função de transferência da planta da corrente de entrada	dB
G_v	Função transferência da planta da tensão de saída	dB
H	Relação entre o ganho entre uma harmônica e o ganho da fundamental	
$\bar{I}_{rrm\acute{a}x}$	Corrente de pico reversa normalizada sobre o diodo "boost"	
I_2	Corrente eficaz no indutor série	A
I_{cc}	Corrente cc na carga	A
I_{cef}	Corrente eficaz no capacitor	A
I_{com}	Corrente de pico durante a comutação	A
I_{curto}	Corrente de curto no PFC passivo	A
I_{dmd}	Corrente média em um diodo	A
$I_{inpkm\acute{a}x}$	Corrente de pico máxima na entrada	A
i_{Lb}	Corrente no indutor "boost" (em função do tempo)	A
I_{Lbef}	Corrente eficaz no indutor "boost"	A
I_{Lsbef}	Corrente eficaz sobre o indutor do "snubber"	A
I_{mo}	Corrente máxima de saída do multiplicador de corrente do UC3854	A
I_p	Corrente de pico na saída da ponte	A
I_{pef}	Corrente eficaz no primário	A
I_{ptmd}	Corrente média de saída da ponte retificadora	A
$I_{rrm\acute{a}x}$	Corrente de pico reversa sobre o diodo "boost"	A
$\bar{I}_{rrm\acute{a}x}$	Corrente de recuperação reversa normalizada	
I_{sef}	Corrente eficaz no secundário	A
I_{sef}	Corrente eficaz em um interruptor	A
I_{smd}	Corrente média em um interruptor	A
j	Unidade imaginária ($j = \sqrt{-1}$)	
$J_{m\acute{a}x}$	Máxima densidade de corrente	A/m^2
k	Fator de enrolamento	
k_f	Coefficiente de possibilidade de execução do indutor	
L	Indutância série dos filtros	H

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
L_b	Indutância "boost"	H
l_{core}	Comprimento médio do caminho magnético	m
l_{emd}	Comprimento médio de uma espira	m
l_g	Comprimento do entreferro	m
l_{gap}	Comprimento do entreferro	m
L_m	Indutância magnetizante	H
L_{ppfc}	Indutância do filtro de entrada do PFC passivo	H
L_{sb}	Indutância do "snubber"	H
M_{core}	Massa do núcleo	kg
M_{cu}	Massa do cobre	kg
N	Número de espiras	
n	Ordem harmônica	
n_{cp1}	Número de condutores paralelo no enrolamento primário	
n_{cp2}	Número de condutores paralelo no enrolamento secundário	
N_s	Número de espiras do secundário	
p	Relação entre a potência de um filtro e a potência total do inversor	
P	Potência do inversor	W
P_{core}	Perdas no núcleo	W
p_{core}	Perdas por unidade de massa	W.kg ⁻¹
P_{cu}	Perdas no cobre	W
P_{db}	Perdas no diodo "boost"	W
P_i	Potência de um filtro	W
P_{IGBT}	Perdas em um IGBT	W
$P_{IGBT(d)}$	Perdas no diodo interno de um IGBT	W
P_{in}	Potência de entrada	W
P_o	Potência de saída	W
P_{pt}	Perdas na ponte retificadora	W
P_{rsh}	Perdas no resistor "shunt"	W
P_{scom}	Perdas por comutação em um interruptor	W
P_{scond}	Perdas por condução em um interruptor	W
P_{sh}	Potência dissipada no resistor "shunt"	W
Q	Fator de qualidade do filtro	
q	Relação de transformação do transformador do filtro	
R	Resistência de carga dos filtros	Ω
R_{aa}	Resistor do controlador do tipo avanço-atraso	Ω
R_{carga}	Resistência de carga	Ω
R_{core}	Relutância do núcleo	A.Wb ⁻¹
R_d	Resistência de descarga do oscilador do UC3525	Ω
R_{div1}	Resistência 1 do divisor resistivo do "boost"	Ω
R_{div2}	Resistência 2 do divisor resistivo do "boost"	Ω
$R_{ds(on)}$	Resistência em condução do MOSFET	Ω
$R_{ds(on)100^\circ C}$	Resistência em condução do MOSFET a 100°C	Ω
R_{eq}	Resistência equivalente na carga do inversor	Ω

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
R_{ff1}	Resistência 1 da malha de "feedforward"	Ω
R_{ff2}	Resistência 2 da malha de "feedforward"	Ω
R_{ff3}	Resistência 3 da malha de "feedforward"	Ω
R_{gap}	Relutância do entreferro	$A \cdot Wb^{-1}$
R_{inrush}	Resistência contra corrente de partida ("inrush")	Ω
R_{mc}	Resistência da malha de corrente	Ω
R_{mo}	Resistor ligado entre o pino 5 do UC3854 e o resistor "shunt"	Ω
R_{mt}	Resistência da malha de tensão	Ω
R_{pi1}	Resistência de entrada do controlador do tipo proporcional-integral	Ω
R_{pi2}	Resistência série do controlador do tipo proporcional-integral	Ω
R_{pk1}	Resistência ligada entre o pino 2 do UC3854 e o resistor "shunt"	Ω
R_{pk2}	Resistência ligada entre os pinos 2 e 9 do UC3854	Ω
R_{set}	Resistência do oscilador do UC3854	Ω
R_{sh}	Resistência "shunt"	Ω
R_t	Resistência do oscilador do UC3525	Ω
$R_{th(jc)d}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo interno do IGBT	$K \cdot W^{-1}$
$R_{th(jc)IGBT}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do IGBT	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thcd(db)}$	Resistência térmica entre a cápsula do diodo "boost" e o dissipador	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thcd(MOS)}$	Resistência térmica entre a cápsula do MOSFET e o dissipador	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thcd(pt)}$	Resistência térmica entre a cápsula da ponte retificadora e o dissipador	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thcd(rsh)}$	Resistência térmica entre a cápsula do resistor "shunt" e o dissipador	$K \cdot W^{-1}$
R_{thcore}	Resistência térmica do núcleo	$K \cdot W^{-1}$
R_{thcu}	Resistência térmica do cobre	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thda(1)}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente do dissipador 1	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thda(2)}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente do dissipador 2	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thjc(db)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo "boost"	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thjc(MOS)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do MOSFET	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thjc(pt)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula da ponte retificadora	$K \cdot W^{-1}$
$R_{thjc(rsh)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do resistor "shunt"	$K \cdot W^{-1}$
R_{vac}	Resistência ligada entre o pino 6 do UC3854 e a saída da ponte retificadora	Ω

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
R_{vac}	Resistência ligada entre os pinos 6 e 9 do UC3854	Ω
s	Freqüência complexa da transformação de Laplace	rad/s
S_{cu}	Área de cobre requerida pelo condutor	m^2
$S_{isolawg}$	Área do condutor de cobre com isolamento	m^2
T_a	Temperatura ambiente	K
t_c	Tempo de condução	s
$T_{c(d)}$	Temperatura na cápsula, devido às perdas no diodo interno do IGBT	K
$T_{c(IGBT)}$	Temperatura na cápsula, devido às perdas no IGBT	K
$T_{d1(db)}$	Temperatura sobre o dissipador, devido à ação do diodo "boost"	K
$T_{d1(MOS)}$	Temperatura sobre o dissipador, devido à ação do MOSFET	K
$T_{d1(rsh)}$	Temperatura sobre o dissipador, devido à ação do resistor "shunt"	K
$t_{dead(max)}$	Tempo morto máximo	s
TDH	Taxa de distorção harmônica	
TDH _{LCC}	Taxa de distorção harmônica sobre a lâmpada, no filtro LCC	
TDH _{LCparalelo}	Taxa de distorção harmônica sobre a lâmpada, no filtro LC paralelo	
TDH _{LCsérie}	Taxa de distorção harmônica sobre a lâmpada, no filtro LC série	
T_{dmin}	Temperatura mínima do dissipador	K
T_j	Temperatura máxima na junção	K
$T_{j(db)}$	Temperatura máxima na junção do diodo "boost"	K
$T_{j(MOS)}$	Temperatura máxima na junção do MOSFET	K
$T_{j(rsh)}$	Temperatura máxima na junção do resistor "shunt"	K
t_{off}	Tempo de desligamento do interruptor	s
t_{offmin}	Intervalo mínimo de desligamento do interruptor	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	s
t_{ss}	Tempo de "soft-start"	s
$V_{csbmáx}$	Tensão normalizada máxima sobre o capacitor do "snubber"	
V_{cc}	Tensão no barramento cc	V
$V_{ce(on)}$	Tensão em condução de um IGBT	V
$V_{cmáx}$	Tensão máxima sobre o capacitor série do filtro	V
V_{com}	Tensão de pico durante a comutação	V
$V_{csbmáx}$	Tensão máxima sobre o capacitor do "snubber"	V
$\overline{V_{csbmáx}}$	Tensão máxima normalizada sobre o capacitor do "snubber"	
V_{desm}	Tensão de desmagnetização do núcleo	V
V_{diodo}	Tensão reversa do diodo	V
V_{dt}	Amplitude da onda dente-de-serra do UC3854	V
V_{gt}	Tensão de "gate" para o disparo de um tiristor	V
V_i	Tensão de entrada do filtro	V

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
V_{i1}	Tensão eficaz da fundamental de entrada	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
$V_{inmd(min)}$	Tensão média mínima, após a retificação	V
V_{inpk}	Tensão de pico de entrada	V
$V_{inpk(max)}$	Tensão máxima de pico na entrada do "boost"	V
V_{mto}	Tensão máxima na saída da malha de tensão	V
V_o	Tensão sobre a lâmpada	V
V_{o1}	Tensão no secundário do transformador, antes da ignição da lâmpada	V
V_{o2}	Tensão no secundário do transformador, após a ignição da lâmpada	V
$V_{omáx}$	Tensão máxima de saída	V
$V_{omín}$	Tensão mínima de saída	V
V_{ref}	Tensão de referência do UC3854	V
$V_{sh(ovld)}$	Tensão sobre o resistor "shunt", quando da ocorrência de uma sobrecarga	V
Z_o	Impedância de saída dos filtros LC paralelo e LCC	Ω
\overline{Z}_o	Impedância normalizada de saída dos filtros LC paralelo e LCC	Ω
Z_p	Impedância total dos filtros LC paralelo e LCC	Ω

INTRODUÇÃO GERAL

No atual panorama da energia elétrica no Brasil, onde os recursos destinados a este setor estratégico da economia estão mais escassos, a busca de melhores soluções para o uso racional desta fonte de energia tem se tornado cada vez mais imperativo.

A iluminação é uma das aplicações mais comuns da energia elétrica, constituindo cerca de 25% da potência consumida [3, 4]. Deve-se, conseqüentemente, dar atenção a esta clássica aplicação.

Uma grande parcela da iluminação artificial é feita a partir de lâmpadas fluorescentes. Elas possuem elevada eficiência luminosa (razão lumens por watt) e maior tempo de vida, se comparadas às lâmpadas incandescentes. Tendo-se isto em mente, deseja-se direcionar os estudos para os reatores que alimentam estas lâmpadas.

Com o intuito de se conseguir reatores com maior rendimento, um sistema centralizado para a alimentação de lâmpadas fluorescentes será estudado. Este sistema deverá ser capaz de alimentar cargas elevadas de lâmpadas fluorescentes, ao invés de alimentar apenas uma ou duas, como os reatores convencionais. Além disto, o sistema deverá ter outras características, tais como:

- elevado fator de potência;
- ausência de efeito estroboscópico;
- redução de custo;
- robustez;
- ausência de ruído audível;
- elevação da vida útil da lâmpada;
- proteção contra curto-circuito na saída.

Este trabalho foi dividido em quatro capítulos, para a melhor compreensão dos estudos desenvolvidos.

O capítulo 1 traz uma rápida revisão dos trabalhos já efetuados na área, procurando soluções para alta potência, objeto desta dissertação. Além disto, busca-se um modelo para a lâmpada fluorescente já estudado e comprovado.

Ao fim do capítulo, propõe-se uma arquitetura para o sistema a ser estudado e testado.

O capítulo 2 mostra o desempenho de estruturas retificadoras aplicadas aos sistemas de iluminação, do ponto de vista de emissão de harmônicas e regulação da tensão do barramento cc.

O capítulo 3 apresenta o estágio inversor, mostrando o estudo realizado para o dimensionamento dos filtros para a ignição da lâmpada fluorescente e obtenção de alguns parâmetros úteis no dimensionamento dos semicondutores de potência deste estágio. Também é estudado o próprio inversor, mostrando topologias já aplicadas em outros trabalhos, além de circuitos de comando e de proteção contra sobre-corrente.

O capítulo 4 mostra o projeto detalhadamente, com o dimensionamento dos estágios de potência, controle e comando dos conversores, além dos resultados obtidos em laboratório, para um protótipo de 3kW. Também é mostrado o desempenho de um estágio PFC passivo de 1,2kW, para se poder comparar as características de cada retificador aplicado a sistemas de iluminação.

CAPÍTULO 1

REVISÃO DE SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO E ARQUITETURA PROPOSTA

1.1 – Introdução:

O conversor a ser desenvolvido terá a finalidade de alimentar uma carga elevada de lâmpadas (na faixa de alguns quilowatts), como foi dito na introdução geral. Entretanto, antes de iniciar o projeto, deve-se escolher a arquitetura a ser adotada, tendo em vista a viabilidade tecnológica e a facilitação da implementação prática do projeto.

As características desejadas para o reator a ser projetado são:

- Alto rendimento (superior aos reatores para baixa potência);
- Alto fator de potência (próximo ao unitário);
- Tensão senoidal sobre a lâmpada (visando o aumento de sua vida útil);
- Redução de custo por lâmpada acionada;
- Partida rápida para as lâmpadas;
- Ausência de efeito estroboscópico;
- Ausência de ruído audível.

Destas características, deve-se ressaltar duas que têm especial importância: redução de custo e elevação do rendimento. Tendo-se alcançado estas características, o reator apresentará vantagens que o tornará mais atraente para o mercado do que os reatores convencionais para pequenas cargas, lembrando-se que as demais características já são encontradas nos reatores de baixa potência.

Com o intuito de se escolher um circuito adequado para o desenvolvimento do reator eletrônico, uma revisão das estruturas utilizadas em sistemas anteriores será feita.

1.2 – Sistemas para baixa potência:

Em trabalhos anteriores [1, 2, 3, 4], foram propostos sistemas para iluminação fluorescente, para potências reduzidas (menos de 300W), os quais se prestavam à alimentação de duas lâmpadas.

Nestes trabalhos, verifica-se uma variação do rendimento desde 75% a 90%. O rendimento torna-se menos favorável, como já é sabido, quando se trabalha em potências menores, pois, as perdas nos circuitos auxiliares tornam-se mais expressivas, com relação à potência total processada.

Em [1], foram estudadas várias estruturas, onde foram utilizadas técnicas passivas para a correção do fator de potência. O rendimento máximo alcançado com um filtro LC na entrada foi de 92%. O circuito utilizado neste trabalho é apresentado na fig. 1.1.

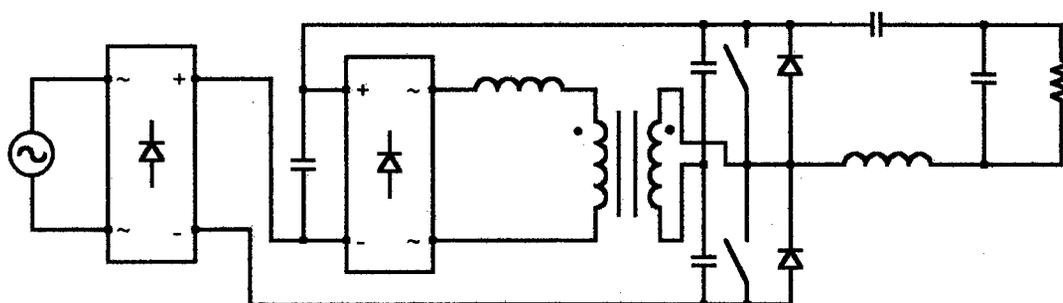


Fig. 1.1 – Circuito utilizado por CABALLERO [1].

Em [2], a potência processada pelo sistema foi de 80W e o rendimento alcançado foi de 92%, o que é extremamente elevado, considerando a pequena potência processada. Entretanto, o estágio de correção do fator de potência não foi implementado.

Em [3], a potência de 220W é substancialmente maior e foi implementado um estágio de correção do fator de potência, baseado no conversor “boost” em condução descontínua. O rendimento alcançado por esta estrutura foi de 87,8%, utilizando uma técnica de comutação suave no estágio inversor.

Em [4], a potência processada foi de 80W e o estágio de correção do fator de potência foi alterado para um circuito baseado no conversor “boost” operando em condução crítica. O rendimento alcançado foi de 86%.

1.2.1 – Modelo dinâmico da lâmpada fluorescente:

Nos trabalhos [1, 2, 3], foram feitos estudos e revisões bibliográficas para a obtenção do modelo dinâmico da lâmpada fluorescente.

Em [1], foi mostrado que, para operações com constantes de tempo menores, ou seja, frequências de chaveamento maiores (cerca de dezenas de kilohertz), a lâmpada comporta-se de maneira muito semelhante a um resistor puro. O valor da resistência deste resistor pode ser considerado igual à razão entre os valores nominais de tensão e corrente sobre a lâmpada.

Em [2], foram feitos estudos experimentais e de simulação para a comprovação de um modelo matemático mais acurado para a caracterização da curva tensão “*versus*” corrente para a lâmpada fluorescente. Este modelo e os resultados experimentais mostram, também, a validade do modelo de um resistor puro.

Neste momento, ressalta-se que, doravante, a lâmpada fluorescente será tratada como um resistor binário, com resistência infinita antes de sua ignição e com um valor finito e bem definido de resistência em regime permanente, após a ignição.

1.3 – Sistemas para alta potência:

O principal trabalho desenvolvido para sistemas de iluminação de alta potência foi feito por GULES [5], o qual consiste de um reator de 1,2kW para iluminação fluorescente. O circuito de potência apresentado foi composto por um retificador com estágio pré-regulador com alto fator de potência, baseado no conversor sepic, seguido por dois inversores meia ponte em paralelo, conforme mostra a fig. 1.2. Além disto, o trabalho apresentou um método para o cálculo dos componentes para os filtros das lâmpadas (ignitores).

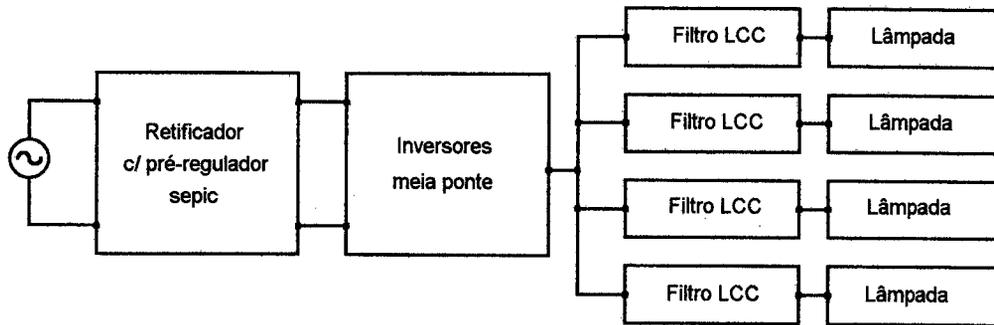


Fig. 1.2 – Sistema utilizado por GULES [5].

O conversor sepic apresenta a vantagem de se poder elevar ou reduzir a tensão no barramento cc, com relação à rede elétrica.

O circuito apresentado permitia a possibilidade de dimerização das lâmpadas por meio da variação da frequência do inversor. A potência consumida pela lâmpada variou de 10% a 100% para uma variação de frequência de 50kHz a 30kHz, variação esta que se apresentou de forma não linear.

O rendimento alcançado para esta configuração foi de 89%, o que é um rendimento extremamente elevado, pois há de se considerar que foram utilizados dois conversores em cascata. O alto rendimento pode ser atribuído à faixa de potência em que se trabalhou, além das perdas em comutação, praticamente inexistentes em toda a estrutura; de fato, as únicas perdas em comutação existentes em componentes ativos em toda esta estrutura são aquelas atribuídas ao bloqueio do interruptor do conversor sepic, sendo desprezíveis as perdas na entrada em condução, para o mesmo componente.

1.3.1 – Arquitetura proposta para o sistema de iluminação:

O sistema apresentado por GULES [5] apresentou-se bastante eficiente para a obtenção das características desejadas para o projeto. Portanto, a arquitetura a ser escolhida deverá ser semelhante a que foi utilizada nesta referência. Na fig. 1.3, apresenta-se a arquitetura do projeto a ser desenvolvido.

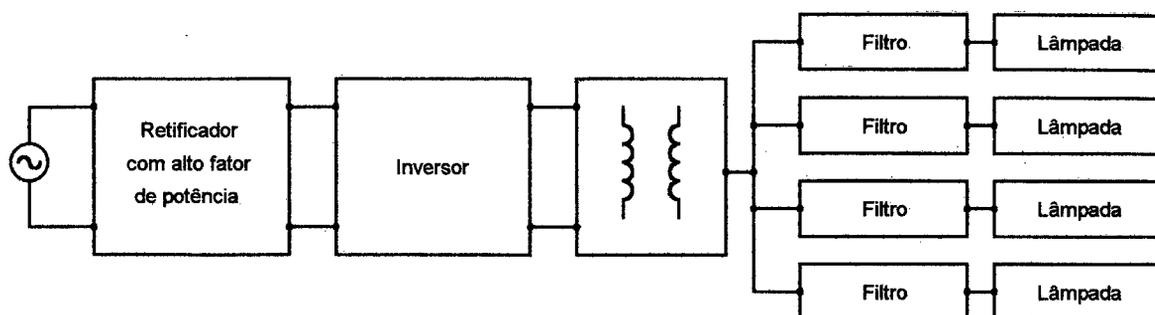


Fig. 1.3 – Arquitetura proposta para o sistema.

O transformador colocado na arquitetura indica a necessidade de adaptação e isolamento da carga e será incluído no projeto, tendo em vista que o estágio retificador a ser utilizado não irá abaixar a tensão.

Para o sistema apresentado, restam diversos pontos, os quais devem ser decididos para que se possa, finalmente, projetar e desenvolver o projeto:

- Procurar uma estrutura retificadora que seja capaz de propiciar um alto fator de potência e ter um rendimento o mais elevado possível;
- Buscar uma topologia inversora com elevado rendimento;
- Determinar qual a melhor tecnologia para os interruptores (IGBT ou MOSFET) em cada estágio do reator;
- Buscar um refinamento das metodologias de projeto de filtros para as lâmpadas, visando entregar a estas uma tensão senoidal em alta frequência;

1.4 – Conclusão:

Ao fim do estudo deste capítulo, pode-se situar o sistema a ser concebido dentro dos trabalhos já desenvolvidos, tendo-se condições para a escolha de uma arquitetura já empregada para o novo projeto.

Tem-se, também, um modelo já utilizado, simples e confiável para se utilizar em simulações para a comprovação dos estudos teóricos a serem realizados nos capítulos subseqüentes.

Espera-se que, com a arquitetura adotada, o rendimento a ser obtido seja superior aos sistemas para baixa potência apresentados anteriormente, devido à alta potência e à operação com comutações suaves, como será visto nos

capítulos adiante e os quais foram utilizados com bastante sucesso nos trabalhos anteriores. Há, também, a expectativa de se reduzir o custo por lâmpada acionada, pela redução do número de componentes, apesar de que estes componentes serão maiores (interruptores com maior capacidade de corrente, elementos magnéticos e capacitivos e dissipadores mais volumosos).

Resta, agora, o estudo detalhado de cada bloco da arquitetura do sistema, com o fim de se avaliar opções de topologias e, ao fim de cada estudo, escolher aquela com melhores características.

CAPÍTULO 2

ESTUDO COMPARATIVO DE TOPOLOGIAS RETIFICADORAS APLICÁVEIS A SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE

2.1 – Introdução:

Em diversas aplicações, é necessária a geração de um barramento CC, para servir de entrada para o conversor que irá gerar o barramento de saída de toda a estrutura. Isto também se faz necessário no caso de sistemas eletrônicos para iluminação.

O barramento CC deverá apresentar regulação de tensão, tendo-se em mente que o sistema operará com grande variação de carga (de 0 a 100%). Além disto, é bastante importante que a estrutura opere com fator de potência elevado e com baixa distorção harmônica de corrente na entrada, devido à crescente demanda por equipamentos com estas características (havendo normas internacionais [7] regulamentando o conteúdo harmônico).

Inicialmente, será vista a estrutura clássica do retificador em ponte com filtro capacitivo, com o intuito de apresentar os problemas da utilização deste circuito. Em seguida, serão apresentadas duas estruturas muito utilizadas em correção de fator de potência em sistemas de iluminação: um PFC (*“Power Factor Correction”*) passivo e o retificador com pré-regulador *“boost”* com alto fator de potência e controle da corrente de entrada por valores médios instantâneos.

2.2 – Retificador em ponte e filtro capacitivo no barramento cc:

Esta estrutura retificadora é largamente utilizada, devido à sua simplicidade, robustez e custo reduzido, entretanto, como poderá ser visto adiante, o fator de potência visto pela rede é baixo, tendo um alto conteúdo de distorção harmônica de corrente.

Este retificador está na fig. 2.1, a seguir:

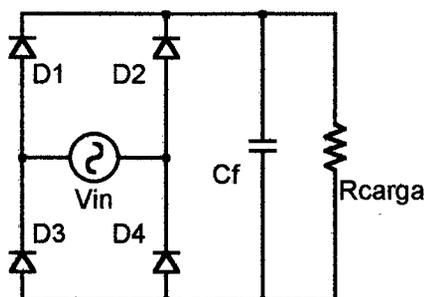


Fig. 2.1 – Retificador convencional, em ponte, com filtro capacitivo.

As expressões necessárias para o dimensionamento deste conversor são a da corrente média em um diodo, a da capacitância e a da corrente eficaz do capacitor C_f , dadas pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3), respectivamente e apresentadas em [6].

$$I_{\text{dmd}} = \frac{P_o}{2 \cdot V_{\text{omín}}} \quad (2.1)$$

$$C_f = \frac{P_o}{f_r \cdot (V_{\text{omáx}}^2 - V_{\text{omín}}^2)} \quad (2.2)$$

$$I_{\text{cef}} = I_p \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_r - (2 \cdot t_c \cdot f_r)^2} \quad (2.3)$$

Onde t_c , o tempo de condução de um diodo é dado por:

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\text{omín}}}{V_{\text{omáx}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_r} \quad (2.4)$$

E I_p , o pico da corrente na saída da ponte, é dado por:

$$I_p = \frac{C_f \cdot (V_{\text{omáx}} - V_{\text{omín}})}{t_c} \quad (2.5)$$

Apresenta-se, agora, um exemplo de projeto com as especificações abaixo:

- Tensão de entrada: 220V;
- Potência de saída: 500W;
- Ondulação máxima de tensão na carga: 5% (pico a pico);
- Frequência da rede: 60Hz;

Calcula-se o valor da capacitância C_f :

$$C_f = \frac{P_o}{f_r \cdot (V_{\text{omáx}}^2 - V_{\text{omín}}^2)} = \frac{500}{60 \cdot (311,1^2 - (311,1 \cdot 0,95)^2)} = 883 \mu\text{F} \quad (2.6)$$

O valor da resistência da carga pode ser determinado, simplesmente, com a expressão a seguir:

$$R_{\text{carga}} = \frac{V_{\text{omáx}}^2}{P_o} = \frac{311,1^2}{500} = 193,6\Omega \quad (2.7)$$

A corrente média em um diodo é calculada a seguir:

$$I_{\text{dmd}} = \frac{P_o}{2 \cdot V_{\text{omín}}} = \frac{500}{2 \cdot 311,1 \cdot 0,95} = 845,9\text{mA} \quad (2.8)$$

Calculam-se, agora, os valores de t_c , I_p e I_{cef} :

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\text{omín}}}{V_{\text{omáx}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_r} = \frac{\arccos\left(\frac{311,1 \cdot 0,95}{311,1}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 60} = 842,3\mu\text{s} \quad (2.9)$$

$$I_p \cong \frac{C_f \cdot (V_{\text{omín}} - V_{\text{omáx}})}{t_c} \cong \frac{883 \cdot 10^{-6} (311,1 - 311,1 \cdot 0,95)}{842,3 \cdot 10^{-6}} \cong 16,3\text{A} \quad (2.10)$$

$$I_{\text{cef}} = I_p \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_r - (2 \cdot t_c \cdot f_r)^2} = 16,3 \cdot \sqrt{2 \cdot 842,3 \cdot 10^{-6} \cdot 60 - (2 \cdot 842,3 \cdot 10^{-6} \cdot 60)^2} = 4,9\text{A} \quad (2.11)$$

A seguir, apresentam-se resultados de simulação para o retificador dimensionado acima:

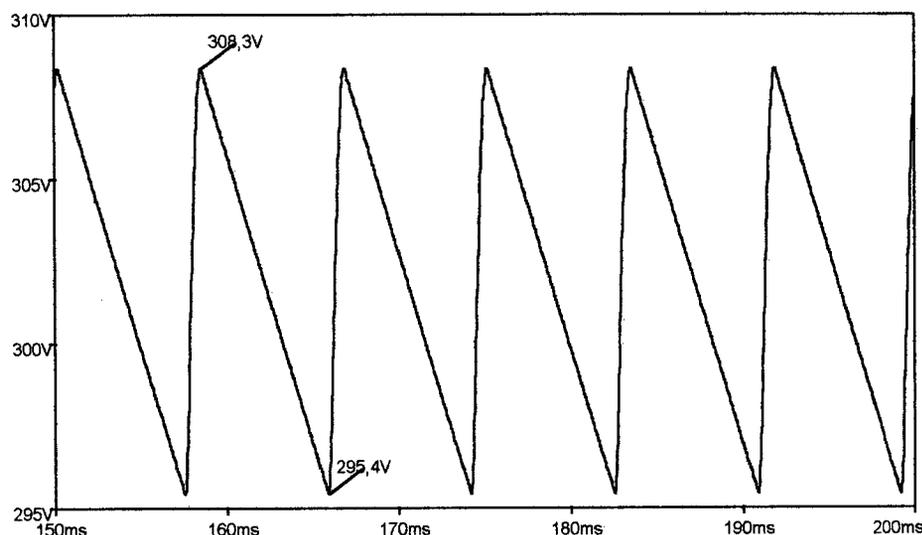


Fig. 2.2 – Forma de onda de tensão na carga.

Na figura anterior, nota-se que a ondulação (que está em 120Hz) enquadra-se no valor de projeto.

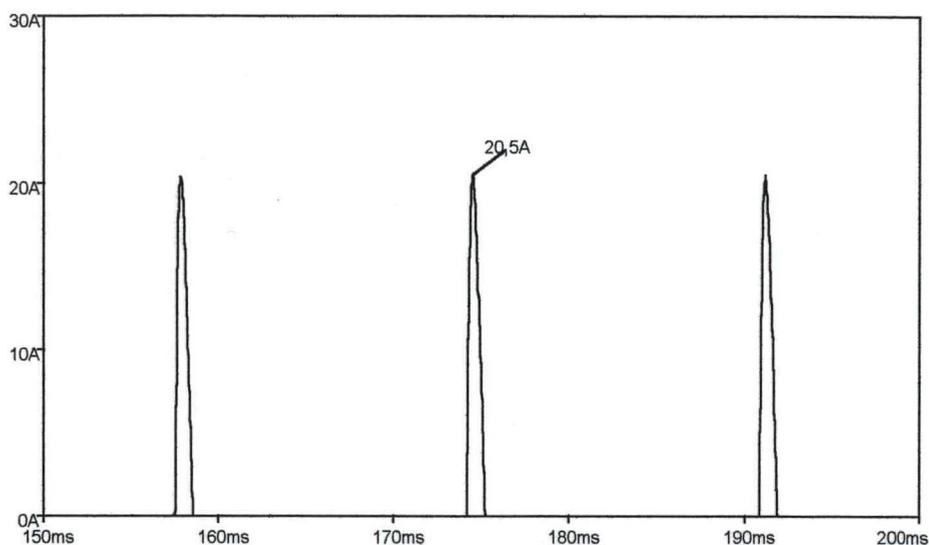


Fig. 2.3 – Forma de onda de corrente em um diodo.

Na figura anterior, há um grande pico de corrente durante a condução do diodo, isto se deve ao fato de que a rede deverá carregar o capacitor enquanto a tensão deste for inferior ao valor da rede, o que ocorre durante um pequeno intervalo de tempo (t_c). Este pico de corrente, como se pode ver na fig. 2.4, é refletido na rede, causando o baixo fator de potência e o elevado conteúdo de harmônicas.

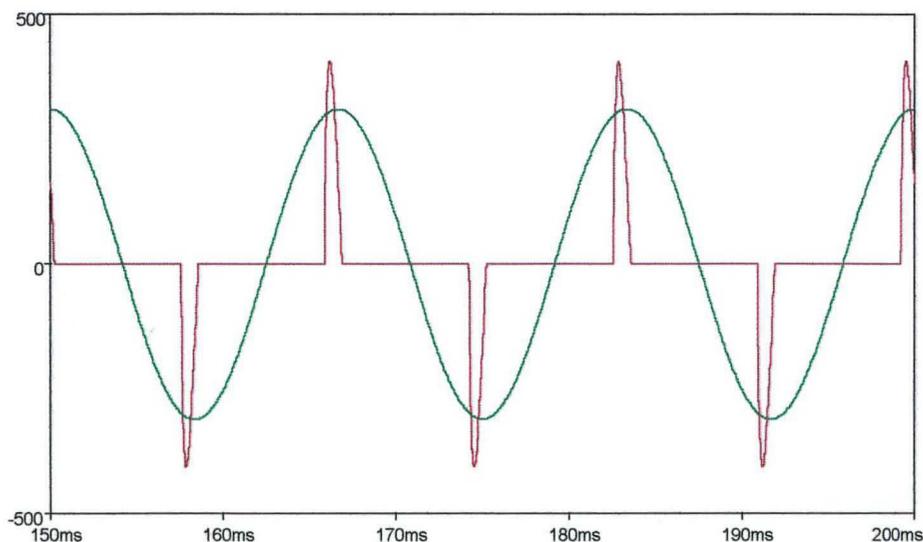


Fig. 2.4 – Forma de onda de tensão da rede (em verde) e da corrente drenada pelo conversor (em vermelho, multiplicada por 20).

Na tabela 2.1, tem-se o conteúdo harmônico presente nesta corrente.

Tabela 2.1 – Componentes harmônicas de corrente, comparadas com os limites impostos em [7].

Ordem harmônica	Componente harmônica (A)	Componente harmônica (% da fundamental)	Limite (Classe A, em A)	Limite (Classe C)
1	3,10600	100,000%	-	-
2	0,00009	0,003%	1,08	2%
3	3,01600	97,102%	2,30	30*fd
4	0,00013	0,004%	0,43	-
5	2,84100	91,468%	1,14	10%
6	0,00017	0,005%	0,30	-
7	2,59400	83,516%	0,77	7%
8	0,00021	0,007%	0,23	-
9	2,29000	73,728%	0,40	5%
10	0,00024	0,008%	0,18	-
11	1,94900	62,750%	0,33	3%
12	0,00026	0,008%	0,15	-
13	1,59100	51,223%	0,21	3%
14	0,00027	0,009%	0,13	-
15	1,24000	39,923%	0,15	3%
16	0,00028	0,009%	0,12	-
17	0,91760	29,543%	0,13	3%
18	0,00028	0,009%	0,10	-
19	0,64800	20,863%	0,12	3%
20	0,00029	0,009%	0,09	-
21	0,45750	14,730%	0,11	3%
22	0,00030	0,010%	0,08	-
23	0,36750	11,832%	0,10	3%
24	0,00032	0,010%	0,08	-
25	0,35780	11,520%	0,09	3%
26	0,00034	0,011%	0,07	-
27	0,37100	11,945%	0,08	3%
28	0,00037	0,012%	0,07	-
29	0,36970	11,903%	0,08	3%
30	0,00039	0,013%	0,06	-
31	0,34390	11,072%	0,07	3%
32	0,00041	0,013%	0,06	-
33	0,29710	9,565%	0,07	3%
34	0,00043	0,014%	0,05	-
35	0,33920	10,921%	0,06	3%
36	0,00044	0,014%	0,05	-
37	0,18390	5,921%	0,06	3%
38	0,00044	0,014%	0,05	-
39	0,14640	4,713%	0,06	3%
40	0,00043	0,014%	0,05	-

A distorção harmônica total da corrente na entrada, dada pelo simulador, foi de 201,9% e o ângulo de deslocamento da fundamental foi de 7,92°. Com isto, calcula-se o fator de potência:

$$fp = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{\cos 7,92^\circ}{\sqrt{1 + 2,019^2}} = 0,4396 \quad (2.12)$$

Nota-se que o fator de potência ficou muito baixo, além de haver emissões de harmônicas que superaram os limites impostos pela norma [7], conforme pode ser visto na fig. 2.5.

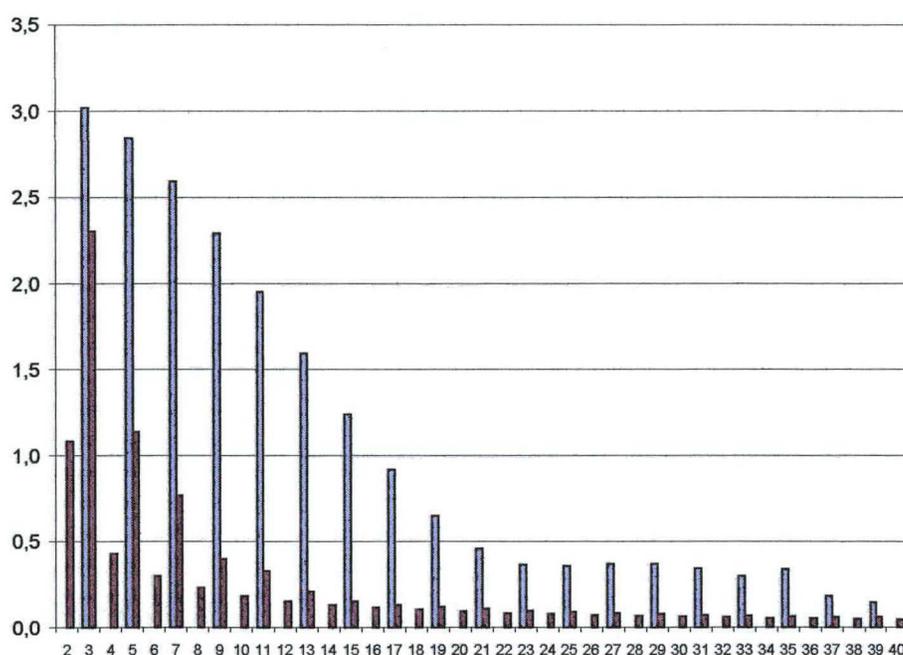


Fig. 2.5 – Espectro harmônico da corrente na entrada (em azul), comparado com o limite imposto pela norma [7] (em vermelho), classe A.

