

**CESÁRIO ZIMMERMANN JÚNIOR**

**REGENERADOR DE ENERGIA COM ELEVADO  
FATOR DE POTÊNCIA PARA O TESTE DE BURN-IN  
DE REATORES ELETRÔNICOS DE 250W**

**FLORIANÓPOLIS**

**2004**

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

**REGENERADOR DE ENERGIA COM ELEVADO**  
**FATOR DE POTÊNCIA PARA O TESTE DE BURN-IN**  
**DE REATORES ELETRÔNICOS DE 250W**

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

**CESÁRIO ZIMMERMANN JÚNIOR**

**FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO DE 2004**

**REGENERADOR DE ENERGIA COM ELEVADO  
FATOR DE POTÊNCIA PARA O TESTE DE BURN-IN  
DE REATORES ELETRÔNICOS DE 250W**

**Cesário Zimmermann Júnior**

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, na área de concentração em **Eletrônica de Potência**, 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. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente da Banca

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

---

Prof. Marcelo Mezaroba, Dr.

---

Prof. Fabiana Pottker de Souza, Dr.

“Não basta ter belos sonhos para realizá-los.  
Mas ninguém realiza grandes obras se não for capaz de sonhar grande.

Podemos mudar o nosso destino,  
Se nos dedicarmos à luta pela realização de nossos ideais.  
É preciso sonhar, mas com a condição de crer em nosso sonho;  
de examinar com atenção a vida real;  
de confrontar nossa observação com nosso sonho;  
de realizar escrupulosamente nossa fantasia.  
Sonhos, acredite neles.”

(Lenin)

Aos meus pais e meu irmão,  
Cesário Zimmermann, Maria de Lurdes Zimmermann e Ricardo D. Zimmermann,  
cujos esforços jamais serão medidos, sempre me dando apoio e carinho,  
conduzindo-me por esse caminho.  
Jamais permitiram que o desânimo me dominasse,  
acreditando no sucesso dessa caminhada.  
Muito obrigado!

A uma pessoa muito especial, Anita.  
Obrigado por fazer parte da minha vida, dando muito amor e carinho,  
e por ter acreditado, mesmo nos momentos em que o tempo não passava  
e as dificuldades iam aparecendo, que tudo isto seria muito importante em nossas vidas.

## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao meu orientador, Professor Ivo Barbi, que participou ativamente na elaboração deste trabalho, seja no decorrer do período de créditos do mestrado, seja me fornecendo a base necessária para o desenvolvimento das atividades realizadas neste período, através de sua experiência, competência e visão na elaboração de soluções para os mais variados problemas. Além disso, representando o INEP, o Professor Ivo Barbi permitiu o financiamento dos estudos realizados nestes dois anos.

Aos demais professores do INEP: Arnaldo José Perin, Enio Valmor Kassick, João Carlos S. Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza e Hari Bruno Mohr, que através da competência, dedicação e conhecimento passados ao longo desse período, possibilitaram que eu adquirisse o conhecimento necessário nas mais diversas áreas de estudos para desenvolver e poder pesquisar de forma mais objetiva os diversos temas envolvidos no contexto geral deste trabalho.

Aos colegas, Allan, Antônio, Breno, João, Júlio, Leonardo, Maico, Sandro, Zé e Werner por participarem ativamente desta etapa de minha vida, sejam nos estudos realizados, seja no companheirismo, brincadeiras e na amizade adquirida com o passar do tempo.

Em especial, aos amigos: Clóvis Petry e Luis Tomaselli pela amizade e pela dedicação e auxílio na resolução dos diversos problemas encontrados durante a elaboração do projeto e do protótipo feitos durante este período.

Aos amigos Alceu, Anderson, Davis, Fernando, Kefas, Paulo Mário, Sérgio, Stefanie, Yales e todos aqueles a quem posso ter esquecido de citar, mas que fizeram parte desta importante etapa de minha vida.

Aos funcionários, Coelho, Dulcemar, Pacheco, Patrícia, Rafael e Ricardo pela amizade e ajuda, durante estes anos.

Em fim, a todos aqueles que contribuíram de alguma forma para que eu obtivesse êxito no final desta etapa.

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

# **REGENERADOR DE ENERGIA COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA PARA O TESTE DE BURN-IN DE REATORES ELETRÔNICOS DE 250W**

**Cesário Zimmermann Júnior**

Fevereiro de 2004.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Regenerador, reator, energia, desperdício, tecnologia.

Número de páginas: 146.

**RESUMO:** É proposto neste trabalho um regenerador de energia para o teste de *burn-in* de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W. A estrutura proposta substitui o banco de resistores, que tradicionalmente é utilizado pelos fabricantes neste tipo de teste, drenando a corrente de carga exigida, mas apresentando a vantagem de que a maior parte da energia é devolvida à rede elétrica. A corrente devolvida apresenta baixa taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência. Através do regenerador de energia, consegue-se realizar o teste com um desperdício mínimo de energia e pretende-se incentivar o uso desse tipo de tecnologia com o objetivo de se utilizar mais racionalmente a energia elétrica produzida no país.

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

**HIGH POWER FACTOR ENERGY RECYCLER  
FOR THE BURN-IN TESTING OF 250W  
ELECTRONIC BALLASTS**

**Cesário Zimmermann Júnior**

February, 2004.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Key words: Recycler, ballast, energy, waste, technology.

Number of pages: 146.

**ABSTRACT:** An energy recycler for the burn-in testing of electronic ballasts for 250W high pressure sodium lamps is proposed in this work. The proposed structure eliminates the resistive loads, which is usually utilized by the industry for this kind of testing, by draining the desired input current, but presenting the advantage of returning the major part of the energy to the AC mains. This current has low harmonic distortion and high power factor. The test is performed with little energy waste. This work intends to motivate the use of this kind of technology for more rational use of electricity in this country.

# SUMÁRIO

<b>RESUMO .....</b>	<b>VIII</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>IX</b>
<b>SIMBOLOGIA .....</b>	<b>XIV</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I - .....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUÇÃO AO PROJETO DO REGENERADOR DE ENERGIA.....</b>	<b>3</b>
1.2 ESTUDO BIBLIOGRÁFICO .....	5
1.3 O REATOR ELETRÔNICO .....	9
1.3.1 Primeira etapa ( $t_0$ $\&$ $t_1$ ):.....	10
1.3.2 Segunda etapa ( $t_1$ $\&$ $t_2$ ): .....	10
1.3.3 Terceira etapa ( $t_2$ $\&$ $t_3$ ): .....	11
1.3.4 Quarta etapa ( $t_3$ $\&$ $t_4$ ):.....	11
1.3.5 Análise matemática do inversor Meia-Ponte .....	11
1.3.6 Resultados de simulação .....	12
1.3.7 Resultado experimental .....	15
1.4 CONCLUSÃO .....	15
<b>CAPÍTULO II.....</b>	<b>17</b>
<b>ESTÁGIO DE ENTRADA DO REGENERADOR DE ENERGIA.....</b>	<b>17</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	17
2.2 RETIFICAÇÃO SIMPLES DA TENSÃO DE ENTRADA.....	17
2.3 ESTÁGIO DE ENTRADA.....	20
2.3.1 Primeira etapa ( $t_0$ $\&$ $t_1$ ):.....	21
2.3.2 Segunda etapa ( $t_1$ $\&$ $t_2$ ) .....	22
2.3.3 Terceira etapa ( $t_2$ $\&$ $t_3$ ) .....	22
2.3.4 Metodologia de cálculo do capacitor $C_o$ : .....	24
2.3.5 Metodologia de cálculo do indutor $L$ :.....	26
2.4 METODOLOGIA DE PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA.....	29
2.4.1 Projeto do capacitor $C_o$ .....	29
2.4.2 Projeto do indutor .....	31
2.4.3 Projeto físico do indutor de entrada .....	33
2.4.4 Circuito de controle de largura de pulso - SG 3525.....	34
2.4.5 Dimensionamento dos semicondutores .....	38
2.4.5.1 Corrente média no interruptor e no diodo de saída .....	38
2.4.5.2 Corrente eficaz no interruptor e no diodo de saída.....	38
2.4.5.3 Corrente de pico nos semicondutores .....	39
2.4.6 Perdas nos semicondutores .....	39
2.4.6.1 Interruptor de entrada .....	39
2.4.6.2 Diodo série.....	40
2.4.6.3 Diodo de roda livre .....	40
2.5 CONCLUSÃO .....	40

<b>CAPÍTULO III .....</b>	<b>42</b>
<b>PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO INVERSOR .....</b>	<b>42</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	42
3.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO .....	43
3.2.1 Primeira etapa ( $t_0$ £ $t$ £ $t_1$ ): .....	43
3.2.2 Segunda etapa ( $t_1$ £ $t$ £ $t_2$ ): .....	44
3.2.3 Terceira etapa ( $t_2$ £ $t$ £ $t_3$ ): .....	44
3.2.4 Quarta etapa ( $t_3$ £ $t$ £ $t_4$ ): .....	45
3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA DO INVERSOR .....	45
3.4 METODOLOGIA DE PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA .....	49
3.4.1 Especificações de projeto .....	49
3.4.2 Projeto do indutor $L_o$ .....	50
3.4.3 Projeto do capacitor de entrada .....	50
3.4.4 Dimensionamento físico do indutor do filtro de saída .....	51
3.4.5 Transformador elevador .....	53
3.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES .....	55
3.5.1 Cálculo da corrente média nos semicondutores .....	57
3.5.2 Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores .....	58
3.6 DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR .....	59
3.6.1 Perdas em condução .....	59
3.6.2 Perdas na entrada em condução .....	60
3.6.3 Perdas no bloqueio .....	60
3.6.4 Perdas em condução do diodo .....	61
3.6.5 Perdas na comutação do diodo .....	61
3.6.6 Dissipador .....	61
3.7 CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES .....	63
3.8 CIRCUITO DE PRÉ-CARGA .....	66
3.9 CONCLUSÃO .....	68
<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>69</b>
<b>MALHAS DE CONTROLE DO INVERSOR .....</b>	<b>69</b>
4.1 INTRODUÇÃO .....	69
4.2 ANÁLISE DO INTEGRADO UC3854 .....	70
4.3 METODOLOGIA DE PROJETO DOS ELEMENTOS EXTERNOS AO UC3854 .....	76
4.3.1 Cálculo da proteção de sobrecorrente .....	76
4.3.2 Cálculo dos resistores $R_1$ , $R_2$ e definição da frequência $f_s$ .....	77
4.3.3 Malha direta de controle da tensão de saída (Feedforward) .....	77
4.3.4 Amostra da tensão da rede .....	79
4.3.5 Definição do tempo de partida progressiva .....	79
4.3.6 Análise da malha de corrente .....	79
4.3.7 Projeto da malha de tensão .....	85
4.3.8 Distorções inerentes ao UC3854 .....	87
4.4 CONCLUSÃO .....	89
<b>CAPÍTULO V .....</b>	<b>90</b>
<b>PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO DO .....</b>	<b>90</b>
<b>REGENERADOR DE ENERGIA .....</b>	<b>90</b>

5.1	INTRODUÇÃO .....	90
5.2	PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA DO REGENERADOR DE ENERGIA .....	90
5.2.1	Capacitor $C_o$ .....	91
5.2.2	Indutor $L$ .....	93
5.2.3	Dimensionamento dos semicondutores .....	94
5.2.3.1	Corrente média no interruptor e no diodo de saída .....	94
5.2.3.2	Corrente eficaz no interruptor e diodo de saída.....	95
5.2.3.3	Corrente de pico nos semicondutores .....	95
5.2.4	Perdas nos semicondutores .....	96
5.2.4.1	Interruptores de entrada .....	96
5.2.4.2	Diodo série.....	96
5.2.4.3	Diodo de roda livre .....	96
5.2.5	Projeto físico do indutor do estágio de entrada.....	97
5.2.6	Resultados de simulação .....	98
5.3	PROJETO DO INVERSOR .....	100
5.3.1	Especificações de projeto .....	100
5.3.2	Projeto do indutor $L_o$ .....	101
5.3.3	Projeto do capacitor de entrada.....	101
5.3.4	Dimensionamento dos semicondutores de potência.....	102
5.3.4.1	Cálculo da corrente média nos semicondutores .....	102
5.3.4.2	Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores.....	102
5.3.5	Perdas nos interruptores .....	103
5.3.5.1	Perdas em condução .....	103
5.3.5.2	Perdas na entrada em condução.....	103
5.3.5.3	Perdas no bloqueio .....	103
5.3.5.4	Perdas em condução do diodo intrínseco .....	103
5.3.5.5	Perdas na comutação do diodo intrínseco.....	104
5.3.6	Projeto do transformador elevador.....	104
5.3.7	Projeto físico do indutor do filtro de saída .....	106
5.3.8	Elementos do bootstrap .....	108
5.4	PROJETO DOS COMPONENTES EXTERNOS AO UC3854.....	109
5.4.1	Cálculo da proteção de sobrecorrente .....	110
5.4.2	Cálculo dos resistores $R1$ , $R2$ e definição da frequência $f_s$ .....	111
5.4.3	Cálculo da malha direta de controle da tensão de saída.....	111
5.4.4	Amostra da tensão da rede .....	112
5.4.5	Definição do tempo de partida progressiva .....	112
5.4.6	Compensador de corrente .....	113
5.4.7	Compensador de tensão .....	115
5.4.8	Resultados de simulação do Inversor.....	116
5.4.9	Análise harmônica.....	118
5.5	DEFINIÇÃO DO DISSIPADOR .....	118
5.6	PARTIDA PROGRESSIVA DO CIRCUITO .....	120
5.7	CIRCUITO COMPLETO DO REGENERADOR .....	121
5.8	LISTA DE MATERIAIS .....	123
5.9	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	126
5.9.1	Análise harmônica.....	132
5.10	CONCLUSÃO .....	136

<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>137</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>140</b>
<b>ANEXO - ARQUIVO DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>143</b>

# SIMBOLOGIA

## Símbolos adotados nos equacionamentos:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
$\eta$	Rendimento	
$\Delta I_{max}$	Ondulação de corrente máxima na saída	A
$\mu_o$	Permeabilidade do ar	H/m
$\Delta_{pen}$	Profundidade de penetração no fio condutor	cm
$\Delta V_{in}$	Ondulação da tensão do barramento de entrada do inversor	V
a	Largura da perna central do núcleo do transformador	cm
$A_{condS}$	Área do condutor do secundário do transformador	$cm^2$
$A_{conP}$	Área do condutor do primário do transformador	$cm^2$
Ae	Área da perna central do núcleo de ferrite	$cm^2$
Bm	Fluxo máximo para lâminas de ferro silício	G
$B_{Max}$	Densidade máxima de fluxo magnético	T
c	Comprimento do núcleo do transformador	cm
Ciss	Capacitância de entrada do interruptor	F
d	Densidade de corrente	$A/mm^2$
D	Razão cíclica	
$D_{IN}$	Razão cíclica dos interruptores de entrada	
$d_{Max}$	Diâmetro máximo para o condutor	$cm^2$
$D_{Max}$	Razão cíclica máxima dos interruptores do inversor	
$D_{Min}$	Razão cíclica mínima dos interruptores do inversor	
E	Energia	J
Econ	Economia anual de energia elétrica	R\$
f	Frequência de comutação dos interruptores do estágio de entrada	Hz
fc	Frequência de corte do filtro do compensador de tensão	Hz
fcorte	Frequência de corte do filtro do <i>feedforward</i>	Hz
fond	Frequência da ondulação da tensão no barramento do inversor	Hz
fp	Frequência do pólo do compensador de corrente	Hz
Fpv	Frequência do pólo do compensador de tensão	Hz
$f_r$	Frequência da rede elétrica	Hz

$f_S$	Frequência de comutação dos interruptores do inversor	Hz
$f_{SR}$	Frequência de comutação dos interruptores do reator eletrônico	Hz
$F_u$	Fator de utilização do regenerador de energia	
$I_{acm}$	Corrente máxima na saída do multiplicador de corrente do UC3854	A
$I_{Cbs}$	Corrente no <i>Bootstrap</i> quando se utiliza capacitor eletrolítico	A
$I_{CM}$	Corrente de pico no IGBT	A
$I_{CN}$	Corrente nominal do IGBT	A
$I_{Drlmed}$	Corrente média no diodo de roda livre	A
$I_F$	Corrente máxima que circula pelo diodo do <i>Bootstrap</i>	A
$I_{FN}$	Corrente nominal do diodo intrínseco do IGBT	A
$I_{IN\_rush}$	Corrente máxima de pico na saída	A
$I_{Lampef}$	Corrente eficaz na lâmpada	A
$I_{Lef}$	Corrente eficaz no indutor L	A
$I_{Lmed}$	Corrente média no indutor L	A
$I_{Lpk}$	Corrente de pico no indutor L	A
$I_{max}$	Corrente de pico na lâmpada de vapor de sódio	A
$I_o$	Corrente eficaz de saída	A
$I_{omax}$	Corrente eficaz máxima na saída	A
$I_{op}$	Corrente de pico na saída	A
$I_{opmax}$	Corrente máxima de pico na saída	A
$I_{Qbs}$	Corrente quiescente que circula pela fonte flutuante $V_{bs}$	A
$I_{Rele}$	Corrente na bobina do relé	A
$I_{Sef}$	Corrente eficaz nos interruptores do inversor	A
$I_{Smed}$	Corrente média nos interruptores do inversor	A
$J_{Max}$	Densidade de corrente máxima	A/cm <sup>2</sup>
$kw$	Fator de ocupação do indutor	
$lg$	Entreferro da perna central do núcleo do indutor	cm
$L_{lat}$	Entreferro das pernas laterais do núcleo do indutor	mm
$M_i$	Índice de modulação	
$n$	Relação de transformação	
$N_c$	Número de condutores em paralelo	
$N_p$	Número de espiras do primário do transformador	
$N_s$	Número de espiras do secundário do transformador	
$P$	Potência na saída do reator eletrônico	W

$P_C$	Potência	kW
$P_{Cond}$	Perdas em condução dos IGBTs	W
$P_{Cond_d}$	Perdas em condução do diodo De	W
$P_{Cond_drl}$	Perdas em condução do diodo de roda livre	W
$P_{Cond_in}$	Perdas em condução dos interruptores de entrada	W
$P_{conj}$	Potência a que um conjunto de semicondutores estão submetidos	W
$P_{ind}$	Potência a que o semicondutor está submetido	W
$P_o$	Potência de saída	W
$P_{off}$	Perdas no bloqueio dos IGBTs	W
$P_{on}$	Perdas na entrada em condução dos IGBTs	W
$P_{on_d}$	Perdas na comutação dos diodos intrínsecos dos IGBTs	W
$pr$	Preço do kW/h	R\$
$P_{Test_in}$	Perdas totais no estágio de entrada	W
$P_{Tot_inv}$	Perdas totais em um interruptor do inversor	W
$P_{Tot_sem}$	Perdas totais nos semicondutores	W
$Q_{bs}$	Carga mínima que deve ser fornecida à fonte <i>Bootstrap</i>	C
$Q_g$	Carga de <i>gate</i> do interruptor ligado à fonte flutuante do <i>Bootstrap</i>	C
$Q_{Ls}$	Carga requerida pelo <i>Bootstrap</i> para a mudança de nível lógico	C
$Q_{rrN}$	Carga de recuperação reversa do diodo	C
$R_{DSon}$	Resistência em condução do Mosfet	$\Omega$
$R_{DSonnorm}$	Resistência normalizada do Mosfet para 100°C	$\Omega$
$R_{Rele}$	Resistência interna da bobina do relé	$\Omega$
$R_{Thcd}$	Resistência térmica cápsula-dissipador	°C/W
$R_{Thda}$	Resistência térmica dissipador-ambiente	°C/W
$R_{Thja}$	Resistência térmica junção-ambiente	°C/W
$R_{Thjc}$	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
$S_C$	Área do condutor	cm <sup>2</sup>
$S_{Cond_e}$	Área do condutor escolhido	cm <sup>2</sup>
$S_m$	Seção magnética do núcleo do transformador	cm <sup>2</sup>
$S_o$	Potência de saída	VA
$s_p$	Seção dos condutores do primário do transformador	cm <sup>2</sup>
$s_s$	Seção dos condutores do secundário do transformador	cm <sup>2</sup>

$T$	Período de comutação dos interruptores do estágio de entrada	s
$T_{amb}$	Temperatura ambiente	°C
$t_{car}$	Tempo de carga do capacitor de entrada do inversor	s
$T_d$	Temperatura do dissipador	°C
$T_{DR}$	Tempo de condução dos diodos do reator eletrônico	s
$T_{fN}$	Tempo de descida	s
$T_{jmax}$	Temperatura máxima de junção	°C
$T_{rN}$	Tempo de subida	s
$T_{rrN}$	Tempo de recuperação reversa	s
$t_s$	Tempo de condução dos interruptores do estágio de entrada	s
$T_S$	Período de comutação dos interruptores do inversor	s
$t_{SR}$	Tempo de condução dos interruptores do reator eletrônico	s
$T_{SR}$	Período de comutação dos interruptores do reator eletrônico	s
$V_{AB}$	Tensão eficaz entre os pontos A e B do reator eletrônico	V
$V_{ABpp}$	Tensão de pico entre os pontos A e B do reator eletrônico	V
$V_b$	Tensão na saída do divisor resistivo	V
$V_B$	Tensão no barramento de saída do estágio de entrada	V
$V_C$	Tensão na saída do adaptador da malha de tensão	V
$V_{CC}$	Tensão $V_{AB}$ do reator eletrônico	V
$V_{CEN}$	Tensão em condução dos IGBTs	V
$V_{CEO}$	Tensão de limiar do IGBT	V
$V_{C_O}$	Tensão no capacitor $C_O$	V
$V_E$	Tensão de erro do regulador de corrente	V
$V_{fN}$	Tensão no diodo em condução	V
$V_{FO}$	Tensão de limiar do diodo intrínseco do IGBT	V
$V_{fN}$	Tensão no barramento de entrada do inversor	V
$V_{Lampéf}$	Tensão eficaz na lâmpada	V
$V_O$	Tensão eficaz na saída do inversor	V
$V_{omin}$	Tensão mínima na saída do inversor	V
$V_{on}$	Tensão em condução do diodo	V
$V_{Op}$	Tensão de pico na saída do inversor	V
$V_{ref}$	Tensão de referência do UC3854	V
$V_{Rele}$	Tensão nominal do relé	V
$V_{shmax}$	Tensão máxima na saída do sensor	V
$V_{Sp}$	Tensão de pico nos interruptores do inversor	V
$V_T$	Amplitude do sinal da dente de serra	V

**Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos.**

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
L	Indutor
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor
D	Diodo
V	Fonte de tensão

**Símbolos de unidades de grandezas físicas.**

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
$\Omega$	Ohm
A	Ampere
C	Coulomb
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
s	Segundo
V	Volt
VA	Volt-ampere
W	Watt

### **Acrônimos e abreviaturas.**

<hr/>	
<i>Significado</i>	
<hr/>	
CA-CC	Corrente alternada – corrente contínua
CC-CC	Corrente contínua – corrente contínua
CELESC	Centrais Elétricas do Estado de Santa Catarina
CI	Circuito integrado
FP	Fator de potência
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

## INTRODUÇÃO GERAL

A utilização racional dos recursos naturais e energéticos tem sido uma das grandes preocupações dos governos e da sociedade em geral. Atualmente essa preocupação se tornou mais evidente, particularmente no Brasil, devido a indisponibilidade de recursos financeiros para investimento no setor de energia. Com isso, surge a necessidade de se evitar desperdícios em energia elétrica, seja através da reciclagem de energia ou através da utilização de equipamentos de menor consumo. O uso racional da energia traz grandes implicações econômicas, sociais e ambientais. Economicamente, quando uma quantidade menor de energia elétrica precisa ser gerada (devido a redução no consumo de energia), pode-se diminuir a quantidade de investimentos na construção de usinas geradoras novas, que possuem alto custo de implementação e ou manutenção. Do ponto de vista ambiental, o impacto da construção de uma usina geradora, seja ela hidroelétrica, termoelétrica, nuclear dentre outras, é muito grande. No caso do Brasil, onde grande parte da energia elétrica provém de usinas hidroelétricas, apesar de ter um custo de geração relativamente baixo, traz grandes problemas tais como a perda de uma grande área de terra que poderia ser produtiva, alterações na fauna, flora e mesmo no clima da região afetada. Socialmente, para a instalação dessas usinas, são necessários a desapropriação de terras e o deslocamento da população desses locais.

Atualmente, há uma necessidade cada vez mais crescente de se reduzir o custo dos reatores eletrônicos existentes no mercado, para que o mercado nacional possa competir com os produtos importados. Vários fatores influem no preço final desses equipamentos, tais como: matéria-prima, mão-de-obra especializada, pesquisa e desenvolvimento, energia elétrica, impostos, dentre outros. Uma quantidade expressiva de energia é desperdiçada na forma de calor durante o teste de *burn-in* dos reatores, que consiste em testar o funcionamento do equipamento por um determinado período de tempo, antes de disponibilizar a venda do equipamento no mercado.

A partir do momento em que a tecnologia para realizar os testes de *burn-in* com um desperdício mínimo de energia for dominada pela indústria, a economia em energia elétrica obtida pelo fabricante pode ser repassada para o consumidor final do produto.

A partir desse contexto, é proposta a elaboração de um regenerador de energia para o teste de *burn-in* de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão

de 250W.

Assim sendo, este projeto visa agregar tecnologia ao teste de *burn-in* dos reatores eletrônicos existentes no mercado, com baixo custo, peso e volume. A estrutura proposta substitui o banco de resistores, que tradicionalmente é utilizado pelos fabricantes neste tipo de teste, drenando a corrente de carga exigida, mas apresentando a vantagem de que a maior parte da energia é devolvida à rede elétrica. Com isso, o consumo de energia elétrica diminui drasticamente, evitando o desperdício de grande parte da energia elétrica.

Além disso, exige-se que a corrente devolvida à rede elétrica apresente baixa taxa de distorção harmônica e esteja defasada de  $180^\circ$  da tensão da rede elétrica.

O primeiro capítulo apresenta as principais motivações que levaram ao estudo da reciclagem de energia do teste de *burn-in* de reatores eletrônicos, uma revisão dos trabalhos realizados na área de reciclagem de energia e o estudo do funcionamento do reator eletrônico escolhido para o teste.

O segundo capítulo explica o porquê da necessidade de se utilizar um circuito na entrada do regenerador de energia que drene a potência nominal do reator eletrônico escolhido.

O terceiro capítulo apresenta o inversor utilizado, sua metodologia de projeto, dimensionamento dos componentes e cálculo do dissipador. As malhas de controle do inversor são estudadas no quarto capítulo deste trabalho.

No quinto capítulo são apresentados o projeto dos componentes do regenerador de energia, resultados de simulação em computador do regenerador projetado e resultados obtidos de um protótipo montado em laboratório. Além disso, é feita uma análise do rendimento total do sistema e uma análise da qualidade da energia devolvida à rede elétrica.

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO AO PROJETO DO REGENERADOR DE ENERGIA

### 1.1 Introdução

A necessidade crescente da redução dos custos de equipamentos eletrônicos no país frente à concorrência dos equipamentos importados de países com mão de obra barata e com menor carga tributária, incentiva as empresas a buscarem soluções práticas e de ordem tecnológica para produzir equipamentos melhores e de menor custo.

Com base nisso, busca-se adicionar tecnologia e reduzir os custos de produção de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W. Uma maneira de se fazer isso é reduzir o elevado consumo de energia elétrica do teste de *burn-in* desses reatores.

Vários equipamentos, como fontes de alimentação, baterias, UPS, reatores eletrônicos além de outros tipos de fontes precisam ser testados antes de serem postos a venda no mercado, representando uma grande quantidade de energia consumida. Centenas de milhões de kWh são desperdiçados anualmente em todo o mundo neste tipo de teste [16]. Este teste é realizado pelos fabricantes com o objetivo de encontrar falhas no equipamento produzido, podendo oferecer ao consumidor um produto com maior qualidade e confiabilidade. Neste tipo de teste, as fontes são submetidas a uma condição de 50% a 100% da sua carga nominal (normalmente 80%) e o tempo de duração do teste em cada equipamento consome geralmente de 24 a 72 horas [09].

Normalmente, estes testes são realizados com a utilização de resistores para simular uma carga. Além de causar um desperdício grande de energia elétrica, essa técnica provoca um excessivo aquecimento do local onde é realizado o teste, sendo necessária a utilização de um sistema de ventilação eficiente. Agora, pretende-se substituir os resistores utilizados nesses testes por conversores eletrônicos que emulam uma carga resistiva, drenando do reator sua potência nominal. Além disso, há a necessidade de devolver a energia drenada pelo regenerador de energia à rede elétrica através de uma corrente com baixa taxa de

distorção harmônica e defasada de 180° da tensão da rede. Através da equação (1.1), pode-se expressar a economia conseguida em um ano com a utilização do regenerador de energia proposto neste trabalho:

$$Econ = P_C \cdot h \cdot Fu \cdot 8.760 \cdot pr \quad (1.1)$$

Onde:

- Econ: Economia anual de energia elétrica em reais;
- $P_C$ : Potência em kW;
- $h$ : Rendimento do reciclador de energia;
- Fu: Fator de utilização do reciclador de potência;
- 8760: Horas existentes no período de um ano;
- pr: Custo do kWh em reais (varia de acordo com a concessionária de energia e o plano tarifário da indústria em questão). Considerou-se o custo de R\$ 0,3825, cobrado pela CELESC.

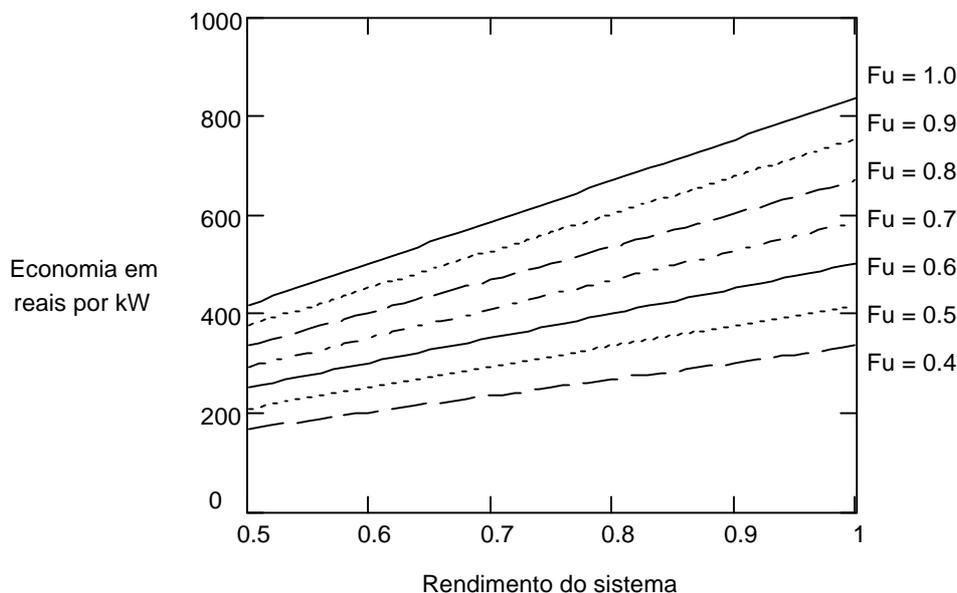
Sabendo-se a quantidade de energia elétrica desperdiçada nos testes durante determinado período de tempo bem como o fator de utilização do regenerador de energia, torna-se simples analisar o tempo de amortização do investimento no reciclador de energia proposto. Além disso, deve-se salientar que quanto maior for o tempo de utilização do regenerador, mais rapidamente é conseguida a amortização do investimento inicial.

A Figura 1.1 apresenta um gráfico no qual pode-se analisar a economia anual de energia elétrica conseguida em reais com a utilização do regenerador de energia em função do fator de utilização e do rendimento do sistema. Percebe-se que a economia conseguida com a utilização do regenerador é elevada.

Considerando um rendimento de 80% do equipamento e um fator de ocupação do mesmo pela indústria da ordem de 90%, consegue-se no período de um ano uma economia de aproximadamente R\$ 600,00 por kW. Estima-se que o tempo de amortização do investimento no regenerador seja de aproximadamente dois anos, dependendo do fator de utilização do equipamento pelo fabricante.

Analisando-se sob outro aspecto, tendo em vista um referencial da quantia dos recursos financeiros envolvidos, um fabricante que produza 20.000 reatores eletrônicos de 250W por mês, sendo testados por um tempo médio de 30 horas em sua potência nominal, consumirá uma quantidade considerável de energia elétrica. Os recursos envolvidos nestes

testes são da ordem de R\$ 57.375,00 por mês ou R\$ 688.500,00 por ano, desperdiçados na forma de calor com a utilização de cargas resistivas. Com a utilização de regeneradores os gastos com energia elétrica seriam reduzidos em aproximadamente 80%, ou seja, economia de R\$ 45.900,00 por mês ou R\$ 550.800,00 por ano.



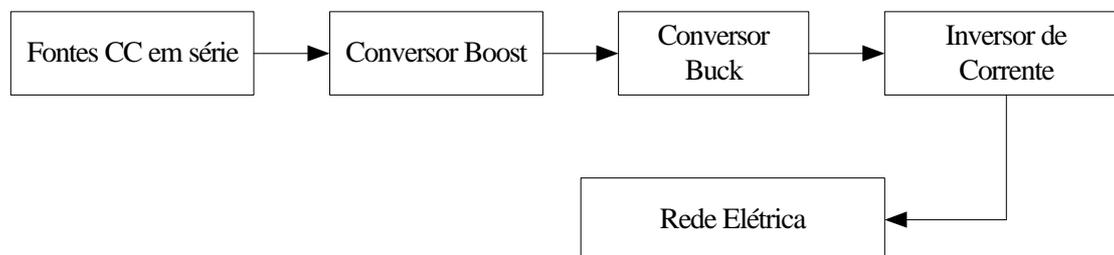
**Figura 1.1** - Economia anual de energia elétrica em reais por kW com o regenerador de energia.

Conforme esses dados, a utilização do regenerador de energia é bastante viável, visto que os recursos econômicos envolvidos na realização desses testes são muito elevados. Além disso, a economia conseguida com a utilização dos regeneradores pode ser utilizada para reduzir o custo final do produto pelos fabricantes. Apesar disso, a quantidade de material encontrado na literatura sobre esse assunto é bastante reduzida. Algumas propostas de regeneradores são apresentadas na seção a seguir.

## 1.2 Estudo Bibliográfico

Na literatura, encontram-se alguns exemplos de recicladores de energia. Em ambos os recicladores pesquisados, a partir de uma tensão fixa e estabilizada, consegue-se através de um circuito com o controle da corrente por valores médios instantâneos e de um inversor, devolver energia à rede elétrica com baixo conteúdo harmônico e elevado fator de potência.

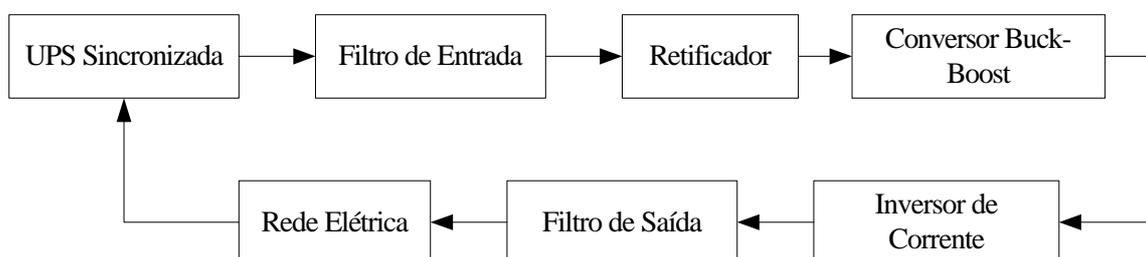
Em [03] é proposta uma alternativa para devolver energia à rede elétrica a partir de fontes de alimentação de corrente contínua utilizando três etapas de conversão de energia, mostrada através do diagrama de blocos da Figura 1.2:



**Figura 1.2** – Diagrama de Blocos do regenerador de energia proposto em [03].

Primeiramente, a tensão proveniente das fontes de alimentação de corrente contínua é elevada através do conversor elevador (*Boost*), de forma que essa tensão tenha um valor superior ao valor de pico da tensão da rede, de 311V. Depois, utiliza-se o conversor *Buck*, controlado de modo que em sua saída haja uma corrente senoidal retificada em 120Hz, com baixo conteúdo harmônico. Finalmente, é utilizado um inversor de corrente com o objetivo de se obter na saída uma corrente senoidal em 60Hz, com reduzido conteúdo harmônico e elevado fator de potência. Percebe-se que são utilizados três estágios de conversão de energia, iniciando-se do conversor *Boost* na saída das fontes de alimentação.

Além disso, em [02] é proposta uma outra estrutura para regenerar energia a partir de uma UPS sincronizada:

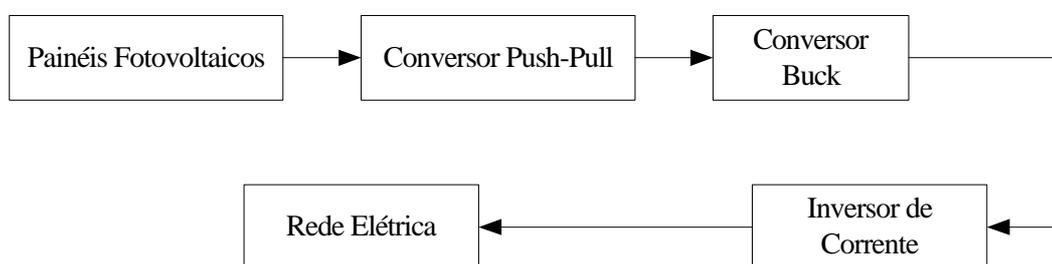


**Figura 1.3** - Diagrama de blocos do regenerador proposto em [02] para UPS sincronizada.

Neste circuito, a energia proveniente da rede elétrica alimenta a UPS, que tem sua energia reaproveitada inicialmente através do conversor *Buck-Boost*, que utiliza a técnica

de controle da corrente por valores médios instantâneos. Na saída desse conversor, tem-se uma corrente retificada em 120Hz, que alimenta o inversor de corrente, que devolve à rede elétrica uma corrente em fase com a tensão e com elevado fator de potência. Verifica-se que a estratégia de controle utilizada é a mesma utilizada para devolver energia do teste das fontes de alimentação de corrente contínua.

Com o objetivo de entregar energia à rede elétrica a partir de painéis fotovoltaicos, [10] utilizou a mesma estratégia de controle para fornecer energia à rede elétrica. A Figura 1.4 apresenta o diagrama de blocos desse sistema.



**Figura 1.4** – Diagrama de blocos do sistema de co-geração proposto em [10].

O conversor *Push-Pull* utilizado na entrada isola e aumenta a tensão vinda dos painéis fotovoltaicos. Conforme o circuito da Figura 1.4, o conversor *Buck* e o inversor operam de modo a fornecer à rede elétrica uma corrente com elevado fator de potência.

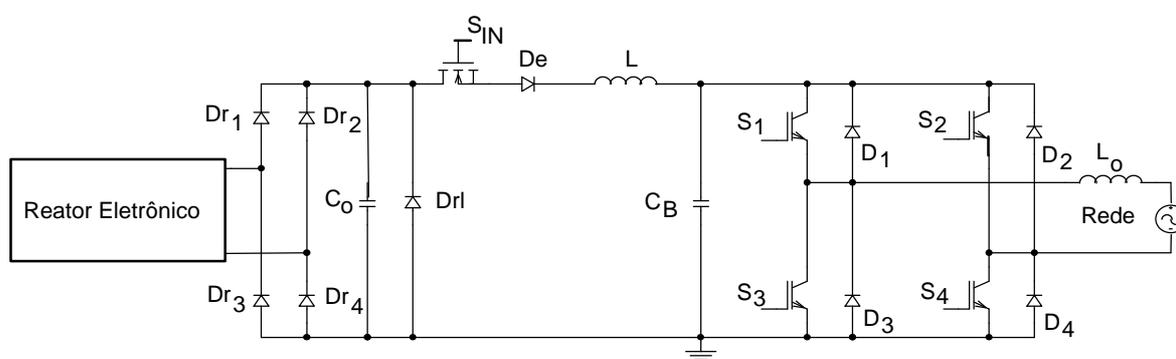
A maioria das técnicas estudadas são eficientes ao fornecer à rede elétrica uma corrente em fase com a tensão e com reduzido conteúdo harmônico. Além disso, são utilizados três estágios de conversão de energia para obter esse resultado. Em [11], Demonti utilizou dois estágios de conversão de energia para fornecer energia à rede elétrica a partir de painéis fotovoltaicos. Neste trabalho, utiliza-se um circuito com dois estágios de processamento de energia, procurando-se obter maior confiabilidade e simplicidade do sistema.

Através da revisão dos trabalhos existentes nessa área, percebe-se que é um assunto pouco estudado e que tende a crescer mais, pois as vantagens dessa técnica para a indústria são muito grandes. Como já foi dito anteriormente, a utilização do regenerador de energia diminui não somente o gasto com a energia elétrica consumida durante o teste, mas também elimina a necessidade da utilização dos bancos de resistores, que ocupam muito espaço físico, além de reduzir o consumo de energia com a ventilação do ambiente e

reduzir o pico de demanda de energia. Resumindo, há uma redução considerável do espaço físico utilizado, do consumo de energia com o teste e com a ventilação do ambiente, e uma possibilidade da indústria pagar menores tarifas de energia com picos de demanda de energia bem inferiores.

Os trabalhos existentes nesta área tratam da regeneração da energia realizada nos testes de UPS sincronizadas e não sincronizadas, fontes de alimentação de corrente contínua, baterias e controle de velocidade de motores de corrente alternada. Não há registro sobre equipamentos testados para regenerar energia do teste de *burn-in* de reatores eletrônicos na literatura pesquisada. Além disso, com o aumento da utilização de equipamentos que agregam técnicas de eletrônica de potência, cada vez mais equipamentos deverão realizar este teste antes de serem comercializados.

Um esquema do circuito de potência do regenerador de energia proposto é apresentado na Figura 1.5. O estágio de entrada controla o fluxo de potência do reator eletrônico para o regenerador de energia, ou seja, este circuito é necessário para drenar a potência nominal do reator. Para que se consiga drenar a potência desejada, o interruptor de entrada  $S_{IN}$  é controlado em malha aberta, possuindo frequência e razão cíclica constantes. Por outro lado, o inversor na saída do regenerador possui duas malhas de realimentação, uma externa que controla a tensão de entrada do inversor (tensão no capacitor  $C_B$ ) e outra interna que controla a corrente de saída por valores médios instantâneos. Com o uso dessa técnica de controle do inversor, os interruptores do inversor são controlados em alta frequência, com frequência constante e razão cíclica variando a cada período de comutação, para que na saída se tenha uma corrente com baixa taxa de distorção harmônica. Além disso, o uso desta técnica de controle do inversor permite que o regenerador possua um elevado fator de potência.



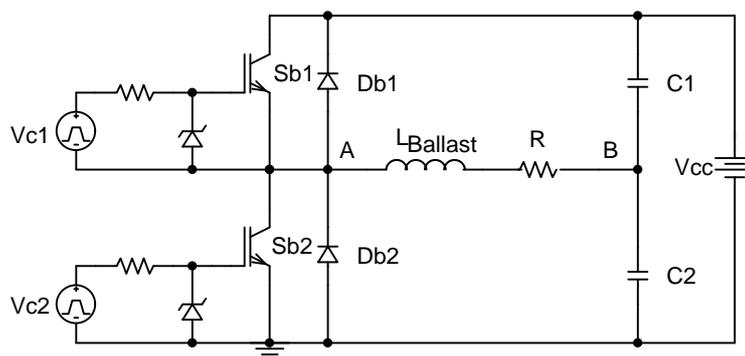
**Figura 1.5** – Circuito de potência do regenerador proposto.

### 1.3 O Reator Eletrônico

Inicialmente, antes de ser realizada uma análise mais detalhada no regenerador de energia, é necessário o entendimento do funcionamento do reator eletrônico. Dentre os diversos modelos existentes no mercado, este projeto é baseado no reator eletrônico para lâmpadas de vapor de sódio de 250W estudado e projetado em [07]. O conhecimento do funcionamento do reator utilizado é feito através de cálculo, simulação numérica e experimentação prática do reator escolhido.

O reator eletrônico escolhido é constituído de: conversor CA-CC, inversor, circuito de ignição e a fonte auxiliar. Neste trabalho, o modo como funciona o circuito de entrada do reator, ou seja, o filtro de entrada e seu circuito de correção do fator de potência da corrente de entrada não são importantes, pois não influem no funcionamento do regenerador de energia. Por esse motivo, este estudo se baseia somente no circuito do inversor, que fornece a corrente e a tensão necessárias para o funcionamento da lâmpada.

A Figura 1.6 apresenta o esquema simplificado do inversor na saída do reator eletrônico proposto em [07]. Onde  $L_{Ballast}$  representa a indutância em série com a lâmpada e  $R$  a resistência da lâmpada. Como a frequência de comutação (27kHz) é muito superior a frequência da rede elétrica, o modelo resistivo para a lâmpada pode ser considerado como válido [08].

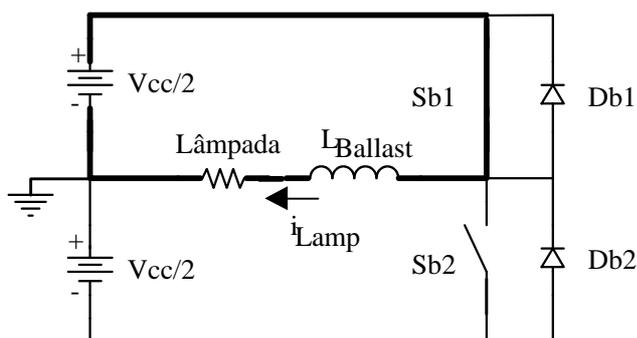


**Figura 1.6** - Inversor utilizado no reator eletrônico.

O inversor utilizado, como se pode ver na Figura 1.6, é um meia ponte com dois interruptores (IGBTs), que são comandados a conduzir complementarmente com razão cíclica igual a 0,5. O circuito do inversor possui quatro etapas de operação, abaixo descritas:

### 1.3.1 Primeira etapa ( $t_0 \leq t \leq t_1$ ):

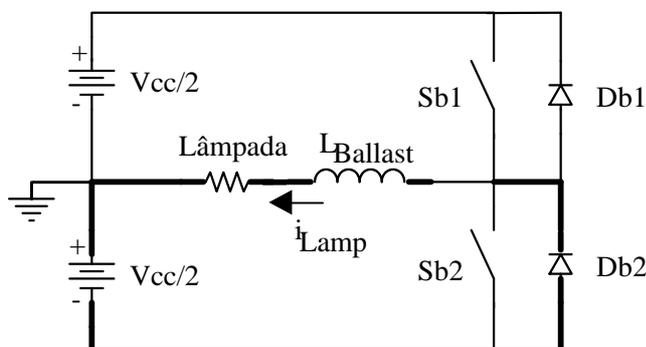
Nesta etapa, o interruptor  $Sb_1$  conduz a corrente de carga ( $i_{Lamp}$ ). A corrente evolui de forma exponencial de zero até o seu valor máximo. A tensão na carga é igual à metade da tensão do barramento, conforme mostra a Figura 1.7:



*Figura 1.7 – Primeira etapa de operação.*

### 1.3.2 Segunda etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ ):

Esta etapa é iniciada quando o interruptor  $Sb_1$  é comandado a bloquear. Quando isso ocorre, o diodo  $Db_2$  entra em condução, conduzindo a corrente de carga. A corrente de carga diminui exponencialmente do seu valor máximo até zero, final desta etapa. A tensão na carga nesta etapa é igual a metade do valor do barramento, porém negativa. Durante esta etapa, o interruptor  $Sb_2$  é comandado a conduzir sob tensão e corrente nulas.



*Figura 1.8 – Segunda etapa de operação.*

### 1.3.3 Terceira etapa ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ):

Quando a corrente  $i_{Lamp}$  passa por zero, o interruptor  $Sb_2$  entra em condução, invertendo-se a polaridade da corrente na carga. Esta etapa ocorre de forma análoga a primeira etapa de operação.

### 1.3.4 Quarta etapa ( $t_3 \leq t \leq t_4$ ):

Esta etapa ocorre de forma análoga a segunda etapa de funcionamento. Ela se inicia quando o interruptor  $Sb_2$  é comandado a bloquear. O diodo  $Db_1$  entra em condução e conduz a corrente da carga. Do mesmo modo, o interruptor  $Sb_1$  é comandado a conduzir sob tensão e corrente nula durante esta etapa. No final dessa etapa, a primeira etapa de operação é reiniciada.

### 1.3.5 Análise matemática do inversor Meia-Ponte

Realiza-se nessa seção a análise matemática do circuito inversor do reator eletrônico com o objetivo de entender seu funcionamento e traçar a curva que descreve a potência na lâmpada em função de sua resistência. Considerando que a lâmpada pode ser modelada como uma resistência para altas frequências, calcula-se a resistência da lâmpada a partir da equação (1.2):

$$R = \frac{V_{Lampef}}{I_{Lampef}} = \frac{90,8}{2,75} = 33,018\Omega \quad (1.2)$$

A partir da equação (1.2), encontra-se para a lâmpada uma resistência de  $33,018\Omega$ . Definindo-se:

$$I = -\frac{R}{L_{Ballast}} \quad (1.3)$$

As equações (1.4) e (1.5) descrevem a corrente durante o estágio de carga e descarga do indutor respectivamente para as etapas de funcionamento descritas anteriormente:

$$i_1(t) = -I_{\max} \cdot e^{I \cdot t} + (1 - e^{I \cdot t}) \cdot \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \quad (1.4)$$

$$i_2(t) = I_{\max} \cdot e^{I \cdot t} + (-1 + e^{I \cdot t}) \cdot \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \quad (1.5)$$

Resolvendo as equações (1.4) e (1.5), chega-se a equação que descreve o valor máximo da corrente no indutor:

$$I_{\max} = \frac{(1 - e^{-\frac{T_{SR}}{2}}) \cdot V_{cc}}{(1 + e^{-\frac{T_{SR}}{2}}) \cdot 2 \cdot R} \quad (1.6)$$

O tempo de condução dos interruptores e dos diodos podem ser obtidos pelas equações (1.7) e (1.8) respectivamente:

$$t_{SR} = \left[ \frac{T_{SR}}{2} - \left( \ln \left( \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \right) - \ln \left( I_{\max} + \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \right) \right) \right] \cdot \frac{1}{I} \quad (1.7)$$

$$t_{DR} = \left( \ln \left( \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \right) - \ln \left( I_{\max} + \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \right) \right) \cdot \frac{1}{I} \quad (1.8)$$

### 1.3.6 Resultados de simulação

Através do conhecimento prévio do funcionamento do reator eletrônico, pode-se verificar seu funcionamento através de simulação numérica. Na simulação foi utilizado somente o circuito de saída do reator eletrônico, conforme analisado e detalhado anteriormente. As especificações do reator utilizadas em simulação, retiradas de [07], são as seguintes:

$$L_{Ballast} : 200 \text{ mH}$$

$$T_{SR} : 37 \text{ ms}$$

$$V_{ABpp} : 286 \text{ V}$$

$$V_{Lamp\text{ef}} : 90,8 \text{ V}$$

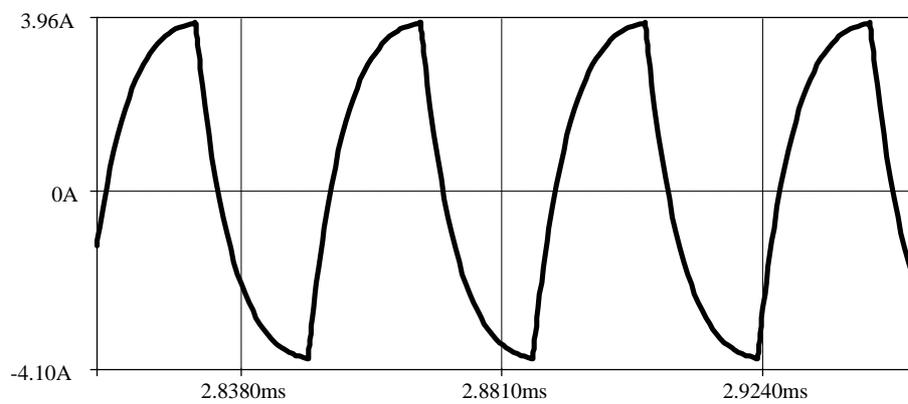
$$I_{Lamp\text{ef}} : 2,75 \text{ A}$$

Onde:

- $L_{Ballast}$  : Indutor Ballast;

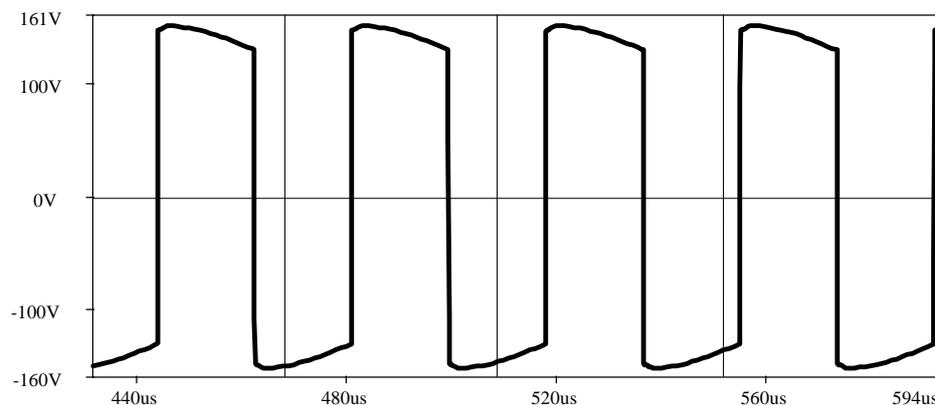
- $T_{SR}$  : Período de comutação dos interruptores;
- $V_{ABpp}$ : Tensão  $V_{AB}$  no inversor de pico a pico;
- $V_{Lampef}$  : Tensão eficaz na lâmpada;
- $I_{Lampef}$  : Corrente eficaz na lâmpada.

A Figura 1.9 apresenta a forma de onda da corrente na lâmpada. A corrente da figura em questão é muito semelhante a corrente que se observa na lâmpada de vapor de sódio em funcionamento, comprovando que o modelo resistivo é válido.



**Figura 1.9** – Corrente na lâmpada.

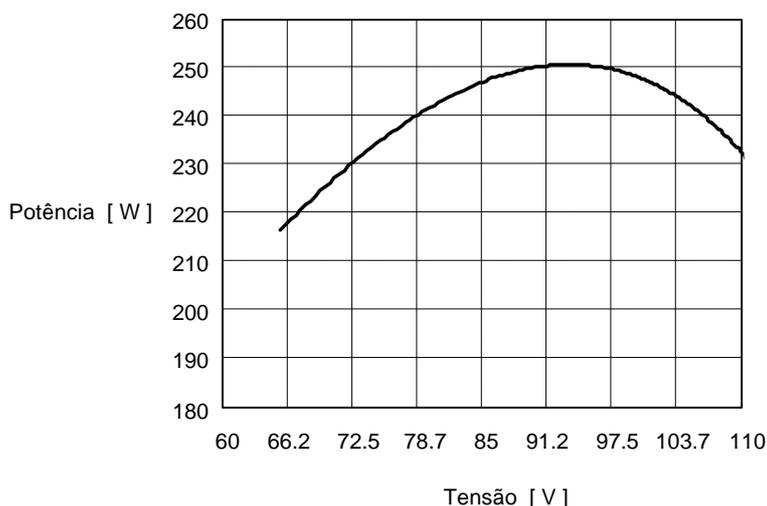
A Figura 1.10 apresenta a forma de onda da tensão  $V_{AB}$  do inversor. Verifica-se que esta tensão varia em torno de  $\pm 140V$ .



**Figura 1.10** - Tensão  $V_{AB}$ .

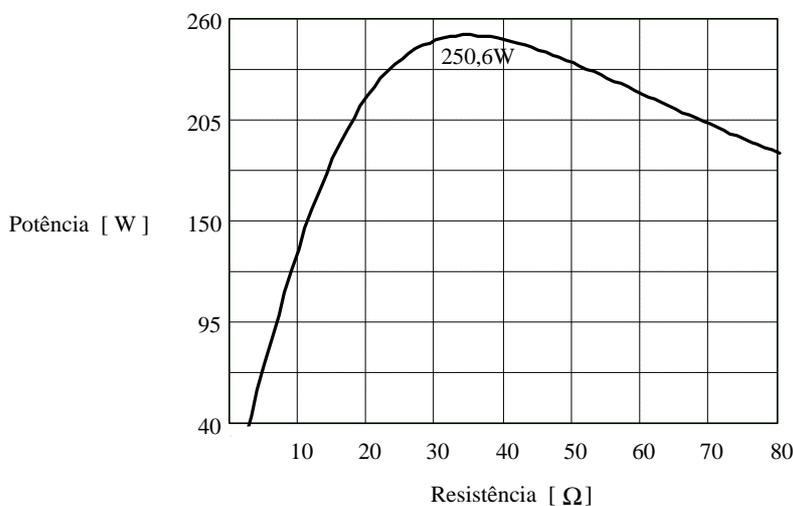
Do mesmo modo, foi feita uma análise das equações deduzidas anteriormente com os valores utilizados no projeto do reator, que resultou nos gráficos das Figura 1.11 e

Figura 1.12. A Figura 1.11 mostra a variação da potência na lâmpada em função da tensão eficaz sobre ela. Verifica-se que o projeto do reator eletrônico foi feito de modo que se obtivesse a potência nominal no ponto de operação do reator.



**Figura 1.11** – Potência de saída em função da tensão.

A Figura 1.12 apresenta a potência de saída em função da resistência da lâmpada. Verifica-se que a potência máxima é de 250,6W para uma resistência de 34Ω. Esta figura é importante para o projeto de um reator eletrônico, pois com o envelhecimento da lâmpada, ocorre uma alteração no valor de sua resistência, resultando na redução da potência entregue à lâmpada. O regenerador de energia proposto emula uma resistência constante, ou seja, mantém a potência constante na saída do reator eletrônico.

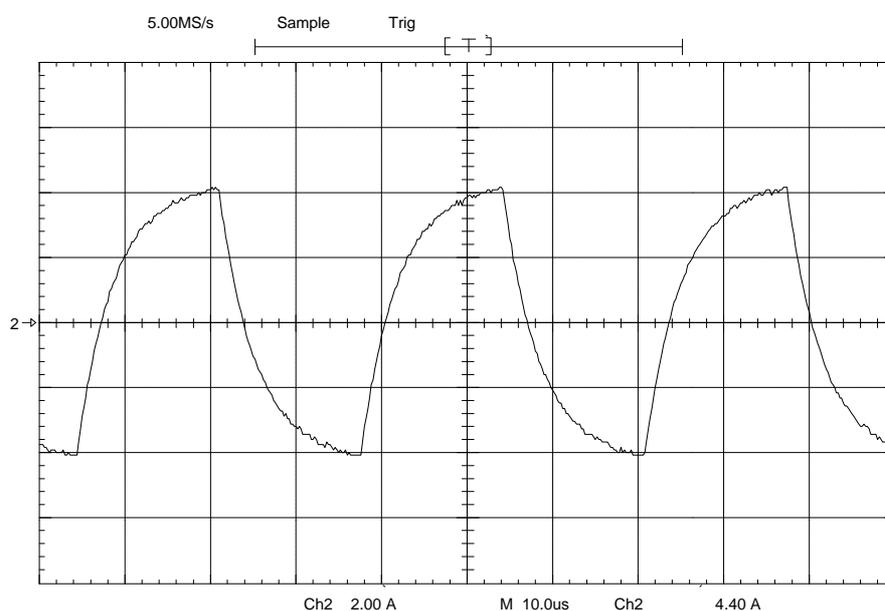


**Figura 1.12** – Potência de saída em função de R.

### 1.3.7 Resultado experimental

Para verificar melhor o funcionamento do reator eletrônico, seu comportamento foi analisado em laboratório. Verificou-se que o reator funciona conforme estudado neste capítulo.

A Figura 1.13 apresenta a corrente medida na lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. A forma de onda é semelhante à Figura 1.9, comprovando a validade das equações obtidas e das simulações realizadas.



**Figura 1.13** – Corrente na Lâmpada.

## 1.4 Conclusão

Neste capítulo, foi analisada a necessidade da redução dos custos na produção dos reatores eletrônicos existentes no mercado. Com isso, propõe-se a regeneração da energia desperdiçada durante o teste de *burn-in* desses reatores eletrônicos. Os estudos mostram que as experiências na área de regeneração de energia são bem sucedidas, porém pouco estudadas e utilizadas. Além disso, as vantagens da utilização desse tipo de equipamento justificam o investimento inicial no projeto do regenerador de energia.

Foi feito o estudo analítico e de simulação de um reator eletrônico para lâmpadas de

vapor de sódio com o objetivo de entender seu princípio de funcionamento e buscar a melhor alternativa para realizar o teste de *burn-in* desses reatores. Para finalizar, analisou-se o comportamento do reator em laboratório, comprovando os estudos teóricos e de simulação realizados previamente.

## CAPÍTULO II

# ESTÁGIO DE ENTRADA DO REGENERADOR DE ENERGIA

### 2.1 Introdução

A saída do reator eletrônico estudado neste trabalho fornece uma tensão com formato semelhante a um retângulo, com picos de  $\pm 140V$ , conforme pode ser observado nas simulações do capítulo anterior. Para poder realizar a regeneração da energia proveniente do teste de *burn-in* dos reatores eletrônicos, é necessário, primeiramente, retificar a forma de onda da tensão presente na lâmpada para obter um barramento de tensão contínua. A partir desse barramento de tensão, pode-se utilizar um conversor CC-CA com uma estratégia de controle adequada para obter na saída uma corrente com baixa distorção harmônica e um sistema com elevado fator de potência.