Através da simulação anterior, nota-se claramente as desvantagens deste circuito: baixo fator de potência, levando a um grande pico de corrente, causado pela carga do capacitor em um curto espaço de tempo. Isto também levará a outro problema: a interferência eletromagnética (EMI). Deve-se ressaltar que a principal preocupação da norma é limitar a interferência eletromagnética, causada por emissão de componentes harmônicas, e não estabelecer um fator de potência mínimo no qual os retificadores devam operar.

2.3 – Correção passiva do fator de potência (PFC passivo):

A primeira idéia a se ter em mente para resolver o problema das correntes harmônicas seria incluir um filtro com uma configuração passa-baixa na entrada do retificador. Este circuito está apresentado na fig. 2.6.

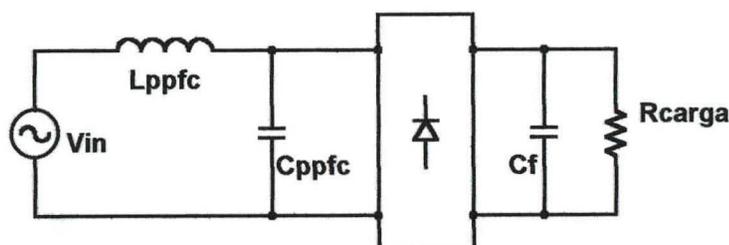


Fig. 2.6 – Circuito do retificador com estágio PFC passivo.

A metodologia de projeto para este circuito é relativamente simples. Abaixo, estão os passos a serem seguidos para o projeto de um PFC passivo, recomendados por [8]:

1º - Determinar a relação entre a tensão do barramento cc e a tensão de pico de entrada (f_v);

2º - Com o valor determinado anteriormente, e observando as curvas na fig.

2.7, escolher um valor para "A" e para a relação $\frac{I_{cc}}{I_{curto}}$;

3º - Calcular L_{ppfc} e C_{ppfc} com o auxílio das expressões (2.13) e (2.14);

$$L_{ppfc} = \frac{I_{cc} \cdot V_{cc} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\pi^2 \cdot I_{curto} \cdot f_r \cdot P_o} \quad (2.13)$$

$$C_{ppfc} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot A)^2 \cdot L_{ppfc}} \quad (2.14)$$

4º - O capacitor C_f é calculado de maneira semelhante ao retificador anterior, utilizando-se a expressão (2.2);

5º - Pode-se estimar o valor do fator de potência, observando-se as curvas contidas na fig. 2.8.

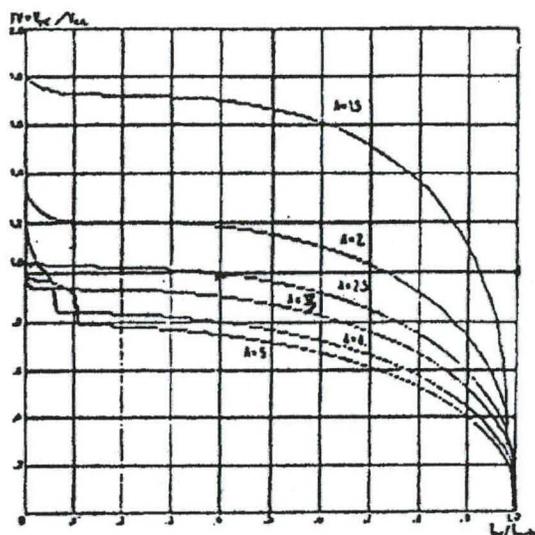


Fig. 2.7 – Ábaco relacionando f_v e $\frac{I_{cc}}{I_{curto}}$, tendo A como parâmetro.

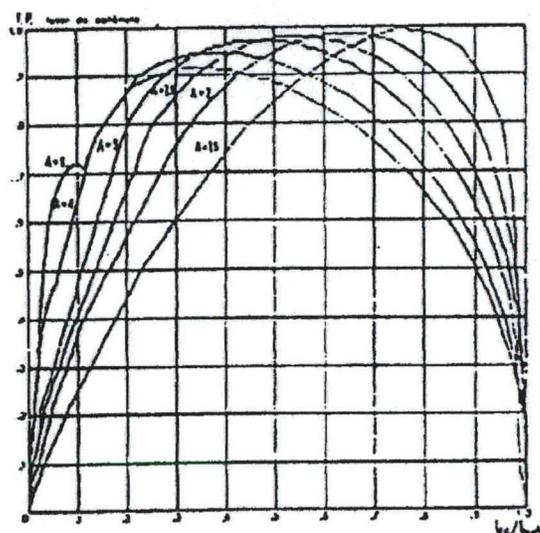


Fig. 2.8 – Ábaco relacionando o fator de potência e $\frac{I_{cc}}{I_{curto}}$, tendo A como parâmetro.

Com o intuito de se comparar os resultados, será apresentado um exemplo de projeto com as mesmas especificações dadas no exemplo da seção anterior.

Primeiramente, calcula-se f_v :

$$f_v = \frac{V_o}{V_{in} \cdot \sqrt{2}} = \frac{311,1}{311,1} = 1 \quad (2.15)$$

Escolhe-se, segundo a fig. 2.7, para A o valor de 2,5 e para a relação $\frac{I_{cc}}{I_{curto}}$ o valor de 0,4. Com isto, os valores de L_{ppfc} e C_{ppfc} são, respectivamente, iguais a 131mH e 8,6 μ F. De acordo com a fig. 2.8, o fator de potência a se esperar deve se situar acima de 0,95.

Na fig. 2.9, estão os resultados obtidos por simulação.

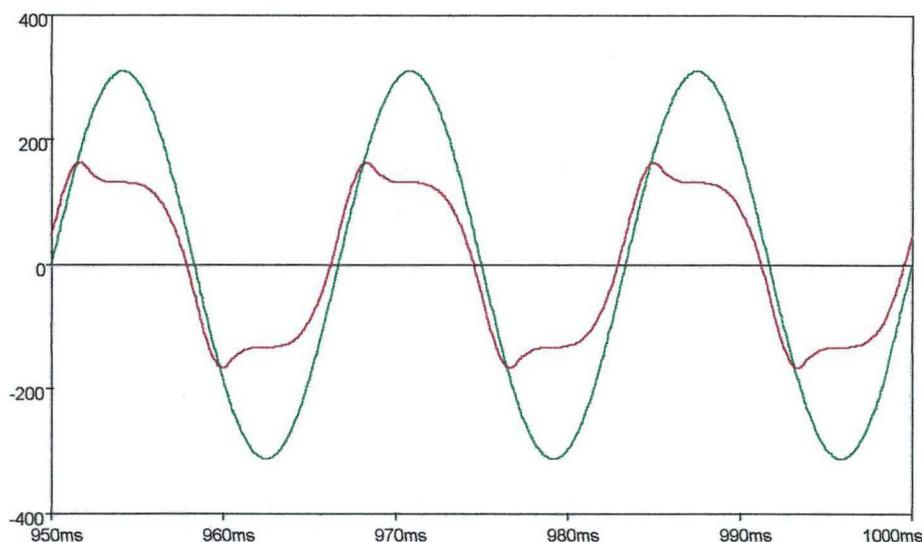


Fig. 2.9 – Forma de onda de tensão (em verde) e corrente (em vermelho, multiplicada por 50) na entrada do retificador.

Na tabela 2.2, tem-se o conteúdo harmônico desta forma de onda de corrente.

Tabela 2.2 - Componentes harmônicas de corrente, comparadas com os limites impostos em [7].

Ordem harmônica	Componente harmônica (A)	Componente harmônica (% da fundamental)	Limite (Classe A, em A)	Limite (Classe C)
1	3,2960000	100,000%	-	-
2	0,0002464	0,007%	1,08	2%
3	0,7067000	21,441%	2,30	30*fd
4	0,0001836	0,006%	0,43	-
5	0,1660000	5,036%	1,14	10%
6	0,0000867	0,003%	0,30	-
7	0,0425700	1,292%	0,77	7%
8	0,0000409	0,001%	0,23	-
9	0,0148000	0,449%	0,40	5%
10	0,0000419	0,001%	0,18	-
11	0,0101700	0,309%	0,33	3%

Ordem harmônica	Componente harmônica (A)	Componente harmônica (% da fundamental)	Limite (Classe A, em A)	Limite (Classe C)
12	0,0000513	0,002%	0,15	-
13	0,0060350	0,183%	0,21	3%
14	0,0000371	0,001%	0,13	-
15	0,0032430	0,098%	0,15	3%
16	0,0000285	0,001%	0,12	-
17	0,0023850	0,072%	0,13	3%
18	0,0000309	0,001%	0,10	-
19	0,0017970	0,055%	0,12	3%
20	0,0000371	0,001%	0,09	-
21	0,0011530	0,035%	0,11	3%
22	0,0000352	0,001%	0,08	-
23	0,0008522	0,026%	0,10	3%
24	0,0000272	0,001%	0,08	-
25	0,0007323	0,022%	0,09	3%
26	0,0000322	0,001%	0,07	-
27	0,0005383	0,016%	0,08	3%
28	0,0000387	0,001%	0,07	-
29	0,0003744	0,011%	0,08	3%
30	0,0000345	0,001%	0,06	-
31	0,0003294	0,010%	0,07	3%
32	0,0000254	0,001%	0,06	-
33	0,0002903	0,009%	0,07	3%
34	0,0000283	0,001%	0,05	-
35	0,0002106	0,006%	0,06	3%
36	0,0000326	0,001%	0,05	-
37	0,0001509	0,005%	0,06	3%
38	0,0000301	0,001%	0,05	-
39	0,0001465	0,004%	0,06	3%
40	0,0000245	0,001%	0,05	-

O fator de deslocamento da fundamental é de 0,965 e todas as harmônicas de corrente se enquadram tanto na classe "A" quanto na classe "C". Tem-se, portanto, a norma respeitada. O valor do fator de potência simulado é (a distorção harmônica total é de 22,1%).

$$fp = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{0,965}{\sqrt{1 + 0,221^2}} = 0,942 \quad (2.16)$$

O espectro harmônico da corrente de entrada está na fig. 2.10:

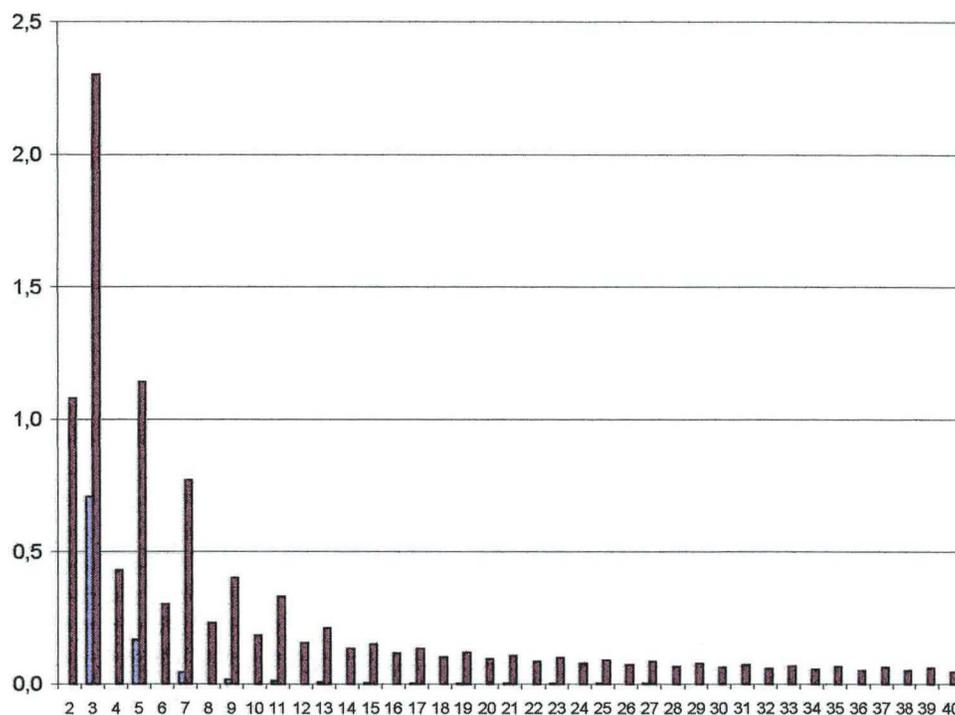


Fig. 2.10 - Espectro harmônico da corrente na entrada (em azul), comparado com o limite imposto pela norma [1] (em vermelho), classe A.

A seguir, será vista a tensão de saída, onde se pode detectar um pequeno problema para esta estrutura retificadora na aplicação desejada.

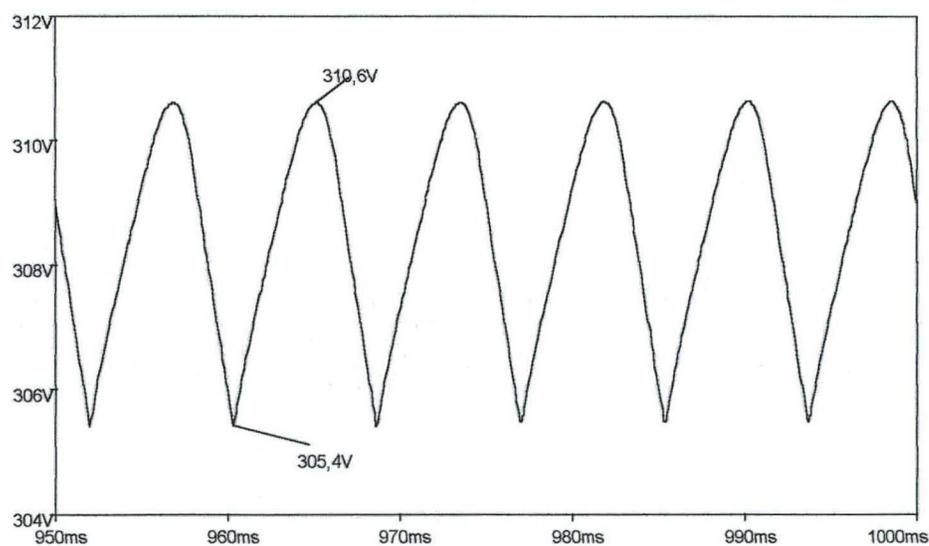


Fig. 2.11 - Detalhe da forma de onda de tensão sobre a carga.

Tem-se o valor de tensão de saída desejado, entretanto, será verificado o que ocorre com a tensão de saída, quando há uma variação de carga. Na figura a seguir, fez-se uma redução de carga para a metade, ou seja, 250W.

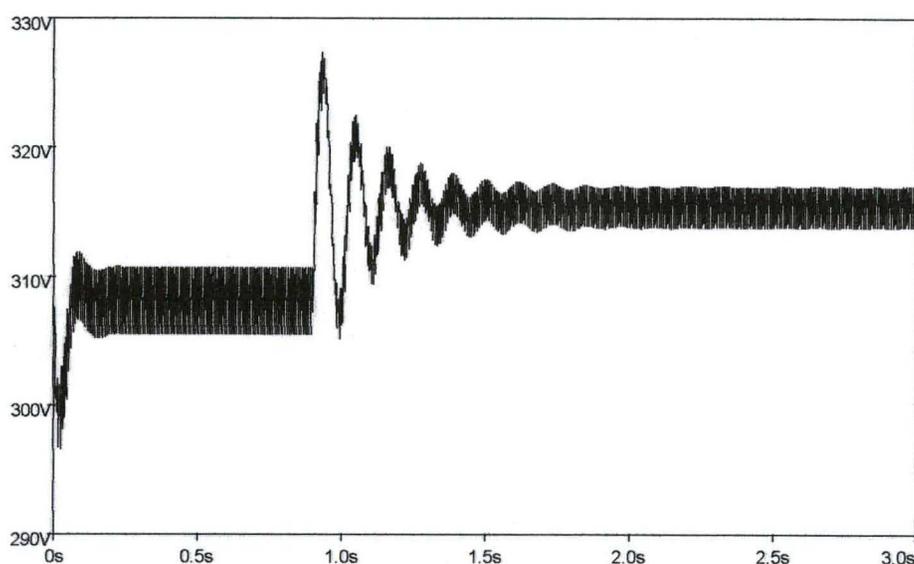


Fig. 2.12 – Forma de onda de tensão de saída, após a variação de carga.

Observa-se que houve uma variação na tensão de saída em torno de 5V. Isto é indesejável em sistemas eletrônicos em que a tensão do barramento CC deva ser regulada. Este é o caso do sistema proposto. O inversor operará em malha aberta, ficando, portanto, sob responsabilidade do estágio retificador a regulação da tensão do barramento CC de entrada do inversor e, conseqüentemente, a da tensão do barramento CA em alta freqüência na saída.

2.4 – Retificador com pré-regulador “boost” em condução contínua para correção ativa do fator de potência.

A solução ativa mais consagrada para a correção do fator de potência de fontes chaveadas é a utilização do conversor “boost” em condução contínua com controle de corrente por valores médios instantâneos. Esta solução tem sido utilizada em diversas aplicações [9], inclusive com controle digital [10].

A operação em condução contínua propicia menores esforços de corrente sobre os elementos que compõem o conversor, além de possibilitar o uso de

diodos lentos na ponte retificadora. O controle de corrente por valores médios instantâneos, por sua vez, assegura uma operação em frequência constante, o que não ocorre, por exemplo, no controle por histerese [11]. O circuito deste conversor e os blocos das malhas de controle são apresentados na fig. 2.13.

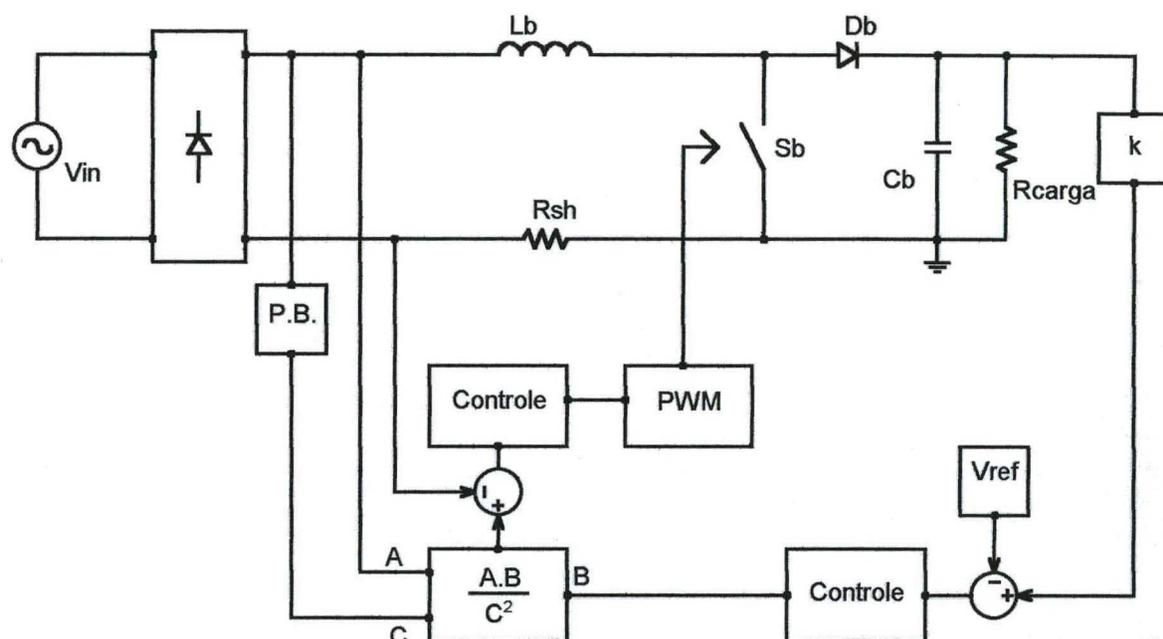


Fig. 2.13 – Circuito do conversor “boost” em condução contínua para correção do fator de potência, com o diagrama de blocos de controle simplificado.

A idéia básica deste conversor é fazer o controle da corrente através de uma referência senoidal. Para tanto, lembra-se do ganho estático do conversor “boost”:

$$\frac{V_o}{V_{\text{inpk}} \cdot \text{sen}(\omega.t)} = \frac{1}{1 - D(\omega.t)} \quad (2.17)$$

Faz-se a seguinte definição:

$$\alpha = \frac{V_{\text{inpk}}}{V_o} \quad (2.18)$$

Manipulando-se (2.17) e utilizando (2.18), chega-se a (2.19):

$$D(\omega.t) = 1 - \alpha \cdot \text{sen}(\omega.t) \quad (2.19)$$

Tensões típicas de saída e de pico de entrada são, respectivamente, iguais a 400V e 311,1V. Para estes valores, traçou-se a variação da razão cíclica em função de “ $\omega.t$ ” na fig. 2.14.

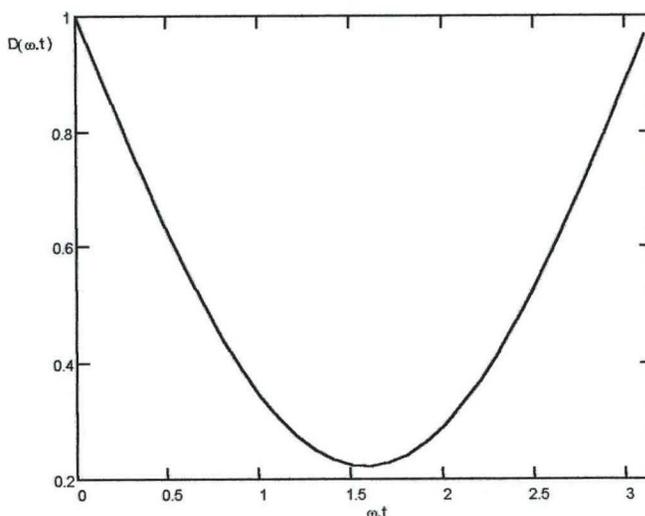


Fig. 2.14 – Variação de $D(\omega.t)$.

Tem-se, então, a lei básica que o controle deve seguir. A razão cíclica deve variar conforme foi mostrado acima. Mais adiante, será abordado o controle do conversor.

Agora, será feita uma análise a fim de se determinar os componentes do circuito de potência.

2.4.1 – Dimensionamento dos componentes do circuito de potência:

Inicialmente, será feita uma análise para se determinar o valor da indutância “boost” L_b . Para tanto, observa-se que, com S_b conduzindo:

$$V_{\text{inpk}} \cdot \text{sen}(\omega.t) = L_b \cdot \frac{di_{L_b}(t)}{dt} \quad (2.20)$$

Lembrando que, para um período de funcionamento:

$$di_{L_b}(t) = \Delta i_{L_b} = \frac{D(\omega.t)}{f} \quad (2.21)$$

Então, rearranjando-se (2.20) e utilizando-se de (2.21), tem-se:

$$\frac{L_b \cdot f \cdot \Delta i_{L_b}}{V_{\text{inpk}}} = \text{sen}(\omega.t) - \alpha \cdot \text{sen}^2(\omega.t) \quad (2.22)$$

Adotando-se os valores máximos para esta expressão (onde ocorrerão as maiores variações de tensão, $\omega.t=40^\circ$ e $\omega.t=140^\circ$ [11]), tem-se:

$$L_b = \frac{0,32 \cdot V_{\text{inpk}}}{\Delta I_{L_{b\text{máx}}} \cdot f} \quad (2.23)$$

Recomenda-se utilizar uma variação máxima de corrente de 20% da corrente de pico [11].

O valor recomendado para C_b deve ser calculado de acordo com a expressão (2.24) [11].

$$C_b = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o^2 \cdot \Delta V_{o\%}} \quad (2.24)$$

Onde, $\Delta V_{o\%}$ é a variação percentual da tensão de saída (a qual recomenda-se projetar em 5% [11]).

O dimensionamento do interruptor “boost” (S_b) dependerá se, para este componente, será feito o uso de um MOSFET ou de um IGBT. A corrente eficaz, útil para o dimensionamento no caso da primeira opção, foi deduzida em [12] e está na expressão (2.25).

$$I_{\text{sef}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{\text{inpk}}} \sqrt{\frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha}{6 \cdot \pi}} \quad (2.25)$$

No uso de um IGBT, necessita-se da corrente média. Para tanto, verifica-se que a corrente no indutor “boost” (já considerada senoidal e desprezando-se a ondulação de alta frequência) é dada por:

$$i_{L_b}(\omega \cdot t) = \frac{2 \cdot P_{\text{in}}}{V_{\text{inpk}}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.26)$$

É fácil verificar que a corrente média será obtida a partir da integração abaixo:

$$I_{\text{smd}} = \int_0^{\pi} i_{L_b}(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.27)$$

Onde $D(\omega \cdot t)$ é dado pela expressão (2.19). Com isto, pode-se obter a expressão desejada.

$$I_{\text{smd}} = \frac{2 \cdot P_{\text{in}}}{\pi} \left(\frac{2}{V_{\text{inpk}}} - \frac{\pi}{2 \cdot V_o} \right) \quad (2.28)$$

Para o diodo D_b , a corrente necessária para o seu dimensionamento é a média, e esta é a própria corrente média de saída do conversor.

Tanto para o interruptor quanto para o diodo, a tensão reversa máxima será igual à própria tensão de saída.

2.4.2 – Circuito de ajuda à comutação (“snubber”):

A célula de comutação do conversor “boost” apresenta comutações dissipativas. Especial atenção é dada a comutação durante a entrada em condução do interruptor S_b , pois, devido à corrente de recuperação reversa do diodo D_b , uma grande sobrecorrente circula pelo interruptor durante este transitório, o que acarreta em uma elevada perda de comutação. Na fig. 2.15, pode ser verificado este fenômeno.

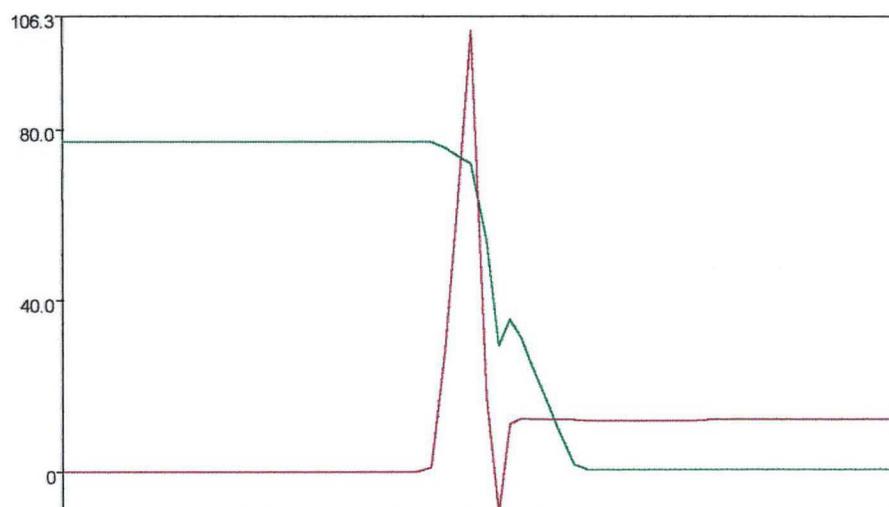


Fig. 2.15 – Corrente (em vermelho) e tensão (em verde) durante o “turn-on” do interruptor S_b .

Com o intuito de deslocar esta corrente da região de comutação para a de condução, é utilizado o “snubber” apresentado na fig. 2.16.

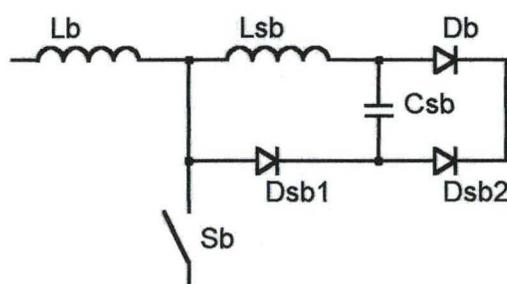


Fig. 2.16 – “Snubber” não-dissipativo para o “turn-on” do interruptor S_b .

As etapas de funcionamento deste “snubber” são descritas por LEVY [13] e não convém mostrá-las novamente aqui. Ao invés disto, será apresentada a metodologia de projeto proposta:

1º - Após a escolha da frequência de operação, determinar os valores mínimo e máximo da razão cíclica;

2º - Tendo-se os valores calculados no passo anterior, calcular os tempos de comutação mínimo e máximo;

3º - Considerar que o produto $\omega_r \cdot t_{\text{offmin}}$ deve estar entre 270º e 360º (onde ω_r é a frequência angular de ressonância entre L_{sb} e C_{sb}), com isto calcular o valor de ω_r ;

4º - Determinar, através de catálogo de fabricante ou simulação, a corrente de recuperação reversa do diodo D_b . Se isto não for possível, utilizar a equação a seguir (onde é recomendado o uso de $a=1,3$);

$$I_{\text{rmáx}} = a \cdot I_{\text{inmáx}} \quad (2.29)$$

5º - Calcular o valor de L_{sb} através da expressão (2.30);

$$L_{\text{sb}} = \frac{V_o \cdot t_{\text{rr}}}{I_{\text{rmáx}}} \quad (2.30)$$

6º - Calcular o valor de C_{sb} de acordo com a expressão (2.31);

$$C_{\text{sb}} = (\omega_r^2 \cdot L_{\text{sb}})^{-1} \quad (2.31)$$

7º - Calcular o valor de pico máximo da corrente de entrada e, com isto, calcular a tensão máxima sobre o capacitor C_{sb} através da expressão (2.32) (b deve estar entre 0,9 e 1);

$$V_{\text{csbmáx}} = \frac{I_{\text{inpkmáx}} \sqrt{\frac{L_{\text{sb}}}{C_{\text{sb}}}}}{b} \quad (2.32)$$

8º - Calcular os valores normalizados da corrente de recuperação reversa e da tensão máxima sobre o capacitor, conforme as expressões (2.33) e (2.34);

$$\overline{I_{\text{rmáx}}} = \frac{I_{\text{rmáx}}}{V_o} \sqrt{\frac{L_{\text{sb}}}{C_{\text{sb}}}} \quad (2.33)$$

$$\overline{V_{\text{csbmáx}}} = \frac{V_{\text{csbmáx}}}{V_o} \quad (2.34)$$

9º - Comparar os valores calculados no passo anterior com as curvas mostradas na fig. 2.17. O ponto encontrado deverá estar abaixo da curva desta figura. Caso isto não ocorra, será necessária a colocação de um indutor em série com L_{sb} , o qual estará acoplado com o indutor L_b . Entretanto, este caso não será mostrado aqui.

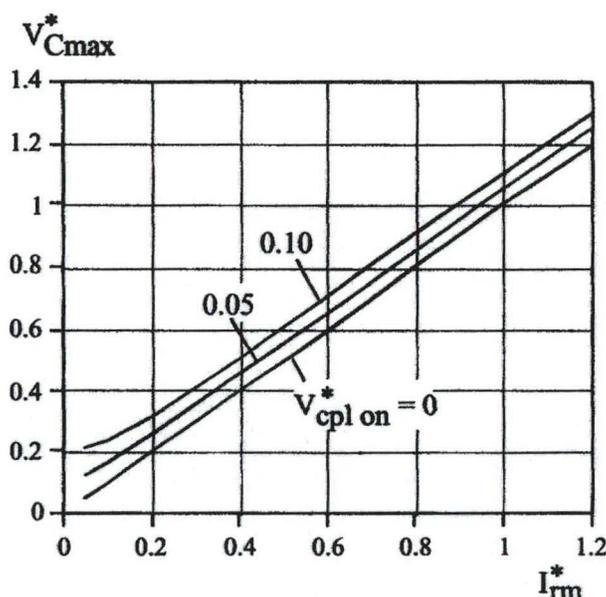


Fig. 2.17 – Tensão no capacitor do "snubber" em função da corrente de recuperação reversa, normalizada com relação à tensão no indutor acoplado.

2.4.3 – O controle por valores médios instantâneos:

Como pode ser observado na fig. 2.13, deve-se obter funções de transferência necessárias para o controle da tensão de saída e da corrente de entrada. Estas expressões foram obtidas por SOUZA [9], juntamente com recomendações de projeto para as malhas de controle. A expressão que fornece a função de transferência da planta de controle da corrente de entrada é dada por:

$$G_i(s) = \frac{I_{L_b}(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s.L_b} \quad (2.35)$$

O sistema é estável, como pode ser verificado na expressão anterior, portanto, poderia ser utilizado apenas um ganho na malha de controle para que

se aumentasse a frequência de cruzamento. Entretanto, é recomendada por SOUZA [9] a utilização de um controlador do tipo avanço-atraso para que haja uma melhor reprodução da senóide e evitar problemas de erro estático.

Quanto à malha de tensão, a função transferência da planta é dada pela expressão abaixo:

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L_b}(s)} = \frac{(1-D)R_{carga}}{1+s.C_o.R_{carga}} \quad (2.36)$$

O controlador de tensão deverá corrigir o erro estático que aparecerá na saída (a planta não tem pólo na origem) e, ao mesmo tempo, deverá atenuar o conteúdo de 2ª harmônica presente na tensão de saída, com o fim de evitar distorções na corrente de entrada [9, 14]. Um detalhe importante a ser enfatizado é que a malha de tensão deverá ser lenta, com o intuito de não distorcer a corrente na entrada.

Um controlador do tipo PI ou avanço-atraso pode solucionar os problemas da malha de tensão (sendo que este último apresenta melhor atenuação de 2ª harmônica).

2.4.4 – Projeto de um conversor “boost” para a correção do fator de potência:

O exemplo de projeto a ser apresentado será desenvolvido para as mesmas especificações dadas para o retificador clássico e para o retificador com PFC passivo.

Os cálculos aqui apresentados têm apenas o intuito de se poder fazer uma simulação e, posteriormente, comparar os resultados obtidos com os conversores anteriores, portanto, não refletem o projeto completo do conversor, o qual será mostrado detalhadamente no capítulo 4.

Primeiramente, calcula-se o valor da indutância L_b . Para tanto, calcula-se, antes, o valor da ondulação máxima de corrente:

$$\Delta I_{L_b} = \frac{0,2 \cdot 2 \cdot P_{in}}{V_{inpk}} = \frac{0,4 \cdot 500}{311,1 \cdot 1,15} = 559 \text{mA} \quad (2.37)$$

$$L_b = \frac{0,32 \cdot V_{\text{inpk}}}{\Delta I_{L_b} \cdot f} = \frac{0,32 \cdot 311,1 \cdot 1,15}{0,559 \cdot 100000} = 2\text{mH} \quad (2.38)$$

Calcula-se, agora, o valor da capacitância C_b , para uma ondulação de 5% na tensão de saída. Voltando-se à relação (2.24), tem-se:

$$C_b = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o^2 \cdot \Delta V_{o\%}} = \frac{500}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 400^2 \cdot 0,05} = 82,9\mu\text{F} \quad (2.39)$$

O projeto dos compensadores de tensão e corrente foi feito seguindo recomendações contidas em [14].

A compensação da corrente será feita por um controlador do tipo avanço-atraso, conforme fig. 2.18.

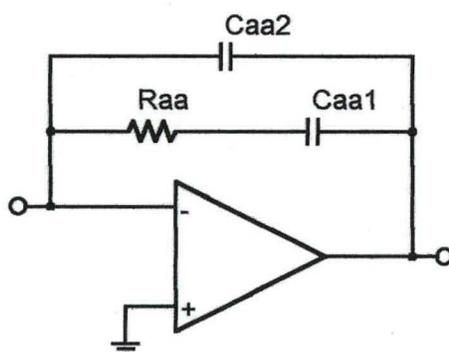


Fig. 2.18 – Controlador do tipo avanço-atraso.

A frequência de corte foi posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento, enquanto a frequência do zero do compensador foi colocada meia década abaixo da frequência de corte e a frequência do pólo, duas vezes acima.

Adotando-se as frequências anteriormente citadas, calculam-se os valores dos componentes do controlador conforme segue:

$$R_{aa} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cdes}} \cdot L_b \cdot V_{dt} \cdot R_{mo}}{V_o \cdot R_{sh}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 10000 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5,4 \cdot 1500}{400 \cdot 0,1} \cong 27\text{k}\Omega \quad (2.40)$$

$$C_{aa1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{aa}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot 27000} \cong 2,7\text{nF} \quad (2.41)$$

$$C_{aa2} = \frac{C_{aa1}}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{aa} \cdot C_{aa1} - 1} = \frac{2,7 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 27000 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9} - 1} \cong 330\text{pF} \quad (2.42)$$

O valor de V_{dt} (5,4V) é o típico para um UC3854 [15].

A compensação da tensão de saída será feita por um controlador do tipo PI, conforme fig. 2.19.

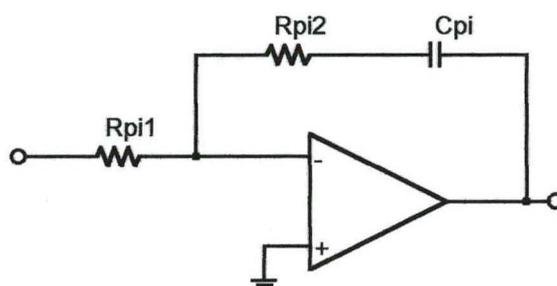


Fig. 2.19 – Controlador do tipo PI.