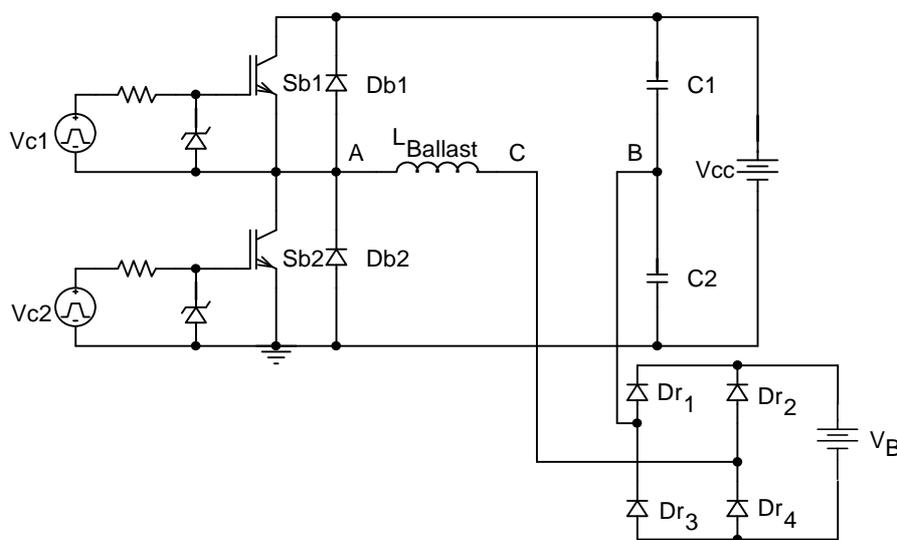
Neste capítulo é apresentada uma análise matemática e de simulação do comportamento da tensão, corrente e potência drenada do reator eletrônico através de um circuito com retificação de onda completa da tensão de saída do reator com um filtro capacitivo em sua saída. Verifica-se que esse circuito não consegue drenar do reator sua potência nominal. Além disso, analisa-se um circuito proposto para drenar do reator a potência desejada, viabilizando a utilização do regenerador de energia.

### 2.2 Retificação Simples da Tensão de Entrada

A retificação da tensão vinda do reator eletrônico pode ser feita de forma simples utilizando um retificador de onda completa com filtro capacitivo. Entretanto, verifica-se que a utilização desse circuito inviabiliza o projeto do regenerador de energia. Isto ocorre porque a retificação comumente utilizada, com um capacitor na saída para formar um barramento de tensão contínua, modifica muito a forma de onda da tensão e da corrente proveniente do reator. Neste caso, a potência máxima drenada do reator eletrônico é muito inferior a sua potência nominal. Dessa forma, não se consegue fazer o teste do reator de

forma satisfatória, pois ele estaria sendo testado em uma potência muito inferior à potência que ele é submetido quando se utiliza a lâmpada.

A Figura 2.1 apresenta o circuito inversor do reator com a utilização de uma ponte retificadora em sua saída. Neste circuito, a ponte retificadora entrega para a saída (neste caso uma fonte de tensão contínua) a corrente que circula pelo indutor *ballast*. A partir do barramento de tensão formado na saída do retificador, pode-se determinar a corrente e a potência entregue pelo circuito de saída do reator eletrônico.



**Figura 2.1** – Inversor Meia-ponte sob teste com retificação na saída.

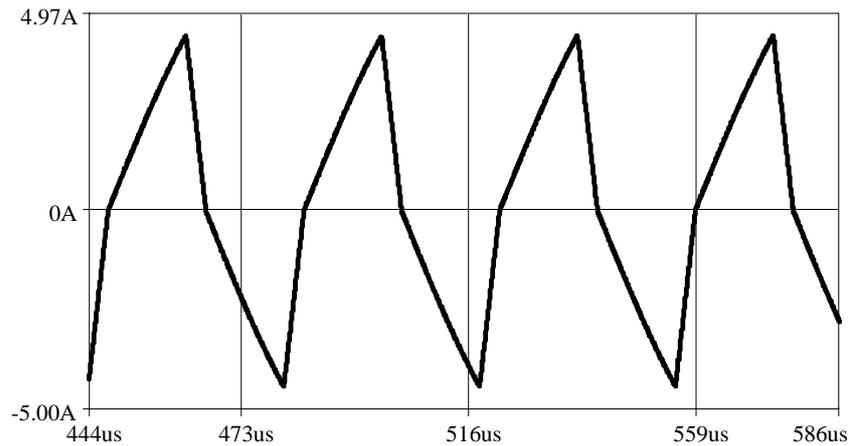
A Figura 2.2 apresenta a forma de onda da corrente no indutor *ballast*, obtida em simulação, caso seja imposto um barramento de tensão, conforme mostra a Figura 2.1. Verifica-se que a corrente possui um formato muito diferente daquele presente na lâmpada, conforme mostrado no capítulo anterior. A princípio, isso provoca uma redução da corrente eficaz entregue pelo reator e, conseqüentemente, uma menor potência (energia) entregue pelo reator para a carga. Este fato fica mais evidente quando analisadas as equações referentes a corrente e a potência na saída do retificador para as etapas de funcionamento do inversor.

Para esta situação, a corrente máxima encontrada na carga é obtida através da equação (2.1):

$$I_{\max} = \frac{1}{4 \cdot L_{\text{Ballast}} \cdot V_{AB} \cdot f_{SR}} \cdot (V_{AB}^2 - V_B^2) \quad (2.1)$$

Onde:

- $f_{SR}$  : frequência de comutação dos interruptores do inversor;
- $V_{AB}$  : tensão entre os pontos A e B do inversor;
- $V_B$  : tensão na saída do retificador;
- $L_{Ballast}$  : indutor *ballast* do reator.



**Figura 2.2** – Corrente no indutor ballast.

As equações (2.2) e (2.3) determinam o tempo de condução dos interruptores e dos diodos respectivamente:

$$t_S = \frac{T_{SR}}{4 \cdot V_{AB}} \cdot (V_{AB} + V_B) \quad (2.2)$$

$$t_D = \frac{T_{SR}}{4 \cdot V_{AB}} \cdot (V_{AB} - V_B) \quad (2.3)$$

De acordo com essas equações, encontra-se facilmente a corrente média na saída do retificador de onda completa:

$$I_o = \frac{I_{\max}}{T_{SR}} \cdot (t_{SR} + t_{DR}) \quad (2.4)$$

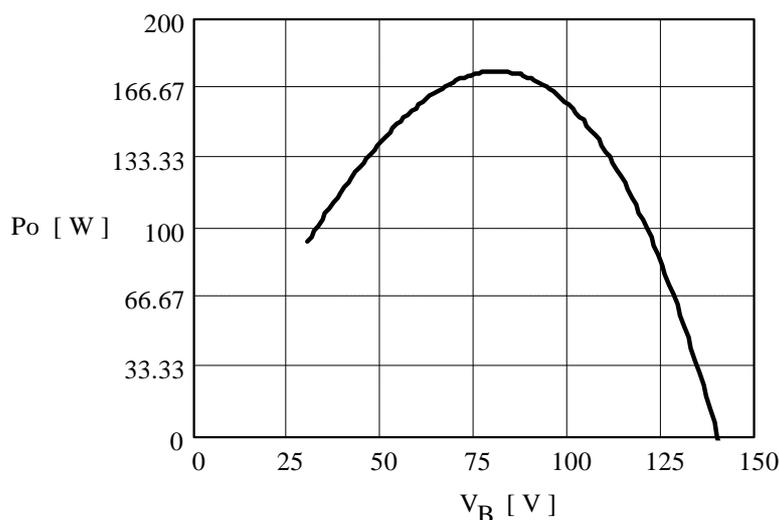
Sabendo-se que:

$$P_o = V_B \cdot I_o \quad (2.5)$$

Obtém-se assim, a equação que determina a potência em função dos parâmetros do circuito:

$$P_O = \frac{V_B}{4 \cdot L_{Ballast} \cdot V_{AB}} \cdot (V_{AB}^2 - V_B^2) \cdot (t_{SR} + t_{DR}) \quad (2.6)$$

Com o auxílio da equação acima, verifica-se que a potência máxima drenada do reator eletrônico com o retificador em onda completa e filtro capacitivo na saída é de 174W. Através da Figura 2.3, verifica-se que o valor de máxima potência transferida pelo reator ocorre para uma tensão de saída de 82,5V:

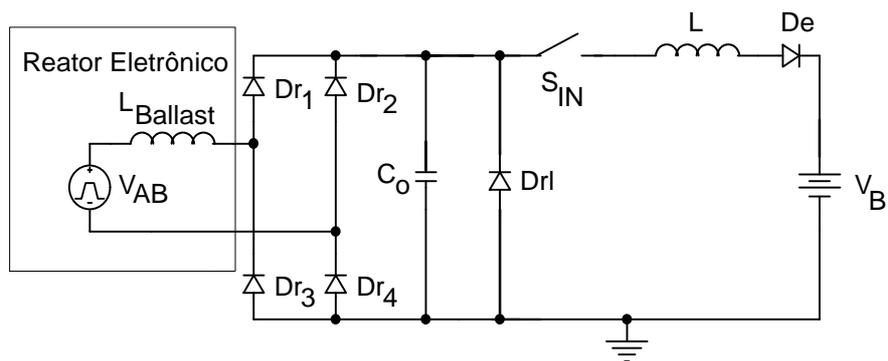


**Figura 2.3** – Potência máxima na saída em função da tensão de saída .

Como não se consegue drenar do reator a potência adequada para a realização do teste de *burn-in* através da estrutura apresentada, é fundamental a elaboração de uma alternativa para o circuito de entrada do regenerador. A seção seguinte apresenta a solução encontrada para drenar do reator eletrônico sua potência nominal.

## 2.3 Estágio de Entrada

O circuito utilizado no estágio de entrada do regenerador de energia tem como objetivo drenar a potência nominal do reator eletrônico. Com isso feito, pode-se devolver essa energia à rede elétrica após um novo estágio de processamento de energia. A Figura 2.4 apresenta a estrutura de potência da solução encontrada para drenar a energia necessária do reator:

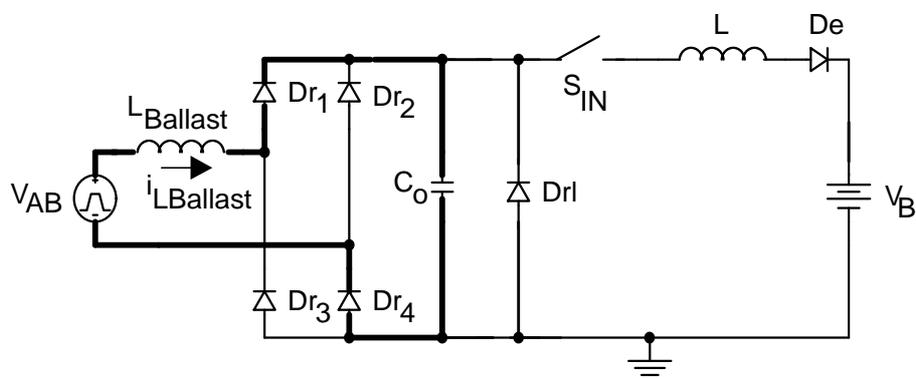


**Figura 2.4** – Estrutura proposta para o circuito de entrada do reciclador de energia.

No circuito da Figura 2.4, a tensão  $V_{AB}$  representa a tensão “retangular” que o inversor do reator eletrônico oferece a sua carga (indutor *ballast* mais a lâmpada). O inversor é colocado desta forma para simplificar a explicação do funcionamento da estrutura proposta, porém, sem alterar significativamente o resultado final. A carga é modelada como uma fonte de tensão para simplificar a análise matemática e as etapas de funcionamento. A estrutura em questão, que para o bom funcionamento do reator deve ser vista como uma resistência, apresenta três etapas de funcionamento, descritas nos itens a seguir:

### 2.3.1 Primeira etapa ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )

A Figura 2.5 apresenta os componentes que conduzem a corrente do indutor *ballast* ( $i_{L_{ballast}}$ ):



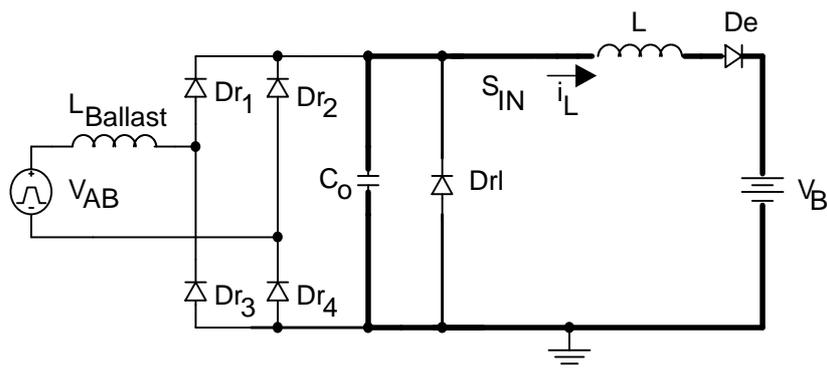
**Figura 2.5** – Primeira etapa de funcionamento da estrutura proposta.

Esta etapa é iniciada com o interruptor  $S_{IN}$  bloqueado. Nesse intervalo, ocorre a

transferência de energia da entrada (saída do reator eletrônico) para o capacitor  $C_o$ . O capacitor se carrega com uma tensão que no seu pico máximo, pode chegar ao dobro da tensão  $V_{AB}$  do inversor. Durante esse intervalo, a corrente na saída é considerada igual a zero. Esta etapa termina quando o interruptor  $S_{IN}$  é comandado a conduzir.

### 2.3.2 Segunda etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )

Esta etapa é iniciada no instante em que o interruptor  $S_{IN}$  é comandado a conduzir. A corrente no indutor  $L$  cresce senoidalmente até um valor máximo e depois diminui até o momento em que a tensão no capacitor  $C_o$  se iguala a zero. A corrente que circula no indutor *ballast* nesta etapa é muito pequena, sendo desconsiderada na análise matemática. Esta etapa é apresentada na Figura 2.6.

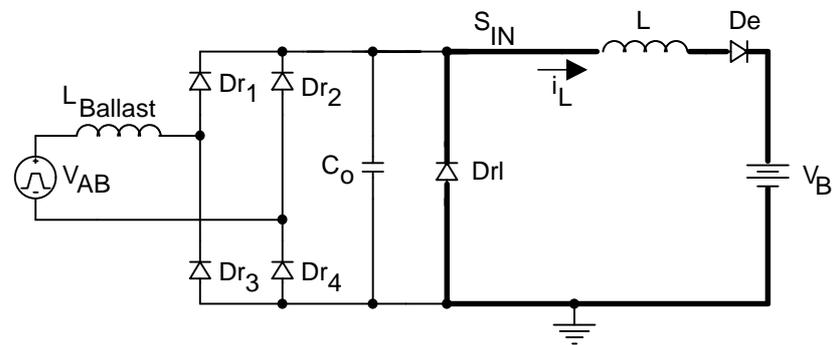


**Figura 2.6** – Segunda etapa de funcionamento da estrutura proposta.

### 2.3.3 Terceira etapa ( $t_2 \leq t \leq t_3$ )

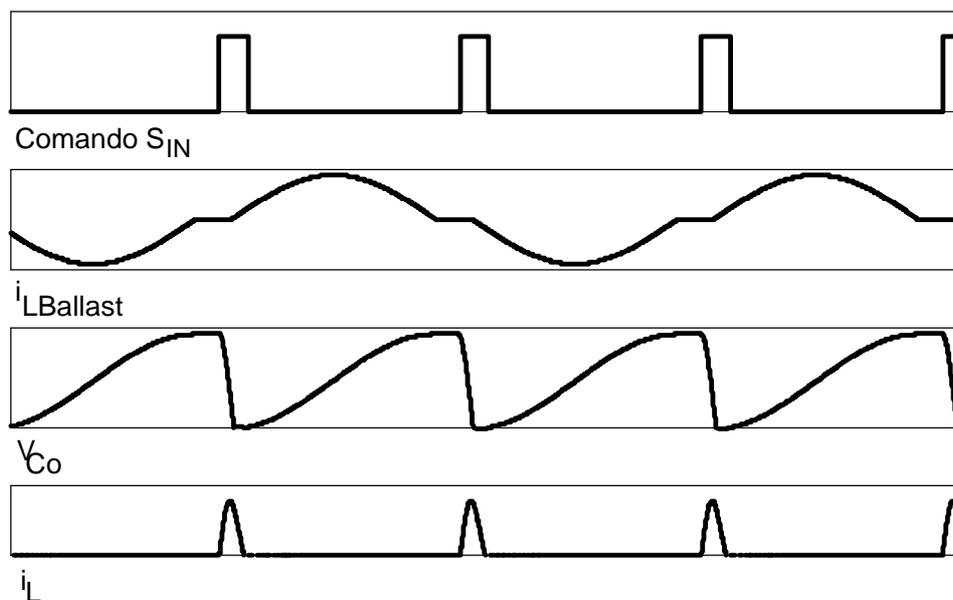
No instante em que a tensão no capacitor se iguala a zero, o diodo rápido em paralelo com o capacitor  $C_o$  passa a conduzir a corrente  $i_L$ , evitando que essa corrente circule pela ponte retificadora. Assim, antes que esta etapa esteja terminada e o interruptor  $S_{IN}$  bloquear, a corrente no indutor decresce linearmente até zero, ocorrendo a comutação do interruptor sob tensão e corrente nula. Da mesma forma que na segunda etapa de funcionamento, a corrente que circula no indutor *ballast* é desconsiderada por ter um valor muito pequeno. Quando o interruptor  $S_{IN}$  é comandado a bloquear, a primeira etapa se

inicia novamente. Esta etapa é apresentada na Figura 2.7:



**Figura 2.7** – Terceira etapa de funcionamento da estrutura proposta.

A Figura 2.8 apresenta as principais formas de onda referentes ao estágio de entrada do regenerador de energia. Percebe-se que enquanto o interruptor não é comandado a conduzir, a tensão no capacitor cresce cossenoidalmente. A corrente  $i_L$  nesse instante é zero. No instante que o interruptor é comandado a conduzir, a tensão no capacitor cai até zero e a corrente evolui senoidalmente até o momento que a tensão no capacitor é igual a zero. Nesse momento, o diodo de roda livre conduz a corrente que decresce linearmente até zero.



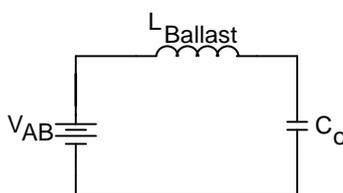
**Figura 2.8** – Formas de onda do estágio de entrada do regenerador.

Além disso, verifica-se uma alteração na forma de onda da corrente no reator

eletrônico que, no entanto, não altera seu funcionamento. Esta corrente permanece em zero durante um curto intervalo de tempo quando a tensão no capacitor permanece em seu valor máximo. Dependendo do projeto, essa corrente se aproxima mais da corrente apresentada no capítulo anterior, devido aos menores valores de pico da tensão no capacitor e da corrente no indutor.

### 2.3.4 Metodologia de cálculo do capacitor $C_o$ :

No instante em que o interruptor  $S_{IN}$  é bloqueado, tem-se o seguinte circuito equivalente:



**Figura 2.9** – Circuito equivalente para a primeira etapa.

A partir da Figura 2.9, pode-se obter as equações que descrevem o funcionamento do circuito durante a primeira etapa de funcionamento:

$$-V_{AB} + L_{Ballast} \cdot \frac{di(t)}{dt} + V_{CO} = 0 \quad (2.7)$$

$$C_o \cdot \frac{dV_{CO}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{Ballast}} \cdot \int V_L(t) \cdot dt \quad (2.8)$$

Logo, a partir das equações (2.7) e (2.8) têm-se que:

$$V_{AB} = L_{Ballast} \cdot C_o \cdot \frac{d^2V_{CO}(t)}{dt} + V_{CO} \quad (2.9)$$

Desenvolvendo a equação matemática acima utilizando a transformada de Laplace, pode-se encontrar uma equação que descreve o comportamento da tensão sobre o capacitor  $C_o$  no domínio da frequência e depois utilizar a transformada inversa de Laplace para obter o comportamento da tensão sobre o capacitor no tempo para a primeira etapa de funcionamento. Através da equação (2.10), sabe-se que a tensão no capacitor pode variar entre zero e o dobro da tensão  $V_{AB}$  do reator eletrônico, dependendo do projeto.

$$V_{CO}(t) = V_{AB} - V_{AB} \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_{Ballast} \cdot C_O}} \cdot t\right) \quad (2.10)$$

Para simplificar a equação (2.10), convencionou-se que:

$$q_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{Ballast} \cdot C_O}} \quad (2.11)$$

Assim, a equação (2.10) fica:

$$V_{CO}(t) = V_{AB} (1 - \cos(q_1 \cdot t)) \quad (2.12)$$

Como o objetivo dessas deduções é encontrar uma equação para a determinação do capacitor a ser utilizado, isola-se o capacitor na equação (2.10), obtendo-se a equação (2.13):

$$C_O = \frac{(T - t_s)^2}{\left(\arccos\left(\frac{V_{AB} - V_{CO}}{V_{AB}}\right)\right)^2} \cdot \frac{1}{L_{Ballast}} \quad (2.13)$$

Onde T é o período,  $t_s$  é o tempo de condução do interruptor e  $V_{CO}$  é a tensão de pico no capacitor  $C_o$ . Este cálculo do capacitor pode ser utilizado para determinar a tensão de pico no capacitor  $C_o$  ou o tempo de condução do interruptor.

Neste projeto, deseja-se uma potência de saída de 250W no reator eletrônico. Por isso, projeta-se o capacitor a partir da potência desejada na entrada do circuito. Isto pode ser feito como se segue:

$$E = P \cdot t \quad (2.14)$$

Sabendo-se ainda que:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_{CO}^2 \quad (2.15)$$

Substituindo a equação (2.15) na equação (2.14), chega-se à seguinte equação:

$$P = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_{CO}^2 \cdot f_{SR} \quad (2.16)$$

Como a frequência após o retificador de entrada é o dobro da frequência do reator eletrônico, chega-se à equação para o cálculo do capacitor:

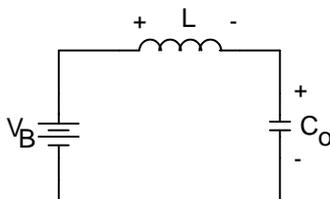
$$C_o = \frac{P}{V_{co}^2 \cdot f} \quad (2.17)$$

Onde  $f$  representa a frequência de comutação do estágio de entrada do regenerador.

Um projeto adequado para esse capacitor pode ser feito através da utilização das equações (2.13) e (2.17). A partir delas, pode-se determinar a potência envolvida no circuito de entrada, o tempo de condução dos interruptores e a tensão máxima permitida no capacitor. Com o uso dessa equação, pode-se drenar a potência nominal ou até mesmo uma potência bem superior a esta, caso houvesse necessidade.

### 2.3.5 Metodologia de cálculo do indutor L:

Para a análise da corrente no indutor de saída do circuito, foi utilizado o circuito da Figura 2.10. Para simplificar o cálculo da corrente, considera-se a tensão de saída como sendo constante, sem comprometer o resultado. O circuito  $LC_o$  representa a carga da tensão  $V_B$  na análise que segue:



**Figura 2.10** – Circuito equivalente para a segunda etapa.

Através da Figura 2.10, pode-se obter a seguinte equação que descreve a tensão de saída em função da corrente na saída do circuito:

$$V_B = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C_o} \cdot \int i(t) \cdot dt \quad (2.18)$$

Manipulando-se matematicamente a equação (2.18), encontra-se a equação da corrente na carga em função do tempo, para a segunda etapa de funcionamento:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{co} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \cdot \text{sen} \left( \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_o}} \cdot t \right) \quad (2.19)$$

Além disso, é necessário calcular a tensão no capacitor para esta etapa. Para isso,

recorre-se novamente a Figura 2.10 para obter a equação (2.20):

$$V_{C_2}(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \int i(t) \cdot dt \quad (2.20)$$

Convencionando-se que:

$$q_2 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_o}} \quad (2.21)$$

Substituindo a equação (2.19) e (2.21) na equação (2.20), obtêm-se:

$$V_{C_2}(t) = \frac{1}{C_o} \int_0^t \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \cdot \text{sen}(q_2 \cdot t) \cdot dt \quad (2.22)$$

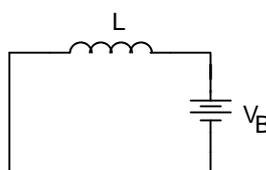
Por fim, a equação (2.23) representa a tensão no capacitor durante a segunda etapa de funcionamento do circuito proposto:

$$V_{C_2}(t) = (V_{CO} - V_B) \cdot \cos(q_2 \cdot t) + V_{CO} \quad (2.23)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor se iguala a zero. A equação (2.24) apresenta o instante de tempo em que a segunda etapa de funcionamento termina.

$$t_2 = \sqrt{L \cdot C_o} \cdot \arccos\left(\frac{V_B}{V_B - V_{CO}}\right) \quad (2.24)$$

Durante a terceira etapa de funcionamento, têm-se o circuito equivalente da Figura 2.11 para o circuito de entrada do regenerador de energia:



**Figura 2.11** – Circuito equivalente para a terceira etapa.

Da Figura 2.11, sabe-se que:

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} = -V_B \quad (2.25)$$

A partir da equação (2.25), pode-se obter a corrente na saída do circuito para a terceira etapa de funcionamento:

$$i_{L3}(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t -V_B(t) dt + I_L(0) \quad (2.26)$$

A corrente inicial para a terceira etapa pode ser obtida através das equações (2.19) e (2.24):

$$i_{L3}(0) = \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \cdot \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_2) \quad (2.27)$$

Com isso, pode-se obter a corrente em função do tempo para a terceira etapa de funcionamento:

$$i_{L3}(t) = I_{L3}(0) - \frac{V_B}{L} \cdot t \quad (2.28)$$

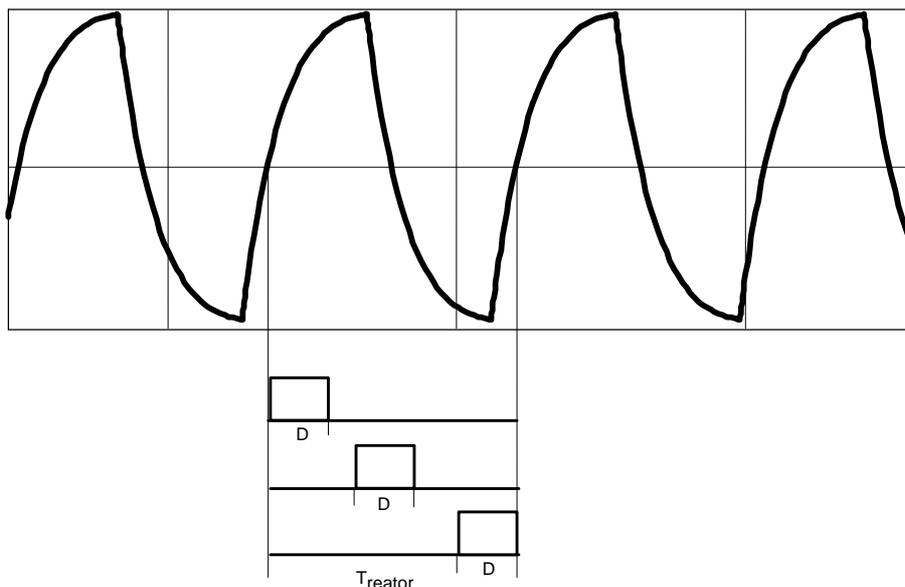
Sabe-se que no final da terceira etapa a corrente no indutor deve ser zero. Assim, através da equação (2.29), pode-se encontrar um valor para o indutor que garanta que a corrente chegue a zero antes que o interruptor bloqueie:

$$L = \frac{V_B \cdot (t_{S2} - t_2)}{I_L(0)} \quad (2.29)$$

As equações deduzidas nesta seção não levam em consideração o instante de tempo em que o interruptor do estágio de entrada entra em condução, devido a complexidade do equacionamento. Verifica-se que ocorre uma variação da potência drenada do reator com a alteração do instante de tempo que o interruptor entra em condução.

A Figura 2.12 mostra o intervalo de tempo em que o interruptor pode ser comandado a conduzir. Dependendo desse instante, mesmo com razão cíclica  $D$  igual para os três pulsos mostrados, a potência obtida na saída do reator é diferente. Isto ocorre porque a tensão  $V_{AB}$  não é mais a mesma obtida com uma carga resistiva, variando dentro do período de funcionamento do reator.

No projeto do regenerador, é traçado uma curva da variação da potência em função do instante de tempo em que o interruptor entra em condução, obtida por simulação. Obedecendo a esse critério, as equações anteriormente obtidas descrevem o comportamento das grandezas do circuito conforme o esperado.



*Figura 2.12 – Possíveis instantes de entrada em condução do interruptor.*

## 2.4 Metodologia de Projeto do Estágio de Entrada

### 2.4.1 Projeto do capacitor $C_o$ .

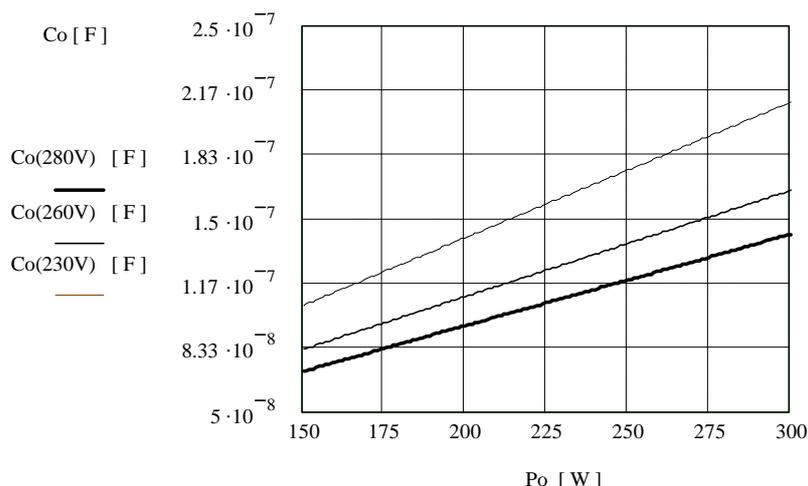
O primeiro passo para projetar o estágio de entrada, é calcular o valor do capacitor de entrada do circuito que garanta que se tenha 250W na saída do reator eletrônico.

Através da equação (2.17), abaixo reescrita, pode-se traçar um gráfico que auxilia na escolha do valor do capacitor  $C_o$ , de acordo com a potência desejada na saída do reator:

$$C_o = \frac{P}{V_{co}^2 \cdot f} \quad (2.30)$$

Para exemplificar melhor, é traçado um gráfico da capacitância pela potência para diversos valores da tensão de pico sobre o capacitor. Além disso, leva-se em consideração que a frequência de comutação do interruptor é de 54kHz, o dobro da frequência de comutação do reator escolhido para o teste.

Através da Figura 2.13, escolhe-se um valor para a tensão de pico no capacitor e sua capacitância.