Conforme recomendações [9, 12], o pólo é colocado uma década abaixo da frequência da ondulação de saída (120Hz), para atenuar esta harmônica. Então, pode-se calcular os componentes da malha conforme (2.43) e (2.44), e adotou-se C_{pi} igual a 100nF.

$$R_{pi2} = \frac{2,5}{\pi \cdot f_r \cdot C_{pi}} = \frac{2,5}{\pi \cdot 60 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \cong 120k\Omega \quad (2.43)$$

$$R_{pi1} = \frac{R_{pi2}}{0,316} = \frac{120000}{0,316} \cong 390k\Omega \quad (2.44)$$

Com os valores calculados, é possível fazer uma simulação. Os resultados desta são mostrados nas figuras seguintes.

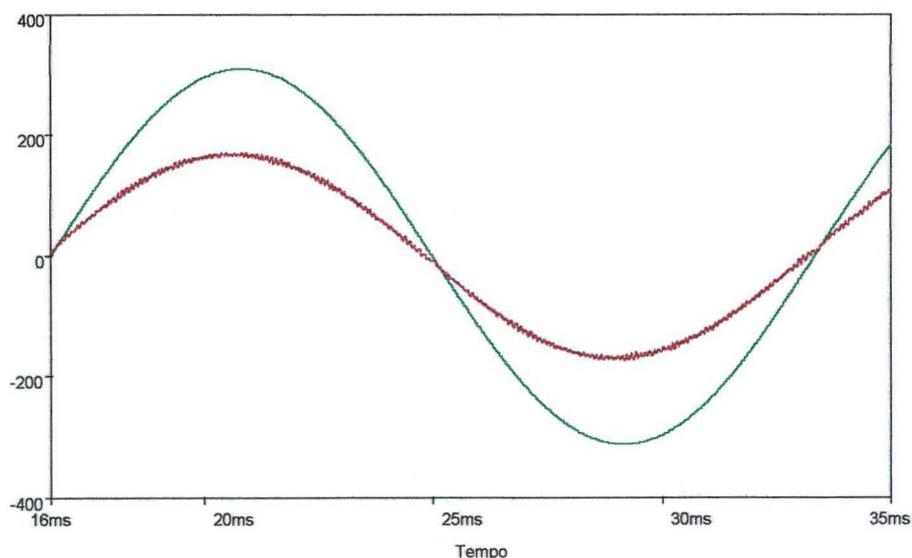


Fig. 2.20 – Forma de onda de tensão (em verde) e corrente (em vermelho, multiplicada por 50) na entrada do conversor.

Tabela 2.3 – Componentes harmônicas de corrente, comparadas com os limites impostos em [7].

Ordem harmônica	Componente harmônica (A)	Componente harmônica (% da fundamental)	Limite (Classe A, em A)	Limite (Classe C)
1	3,3670000	100,000%	-	-
2	0,0011260	0,033%	1,08	2%
3	0,0203700	0,605%	2,30	30*fd
4	0,0002663	0,008%	0,43	-
5	0,0081570	0,242%	1,14	10%
6	0,0001926	0,006%	0,30	-
7	0,0059130	0,176%	0,77	7%
8	0,0003073	0,009%	0,23	-
9	0,0037580	0,112%	0,40	5%
10	0,0002723	0,008%	0,18	-
11	0,0038990	0,116%	0,33	3%
12	0,0002685	0,008%	0,15	-
13	0,0034040	0,101%	0,21	3%
14	0,0001923	0,006%	0,13	-
15	0,0032020	0,095%	0,15	3%
16	0,0002773	0,008%	0,12	-
17	0,0029820	0,089%	0,13	3%
18	0,0003666	0,011%	0,10	-
19	0,0028850	0,086%	0,12	3%
20	0,0000812	0,002%	0,09	-
21	0,0024980	0,074%	0,11	3%
22	0,0001420	0,004%	0,08	-
23	0,0013800	0,041%	0,10	3%
24	0,0003207	0,010%	0,08	-
25	0,0028650	0,085%	0,09	3%
26	0,0002864	0,009%	0,07	-
27	0,0029980	0,089%	0,08	3%
28	0,0004481	0,013%	0,07	-
29	0,0024000	0,071%	0,08	3%
30	0,0008378	0,025%	0,06	-
31	0,0026030	0,077%	0,07	3%
32	0,0007501	0,022%	0,06	-
33	0,0023940	0,071%	0,07	3%
34	0,0003864	0,011%	0,05	-
35	0,0020550	0,061%	0,06	3%
36	0,0010480	0,031%	0,05	-
37	0,0019340	0,057%	0,06	3%
38	0,0006968	0,021%	0,05	-
39	0,0014220	0,042%	0,06	3%
40	0,0003628	0,011%	0,05	-

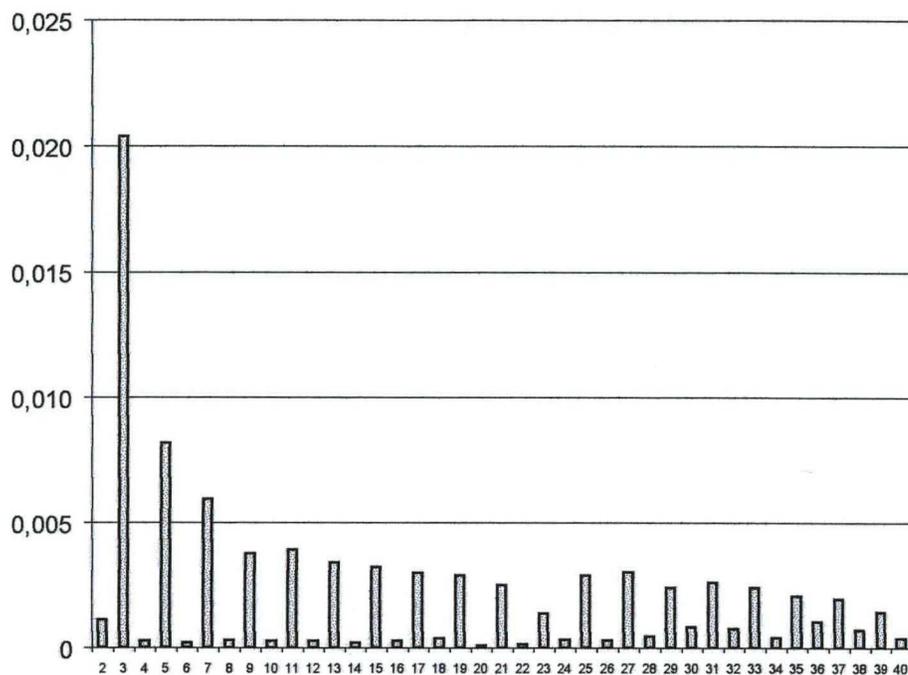


Fig. 2.21 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

Nas figs. 2.20 e 2.21 e na tabela 2.3, nota-se que a corrente é muito próxima de uma senóide, tendo qualidade superior àquela obtida pelo PFC passivo. A taxa de distorção harmônica total simulada foi de 0,76%. Considerando um fator de deslocamento unitário, tem-se que o fator de potência é igual a:

$$fp = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0076^2}} = 0,9999 \quad (2.45)$$

Conclui-se, pois, que o conversor se enquadra na norma [7], classe “A”, a qual, deve-se enfatizar, é a mais restritiva.

Na fig. 2.22, mostra-se o comportamento do conversor, frente a uma variação de carga.

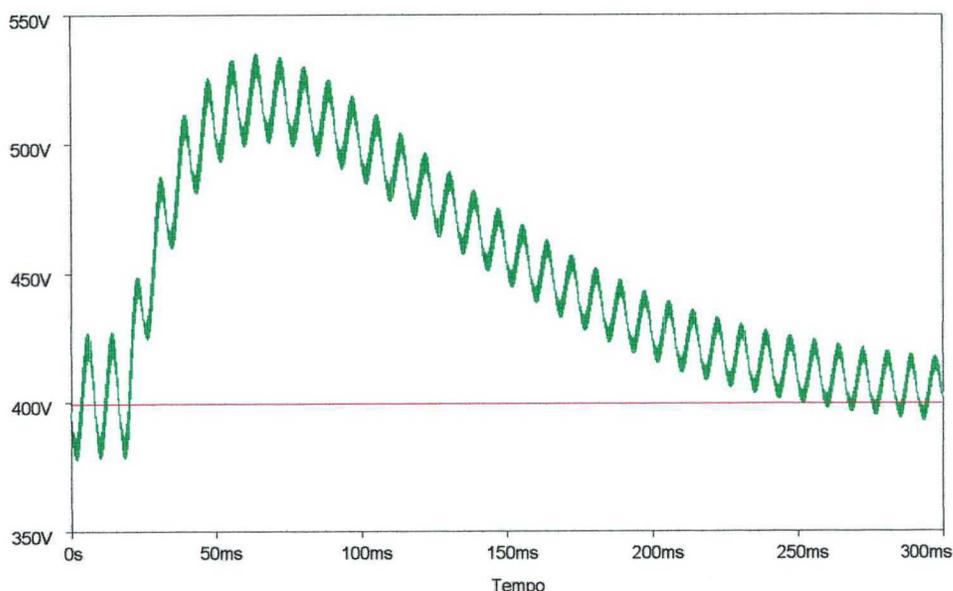


Fig. 2.22 – Tensão de saída, após a variação de carga.

Na simulação, fez-se uma variação de carga, de plena para meia carga. Nota-se, pois, que o conversor apresenta regulação de tensão na saída, eliminando, assim o problema apresentado pelo PFC passivo.

2.5 – Comparação entre os retificadores:

As soluções apresentadas para se resolver o problema do baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico na corrente de entrada de retificadores (PFC passivo e conversor “boost” em condução contínua) têm diversas vantagens e desvantagens, as quais serão comparadas na tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Comparação entre o PFC passivo e o pré-regulador “boost”.

	<u>PFC passivo</u>	<u>PFC “Boost” (CCM)</u>
Harmônicas de corrente	Reduzidas	Muito reduzidas
Regulação de tensão na saída (variação de carga)	Depende da faixa de operação	Excelente
Regulação da tensão na saída (variação na tensão de entrada)	Não	Sim
Complexidade	Muito baixa	Alta

	<u>PFC passivo</u>	<u>PFC "Boost" (CCM)</u>
Peso	Alto	Razoável
Custo	Razoável	Alto
Robustez	Excelente	Razoável

Alguns comentários devem ser feitos sobre esta comparação:

1º - Ambos os conversores corrigem de forma suficiente para atender a norma [7], entretanto, o PFC passivo apresenta deslocamento entre tensão e corrente na entrada, de forma que o seu fator de potência fica, de modo geral, mais baixo do que o do pré-regulador "boost";

2º - O projeto do conversor "boost" é relativamente complexo, envolvendo diversos componentes externos ao circuito integrado que controla todo o seu funcionamento, o UC3854. O projeto pode, ainda, envolver a inclusão de um "snubber" e mudanças de "lay-out", o que aumenta ainda mais a complexidade deste projeto. Enquanto isto, o projeto do PFC passivo apenas implica no dimensionamento dos seus componentes de potência;

3º - O peso do PFC passivo é relativamente elevado devido, sobretudo, ao seu indutor, que deve ser feito em ferro-silício;

4º - A regulação de tensão do barramento cc do PFC passivo, com relação à variação de carga, é razoável, entretanto, este retificador não apresenta regulação frente a uma variação da tensão de entrada (o conversor "boost" apresenta uma malha de "feed-forward"), o que pode comprometer os componentes do inversor e do filtro de ignição, além da lâmpada, por operar com uma tensão cc de entrada maior ou menor que a prevista.

2.6 – Conclusão:

Foram estudadas duas soluções para a correção do fator de potência e eliminação das harmônicas na entrada do conversor, uma técnica passiva e outra ativa. Ambas foram eficientes para a solução do problema mostrado no início do capítulo.

O fator restritivo para a utilização do PFC passivo para a aplicação pretendida é a falta de regulação da tensão de saída, quando se varia a carga, ou numa variação da tensão da rede. Como será visto adiante, os filtros para as lâmpadas são sensíveis à tensão neles aplicada. Tendo-se em mente que o sistema proposto estará sujeito a estas situações, este problema pode tornar o sistema bastante restrito e de pouca atratividade, quando posto em uma linha de produção. Em reatores para uma ou duas lâmpadas simultâneas (ou seja, carga plena ou a vazio), este retificador torna-se bastante interessante, sobretudo pelo seu reduzido custo.

Usar-se-á, portanto, o conversor “*boost*” para a correção do fator de potência do sistema. A metodologia completa do projeto será apresentada mais adiante, no capítulo 4.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO ESTÁGIO INVERSOR E DO FILTRO DE SAÍDA

3.1 – Introdução:

O estágio inversor é responsável pela geração da corrente em alta frequência na carga. O fato de a corrente na carga ser em alta frequência é de grande importância, pois se recomenda que o funcionamento nominal de uma lâmpada fluorescente ocorra em frequências acima de 20kHz [16] e elimina o “flicker” [17].

Quanto ao filtro de saída, suas funções são de reduzir o conteúdo harmônico de corrente, o que eleva a vida útil da lâmpada [17], e propiciar a ignição da lâmpada. Diversas topologias de filtros foram estudadas em [18], entretanto, as análises apresentadas não mostravam todas as variáveis necessárias para projeto. Portanto, far-se-á um novo estudo neste capítulo, apresentando todas estas variáveis.

Segundo a arquitetura apresentada no capítulo 1, o inversor será único para toda a estrutura, enquanto os filtros serão projetados para cada lâmpada, individualmente. Com isto, espera-se uma redução do custo total de todo o sistema, pois os elementos de alto custo (interruptores de potência) estarão concentrados em um único inversor e os elementos do filtro são de baixo custo (capacitores e elementos magnéticos de alta frequência), se comparados com os anteriores, não sendo tão significativos para o custo total.

Primeiramente, será feito o estudo dos diversos filtros, pois o dimensionamento dos elementos do inversor dependerá da topologia do filtro, como será visto adiante. Além disto, serão concentrados os estudos para o caso onde a frequência de chaveamento está acima da de ressonância, pois, neste caso, o circuito tem característica indutiva e tem-se a possibilidade de trabalhar com comutações suaves nos interruptores.

3.2 – Filtros de saída:

Em [18], apresentou-se as seguintes topologias de filtros:

- LC série;
- LC paralelo;
- LCC;
- LCLC.

Estes filtros apresentam métodos diferentes de propiciar a ignição da lâmpada, apresentando várias vantagens e desvantagens entre si. A seguir, serão estudados, analiticamente, os três primeiros.

3.2.1 – Filtro LC série:

O filtro LC série é apresentado na fig. 3.1, juntamente com as variáveis necessárias para o seu equacionamento.

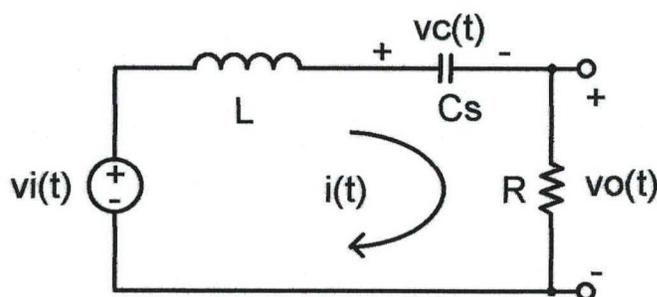


Fig. 3.1 – Filtro LC série.

Da malha de tensão, obtém-se:

$$v_i(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i(t) dt + v_o(t) \quad (3.1)$$

Por outro lado:

$$i(t) = \frac{v_o(t)}{R} \quad (3.2)$$

Substituindo (3.2) em (3.1) e aplicando a transformada de Laplace:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s}{\frac{L}{R} \cdot s^2 + s + \frac{1}{R \cdot C_s}} \quad (3.3)$$

Substituindo “s” por “j.ω”, pode-se obter:

$$G(j,\omega) = \frac{V_o(j,\omega)}{V_i(j,\omega)} = \frac{1}{1 + j \left(\frac{\omega^2 \cdot L \cdot C_s - 1}{\omega \cdot R \cdot C_s} \right)} \quad (3.4)$$

Fazendo-se as seguintes definições:

- Freqüência de ressonância (ω_0):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_s}} \quad (3.5)$$

- Relação entre freqüências (δ):

$$\delta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C_s} = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.6)$$

- Fator de qualidade do filtro (Q):

$$Q = \omega \cdot R \cdot C_s \quad (3.7)$$

Utilizando-se destas definições em (3.4), chega-se a:

$$G(j,\omega) = \frac{V_o(j,\omega)}{V_i(j,\omega)} = \frac{Q}{Q + j(\delta^2 - 1)} \quad (3.8)$$

Tirando-se o módulo da expressão anterior, tem-se o ganho do filtro, dado pela expressão (3.9). Na fig. 3.2, tem-se um ábaco obtido desta expressão.

$$|G(j,\omega)| = \left| \frac{V_o(j,\omega)}{V_i(j,\omega)} \right| = \frac{Q}{\sqrt{Q^2 + (\delta^2 - 1)^2}} \quad (3.9)$$

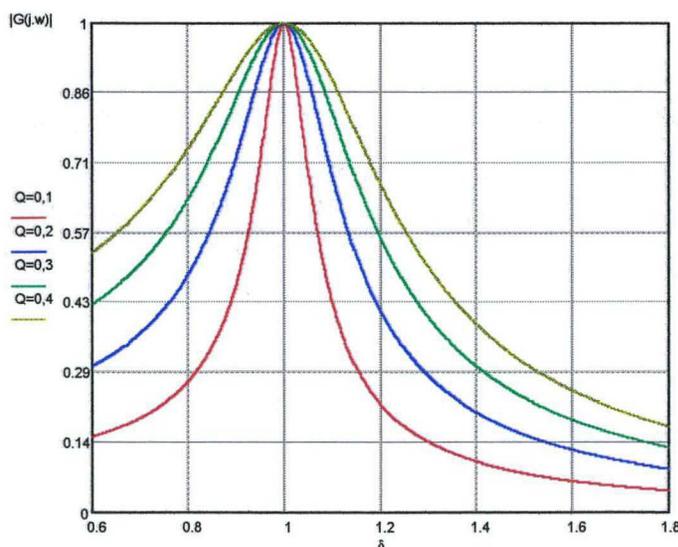


Fig. 3.2 – Ganho, em função da relação entre freqüências, parametrizado com relação a “Q”.

Um valor típico para a escolha de δ é de 1,2, a primeira componente harmônica na tensão de saída será de terceira ordem, portanto, com δ igual a 3,6. Com isto, observa-se, no ábaco da figura anterior, que há uma grande atenuação das componentes harmônicas da tensão de saída.

Para o correto dimensionamento do filtro, deve-se obter expressões que determinem os esforços de corrente sobre o indutor e o transformador, bem como os esforços de tensão sobre o capacitor.

O esforço de corrente pode ser determinado simplesmente pela razão entre a tensão de saída e o valor da resistência de carga. Com isto, se está desprezando as harmônicas de tensão na carga, o que é uma aproximação razoável, pois se procura trabalhar nesta região de operação.

Para a determinação do esforço de tensão sobre o capacitor, faz-se a seguinte observação:

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) \cdot dt \quad (3.10)$$

$$i(t) = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{R} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.11)$$

Combinando-se (3.10) e (3.11), chega-se a (3.12):

$$v_c(t) = -\frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{\omega \cdot R \cdot C_s} \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) \quad (3.12)$$

Utilizando-se a definição (3.7), chega-se a (3.13):

$$V_{\text{cmáx}} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{Q} \quad (3.13)$$

Ainda, deve-se determinar o deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro, para que se possa fazer o dimensionamento correto do inversor, conforme será visto adiante. Para tal, basta observar que:

$$\theta = \text{arctg} \left(\frac{\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C_s}}{R} \right) \quad (3.14)$$

Após manipular esta expressão, chega-se a:

$$\theta = \arctg\left(\frac{\delta^2 - 1}{Q}\right) \quad (3.15)$$

A seguir, mostra-se um ábaco para a variação do ângulo θ .

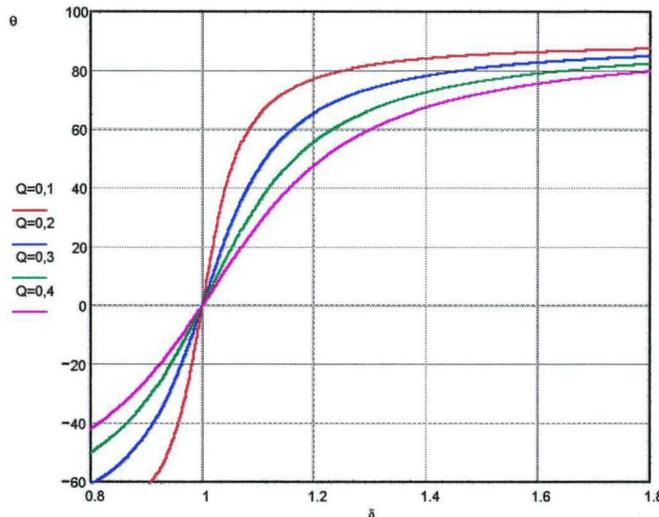


Fig. 3.3 – Ângulo de deslocamento entre tensão e corrente (em graus).

A seguir, determina-se o valor do conteúdo harmônico presente na carga. Partindo-se da equação (3.9), faz-se:

$$H(j.\omega) = \frac{G(j.n.\omega)}{G(j.\omega)} = \frac{n.Q}{\sqrt{n^2.Q^2 + (n^2.\delta^2 + 1)^2}} \cdot \frac{\sqrt{Q^2 + (\delta^2 + 1)^2}}{Q} \quad (3.16)$$

Ou seja, H é a razão entre o valor eficaz de cada harmônica de tensão e a fundamental, a menos de $\frac{2.\sqrt{2}}{n.\pi}$, sendo este termo resultante da decomposição em série de Fourier da tensão de entrada e apresentada em [19]. Após pequenas manipulações, chega-se à expressão (3.17) a qual determina o conteúdo harmônico de tensão sobre a carga.

$$TDH_{LC\text{ série}} = \frac{2.\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{Q^2 + (\delta^2 - 1)^2}{n^2.Q^2 + (n^2.\delta^2 - 1)^2}} \quad (3.17)$$

O ábaco da fig. 3.4 mostra a variação da taxa de distorção harmônica de tensão sobre a carga com a variação da relação entre frequências, para diversos valores do fator de qualidade.

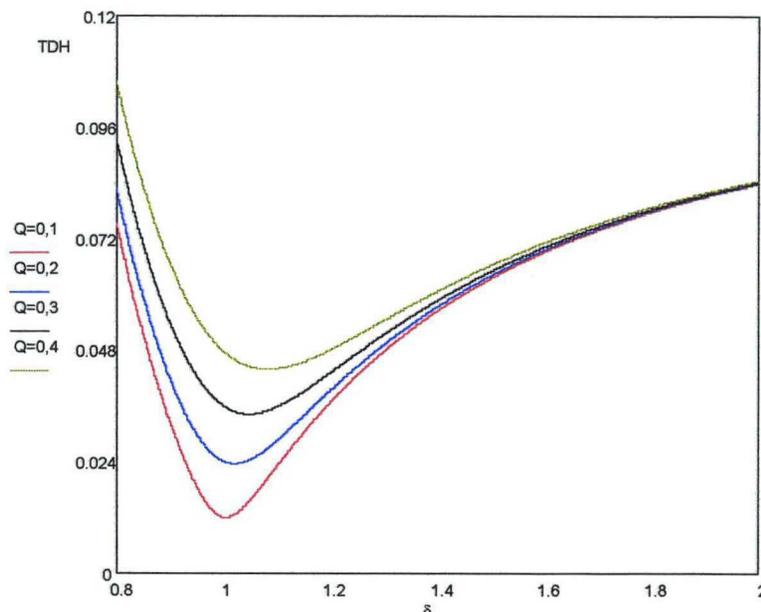


Fig. 3.4 – Variação da taxa de distorção harmônica sobre a carga, para o filtro LC série.

Com o filtro estudado, pode-se elaborar uma metodologia de projeto. As etapas de projeto para um filtro LC série são as seguintes:

1º - Determinar o ganho desejado para o filtro (razão entre a tensão eficaz de saída e da fundamental da entrada). Para uma onda retangular, pode-se provar [19] que o valor eficaz da fundamental é dado por:

$$V_{it} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_i}{\pi} \quad (3.18)$$

2º - Com a frequência da tensão de entrada determinada, escolher um valor para a relação entre frequências. Deve-se ter em mente que esta relação deve ser superior a unidade (propicia a comutação suave) e que, de acordo com a Fig. 3.4, à medida que se aproxima esta relação da unidade, o conteúdo harmônico se reduz, entretanto, de acordo com (3.13) e (3.19), a tensão no capacitor se eleva.

3º - Determinar o fator de qualidade do filtro, com a expressão (3.19) (oriunda da expressão (3.9)).

$$Q = \frac{G(\delta^2 - 1)}{\sqrt{1 - G^2}} \quad (3.19)$$

4º - Calcular os valores de capacitância e indutância, com as expressões (3.20) e (3.21) (originadas das definições (3.5), (3.6) e (3.7)).

$$C_s = \frac{Q}{\omega \cdot R} \quad (3.20)$$

$$L = \frac{\delta^2}{\omega^2 \cdot C_s} \quad (3.21)$$

5º - Determinar a corrente que circula pelo filtro (dividindo-se a potência pela tensão eficaz de saída), a tensão sobre o capacitor (com a expressão (3.13)), o deslocamento entre tensão e corrente (com a expressão (3.15)) e o conteúdo harmônico presente na carga (com a expressão (3.17)).

A seguir, serão apresentados resultados de simulação para um projeto com as seguintes características:

- Tensão de entrada (V_i): $\pm 200V$ (onda quadrada);
- Frequência (f): 100kHz;
- Tensão de saída (V_o): 100V;
- Potência da carga (P): 100W;

O ganho do filtro é igual a:

$$G = \frac{\pi \cdot V_o}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_i} = \frac{\pi \cdot 100}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 200} = 0,555 \quad (3.22)$$

O valor de δ escolhido é de 1,2. Calcula-se, agora, o valor de Q .

$$Q = \frac{G \cdot (\delta^2 - 1)}{\sqrt{1 - G^2}} = \frac{0,555 \cdot (1,2^2 - 1)}{\sqrt{1 - 0,555^2}} = 0,294 \quad (3.23)$$

Podem-se calcular os valores de L e C_s :

$$C_s = \frac{Q}{\omega \cdot R} = \frac{0,294}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \cdot 100} = 4,7 \text{ nF} \quad (3.24)$$

$$L = \frac{\delta^2}{\omega^2 \cdot C_s} = \frac{1,2^2}{(2 \cdot \pi \cdot 100000)^2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 776 \mu\text{H} \quad (3.25)$$

O esforço de tensão sobre o capacitor será de:

$$V_{\text{cmáx}} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{Q} = \frac{100 \cdot \sqrt{2}}{0,294} = 481V \quad (3.26)$$

O valor do ângulo de defasagem pode ser calculado:

$$\theta = \arctg\left(\frac{\delta^2 - 1}{Q}\right) = \arctg\left(\frac{1,2^2 - 1}{0,294}\right) = 0,9817 \text{ rad} = 56,25^\circ \quad (3.27)$$

O valor aproximado para a distorção harmônica sobre a carga é dado pela expressão (3.28):

$$TDH_{LC\text{ série}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\sum_{n=3,5,7\dots}^{\infty} \frac{0,294^2 + (1,2^2 - 1)^2}{n^2 \cdot 0,294^2 + (n^2 \cdot 1,2^2 - 1)^2}} \cong 4,3\% \quad (3.28)$$

Evidentemente, o valor da corrente eficaz que circulará pelo filtro será de 1A. Os resultados de simulação estão nas figuras 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8.

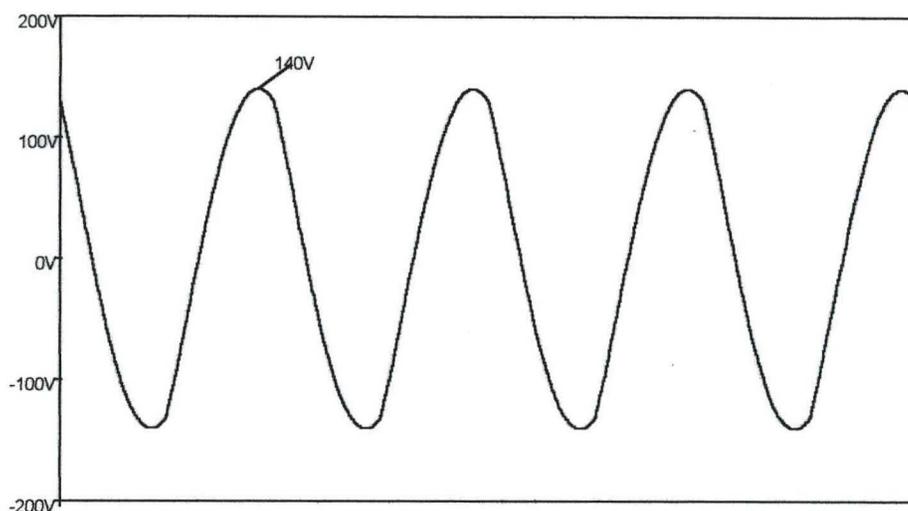


Fig. 3.5 – Tensão de saída, com seu respectivo valor de pico.

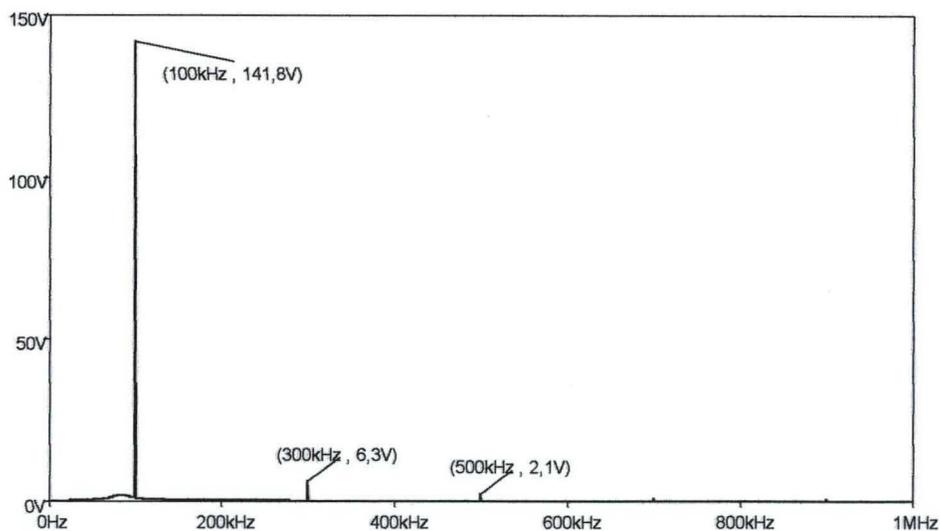


Fig. 3.6 – Espectro harmônico da tensão de saída, com os valores de pico da fundamental, da 3ª e da 5ª harmônicas.

Na figura anterior, observa-se uma pequena saliência, antes da frequência de chaveamento que, na verdade, está na frequência de ressonância. Observa-se, também, que o valor da tensão da componente fundamental está de acordo com o valor especificado e que, devido à presença de harmônicas, o valor eficaz da tensão fica um pouco abaixo da especificada (no exemplo de projeto, este valor fica em torno de 1V).

O valor da distorção harmônica na tensão de saída ficou bem reduzido, sendo de 4,8% o valor dado pelo simulador.

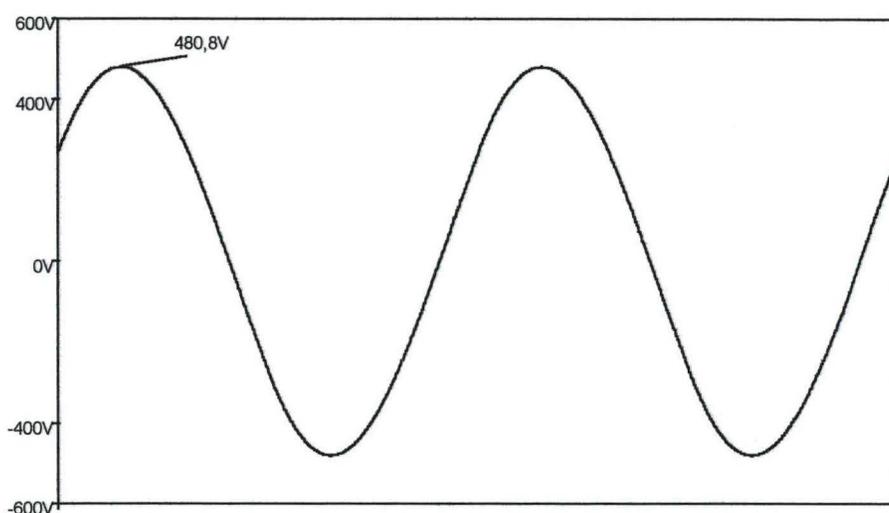


Fig. 3.7 – Tensão máxima sobre o capacitor.

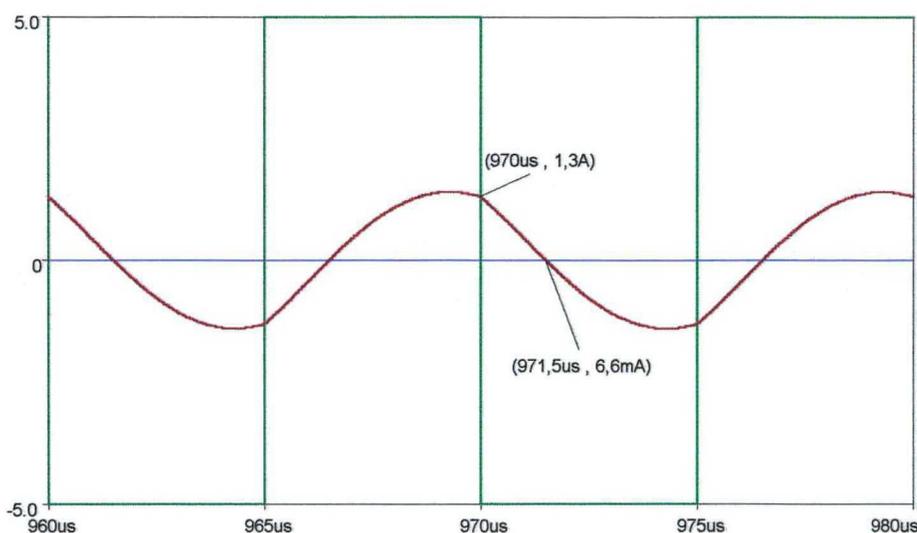


Fig. 3.8 – Deslocamento entre tensão (em verde, dividido por 40) e corrente (em vermelho).

O valor do deslocamento angular é dado por (3.29):

$$\theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 0,9425 \text{rad} = 54^\circ \quad (3.29)$$

3.2.2 – Filtro LC paralelo:

O filtro LC paralelo está na fig. 3.9, juntamente com as variáveis a serem utilizadas para o seu equacionamento.

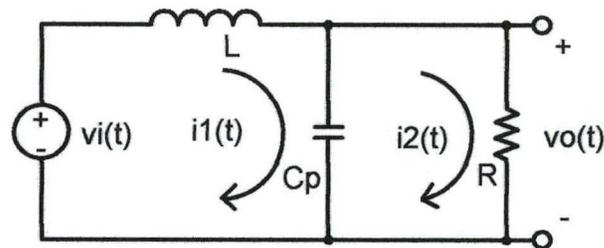


Fig. 3.9 – Filtro LC paralelo.

Tirando-se as equações das malhas:

$$v_i(t) = L \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + v_o(t) \quad (3.30)$$

$$v_o(t) = \frac{1}{C_p} \cdot \int (i_1(t) - i_2(t)) \cdot dt = R \cdot i_2(t) \quad (3.31)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (3.30) e (3.31), chega-se a:

$$V_i(s) = s \cdot L \cdot I_1(s) + V_o(s) \quad (3.32)$$

$$V_o(s) = \frac{I_1(s) - I_2(s)}{s \cdot C_p} = R \cdot I_2(s) \quad (3.33)$$

Combinando-se as equações (3.32) e (3.33), obtém-se (3.34):

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L}{R} + s^2 \cdot L \cdot C_p} \quad (3.34)$$

Utilizar-se-ão as mesmas definições dadas em (3.5) e (3.6), e redefinir-se-á o fator de qualidade (Q) conforme (3.35):

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (3.35)$$

Substituindo s por $j.\omega$ e usando as definições acima citadas, pode-se obter o módulo do ganho deste filtro, dado por (3.36):

$$|G(j.\omega)| = \left| \frac{V_o(j.\omega)}{V_i(j.\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1-\delta^2)^2 + Q^2}} \quad (3.36)$$

Na fig. 3.10, tem-se o ábaco mostrando o ganho em função da relação entre freqüências e com a parametrização de Q .

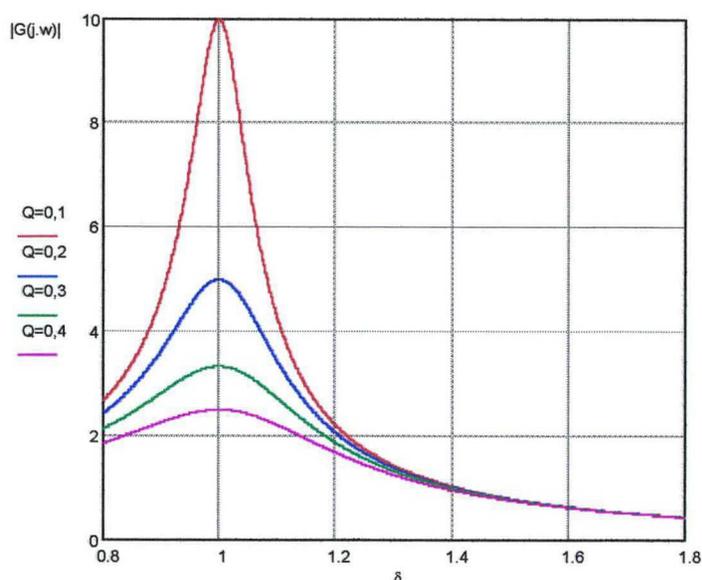


Fig. 3.10 – Ganho do filtro, em função da relação entre freqüências e do fator de qualidade.

Neste filtro, não é necessário calcular a tensão sobre o capacitor, pois será a própria tensão de saída. É necessário, porém, determinar a corrente eficaz sobre o indutor. Para tanto, dividir-se-á a tensão de saída pela impedância sobre a qual esta é aplicada. Então, obtém-se (3.37):

$$Z_o = \frac{-j \cdot \frac{R}{\omega \cdot C_p}}{R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_p}} \quad (3.37)$$

Fazendo-se as devidas manipulações, chega-se a (3.38):

$$Z_o = R \cdot \frac{Q}{\sqrt{Q^2 + \delta^2}} \quad (3.38)$$

Na fig. 3.11, tem-se um ábaco mostrando a variação do termo que acompanha R ($\bar{Z}_o = \frac{Z_o}{R}$) na expressão (3.38):

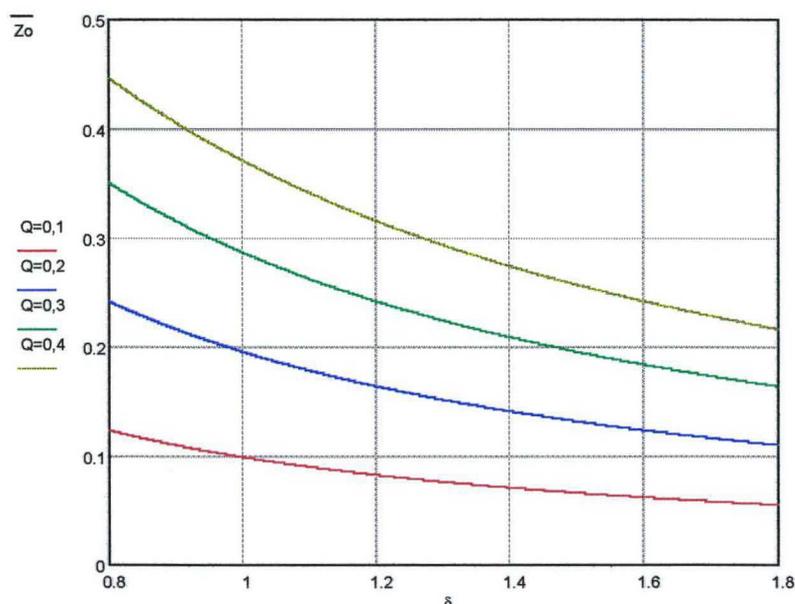


Fig. 3.11 – Impedância de saída normalizada.

Deve-se calcular o deslocamento entre fundamentais de tensão e corrente na entrada do filtro. A impedância total do filtro é dada por (3.39):

$$Z_p = j\omega L + Z_o \quad (3.39)$$

Fazendo algumas manipulações, é possível obter (3.40).

$$Z_p = \frac{j\omega L - \omega^2 R L C_p + R}{1 + \omega R C_p} \quad (3.40)$$

O deslocamento (θ) é dado por (3.41):

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega L}{R(1 - \omega^2 L C_p)}\right) - \arctg(\omega R C_p) \quad (3.41)$$

Com as devidas substituições, obtém-se (3.42):

$$\theta = \arctg\left(\frac{Q}{1 - \delta^2}\right) - \arctg\left(\frac{\delta^2}{Q}\right) \quad (3.42)$$

Na fig. 3.12, está o ábaco para a expressão (3.42):

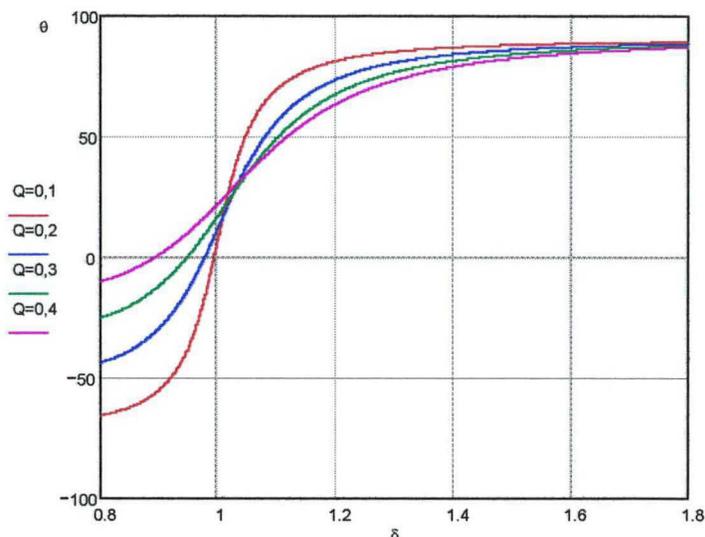


Fig. 3.12 – Deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro (em graus).

De maneira semelhante ao filtro LC série, obtém-se o valor para o conteúdo harmônico para o filtro LC paralelo, dado pela expressão (3.43):

$$\text{TDH}_{\text{LC paralelo}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{Q^2 + (1 - \delta^2)^2}{n^2 (n^2 Q^2 + (1 - n^2 \delta^2)^2)}} \quad (3.43)$$

Na fig. 3.13, tem-se um ábaco para a expressão (3.43):

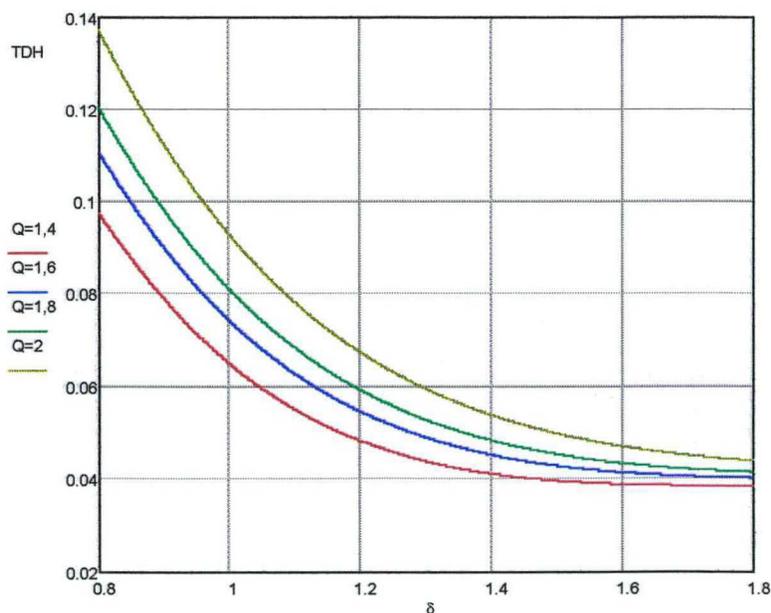


Fig. 3.13 – Conteúdo harmônico sobre a carga, para o filtro LC paralelo.

A metodologia de projeto para o filtro LC paralelo é semelhante àquela que foi apresentada para o filtro LC série. Eis os passos a serem seguidos:

1º - Determinar o ganho desejado para o filtro, observando a expressão (3.18);

2º - Escolher um valor para a relação de freqüências. Isto deve ser feito tendo-se em mente que este valor deve ser superior à unidade;

3º - Calcular o fator de qualidade do filtro com a expressão (3.44) (originada de (3.36)):

$$Q = \frac{\sqrt{1 - [G.(1 - \delta^2)]^2}}{G} \quad (3.44)$$

4º - Calcular os valores de indutância e capacitância, com as expressões (3.45) e (3.46):

$$L = \frac{Q.R}{\omega} \quad (3.45)$$

$$C_p = \frac{\delta^2}{\omega^2.L} \quad (3.46)$$

5º - Determinar a corrente que circula pelo indutor, o deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro e o conteúdo harmônico na carga com a ajuda das expressões (3.38), (3.42) e (3.43).

A seguir, segue um exemplo de projeto para as mesmas especificações dadas para o exemplo de projeto para o filtro LC série.

Novamente, o valor do ganho do filtro é de 0,555 e também será escolhido 1,2 para a relação entre freqüências. Calcule-se, agora, o fator de qualidade, dado em (3.47):

$$Q = \frac{\sqrt{1 - [G.(1 - \delta^2)]^2}}{G} = \frac{\sqrt{1 - [0,555.(1 - 1,2^2)]^2}}{0,555} = 1,747 \quad (3.47)$$

Calcular-se-á, agora, os valores de L e C, dados em (3.48) e (3.49):

$$L = \frac{Q.R}{\omega} = \frac{1,747.100}{2.\pi.100000} = 278\mu\text{H} \quad (3.48)$$

$$C_p = \frac{\delta^2}{\omega^2.L} = \frac{1,2^2}{(2.\pi.100000)^2.278.10^{-6}} = 13,1\text{nF} \quad (3.49)$$

Calcule-se, agora o valor da corrente na entrada do filtro com (3.50) e (3.51):

$$Z_o = R \cdot \frac{Q}{\sqrt{Q^2 + \delta^2}} = 100 \cdot \frac{1,747}{\sqrt{1,747^2 + 1,2^2}} = 82,4\Omega \quad (3.50)$$

$$I_2 = \frac{V_o}{Z_o} = \frac{100}{82,4} = 1,21A \quad (3.51)$$

Este é o valor de corrente eficaz que circula no indutor do filtro (e no secundário do transformador). Calcular-se-á, agora, o deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro. O resultado está em (3.52)

$$\theta = \arctg\left(\frac{Q}{1-\delta^2}\right) - \arctg\left(\frac{\delta^2}{Q}\right) = \arctg\left(\frac{1,747}{1-1,2^2}\right) - \arctg\left(\frac{1,2^2}{1,747}\right) = -115,4^\circ \quad (3.52)$$

Como o deslocamento ultrapassou 90° , deve-se fazer $\theta_v = 180^\circ - \theta$. Ou seja, o deslocamento é de $64,6^\circ$.

O valor aproximado para o conteúdo harmônico sobre a carga é dado pela expressão (3.53):

$$TDH_{LC_{paralelo}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1,747^2 + (1-1,2^2)^2}{n^2 \cdot (n^2 \cdot 1,747^2 + (1-n^2 \cdot 1,2^2)^2)}} \cong 5,9\% \quad (3.53)$$

Nas figuras (3.14), (3.15) e (3.16), apresentam-se os resultados de simulação.

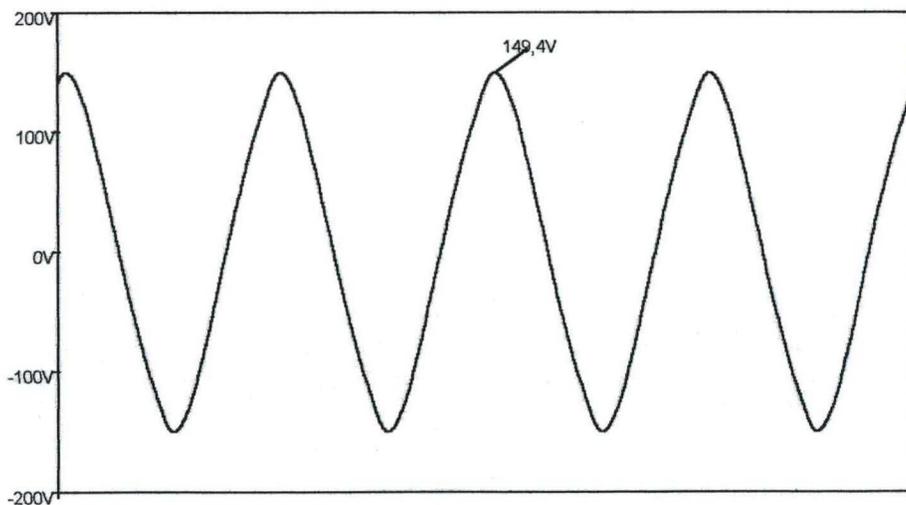


Fig. 3.14 – Forma de onda da tensão de saída, com seu respectivo valor de pico.

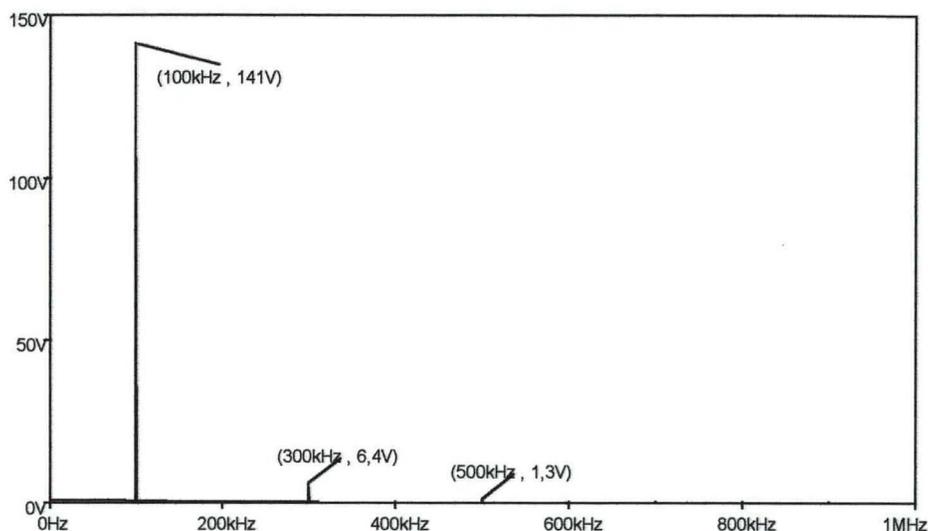


Fig. 3.15 – Espectro harmônico da tensão de saída, com os valores de pico da fundamental, da 3ª e da 5ª harmônicas.

Percebe-se que o valor da fundamental da tensão de saída ficou no valor projetado, entretanto, o valor eficaz da tensão de saída ficou prejudicado, sendo o seu valor 5V acima do projetado.

O conteúdo harmônico total ficou em 4,7% (fornecido pelo simulador).

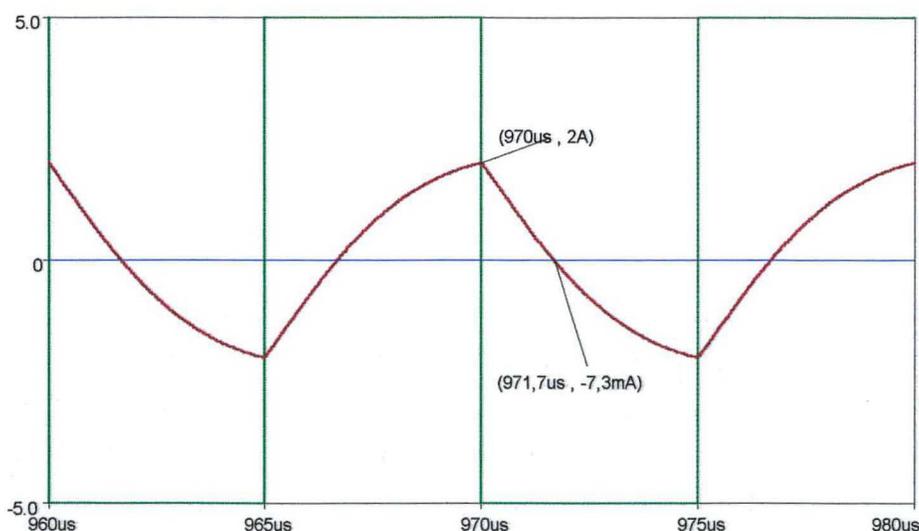


Fig. 3.16 - Deslocamento entre tensão (em verde, dividido por 40) e corrente (em vermelho).

O valor do deslocamento angular é dado por (3.54):

$$\theta = \frac{2\pi \cdot 1,7\mu\text{s}}{10\mu\text{s}} = 1,0681\text{rad} = 61,2^\circ \quad (3.54)$$

O valor da corrente eficaz da figura 3.16 é de 1,3A.

3.2.3 – Filtro LCC:

O filtro LCC é apresentado na fig. 3.17 com as variáveis necessárias ao seu projeto.

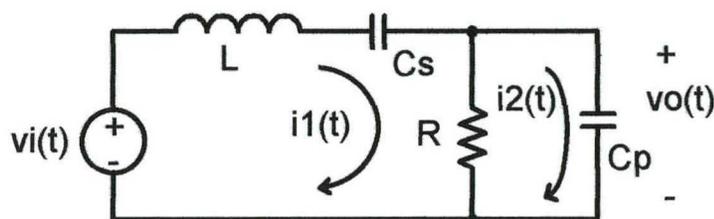


Fig. 3.17 – Filtro LCC.

Tirando-se as equações das malhas:

$$v_i(t) = v_o(t) + \frac{1}{C_s} \int i_1(t) \cdot dt + L \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.55)$$

$$v_o(t) = R(i_1(t) - i_2(t)) = \frac{1}{C_p} \int i_2(t) \cdot dt \quad (3.56)$$

Tirando-se as transformadas de Laplace de (3.55) e (3.56), chega-se a (3.57) e (3.58):

$$V_i(s) = V_o(s) + \frac{I_1(s)}{s \cdot C_s} + s \cdot L \cdot I_1(s) \quad (3.57)$$

$$V_o(s) = R(I_1(s) - I_2(s)) = \frac{I_2(s)}{s \cdot C_p} \quad (3.58)$$

Modificando-se (3.57), é possível chegar-se a (3.59):

$$I_1(s) = V_o(s) \left(\frac{1 + s \cdot R \cdot C_p}{R} \right) \quad (3.59)$$

Substituindo (3.59) em (3.58), obtém-se (3.60) e, com algumas manipulações, (3.61):

$$V_i(s) = V_o(s) + V_o(s) \left(\frac{1}{s \cdot R \cdot C_s} + \frac{C_p}{C_s} \right) + s \cdot L \cdot V_o(s) \left(\frac{1 + s \cdot R \cdot C_p}{R} \right) \quad (3.60)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \cdot R \cdot C_s}{1 + s \cdot R \cdot (C_p + C_s) + s^2 \cdot L \cdot C_s + s^3 \cdot R \cdot L \cdot C_s \cdot C_p} \quad (3.61)$$

Substituindo-se s por $j \cdot \omega$ em (3.61), obtém-se (3.62) e (3.63):

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{j\omega R C_s}{1 + j\omega R(C_p + C_s) - \omega^2 L C_s - j\omega^3 R L C_s C_p} \quad (3.62)$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{\frac{C_s + C_p - \omega^2 L C_s C_p}{C_s} + j\left(\frac{\omega^2 L C_s - 1}{\omega R C_s}\right)} \quad (3.63)$$

Serão feitas as seguintes definições:

- Fator de qualidade:

$$Q = \omega R C_s \quad (3.64)$$

- Frequência de ressonância série:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L C_s}} \quad (3.65)$$

- Frequência de ressonância paralela:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L C_p}} \quad (3.66)$$

- Relação entre frequências (série):

$$\delta_s = \frac{\omega}{\omega_s} = \omega \sqrt{L C_s} \quad (3.67)$$

- Relação entre frequências (paralelo):

$$\delta_p = \frac{\omega}{\omega_p} = \omega \sqrt{L C_p} \quad (3.68)$$

Tirando-se o módulo de (3.63) e aplicando-se as definições de (3.64) a (3.68), chega-se a (3.69):

$$G(j\omega) = \left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\delta_p^2 + \delta_s^2}{\delta_s^2} - \delta_p^2\right)^2 + \left(\frac{\delta_s^2 - 1}{Q}\right)^2}} \quad (3.69)$$

Percebe-se que esta equação é muito semelhante àquela obtida para o ganho do filtro LC série, a menos do primeiro termo, que aqui está elevado ao quadrado. Portanto, fazendo a definição (3.70), chega-se a (3.71):

$$\sigma = \left(\frac{\delta_p^2}{\delta_s^2} - \delta_p^2 + 1 \right)^2 \quad (3.70)$$

$$\delta_p^2 = \frac{\delta_s^2 \cdot (\sqrt{\sigma} - 1)}{1 - \delta_s^2} \quad (3.71)$$

Com isto, tem-se (3.72):

$$G(j.\omega) = \left| \frac{V_o(j.\omega)}{V_i(j.\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\sigma + \left(\frac{\delta_s^2 - 1}{Q} \right)^2}} \quad (3.72)$$

Agora, deve-se pensar acerca da gama de valores que σ poderá assumir. O intuito de se fazer um filtro LCC é que, durante a partida da lâmpada, L , C_s e C_p devem estar ajustados de tal forma que a frequência de ressonância coincida com a de chaveamento, para que haja um crescimento da tensão de saída até que esta atinja a tensão de ignição da lâmpada [16]. Então:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{L.C_s.C_p}{C_s + C_p}}} \quad (3.73)$$

Das definições (3.65) e (3.67), combinadas com (3.73), chega-se a (3.74):

$$\frac{\delta_s}{\sqrt{L.C_s}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L.C_s.C_p}{C_s + C_p}}} \quad (3.74)$$

$$C_p = \frac{C_s}{\delta_s^2 - 1} \quad (3.75)$$

Que é a condição para que, na partida, se tenha uma sobretensão para a ignição da lâmpada. Observando (3.70), (3.71) e (3.75), facilmente percebe-se que isto equivale a impor que σ seja igual a zero. Portanto:

$$G(j.\omega) = \left| \frac{V_o(j.\omega)}{V_i(j.\omega)} \right| = \frac{Q}{\delta_s^2 - 1} \quad (3.76)$$

A expressão (3.76) fornece o ganho do filtro LCC para as condições dadas. A fig. 3.19 mostra o ganho com relação à δ_s e Q .

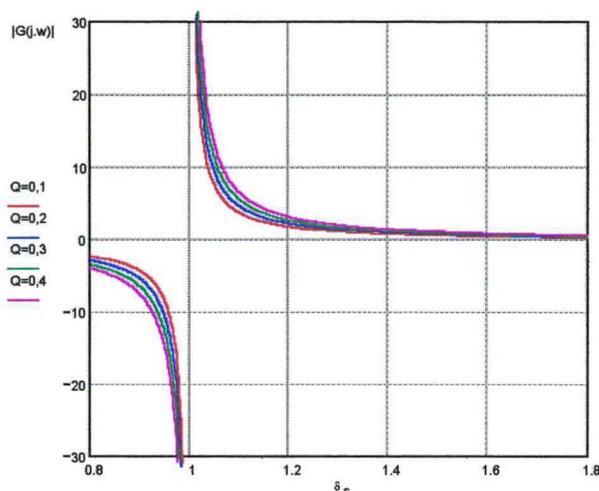


Fig. 3.19 – Ganho estático do filtro LCC, com relação à δ_s , parametrizado com relação à Q .

Devem-se determinar, agora, a corrente que circula pelo indutor, a tensão máxima no capacitor série e o deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro.

A impedância de saída deste filtro é a mesma que se encontra no filtro LC paralelo, dada pela expressão (3.38). Para as definições dadas aqui, Z_o é calculado como:

$$Z_o = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2}\right)^2}} \quad (3.77)$$

Na fig. 3.20, tem-se o ábaco para (3.77) ($\bar{Z}_o = \frac{Z_o}{R}$).

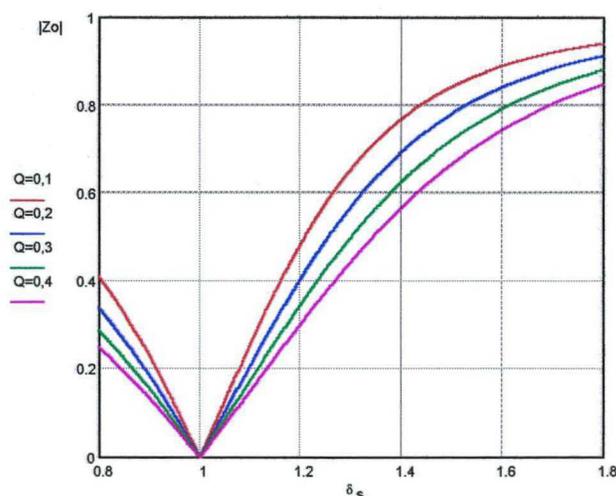


Fig. 3.20 – Impedância de saída normalizada.

Aplicando o mesmo método usado para o filtro LC série para determinar a tensão máxima no capacitor série, encontra-se (3.78):

$$v_c(t) = \frac{V_o \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2} \right)^2 \right]}}{Q} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (3.78)$$

Aplicando as devidas manipulações, obtém-se (3.79):

$$V_{cmáx} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2} \right)^2 \right]}}{Q} \quad (3.79)$$

Que é a expressão que fornece a tensão máxima sobre o capacitor série. Na fig. 3.21, tem-se o ábaco para esta expressão:

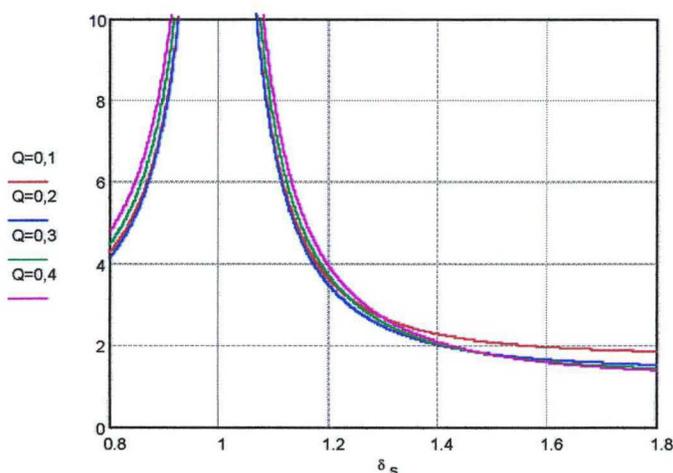


Fig. 3.21 – Ganho de tensão no capacitor série.

A impedância total do circuito é dada por (3.80):

$$Z_p = j \cdot \omega \cdot L - \frac{j}{\omega \cdot C_s} - j \cdot \frac{\frac{R}{\omega \cdot C_p}}{R - \frac{j}{\omega \cdot C_p}} \quad (3.80)$$

Com algumas manipulações, chega-se a (3.81):

$$Z_p = \frac{R - \frac{R.C_p(\delta_s^2 - 1)}{C_s} + j \frac{\delta_s^2 - 1}{\omega.C_s}}{1 + j \frac{Q.\delta_p^2}{\delta_s^2}} \quad (3.81)$$

O ângulo desta impedância é dado por (3.82):

$$\theta = \arctg \left(\frac{\delta_s^2 - 1}{Q - \frac{Q.\delta_p^2(\delta_s^2 - 1)}{\delta_s^2}} \right) - \arctg \left(\frac{Q.\delta_p^2}{\delta_s^2} \right) \quad (3.82)$$

Aplicando (3.70) em (3.82), obtém-se (3.83):

$$\theta = \arctg \left(\frac{\delta_s^2 - 1}{\sigma.Q} \right) - \arctg \left(\frac{Q(\sigma - 1)}{1 - \delta_s^2} \right) \quad (3.83)$$

Observando que $\sigma=0$ e que $\arctg_{\infty}=90^\circ$:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{Q}{\delta_s^2 - 1} \right) \quad (3.84)$$

Na fig. 3.22, tem-se um ábaco para a expressão (3.84):

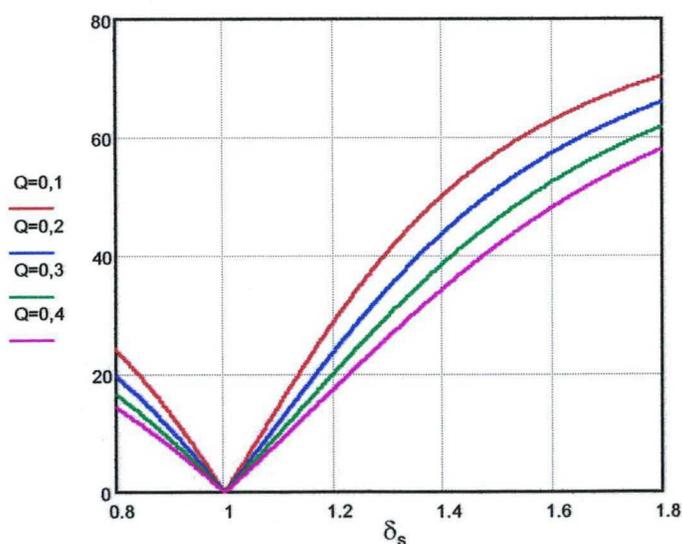


Fig. 3.22 – Ângulo de defasagem entre tensão e corrente na entrada do filtro (em graus).

O conteúdo harmônico sobre a carga é calculado como antes, sendo este valor dado por (3.85):

$$TDH_{LCC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{\delta_s^2 - 1}{n^2 \cdot \delta_s^2 - 1} \right)^2} \quad (3.85)$$

O ábaco para a expressão (3.85) está na fig. 3.23:

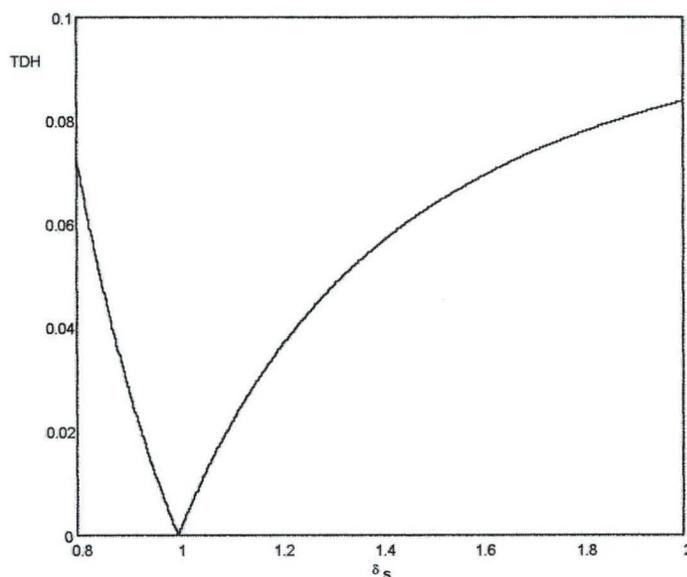


Fig. 3.23 – Distorção harmônica sobre a carga.

A metodologia de projeto para este filtro segue os seguintes passos:

- 1º - Determinar o ganho do filtro, observando a expressão (3.18);
- 2º - Escolher um valor para a relação entre freqüências (série);
- 3º - Determinar Q com a expressão (3.86):

$$Q = G \cdot (\delta_s^2 - 1) \quad (3.86)$$

4º - Escolher os valores de C_s e L com as expressões (3.20) e (3.21), respectivamente, e C_p com a expressão (3.75);

5º - Calcular a corrente na entrada do filtro com a ajuda da expressão (3.77), a tensão máxima no capacitor série com a expressão (3.79), o deslocamento entre tensão e corrente na entrada do filtro com (3.84) e o conteúdo harmônico sobre a carga com a expressão (3.85).

A seguir, mostra-se um exemplo de projeto, com as mesmas especificações dadas nos exemplos dos filtros anteriores ($G=0,555$ e $\delta_s=1,2$). Calcule-se, agora, o fator de qualidade:

$$Q = G \cdot (\delta_s^2 - 1) = 0,555 \cdot (1,2^2 - 1) = 0,2442 \quad (3.87)$$

Podem-se calcular, agora, os valores dos elementos do filtro:

$$C_s = \frac{Q}{\omega \cdot R} = \frac{0,2442}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \cdot 100} = 3,9 \text{ nF} \quad (3.88)$$

$$L = \frac{\delta^2}{\omega^2 \cdot C_s} = \frac{1,2^2}{(2 \cdot \pi \cdot 100000)^2 \cdot 3,9 \cdot 10^{-9}} = 938 \mu\text{H} \quad (3.89)$$

$$C_p = \frac{C_s}{\delta_s^2 - 1} = \frac{3,9 \cdot 10^{-9}}{1,2^2 - 1} = 8,9 \text{ nF} \quad (3.90)$$

A impedância de saída é dada por:

$$Z_o = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2}\right)^2}} = 100 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,2442}{1 - 1,2^2}\right)^2}} = 87,4 \Omega \quad (3.91)$$

Portanto, a corrente na entrada do filtro será de 1,14A. Os valores da tensão máxima sobre o capacitor série, do ângulo de deslocamento e da taxa de distorção harmônica sobre a carga são calculados nas expressões (3.92), (3.93) e (3.94), respectivamente:

$$V_{\text{cmáx}} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2}\right)^2\right]}}{Q} = \frac{100 \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 + \left(\frac{0,2442}{1 - 1,2^2}\right)^2\right]}}{0,2442} = 662 \text{ V} \quad (3.92)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{Q}{\delta_s^2 - 1}\right) = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{0,2442}{1,2^2 - 1}\right) = 1,0641 \text{ rad} = 61^\circ \quad (3.93)$$

$$\text{TDH}_{\text{LCC}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{1,2^2 - 1}{n^2 \cdot 1,2^2 - 1}\right)^2} \cong 3,6\% \quad (3.94)$$

Nas figuras (3.24), (3.25), (3.26) e (3.27) , estão os resultados obtidos por simulação:

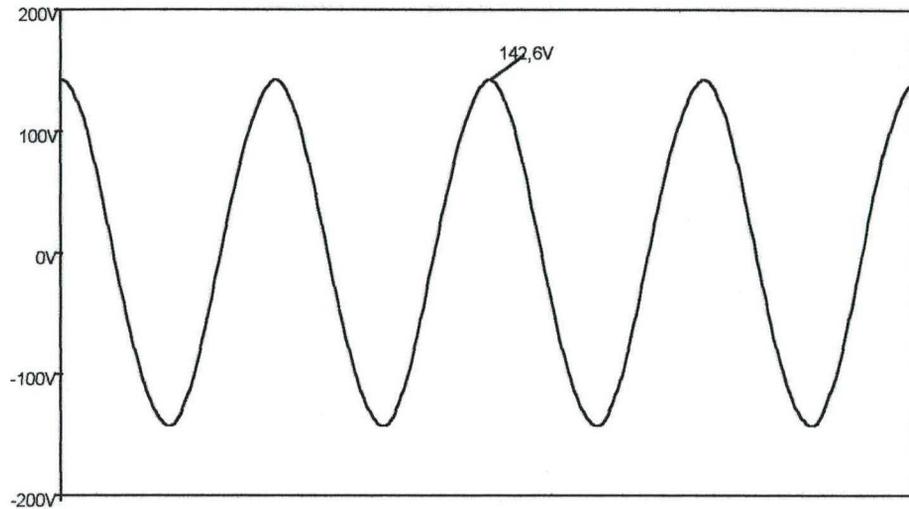


Fig. 3.24 – Forma de onda de tensão na saída do filtro, com seu respectivo valor de pico.

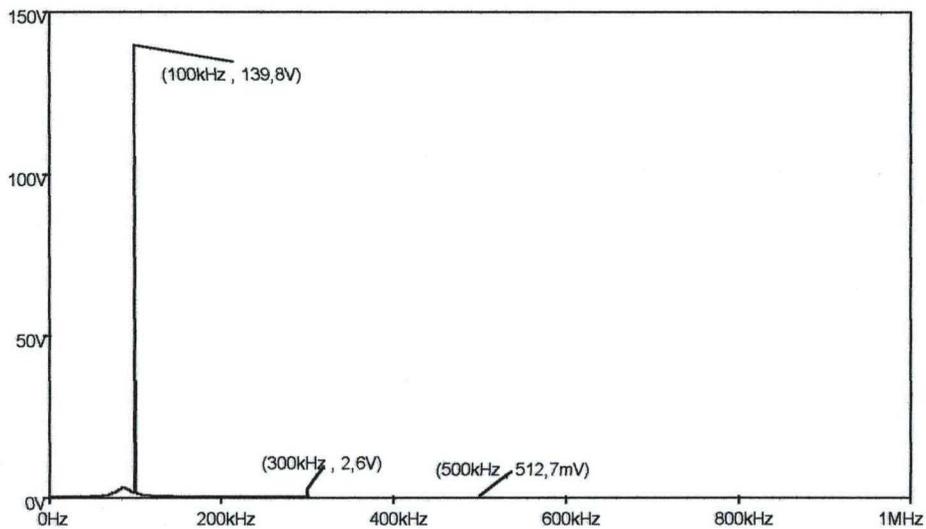


Fig. 3.25 – Espectro harmônico de tensão sobre a carga, mostrando a amplitude da fundamental, da 3ª e da 5ª harmônicas.

Neste filtro, houve uma melhor atenuação das componentes harmônicas na carga e a distorção total ficou em 2%. Percebe-se, também, que a tensão voltou a ficar em um valor melhor, se aproximando mais do valor especificado.

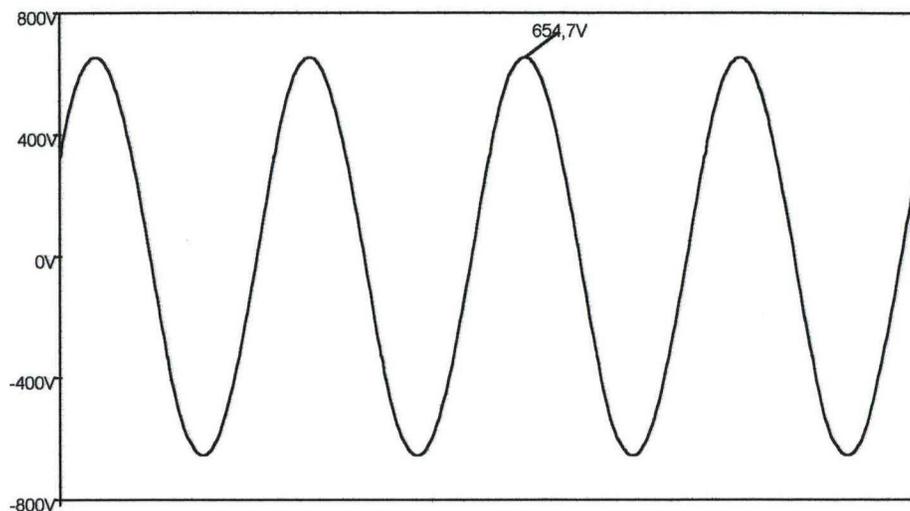


Fig. 3.26 – Forma de onda de tensão sobre o capacitor série, com seu valor máximo.