**Figura 2.13** – Capacitor  $C_o$  em função da tensão no capacitor e da potência desejada.

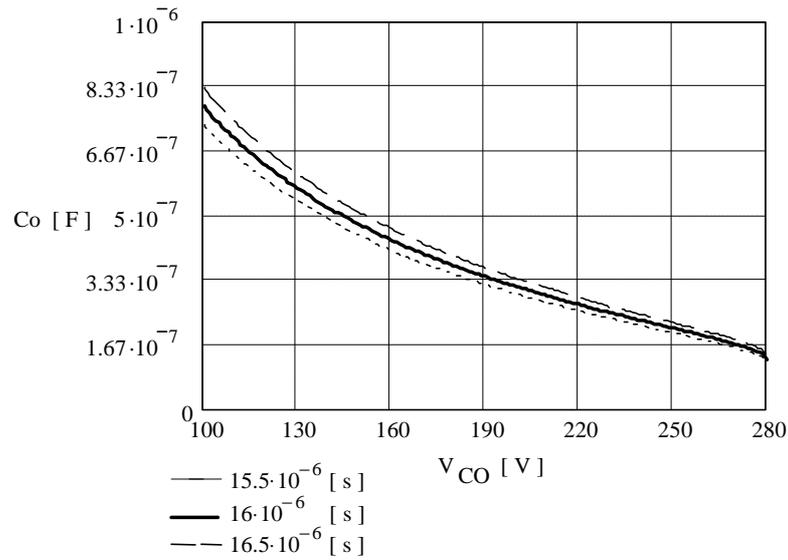
Agora, precisa-se determinar o tempo de condução do interruptor do circuito e a tensão de pico sobre o capacitor de entrada. Para a escolha desses valores, utiliza-se da equação (2.13), abaixo reescrita por conveniência:

$$C_o = \frac{(T - t_s)^2}{\left( \arccos\left( \frac{V_{AB} - V_{CO}}{V_{AB}} \right) \right)^2} \cdot \frac{1}{L_{Ballast}} \quad (2.31)$$

Faz-se um gráfico da capacitância versus tensão de pico no capacitor, variando-se o tempo de condução do interruptor. Dessa forma, atribuindo um valor para a tensão de pico no capacitor e sabendo o valor do capacitor, retirado do gráfico da Figura 2.13, pode-se determinar o tempo de condução do interruptor.

A Figura 2.14 apresenta o gráfico feito a partir da equação (2.31). Através deste, pode-se determinar um valor adequado para o tempo de condução do interruptor pela tensão de pico no capacitor.

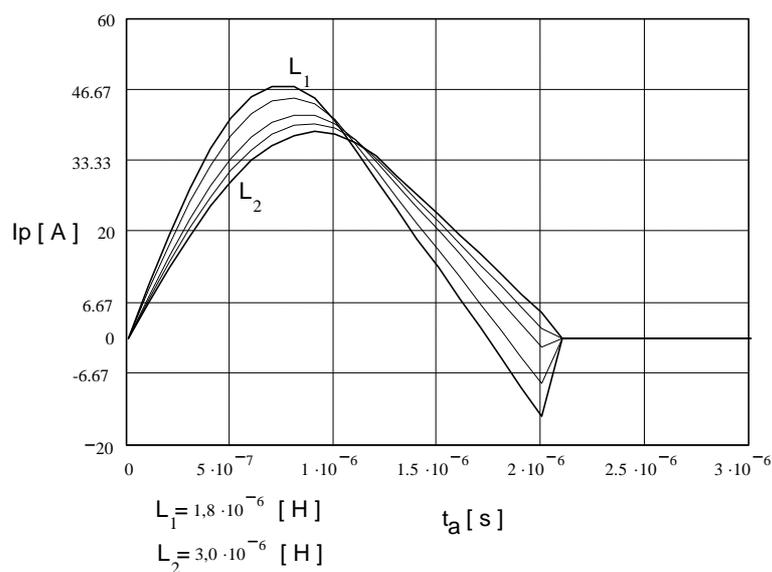
Após obter o valor do tempo de condução do interruptor, volta-se ao gráfico da Figura 2.13 e varia-se o valor da capacitância e da tensão de pico para verificar o tempo de condução novamente. Faz-se isso até obter o maior tempo de condução possível, ou seja, maior razão cíclica  $D$ . Quanto menor a razão cíclica, menor é o indutor e, conseqüentemente, as correntes de pico e eficazes que os semicondutores conduzem são maiores. Por isso, é importante que se tenha o maior tempo de condução dos interruptores possível para que a corrente que circula pelos interruptores seja menor.



**Figura 2.14** – Capacitor  $C_o$  em função da tensão no capacitor e do tempo de condução de  $S_{IN}$ .

## 2.4.2 Projeto do indutor

Após ter escolhido o capacitor e o tempo de condução do interruptor, pode-se determinar o indutor do circuito. A Figura 2.15 apresenta o exemplo de um gráfico da corrente nos interruptores em função do tempo de condução e do valor da indutância de saída do estágio de entrada.

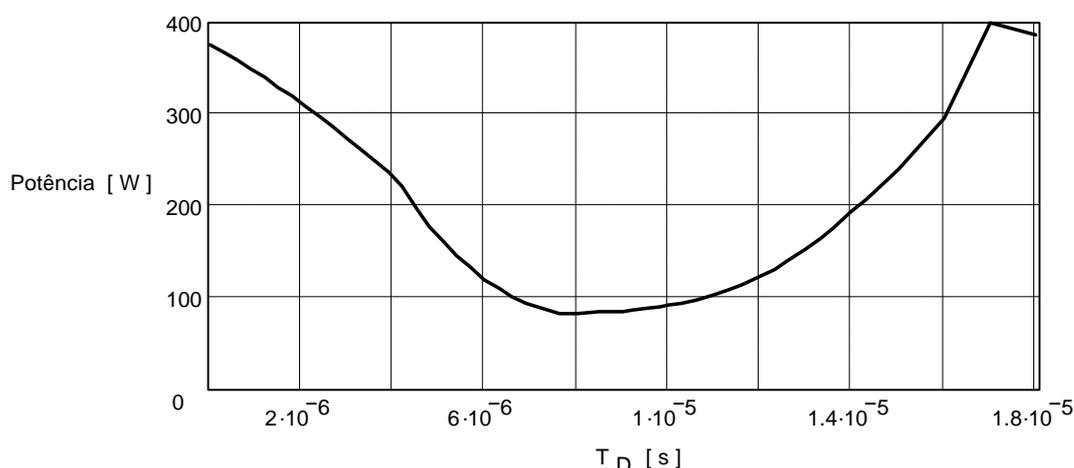


**Figura 2.15** – Corrente no indutor  $L$ .

O indutor é projetado a partir das equações que definem a corrente nos semicondutores de saída do circuito. Para que não se tenha elevados picos de tensão nesses semicondutores, é necessário que a corrente que eles conduzem se anulem antes que termine a terceira etapa de funcionamento. As equações (2.19) e (2.26) definem a corrente nas segunda e terceira etapas respectivamente. Delas, pode-se traçar o gráfico das correntes em função do valor da indutância, conforme apresentado na Figura 2.15. Com isso, escolhe-se um indutor no qual a corrente se anule antes que o interruptor seja comandado a bloquear.

Depois da escolha do indutor adequado, pode-se simular o circuito do estágio de entrada e obter uma curva da potência absorvida do reator em função do instante de tempo em que o interruptor entra em condução. A Figura 2.16 apresenta essa curva, para alguns parâmetros escolhidos a ser apresentada como exemplo. Dependendo do projeto, essa curva tem seu formato modificado. Verifica-se que a potência varia de um valor bem superior à potência nominal até um valor muito baixo e depois volta a crescer, conforme se aproxima do final do período de comutação.

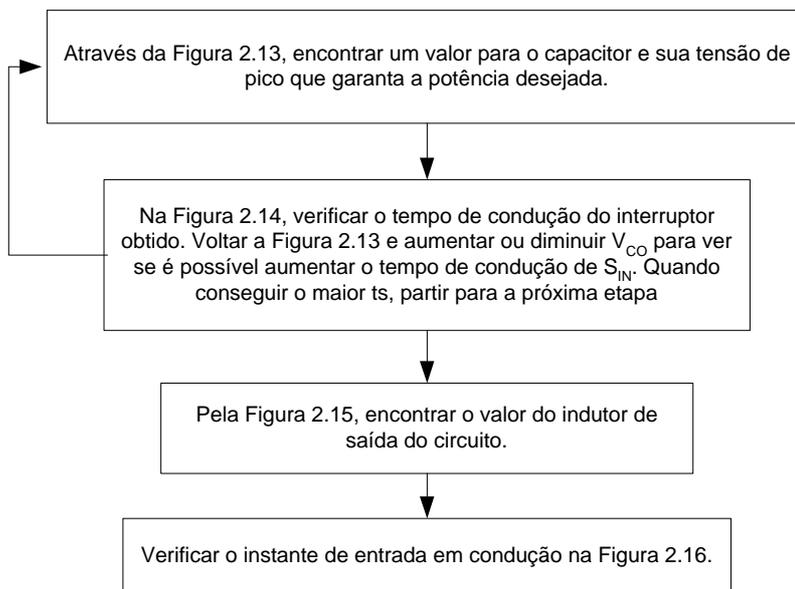
Na prática, o ajuste do ponto de operação pode ser feito de duas formas, ou comandando o interruptor a entrar em condução no instante obtido em simulação ou variando a razão cíclica do interruptor até obter a potência desejada.



**Figura 2.16** – Potência absorvida em função do instante de entrada em condução.

A Figura 2.17 faz uma síntese das etapas de projeto do estágio de entrada do regenerador de energia. Seguindo estas etapas, o projetista não encontrará dificuldades no projeto deste estágio, obtendo na saída do reator eletrônico a potência desejada e com um

bom ponto de operação do circuito de entrada. Ou seja, quando é realizado um projeto no qual se consegue obter a menor corrente possível nos semicondutores obedecendo aos parâmetros do projeto, diz-se que foi alcançado um ponto ótimo de operação do circuito, propiciando o bom funcionamento da estrutura.



**Figura 2.17** – Etapas do projeto do estágio de entrada.

### 2.4.3 Projeto físico do indutor de entrada

O projeto físico do indutor  $L$  é mostrado nesta seção. O produto  $AeAw$  do núcleo pode ser calculado pela expressão (2.32):

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef}}{kw \cdot B_{Max} \cdot J_{Max}} \cdot 10^4 \quad (2.32)$$

Onde:

- $J_{Max}$  : densidade de corrente máxima admitida;
- $B_{Max}$  : densidade de fluxo magnético máximo;
- $kw$  : fator de ocupação do indutor;
- $Ae$  : área da perna central;
- $\Delta_{pen}$  : profundidade de penetração no fio condutor;
- $d_{Max}$  : diâmetro máximo para o condutor;

- $S_c$  : área necessária do condutor;
- $S_{cond\_e}$  : área do condutor escolhido.

O número de espiras é dado pela equação (2.33):

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpk}}{B_{Max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (2.33)$$

O entreferro da perna central do núcleo do indutor pode ser calculado pela equação (2.34):

$$lg = \frac{N^2 \cdot m_b \cdot Ae}{L} \cdot 10^{-2} \quad (2.34)$$

O entreferro das pernas laterais é calculado pela equação (2.35):

$$l_{lat} = \frac{lg}{2} \quad (2.35)$$

Depois, determina-se o diâmetro máximo para o condutor através das equações (2.36) e (2.37):

$$\Delta_{pen} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (2.36)$$

$$d_{Max} = 2 \cdot \Delta_{pen} \quad (2.37)$$

O número de condutores em paralelo para a confecção do indutor pode ser calculado pelas equações (2.38) e (2.39):

$$S_c = \frac{I_{Lef}}{J_{Max}} \quad (2.38)$$

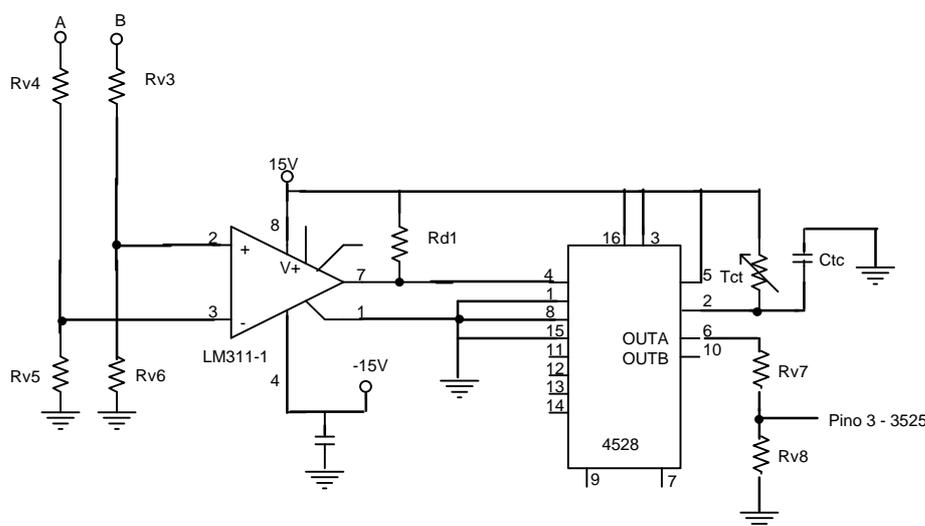
$$N_c = \frac{S_c}{S_{Cond\_e}} \quad (2.39)$$

#### 2.4.4 Circuito de controle de largura de pulso - SG 3525

O comando do interruptor do circuito de entrada pode ser feito através de um circuito integrado muito utilizado comercialmente, quando se deseja razão cíclica e

frequência constantes. Nota-se a necessidade de sincronizar o comando do circuito de entrada do regenerador com o reator eletrônico, levando à escolha do SG3525 ao invés do SG3524. O sincronismo entre o estágio de entrada e o reator eletrônico é necessário para evitar o batimento entre as frequências, que prejudica o funcionamento do estágio de entrada do regenerador, conforme pode ser visto no decorrer dessa seção. Além da vantagem da possibilidade de sincronismo do sinal de saída, o SG3525 apresenta a corrente dos transistores de saída da ordem de 400mA, ajuste do tempo morto e frequência do oscilador na faixa de 100Hz a 400kHz.

Neste circuito, um sinal de sincronismo do reator eletrônico é enviado ao pino 3 do integrado. Este sinal deve ter uma largura de pulso entre  $0,3\mu\text{s}$  e  $1\mu\text{s}$  e com tensão máxima de 2,8V. Para isso, é retirada uma amostra de sinal do reator eletrônico (representado pela tensão entre os pontos A e B da Figura 2.18), que representa a frequência de comutação do reator. Esse sinal passa posteriormente por um circuito comparador. O sinal proveniente do comparador passa por um monoestável que por sua vez controla a largura de pulso do sinal de sincronismo. Como desvantagem da técnica escolhida, têm-se a necessidade do uso de um terceiro fio na saída do reator eletrônico, entre os pontos A e B do reator, para poder realizar o sincronismo. A tensão entre os pontos C e B da Figura 2.1, que alimenta a lâmpada, não pode ser utilizada para sincronizar o reator com o regenerador porque essa tensão oscila muito e tem várias passagens por zero, inviabilizando a técnica de sincronismo utilizada. O circuito que define o sinal de sincronismo e a largura do pulso que são entregues ao SG3525 é mostrado na Figura 2.18:



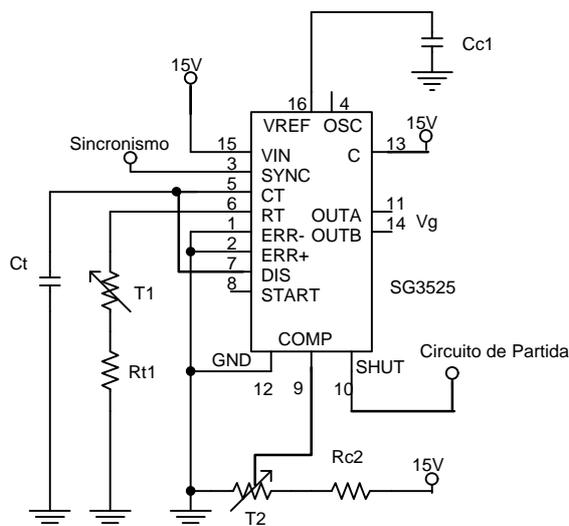
**Figura 2.18** – Circuito para sincronização das frequências.

Os sinais A e B da Figura 2.18 provém do inversor do reator eletrônico. Os resistores  $R_{v3}$  e  $R_{v4}$  possuem um valor bastante elevado e entregam uma tensão de baixo valor ao circuito comparador enquanto que os resistores  $R_{v5}$  e  $R_{v6}$  tem valores bem inferiores. A utilização desses resistores evita que seja necessária a utilização de um transformador isolador para receber o sinal do reator.

O LM311 faz uma comparação do sinal do reator com o zero e entrega ao integrado 4528 uma tensão de aproximadamente 15V no sentido positivo da tensão do reator e 0V no sentido negativo da tensão.

O integrado 4528 é um monoestável que recebe o sinal do comparador e regula a largura do pulso na sua saída conforme a variação do trimpot  $T_{ct}$  e do capacitor  $C_{tc}$ . Essa largura de pulso é ajustada em aproximadamente  $1\mu s$ .

A Figura 2.19 mostra o circuito utilizado para gerar os pulsos de comando do interruptor, bem como seus elementos externos. Os trimpots  $T_1$  e  $T_2$  controlam a frequência e a razão cíclica dos pulsos de comando respectivamente.



**Figura 2.19** – Elementos externos ao 3525.

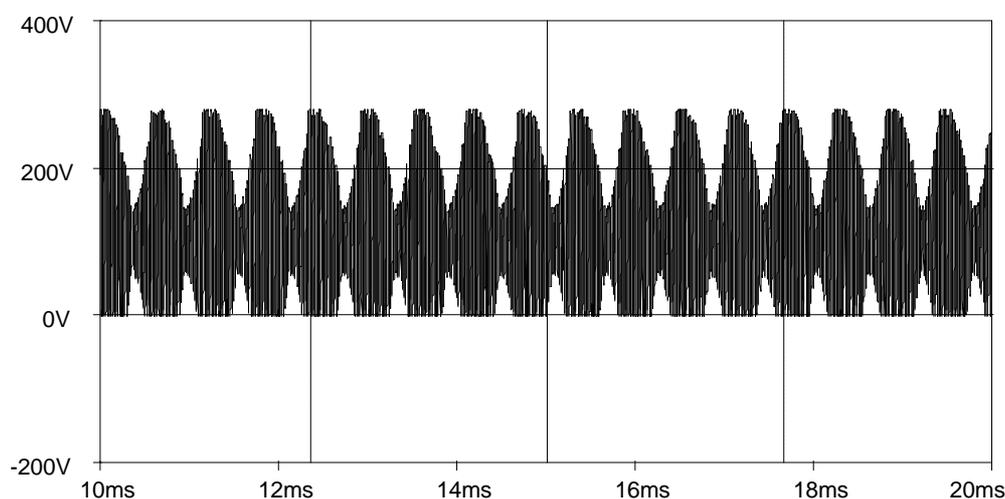
A frequência de comutação pode ser calculada a partir da seguinte equação:

$$f = \frac{1}{Ct \cdot 0,7 \cdot (Rt_1 + T_1)} \quad (2.40)$$

Como a frequência de comutação do estágio de entrada do regenerador de energia é o dobro da frequência de comutação do reator eletrônico, o circuito de sincronismo oferece

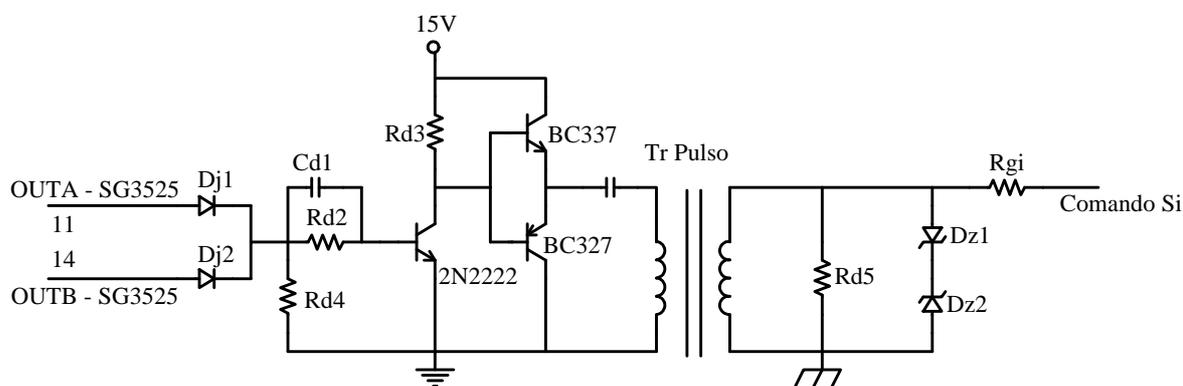
um pulso com a metade da frequência do estágio de entrada do regenerador. Na prática, isso implica numa dificuldade maior de sincronizar os pulsos e na ocorrência de batimento entre as frequências, ou seja, a tensão do capacitor de entrada e a corrente do reator oscilam numa frequência que varia conforme a diferença entre as duas frequências de comutação.

A Figura 2.20 apresenta um exemplo do que ocorre no circuito na falta do sincronismo. O capacitor de entrada não consegue se carregar em todo intervalo de tempo, ocorrendo uma modulação numa frequência diferente da frequência de comutação. Neste caso, ele deveria se carregar até 280V durante todo o intervalo de tempo. Isso provoca um aumento das perdas do circuito e uma diminuição da potência drenada do reator eletrônico.



**Figura 2.20** – Tensão no capacitor de entrada do regenerador.

A Figura 2.21 apresenta uma solução possível para esse problema.



**Figura 2.21** – Driver de comando.

Conforme pode ser observado na Figura 2.21, são utilizados os pulsos de comando das duas saídas do SG3525. Com isso, pode-se trabalhar com esse integrado na mesma frequência do circuito de sincronismo. O circuito soma os dois pulsos de comando sincronizados para obter o dobro da frequência da saída do SG3525 e oferece o isolamento necessário para comandar o interruptor.

## 2.4.5 Dimensionamento dos semicondutores

Nesta seção são definidas as equações para determinar a corrente média, eficaz e de pico nos semicondutores do estágio de entrada do regenerador de energia. Com isso, pode-se escolher os semicondutores adequados para o circuito.

### 2.4.5.1 Corrente média no interruptor e no diodo de saída

A corrente média na saída do circuito é definida por:

$$I_{Lmed} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L(t) \cdot dt \quad (2.41)$$

Substituindo a corrente no indutor da equação (2.41) pelas equações (2.19) e (2.28), chega-se a equação para o cálculo da corrente média nos semicondutores:

$$I_{Lmed} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \left[ \int_0^T \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_2) \cdot dt + \int_0^T \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_{Co}) - \frac{V_B}{L} \cdot (t_2 - t_{Co}) \right] \cdot dt \quad (2.42)$$

### 2.4.5.2 Corrente eficaz no interruptor e no diodo de saída

A corrente eficaz na saída do estágio de entrada pode ser calculada pela equação (2.43):

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_L(t))^2 \cdot dt} \quad (2.43)$$

Substituindo a corrente no indutor da equação (2.43) pelas equações (2.19) e (2.28),

chega-se a equação para o cálculo da corrente eficaz nos semicondutores:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \right)^2 \cdot \int_0^T \left[ \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_2) + \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_{Co}) - \frac{V_B}{L} \cdot (t_2 - t_{Co}) \right]^2 \cdot dt} \quad (2.44)$$

### 2.4.5.3 Corrente de pico nos semicondutores

A corrente de pico nos semicondutores pode ser obtida através da equação (2.19), abaixo reescrita:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \cdot \text{sen} \left( \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_o}} \cdot t_2 \right) \quad (2.45)$$

O máximo valor da corrente ocorre quando:

$$t_2 = \frac{\mathbf{p}}{2} \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \quad (2.46)$$

Assim, o valor de pico da corrente nos semicondutores é:

$$i_{Lpk} = \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \quad (2.47)$$

## 2.4.6 Perdas nos semicondutores

O cálculo das perdas nos semicondutores é importante para definir o dissipador a ser utilizado nestes componentes. Esta seção apresenta as equações que definem as perdas nos componentes do estágio de entrada do regenerador de energia.

### 2.4.6.1 Interruptor de entrada

Considerando-se que o interruptor de entrada opera com comutação suave, sem perdas em comutação, ele possui somente perdas em condução. A equação (2.48) define as perdas de condução do interruptor:

$$P_{Cond\_in} = R_{DSonnorm} \cdot R_{DSon} \cdot I_{Lef}^2 \quad (2.48)$$

Onde:

- $R_{DSonnorm}$  : Resistência normalizada para 100°C;
- $R_{DSon}$  : Resistência em condução do Mosfet;
- $I_{Lef}$  : Corrente eficaz no interruptor.

#### 2.4.6.2 Diodo série

Da mesma forma, a equação (2.49) define as perdas em condução no diodo em série com o interruptor:

$$P_{Cond\_d} = V_{on} \cdot I_{Lmed} \quad (2.49)$$

Onde:

- $V_{on}$  : Tensão em condução do diodo;
- $I_{Lmed}$  : Corrente média na saída.

#### 2.4.6.3 Diodo de roda livre

Como o diodo cessa de conduzir com corrente e tensão igual a zero, ele apresenta apenas perdas em condução, conforme a equação (2.50):

$$P_{Cond\_drl} = V_{on} \cdot I_{Drlmed} \quad (2.50)$$

Onde  $I_{Drlmed}$  representa a corrente média no diodo de roda livre.

A perda total existente no estágio de entrada do regenerador de energia pode ser calculada pela equação (2.51):

$$P_{Test\_in} = P_{Cond\_in} + P_{Cond\_d} + P_{Cond\_drl} \quad (2.51)$$

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo é exposta a necessidade de um circuito de entrada para drenar a potência nominal do reator eletrônico, pois a retificação simples com saída em tensão não o consegue, conforme comprovado neste capítulo. É proposta uma estrutura para o estágio

de entrada do regenerador de energia capaz de drenar do reator eletrônico sua potência nominal sem comprometer o funcionamento do reator.

Conforme apresentado neste capítulo, a estrutura proposta para o estágio de entrada funciona sincronizada com o reator eletrônico, o que exige a utilização de um terceiro fio na saída do reator para poder ser feita a sincronização. Verifica-se que o dimensionamento correto do estágio de entrada propicia o bom funcionamento do reator eletrônico, emulando com relativa precisão uma carga resistiva. Além disso, são elaboradas a metodologia de projeto dos elementos do circuito e a análise dos esforços nos semicondutores.

## CAPÍTULO III

### PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO INVERSOR

#### 3.1 Introdução

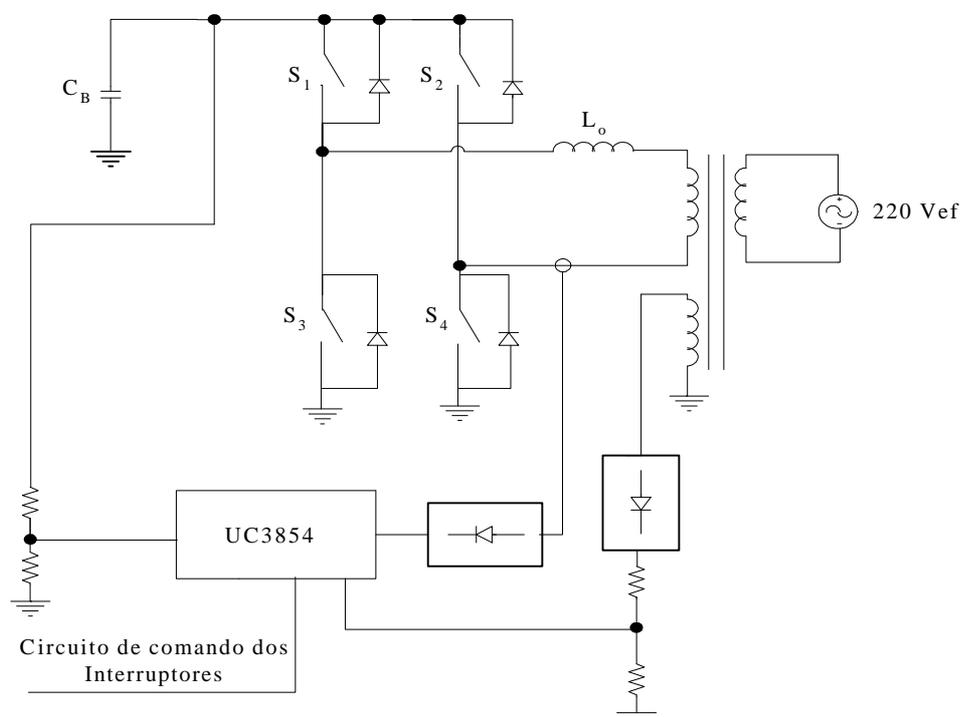
Este capítulo apresenta a etapa de conversão de energia do estágio de entrada do regenerador para a rede elétrica. Dentre as topologias estudadas, a que se mostrou mais adequada é a do inversor *Full Bridge* (ponte completa) operando em alta frequência. Este conversor apresenta alto desempenho, confiabilidade e é bastante conhecido da comunidade científica.

Como se deseja obter uma corrente em fase com a tensão de saída e com elevado fator de potência, optou-se por fazer o controle da corrente de saída por valores médios instantâneos baseado no circuito integrado UC3854. Esta técnica é bastante utilizada em pré-reguladores de alto fator de potência por oferecer uma corrente com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência. Para conseguir na saída do inversor uma corrente senoidal e em fase com a tensão, utiliza-se duas malhas de controle: da corrente de saída e malha de controle da tensão de entrada do inversor. O inversor opera no modo de condução contínua da corrente de saída, operando com frequência de comutação constante, e a razão cíclica variando a cada período de comutação. A análise das malhas de controle é feita no capítulo seguinte.

Neste capítulo é feito um estudo do inversor ponte completa, mostrando suas etapas de operação, características do conversor para a modulação a dois níveis e a metodologia de projeto do estágio de potência. Além disso, é apresentado o dimensionamento dos componentes magnéticos e dos esforços nos semicondutores.

A Figura 3.1 mostra o circuito integrado utilizado para o controle do inversor para se obter elevado fator de potência em sua saída. Conforme pode ser observado na figura, os interruptores são comandados em alta frequência, entregando à rede elétrica uma corrente senoidal através de um transformador elevador. Para evitar um estágio de processamento de energia a mais, é feita a opção pela elevação da tensão na saída do inversor através do transformador. A outra alternativa seria utilizar um conversor elevador antes do inversor, aumentando a complexidade do projeto e diminuindo a confiabilidade do equipamento.

Além de ser mais robusto, o transformador realiza a função de isolar o equipamento todo da rede elétrica.



*Figura 3.1 - Circuito de controle do Inversor Full Bridge.*

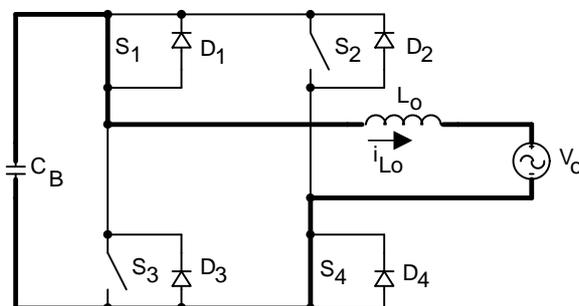
## 3.2 Etapas de Funcionamento

O controle dos interruptores é feito de modo que ocorram duas etapas de funcionamento no semiciclo positivo e outras duas etapas no semiciclo negativo da corrente de saída do inversor. Como o integrado escolhido para realizar o controle da corrente de saída do inversor por valores médios instantâneos opera somente em dois quadrantes, apenas dois interruptores operam no semiciclo positivo da tensão de saída e os outros dois no semiciclo negativo da tensão da rede. As quatro etapas de funcionamento são explicadas a seguir.

### 3.2.1 Primeira etapa ( $t_0 \leq t \leq t_1$ ):

Durante esta etapa de funcionamento, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  conduzem a corrente de saída  $i_{L_o}$ . A corrente  $i_{L_o}$  cresce linearmente em função da tensão no barramento e da

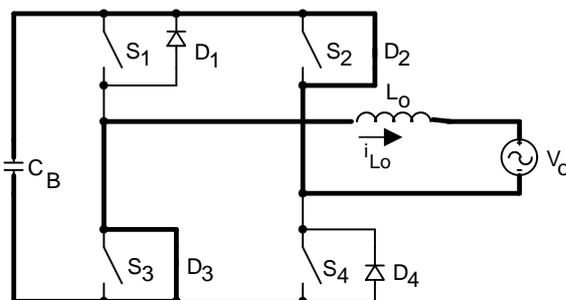
tensão da rede. A Figura 3.2 apresenta o circuito equivalente durante a primeira etapa de funcionamento do inversor.



*Figura 3.2 - Primeira etapa de funcionamento.*

### 3.2.2 Segunda etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ ):

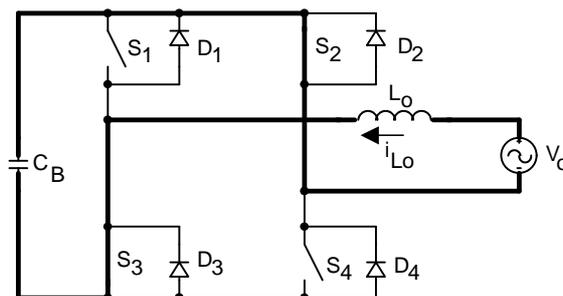
Quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a bloquear, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  entram em condução, conduzindo a corrente de carga. Nesta etapa ocorre o decrescimento da corrente  $i_{L_o}$ . A Figura 3.3 apresenta esta etapa de funcionamento.



*Figura 3.3 - Segunda etapa de funcionamento.*

### 3.2.3 Terceira etapa ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ):

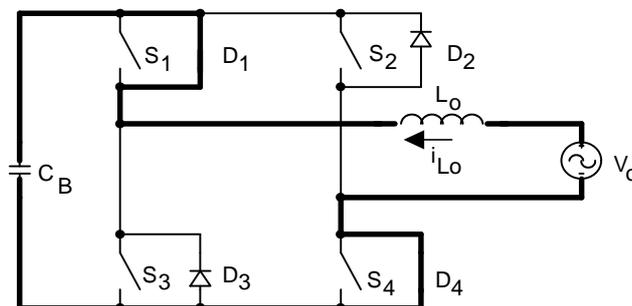
Analogamente a primeira etapa de funcionamento, durante o semi-ciclo negativo da corrente de carga, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir a corrente  $i_{L_o}$ , conforme a Figura 3.4.



*Figura 3.4 - Terceira etapa de funcionamento.*

### 3.2.4 Quarta etapa ( $t_3 \leq t \leq t_4$ ):

Quando os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a bloquear, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  entram em condução, conduzindo a corrente de carga. A Figura 3.5 mostra a quarta etapa de funcionamento.



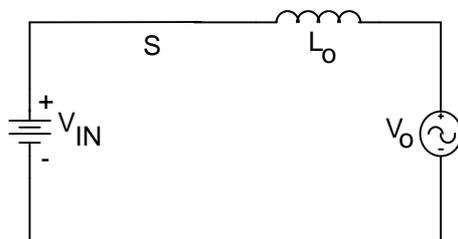
*Figura 3.5 - Quarta etapa de funcionamento.*

## 3.3 Análise Matemática do Inversor

Nesta seção são apresentadas as principais características do inversor ponte completa com modulação em dois níveis. É apresentada também a metodologia de cálculo do indutor de saída.

O conversor operando em condução contínua para um período de comutação, conforme analisado anteriormente, apresenta duas etapas de funcionamento para cada semiciclo da rede elétrica. O modelo equivalente para a primeira etapa de funcionamento é

apresentado na Figura 3.6, onde a corrente passa pelos interruptores, ou seja, o interruptor S está conduzindo. Para simplificar a análise, considera-se que a tensão de entrada seja constante.

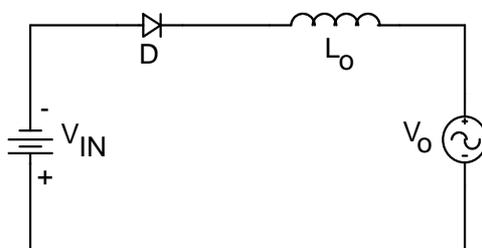


**Figura 3.6** – Circuito equivalente para a primeira etapa.

Pela análise da Figura 3.6, chega-se a equação que descreve a variação da corrente nesta etapa de funcionamento:

$$-V_{IN} + L_o \cdot \frac{dI(t)}{dt} + V_o(\omega t) = 0 \quad (3.1)$$

Para a segunda etapa de funcionamento, tem-se o circuito equivalente da Figura 3.7 para o inversor, onde D representa a corrente que circula pelos diodos.



**Figura 3.7** – Circuito equivalente para a segunda etapa.

A partir da Figura 3.7, chega-se a equação (3.2):

$$V_{IN} + L_o \cdot \frac{dI(t)}{dt} + V_o(\omega t) = 0 \quad (3.2)$$

Uma vez que se deseja uma tensão de entrada fixa e estabilizada, a razão cíclica do conversor, operando com frequência de comutação constante, irá variar a cada período de funcionamento.

A equação (3.3) apresenta a tensão de saída em função da razão cíclica e do tempo,

obtidas a partir das equações (3.1) e (3.2):

$$V_o(\omega t) = V_{IN} \cdot (2 \cdot D(\omega t) - 1) \quad (3.3)$$

Como:

$$V_o(\omega t) = V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.4)$$

Assim, chega-se a equação que define a razão cíclica em função do tempo:

$$D(\omega t) = \frac{V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_{IN}}{2 \cdot V_{IN}} \quad (3.5)$$

Como a frequência de comutação dos interruptores é muito maior do que a frequência da rede elétrica, considera-se que a razão cíclica varia de forma contínua. Dessa forma, chega-se as equações (3.6) e (3.8), que descrevem a razão cíclica máxima e mínima do comando dos interruptores. As equações (3.7) e (3.9) definem o instante de tempo em que elas ocorrem.

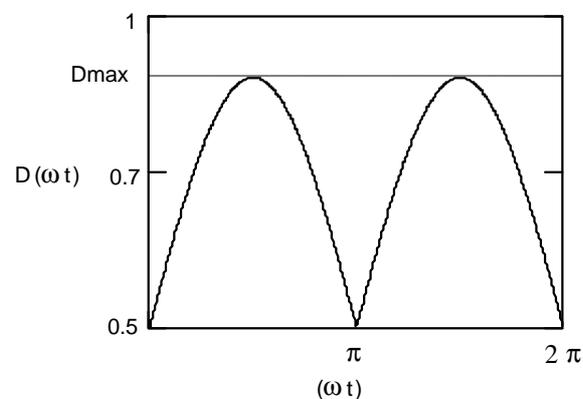
$$D_{\max} = \frac{V_{O_P} + V_{IN}}{2 \cdot V_{IN}} \quad (3.6)$$

$$\text{Para } \omega t = (2n + 1) \cdot \frac{\pi}{2} \quad n = 0,1,2,3,\dots \quad (3.7)$$

$$D_{\min} = 0.5 \quad (3.8)$$

$$\text{Para } \omega t = n \cdot \pi \quad n = 0,1,2,3,\dots \quad (3.9)$$

A Figura 3.8 apresenta a variação da razão cíclica em função do tempo em um período da rede.



**Figura 3.8** - Variação da razão cíclica para um período da rede.

A ondulação de corrente pode ser obtida a partir da equação (3.1), reescrita abaixo, levando em consideração as variáveis em função do tempo, de modo que a ondulação possa ser obtida:

$$-V_{IN} + L_O \cdot \frac{\Delta I(\omega t)}{D(\omega t) \cdot T_S} + V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t) = 0 \quad (3.10)$$

Assim, encontra-se a ondulação de corrente no indutor em função do tempo e das variáveis do sistema:

$$\Delta I(\omega t) = [V_{IN} - V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot \frac{V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_{IN}}{2 \cdot V_{IN} \cdot L_O \cdot f_S} \quad (3.11)$$

Definindo-se  $M_i$  como sendo o índice de modulação:

$$M_i = \frac{V_{O_P}}{V_{IN}} \quad (3.12)$$

Chega-se a equação que descreve a ondulação de corrente no indutor:

$$\Delta I(\omega t) = [1 - M_i^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)] \cdot \frac{V_{IN}}{2 \cdot L_O \cdot f_S} \quad (3.13)$$

Normalizando a equação (3.13), têm-se a seguinte simplificação:

$$\overline{\Delta I(\omega t)} = \frac{2 \cdot L_O \cdot f_S}{V_{IN}} \cdot \Delta I(\omega t) = [1 - M_i^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)] \quad (3.14)$$

Derivando-se esta expressão em função de  $t$  e igualando o resultado a zero, encontra-se os instantes em que a expressão da ondulação de corrente passa por um máximo ou um mínimo relativo:

$$\omega t_1 = \frac{\pi}{2} \quad (\text{mínimo}) \quad (3.15)$$

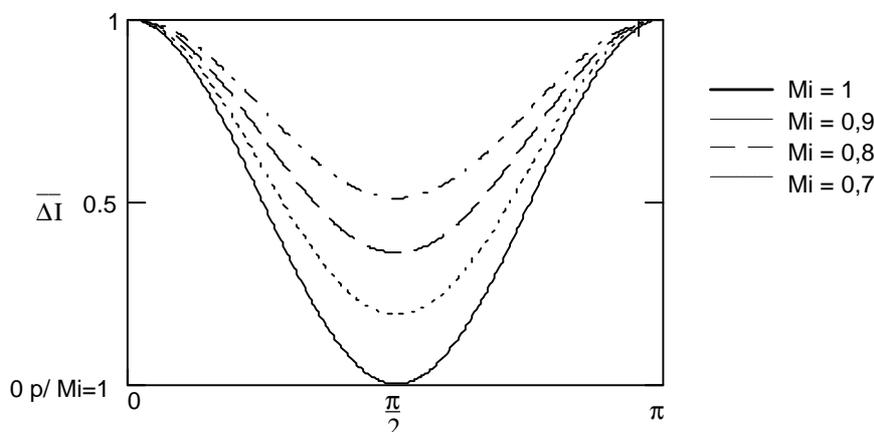
$$\omega t_2 = 0 \quad (\text{máximo}) \quad (3.16)$$

A máxima ondulação da corrente ocorre em  $t_2$  e tem seu valor definido pela expressão (3.17):

$$\Delta I_{MAX} = \frac{V_{IN}}{2 \cdot L_O \cdot f_S} \quad (3.17)$$

Verifica-se, que a ondulação máxima de corrente normalizada e o instante de tempo

em que ela ocorre dependem da relação entre a tensão de pico de saída e a tensão de entrada. A Figura 3.9 exemplifica as equações acima obtidas.



**Figura 3.9** - Variação da ondulação de corrente parametrizada.

A equação (3.14), (3.17) e o gráfico da Figura 3.9 são muito importantes para o projeto do indutor do filtro de saída, pois definem a ondulação máxima de corrente apresentada na saída do inversor e os instantes de tempo em que ela ocorre, auxiliando o projetista a determinar o valor mais adequado ao indutor, que determina a quantidade de harmônicos de alta frequência da corrente que é devolvida para a rede elétrica.

### 3.4 Metodologia de Projeto do Estágio de Potência

#### 3.4.1 Especificações de projeto

As principais especificações referentes ao projeto dos componentes do inversor são listadas abaixo:

- $V_{IN}$  : tensão do barramento de entrada;
- $f_r$  : frequência da rede;
- $f_s$  : frequência de comutação do inversor;
- $P_o$  : potência de saída;
- $\eta$  : rendimento esperado;

- $V_o$  : tensão eficaz de saída;
- $V_{OPMax}$  : tensão de pico máxima na saída;
- $V_{OPmin}$  : tensão de pico mínima na saída;
- $\Delta V_{in}$  : ondulação máxima de pico da tensão de entrada.

### 3.4.2 Projeto do indutor $L_o$

A potência entregue à rede elétrica é dada por:

$$P_o = P \cdot h \quad (3.18)$$

A partir da potência, sabe-se que a corrente eficaz na saída do inversor é dada pela equação (3.19):

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.19)$$

A corrente de pico no indutor pode ser calculada pela equação (3.20):

$$I_{oP} = I_o \cdot \sqrt{2} \quad (3.20)$$

Dessa forma, pode-se determinar o indutor de saída pela equação (3.21):

$$L_o = \frac{V_{IN}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{max}} \quad (3.21)$$

Onde  $\Delta I_{max}$  é a ondulação máxima de corrente permitida no indutor e pode ser calculada pela equação (3.22) de acordo com a ondulação desejada:

$$\Delta I_{max} = I_{oP} \cdot I_{c\%} \quad (3.22)$$

### 3.4.3 Projeto do capacitor de entrada

De [21], sabe-se que o capacitor de entrada do inversor pode ser obtido pela equação (3.23):

$$C_B = \frac{P}{2 \cdot p \cdot f_{ond} \cdot V_{IN} \cdot \Delta V_{in}} \quad (3.23)$$

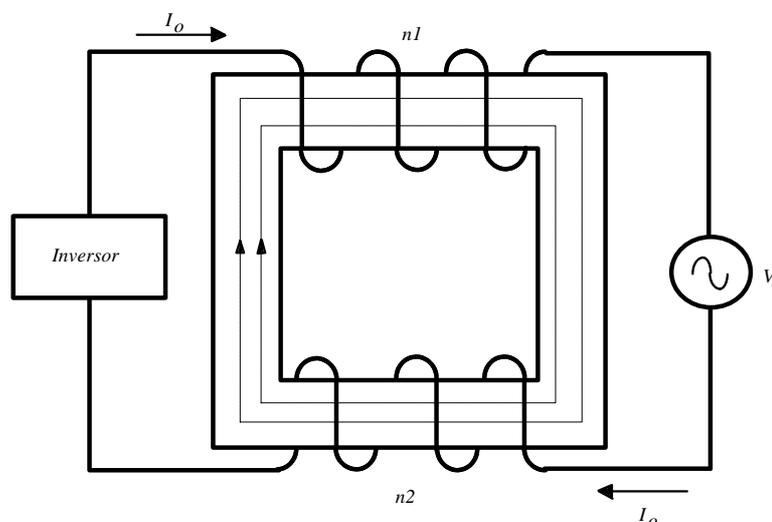
### 3.4.4 Dimensionamento físico do indutor do filtro de saída

O projeto do indutor do filtro de saída do inversor *Full Bridge* é feito de modo que se obtenha a ondulação de corrente desejada na saída do inversor. Conseqüentemente, essa ondulação é refletida na ondulação da corrente devolvida para a rede elétrica. Neste projeto, optou-se por implementar um indutor magneticamente acoplado, que possui algumas diferenças em relação ao núcleo convencionalmente utilizado. Esses indutores possuem duas bobinas distintas enroladas no mesmo núcleo, onde através da correta ligação de suas bobinas é possível obter uma indutância total com quase o dobro da soma das indutâncias individuais.

O fluxo originado em cada indutor é composto por duas parcelas, uma que atravessa o outro indutor e outra que passa pelo ar. O fluxo total que atravessa cada indutor é composto pelo fluxo produzido pela própria indutância mais a parcela do fluxo produzido pela outra indutância. A equação que define a indutância total, levando-se em consideração que a indutância de dispersão seja muito pequena é:

$$L_{Total} = 2 \cdot (Lm_1 + Lm_2) \quad (3.24)$$

O indutor é construído com dois enrolamentos com o mesmo número de espiras para cada enrolamento e ligados de forma que seus fluxos se somem na passagem da corrente elétrica. O indutor deve ser ligado à carga de acordo com a Figura 3.10 para que ocorra a soma dos fluxos:



**Figura 3.10** – Esquema de ligação do indutor.

Para a confecção desse indutor, são necessários dois enrolamentos no mesmo carretel, onde a indutância de cada enrolamento equivale a um quarto da indutância total do magnético.

O produto  $AeAw$  do núcleo pode ser obtido pela expressão (3.25) :

$$AeAw = \frac{L_O \cdot I_{Op} \cdot I_O}{2 \cdot kw \cdot B_{Max} \cdot J_{Max}} \cdot 10^4 \quad (3.25)$$

Onde:

- $J_{Max}$  : densidade de corrente máxima admitida;
- $B_{Max}$  : densidade de fluxo magnético máximo;
- $kw$  : fator de ocupação do indutor;
- $Ae$  : área da perna central;
- $\Delta_{pen}$  : profundidade de penetração no fio condutor;
- $d_{Max}$  : diâmetro máximo para o condutor;
- $S_c$  : área necessária do condutor;
- $S_{cond_e}$  : área do condutor escolhido.

O número de espiras total que o carretel deve suportar é definido pela equação (3.26):

$$N_{enrt} = \frac{L_O \cdot I_{Op}}{2 \cdot B_{Max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.26)$$

O número de espiras para cada enrolamento pode ser determinado pela equação a seguir:

$$N_{enr} = \frac{L_O \cdot I_{Op}}{4 \cdot B_{Max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.27)$$

O entreferro da perna central do núcleo do indutor pode ser calculado pela equação (3.28):

$$lg = \frac{4 \cdot N_{enr}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_O} \cdot 10^{-2} \quad (3.28)$$

O entreferro das pernas laterais é calculado pela equação (3.29):

$$l_{lat} = \frac{lg}{2} \quad (3.29)$$

Como este indutor está sendo utilizado na saída do circuito com uma corrente cuja componente fundamental de frequência é de 60Hz, não há problemas quanto ao efeito pelicular. A bitola do fio condutor pode ser calculada pela equação:

$$S_C = \frac{I_o}{J_{Max}} \quad (3.30)$$

O número de condutores em paralelo para a confecção do indutor pode ser calculado como se segue:

$$N_C = \frac{S_C}{S_{Cond\_e}} \quad (3.31)$$

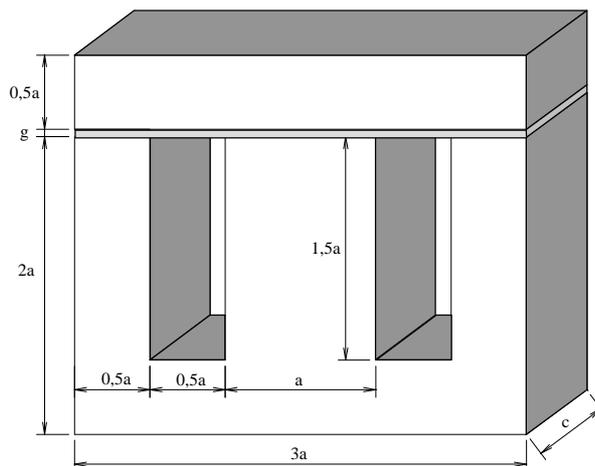
### 3.4.5 Transformador elevador

A tensão de saída do inversor é muito inferior à tensão da rede elétrica, devido a não utilização de um estágio de elevação da tensão através de um conversor elevador. Além disso, como é necessário prover isolamento entre o regenerador de energia e a rede elétrica por motivos de segurança, verifica-se a necessidade do uso de um transformador para isolar e elevar a tensão de saída do inversor. Essa seção apresenta a metodologia de projeto do transformador de saída em baixa frequência, baseado em [14].

Como especificações do projeto, tem-se:

- $V_o$  : Tensão na saída do inversor;
- $S_o$  : Potência de saída;
- $n$  : Relação de transformação;
- $f_r$  : Frequência da rede;
- $B_m$  : Fluxo máximo para lâminas de ferro silício;
- $d$  : Densidade de corrente;
- $a$  : Largura da perna central do núcleo;
- $c$  : Comprimento do núcleo.

A Figura 3.11 apresenta o desenho do núcleo do transformador utilizado:



**Figura 3.11 – Núcleo Utilizado.**

Pode-se projetar o transformador de duas formas:

- Através da potência desejada para o transformador, encontrar os valores de “a” e “c” necessários de forma a se otimizar os parâmetros do transformador como o peso e o volume;
- Atribuir os valores de “a” e “c” conforme o desejado e disponibilidade das lâminas de ferro-silício em laboratório de forma a obter a potência desejada.

Neste projeto é utilizado a segunda opção objetivando realizar os ensaios do protótipo em laboratório. A escolha do núcleo do transformador deve ser feita em função da área da sua seção transversal necessária à circulação do fluxo máximo, sem saturação. Assim, pode-se calcular a seção geométrica do núcleo através da equação (3.32):

$$S_g = a \cdot c \quad (3.32)$$

A seção magnética do núcleo pode ser calculada como segue:

$$S_m = 0,9 \cdot S_g \quad (3.33)$$

Dessa forma, pode-se obter a potência do transformador, que deve ser superior a potência que está sendo entregue à rede elétrica:

$$S_o = \left( \frac{S_m}{7,5} \right)^2 \cdot 60 \quad (3.34)$$

O número de espiras do primário e do secundário pode ser calculado de acordo com as equações (3.35) e (3.36):

$$N_p = \frac{10^8 \cdot V_o}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f r} \quad (3.35)$$

$$N_s = N_p \cdot n \quad (3.36)$$

A escolha da seção dos condutores do primário e do secundário pode ser feita pelas equações (3.37) e (3.38):

$$s_p = \frac{I_{oP}}{d} \cdot 10^{-2} \quad (3.37)$$

$$s_s = \frac{I_{oS}}{d} \cdot 10^{-2} \quad (3.38)$$

A resistência dos enrolamentos pode ser calculada como segue:

$$l_t = 2 \cdot a + 2 \cdot c + \frac{a \cdot P}{2} \quad (3.39)$$

$$R_p = N_p \cdot r_p \cdot l_t \quad (3.40)$$

$$R_s = N_s \cdot r_s \cdot l_t \quad (3.41)$$

Por fim, determina-se o fator de ocupação do núcleo, para verificar se os parâmetros calculados são possíveis de serem implementados em laboratório. A equação (3.42) apresenta o fator de ocupação, que normalmente deve ser superior a 3:

$$F_o = \frac{0,75 \cdot a^2}{A_{condS} \cdot N_s + A_{condP} \cdot N_p} \quad (3.42)$$

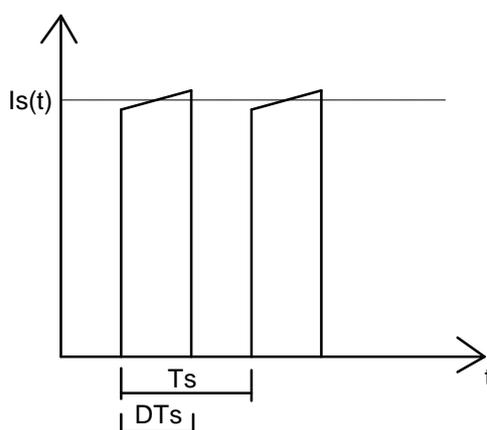
Onde:

- $A_{condS}$  : Área do condutor do secundário;
- $A_{condP}$  : Área do condutor do primário.

### 3.5 Esforços de Corrente nos Interruptores

Neste item são apresentados os esforços de correntes nos interruptores do inversor *Full Bridge*. Para isso, são adotadas algumas simplificações no cálculo das correntes que, no entanto, não comprometem de forma significativa o resultado obtido [13]. As simplificações adotadas são as seguintes:

- Como as etapas de transferência de energia são razoavelmente maiores do que as etapas de comutação, desconsidera-se a comutação no cálculo das correntes eficaz e média nos interruptores;
- É utilizada uma fonte de corrente senoidal e em fase com a tensão para representar a carga do sistema. As possíveis ondulações ou distorções na forma de onda da corrente são desprezadas.
- Os interruptores são considerados como sendo ideais, bem como a tensão no capacitor do barramento CC de entrada do inversor é considerada uma fonte de tensão ideal. Dessa forma, não há ondulação na tensão de entrada.
- Além disso, para realizar o cálculo das correntes média e eficaz são considerados que a corrente nos interruptores não varie durante dois períodos de comutação e a razão cíclica seja constante, como representado na Figura 3.12:



**Figura 3.12** – Corrente idealizada nos interruptores.

A partir da Figura 3.12 e da equação (3.5), abaixo reescrita por conveniência, pode-se determinar as correntes média e eficaz nos semicondutores:

$$D(\omega t) = \frac{V_{O_P} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_{IN}}{2 \cdot V_{IN}} \quad (3.43)$$

A corrente de pico sobre os interruptores do inversor pode ser calculada através da expressão (3.20), abaixo reescrita:

$$I_{SP} = I_{O_P} = I_O \cdot \sqrt{2} \quad (3.44)$$

A tensão máxima sobre os interruptores do inversor ponte completa é igual a tensão

de barramento, ou seja:

$$V_{SP} = V_{IN} \quad (3.45)$$

A tensão sobre os interruptores somente ultrapassa esse valor durante o transitório, em que o compensador de tensão, projetado para ser lento, deixa a tensão ultrapassar esse valor em um pequeno intervalo de tempo.

A partir das simplificações assumidas anteriormente e da Figura 3.13, pode-se calcular os esforços de corrente nos interruptores.

### 3.5.1 Cálculo da corrente média nos semicondutores

A corrente média nos interruptores pode ser calculada como segue:

$$I_S(\mathbf{w} \cdot t) = I_{O_P} \cdot \text{sen}(\mathbf{w} \cdot t) \quad (3.46)$$

A equação (3.46) mostra que a corrente máxima na carga evolui senoidalmente com o tempo. Do mesmo modo, através da equação (3.12), sabe-se que o índice de modulação é dado por:

$$Mi = \frac{V_{O_P}}{V_{IN}} \quad (3.47)$$

Através da Figura 3.12, deduz-se que:

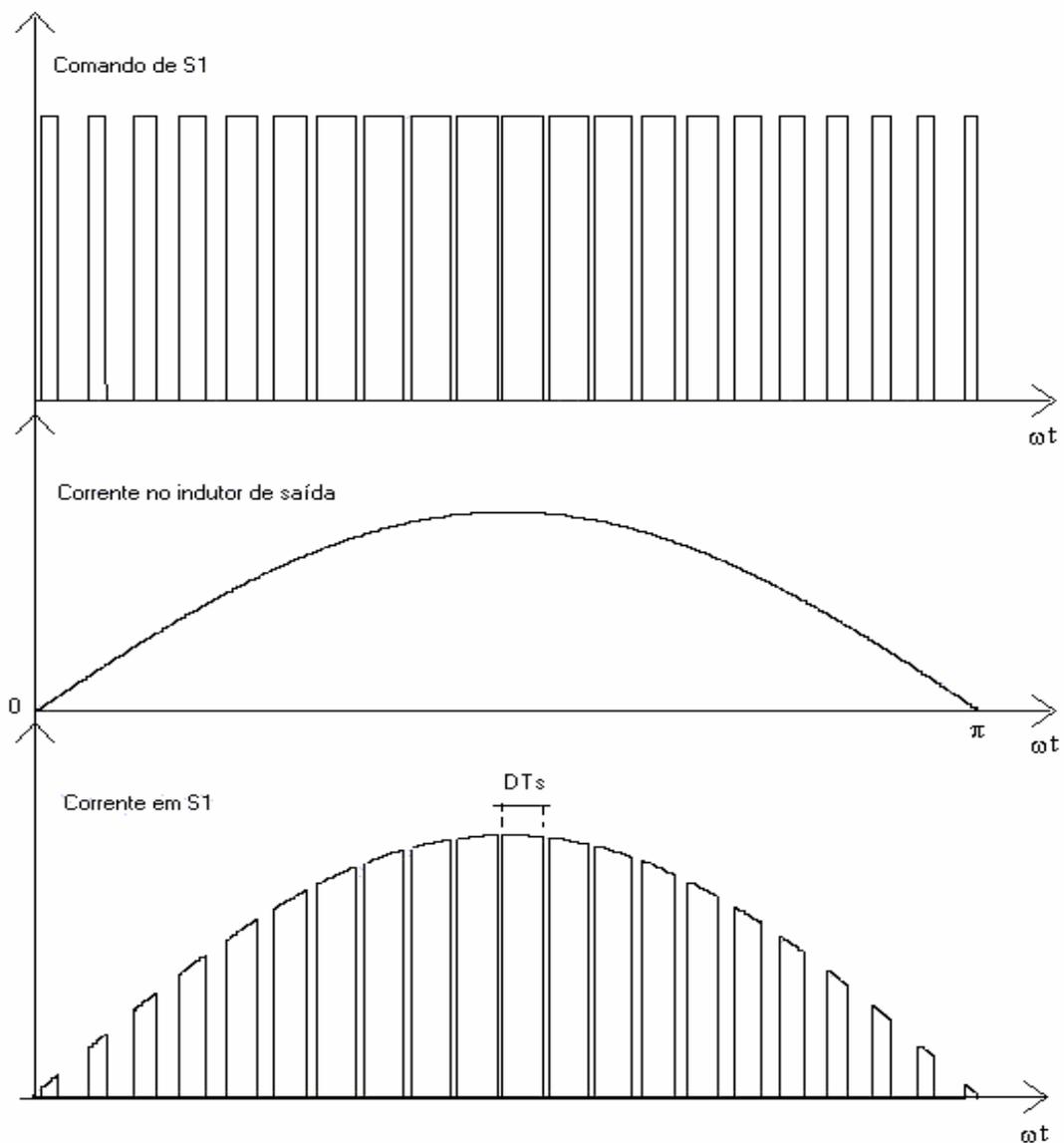
$$I_{Smed} = D(\mathbf{w} \cdot t) \cdot I_S(\mathbf{w} \cdot t) \quad (3.48)$$

Assim, substituindo-se as equações (3.43), (3.46) e (3.47) na equação (3.48), tem-se que:

$$I_{Smed} = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \int_0^p \left( \frac{Mi}{2} \cdot \text{sen}(\mathbf{w} \cdot t) + \frac{1}{2} \right) \cdot I_{O_P} \cdot \text{sen}(\mathbf{w} \cdot t) \cdot d\mathbf{w}t \quad (3.49)$$

Resolvendo a equação (3.49), chega-se a equação que define o valor da corrente média sobre os interruptores de potência do inversor:

$$I_{Smed} = I_{O_P} \cdot \left( \frac{Mi}{8} + \frac{1}{2 \cdot p} \right) \quad (3.50)$$



**Figura 3.13** – Formas de onda do comando e corrente de  $S_1$  e corrente na carga.

### 3.5.2 Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores

Do mesmo modo, partindo-se da Figura 3.12, pode-se obter a corrente eficaz nos interruptores de potência:

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot p} \cdot \int_0^p I_{op}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \cdot \left( \frac{M_i}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \frac{1}{2} \right) \cdot d\omega t} \quad (3.51)$$

Resolvendo a integração acima, chega-se a equação que descreve a corrente eficaz

nos interruptores:

$$I_{sef} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{I_{op}}{12} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot Mi}{p} + 3} \quad (3.52)$$

### 3.6 Dimensionamento do Dissipador

A escolha correta do dissipador em um projeto de eletrônica de potência é de suma importância. Primeiramente, como normalmente se trabalha com elevados níveis de tensão e ou corrente, os semicondutores de potência sofrem um aumento de temperatura elevado que levaria o componente a destruição sem a utilização de um dissipador adequado. Entretanto, os dissipadores representam um aumento representativo no custo, volume e peso do produto. Por esse motivo, deve-se encontrar um dissipador que satisfaça essas condições sem comprometer a vida útil do componente.