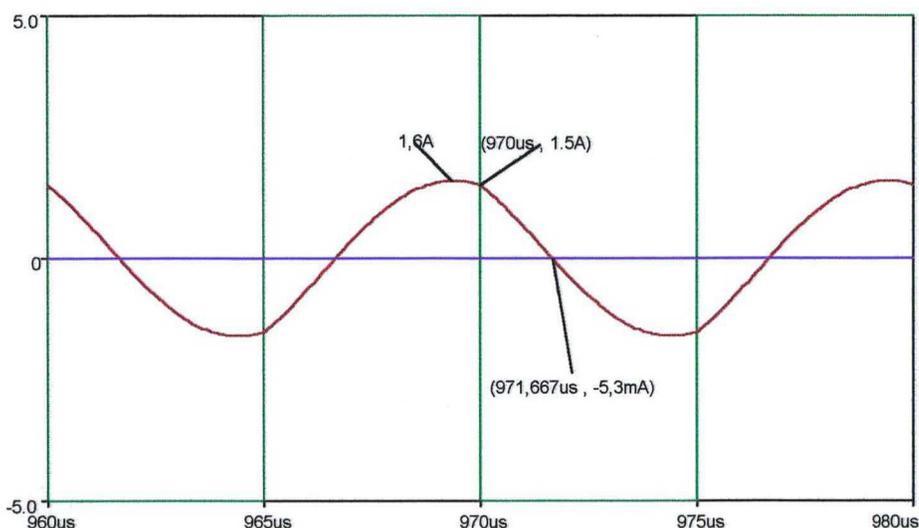


Fig. 3.27 - Deslocamento entre tensão (em verde, dividido por 40) e corrente (em vermelho) e valor de pico da corrente na entrada.

Calcule-se o valor deste deslocamento com a expressão (3.95):

$$\theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1,667 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 1,0474 \text{ rad} = 60^\circ \quad (3.95)$$

O valor eficaz da corrente na entrada, conforme a fig. 3.23 é de 1,13A. Na fig. 3.26, percebe-se uma divergência de 7V entre o valor simulado e o calculado.

3.2.4 – Comparação entre o desempenho dos filtros:

Na tabela 3.1, mostra-se um comparativo entre os aspectos dos filtros de saída.

Tabela 3.1 – Comparação entre os filtros de saída.

Filtro	Harmônicas na carga	Corrente na entrada	Tensão sobre o capacitor série	Transitório de partida	Falha na partida
<u>LC série</u>	Baixo conteúdo	Razoável	Alta	Desfavorecido	Circuito aberto
<u>LC paralelo</u>	Baixo conteúdo	Muito alta	Não há	Favorecido	Curto-circuito
<u>LCC</u>	Muito baixo conteúdo	Alta	Muito alta	Muito favorecido	Curto-circuito

Alguns comentários acerca desta tabela devem ser feitos:

1º - Todos estes filtros proporcionam conteúdo harmônico baixo o suficiente para que a lâmpada tenha uma vida útil prolongada, basta que se manipule o parâmetro δ (ou δ_s) suficientemente baixo;

2º - A corrente no filtro LC série é a mais baixa de todas, independentemente dos parâmetros do filtro;

3º - A corrente nos outros dois filtros depende do valor de Q, sendo que, quanto menor este valor, maior é a corrente no filtro. Lembra-se que o valor de Q está ligado a δ (quanto menor δ , menor é Q) e que, portanto, um menor conteúdo harmônico na carga implica em uma corrente maior na entrada (compromisso);

4º - Os valores percentuais de corrente no filtro LC paralelo com relação ao filtro LC série (30% superior) e LCC com relação ao filtro LC série (13% superior) foram verificados em outros projetos para diferentes parâmetros de entrada;

5º - O fato de a tensão sobre o capacitor série ser superior no filtro LCC é uma consequência do fato de este filtro ter uma corrente superior;

6º - Uma lâmpada típica de 40W [16] tem uma tensão de ignição, a frio, de cerca de 350V. Percebe-se que o filtro LC série fica em desvantagem, pois terá de ter uma tensão de entrada de, no mínimo a tensão de ignição da lâmpada,

enquanto os demais filtros poderão ter uma tensão de entrada menor (limitada inferiormente apenas pela tensão nominal da lâmpada);

7º - Independentemente do filtro a ser escolhido, recomenda-se a colocação de um enrolamento auxiliar, saindo do transformador que alimenta o filtro, para o pré-aquecimento do filamento da lâmpada, o que proporcionará uma ignição em uma tensão substancialmente menor e elevará a vida útil da lâmpada;

8º - O filtro LCC terá, teoricamente, uma ignição mais rápida, pois, na partida, a frequência de ressonância coincidirá com a de chaveamento, enquanto no filtro LC paralelo, a frequência de ressonância ficará abaixo da de chaveamento (relação δ);

9º - Se, na partida do circuito, houver uma falha na lâmpada (rachadura no vidro, por exemplo) e esta não entrar em funcionamento, haverá uma corrente crescente nos filtros LC paralelo e LCC. Necessita-se, pois, de algum recurso que vise evitar este efeito, o qual levará o inversor à destruição.

Em trabalhos anteriormente apresentados [1, 2, 3, 4], verificou-se uma tendência a se utilizar o filtro LCC para a ignição de lâmpadas fluorescentes. Entretanto, a desvantagem da corrente ser superior é séria, pois implica em um superdimensionamento do inversor que gerará a onda quadrada. Uma solução viável para este problema é mostrada na fig. 3.28.

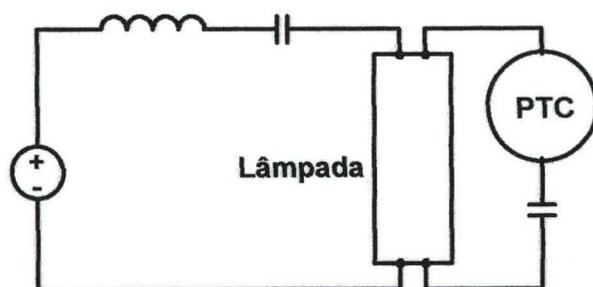


Fig. 3.28 – Solução proposta.

Com este circuito, pode-se projetar o filtro como se fosse um LC série e o capacitor paralelo serviria somente para, na partida, colocar a frequência de ressonância coincidindo com a de chaveamento. Assim que o PTC atingisse uma temperatura suficiente, sua resistência aumentaria de tal forma que retiraria o capacitor paralelo do circuito e voltar-se-ia ao filtro LC série. Com isto, conseguir-se-ia os melhores aspectos de ambos os filtros LC série e LCC.

3.3 – Inversores:

Em literatura [18], encontram-se referências dadas a três topologias de inversores para aplicações em sistemas de iluminação:

- Inversor meia-ponte assimétrico;
- Inversor meia-ponte simétrico;
- Inversor ponte completa.

Estas topologias encontram-se na fig. 3.29.

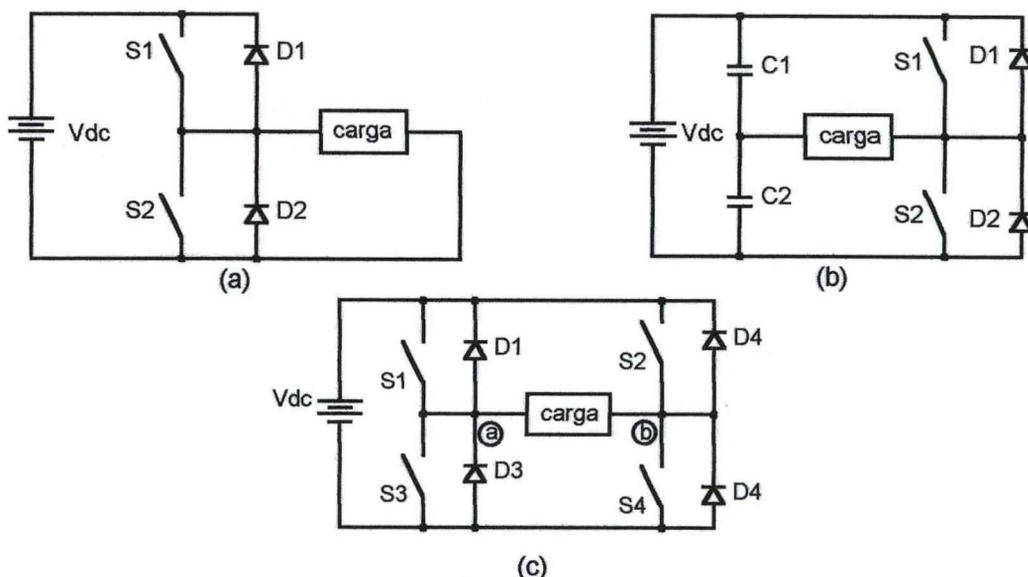


Fig. 3.29 – Topologias de inversores empregados em sistemas de iluminação: (a) meia-ponte assimétrico, (b) meia-ponte simétrico e (c) ponte completa.

O bloco representando a carga, conforme foi visto no capítulo 1, consiste de transformadores para isolação e adaptação da tensão, seguidos de filtros (LC série, LC paralelo, etc.) e finalmente a lâmpada.

Em trabalhos envolvendo reatores para cargas pequenas (até poucas centenas de watts) [1, 2, 3, 4], nota-se uma tendência à utilização do inversor meia-ponte assimétrico. A razão para tal é que, tendo um capacitor em série na carga (utilização do filtro LC série ou LCC), não há componente cc na tensão de saída e, com isto, economiza-se um capacitor na saída do estágio retificador. Nestes sistemas, esta prática é bastante justificável, pois, um dos fatores que impõe maior restrição é o custo. Em [5], depara-se com um projeto de potência mais elevada (1,2kW), ainda com utilização desta topologia. Entretanto, à medida

que se eleva a potência, torna-se interessante a utilização do inversor em ponte completa, por aplicar na carga (entenda-se aqui o(s) primário(s) do(s) transformador(es) isolador(es)) a tensão do barramento cc, enquanto que, na topologia anterior, a esta tensão era de apenas a metade do barramento. Isto, obviamente, propiciará um esforço de corrente menor em cada interruptor, possibilitando a utilização de MOSFET's ou IGBT's de menor capacidade de corrente.

3.3.1 – Modulação e geração dos sinais de “gate” aplicados nos interruptores e etapas de funcionamento:

A modulação a ser aplicada sobre os interruptores é extremamente simples, consistindo de sinais complementares, com frequência e razão cíclica constantes, sendo que, há apenas um tempo morto, para que se garanta que não ocorrerão curtos de braço acidentais.

Apresentam-se as etapas de operação do inversor ponte completa na fig. 3.30:

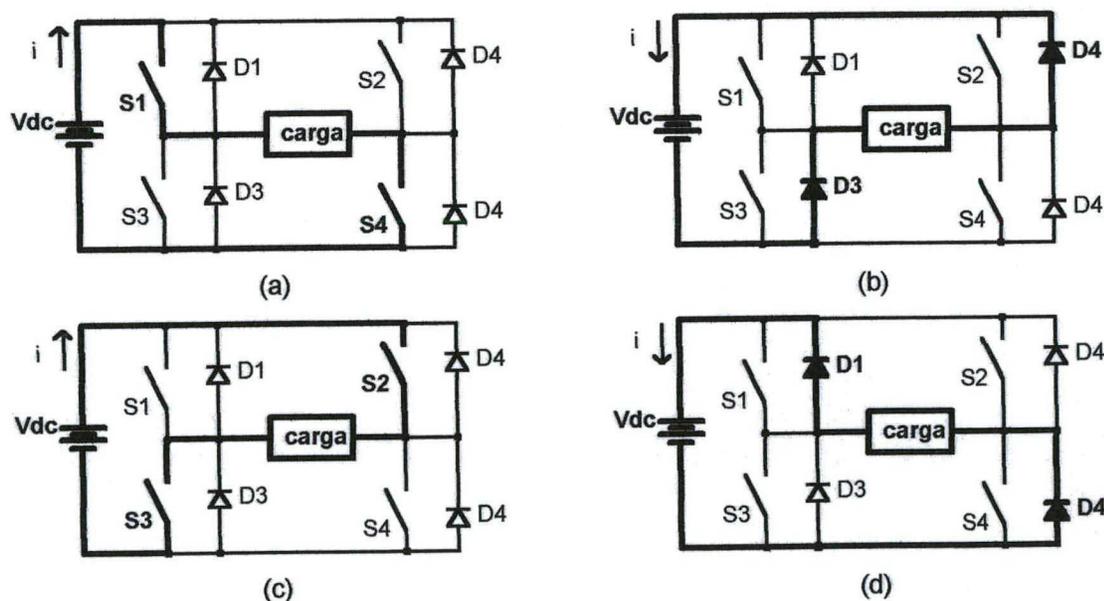


Fig. 3.30 – Etapas de operação do inversor ponte completa.

Um circuito integrado UC3524 ou UC3525 pode fornecer os sinais de “gate” necessários para a operação desejada deste conversor, além de fornecer uma opção de circuito de proteção contra sobrecorrente, no caso de falha na partida

da lâmpada. Lembra-se, aqui, que há a necessidade de comandos isolados para os interruptores S_1 e S_2 . Na fig. 3.31, tem-se um exemplo de circuito que pode ser empregado para a geração dos sinais de "gate" dos interruptores, utilizando o UC3525.

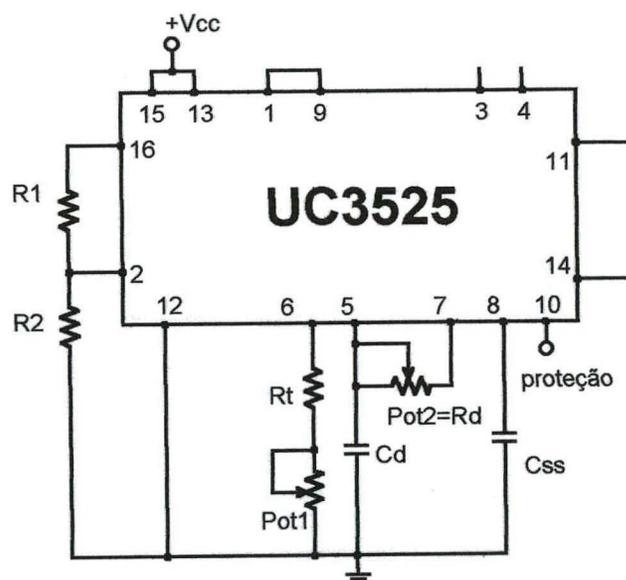


Fig. 3.31 - Circuito gerador dos pulsos de "gate", utilizando o UC3525.

O curto entre os pinos 1 e 9 forma um seguidor de tensão no amplificador operacional que faz a amplificação do erro da tensão de saída. Juntando-se isto com o divisor resistivo entre a tensão de referência (pino 16) e a entrada não-inversora do ampop (pino 2), devidamente calculado, consegue-se fazer com que a razão cíclica permaneça constantemente no seu valor máximo.

O resistor R_d é responsável pelo tempo morto que a razão cíclica deverá ter. O valor máximo para este valor de tempo morto é dado pelo tempo que o diodo em antiparalelo com o interruptor de potência irá conduzir. Portanto, este tempo pode ser calculado com a expressão (3.96):

$$t_{\text{dead(máx)}} = \frac{\theta}{2\pi f} \quad (3.96)$$

Onde θ é o ângulo de deslocamento anteriormente deduzido para cada filtro, em radianos.

3.3.2 – Análise dos esforços de corrente no inversor em ponte completa, aplicado em sistemas de iluminação:

Será apresentada, agora, uma análise quantitativa dos esforços de corrente sobre os interruptores, com a modulação apresentada. Para esta análise, considera-se que a carga é constituída de filtros iguais entre si.

As formas de onda de tensão e corrente típicas, presentes entre os pontos “a” e “b”, na fig. 3.29(c), estão na fig. 3.32.

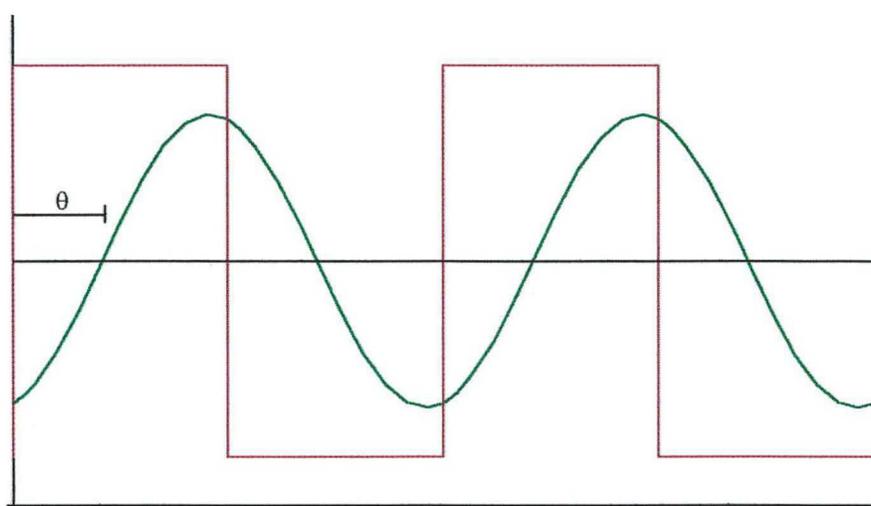


Fig. 3.32 – Formas de onda de tensão (em vermelho) e de corrente (em verde) entre os pontos “a” e “b”.

Pode ser escrita a equação (3.97):

$$I(\omega.t) = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{Z_o} \text{sen}(\omega.t) \quad (3.97)$$

Onde:

$$q = \frac{V_{o1}}{V_{in}} \quad (3.98)$$

E:

$$p = \frac{P}{P_i} \quad (3.99)$$

Calcula-se o valor eficaz de (3.97), encontrando-se (3.100):

$$I_{\text{sef}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} \frac{2 \cdot p^2 \cdot q^2 \cdot V_{o2}^2}{Z_o^2} \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \quad (3.100)$$

$$I_{\text{sef}} = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2}}{Z_o} \cdot \sqrt{\frac{\pi-\theta}{2\pi} + \frac{\text{sen}(2\theta)}{4\pi}} \quad (3.101)$$

A expressão (3.101) fornece a corrente eficaz que circula em um interruptor. Com o mesmo raciocínio empregado para se obter a expressão (3.101), pode-se provar que a corrente média em um interruptor é dada pela expressão (3.102), útil no caso de emprego de IGBT's:

$$I_{\text{smd}} = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot Z_o} (1 + \cos\theta) \quad (3.102)$$

O intervalo de integração utilizado deve-se ao deslocamento dado pelo filtro. A corrente positiva que circula no semiciclo negativo de tensão (e vice-versa) passa pelo diodo. Calcula-se, então, a corrente média em um diodo com (3.103) e (3.104):

$$I_{\text{dmd}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\theta} \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{Z_o} \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \quad (3.103)$$

$$I_{\text{dmd}} = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot Z_o} (1 - \cos\theta) \quad (3.104)$$

Nestas expressões, nota-se o aparecimento do parâmetro θ (ângulo de defasagem), calculado nas seções anteriores, para cada um dos filtros.

3.3.3 – Considerações sobre a comutação:

Considerem-se as formas de onda de tensão e corrente, contidas na fig. 3.33, referentes a um interruptor:

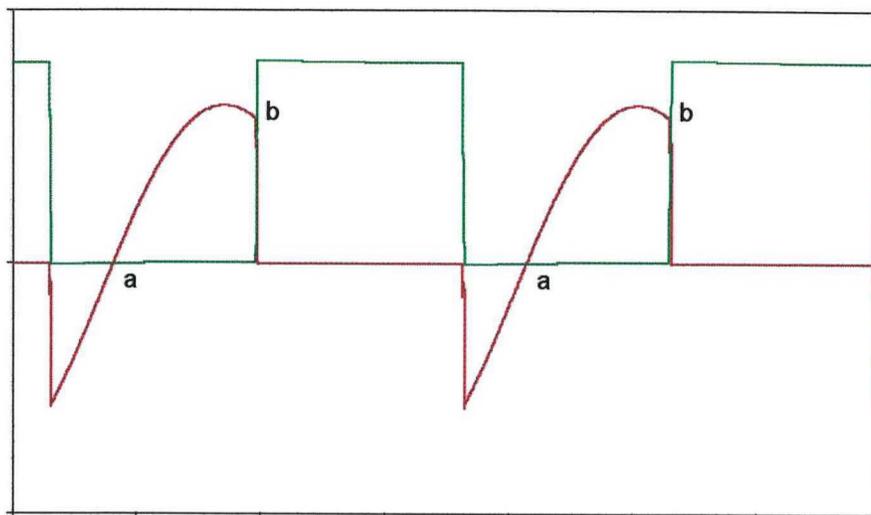


Fig. 3.33 – Formas de onda típicas de tensão (em verde) e corrente (em vermelho) em um interruptor.

Na forma de onda da fig. 3.33, percebe-se que a entrada em condução do interruptor (ponto “a”) se dá de forma suave, pois, anteriormente, o diodo que se encontra em antiparalelo com este interruptor conduz a corrente de carga. Entretanto, o mesmo não ocorre com o bloqueio do interruptor (ponto “b”).

A estrutura estudada é de fácil realização de comutação suave, inclusive no bloqueio, pois a corrente se encontra defasada com relação à tensão, e, portanto, com a inclusão de capacitores em paralelo com os interruptores, consegue-se eliminar por completo as perdas em comutação.

Lembrando que:

$$I(t) = C \cdot \frac{dV(t)}{dt} \quad (3.105)$$

Assumindo que estes parâmetros sejam lineares no momento da comutação e considerando um determinado tempo Δt , durante o qual a comutação ocorrerá, substituindo estes valores e a corrente no momento da comutação, chega-se a (3.106):

$$C_c = \frac{p.q.V_{o2} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\pi - \theta)}{2.Z_o} \cdot \frac{\Delta t_c}{\Delta V_c} \quad (3.106)$$

Onde a variação da tensão será de zero até a tensão de barramento.

3.3.4 – Circuitos de proteção contra sobrecorrente:

Anteriormente, viu-se a necessidade de um circuito de proteção contra sobrecorrente, sobretudo quando se emprega o filtro LC paralelo ou o LCC. Uma solução que pode ser adotada é apresentada na fig. 3.34.

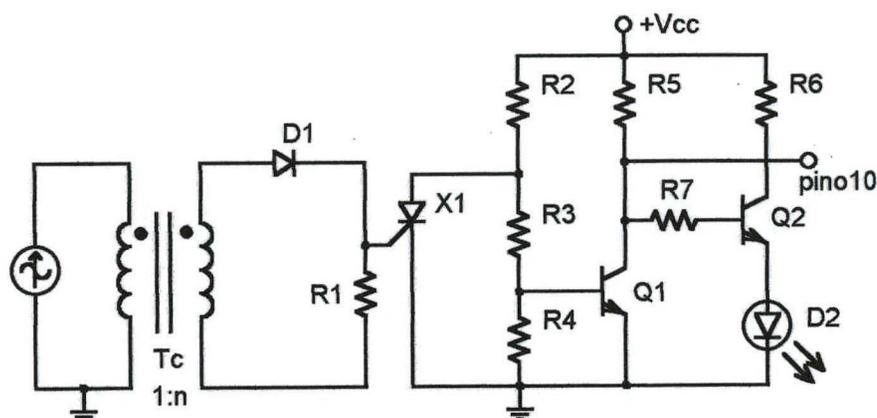


Fig. 3.34 – Circuito de proteção contra sobrecorrente.

A corrente que circula pelo circuito de potência é amostrada pelo transformador de corrente T_c e transformada em um sinal de tensão por R_1 . Eventualmente, esta corrente superará o limite dado ao projeto, e a tensão em R_1 será suficiente para disparar o tiristor X_1 . Isto fará com que o terra seja aplicado à base do transistor Q_1 , o qual bloqueará e retirará o terra do pino 10 do UC3525, aplicando neste a tensão $+V_{cc}$. Isto desabilitará o circuito até que este seja religado.

Os elementos R_6 , Q_2 e D_2 formam um circuito de sinalização de falha.

O projeto do sensor de corrente e do circuito de proteção pode ser feito conforme recomendações dadas em [20], as quais estão a seguir:

1º - Determinar a relação de transformação de T_c . Para isto, deve-se determinar qual será a máxima potência que se pode permitir ser dissipada no resistor R_1 , com isto, pode-se determinar a corrente eficaz que passará no secundário e, portanto, a corrente de pico no secundário do transformador;

2º - Determinar os condutores a se utilizar. Isto é feito de maneira simples, após a determinação das correntes de primário e secundário;

3º - Determinar o núcleo a ser utilizado e a densidade de fluxo que irá circular pelo núcleo. Para isto, arbitra-se um núcleo e calcula-se a densidade de fluxo através da expressão (3.107) a seguir:

$$B = \frac{(V_{gt} + V_{diodo})D_{m\acute{a}x}}{N_s \cdot A_e \cdot f} \quad (3.107)$$

Obviamente, este valor deve estar abaixo da saturação e o toróide deve comportar os condutores.

4º - Calcular a tensão de desmagnetização. Para isto, pode ser utilizada a expressão (3.108) a seguir:

$$V_{desm} = \frac{(V_{gt} + V_{diodo})D_{m\acute{a}x}}{1 - D_{m\acute{a}x}} \quad (3.108)$$

Esta última expressão mostra que, para razões cíclicas relativamente baixas (até 45%), a tensão de desmagnetização não se torna um problema, e que a tensão de desmagnetização é dada pela tensão reversa sobre o diodo. Isto torna o uso deste tipo de sensor de corrente adequado para a aplicação no inversor estudado.

5º - R_2 , R_3 e R_4 deverão formar um divisor resistivo de tal forma que a tensão aplicada na base de Q_1 (normalmente um 2N2222) mantenha este transistor na saturação. Além disto, deve-se notar que, na ocorrência da falha, o resistor R_2 deverá limitar a corrente que circulará pelo tiristor;

6º - O resistor R_5 tem dupla função: limitar a corrente que passa por Q_2 e, juntamente com R_6 , limitar a tensão na base de Q_2 (normalmente um 2N2222, também);

7º - O resistor R_7 deverá limitar a corrente em Q_2 , mas deve assegurar também uma corrente suficiente para a condução do LED, quando da ocorrência de falha (cerca de 30mA).

O ponto do circuito de potência onde será posto o primário do sensor de corrente é de fundamental importância. Basicamente, existem três pontos a serem escolhidos, conforme mostra a fig. 3.35:

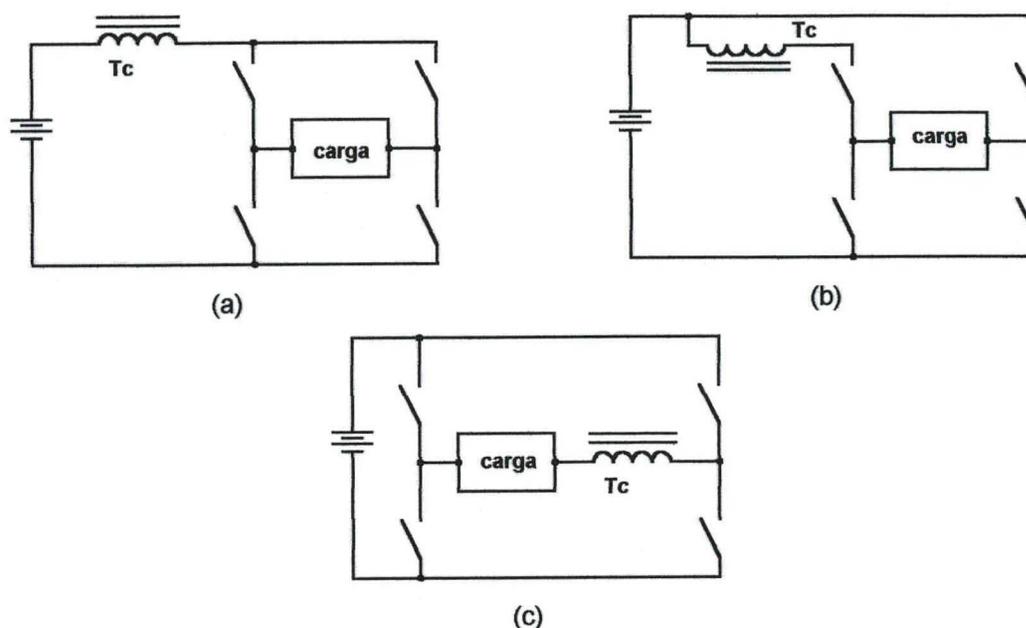


Fig. 3.35 – Pontos que podem ser escolhidos para monitorar a corrente no circuito: (a) na entrada; (b) em um interruptor e (c) na saída.

As opções dadas na fig. 3.35(a) e (b) não são convenientes, pois, na primeira, a razão cíclica que o sensor de corrente enxergará estará muito alta e, na segunda, o sensor enxergará a corrente somente em um par de interruptores deixando o outro desprotegido, além de a indutância de dispersão, apesar de pequena, poder interferir no correto funcionamento dos interruptores.

A melhor opção é dada na fig. 3.35(c), onde o sensor poderá atuar no caso da falha na ignição de uma lâmpada e a indutância de dispersão terá pouca importância, tendo em vista que nos primários dos transformadores de potência já haverá indutâncias de dispersão bem mais significativas e, no secundário destes transformadores, o primeiro elemento é um indutor.

3.4 – Conclusão:

Neste capítulo, foi feita uma análise dos métodos de ignição da lâmpada e desenvolveu-se uma metodologia para o projeto dos filtros LC série, LC paralelo e LCC, além de ser proposta uma outra maneira de se partir a lâmpada, utilizando-se um PTC para isto. Compararam-se, também os diferentes aspectos, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada filtro.

Além disto, fez-se um estudo dos inversores, comparando-se o seu desempenho para diferentes aplicações relacionadas à potência (baixa potência para inversor meia-ponte assimétrico e alta potência para inversor ponte completa). Estudou-se, também um circuito para a geração dos pulsos de “gate” e um circuito para proteção contra sobrecorrente, com o intuito de evitar possíveis problemas gerados, quando se utiliza filtros do tipo LC paralelo ou LCC.

Foram explicitadas expressões que fornecem os esforços de corrente nos interruptores e diodos no circuito de potência. Deve-se ressaltar que, apesar de isto ter sido feito para a ponte completa, as expressões são igualmente válidas para os inversores meia-ponte.

Têm-se, agora, condições de se projetar um sistema completo para alimentação de lâmpadas fluorescentes, desde o estágio de entrada (retificação com alto fator de potência) até os filtros de saída (corrente senoidal em alta frequência, com baixa distorção harmônica).

CAPÍTULO 4

PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE UM SISTEMA PARA ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE DE 3kW

4.1 – Introdução:

Tendo sido concluídos os estudos iniciais referentes à concepção da arquitetura do sistema, topologias escolhidas para o retificador com alto fator de potência, para o inversor e para os filtros de saída, tem-se condições para o projeto de um sistema completo para a alimentação de lâmpadas fluorescentes.

O protótipo a ser projetado e testado alimentará uma carga de 3kW, com a finalidade de se comprovar a eficácia dos estudos realizados nos capítulos anteriores. As topologias a serem utilizadas são o “boost” e o inversor ponte completa.

Também, projetou-se um PFC passivo de 1,2kW, o qual poderia substituir o estágio de correção do fator de potência do sistema apresentado em [5].

4.2 – Especificações do projeto:

As especificações do projeto são as seguintes:

- Potência do sistema: 3kW;
- Tensão de entrada: 220V \pm 15%;
- Tensão de saída do pré-regulador: 400V;
- Ondulação máxima da corrente no indutor “boost”: 20%;
- Ondulação máxima de tensão na saída do “boost”: 5%;
- Freqüência da rede: 60Hz;
- Freqüência de operação do pré-regulador: 40kHz;
- Freqüência de operação do inversor: 30kHz;
- Tensão na saída do inversor (secundário do transformador): 200V;
- Tensão sobre as lâmpadas: 112V;

4.3 – Projeto de um pré-regulador “boost” para a correção do fator de potência:

Como o pré-regulador deverá fornecer a potência de carga acrescida da potência que será dissipada por todo o sistema, isto é, perdas no próprio pré-regulador e no inversor, a potência do conversor “boost” será de 3,5kW.

Para o projeto deste conversor, foram seguidas as recomendações contidas nas referências [9, 10, 12, 13, 21].

O circuito completo do conversor “boost” está na fig. 4.1.

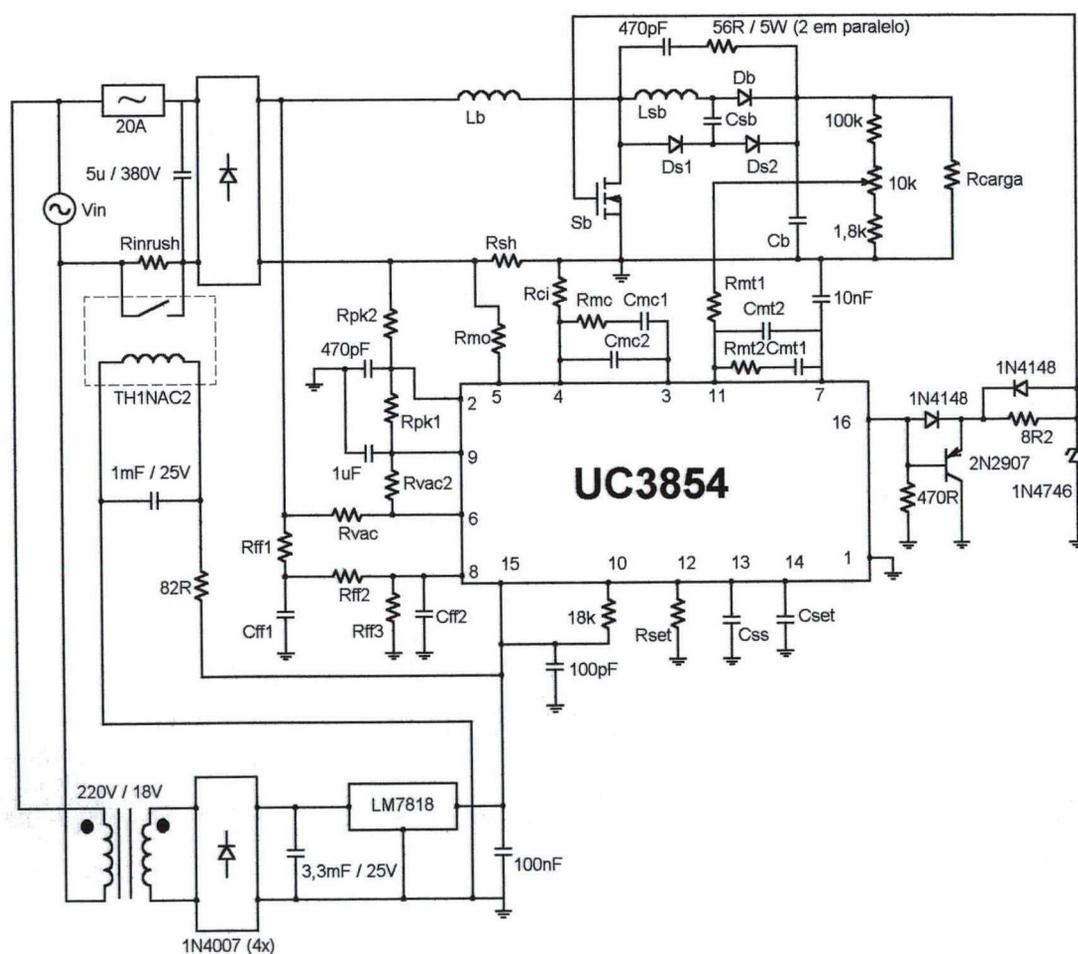


Fig. 4.1 – Conversor “boost” projetado.

4.3.1 – Dimensionamento do estágio de potência:

Os valores da máxima ondulação de corrente no indutor “boost” e da indutância “boost” podem ser calculados pelas expressões (4.1) e (4.2), respectivamente:

$$\Delta I_{L_b} = \frac{\Delta I_{L_b\%} \cdot P \cdot \sqrt{2}}{V_{in} \cdot (1 - \Delta V_{in\%})} = \frac{0,2 \cdot 3500 \cdot \sqrt{2}}{220 \cdot 0,85} = 5,3 \text{ A} \quad (4.1)$$

$$L_b = \frac{0,32 \cdot V_{in} \cdot (1 + \Delta V_{in\%}) \cdot \sqrt{2}}{\Delta I_{L_b} \cdot f} = \frac{0,32 \cdot 220 \cdot 1,15 \cdot \sqrt{2}}{5,3 \cdot 40000} = 540 \mu\text{H} \quad (4.2)$$

A corrente eficaz que circulará por este indutor será:

$$I_{L_b,ef} = \frac{P}{V_{in} \cdot (1 - \Delta V_{in\%})} = \frac{3500}{220 \cdot 0,85} = 18,7 \text{ A} \quad (4.3)$$

Faz-se, agora, o dimensionamento físico deste indutor, segundo as recomendações contidas em [22]. Devido ao valor considerável de indutância e de corrente, escolheu-se associar dois indutores em série, portanto, o projeto aqui apresentado refere-se à metade da indutância.

Os dados para o projeto deste indutor estão a seguir:

- Máxima densidade de fluxo: 2500G;
- Densidade de corrente máxima: 450A.cm⁻²;
- Fator de enrolamento: 0,7;

Calcula-se o produto de áreas do núcleo com a expressão (4.4):

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_b \cdot I_{L_b,ef} \cdot \sqrt{2}}{k \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x}} = \frac{270 \cdot 10^{-6} \cdot 18,7 \cdot \sqrt{2}}{0,7 \cdot 2500 \cdot 450} = 17 \text{ cm}^4 \quad (4.4)$$

Devido à possibilidade de execução do indutor, se preferiu escolher um núcleo E-65/39 de fabricação da Thornton, cujas especificações são [23]:

- Produto de áreas: 42,2cm⁴;
- Área da perna central: 7,8cm²;
- Área da janela: 5,48cm²;
- Comprimento médio de uma espira: 20,7cm;

O número de espiras foi calculado com a expressão (4.5):

$$N = \frac{L_b \cdot I_{L_{\text{ef}}} \sqrt{2}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} = \frac{270 \cdot 10^{-6} \cdot 18,7 \cdot \sqrt{2}}{2500 \cdot 7,8} = 37 \quad (4.5)$$

O comprimento total do entreferro é calculado a seguir:

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot A_e}{L_b} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 37^2 \cdot 7,8}{270 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{mm} \quad (4.6)$$

Como a ondulação em alta frequência é pequena, desprezou-se o efeito "skin" e as perdas no núcleo. O condutor escolhido foi o de bitola 23AWG, cujas especificações estão abaixo [22]:

- Área de cobre do condutor: 0,002582cm²;
- Área total do condutor: 0,003221cm²;
- Resistência por unidade de comprimento: 0,000892Ω.cm⁻¹.