Devido a utilização de uma topologia que possui dois braços, como é o caso do inversor ponte completa, e de possuir elevados níveis de corrente, optou-se pela utilização de IGBTs. Esses semicondutores apresentam melhores características de  $dv/dt$  do que os Mosfets, além de diodos ultra-rápidos, acarretando numa redução das perdas de comutação dos componentes.

A técnica de controle utilizada, onde se tem uma modulação senoidal sobre os interruptores, dificulta os cálculos de perdas nos semicondutores. Segundo [17], as perdas nos IGBTs podem ser calculadas através das equações apresentadas nas seções a seguir, que foram obtidas levando em consideração um compromisso razoável entre exatidão e complexidade. Para isso, basta conhecer os parâmetros do catálogo do fabricante do IGBT.

#### 3.6.1 Perdas em condução

As perdas em condução nos IGBTs do inversor podem ser calculadas através da equação (3.53):

$$P_{Cond} = \left( \frac{1}{8} + \frac{Mi}{3 \cdot p} \right) \cdot (V_{CEN} - V_{CEO}) \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} + \left( \frac{1}{2 \cdot p} + \frac{Mi}{8} \cdot \cos(\mathbf{f}) \right) \cdot V_{CEO} \cdot I_{CM} \quad (3.53)$$

Onde:

- $V_{CEN}$  : Tensão no IGBT em condução;
- $V_{CEO}$  : Tensão de limiar;
- $I_{CM}$  : Corrente de pico no IGBT;
- $I_{CN}$ : Corrente nominal do componente.

### 3.6.2 Perdas na entrada em condução

A perda de comutação durante a entrada em condução do IGBT ocorre pela presença simultânea da corrente de coletor e tensão coletor-emissor. Com carga indutiva a operação de comutação durante a entrada em condução ocorre sob tensão constante de barramento  $V_{IN}$  [17]. As perdas na entrada em condução podem ser calculadas através da equação (3.54):

$$P_{On} = \frac{1}{8} \cdot V_{IN} \cdot t_{rN} \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} \cdot f_s + \frac{2}{3} \cdot V_{IN} \cdot \left[ 0,28 + \frac{0,38}{p} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left( \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rrN} + \left( \frac{0,8}{p} + 0,05 \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rrN} \cdot f_s \quad (3.54)$$

Onde:

- $T_{rN}$  : tempo de subida;
- $T_{rrN}$  : tempo de recuperação reversa;
- $T_{fN}$  : tempo de descida;
- $Q_{rrN}$  : carga de recuperação reversa do diodo.

### 3.6.3 Perdas no bloqueio

As perdas verificadas no bloqueio do IGBT podem ser calculadas a partir da equação (3.55):

$$P_{OFF} = V_{IN} \cdot I_{CM} \cdot t_{fN} \cdot f_s \cdot \left( \frac{1}{3 \cdot p} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \quad (3.55)$$

### 3.6.4 Perdas em condução do diodo

O cálculo das perdas em condução do diodo é semelhante ao do IGBT, apenas difere em duas variáveis com valores de tensão:

$$P_{Cond\_d} = \left( \frac{1}{8} + \frac{Mi}{3 \cdot p} \right) \cdot (V_{FN} - V_{FO}) \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} + \left( \frac{1}{2 \cdot p} + \frac{Mi}{8} \cdot \cos(\mathbf{f}) \right) \cdot V_{FO} \cdot I_{CM} \quad (3.56)$$

Onde:

- $V_{FN}$  : tensão do diodo em condução;
- $V_{FO}$  : tensão de limiar do diodo;
- $I_{FN}$  : Corrente nominal do diodo.

### 3.6.5 Perdas na comutação do diodo

As perdas de comutação do diodo ocorrem durante o bloqueio por causa da recuperação reversa. Elas podem ser calculadas com se segue:

$$P_{On\_d} = \frac{1}{3} \cdot V_{IN} \left[ \left[ 0,28 + \frac{0,38}{p} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{FN}} + 0,015 \cdot \left( \frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rNX} + \left( \frac{0,8}{p} + 0,05 \cdot \frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rN} \right] \cdot fs \quad (3.57)$$

As perdas totais existentes em um dos semicondutores do inversor podem ser resumidas na seguinte equação:

$$P_{Tot\_inv} = P_{Cond} + P_{On} + P_{OFF} + P_{Cond\_d} + P_{On\_d} \quad (3.58)$$

### 3.6.6 Dissipador

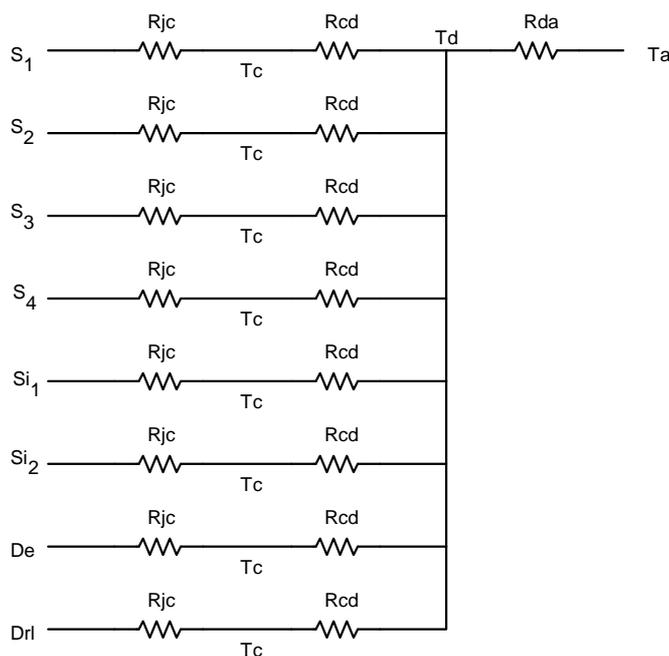
Neste projeto, é utilizado apenas um dissipador para todos os semicondutores. Com isso, tanto os IGBTs do inversor quanto os interruptores de entrada e os diodos são postos no mesmo dissipador. Isso é importante para o cálculo da resistência térmica dissipador-ambiente. O modelo simplificado do dissipador utilizado pode ser visualizado na Figura 3.14.

Através da equação (3.59), pode-se calcular a resistência térmica máxima junção-ambiente:

$$R_{Thja} = \frac{(T_{jMax} - T_{Amb})}{P_{Tot\_sem}} \quad (3.59)$$

Onde:

- $T_{Amb}$  : Temperatura ambiente;
- $T_{jMax}$  : Temperatura máxima de junção;
- $P_{Tot\_sem}$  : Potência total dissipada nos semicondutores.



**Figura 3.14** – Resistências Térmicas ligadas ao mesmo dissipador.

A potência total dissipada nos semicondutores pode ser calculada pela soma das equações (2.51) e (3.58), conforme mostra a equação (3.60):

$$P_{Tot\_sem} = P_{Test\_in} + 4 \cdot P_{Tot\_inv} \quad (3.60)$$

Como está se utilizando diversos componentes diferentes submetidos a esforços diferentes, ocorre um aquecimento diferente em cada semicondutor. Assim sendo, calcula-se a temperatura do dissipador para cada componente e verifica-se a de menor valor entre todos, de forma a se evitar que algum deles aqueça mais do que o componente suporta. Utiliza-se a equação (3.61) para todos os componentes que estão submetidos a potências diferentes:

$$Td = Tj - P_{ind} \cdot R_{Thjc} - R_{Thcd} \cdot 4 \cdot P_{conj} \quad (3.61)$$

Onde:

- $P_{ind}$  : Potência a que o componente está submetido;
- $P_{conj}$  : Potência total em que os componentes semelhantes estão submetidos;
- $R_{Thjc}$  : Resistência térmica junção-cápsula fornecida pelo fabricante;
- $R_{Thcd}$  : Resistência térmica cápsula-dissipador fornecida pelo fabricante.

A resistência térmica dissipador ambiente pode ser calculada pela equação (3.62):

$$R_{Thda} = \frac{Td - Ta}{P_{Tot\_sem}} \quad (3.62)$$

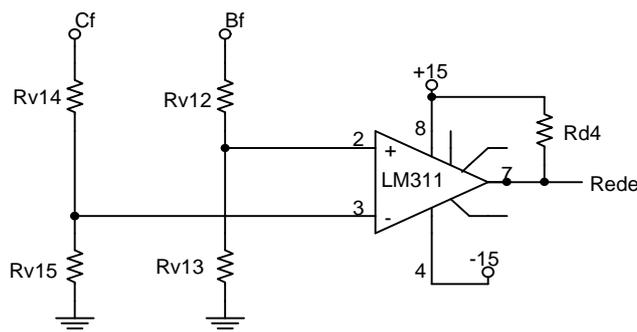
A resistência térmica do dissipador utilizado deve ser menor do que a resistência térmica calculada na equação (3.62).

### 3.7 Circuito de Comando dos Interruptores

O circuito gerador dos pulsos de comando dos interruptores do inversor gera um pulso com a razão cíclica variando de acordo com a referência de corrente em sua entrada e com o valor da tensão de barramento. O circuito integrado utilizado no controle dos interruptores do inversor, como será visto no próximo capítulo, funciona em apenas um quadrante, ou seja, aceita somente valores positivos em seus terminais. Dessa forma, são necessários dois pulsos diferentes, um para cada semiciclo da tensão da rede elétrica, exigindo uma lógica de comando adequada de forma que os interruptores entrem em condução no instante correto.

Um circuito comparador é utilizado para verificar quando a tensão da rede elétrica é positiva ou negativa. O referido circuito é mostrado na Figura 3.15, na página seguinte, onde a tensão entre os pontos Cf e Bf é retirada do transformador utilizado na fonte auxiliar do regenerador.

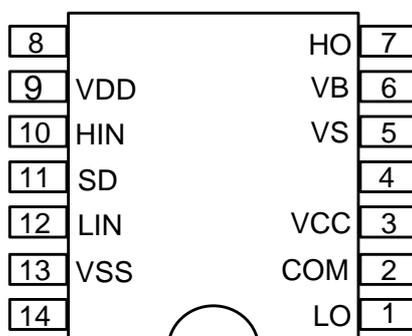
Quando o pulso de comando do UC3854 estiver alto e o sinal do circuito comparador estiver em 15V, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir. Se o sinal do circuito comparador for zero, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir. Quando os pulsos de comando estão em zero, os interruptores estão bloqueados e os diodos de circulação conduzem a corrente de carga. Essa lógica é feita utilizando os circuitos integrados CD40106 e CD4081.



**Figura 3.15** – Circuito para verificação de passagem por zero.

Como o inversor escolhido é o ponte completa, utilizam-se dois *bootstraps*, um para cada braço do inversor. Escolheu-se o IR2110, por possuir duas entradas, uma para cada interruptor do braço correspondente. Desse modo, comanda-se o inversor com o sinal desejado na entrada do *bootstrap*. Como o *bootstrap* escolhido não oferece tempo morto, é necessária a elaboração de um circuito externo que garanta que na passagem por zero não haja curto de braço devido a entrada em condução dos interruptores de mesmo braço.

A estrutura do IR2110, um circuito integrado de 14 pinos, é mostrado na Figura 3.16.



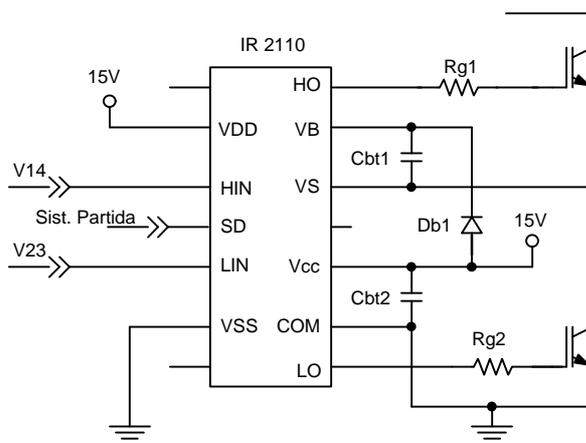
**Figura 3.16** - Circuito Integrado IR 2110.

- **Pino 1 – LO** : Saída do sinal de comando para o interruptor inferior do respectivo braço;
- **Pino 2 – COM** : Negativo da entrada do circuito inversor;
- **Pino 3 – Vcc** : Alimentação referente ao interruptor inferior;
- **Pino 5 - Vs** : Referência da fonte flutuante Vbs para o interruptor superior;
- **Pino 6 – VB** : Alimentação flutuante referente ao interruptor superior;

- **Pino 7 – HO** : Saída do sinal de comando para o interruptor superior do braço;
- **Pino 9 – VDD** : Tensão de alimentação;
- **Pino 10 – HIN** : Sinal de entrada para o *driver* do interruptor superior do braço;
- **Pino 11 – SD** : Entrada para *shutdown*.
- **Pino 12 – LIN** : Sinal de entrada para o *driver* do interruptor inferior do braço;
- **Pino 13 - VSS** : Referência do circuito.

O IR2110 pode operar com tensão de alimentação de 3,3V a 20V. A tensão de barramento do estágio de potência pode ser de até 500V. Ele possui alta impedância de entrada, o que o torna compatível com as saídas padrões de circuitos CMOS. Além disso, possui proteção de sub-tensão de alimentação que inibe os pulsos de saída do integrado quando a tensão de alimentação está abaixo de um nível mínimo.

A Figura 3.17 mostra o circuito completo de *driver* utilizando o circuito integrado IR2110 para um dos braços do inversor *Full Bridge*:



**Figura 3.17** - Comando dos interruptores de um braço do inversor.

Segundo o fabricante [01], a carga mínima que deve ser fornecida para a fonte *bootstrap* é dada pela seguinte fórmula:

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{Q_{bs}}}{f_s} + Q_{L_s} + \frac{I_{C_{bs}}}{f_s} \quad (3.63)$$

Onde:

- $Q_g$  : Carga de *gate* do interruptor ligado à fonte flutuante obtida do catálogo do fabricante do interruptor;
- $I_{Qbs}$  : Corrente quiescente que circula pela fonte flutuante  $V_{bs}$ , obtida do catálogo do *bootstrap*;
- $Q_{Ls}$  : Carga requerida pelo circuito integrado para a mudança de nível lógico fornecida pelo fabricante;
- $I_{Cbs}$  : Corrente que circula pelo *bootstrap* quando se utiliza capacitor eletrolítico.

A corrente máxima que circula pelo diodo *bootstrap* é a seguinte:

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s \quad (3.64)$$

Através da equação (3.64) e da tensão de barramento do inversor, pode-se definir o diodo a ser utilizado no projeto.

O capacitor de *bootstrap* deve ser capaz de armazenar a carga correspondente à equação (3.63) e não ter uma ondulação de tensão muito grande para não comprometer os pulsos de comando oferecidos aos interruptores do inversor. A equação (3.65) oferece um valor seguro para o capacitor a ser inserido no circuito.

$$C_{bs} = 30 \cdot \frac{Q_{bs}}{V_{CC} - V_F - V_{Ls}} \quad (3.65)$$

Onde  $V_{Ls}$  representa a queda de tensão no interruptor inferior quando conduzindo. A resistência de *gate* dos interruptores do inversor pode ser calculada como se segue:

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (3.66)$$

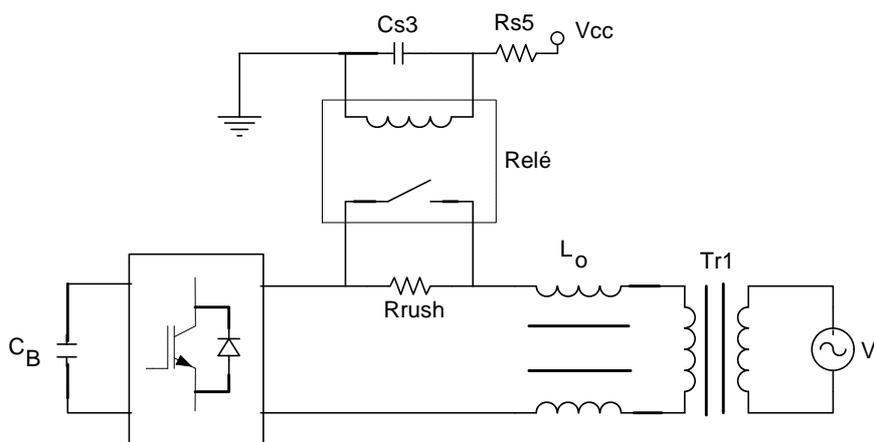
Onde  $C_{iss}$  é a capacitância de entrada do interruptor escolhido.

### 3.8 Circuito de Pré-Carga

No instante em que o circuito é energizado, o capacitor de entrada do inversor é visto como um curto-circuito pela fonte de alimentação. Por isso, é necessária a utilização de um circuito de pré-carga, que limite a corrente inicial no instante em que o circuito é energizado. O circuito da Figura 3.18 realiza essa função de pré-carga do capacitor.

Quando o inversor é energizado, o relé encontra-se aberto. Com isso, a corrente de carga do capacitor  $C_B$  é limitada pelo resistor  $R_{Rush}$ . Após um intervalo de tempo, quando a tensão no capacitor  $C_{S3}$  atinge a tensão nominal do relé, o relé é fechado, retirando o resistor do circuito.

Deve-se especificar um relé a partir da máxima tensão e corrente que o componente suporta. Depois, projeta-se o circuito de forma a evitar o alto pico de corrente de saída em um intervalo de tempo em que o relé está aberto.



**Figura 3.18** – Circuito de pré-carga.

Têm-se como especificações:

- $I_{IN\_rush}$  : Corrente máxima de pico admitida no circuito;
- $R_{Rele}$  : Resistência interna da bobina do relé;
- $V_{Rele}$  : Tensão nominal do relé;
- $I_{Rele}$  : Corrente na bobina do relé.

Sabendo-se disso, pode-se calcular o resistor de carga através da equação:

$$R_{Rush} = \frac{V_{IN\_max} \cdot \sqrt{2}}{I_{IN\_rush}} \quad (3.67)$$

O tempo de carga do capacitor de entrada do inversor é definido pela equação (3.68):

$$t_{Car} = 5 \cdot R_{Rush} \cdot C_B \quad (3.68)$$

A constante de tempo do circuito RC que aciona o relé deve ser maior que o tempo obtido na equação (3.68), para evitar picos elevados de corrente que possam danificar os semicondutores. Com isso, pode-se calcular a constante de tempo através da equação (3.69):

$$C_{S3} \cdot (R_{S5} + R_{Rele}) = 5 \cdot t_{Car} \quad (3.69)$$

O resistor  $R_{S5}$  pode ser calculado pela equação:

$$R_{S5} = \frac{V_{Rele}}{I_{Rele}} - R_{Rele} \quad (3.70)$$

Para concluir, o capacitor  $C_{S3}$  pode ser calculado pela equação:

$$C_{S3} = \frac{5 \cdot t_{Car}}{R_{S5} + R_{Rele}} \quad (3.71)$$

### 3.9 Conclusão

Este capítulo apresenta o funcionamento do inversor *Full Bridge*, suas etapas de operação, equacionamento teórico e esforços nos componentes. Este conversor, como dito anteriormente, funciona de modo que em sua saída se tenha uma corrente senoidal e em fase com a tensão a partir de um barramento de tensão contínua em sua entrada.

Além disso, é apresentado o equacionamento das perdas nos semicondutores, projeto de um transformador em baixa frequência, cálculo de um dissipador para os semicondutores do regenerador, *driver* de comando dos interruptores utilizando um *bootstrap* e projeto de um circuito de partida para o inversor .

## CAPÍTULO IV

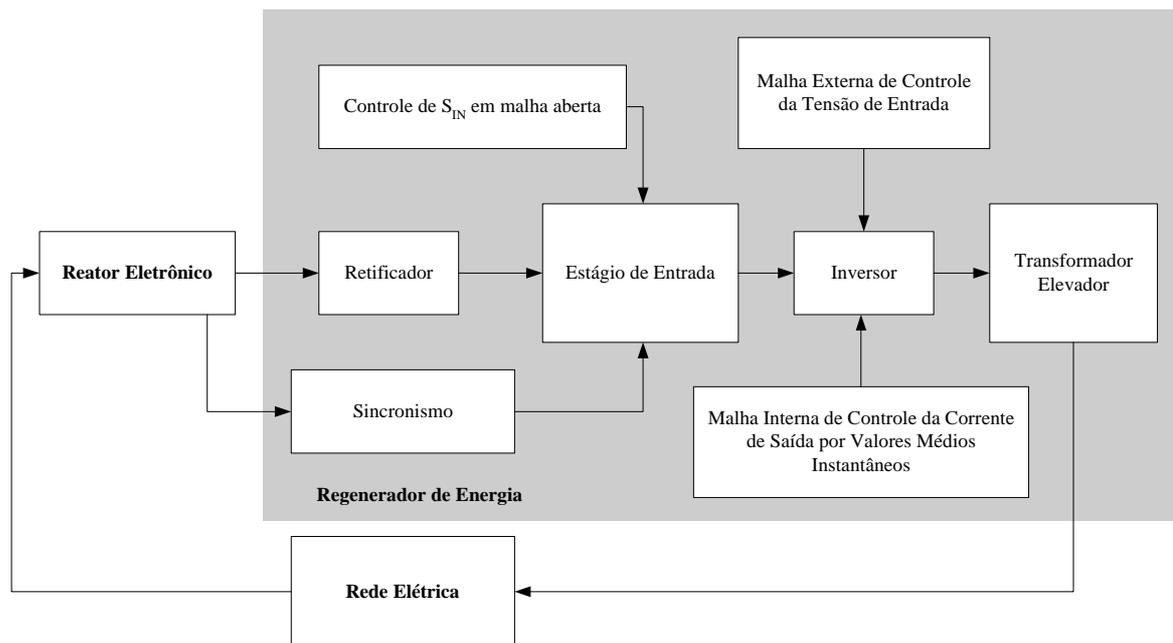
### MALHAS DE CONTROLE DO INVERSOR

#### 4.1 Introdução

Neste projeto, deseja-se que a corrente entregue à rede elétrica esteja defasada de  $180^\circ$  da tensão da rede e que contenha pouca distorção harmônica. Para realizar o controle dessa corrente, utiliza-se a técnica de controle da corrente de saída por valores médios instantâneos, fazendo-se uso do circuito integrado UC3854N (existem outros dois modelos: UC3854A e UC3854B que funcionam da mesma forma, mas que possuem algumas particularidades) da *Texas Instruments*. Este circuito integrado é bastante utilizado quando é necessário um estágio de correção de fator de potência. Neste caso, ele implementa as malhas de controle necessárias para se obter o elevado fator de potência requerido na corrente de saída do regenerador de energia.

A Figura 4.1 na página seguinte apresenta o diagrama de blocos do regenerador de energia proposto neste trabalho. Verifica-se no diagrama que o reator eletrônico, alimentado pela rede elétrica, fornece energia para o regenerador através do estágio de entrada, que controla o fluxo de energia através do controle de  $S_{IN}$  em malha aberta. Além disso, o interruptor  $S_{IN}$  é sincronizado com o reator eletrônico, conforme analisado no Capítulo II deste trabalho. O inversor possui duas malhas de realimentação: uma malha externa que controla a tensão de entrada do inversor (tensão de saída do estágio de entrada), fazendo com que esta tensão permaneça estabilizada e uma malha interna que controla a corrente de saída do inversor. A tensão na saída do inversor é elevada através de um transformador, que é ligado diretamente à rede elétrica.

Neste capítulo são apresentadas as malhas de controle de corrente e tensão do inversor realizadas com a utilização do circuito integrado UC3854. Além disso, são apresentadas as principais características do integrado, a metodologia de projeto de seus elementos externos e o projeto dos compensadores a partir da função de transferência do inversor com modulação em dois níveis.



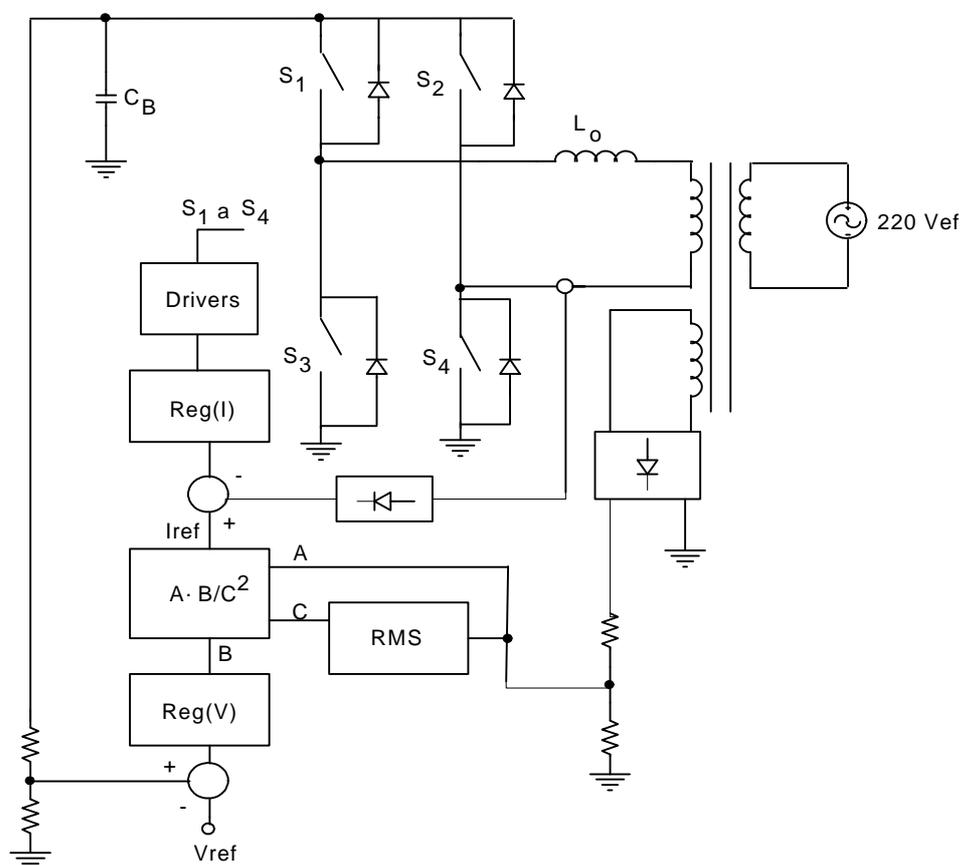
*Figura 4.1 – Diagrama de blocos do regenerador de energia.*

## 4.2 Análise do Integrado UC3854

A técnica de controle da corrente de saída por valores médios instantâneos utilizada consiste em monitorar a corrente de saída do inversor e controlá-la através da comutação dos interruptores em alta frequência para que ela siga uma referência senoidal com o menor erro possível e sem distorções. O inversor possui uma corrente de saída operando em modo de condução contínua, possuindo ainda, uma tensão estabilizada em sua entrada. Além disso, a frequência de comutação dos interruptores é constante, com a razão cíclica variando a cada período de comutação.

O UC3854 é composto por duas malhas de realimentação. A malha interna controla a corrente de saída enquanto que a malha externa controla a tensão de entrada. O compensador de corrente existente faz com que a corrente de saída siga uma referência formada por um seno retificado. Por outro lado, o compensador de tensão controla a transferência de potência do estágio de entrada para a rede elétrica. Além disso, existe um regulador interno de malha direta (*feedforward*) responsável pela regulação da tensão de entrada quando ocorrem flutuações na tensão de saída do inversor. Nota-se que isso somente é válido para o caso em que o integrado é utilizado como regenerador de energia

ou outra forma na qual a corrente controlada é a de saída e a malha de tensão controla o barramento de entrada. A Figura 4.2 apresenta as funções acima descritas na forma de um diagrama de blocos do inversor controlado.



**Figura 4.2** – Diagrama de Blocos das Malhas de Controle do Inversor.

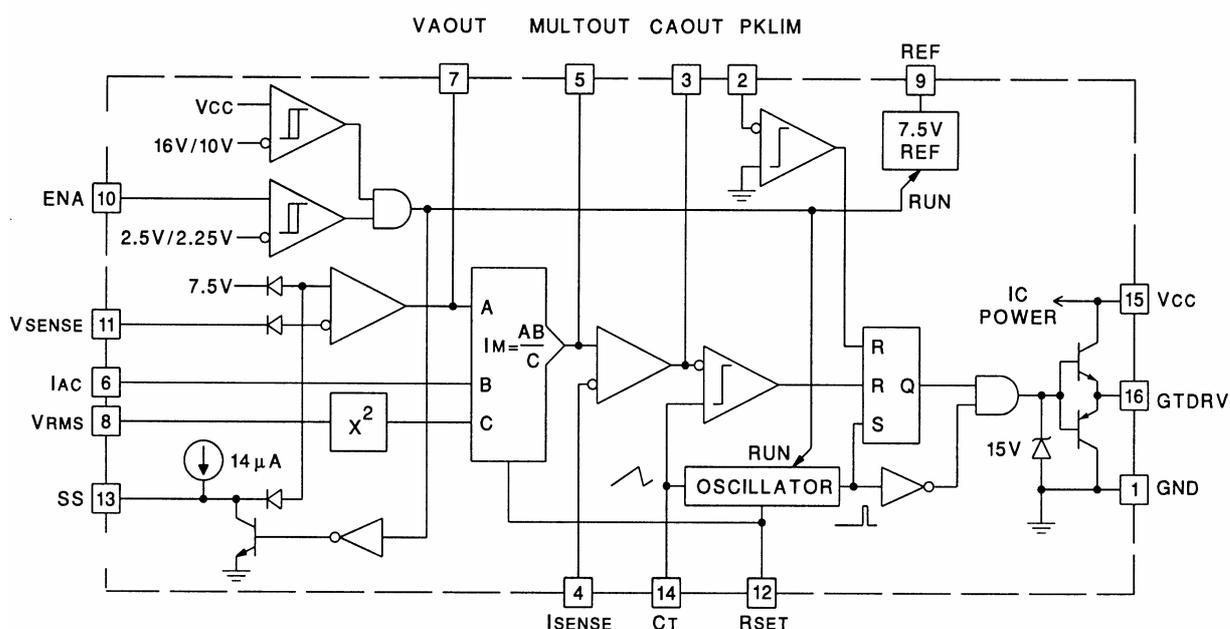
Como pode ser observado na Figura 4.2, a corrente amostrada na saída do inversor passa por um retificador de onda completa, o mesmo ocorrendo com a amostra da tensão da rede, que fornece o formato desejado da corrente de saída. Isso é necessário porque o circuito integrado utilizado (UC3854) opera somente em um quadrante, ou seja, aceita somente valores positivos em seus terminais. O UC3854 possui essa característica porque ele foi concebido para ser utilizado nos conversores *Boost* para a correção de fator de potência. Como a corrente amostrada no conversor *Boost* possui apenas valores positivos (é amostrada após o retificador), o circuito integrado opera normalmente. Como o objetivo deste trabalho é comandar os interruptores de um inversor bidirecional, é utilizada uma lógica de controle que permite que apenas dois interruptores conduzam no semiciclo positivo da tensão da rede elétrica e os outros dois no semiciclo negativo. O *driver* de

comando dos interruptores é apresentado no decorrer deste capítulo.