Para a densidade escolhida, o número de condutores necessários é 17.

Será feito, agora, o cálculo do capacitor de saída:

$$C_b = \frac{P}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o^2 \cdot \Delta V_{o\%}} = \frac{3500}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 400^2 \cdot 0,05} = 580 \mu\text{F} \quad (4.7)$$

Serão utilizados, pois, dois capacitores de 330μF/450V em paralelo.

A ponte retificadora será escolhida de acordo com a sua corrente média de saída.

$$I_{\text{ptmd}} = \frac{P}{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%}) \cdot \sqrt{2}} = \frac{3500}{220 \cdot 0,85 \cdot \sqrt{2}} = 13,2 \text{A} \quad (4.8)$$

Escolheu-se uma ponte retificadora SKB30/08 de fabricação da Semikron, a qual suporta uma corrente média de saída de 30A e uma tensão reversa máxima de 800V [24].

O interruptor a ser utilizado é o MOSFET. Para o seu dimensionamento, faz-se necessário o cálculo da corrente eficaz que por ele circulará.

$$I_{\text{sef}} = \frac{2 \cdot P}{V_{\text{inpk}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%})} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha_{\text{min}}}{6 \cdot \pi}} = \frac{2 \cdot 3500}{220 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \frac{220 \cdot 0,85 \cdot \sqrt{2}}{400}}{6 \cdot \pi}} = 12,4 \text{A} \quad (4.9)$$

Após os cálculos térmicos terem sido feitos, decidiu-se utilizar um APT6011LVFR de fabricação da APT, o qual suporta uma tensão reversa de 600V e tem uma resistência em condução de 110mΩ a 25°C [25]. O cálculo térmico dos componentes será feito adiante.

O diodo “boost” será dimensionado de acordo com a expressão a seguir, que fornece a sua corrente média.

$$I_{\text{dmd}} = \frac{P}{V_o} = \frac{3500}{400} = 8,75\text{A} \quad (4.10)$$

Com isto, pode ser utilizado um diodo MUR1560, de fabricação da Motorola, o qual suporta uma corrente média de 15A e uma tensão reversa máxima de 600V [26].

Ainda será feita a escolha do resistor “shunt”. Pretende-se utilizar um resistor de fabricação da Isabellenhütte [27], série PBH, os quais podem dissipar até 10W, montados em dissipador. Calcula-se, então, por limitação térmica, o valor da resistência que se deve utilizar.

$$R_{\text{sh}} = P_{\text{sh}} \left(\frac{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%})}{P} \right)^2 = 10 \left(\frac{220,0,85}{3500} \right)^2 = 25,8\text{m}\Omega \quad (4.11)$$

Este é o máximo valor de resistência que se pode ter. Utilizando-se um resistor de 20mΩ, a potência dissipada será de:

$$P_{\text{sh}} = R_{\text{sh}} \left(\frac{P}{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%})} \right)^2 = 0,02 \left(\frac{3500}{220,0,85} \right)^2 = 7\text{W} \quad (4.12)$$

4.3.2 – Componentes externos ao UC3854:

Primeiramente, são escolhidos os componentes para o limitador de pico de corrente (pino 2). Um valor típico para R_{pk1} é de 10kΩ. Calcula-se a tensão máxima sobre o “shunt” na condição de sobrecarga:

$$V_{\text{sh(ovld)}} = 1,05 \cdot R_{\text{sh}} \cdot \frac{P \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%})} = 1,05 \cdot 0,02 \cdot \frac{3500 \cdot \sqrt{2}}{220,0,85} = 556\text{mV} \quad (4.13)$$

O valor de R_{pk2} pode ser calculado através de (4.14):

$$R_{\text{pk2}} = \frac{V_{\text{sh(ovld)}} \cdot R_{\text{pk1}}}{V_{\text{ref}}} = \frac{0,556 \cdot 10000}{7,5} = 741\Omega \quad (4.14)$$

Foi escolhido, então, um resistor de 820Ω.

Agora, são escolhidos os componentes da malha de “*feedforward*” (pino 8). Para isto, primeiramente, calcula-se o valor médio mínimo da tensão de entrada (após a retificação):

$$V_{\text{inmd(mín)}} = 0,9 \cdot V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%}) = 0,9 \cdot 220 \cdot 0,85 = 168,3\text{V} \quad (4.15)$$

O resistor R_{ff1} foi arbitrado como $1\text{M}\Omega$. Para se calcular os outros resistores, deve-se solucionar a equação (4.16):

$$\begin{cases} V_{\text{ff}} = 1,414\text{V} = \frac{V_{\text{inmd(mín)}} \cdot R_{\text{ff3}}}{R_{\text{ff1}} + R_{\text{ff2}} + R_{\text{ff3}}} \\ V_{\text{ref}} = 7,5\text{V} = \frac{V_{\text{inmd(mín)}} \cdot (R_{\text{ff2}} + R_{\text{ff3}})}{R_{\text{ff1}} + R_{\text{ff2}} + R_{\text{ff3}}} \end{cases} \quad (4.16)$$

Foi utilizado R_{ff2} igual a $27\text{k}\Omega$ e R_{ff3} igual a $18\text{k}\Omega$. Com estes valores, calculam-se os capacitores desta malha. Para isto, observam-se as relações (4.17) e (4.18):

$$C_{\text{ff1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ff}} \cdot R_{\text{ff2}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 27000} \cong 330\text{nF} \quad (4.17)$$

$$C_{\text{ff2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ff}} \cdot R_{\text{ff3}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 18000} \cong 470\text{nF} \quad (4.18)$$

Agora, serão calculados os componentes ligados ao pino 6 (amostra da forma de onda de tensão de entrada). Para isto, calcula-se o valor de pico máximo da tensão de entrada:

$$V_{\text{inpk(máx)}} = V_{\text{in}} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \Delta V_{\text{in}\%}) = 220 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,15 = 357,8\text{V} \quad (4.19)$$

A corrente de entrada máxima do multiplicador é de $600\mu\text{A}$, então:

$$R_{\text{vac}} = \frac{V_{\text{inpk(máx)}}}{600\mu\text{A}} = \frac{357,8}{600\mu\text{A}} \cong 620\text{k}\Omega \quad (4.20)$$

O resistor entre o pino 6 e o pino 9 (referência de tensão) deve cancelar o “*offset*” do pino 6, para isto este resistor deverá ser quatro vezes menor que o resistor R_{vac} . Utilizou-se um resistor de $180\text{k}\Omega$.

Para o cálculo de R_{set} , adota-se uma corrente de saída no multiplicador de $300\mu\text{A}$.

$$R_{\text{set}} = \frac{3,75}{I_{\text{mo}}} = \frac{3,75}{300 \cdot 10^{-6}} \cong 12\text{k}\Omega \quad (4.21)$$

Em seguida, calcula-se o valor do capacitor do oscilador com a expressão (4.22):

$$C_{\text{set}} = \frac{1,25}{R_{\text{set}} \cdot f} = \frac{1,25}{12000 \cdot 40000} \cong 2,7\text{nF} \quad (4.22)$$

O capacitor de "soft-start" (pino 13) pode ser calculado pela expressão (4.23), para um tempo de "soft-start" de um segundo:

$$C_{\text{ss}} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot t_{\text{ss}}}{7,5} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{7,5} \cong 1\mu\text{F} \quad (4.23)$$

Calcula-se o valor do resistor da saída do multiplicador (pino 5), o qual determina os parâmetros a serem utilizados na malha de corrente.

$$R_{\text{mo}} = \frac{1,12 \cdot V_{\text{shpk}}}{I_{\text{mo}}} = \frac{1,12 \cdot \sqrt{2} \cdot P \cdot R_{\text{sh}}}{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%}) \cdot I_{\text{mo}}} = \frac{1,12 \cdot \sqrt{2} \cdot 3500 \cdot 0,02}{220 \cdot (1 - 0,15) \cdot 300 \cdot 10^{-6}} = 1976\Omega \quad (4.24)$$

Com isto, usa-se um resistor de 2,2kΩ. Têm-se, agora, condições de se calcular os parâmetros da malha de corrente. O tipo de controlador escolhido é o avanço-atraso de fase.

Fez-se R_{ci} igual a R_{mo} e colocou-se a frequência de cruzamento uma década abaixo da de chaveamento, a frequência do pólo foi alocada na metade da de chaveamento e a frequência do zero foi posta uma década abaixo da do pólo. Os cálculos estão efetuados abaixo:

$$R_{\text{mc}} = \frac{L_b \cdot V_{\text{dt}} \cdot R_{\text{mo}} \cdot \omega_{\text{cmc}}}{V_o \cdot R_{\text{sh}}} = \frac{540 \cdot 10^{-6} \cdot 5,4 \cdot 2200 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4000}{400 \cdot 0,02} = 20\text{k}\Omega \quad (4.25)$$

Utilizou-se, então um resistor de 18kΩ.

$$C_{\text{mc1}} = \frac{1}{\omega_{\text{zmc}} \cdot R_{\text{mc}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot 18000} = 4,4\text{nF} \quad (4.26)$$

Após a implementação, utilizou-se um capacitor de 1nF.

$$C_{\text{mc2}} = \frac{C_{\text{mc1}}}{\omega_{\text{pmc}} \cdot R_{\text{mc}} \cdot C_{\text{mc1}} - 1} = \frac{10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 18000 \cdot 10^{-9} - 1} = 792\text{pF} \quad (4.27)$$

Com isto, pode-se usar um capacitor de 680pF.

O diagrama de bode para estes valores está na fig. 4.2. A margem de fase é de 35°, o que está de acordo com as recomendações [9].

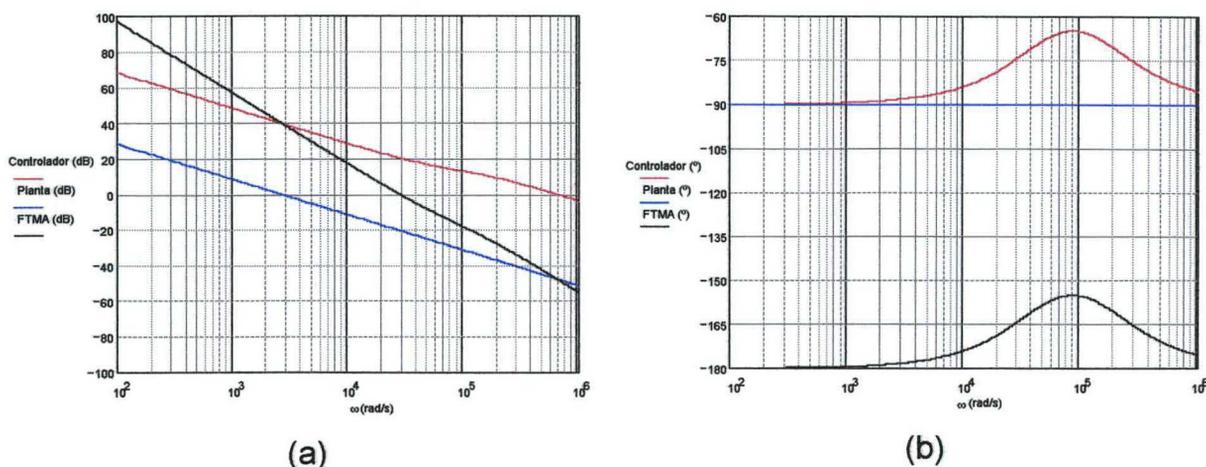


Fig. 4.2 – Diagrama de bode para a malha de corrente. (a) ganho (b) fase.

Será feito, agora, o cálculo de um controlador de tensão, para o qual também foi escolhido o avanço-atraso de fase, devido a recomendações em [21].

Para o divisor resistivo, escolheu-se $100\text{k}\Omega$ para $R_{\text{div}1}$, com isto, resta $1,9\text{k}\Omega$ para se fazer o divisor resistivo, com isto, escolhe-se um resistor de $1,8\text{k}\Omega$ para $R_{\text{div}2}$ e um potenciômetro de precisão de $10\text{k}\Omega$ para completar o divisor.

O zero do compensador foi colocado sobre o pólo da planta, de forma a cancelá-lo e o pólo do compensador foi colocado sobre a frequência de 60Hz , de forma a atenuar a ondulação de 120Hz .

Com isto, e adotando-se $C_{\text{mt}1}$ igual a 470nF , calculam-se os componentes do controlador:

$$R_{\text{mt}2} = \frac{1}{\omega_{\text{znt}} \cdot C_{\text{mt}1}} = \frac{R_{\text{c arg a}} \cdot C_{\text{b}}}{C_{\text{mt}1}} = \frac{45,7.660.10^{-6}}{470.10^{-9}} \cong 68\text{k}\Omega \quad (4.28)$$

$$C_{\text{mt}2} = \frac{C_{\text{mt}1}}{\omega_{\text{pnt}} \cdot R_{\text{mt}2} \cdot C_{\text{mt}1} - 1} = \frac{C_{\text{mt}1}}{\omega_{\text{pnt}} \cdot R_{\text{mt}2} \cdot C_{\text{mt}1} - 1} = \frac{470.10^{-9}}{\pi.120.68.10^3.470.10^{-9} - 1} \cong 47\text{nF} \quad (4.29)$$

Adota-se um máximo de 4% de segunda harmônica na malha de tensão ($\Delta V_{\text{mt}\%}$). Com isto, calcula-se a ondulação de tensão na saída da malha de tensão:

$$\Delta V_{\text{mt}} = 2 \cdot \Delta V_{\text{mt}\%} \cdot V_{\text{mto}} = 2 \cdot 0,04 \cdot 5 = 0,4\text{V} \quad (4.30)$$

Conforme é especificado no catálogo do componente UC3854 [15], a tensão de saída máxima da malha de tensão é igual a $5,6\text{V}$. Devido a isto, adotou-se 5V na expressão anterior para V_{mto} .

O ganho total da malha de tensão pode ser calculado conforme se mostra em (4.31):

$$k_{mt} = \frac{\omega_{pmt} \cdot \Delta V_{mt} \cdot V_o}{V_{ref} \cdot \Delta V_o} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,4 \cdot 400}{7,5 \cdot 20} = 402,1 \quad (4.31)$$

O resistor R_{mt1} pode, agora, ser calculado com a expressão (4.32):

$$R_{mt1} = \frac{1}{k_{mt} \cdot C_{mt2}} = \frac{1}{402,1 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} \cong 56k\Omega \quad (4.32)$$

O capacitor de 10nF, ligado entre a saída da malha de tensão e a referência do circuito visa à atenuação de ruídos que possam vir a existir. Os demais capacitores que têm seus valores explícitos na fig. 4.1 têm a mesma finalidade.

4.3.3 – Dimensionamento do “snubber” não-dissipativo:

O dimensionamento deste “snubber” seguirá os passos apresentados no capítulo 2, os quais, por sua vez fazem parte das recomendações feitas em [13].

Primeiramente, calcula-se o valor do intervalo de desligamento mínimo, considerando que a razão cíclica máxima fornecida pelo UC3854, para o resistor R_{set} escolhido seja aproximadamente igual a 0,95 [15]:

$$t_{offmin} = \frac{1 - D_{m\acute{a}x}}{f} = \frac{1 - 0,95}{40000} = 1,3\mu s \quad (4.33)$$

Calcula-se, então, o valor da freqüência de ressonância do “snubber”:

$$\omega_{osb} = \frac{1,5 \cdot \pi}{t_{offmin}} = \frac{1,5 \cdot \pi}{1,3 \cdot 10^{-6}} = 3,8MHz \quad (4.34)$$

O valor do indutor do “snubber” é calculado com a expressão (4.35). O valor de 1,3 corresponde ao “a” utilizado na expressão (2.29) e o valor de t_{rr} corresponde ao MOSFET escolhido (APT6011LVFR).

$$L_{sb} = \frac{V_o \cdot V_{in} \cdot t_{rr}}{1,3 \cdot P \cdot \sqrt{2}} = \frac{400 \cdot 220 \cdot 120 \cdot 10^{-9}}{1,3 \cdot 3500 \cdot \sqrt{2}} = 1,6\mu H \quad (4.35)$$

O valor do capacitor do “snubber” é calculado a seguir:

$$C_{sb} = \frac{1}{\omega_{osb}^2 \cdot L_{sb}} = \frac{1}{(3,8 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6}} = 42,9nF \quad (4.36)$$

Calcula-se, agora, o valor máximo da tensão sobre o capacitor do “snubber” e o seu valor normalizado, com as expressões (4.37) e (4.38), respectivamente:

$$V_{\text{csbmáx}} = \frac{P \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{in}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in}\%}) \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{sb}}}{C_{\text{sb}}}} = \frac{3500 \cdot \sqrt{2}}{220 \cdot 0,85 \cdot 0,9} \cdot \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-6}}{42,9 \cdot 10^{-9}}} = 180\text{V} \quad (4.37)$$

$$V_{\text{csbmáx}}^* = \frac{V_{\text{csbmáx}}}{V_o} = \frac{180}{400} = 0,45 \quad (4.38)$$

Calcula-se o valor normalizado da corrente de recuperação reversa (corrente estimada):

$$I_{\text{rmáx}}^* = 1,3 \cdot \frac{P \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{in}} \cdot V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{sb}}}{C_{\text{sb}}}} = 1,3 \cdot \frac{3500 \cdot \sqrt{2}}{220 \cdot 400} \cdot \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-6}}{42,9 \cdot 10^{-9}}} = 0,447 \quad (4.39)$$

Observando os valores calculados para a corrente de recuperação reversa normalizada, para a tensão máxima sobre o capacitor do “snubber” e a fig. 2.17, conclui-se que seria necessário incluir uma indutância extra, em série com o indutor do “snubber”, acoplada com o indutor “boost”. Com o intuito de se evitar isto, foram feitos alguns ajustes por simulação que levaram aos valores de 5μH e de 56nF para o indutor e para o capacitor do “snubber”, respectivamente. Todos os resultados de simulação serão mostrados adiante.

Os diodos do “snubber” serão iguais ao diodo “boost”.

Observa-se a colocação de um grampeador em paralelo com o “snubber”, constituído por um resistor e um capacitor. Este tem o intuito de diminuir os esforços de tensão sobre os semicondutores e seus valores foram ajustados experimentalmente.

Faz-se o dimensionamento físico do indutor do “snubber”:

- Densidade de fluxo máxima ($B_{\text{máx}}$): 1500G;
- Densidade de corrente máxima ($J_{\text{máx}}$): 450A.cm⁻²;
- Fator de enrolamento (k): 0,7.

A corrente eficaz que circula pelo indutor é calculada segundo a expressão (4.40):

$$I_{L_{\text{sb}}\text{ef}} = \frac{P}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = \frac{3500}{400} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 10,7\text{A} \quad (4.40)$$

Considerando que a corrente eficaz é igual à de pico, calcula-se o produto de áreas do núcleo a ser escolhido com a expressão (4.41):

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{sb} \cdot I_{L_{sb},ef}^2}{k \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 10,7^2}{0,7 \cdot 1500 \cdot 450} = 0,12 \text{cm}^4 \quad (4.41)$$

Escolheu-se um núcleo E-30/7, o qual tem as seguintes características [23]:

- Produto de áreas: $0,48 \text{cm}^4$;
- Área da perna central: $0,6 \text{cm}^2$;
- Área da janela: $0,8 \text{cm}^2$;
- Comprimento médio de uma espira: $5,6 \text{cm}$;

O número de espiras necessárias é calculado com a expressão (4.42):

$$N = \frac{L_{sb} \cdot I_{L_{sb},ef}}{A_e \cdot B_{m\acute{a}x}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 10,7}{0,6 \cdot 1500} \cong 6 \quad (4.42)$$

O entreferro necessário é calculado com a expressão (4.43):

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_{sb}} = \frac{6 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6}{5 \cdot 10^{-6}} \cong 0,5 \text{mm} \quad (4.43)$$

A máxima bitola de condutor que pode ser usada é calculada com a expressão (4.44):

$$2 \cdot \Delta = \frac{2 \cdot 7,5}{\sqrt{f}} = \frac{15}{\sqrt{40000}} \cong 0,075 \text{cm} \quad (4.44)$$

Com isto, podem-se utilizar condutores de bitola 21AWG. Com a densidade e a corrente especificadas, o número de condutores em paralelo a se utilizar é igual a cinco.

4.3.4 – Cálculo térmico:

O limite de temperatura de junção aceitável, para este projeto, é de 100°C . A temperatura ambiente para o local onde o equipamento operará será estimada em 40°C .

Primeiramente, serão calculadas as perdas sobre o MOSFET escolhido (APT6011LVFR). Para tanto, estima-se que a resistência em condução ($R_{ds(on)}$) deste semiconductor na temperatura máxima de projeto eleva-se em duas vezes

em relação a este valor à temperatura ambiente normal (110mΩ, a 25°C). As perdas em condução são calculadas segundo a equação (4.45):

$$P_{S_{\text{cond}}} = R_{ds(on)100^{\circ}\text{C}} \cdot I_{\text{sef}}^2 = 0,22 \cdot 12,4^2 = 33,8\text{W} \quad (4.45)$$

Para o cálculo das perdas em comutação, serão desprezadas as perdas devidas à entrada em condução do MOSFET. Então, podem-se calcular estas perdas com a expressão (4.46):

$$P_{S_{\text{com}}} = \frac{V_{\text{com}} \cdot I_{\text{com}} \cdot t_{\text{off}} \cdot f}{2} = \frac{400 \cdot 26,5 \cdot 69 \cdot 10^{-9} \cdot 40000}{2} = 15,6\text{W} \quad (4.46)$$

O valor da tensão no momento da comutação foi considerado sempre como 400V, e a corrente foi considerada a de pico. O tempo de comutação foi retirado de [25]. Observa-se que este cálculo de perdas por comutação é conservativo.

As perdas sobre o diodo “boost”, estimadas por ábaco fornecido pelo fabricante [26], são iguais a 8W.

Em um único dissipador, foram montados os diodos “boost” e do “snubber”, o MOSFET e o resistor “shunt”. A resistência térmica deste dissipador é calculada por uma metodologia proposta em [28].

A temperatura do dissipador, devido à ação do MOSFET é igual a:

$$T_{d1(\text{MOS})} = T_{j(\text{MOS})} - (P_{S_{\text{cond}}} + P_{S_{\text{com}}}) \cdot (R_{thjc(\text{MOS})} + R_{thcd(\text{MOS})}) \quad (4.47)$$

O valor para a resistência térmica entre junção e cápsula é retirado de [25], sendo igual a 0,2K/W, enquanto que a resistência térmica entre cápsula e dissipador é estimada em 0,3K/W.

$$T_{d1(\text{MOS})} = 100 - (33,8 + 15,6) \cdot (0,2 + 0,3) = 75,3^{\circ}\text{C} \quad (4.48)$$

Igualmente, a temperatura de dissipador, devido à ação do diodo “boost” é igual a:

$$T_{d1(\text{db})} = T_{j(\text{db})} - P_{\text{db}} \cdot (R_{thjc(\text{db})} + R_{thcd(\text{db})}) = 100 - 8 \cdot (1,5 + 0,3) = 90,2^{\circ}\text{C} \quad (4.49)$$

O valor da resistência térmica entre junção e cápsula do diodo (MUR1560) é retirado de [26].

Calcula-se, agora a temperatura do dissipador devido ao resistor “shunt”. O valor da resistência térmica entre junção e cápsula para este componente é igual a 4K/W.

$$T_{d1(rsh)} = T_{j(rsh)} - P_{rsh} \cdot (R_{thjc(rsh)} + R_{thcd(rsh)}) = 100 - 7 \cdot (4 + 0,3) = 69,9^\circ \text{C} \quad (4.50)$$

Adota-se a menor temperatura, dentre as calculadas, para o prosseguimento dos cálculos. A resistência térmica entre dissipador e ambiente será dada pela expressão (4.51).

$$R_{thda(1)} = \frac{T_{dmín} - T_a}{\sum_n P_n} \quad (4.51)$$

Obtém-se, com esta expressão o valor abaixo:

$$R_{thda(1)} = \frac{T_{dmín} - T_a}{\sum_n P_n} = \frac{69,9 - 40}{33,8 + 15,6 + 8 + 7} = 0,464 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (4.52)$$

O dissipador SP0,25/100, com ventilação forçada, tem uma resistência térmica de 0,35K/W [29] e será usado para estes elementos.

A ponte retificadora escolhida (SKB30/08) dissipa 28W, com a corrente prevista pelo projeto, segundo ábaco fornecido pelo fabricante [24]. Também, pela mesma referência, a resistência térmica entre junção e cápsula deste componente é igual a 0,7K/W. Calcula-se, então o dissipador a ser utilizado:

$$R_{thda(2)} = \frac{T_j - T_a}{P_{pt}} - R_{thjc(pt)} - R_{thcd(pt)} = \frac{100 - 40}{28} - 0,7 - 0,3 = 1,14 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (4.53)$$

Utilizou-se um dissipador KP1,4/100, o qual tem uma resistência térmica igual a 1,4K/W. Com isto, deve-se recalcular a temperatura de junção.

$$T_j = T_a + P_{pt} \cdot (R_{thjc(pt)} + R_{thcd(pt)} + R_{thda(2)}) = 40 + 28 \cdot (0,7 + 0,3 + 1,4) = 107,2^\circ \text{C} \quad (4.54)$$

Esta temperatura é perfeitamente aceitável para o componente.

4.3.5 – Circuitos auxiliares:

Nesta seção, serão apresentados os procedimentos adotados para o dimensionamento da fonte auxiliar e do circuito de proteção contra corrente de partida (“*inrush*”).

O UC3854 opera com uma tensão de alimentação dentro de uma faixa de 16V a 35V [15]. Sendo assim, projetou-se a fonte auxiliar de forma a fornecer uma tensão de alimentação de 18V.

Como se nota na fig. 4.1, a fonte auxiliar é constituída por um regulador linear de tensão (LM7818) sendo alimentado por um transformador de núcleo de ferro, cuja relação de transformação seja 220V/18V, seguido de uma ponte retificadora constituída por diodos 1N4007. Este transformador é de valor comercial e deve ser capaz de fornecer uma corrente em torno de 500mA. O valor da tensão de saída do retificador é igual a 25,5V sendo suficiente para que o regulador linear seja capaz de fornecer a tensão de 18V.

A ponte retificadora usada suporta um pico transitório de corrente de 320A. O circuito de proteção contra "inrush" deverá proteger o conversor contra uma excessiva corrente na partida. Após algumas simulações, verificou-se que um atraso de 100ms no atraque do relé e um resistor de "inrush" (R_{inrush}) de 5Ω seriam suficientes para limitar a corrente na partida. Este resultado está na fig. 4.3, abaixo.

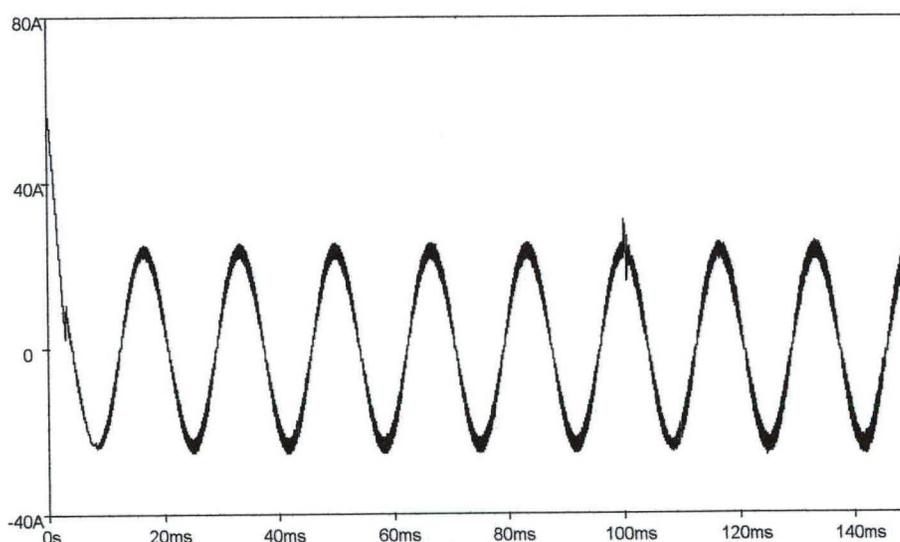


Fig. 4.3 – Corrente de "inrush" para a partida no pico da senóide da tensão de entrada.

A tensão de atraque do relé utilizado é de 9,6V e a resistência da bobina é de 155Ω [30]. Então, para que se tenha 12V na operação nominal, deve-se colocar em série um resistor de 82Ω . O capacitor de 1mF completa o circuito, propiciando o tempo de atraso desejado no atraque do relé.

4.3.6 – Resultados obtidos por simulação:

Serão apresentados os resultados obtidos por simulação para o conversor “boost” projetado, com o “snubber”.

Na fig. 4.4, têm-se as formas de onda de tensão e corrente. Observa-se que esta última apresenta um formato bastante próximo a uma senóide, tendo uma componente na frequência de chaveamento.

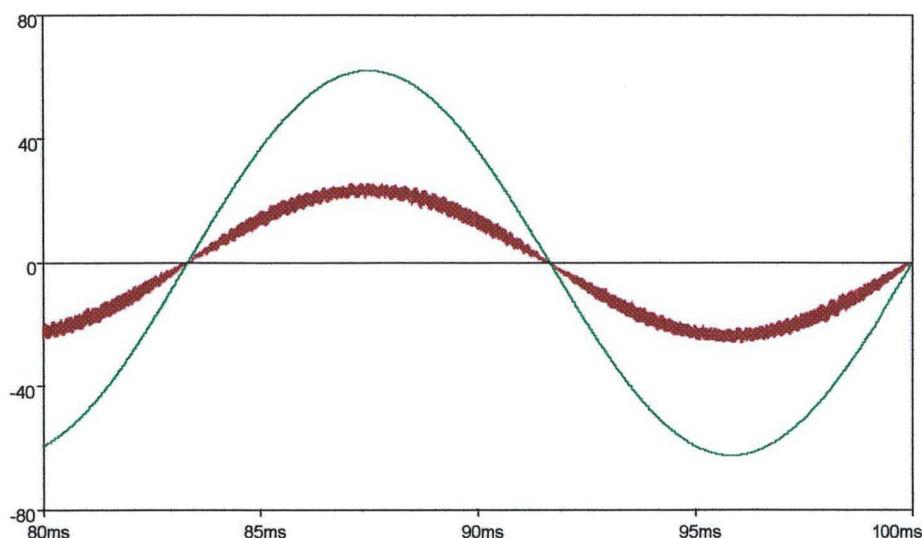


Fig. 4.4 – Formas de onda de tensão (em verde, dividida por 5) e corrente (em vermelho) na entrada do conversor.

A simulação forneceu o valor de 0,46% para a distorção harmônica total de corrente.

Na fig. 4.5, tem-se a forma de onda de tensão na carga. Observando-se a ondulação de baixa frequência, nota-se que esta está dentro do valor projetado (20V, correspondendo a 5%).

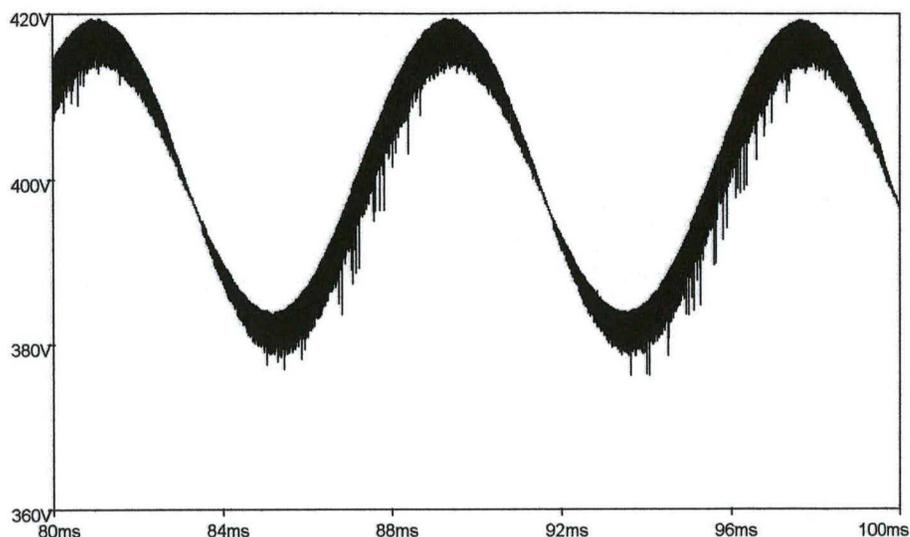


Fig. 4.5 – Forma de onda de tensão sobre a carga.

Deve-se, agora, observar a comutação, para que se tenha certeza de que o “snubber” está operando da forma desejada. A entrada em condução do interruptor é mostrada na fig. 4.6 abaixo:

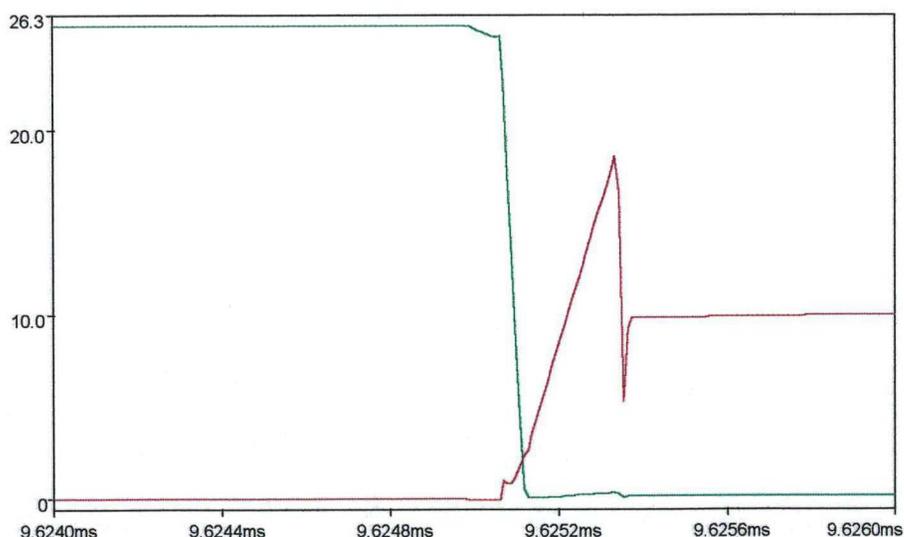


Fig. 4.6 – Detalhe da entrada em condução do MOSFET (tensão em verde, dividida por 15 e corrente em vermelho).

Pela fig. 4.6, nota-se que a comutação é suave, tendo o pico de recuperação reversa de corrente do diodo “boost” sido deslocado.

Na fig. 4.7, será mostrada a tensão sobre o capacitor.

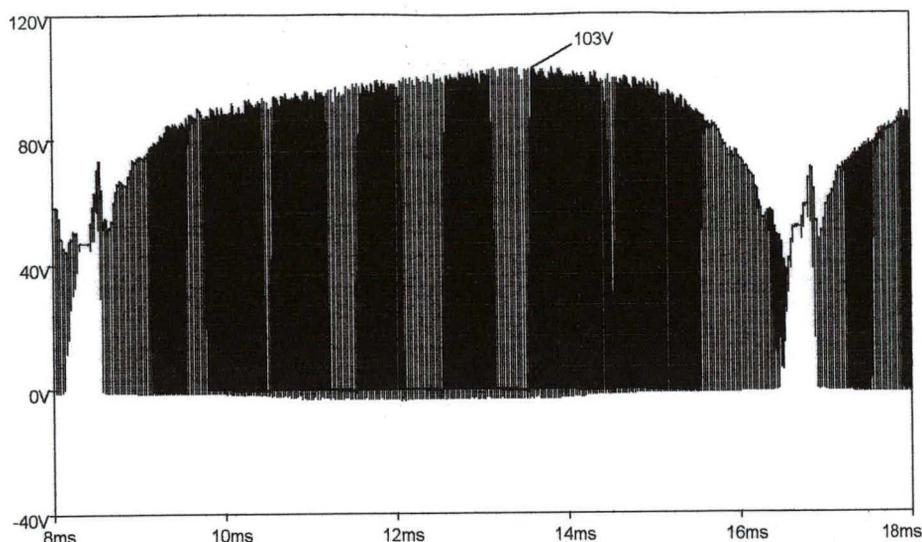


Fig. 4.7 – Forma de onda de tensão sobre o capacitor do “snubber”.

Deve-se notar que houve um ajuste nos valores de L_{sb} e C_{sb} . Daí a alteração no valor da tensão máxima sobre C_{sb} .

4.3.7 – Resultados experimentais:

São apresentados, nas figuras 4.8, 4.9, 4.10 e 4.11, os resultados experimentais obtidos para o protótipo implementado com os valores calculados anteriormente.

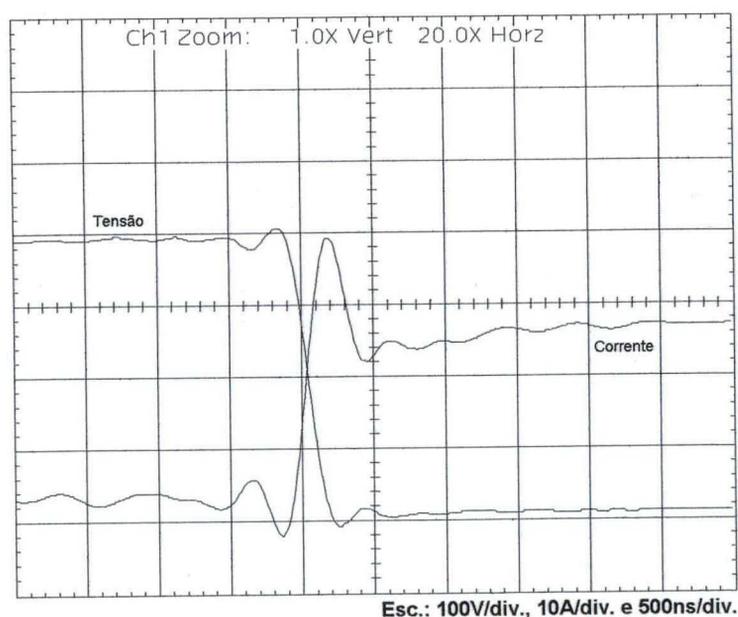
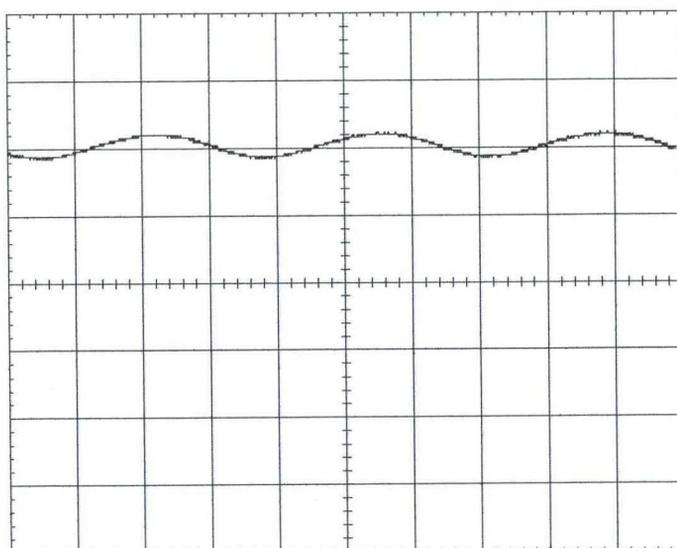


Fig. 4.8 – Detalhe da entrada em condução do MOSFET.

Observa-se na fig. 4.8, que o pico de corrente de recuperação reversa deslocado da região de comutação. O rendimento da estrutura ficou em torno de 96,5%.

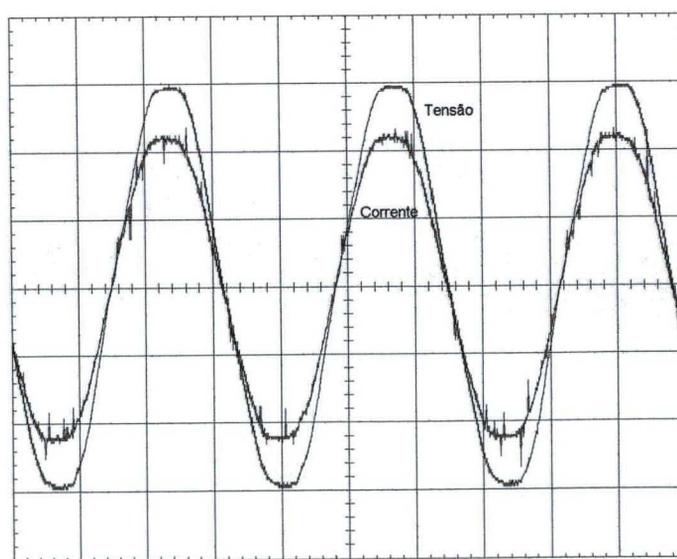
Na fig. 4.9, tem-se a tensão sobre a carga, onde é possível ver a ondulação dentro do limite estabelecido de $\pm 20V$.



Esc.: 100V/div. e 2,5ms/div. Referência: -2div.

Fig. 4.9 – Tensão sobre a carga.

Na fig. 4.10, tem-se as formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor, para o conversor operando com carga nominal.



Esc.: 100V/div., 10A/div. e 5ms/div.

Fig. 4.10 – Forma de onda de tensão e corrente na entrada do conversor.

Tabela 4.1 - Componentes harmônicas de tensão e corrente.

Ordem	Tensão	Tensão (% da fundamental)	Corrente	Corrente (% da fundamental)
1	214V	100,00%	16,4A	100,00%
2	200mV	0,09%	15,9mA	0,10%
3	4,46V	2,08%	361mA	2,20%
4	122mV	0,06%	11,1mA	0,07%
5	6,7V	3,12%	261mA	1,59%
6	26,4mV	0,01%	24mA	0,15%
7	720mV	0,34%	104mA	0,63%
8	76,4mV	0,04%	14,8mA	0,09%
9	691mV	0,32%	96mA	0,58%
10	46,8mV	0,02%	27,4mA	0,17%
11	160mV	0,07%	85,5mA	0,52%
12	49,4mV	0,02%	27,1mA	0,16%
13	416mV	0,19%	22,3mA	0,14%
14	104mV	0,05%	4,67mA	0,03%
15	442mV	0,21%	79,6mA	0,48%
16	13,4mV	0,01%	8,27mA	0,05%
17	24,7mV	0,01%	46,3mA	0,28%
18	111mV	0,05%	10,3mA	0,06%
19	66,6mV	0,03%	59,8mA	0,36%
20	71,4mV	0,03%	7,74mA	0,05%
21	204mV	0,09%	89,8mA	0,55%
22	48,2mV	0,02%	6,55mA	0,04%
23	141mV	0,07%	51,6mA	0,31%
24	78mV	0,04%	2mA	0,01%
25	153mV	0,07%	71,8mA	0,44%
26	84,5mV	0,04%	6,26mA	0,04%
27	135mV	0,06%	35,5mA	0,22%
28	71,2mV	0,03%	10,4mA	0,06%
29	193mV	0,09%	56,2mA	0,34%
30	16mV	0,01%	19mA	0,12%
31	165mV	0,08%	78,5mA	0,48%
32	61,6mV	0,03%	6,91mA	0,04%
33	128mV	0,06%	53,5mA	0,33%
34	33mV	0,02%	24,5mA	0,15%
35	94,4mV	0,04%	57,4mA	0,35%
36	62,8mV	0,03%	8,82mA	0,05%
37	29,8mV	0,01%	42,2mA	0,26%
38	32,2mV	0,01%	13,7mA	0,08%
39	50,4mV	0,02%	30,4mA	0,19%
40	77,9mV	0,04%	25,5mA	0,16%

Pela tabela anterior, e comparando com a norma [7], percebe-se que este conversor atende à classe “A”, a qual é a mais restritiva de todas. A distorção harmônica de corrente é de 3,38% e o fator de deslocamento e o de potência são

praticamente iguais a 0,998. Na fig. 4.11, tem-se o espectro harmônico desta corrente.

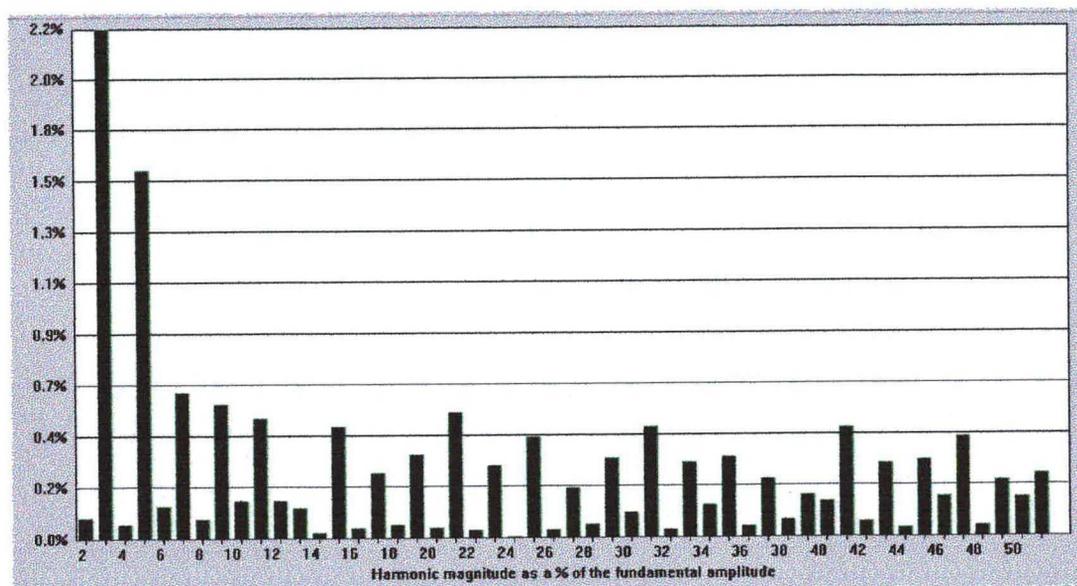


Fig. 4.11 – Espectro harmônico da corrente de entrada (em porcentagem da fundamental).

4.4 – Projeto de um inversor ponte completa:

O circuito de potência deste inversor é apresentado na fig. 4.12 e o de comando é apresentado na fig. 4.13. Ressalta-se que, apesar de serem apresentados apenas dois filtros, deve-se entender que existirão tantos filtros quanto necessários para atender a toda a carga.

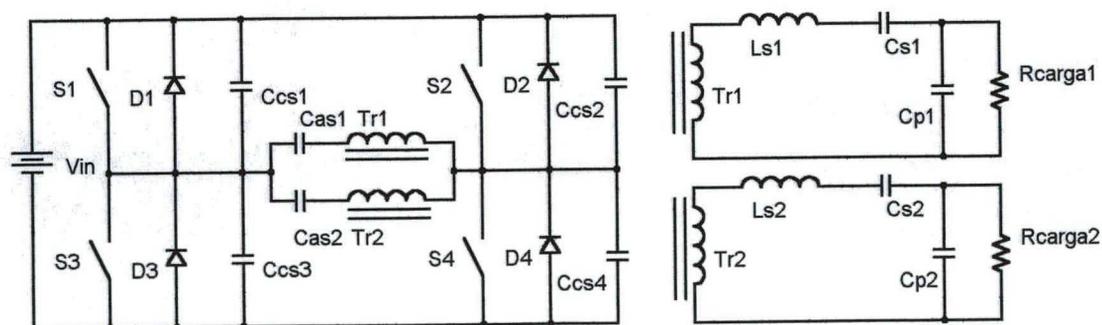


Fig. 4.12 – Circuito de potência do inversor.

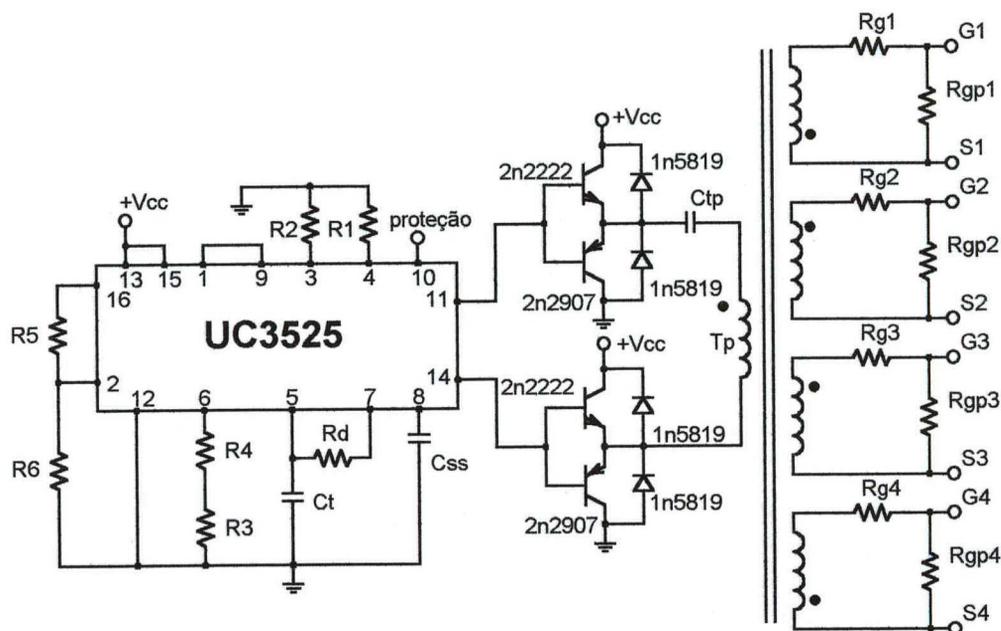


Fig. 4.13 – Circuito de controle e comando para o inversor.

4.4.1 – Dimensionamento do estágio de potência do inversor:

Nesta seção, inicialmente, determinar-se-ão alguns parâmetros do filtro de saída equivalente, pois, como foi visto no capítulo 3, isto é de fundamental importância para o dimensionamento do estágio de potência do inversor.

O filtro a ser considerado para o projeto é o LCC, cuja metodologia já foi vista anteriormente.

O ganho do filtro é calculado com a expressão (4.55).

$$G = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{112}{200} = 0,622 \quad (4.55)$$

Calcula-se, então a resistência de carga equivalente com a expressão (4.56):

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{P} = \frac{112^2}{3000} = 4,2\Omega \quad (4.56)$$

O valor do fator de qualidade é dado por (4.57):

$$Q = G \cdot (\delta_s^2 - 1) = 0,622 \cdot (1,2^2 - 1) = 0,274 \quad (4.57)$$

Calculam-se, agora, os valores de L , C_s e C_p , com as expressões (4.58), (4.59) e (4.60):

$$C_s = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{eq}} = \frac{0,274}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 4,2} = 347,2 \text{ nF} \quad (4.58)$$

$$L = \frac{\delta_s^2}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C_s} = \frac{1,2^2}{(2 \cdot \pi \cdot 30000)^2 \cdot 347,2 \cdot 10^{-9}} = 116,7 \mu\text{H} \quad (4.59)$$

$$C_p = \frac{C_s}{\delta_s^2 - 1} = \frac{347,2 \cdot 10^{-9}}{1,2^2 - 1} = 789,2 \text{ nF} \quad (4.60)$$

Com os valores calculados em (4.55), (4.56) e (4.57), pode-se calcular a impedância vista pelo inversor com a expressão (4.61):

$$Z_o = \frac{R_{eq}}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q}{1 - \delta_s^2}\right)^2}} = \frac{4,2}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,274}{1 - 1,2^2}\right)^2}} = 3,6 \Omega \quad (4.61)$$

Então, calcula-se o valor eficaz de corrente que circulará pelo secundário do transformador de isolamento equivalente, de forma simples, aplicando-se (4.62):

$$I_2 = \frac{V_o}{Z_o} = \frac{112}{3,6} = 31,1 \text{ A} \quad (4.62)$$

O valor do ângulo de deslocamento entre tensão e corrente é calculado em (4.63):

$$\theta = \frac{180}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{Q}{\delta_s^2 - 1}\right) \right) = \frac{180}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{0,274}{1,2^2 - 1}\right) \right) = 58,1^\circ \quad (4.63)$$

Pretende-se utilizar IGBT's como interruptores estáticos para o inversor. Calcula-se, então a corrente média que circulará em um interruptor destes com a expressão (4.64).

$$I_{smd} = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot Z_o} \cdot (1 + \cos\theta) = \frac{1,0,5 \cdot 112 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 3,6} \cdot (1 + \cos 58,1^\circ) = 5,35 \text{ A} \quad (4.64)$$

A corrente média que irá circular pelo diodo em antiparalelo com o interruptor é calculada pela expressão (4.65).

$$I_{dmd} = \frac{p \cdot q \cdot V_{o2} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot Z_o} \cdot (1 - \cos\theta) = \frac{1,0,5 \cdot 112 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 3,6} \cdot (1 - \cos 58,1^\circ) = 1,65 \text{ A} \quad (4.65)$$

O IGBT escolhido foi o IRG4PC50UD [31], o qual contém um diodo em antiparalelo em seu encapsulamento e ambos os dispositivos suportam uma tensão reversa de 600V.

Calcula-se, agora, o valor da capacitância para propiciar a comutação suave dos interruptores no bloqueio. Isto é feito na expressão (4.66):

$$C_c = \frac{p.q.V_{o2}.\sqrt{2}.\text{sen}(\pi - \theta)}{2.Z_o} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = \frac{112.\sqrt{2}.\text{sen}(\pi - 58,1^\circ)}{2.2.3,6} \cdot \frac{7.10^{-7}}{400} \cong 15\text{nF} \quad (4.66)$$

Far-se-á o dimensionamento do transformador para o isolamento da carga. Adaptando-se algumas equações contidas em [22], chega-se às equações utilizadas para este dimensionamento. Alguns parâmetros iniciais estão abaixo:

- Densidade de fluxo máxima: 2300G;
- Densidade de corrente máxima: 450A/cm²;

O produto de áreas é calculado com a expressão (4.67):

$$A_e A_w = \frac{V_i.V_{o2}.\sqrt{0,5}}{k_w.k_p.J_{\text{máx}}.B_{\text{máx}}.Z_o.f} = \frac{400.112.\sqrt{0,5}}{0,4.0,41.450.0,23.7,3.30000} = 85,2\text{cm}^4 \quad (4.67)$$

Observa-se que a impedância Z_o utilizada aqui é o dobro da calculada, pois a carga será dividida igualmente entre dois transformadores. Decidiu-se utilizar um núcleo EE65/65, de fabricação da Thornton [23] (empilhamento dos núcleos EE65/26 e EE65/39). Calcula-se, agora, o número de espiras do primário e do secundário, com as expressões (4.68) e (4.69):

$$N_p = \frac{V_i}{2.A_e.\Delta B.f} = \frac{400}{2.15,4.0,23.30000} \cong 19 \text{ espiras} \quad (4.68)$$

$$N_s = \frac{1,1.V_{o2}.N_p}{V_i} = \frac{1,1.112.19}{400} \cong 11 \text{ espiras} \quad (4.69)$$

O valor da corrente no secundário do transformador será, obviamente, a metade da corrente calculada em (4.62), ou seja, 15,5A. Utilizando-se da relação de transformação, a corrente que circulará pelo primário será igual a 9A.

Calcula-se, agora, o valor do diâmetro máximo do condutor elementar para este transformador com a expressão (4.70).

$$2.\Delta = \frac{15}{\sqrt{f}} = \frac{15}{\sqrt{30000}} \cong 0,0866\text{cm} \quad (4.70)$$

Com isto, poder-se-ia utilizar um condutor 20AWG, entretanto, experimentalmente verificou-se que a elevação de temperatura continuava perigosamente alta para este condutor, preferindo-se utilizar condutores de bitola

27AWG. Calcula-se, com as expressões (4.71) e (4.72), respectivamente, o número de condutores paralelos no primário e no secundário.

$$n_{cp1} = \frac{I_{pef}}{J_{m\acute{a}x} \cdot S_{cu}} = \frac{9}{450.0,001021} \cong 20 \quad (4.71)$$

$$n_{cp2} = \frac{I_{sef}}{J_{m\acute{a}x} \cdot S_{cu}} = \frac{9}{450.0,001021} \cong 34 \quad (4.72)$$

Por último, calcula-se o valor dos capacitores de anti-saturação (se, porventura, houver uma componente contínua de corrente). A expressão utilizada para tanto é a (4.73), a qual foi retirada de [22].

$$C_{as1,2} \geq \frac{4}{(\pi \cdot f)^2 \cdot L_s} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 = \frac{4}{(\pi \cdot 30000)^2 \cdot 260 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{11}{19} \right)^2 = 580 \text{ nF} \quad (4.73)$$

4.4.2 – Dimensionamento do circuito de comando:

Como foi discutido anteriormente, o inversor operará em malha aberta, sendo controlados os interruptores através de um UC3525, com razão cíclica máxima (tendo apenas um pequeno tempo morto com a finalidade de se evitar curtos de braço).

Para o cálculo da capacitância de “soft-start” (tempo de um segundo), é utilizada a expressão (4.74):

$$C_{ss} = 9,8 \cdot 10^{-6} \cdot t_{ss} = 9,8 \cdot 10^{-6} \cdot 1 = 10 \mu\text{F} \quad (4.74)$$

Os valores para R_d e C_t serão arbitrados como 120Ω e 1 nF , respectivamente (com isto, obtém-se um tempo morto de $1 \mu\text{s}$). Calcula-se, então o valor de R_t , conforme a expressão (4.75) [32].

$$R_t = \frac{1}{0,7} \cdot \left(\frac{1}{f \cdot C_t} - 3 \cdot R_d \right) = \frac{1}{0,7} \cdot \left(\frac{1}{30000 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} - 3 \cdot 120 \right) \cong 47 \text{ k}\Omega \quad (4.75)$$

O resistor R_t pode, portanto, ser composto por um resistor de $39 \text{ k}\Omega$ e um potenciômetro de $10 \text{ k}\Omega$ para ajuste fino da frequência.

Os resistores R_1 e R_2 da fig. 4.13 serão resistores de $10 \text{ k}\Omega$ com a finalidade de evitar ruídos nos pinos 3 e 4, os quais devem ser deixados flutuantes. Os resistores R_5 e R_6 deverão formar um divisor resistivo de forma a aplicar uma

tensão de 3,5V no pino 2, a partir da tensão de referência do pino 16. Os valores escolhidos para estes resistores foram, respectivamente, iguais a 4,7k Ω e 10k Ω .

Devido ao número de componentes, foi utilizado o “driver” de comando utilizando uma ponte completa de transistores (2n2222 e 2n2907) e diodos (1n5819), a qual é uma alteração de um circuito apresentado em [32]. O transformador de pulsos consistiu de 5 enrolamentos de 32 espiras de condutor 29AWG, montados em um núcleo EE30/7. Os resistores em série com os terminais de “gate” dos IGBT’s são de 22 Ω , enquanto aqueles em paralelo são de 2,2k Ω . Deve-se determinar o valor da capacitância em série com o enrolamento primário do transformador de pulsos, para evitar a saturação do mesmo, devido a tempos desiguais de pulsos vindos do UC3525, utilizando-se a expressão recomendada em [28]. O valor medido da indutância magnetizante do transformador de pulsos foi igual a 3mH.

$$C_p \geq \frac{25}{(\pi \cdot f)^2 \cdot L_m} = \frac{25}{(\pi \cdot 30000)^2 \cdot 0,003} \cong 1\mu\text{F} \quad (4.76)$$

4.4.3 – Cálculo térmico:

Nesta seção, apresentar-se-á o cálculo térmico dos componentes envolvidos, utilizando-se a metodologia sugerida em [28]. O cálculo será feito para os condutores operando a 100°C e para uma temperatura ambiente de 40°C. Primeiramente, devem-se calcular as perdas no IRG4PC50UD (cujas características podem ser encontradas em [31]) com as expressões (4.77) e (4.78).

$$P_{\text{IGBT}} = I_{\text{smd}} \cdot V_{\text{ce(on)}} = 5,3 \cdot 1,2 = 6,4\text{W} \quad (4.77)$$

$$P_{\text{IGBT(d)}} = I_{\text{dmd}} \cdot V_{\text{d(on)}} = 1,65 \cdot 1,2 = 2\text{W} \quad (4.78)$$

Calcula-se, agora, a temperatura da cápsula para cada um dos semicondutores isoladamente, com as expressões (4.79) e (4.80).

$$T_{\text{c(IGBT)}} = T_j - P_{\text{IGBT}} \cdot R_{\text{th(jc)IGBT}} = 100 - 6,4 \cdot 0,64 = 95,9^\circ\text{C} \quad (4.79)$$

$$T_{\text{c(d)}} = T_j - P_{\text{IGBT(d)}} \cdot R_{\text{th(jc)d}} = 100 - 2 \cdot 0,83 = 98,3^\circ\text{C} \quad (4.80)$$

Para o prosseguimento dos cálculos, toma-se o menor destes valores e calcula-se a temperatura do dissipador com a expressão (4.81).

$$T_d = T_c - (P_{IGBT} + P_{IGBT(d)})R_{th(cd)} = 95,9 - (6,4 + 2) \cdot 0,9 = 88,3^\circ\text{C} \quad (4.81)$$

Finalmente, calcula-se a resistência térmica entre dissipador e ambiente com a expressão (4.82).

$$R_{th(da)} = \frac{T_d - T_a}{4 \cdot (P_{IGBT} + P_{IGBT(d)})} = \frac{88,3 - 40}{4 \cdot (6,4 + 2)} = 1,47 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (4.82)$$

Foi utilizado um dissipador P0,71/200, de fabricação da Semikron [29], cuja resistência térmica é igual a 0,43K/W.

4.4.4 – Resultados de simulação:

Serão apresentados os resultados de simulação para o conversor operando com a carga toda concentrada em um único filtro LCC. Os interruptores utilizados na simulação são ideais, devido à falta de modelos que representem de forma mais fiel o comportamento de um IGBT. Nas figuras 4.14, 4.15, 4.16 e 4.17 têm-se os resultados obtidos por simulação.

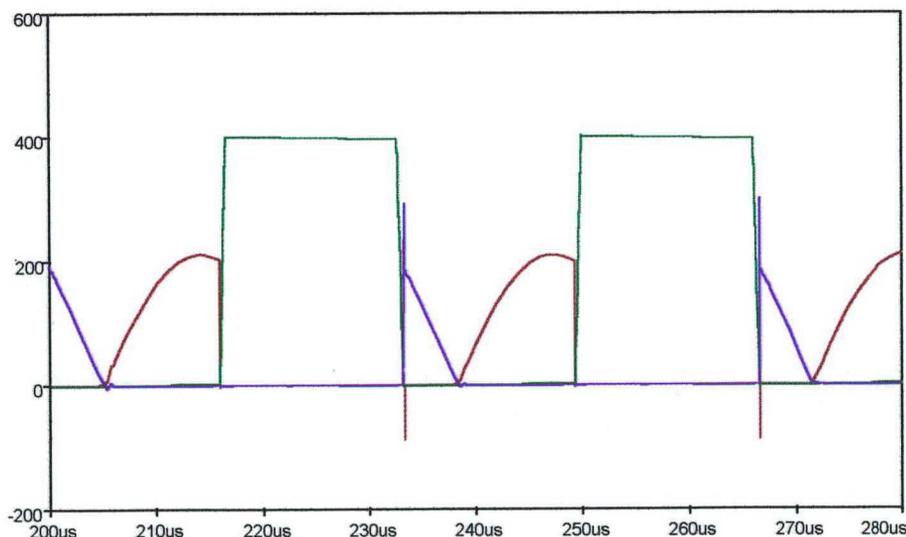


Fig. 4.14 – Formas de onda de tensão sobre um interruptor (em verde), de corrente em um interruptor (em vermelho, multiplicada por 10) e de corrente em um diodo em antiparalelo com o interruptor (em azul, multiplicada por 10).

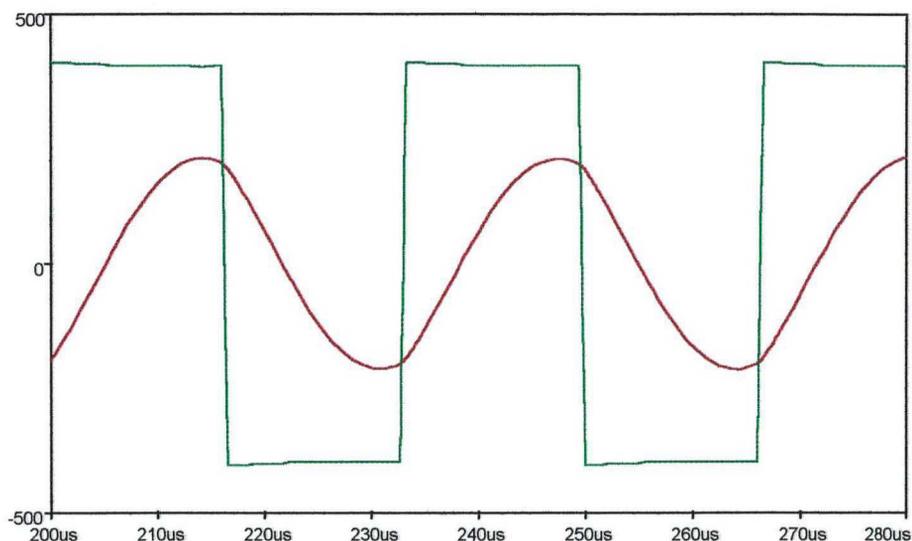


Fig. 4.15 – Formas de onda de tensão (em verde) e corrente (em vermelho, multiplicada por 10) no primário do transformador.

Através dos resultados de simulação, podem-se obter valores para as correntes nos enrolamentos primário e secundário do transformador (eficaz), nos IGBT's (média) e nos diodos (média). Estes valores são iguais a 15,2A, 30,4A, 5,2A e 1,3A, respectivamente.

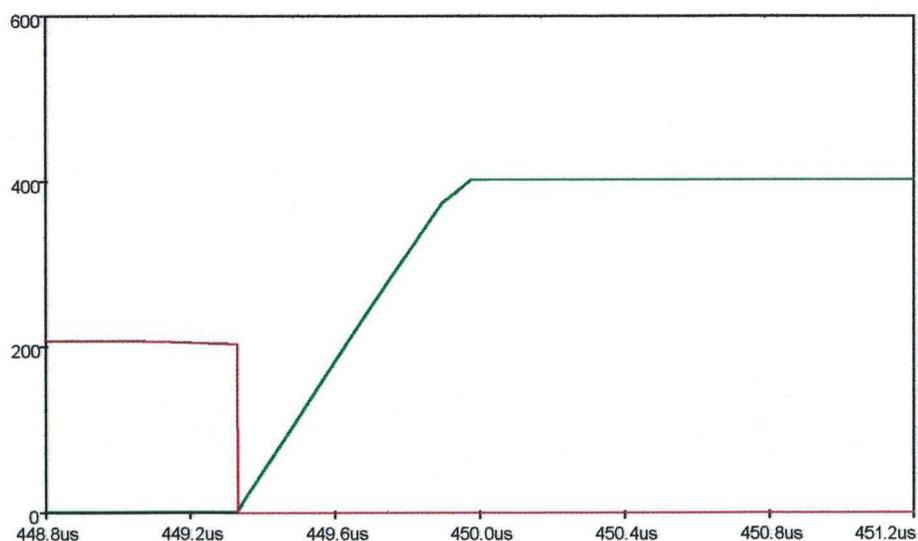


Fig. 4.16 – Detalhe do bloqueio do interruptor.

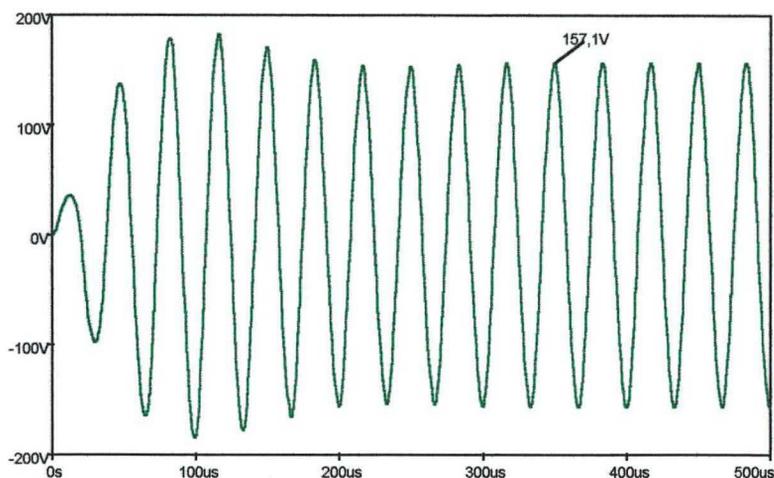


Fig. 4.17 – Forma de onda de tensão sobre a carga.

Na fig. 4.16, observa-se a comutação suave no bloqueio do interruptor (a entrada em condução é naturalmente suave, pelo deslocamento da corrente), enquanto que, na fig. 4.17, pode-se observar a baixa distorção harmônica de tensão sobre a carga, bem como esta estar em seu valor nominal.

4.4.5 – Resultados experimentais:

Nas figuras 4.18, 4.19 e 4.20, serão mostrados os resultados obtidos para o inversor operando com carga nominal.

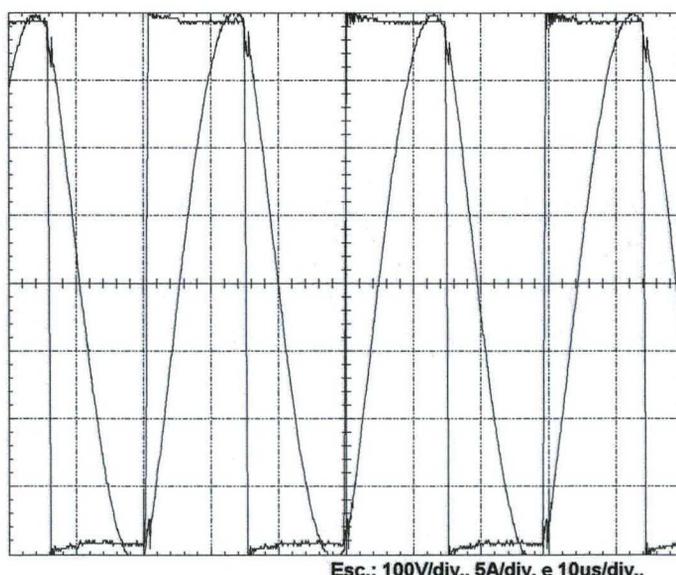


Fig. 4.18 – Forma de onda de tensão (quadrada) e de corrente (senóide) nos primários dos transformadores de potência.

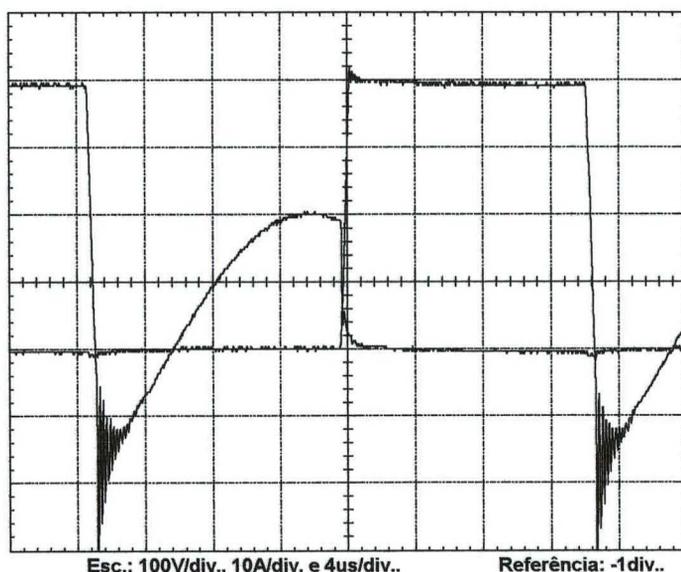


Fig. 4.19 – Formas de onda de corrente (trechos de senóide) e de tensão (quadrada) em um IRG4PC50UD.

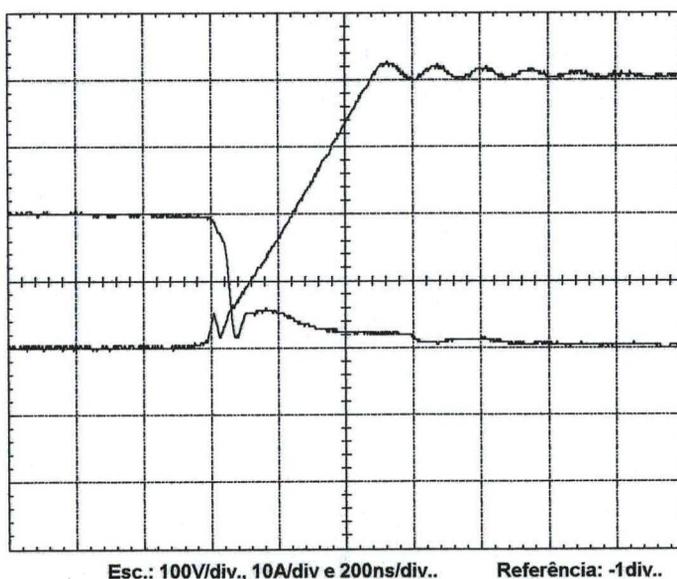


Fig. 4.20 – Detalhe do bloqueio do IGBT.

Na fig. 4.18, observa-se que há uma concordância entre o valor calculado e o obtido experimentalmente para a corrente no enrolamento primário do transformador. Nas figuras 4.19 e 4.20, mostra-se que as comutações são realmente suaves, conforme era esperado.

4.5 – Projeto de um estágio PFC passivo de 1,2kW:

Ao fim dos trabalhos executados com o sistema de iluminação de 3kW, foi projetado e testado um estágio PFC passivo de 1,2kW com a finalidade de se prestar como opção para a correção do fator de potência do projeto desenvolvido por GULES [5].

Na fig. 4.21, mostra-se o circuito completo do protótipo projetado e testado.

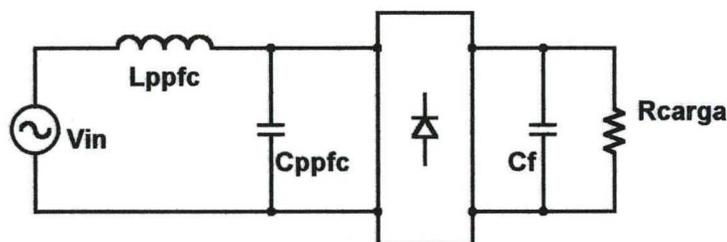


Fig. 4.21 – Estrutura retificadora a ser projetada e testada.

A metodologia de projeto deste estágio retificador foi vista no capítulo 2. As especificações de projeto são:

- Tensão de entrada: 220V;
- Fator de tensão: 1 (ou seja, tensão de saída igual ao pico da rede);
- Potência da carga: 1,2kW;
- Ondulação de tensão na saída: 5%.

4.5.1 – Cálculo dos componentes do filtro:

Observando os ábacos em [8], chega-se a um fator A igual a 2,5 e a uma relação entre corrente de curto e corrente cc igual a 0,38.