A corrente de referência é gerada através de um bloco multiplicador/divisor (olhar Figura 4.2) que possui os seguintes parâmetros de entrada:

- **Entrada A** – Sinal de sincronismo: a partir de uma amostra da tensão de saída, define-se o formato, a fase e a frequência da corrente de referência;
- **Entrada B** – Sinal de erro do regulador de tensão: o regulador de tensão proporciona o controle da tensão de entrada do inversor através do aumento ou da diminuição do sinal de erro, conforme a variação da potência fornecida pelo estágio de entrada. Com isso, o sinal de erro ajusta a amplitude da corrente de referência de acordo com a variação da potência fornecida pelo estágio de entrada;
- **Entrada C** – Malha de controle direto da tensão de saída: a tensão de saída é retificada, atenuada e filtrada, informando um valor CC proporcional ao valor eficaz da tensão de saída. Assim, conforme a variação da tensão de saída, a corrente de referência é ajustada.

A Figura 4.3 apresenta o esquema interno simplificado do circuito integrado UC3854 utilizado. Internamente, verifica-se a presença de um amplificador de tensão, um multiplicador/divisor analógico, um amplificador de corrente, um comparador PWM, uma referência estabilizada de 7,5V, bem como outros dispositivos auxiliares.



**Figura 4.3-** Elementos internos ao UC3854 [22].

Os pinos do circuito integrado possuem as seguintes funções:

- **Pino 1 – Terra (GND):** referência do circuito de controle e de potência;
- **Pino 2 - Proteção contra sobrecorrente (PKLIMIT):** este pino permite que seja realizada uma proteção contra sobrecorrente. Quando a tensão sobre esse pino é menor ou igual a zero o comando do interruptor é desabilitado;
- **Pino 3 - Saída do compensador de corrente (CA OUT):** é a saída do amplificador operacional utilizado no controle de corrente;
- **Pino 4 - Entrada inversora do regulador de corrente (ISENSE):** é a entrada inversora do amplificador de corrente;
- **Pino 5 - Saída do multiplicador de corrente (MULT OUT):** é a saída do multiplicador de corrente e a entrada não inversora do compensador de corrente. Este pino possui alta impedância de entrada;
- **Pino 6 - Entrada do multiplicador de corrente (IAC):** este pino informa o formato desejado da corrente de saída;
- **Pino 7 - Saída do regulador de tensão (VAOUT):** saída do regulador de tensão e entrada A do multiplicador. Pino responsável pela variação da amplitude da referência de corrente frente a variações da tensão do barramento;
- **Pino 8 - Entrada da malha direta de controle de tensão (VRMS):** fornece ao circuito de controle uma tensão proporcional ao valor eficaz da tensão da rede;
- **Pino 9 - Fonte interna (VREF):** este pino fornece uma tensão de 7,5V estabilizada internamente;
- **Pino 10 - Pino de habilitação (ENA):** desabilita a fonte de tensão interna, os pulsos de saída e o oscilador interno do CI quando está em nível baixo;
- **Pino 11 - Entrada do compensador de tensão (VSENSE):** entrada inversora do compensador de tensão;
- **Pino 12 - (RSET):** Este pino, juntamente com o pino 14, define a frequência de comutação do inversor;
- **Pino 13 - Partida progressiva (SS):** o capacitor colocado neste pino determina o tempo de partida progressiva dos pulsos de comando do integrado. Somente no final desse tempo, a largura dos pulsos de comando dos interruptores possui uma componente fundamental com o formato desejado, ou seja, um seno retificado.
- **Pino 14 – (CT):** Neste pino é ligado o capacitor, que juntamente com o resistor do

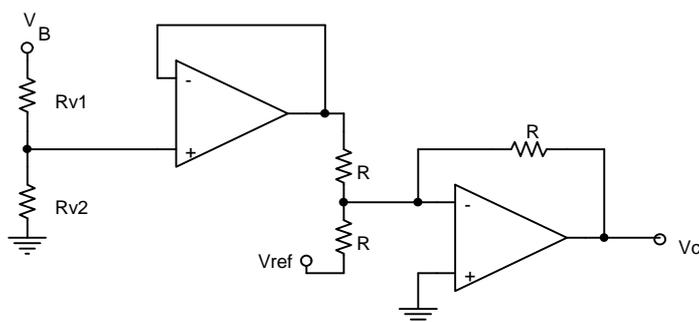
pino 12, definem a frequência de comutação;

- **Pino 15 – Alimentação (VCC):** entrada de alimentação do CI. Tensão contínua de 18V a 30V;
- **Pino 16 – Saída (GT DRV):** é a saída dos pulsos de comando dos interruptores.

Tipicamente, este circuito integrado é utilizado para a correção de fator de potência, entretanto, pode ser adaptado em técnicas de reciclagem de energia. No caso de um circuito para correção de fator de potência, tem-se uma tensão de entrada alternada e uma tensão de saída contínua. Assim, utiliza-se o integrado como forma de se obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão. Conseguem-se assim um fator de potência elevado com baixa taxa de distorção harmônica. Além disso, quando a tensão contínua na saída tender a subir, sabe-se que está sendo introduzida no sistema uma potência maior do que aquela que a carga está consumindo no momento. Neste caso, o controle deve reduzir a amplitude da corrente senoidal de entrada para que a tensão de saída se estabilize.

No regenerador de energia, tem-se uma tensão de entrada constante e uma tensão de saída alternada. Neste caso, realiza-se o controle da tensão de entrada e da corrente de saída de forma a obter um alto fator de potência com baixa distorção harmônica na corrente de saída. Além disso, quando a tensão de entrada tender a subir, significa que a potência que está sendo injetada na rede no momento é menor do que a potência que está sendo entregue pelo estágio anterior. O controle deve atuar de forma a aumentar a amplitude da corrente senoidal de saída.

Por causa dessa diferença entre o circuito para correção de fator de potência e o regenerador de energia, deve-se inverter a polaridade da tensão de erro da malha de tensão. Conseguem-se isso com a utilização de amplificadores operacionais. A Figura 4.4 mostra o circuito utilizado:



**Figura 4.4** - Adaptação da malha de tensão.

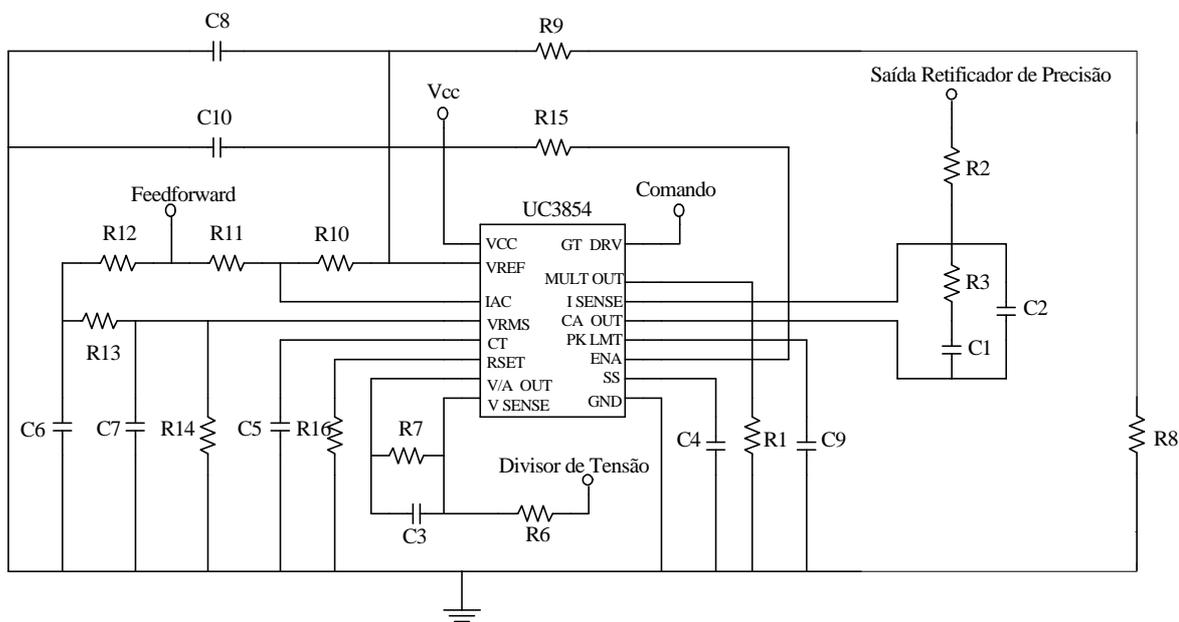
A tensão de saída  $V_c$  pode ser expressa pela seguinte equação:

$$V_c = - \left( V_{ref} + \frac{R_{ref_2}}{R_{ref_2} + R_{ref_1}} \cdot V_b \right) \quad (4.1)$$

Além dessa alteração realizada para adaptar o circuito integrado, a utilização deste integrado causa mais uma dificuldade no circuito de comando. O UC3854 trabalha apenas com valores positivos, o que inviabiliza a técnica de comando complementar. A técnica complementar consiste em comandar todos os interruptores, independentemente do semiciclo da tensão de saída ser positivo ou negativo, conduzindo o interruptor que estiver polarizado. Enquanto dois interruptores estariam sendo comandados com razão cíclica  $D(\omega t)$ , os outros dois estariam sendo comandados com razão cíclica  $(1-D(\omega))$ . Neste projeto, apenas dois interruptores conduzem no semiciclo positivo da tensão da rede enquanto que os outros dois conduzem no semiciclo negativo, conforme apresentado no capítulo anterior.

A

Figura 4.5 apresenta o circuito integrado acompanhado dos elementos externos que propiciam o funcionamento correto do componente.



**Figura 4.5-** Elementos externos ao UC3854.

### 4.3 Metodologia de Projeto dos Elementos Externos ao UC3854

A partir das especificações de projeto, pode-se utilizar [22] para projetar os elementos externos ao UC3854. Primeiramente, deve-se saber o valor da corrente máxima de pico e da corrente eficaz máxima na saída do inversor:

$$I_{op \max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot h}{V_{o \min}} \quad (4.2)$$

$$I_{o \max} = \frac{I_{op \max}}{\sqrt{2}} \quad (4.3)$$

#### 4.3.1 Cálculo da proteção de sobrecorrente

Verifica-se a necessidade da utilização de um sensor isolado para fazer a amostragem da corrente de saída, devido a falta de uma referência de terra no ponto onde está sendo realizada a amostragem do sinal. Dessa forma, não é necessário calcular o valor de um resistor shunt. Além disso, na saída do sensor há um retificador de precisão com a utilização de amplificadores operacionais para retificar a forma de onda de corrente e evitar que sejam introduzidas grandezas negativas no integrado.

Arbitrando-se um valor para  $R_9$  e  $R_L$ , e calculando a corrente máxima admitida, tem-se:

$$I_{o \max r} = \frac{V_{sh \max}}{R_L} \quad (4.4)$$

Onde  $V_{sh \max}$  é a tensão máxima na saída do sensor. O resistor  $R_8$  pode ser determinado pela equação (4.5):

$$R_8 = \frac{I_{o \max r} \cdot R_L \cdot R_9}{V_{ref}} \quad (4.5)$$

Na equação (4.5),  $V_{ref}$  representa a tensão de referência do integrado. Como a saída do amplificador operacional é em tensão, esse resistor não altera o funcionamento do circuito.

### 4.3.2 Cálculo dos resistores R1, R2 e definição da frequência fs

Define-se um valor para o resistor  $R_{16}$  e aplica-se a equação (4.6) para determinar o valor da corrente máxima na saída do multiplicador de corrente. Essa corrente não deve ultrapassar  $600\mu\text{A}$ .

$$I_{acm} = \frac{3,75}{R_{16}} \quad (4.6)$$

Como o valor da frequência de comutação é conhecido, determina-se o valor de  $C_5$  através da equação (4.7):

$$C_5 = \frac{1,25}{R_{16} \cdot fs} \quad (4.7)$$

O resistor  $R_1$  pode ser determinado pela equação (4.8):

$$R_1 = \frac{V_{sh \max}}{I_{acm}} \quad (4.8)$$

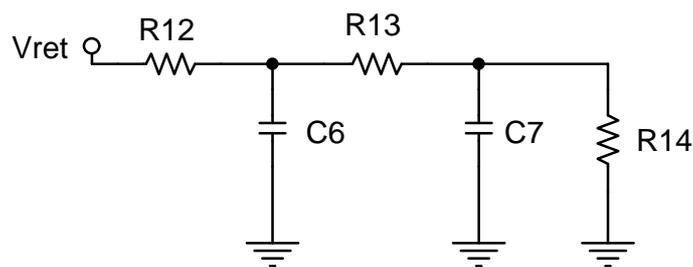
Além disso, escolhe-se o resistor  $R_2$  igual ao resistor  $R_1$ . Assim:

$$R_2 = R_1 \quad (4.9)$$

### 4.3.3 Malha direta de controle da tensão de saída (*Feedforward*)

Este controle é utilizado para diminuir os efeitos da variação da tensão da rede elétrica na tensão de entrada do inversor. Dessa forma, a malha de tensão atua somente para corrigir variações na tensão de entrada.

A tensão da rede é retificada, atenuada e filtrada, informando um valor de tensão CC proporcional ao seu valor eficaz. Assim, a corrente de referência é ajustada conforme a variação da tensão de saída. A forma mais utilizada desta malha de *feedforward* é um filtro passa-baixa de pólo duplo. A Figura 4.6 apresenta a malha direta de controle da tensão de saída.



**Figura 4.6** – Malha de controle da tensão de saída (*feedforward*).

O filtro passa-baixa de pólo duplo apresenta respostas rápidas a transientes, provoca uma atenuação suficiente na ondulação além de ter a vantagem de melhorar o fator de potência, pois a terceira harmônica de corrente devido ao controle de *feedforward* está em fase com a tensão da rede. Como exemplo, uma ondulação de segunda harmônica de 3% da tensão de pico da rede na entrada do *feedforward* resulta em um fator de potência de 0,97 com a utilização de um pólo simples, devido ao fator de deslocamento da terceira harmônica resultante da corrente retificada. Com a utilização de um pólo duplo, o fator de potência é praticamente unitário [02].

Para determinar os componentes dessa malha, faz-se:

$$V_{omed\ min} = 0,9 \cdot V_{o\ min} \quad (4.10)$$

Define-se um valor para o resistor  $R_{12}$  e utiliza-se a equação (4.11) para calcular o resistor  $R_{13}$ :

$$R_{13} = \frac{(V_{ref} - 1,414) \cdot R_{12}}{V_{omed\ min} - V_{ref}} \quad (4.11)$$

Onde  $V_{omedmin}$  representa a tensão média para o mínimo valor de tensão na entrada.

Calculam-se os resistores de modo a excursionar a tensão de saída conforme os valores que o circuito integrado comporta (entre 1,4V e 4,5V). O resistor  $R_{14}$  pode ser calculado através da equação (4.12):

$$R_{14} = \frac{R_{13} \cdot 1,414}{V_{ref} - 1,414} \quad (4.12)$$

Os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados em uma frequência muito menor que a frequência mínima da rede. Normalmente, colocam-se os pólos uma década abaixo da harmônica de segunda ordem. Dessa forma, os capacitores podem ser

obtidos através das equações (4.13) e (4.14):

$$C_6 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot fcorte \cdot R_{13}} \quad (4.13)$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot fcorte \cdot R_{14}} \quad (4.14)$$

#### 4.3.4 Amostra da tensão da rede

Esse circuito tem como função amostrar a tensão da rede elétrica e informar ao controlador de corrente do circuito integrado a forma de onda de corrente desejada. Isto é feito através dos resistores  $R_{11}$  e  $R_{10}$ , que podem ser calculados através das equações (4.15) e (4.16) respectivamente:

$$R_{11} = \frac{Vo \max \cdot \sqrt{2}}{Iacm} \quad (4.15)$$

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} \quad (4.16)$$

#### 4.3.5 Definição do tempo de partida progressiva

Escolhe-se um tempo de partida progressiva de acordo com a necessidade do projeto e calcula-se o capacitor  $C_4$  através da equação (4.17).

$$C_4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot ton}{7,5} \quad (4.17)$$

#### 4.3.6 Análise da malha de corrente

Primeiramente, encontra-se uma função de transferência simplificada para o inversor, levando-se em consideração que a tensão de saída e a tensão de entrada não sofram perturbações, ou seja, o capacitor de entrada pode ser considerado uma fonte de

tensão ideal, sem oscilações. Para obter essa função de transferência, utiliza-se a metodologia apresentada em [12], através do modelo de pequenos sinais (*Small Signal Mode*).

Analisando a primeira etapa de operação, apresentada no capítulo anterior, chega-se as equações (4.18) e (4.19):

$$\langle v_L(t) \rangle = \langle v_{IN}(t) \rangle - \langle v_O(t) \rangle \quad (4.18)$$

$$\langle i_C(t) \rangle = -\langle i_{L_O}(t) \rangle \quad (4.19)$$

Da segunda etapa de operação, podem ser obtidas as equações (4.20) e (4.21):

$$\langle v_L(t) \rangle = -\langle v_O(t) \rangle - \langle v_{IN}(t) \rangle \quad (4.20)$$

$$\langle i_C(t) \rangle = \langle i_{L_O}(t) \rangle \quad (4.21)$$

Agrupando as equações para se obter a corrente e a razão cíclica em função do tempo, chega-se a expressão (4.22), onde a corrente de saída e a razão cíclica sofrem perturbações e a tensão de entrada é considerada constante.

$$L_O \cdot \frac{d \hat{i}_{L_O}(t)}{dt} = 2 \cdot V_{IN} \cdot \hat{d}(t) \quad (4.22)$$

Aplicando transformada de Laplace na equação (4.22), obtêm-se:

$$\frac{I_{L_O}(s)}{D(s)} = G(s) = \frac{2 \cdot V_{IN}}{s \cdot L_O} \quad (4.23)$$

A equação (4.23) apresenta a função de transferência simplificada da corrente de saída em função da razão cíclica. Verifica-se que é uma função de primeira ordem, o que garante que o sistema seja inerentemente estável em malha fechada.

Considerando-se que a tensão no capacitor  $C_B$  não é constante, contém perturbações, aplica-se a mesma metodologia aplicada para encontrar a função de transferência simplificada, chegando-se a equação (4.24), que descreve a função de transferência da corrente de saída em função da razão cíclica  $G_1(s)$ :

$$\frac{I(s)}{D(s)} = G_1(s) = \frac{s \cdot C \cdot 2 \cdot V_{IN} - 2 \cdot I \cdot (2 \cdot D - 1)}{s^2 \cdot L_O \cdot C + (4 \cdot D^2 - 4 \cdot D + 1)} \quad (4.24)$$

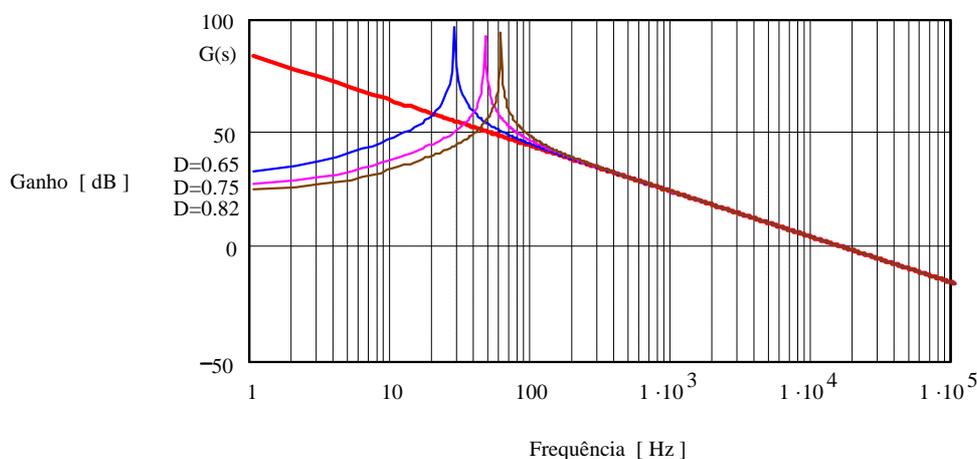
A partir da equação (4.24), pode-se verificar que  $G_1(s)$  depende também da razão

cíclica e do ponto de operação (I). Além disso, as perturbações na tensão de entrada modificam a resposta do sistema apenas para as baixas frequências, pois na alta frequência os termos em “s” se tornam muito maiores, fazendo com que  $G_1(s)$  se aproxime muito da equação simplificada  $G(s)$ . Por esse motivo, para efeito de simplificação, pode-se utilizar a função de transferência simplificada da corrente de saída em função da razão cíclica sem comprometer o resultado final.

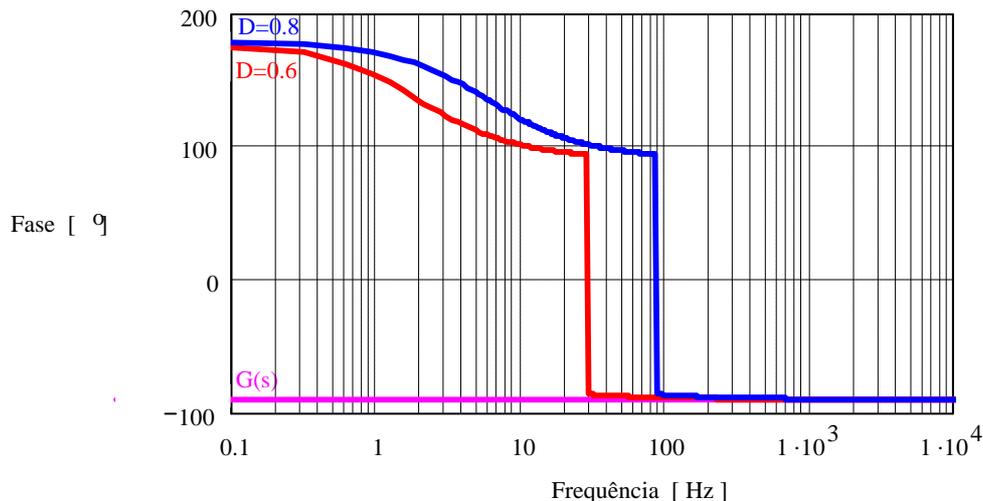
Verifica-se que a função de transferência apresentada na equação (4.23), apresenta um pólo na origem, o que lhe confere um decréscimo no ganho de  $-20\text{dB/dec}$  e uma fase igual a  $-90^\circ$ . O sistema é inerentemente estável, com uma frequência de cruzamento de ganho dependente da indutância de saída e situada usualmente nesse tipo de aplicação, na faixa de alguns kHz.

A Figura 4.7 apresenta o diagrama de bode do ganho da planta simplificada e da planta considerando as perturbações na tensão de entrada. A reta  $G(s)$  representa a função de transferência simplificada da planta. As outras três curvas representam a função de transferência contendo a perturbação na tensão de entrada para diversos valores de razão cíclica. Verifica-se que nas baixas frequências há uma alteração no ganho da planta que, no entanto, após 100Hz, a diferença se torna muito pequena. Por isso, a função  $G(s)$  será utilizada para a região perto da frequência de cruzamento e para a análise de estabilidade do sistema.

A Figura 4.8 apresenta o diagrama de bode da fase para a planta com a função de transferência simplificada e a planta considerando as perturbações na tensão de entrada. Verifica-se novamente que a fase de ambas é a mesma para frequências superiores a 100Hz.

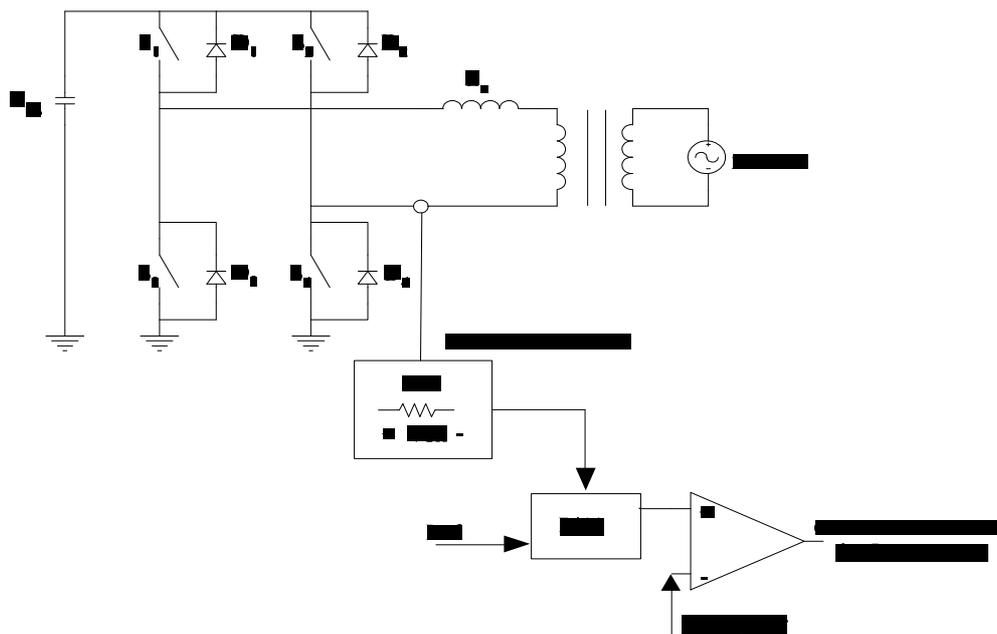


**Figura 4.7** – Diagrama de bode do ganho para as funções de transferência  $G(s)$  e  $G_1(s)$ .



**Figura 4.8** – Diagrama de bode da fase para as funções de transferência  $G(s)$  e  $G_1(s)$ .

Uma amostra da corrente de saída do inversor é obtida através da queda de tensão sobre o sensor de corrente e comparada com uma referência de corrente senoidal, passando por um regulador apropriado. A tensão de erro do regulador é comparada com uma onda dente-de-serra para a correta geração dos pulsos de comando do interruptor. A Figura 4.9 apresenta o diagrama de blocos do controle da corrente de saída. Nota-se através da figura a necessidade de alterar a função de transferência  $G(s)$  com o objetivo de incluir a amostragem da corrente e da rampa.



**Figura 4.9** – Diagrama de blocos do controle de corrente.

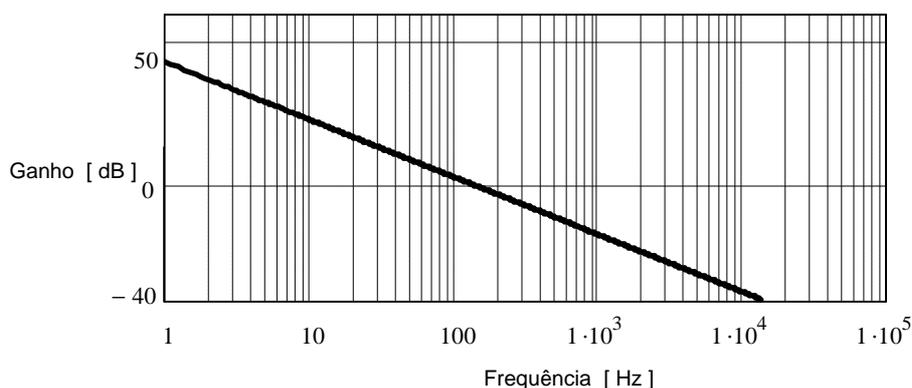
A função  $G_2(s)$  representa a função de transferência da tensão no sensor de corrente sobre a tensão de erro do regulador de corrente. A equação (4.25) apresenta a função  $G_2(s)$ :

$$G_2(s) = \frac{V_{SH}(s)}{V_E(s)} = \frac{R_{SH}}{V_T} \cdot G(s) = \frac{R_{SH} \cdot 2 \cdot V_{IN}}{s \cdot V_T \cdot L_O} \quad (4.25)$$

Onde:

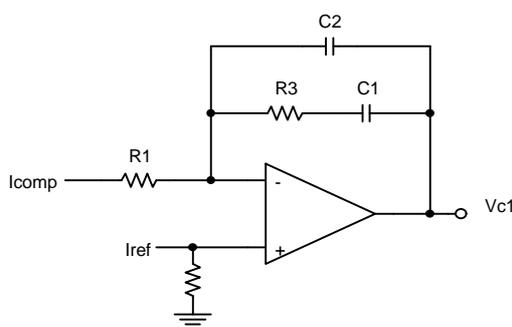
- $R_{SH}$ : Representa o ganho inserido pelo sensor na amostragem da corrente;
- $V_{SH}$ : Tensão sobre o resistor shunt;
- $V_E$ : Tensão de erro do regulador de corrente;
- $V_T$ : Amplitude do sinal da dente de serra.

A Figura 4.10 apresenta o diagrama de bode do ganho da planta  $G_2(s)$ :



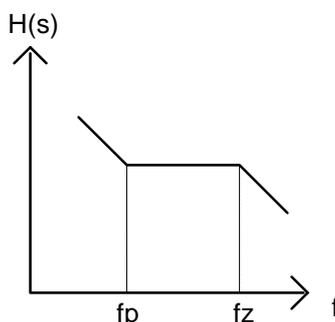
**Figura 4.10** – Diagrama de bode do ganho da planta  $G_2(s)$ .