Os valores da indutância e da capacitância de entrada podem ser calculados pelas expressões (4.83) e (4.84), respectivamente.

$$L_{ppfc} = \frac{f_c \cdot V_{cc} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\pi^2 \cdot f \cdot P} = \frac{0,38 \cdot 311,1 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{\pi^2 \cdot 60 \cdot 1200} = 51,6 \text{mH} \quad (4.83)$$

$$C_{ppfc} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot A^2 \cdot L_{ppfc}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 60^2 \cdot 2,5^2 \cdot 51,6 \cdot 10^{-3}} = 21,8 \mu\text{F} \quad (4.84)$$

O valor da capacitância do filtro de saída é calculado com a expressão (4.85):

$$C_f = \frac{P}{2.f.V_{cc}^2.\Delta V_{cc\%}} = \frac{1200}{2.60.311,1^2.0,05} = 2,1mF \quad (4.85)$$

4.5.2 – Resultados de simulação:

Foram feitas simulações para a verificação do funcionamento da estrutura. Foi feita, também, uma verificação da necessidade de se incluir um circuito auxiliar de limitação de corrente de partida (*"inrush"*). Os resultados são apresentados nas figuras 4.22, 4.23, 4.24 e 4.25 e na tabela 4.2.

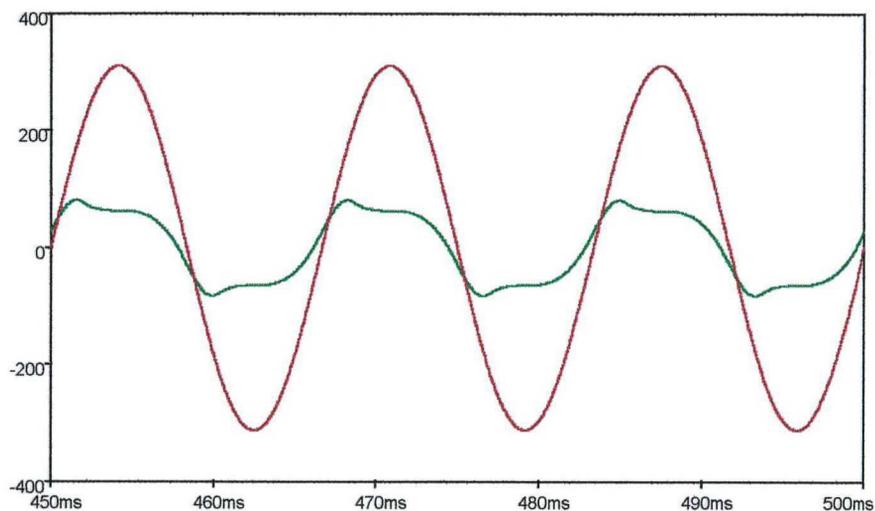


Fig. 4.22 – Formas de onda de tensão e corrente na entrada do retificador.

O conteúdo harmônico desta corrente é apresentado na tabela 4.2 e na fig. 4.23. As comparações são feitas com a classe "A" da norma [7].

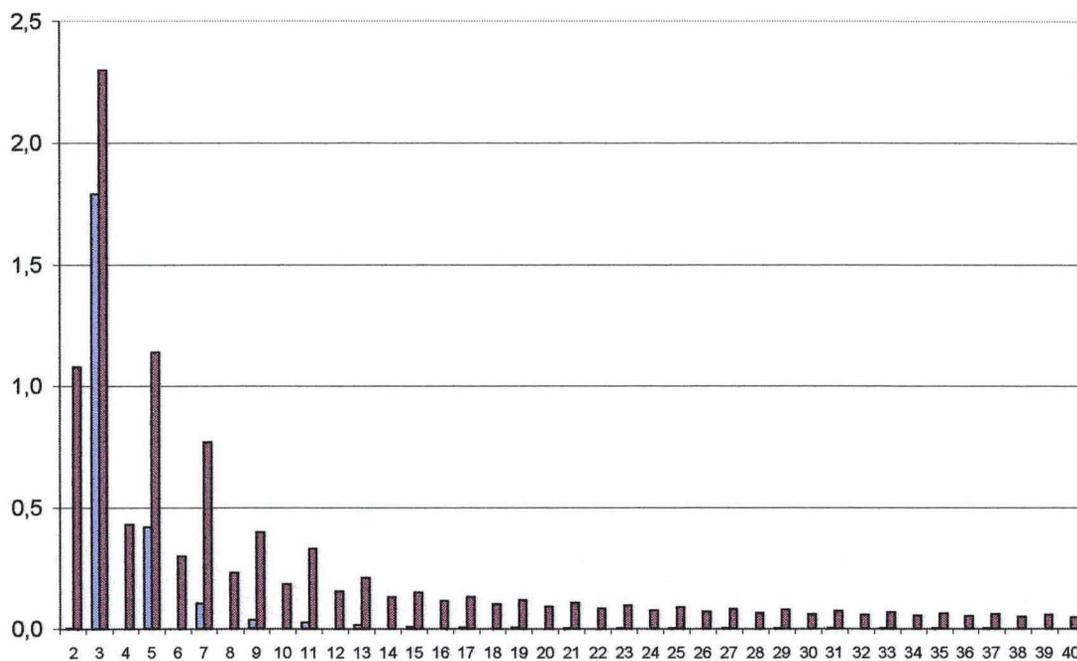


Fig. 4.23 – Amplitudes harmônicas (azul), comparadas com a norma (vermelho).

Tabela 4.2 – Correntes harmônicas, comparadas com a norma [7].

Ordem harmônica	Corrente harmônica (A)	Norma (classe "A") (A)
1	5,6851	-
2	0,0006	1,08
3	1,2657	2,30
4	0,0003	0,43
5	0,2970	1,14
6	0,0001	0,30
7	0,0742	0,77
8	0,0001	0,23
9	0,0267	0,40
10	0,0001	0,18
11	0,0189	0,33
12	0,0001	0,15
13	0,0110	0,21
14	0,0001	0,13
15	0,0060	0,15
16	0,0001	0,12
17	0,0046	0,13
18	0,0000	0,10
19	0,0035	0,12
20	0,0000	0,09
21	0,0023	0,11
22	0,0000	0,08
23	0,0017	0,10
24	0,0000	0,08
25	0,0015	0,09
26	0,0000	0,07
27	0,0012	0,08
28	0,0000	0,07

Ordem harmônica	Corrente harmônica (A)	Norma (classe "A") (A)
29	0,0008	0,08
30	0,0000	0,06
31	0,0007	0,07
32	0,0000	0,06
33	0,0006	0,07
34	0,0000	0,05
35	0,0005	0,06
36	0,0000	0,05
37	0,0004	0,06
38	0,0000	0,05
39	0,0004	0,06
40	0,0000	0,05

A distorção harmônica total é igual a 22,9%. O deslocamento entre tensão e corrente é igual a 17,4°. Com isto, pode-se calcular o fator de potência, conforme (4.86), abaixo:

$$fp = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1+TDH^2}} = \frac{\cos 17,4^\circ}{\sqrt{1+0,229^2}} = 0,93 \quad (4.86)$$

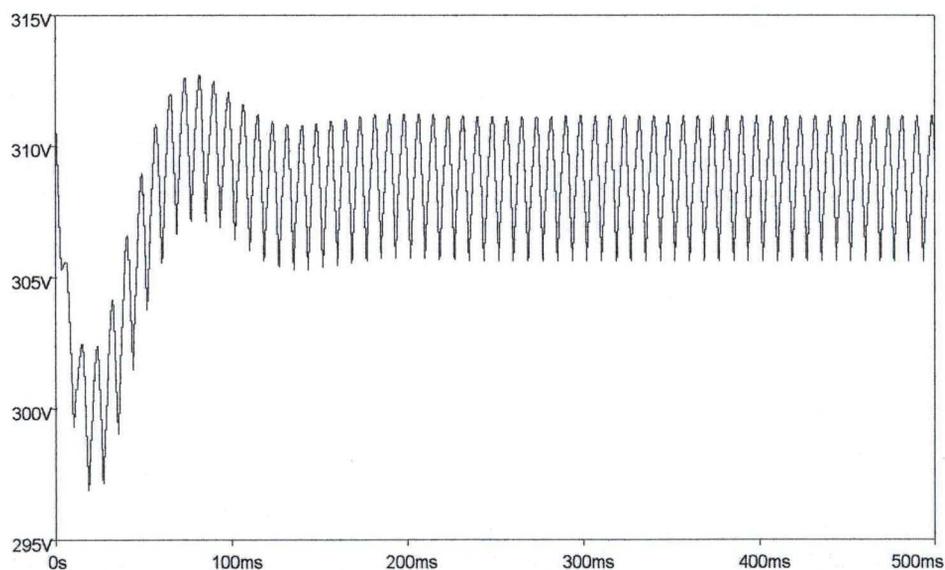


Fig. 4.24 – Tensão de saída.

Ainda, da simulação, os valores para as correntes sobre o capacitor de entrada (eficaz), sobre o capacitor de saída (eficaz), de saída da ponte retificadora (média) e do indutor de entrada (pico), são, respectivamente, iguais a 3,3A, 2,9A, 3,8A e 8,2A.

É necessário conhecer o comportamento do retificador no transitório de partida, para que se possa dimensionar, se necessário, um circuito de proteção contra corrente de partida (*"inrush"*). A simulação para esta situação está na fig. 4.25.

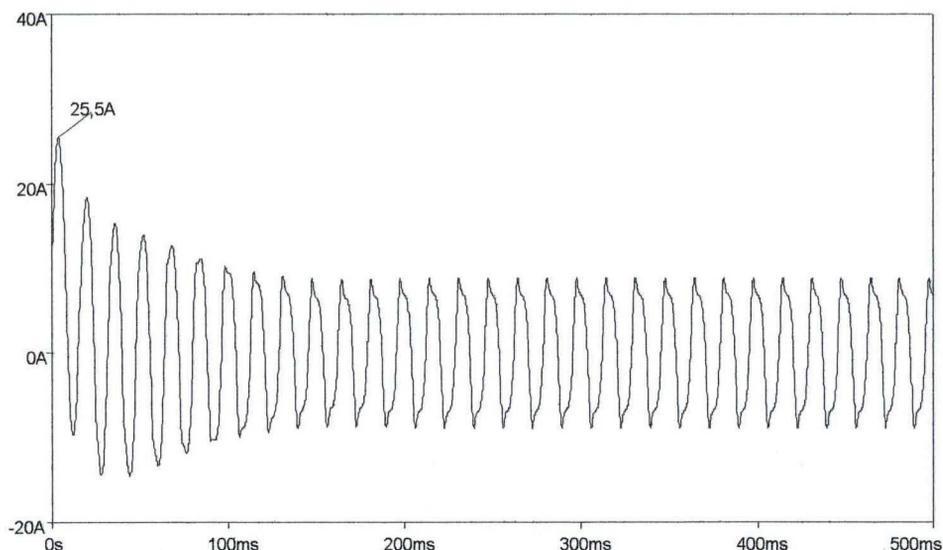


Fig. 4.25 – Corrente de partida (*"inrush"*).

Como a corrente de partida não é demasiadamente elevada e a ponte a ser especificada suportará esta corrente (como será visto na próxima seção), não é necessário nenhum dispositivo para redução da corrente de partida, como NTC ou resistores de partida.

4.5.3 – Especificação dos componentes:

Com os valores calculados e simulados, podem ser especificados os componentes do retificador.

O capacitor de saída deverá ter uma capacitância de 2,06mF, suportar a tensão de saída de 311,1V e uma corrente eficaz de 2,9A. Podem-se utilizar, então, três capacitores de 680 μ F/400V da série B43303 (eletrolítico) de fabricação da EPCOS (Siemens), em paralelo. Estes capacitores suportam uma corrente eficaz de 2,57A a 85°C e 120Hz [33].

Para a ponte retificadora, esta deverá suportar a tensão da rede, a corrente média de saída e a corrente de partida, com isto, pode ser utilizada uma ponte SKB B250/220-4 de fabricação da Semikron [24], a qual suporta uma tensão eficaz de entrada igual a 250V, uma corrente média de saída de 5A e um surto de corrente de 180A por 10ms.

O capacitor do filtro de entrada deverá suportar uma corrente eficaz de 3,3A e a tensão de saída, além de não poder ser polarizado. Não existem dados para se determinar o capacitor de polipropileno a ser utilizado. Recomenda-se utilizar cinco capacitores de 4 μ F/400V e um capacitor de 2 μ F/400V, todos em paralelo, da série B32669 (poliéster) de fabricação da EPCOS (Siemens) [33].

O cálculo físico do indutor será apresentado abaixo. Este indutor, como trabalha na freqüência da rede, será feito de chapas de ferro silício. Os dados para o seu dimensionamento estão abaixo:

- Indutância: 45mH;
- Corrente eficaz: 5,5A;
- Corrente de pico: 9A;
- Densidade de fluxo máxima: 1T;
- Entreferro: 2mm;
- Largura da perna central das chapas a serem utilizadas: 5cm;
- Fator de empacotamento das chapas: 0,95.

Após cálculos realizados com o Mathcad, chegou-se à conclusão de que o comprimento necessário do pacote de chapas é de 5cm. Com isto, faz-se o cálculo da relutância do entreferro e do núcleo, com as expressões (4.87) e (4.88), respectivamente.

$$R_{\text{gap}} = \frac{l_{\text{gap}}}{\mu_0 \cdot A} = \frac{0,002}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,05 \cdot 0,05 \cdot 0,95} = 6,7 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{Wb}} \quad (4.87)$$

$$R_{\text{core}} = \frac{l_{\text{core}}}{\mu_0 \cdot A} = \frac{5,6 \cdot 0,05}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,05 \cdot 0,05 \cdot 0,95} = 1,5 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{Wb}} \quad (4.88)$$

O número de espiras é calculado em (4.89):

$$N = \sqrt{L_{\text{ppfc}} \cdot (R_{\text{gap}} + R_{\text{core}})} = \sqrt{45 \cdot 10^{-3} \cdot (6,7 \cdot 10^5 + 1,5 \cdot 10^4)} = 176 \quad (4.89)$$

Deve-se verificar se, no pico da corrente, o indutor saturará. Para tanto, utiliza-se a expressão (4.90) para se verificar a densidade de fluxo de pico no núcleo do indutor.

$$B_{pk} = \frac{I_{pk} \cdot L_{ppfc}}{N \cdot A} = \frac{9,45 \cdot 10^{-3}}{176 \cdot 0,05 \cdot 0,05 \cdot 0,95} = 0,969T \quad (4.90)$$

Conclui-se que o indutor não saturará. Faz-se, agora, o cálculo térmico deste indutor. Para tanto, necessita-se da densidade das chapas de ferro e do coeficiente de perdas das chapas, os quais são, respectivamente, iguais a 1,053kg/cm e 1,6W/kg. Então, calculam-se as perdas no núcleo com (4.91):

$$P_{core} = d_{core} \cdot p_{core} \cdot c_1 = 1,053 \cdot 1,6 \cdot 5 = 8,4W \quad (4.91)$$

Calcula-se o comprimento médio de uma espira:

$$l_{cmd} = 2 \cdot (a_1 + c_1) + 0,5 \cdot \pi \cdot a_1 = 2 \cdot (0,05 + 0,05) + 0,5 \cdot \pi \cdot 0,05 = 27,9cm \quad (4.92)$$

Adotou-se uma densidade de corrente de 170A/cm² o condutor 12AWG (resistividade de 0,00007Ω/cm), de forma que não será necessário colocar condutores em paralelo no indutor. Então, as perdas no cobre são dadas pela expressão (4.93):

$$P_{cu} = I_{ef}^2 \cdot \rho \cdot l_{cmd} \cdot N = 5,5^2 \cdot 0,00007 \cdot 27,9 \cdot 176 = 10,4W \quad (4.93)$$

As resistências térmicas do núcleo e do cobre são dadas pelas expressões (4.94) e (4.95), respectivamente:

$$R_{thcore} = \frac{1}{12 \cdot (6 \cdot a_1^2 + 11 \cdot a_1 \cdot c_1)} = \frac{1}{12 \cdot (6 \cdot 0,05^2 + 11 \cdot 0,05 \cdot 0,05)} = 1,96 \frac{K}{W} \quad (4.94)$$

$$R_{thcu} = \frac{1}{20 \cdot (3 \cdot a_1^2 + 3 \cdot a_1 \cdot c_1 + 1,5 \cdot a_1^2)} = \frac{1}{20 \cdot (3 \cdot 0,05^2 + 3 \cdot 0,05 \cdot 0,05 + 1,5 \cdot 0,05^2)} = 1,87 \frac{K}{W} \quad (4.95)$$

As elevações de temperatura no núcleo, no cobre e total são calculadas pelas expressões (4.96), (4.97) e (4.98), respectivamente (a densidade do fio 12AWG é de 29,8kg/km):

$$\Delta T_{core} = P_{core} \cdot R_{thcore} = 8,4 \cdot 1,96 = 16,5K \quad (4.96)$$

$$\Delta T_{cu} = P_{cu} \cdot R_{thcu} = 10,4 \cdot 1,87 = 19,4K \quad (4.97)$$

$$\Delta T = \frac{M_{cu} \cdot \Delta T_{cu} + M_{core} \cdot \Delta T_{core}}{M_{cu} + M_{core}} = \frac{29,8 \cdot 176 \cdot 0,000279 \cdot 19,4 + 1,053 \cdot 5 \cdot 16,5}{29,8 \cdot 176 \cdot 0,000279 + 1,053 \cdot 5} = 17,1K \quad (4.98)$$

Por fim, calcula-se a possibilidade de execução do indutor com a expressão (4.99):

$$k_f = \frac{0,75 \cdot a^2}{N \cdot S_{\text{isolawg}}} = \frac{0,75 \cdot 5^2}{176 \cdot 0,037309} = 2,86 \quad (4.99)$$

A experiência mostra que o indutor é possível de ser construído se k_f é próximo ou superior a três.

Far-se-á o cálculo térmico da ponte retificadora. Verifica-se no catálogo do fabricante [24] quais são as perdas no componente para a corrente especificada. Estas perdas são de 8,4W. As resistências térmicas entre junção e cápsula e a entre cápsula e dissipador são iguais a 1K/W e 0,3K/W, respectivamente. O cálculo é feito para temperaturas ambiente e de junção consideradas iguais a 40°C e 100°C, respectivamente. Com isto, calcula-se o valor da resistência térmica do dissipador através da expressão (4.100):

$$R_{\text{thda}} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{\text{thjd}} = \frac{100 - 40}{8,4} - 1,3 = 5,8 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (4.100)$$

Um dissipador P5A/100 de fabricação da Semikron, o qual tem uma resistência térmica igual a 2,7K/W, é suficiente (este dissipador é recomendado pelo fabricante para esta ponte retificadora) [24].

4.5.4 – Resultados experimentais:

A seguir, serão mostrados os resultados obtidos para um protótipo construído em laboratório. Devido à disponibilidade, decidiu-se trocar a ponte retificadora pela SKB25/12 (17A, 1200V).

Para a ponte utilizada, as perdas são de 5W, aproximadamente. Além disto, a resistência térmica entre junção e cápsula é igual a 2K/W. Recalcula-se, então, o dissipador:

$$R_{\text{thda}} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{\text{thjd}} = \frac{100 - 40}{5} - 2,3 = 9,7 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (4.101)$$

O mesmo dissipador seria suficiente, entretanto, novamente devido à disponibilidade, decidiu-se trocar o dissipador pelo KP1,25/100, o qual tem uma resistência térmica igual a 1,25K/W [29].

Inicialmente, o conversor foi ligado em potência nominal, tendo funcionado por cerca de duas horas e meia. O comportamento térmico foi bastante satisfatório, sendo que, as temperaturas finais medidas da ponte e do indutor foram de 43,7°C e 60,4°C, respectivamente. Na fig. 4.26, tem-se a forma de onda de tensão e corrente na entrada do retificador. Na fig. 4.27, tem-se a tensão de saída do retificador.

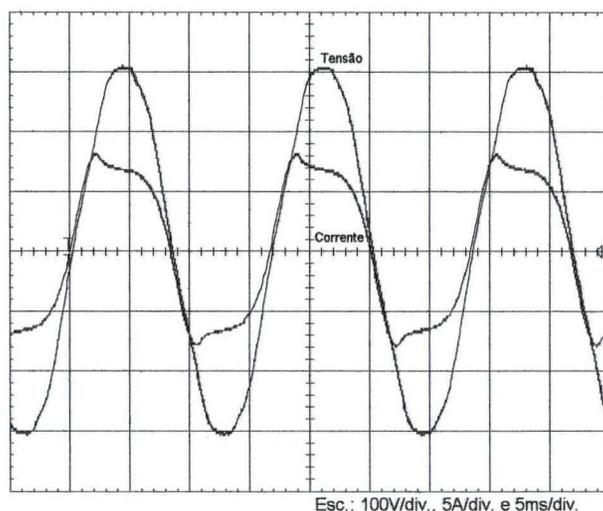


Fig. 4.26 – Forma de onda de tensão e corrente na entrada do retificador operando em carga plena.

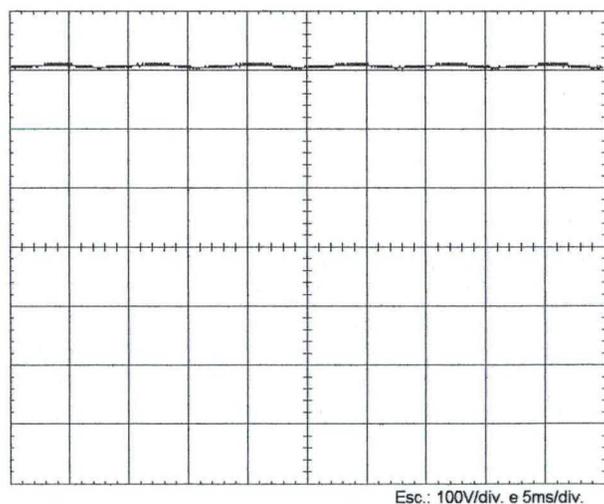


Fig. 4.27 – Forma de onda de tensão sobre a carga na potência nominal.

Na fig. 4.26, o valor eficaz da corrente de entrada é igual a 5,9A e o de tensão eficaz é igual a 220V. Na fig. 4.27, o valor da tensão média sobre a carga

é igual a 306,8V. Na tabela 4.3 e na fig. 4.28, tem-se a análise harmônica da corrente de entrada.

Tabela 4.3 – Análise e comparação das harmônicas da corrente de entrada com a norma [2].

Ordem harmônica	Corrente harmônica (A)	Norma (A)
1	5,56000	
2	0,00170	1,08
3	1,17000	2,30
4	0,00244	0,43
5	0,25000	1,14
6	0,00465	0,30
7	0,06510	0,77
8	0,00334	0,23
9	0,02790	0,40
10	0,00323	0,18
11	0,02270	0,33
12	0,00088	0,15
13	0,00676	0,21
14	0,00695	0,13
15	0,00453	0,15
16	0,00452	0,12
17	0,00587	0,13
18	0,00287	0,10
19	0,00861	0,12
20	0,00117	0,09
21	0,00591	0,11
22	0,00485	0,08
23	0,00323	0,10
24	0,00260	0,08
25	0,00010	0,09
26	0,00046	0,07
27	0,00048	0,08
28	0,00171	0,07
29	0,00292	0,08
30	0,00305	0,06
31	0,00072	0,07
32	0,00116	0,06
33	0,00160	0,07
34	0,00147	0,05
35	0,00134	0,06
36	0,00311	0,05
37	0,00120	0,06
38	0,00247	0,05
39	0,00174	0,06
40	0,00189	0,05

Comparando-se as tabelas 4.2 e 4.3, nota-se a concordância entre os valores calculados e simulados. O valor da taxa de distorção harmônica é igual a

21,43%. Entretanto, o deslocamento entre tensão e corrente apresentado foi de apenas, 11,3°. Com isto, o fator de potência medido é igual a 0,958.

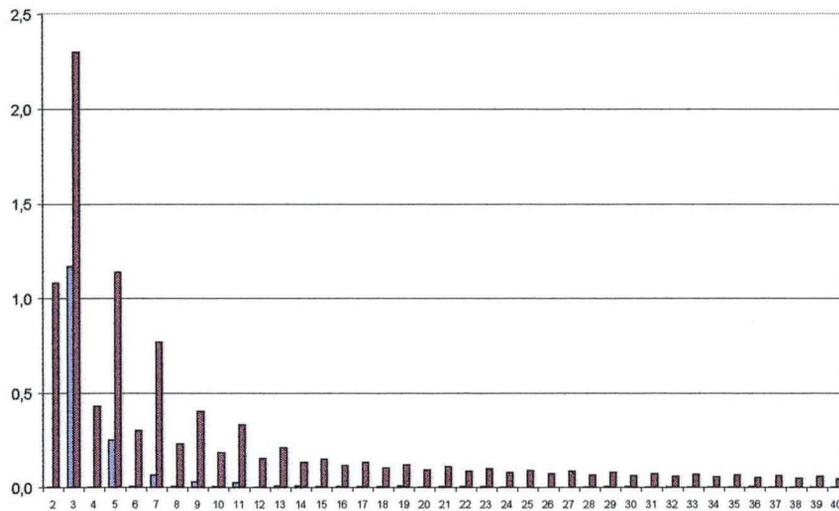


Fig. 4.28 – Componentes harmônicas (em azul), comparadas com a norma (em vermelho).

Nas figs. 4.29, 4.30 e 4.31, uma análise da variação do fator de potência e da tensão de saída com variação de carga será apresentada.

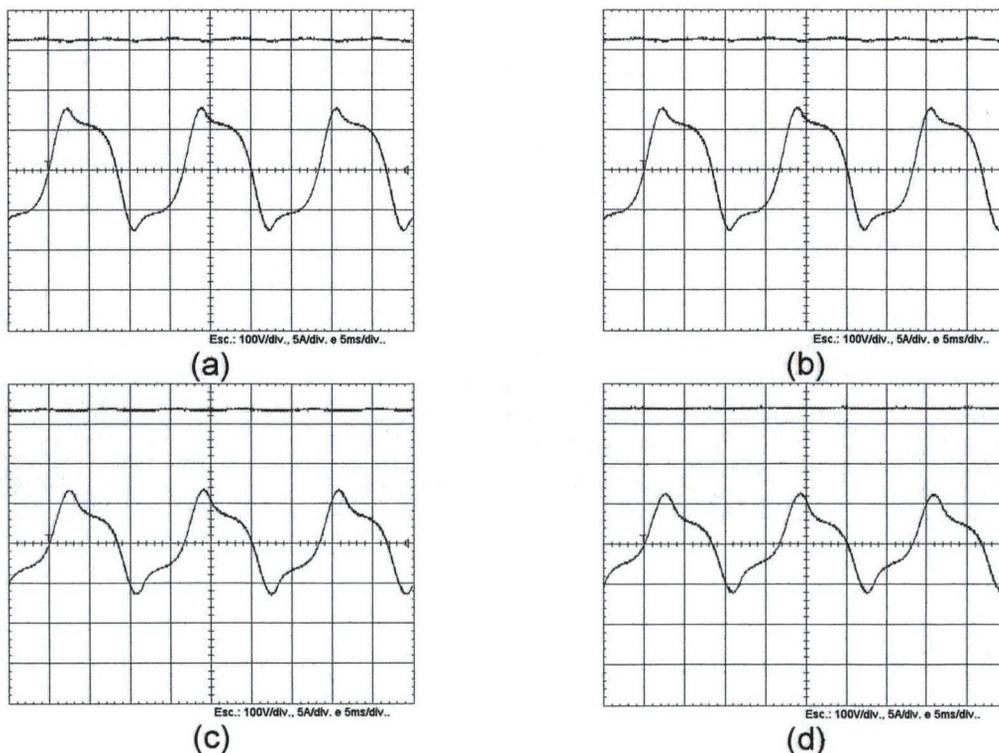


Fig. 4.29 – Corrente de entrada e tensão de saída do retificador: (a) 1,09kW (b) 975W (c) 790W (d) 700W.

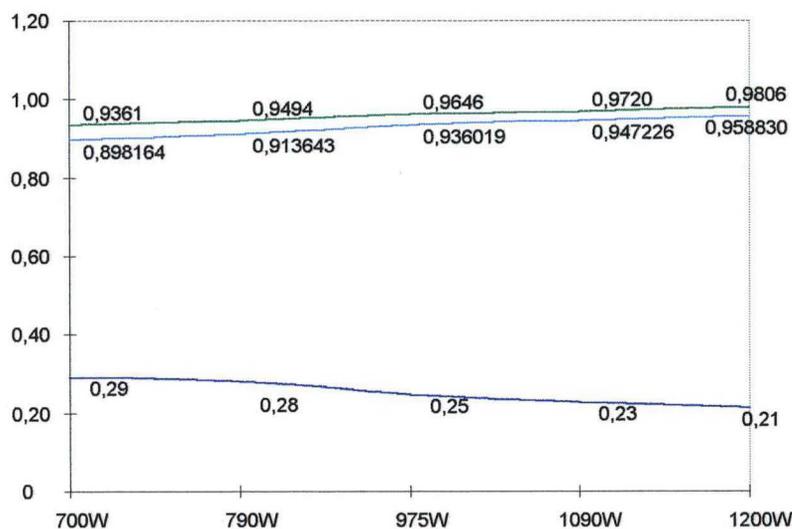


Fig. 4.30 – Variação da taxa de distorção harmônica (em azul marinho), do fator de deslocamento (em verde) e do fator de potência (em azul escuro) com relação à potência de entrada.

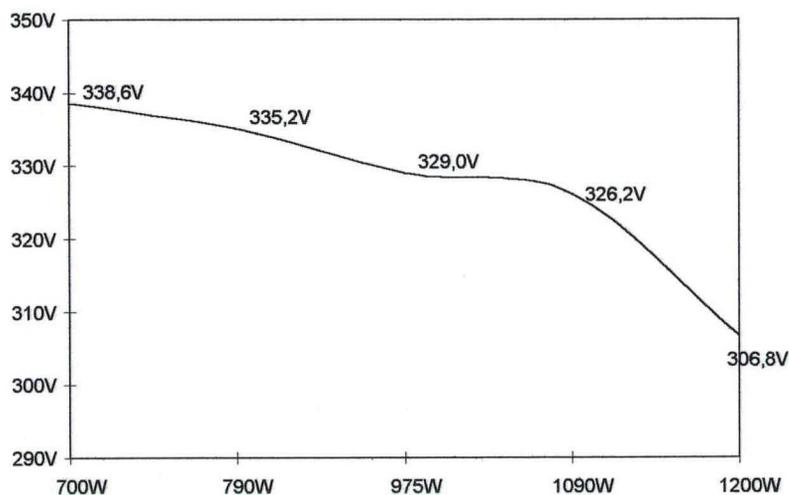


Fig. 4.31 – Variação da tensão de saída com a variação da carga.

Verifica-se que, até a potência de 700W (próximo à meia carga), a tensão se eleva de 306,8V a 338,6V, ou seja, cerca de 10% da tensão de saída nominal.

Por fim, foi verificado o rendimento da estrutura em potência nominal, o qual foi medido e seu valor é igual a 97,6%.

4.6 – Conclusão:

Foram mostrados procedimentos completos para o projeto das estruturas retificadoras (“boost” e PFC passivo) e inversoras (ponte completa). Os resultados experimentais obtidos confirmaram as simulações realizadas.

Foi já mencionado, o projeto principal deste capítulo é o sistema de 3kW. Os resultados aqui apresentados foram retirados para cada um dos conversores que compõe o sistema operando isoladamente, entretanto, ensaios posteriores com os conversores operando de forma conjunta não revelaram diferenças apreciáveis no funcionamento destas topologias.

Não foi possível determinar o rendimento da estrutura, pois a corrente que alimenta a carga está em alta frequência e os wattímetros mostravam resultados inconsistentes (rendimento superior à unidade). Entretanto, como a elevação de temperatura do dissipador foi relativamente baixa e as perdas calculadas nos interruptores do inversor são bastante reduzidas, espera-se que o rendimento total da estrutura tenha sido bastante elevado (acima de 90%).

CONCLUSÃO GERAL

Foram feitos estudos para a comparação entre as estruturas já utilizadas para a alimentação de lâmpadas fluorescentes. Estes estudos mostraram que os sistemas centralizados, de alta potência possuem rendimento bastante elevado e custo inferior aos sistemas tradicionais.

Os estágios retificadores com alto fator de potência atendem aos limites de emissão de componentes harmônicas, impostos pelas normas internacionais. Cabe ao projetista do sistema ponderar os aspectos custo, peso e volume para se escolher a melhor solução para o projeto.

As vantagens do conversor "boost" são a baixa emissão de harmônicas e a regulação da tensão de saída (com relação à variação de carga e à variação da tensão de entrada do conversor). Por outro lado, o PFC passivo é simples, robusto e de baixo custo, devido ao reduzido número de componentes presentes nesta estrutura.

No estudo feito para o estágio inversor, concentram-se as maiores contribuições deste trabalho: o equacionamento e o estabelecimento de metodologias de projeto para os filtros para ignição das lâmpadas e a determinação das perdas nos semicondutores do inversor. Além disto, foram estudadas as topologias empregadas para este inversor (meia-ponte simétrico e assimétrico e ponte completa).

Na continuação do projeto, foram feitas modificações de "lay-out" e pequenas alterações de topologia com a finalidade de reduzir o custo e transformar este protótipo em um produto comercializável.

A alteração mencionada consiste na troca do inversor em ponte completa pelo inversor em meia ponte, assimétrico. Isto trará, como consequência, a eliminação dos transformadores de potência e a adição da componente contínua, gerada pelo inversor, na tensão sobre os capacitores série dos filtros de saída.

Todas as estruturas apresentadas apresentam alto rendimento, em especial o inversor, por possuir comutações suaves em todos os interruptores. Foi verificado que o bloqueio se mantinha suave até 40% da potência nominal. A entrada em condução, como já foi mencionado, é

naturalmente suave, devido ao deslocamento entre tensão e corrente na carga.

Como proposta de continuação para esta linha de pesquisa, propõe-se o estudo de técnicas de dimerização da lâmpada fluorescente, tanto pela variação da tensão do barramento cc, como pela variação da frequência de chaveamento do inversor, sendo que, esta última implicará em um método mais criterioso para o projeto dos filtros das lâmpadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] – CABALLERO, Domingo Antonio Ruiz. Sistemas Eletrônicos de Iluminação: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação. Florianópolis, 1992. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[2] – SILVA Jr., Pedro Armando. Sistema Eletrônico para Iluminação Fluorescente – Análise, Projeto e Implementação. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[3] – ANDRÉ, Anderson Soares. Reator Eletrônico para duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W com Controle de Luminosidade e Alto Fator de Potência. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[4] – HAUSMANN, Romeu. Sistema Inteligente de Iluminação para duas Lâmpadas Fluorescentes de 40W. Florianópolis, 2000. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[5] – GULES, R.; BARBI, I.; SIMÕES, E. M.. A 1.2kW Electronic Ballast for Multiple Lamps, with Dimming Capability and High Power Factor. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE (14.: Mar. 1999: Dallas, EUA). Proceedings. Piscataway, 1999. p. 720-726.

[6] – BARBI, I.. Eletrônica de Potência. 3ª ed. Florianópolis: Ed. UFSC, 2000.

[7] – INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits for Harmonic Current Emissions, IEC61000-3-2. Genebra, 2000.

[8] – MATAKAS Jr., Lourenço. Retificadores especiais. São Paulo, 1988. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.

[9] – SOUZA, Alexandre Ferrari de. Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência e Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[10] – TOMASELLI, Luis Cândido. Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243. Florianópolis, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[11] – SOUZA, A. F. de; BARBI, I.. Retificadores de Alto Fator de Potência. Apostila de curso. Florianópolis: Ed. Interna, 1996.

[12] – OLIVEIRA, Sérgio Vidal Garcia. Estudo de Perdas em uma Fonte de Alimentação para Aplicações em Centrais de Telecomunicações. Florianópolis, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[13] – LEVY, H., ZAFRANY, I., GREGORY, I. et al. Analysis and Evaluation of a Lossless Turn-on Snubber. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE (12.: Fev. 1997: Atlanta, EUA). Proceedings. Piscataway, 1997. p. 757-763.

[14] – UNITRODE. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. 1999.

[15] – UNITRODE. UC3854 Enhanced Power Factor Preregulator. 1999.

[16] – GENERAL ELECTRIC. Folha de dados da lâmpada F39W/T5/HO/841. 2000.

[17] – VERDERBER, R. R., MORSE, O., RUBINSTEIN, F. M.. Performance of Electronic Ballast and Controls with 34 and 40 watt F40 Fluorescent Lamps. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING (23.: Out. 1988: Pittsburgh, EUA). Conference Record. Piscataway, 1988. p. 1825-1834.

[18] – TADESSE, C., DAWSON, F. P., DEWAN, S. B.. A Comparison of Power Circuit Topologies and Control Techniques for a High Frequency Ballast. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING (28.: Out. 1993: Toronto, Canadá). Conference Record. Piscataway, 1993. p. 2341-2347.

[19] – SPIEGEL, M. R.. Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas da Matemática. 2ª ed. São Paulo: Ed. McGraw Hill, 1992.

[20] – MAMMANO, B.. Current Sensing Solutions for Power Supply Designers. In: Power Supply Design Seminar (1997: Merrimack, EUA). Power Supply Design Seminar. Merrimack, 1997. p. 1-1 – 1-34.

[21] – SILVA Jr., Elias Teodoro da. Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[22] – BARBI, I. . Projeto de Fontes Chaveadas. 1ª ed. Florianópolis: Ed. UFSC, 2000.

[23] – THORNTON. Catálogo Eletrônico de Núcleos de Ferrite. <http://www.thornton.ind.br>. Acessado em jan. de 2002.

[24] – SEMIKRON. Power Electronics '99. Nürnberg: 1999.

[25] – ADVANCED POWER TECHNOLOGIES. Folha de dados do MOSFET APT6011LVFR.

[26] – MOTOROLA. Rectifier Device Data. 1ª ed. 1992.

[27] – ISOTEK. Precision Current Sensing Resistors and Networks.

[28] – BASCOPE, R. P. T., PERIN, A. J.. O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. 1ª ed. Porto Alegre: Ed. Sagra Luzzato, 1997.

[29] – SEMIKRON. Semicondutores de Potência '96/'97. Carapicuíba: 1996.

[30] – METALTEX. Folha de dados da série TH de relés eletromagnéticos.

[31] – INTERNATIONAL RECTIFIER. Folha de dados do IGBT IRG4PC50UD.

[32] - UNITRODE. UC3525 Regulating Pulse Width Modulators. 1999.

[33] – EPCOS – Data Book Library. 2000.