O compensador de corrente escolhido é um avanço-atraso de fase, conforme sugerido pela Unitrode[22]. Este regulador possui um pólo na origem, o que garante uma reprodutibilidade com relativa precisão da senóide de referência. O compensador utilizado é apresentado na Figura 4.11:



**Figura 4.11** - Compensador de corrente.

O módulo do diagrama de bode do compensador de corrente escolhido é esboçado na Figura 4.12:



**Figura 4.12** – Módulo do diagrama de bode.

A função de transferência do compensador de corrente escolhido está definida na equação (4.26):

$$H_C(s) = \frac{\frac{1}{R_3 \cdot C_2} + s}{R_1 \cdot C_1 \cdot s \cdot \left( s + \frac{C_1 + C_2}{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)} \quad (4.26)$$

A função de transferência de laço aberto do circuito pode ser definida pela equação(4.27) :

$$FTLA(s) = G_2(s) \cdot H_C(s) \quad (4.27)$$

Substituindo as equações (4.25) e (4.26) em (4.27), chega-se a:

$$FTLA(s) = \frac{R_{SH} \cdot 2 \cdot V_{IN}}{s \cdot V_T \cdot L_O} \cdot \frac{\frac{1}{R_3 \cdot C_2} + s}{R_1 \cdot C_1 \cdot s \cdot \left( s + \frac{C_1 + C_2}{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)} \quad (4.28)$$

Deve-se obedecer alguns critérios para que a corrente siga uma referência senoidal, em fase com a tensão ( $180^\circ$ ) e sem muitas oscilações. O regulador possui um pólo na origem, o que garante elevado ganho em baixas frequências. O zero do compensador deve ser alocado antes da frequência de cruzamento para garantir uma boa margem de fase e um cruzamento por zero com derivada de  $-20\text{dB/dec}$ . O segundo pólo realiza a filtragem da ondulação em alta frequência da corrente da saída do inversor. Dessa forma, faz-se o seguinte [21]:

- Localizar o zero do compensador pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação para obter uma rápida resposta e boa reprodutibilidade da corrente;
- Localizar o pólo do compensador em uma frequência no máximo metade da frequência de comutação para atenuar a ondulação na frequência de comutação;
- A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto deve estar localizada em aproximadamente um quarto da frequência de comutação.

Expressando matematicamente o que está escrito acima, tem-se:

$$f_z = \frac{f_s}{20} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_3 \cdot C_2} \quad (4.29)$$

$$f_p = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot p \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (4.30)$$

$$G_{faixaplana} = 20 \cdot \log \left( \frac{R_3}{R_1} \right) \quad (4.31)$$

Através das equações (4.29),(4.30) e (4.31) é possível projetar o compensador de corrente adequado para o circuito.

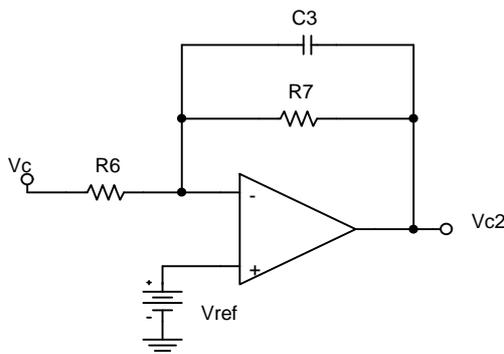
#### 4.3.7 Projeto da malha de tensão

Além do controle da corrente de saída, é necessário projetar o controle da tensão de entrada do inversor através de um regulador de tensão. Este regulador deve ser lento, para que esta malha não apresente respostas rápidas e transientes que ocasionariam a distorção da corrente de saída devido à tentativa da malha de tensão de obter uma tensão constante no barramento CC. Conseqüentemente, essas distorções provocariam uma redução no fator de potência da estrutura.

Para este caso, escolheu-se um compensador proporcional com um filtro passa-baixa. A tensão de entrada apresentará uma ondulação de 120Hz com um erro estático diferente de zero. Nota-se que é dada maior importância para a corrente de saída, que precisa ter um erro estático nulo (seguir corretamente a referência de corrente) e com poucas oscilações para obter um fator de potência próximo da unidade. Sabe-se que poderia ser utilizado um compensador do tipo proporcional integral, evitando o erro

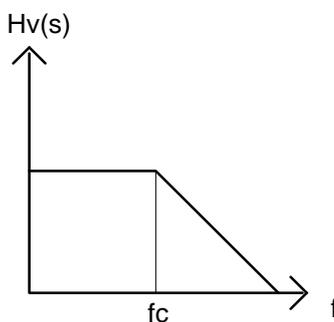
estático na tensão de entrada do inversor, pois a referência de corrente é ajustada pela malha de tensão. Entretanto, como não é preciso obter erro estático nulo na entrada do inversor, optou-se pelo compensador proposto em [13] e [21].

A Figura 4.13 mostra o compensador de tensão utilizado:



**Figura 4.13** - Compensador de tensão.

O diagrama de bode do módulo do compensador de tensão é apresentado na Figura 4.14:



**Figura 4.14** – Módulo do diagrama de bode.

A função de transferência do compensador de tensão proposto é apresentado na equação (4.32):

$$H_V(s) = \frac{-R_7}{R_6 \cdot (1 + s \cdot C_3 \cdot R_7)} \quad (4.32)$$

Onde a frequência do pólo é:

$$F_{PV} = -\frac{1}{2 \cdot p \cdot C_3 \cdot R_7} \quad (4.33)$$

Para projetar o compensador de tensão, admite-se um valor para o capacitor  $C_3$  e depois se aplica a equação:

$$R_6 = \frac{10 \cdot \Delta V_{in} \cdot V_{ref}}{2 \cdot p \cdot f_{ond} \cdot C_3} \quad (4.34)$$

Onde:

- $\Delta V_{in}$  : Ondulação máxima de pico na tensão de entrada;
- $V_{ref}$  : Tensão de referência do integrado;
- $f_{ond}$  : Frequência da ondulação na tensão de entrada.

Depois, pode-se calcular a frequência de corte do filtro pela equação a seguir:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \sqrt{\frac{P \cdot V_{ref}}{V_{IN}^2 \cdot \Delta V_{in} \cdot C_B \cdot R_6 \cdot C_3}} \quad (4.35)$$

Através desta, pode-se calcular o resistor  $R_7$  pela equação:

$$R_7 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot C_3} \quad (4.36)$$

#### 4.3.8 Distorções inerentes ao UC3854

Pode-se encontrar, basicamente, dois tipos de distorções da corrente de saída quando é utilizado o UC3854. Uma delas é causada devido ao circuito de controle enquanto que a outra ocorre devido a passagem da tensão da rede por zero.

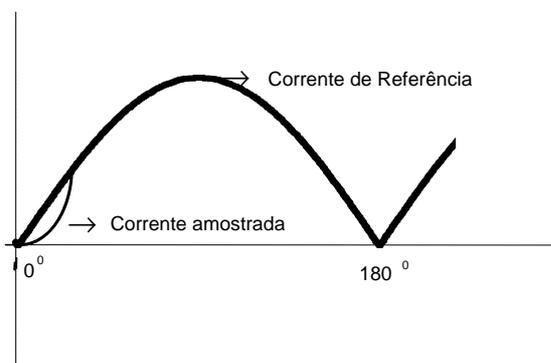
O circuito de controle introduz distorção e defasamento da corrente de saída, devido a utilização dos diodos da ponte retificadora, do circuito multiplicador existente no integrado, da ondulação da tensão de entrada e da ondulação da tensão de *feedforward*.

A tensão de entrada do inversor é composta por um valor CC somado a uma ondulação em 120Hz. Este sinal é aplicado à entrada A do multiplicador. A interação deste sinal com o sinal vindo da referência resulta em uma parcela da corrente de saída com duas componentes de frequência. Uma na frequência da terceira harmônica da corrente de saída e a outra na mesma frequência da fundamental. Ambas as componentes têm amplitude igual à metade da amplitude da ondulação da tensão de entrada (120Hz) e possuem a mesma fase da ondulação [15]. Para exemplificar esse fato, se a ondulação da tensão de

entrada for de 10% sobre o valor CC da tensão de entrada e com uma defasagem de  $90^\circ$  em relação à tensão de saída, resultará em uma harmônica de corrente de terceira ordem cuja amplitude é de 2,5% da amplitude da fundamental da corrente de saída e defasada de  $90^\circ$  em relação à tensão de saída e mais uma outra componente de corrente na frequência da tensão de saída com mesma amplitude e defasamento.

O fator de deslocamento dessas harmônicas pode ser reduzido melhorando o fator de potência. O compensador de tensão poderia ser simplesmente composto por um ganho. Isto produziria um sistema estável com margem de ganho igual a  $90^\circ$ . Contudo, implicaria em uma defasagem entre a tensão de saída e as harmônicas geradas de  $90^\circ$ . Dessa forma, utilizando-se um compensador com um pólo simples e margem de fase igual a  $45^\circ$ , minimiza-se o fator de deslocamento e conseqüentemente maximiza-se o fator de potência.

Além disso, têm-se a distorção da corrente de saída, conhecida como distorção de “cúspide”. Ela ocorre após o cruzamento por zero. Nesse instante, a tensão de referência possui uma derivada elevada enquanto que a corrente possui uma derivada de crescimento baixa. Isto ocorre porque quando a tensão de saída está próxima de zero, há pouca tensão sobre o indutor do filtro. Logo, no instante em que o interruptor é comandado a bloquear, a corrente não pode crescer rapidamente para acompanhar a referência, pois há pouca energia armazenada no indutor, ocorrendo um atraso na corrente em relação à tensão por um curto intervalo de tempo. O tempo que a corrente leva para alcançar a referência depende do valor do indutor e da tensão de saída. Um valor pequeno do indutor provoca menor distorção, porém, implica numa maior ondulação da corrente devolvida pra rede elétrica. Este fenômeno está apresentado de forma exagerada, para melhor ser entendido, na Figura 4.15:



**Figura 4.15** – Efeito da distorção de cúspide.

#### **4.4 Conclusão**

Verifica-se neste capítulo a necessidade da utilização de uma estratégia de controle que garanta que a corrente de saída seja senoidal, defasada de  $180^\circ$  da tensão e com pouco conteúdo harmônico. Para isso, apresenta-se o integrado UC3854 como alternativa para a realização das malhas de controle com o intuito de obter a corrente desejada na saída do inversor. São apresentadas a metodologia de cálculo dos componentes externos ao circuito integrado, as distorções provocadas pela utilização do integrado e as funções de transferência completa e simplificada do inversor com modulação a dois níveis.

## CAPÍTULO V

# PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO DO REGENERADOR DE ENERGIA

### **5.1 Introdução**

Neste capítulo, são apresentadas as etapas de projeto, de simulação e de experimentação prática do regenerador de energia proposto para reatores eletrônicos de lâmpadas de vapor de sódio de 250W. O projeto dos componentes é realizado de acordo com a metodologia de cálculo apresentada nos capítulos anteriores. As simulações são feitas para verificar a validade das equações apresentadas e auxiliarem no projeto em laboratório. Os protótipos construídos comprovam os resultados obtidos por cálculo e via simulação.

A primeira etapa é projetar os componentes referentes ao estágio de entrada do regenerador de energia e simular, para comparar os resultados teóricos com os de simulação. Depois, projeta-se o inversor com o devido dimensionamento de seus componentes, finalizando com a simulação do circuito completo do regenerador de energia proposto. Com essa etapa terminada, parte-se para a implementação prática e análise dos resultados obtidos, comparando com os encontrados em simulação numérica. Finaliza-se com uma análise da qualidade da corrente devolvida à rede elétrica e do rendimento do sistema.

### **5.2 Projeto do Estágio de Entrada do Regenerador de Energia**

O projeto do estágio de entrada do regenerador de energia está interligado ao reator eletrônico escolhido como fonte a ser testada. Com isso, a frequência de operação bem como outros parâmetros desse estágio são escolhidos de acordo com o reator. As primeiras especificações de projeto são dadas a seguir:

$$V_{AB} : \pm 140V$$

Tensão eficaz entre os pontos A e B do reator eletrônico;

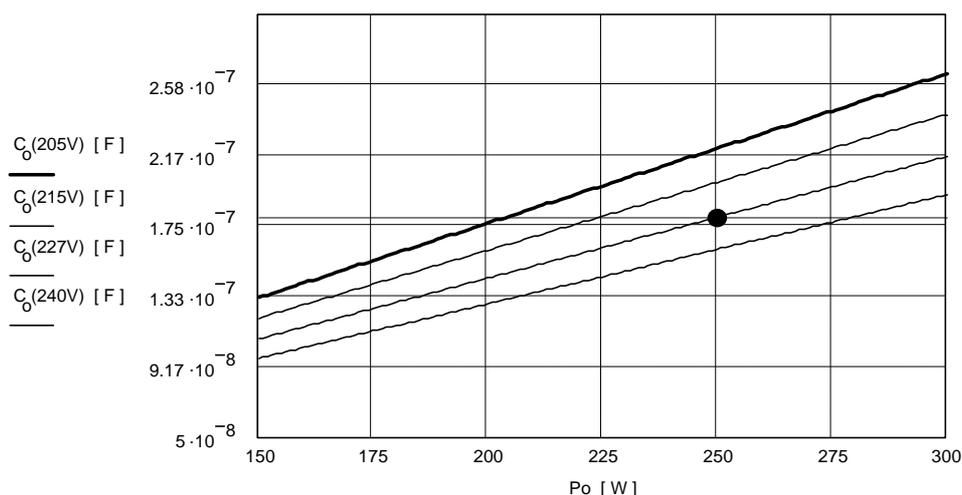
$T_{SR} : 37 \text{ ms}$	Período de comutação dos interruptores do reator eletrônico;
$T : 18,5 \text{ ms}$	Período de comutação dos interruptores do estágio de entrada;
$P : 250 \text{ W}$	Potência na saída do reator eletrônico;
$L_{Ballast} : 200 \text{ mH}$	Indutor <i>ballast</i> do reator eletrônico;
$V_B = 100 \text{ V}$	Tensão no barramento de saída do estágio de entrada.

Conforme as equações matemáticas obtidas no Capítulo II, a tensão de saída do estágio de entrada deve ser inferior à tensão eficaz do reator eletrônico. Para início de projeto, escolheu-se uma tensão  $V_B = 100 \text{ V}$ , conforme especificação acima.

### 5.2.1 Capacitor $C_o$

Através da equação (5.1), traça-se o gráfico do capacitor  $C_o$  em função da potência de saída e da tensão de pico no capacitor, conforme mostra a Figura 5.1:

$$C_o = \frac{P}{V_{co}^2 \cdot f} \quad (5.1)$$



**Figura 5.1** – Capacitância em função da potência.

Em operação normal, o reator eletrônico entrega 250W na lâmpada. Por isso, o projeto do capacitor está atrelado a essa potência desejada na entrada. Sabendo-se disso,

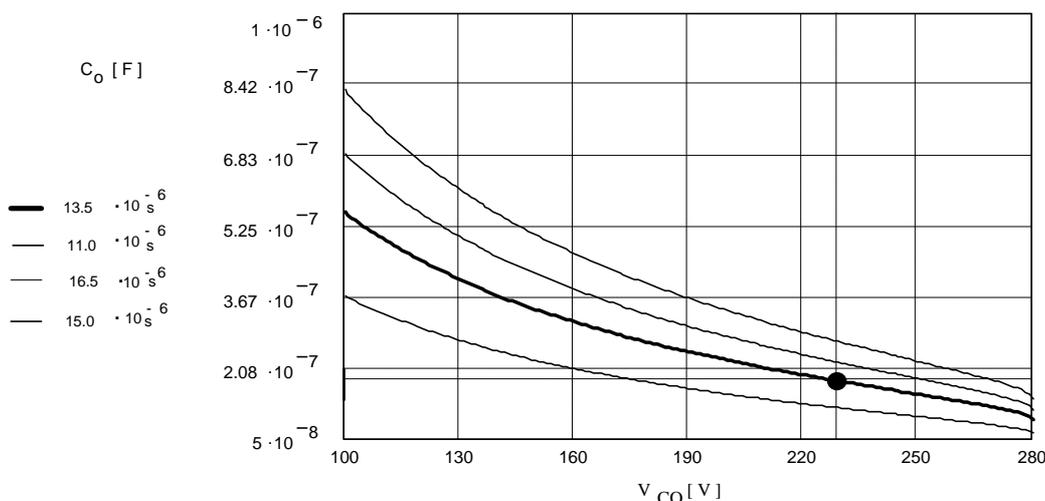
observa-se o gráfico da Figura 5.1, onde no eixo “x” está locada a potência desejada e no eixo “y” a capacitância que se deseja obter em função da tensão de pico no capacitor.

Iniciou-se o projeto partindo de uma tensão de pico no capacitor igual a 280V. Com esse valor, obteve-se um capacitor de aproximadamente 120nF e um indutor na saída do circuito de 2,5μH. O circuito funcionou corretamente, com uma potência na saída do reator de 250W, entretanto, o valor da corrente de pico no indutor L foi de 42A com uma corrente eficaz em torno de 9A. Com esses níveis de corrente no circuito, as perdas em condução nos componentes se tornam muito elevadas. Para reduzir o valor dessas correntes, reduziu-se o valor da tensão pico no capacitor de forma a se obter o maior tempo de condução possível do interruptor. A tensão de pico escolhida é de 227V, com um capacitor de 180nF, conforme pode ser observado na Figura 5.1.

Para verificar o tempo de condução do interruptor, utiliza-se o gráfico obtido através da equação (5.2):

$$C_o = \frac{(T - t_s)^2}{\left( \arccos \left( \frac{V_{AB} - V_{CO}}{V_{AB}} \right) \right)^2} \cdot \frac{1}{L_{Ballast}} \quad (5.2)$$

A Figura 5.2 apresenta a curva que define o valor do capacitor em função dos parâmetros do circuito de entrada, sem levar em consideração a potência de saída. Utilizando-se o valor do capacitor e da tensão de pico verificados na figura anterior, obtém-se o tempo em que o interruptor não está conduzindo, neste caso igual a 13,5μs.



**Figura 5.2** – Capacitor  $C_o$  em função da tensão no capacitor e do tempo de condução do interruptor  $S_{IN}$ .

O tempo de condução é definido por:

$$t_s = (T - t_a) = (18,5 \cdot 10^{-6} - 13,5 \cdot 10^{-6}) = 5 \text{ms} \quad (5.3)$$

Dessa forma, a razão cíclica desse interruptor é:

$$D_{IN} = \frac{t_s}{T} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{18,5 \cdot 10^{-6}} = 0,27 \quad (5.4)$$

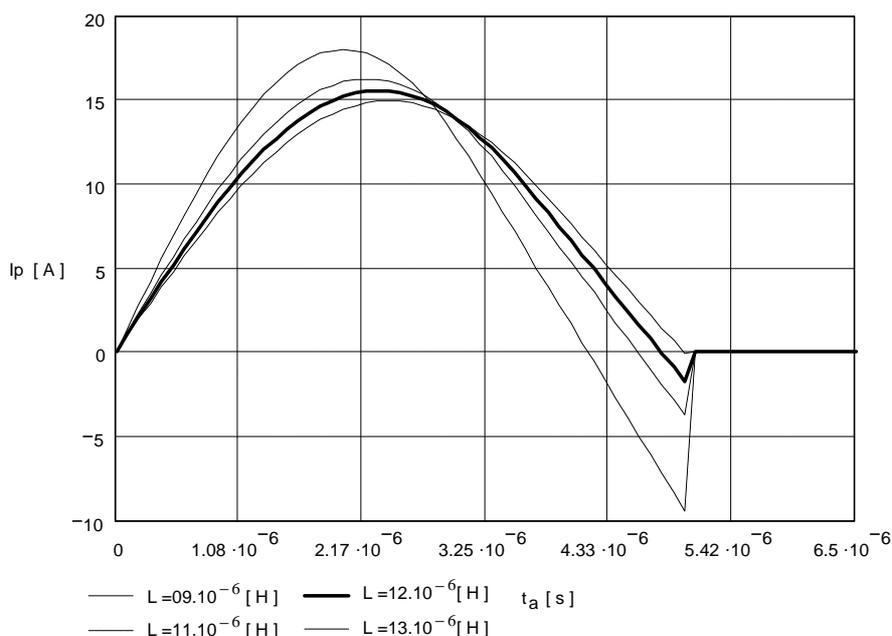
Finalizando, escolheu-se um capacitor de 0,180 F/250V. Com esse valor, consegue-se obter a potência desejada além de realizar a carga e a descarga do capacitor antes que a corrente no indutor L se anule.

### 5.2.2 Indutor L

Através das equações (5.5) e (5.6), traça-se a curva que descreve o comportamento da corrente no indutor L em função do tempo:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_O}}{L} \cdot \text{sen} \left( \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_O}} \cdot t \right) \quad (5.5)$$

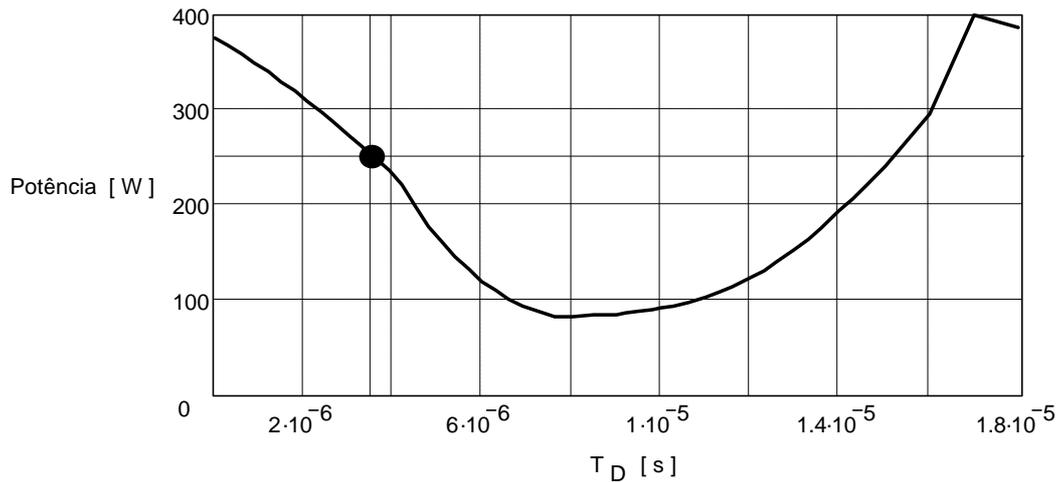
$$i_{L3}(t) = I_{L3}(0) - \frac{V_B}{L} \cdot t \quad (5.6)$$



**Figura 5.3** – Corrente de pico em função do indutor e do tempo de condução.

Sabe-se pela análise do circuito de potência que a corrente deve zerar antes que o interruptor seja bloqueado. Com isso, utiliza-se a Figura 5.3 para escolher o valor da indutância que garanta que isso ocorra. O valor utilizado nesse projeto é de 12 H.

Enfim, utiliza-se a Figura 5.4 para determinar o instante de tempo em que o interruptor deve entrar em condução:



**Figura 5.4** – Potência absorvida em função do instante de entrada em condução.

O instante de tempo em que o interruptor deve entrar em condução é 3,5μs depois que a tensão  $V_{AB}$  do inversor do reator eletrônico se torna positiva ou negativa.

### 5.2.3 Dimensionamento dos semicondutores

A partir dos parâmetros escolhidos para o estágio de entrada, pode-se determinar a corrente média, eficaz e de pico nos semicondutores, importantes para definir os semicondutores a serem utilizados no projeto.

#### 5.2.3.1 Corrente média no interruptor e no diodo de saída

A partir da equação (5.7), determina-se a corrente média no interruptor e no diodo de saída:

$$I_{Lmed} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_o}}{L} \left[ \int_0^T \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_2) \cdot dt + \int_0^T \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_{Co}) - \frac{V_B}{L} \cdot (t_2 - t_{Co}) \right] \cdot dt = 2,5A \quad (5.7)$$

### 5.2.3.2 Corrente eficaz no interruptor e diodo de saída

A corrente eficaz na saída do estágio de entrada pode ser obtida pela equação (5.8):

$$I_{Leff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_O}}{L} \right)^2 \cdot \int_0^T \left[ \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_2) + \text{sen}(\mathbf{q}_2 \cdot t_{Co}) - \frac{V_B}{L} \cdot (t_2 - t_{Co}) \right]^2 \cdot dt} = 5,51A \quad (5.8)$$

### 5.2.3.3 Corrente de pico nos semicondutores

A corrente de pico nos semicondutores é:

$$i_{LPmax} = \frac{(V_{CO} - V_B) \cdot \sqrt{L \cdot C_O}}{L} = \frac{(227 - 100) \cdot \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 180 \cdot 10^{-9}}}{12 \cdot 10^{-6}} = 15,55A \quad (5.9)$$

Verifica-se pelos cálculos apresentados até o momento, que os valores de corrente de pico e eficaz nos interruptores são elevados, o que provoca elevadas perdas em condução. Por esse motivo, faz-se uso de dois interruptores do tipo Mosfet em paralelo para reduzir as perdas em condução nos interruptores. O Mosfet escolhido para o projeto é o IRFP460 da IR. Suas principais especificações são:

$$V_{DSS} = 500V$$

$$R_{DSon} = 0,27 \Omega$$

$$R_{DSonnorm} = 1,65 \Omega$$

$$I_D = 20A$$

$$I_{DM} = 80A$$

Esse componente possui uma resistência de condução razoavelmente baixa, se comparada com a resistência de outros semicondutores que poderiam ser utilizados. Com a utilização de dois interruptores em paralelo, a resistência em condução total é de 0,135Ω.

O diodo utilizado em série com os interruptores e o diodo de roda livre é o HFA30TA60C, devido aos elevados níveis de corrente que o componente suporta e a sua disponibilidade em laboratório. Suas principais especificações são:

$$V_R = 600V$$

$$I_F = 15A$$

$$I_{FRM} = 60A$$

$$t_{rr} = 19ns$$

Os diodos utilizados na ponte retificadora são diodos rápidos, porém, não precisam suportar os elevados níveis de corrente que os interruptores conduzem, devido à presença do diodo de roda livre. Utilizam-se quatro diodos MUR 360, cujas especificações principais são:

$$V_{RRM} = 600V$$

$$I_F = 4A$$

$$t_{rr} = 75ns$$

## 5.2.4 Perdas nos semicondutores

Nesta seção são realizados os cálculos de perdas nos principais componentes do estágio de entrada do regenerador de energia.

### 5.2.4.1 Interruptores de entrada

A equação (5.10) define as perdas de condução destes interruptores:

$$P_{Cond\_in} = R_{DSonnorm} \cdot R_{DSon} \cdot I_{Lef}^2 = 1,65 \cdot 0,135 \cdot 5,51^2 = 6,76W \quad (5.10)$$

### 5.2.4.2 Diodo série

A equação (5.11) define as perdas em condução no diodo em série com o interruptor:

$$P_{Cond\_d} = V_{on} \cdot I_{Lmed} = 1,4 \cdot 2,5 = 3,5W \quad (5.11)$$

### 5.2.4.3 Diodo de roda livre

Sua perda em condução pode ser calculada como se segue:

$$P_{Cond\_drl} = V_{on} \cdot I_{Drlmed} = 1,4 \cdot 0,315 = 0,441A \quad (5.12)$$

A perda total no estágio de entrada do regenerador de energia pode ser calculada pela equação (5.13):

$$P_{Test\_in} = P_{Cond\_in} + P_{Cond\_d} + P_{Cond\_drl} = 6,76 + 3,5 + 0,441 = 10,7W \quad (5.13)$$

### 5.2.5 Projeto físico do indutor do estágio de entrada

Abaixo, têm-se as especificações de projeto utilizadas para determinar o indutor de entrada:

$L : 12 \cdot 10^{-6} H$	Indutância;
$J_{Max} : 400 A / cm^2$	Densidade de corrente máxima;
$B_{Max} : 0,3 T$	Densidade máxima de fluxo magnético;
$k_w : 0,7$	Fator de ocupação do indutor;
$\mu_0 : 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H / m$	Permeabilidade do ar.

O produto  $AeAw$  do núcleo pode ser calculado pela equação:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef}}{k_w \cdot B_{Max} \cdot J_{Max}} \cdot 10^4 = \frac{12 \cdot 10^{-6} \cdot 15,55 \cdot 5,5}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 400} = 0,122 cm^4 \quad (5.14)$$

O núcleo escolhido para o projeto do indutor é o E30/7 da Thorton, que possui as seguintes características:

$AeAw = 0,48 cm^4$	Produto de áreas do núcleo;
$Ae = 0,6 cm^2$	Área da janela do carretel;
$Aw = 0,8 cm^2$	Área da perna lateral do núcleo;
$v_e = 4 cm^3$	Volume de ferrite.

O número de espiras pode ser calculado como se segue:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpk}}{B_{Max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{12 \cdot 10^{-6} \cdot 15,5}{0,3 \cdot 0,6} = 10 \quad (5.15)$$

O entreferro do indutor pode ser calculado pelas equações (5.16) e (5.17):

$$l_g = \frac{N^2 \cdot m_b \cdot Ae}{L} \cdot 10^{-2} = \frac{10^2 \cdot 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \cdot 0,6}{12 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,063 \text{ cm} \quad (5.16)$$

$$l_{lat} = \frac{l_g}{2} \cdot 10 = \frac{0,063}{2} \cdot 10 = 0,314 \text{ mm} \quad (5.17)$$

Depois, determina-se o diâmetro máximo para o condutor através das equações (5.18) e (5.19):

$$\Delta_{pen} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{\sqrt{54 \cdot 10^3}} = 0,032 \text{ cm} \quad (5.18)$$

$$d_{Max} = 2 \cdot \Delta_{pen} = 0,065 \text{ cm} \quad (5.19)$$

Para respeitar o diâmetro máximo, escolheu-se o condutor 22 AWG, que possui as seguintes características:

$$d_{Cond} = 0,064 \text{ cm} \quad \text{Diâmetro do condutor;}$$

$$S_{Cond\_e} = 0,003255 \text{ cm}^2 \quad \text{Área do condutor escolhido;}$$

$$r_{cob} = 0,000708 \Omega / \text{cm} \quad \text{Resistência do condutor.}$$

O número de condutores em paralelo para a confecção do indutor pode ser calculado pelas equações (5.20) e (5.21):

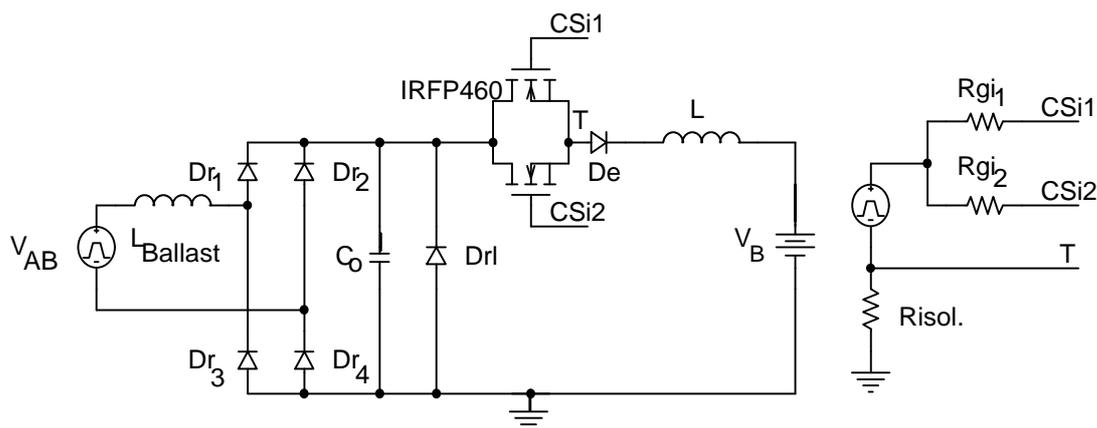
$$S_C = \frac{I_{Lef}}{J_{Max}} = \frac{5,1}{400} = 0,014 \text{ cm}^2 \quad (5.20)$$

$$N_C = \frac{S_C}{S_{Cond\_e}} = \frac{0,014}{3,255 \cdot 10^{-3}} = 5 \quad (5.21)$$

Portanto, são utilizados cinco condutores de 22AWG na confecção do indutor.

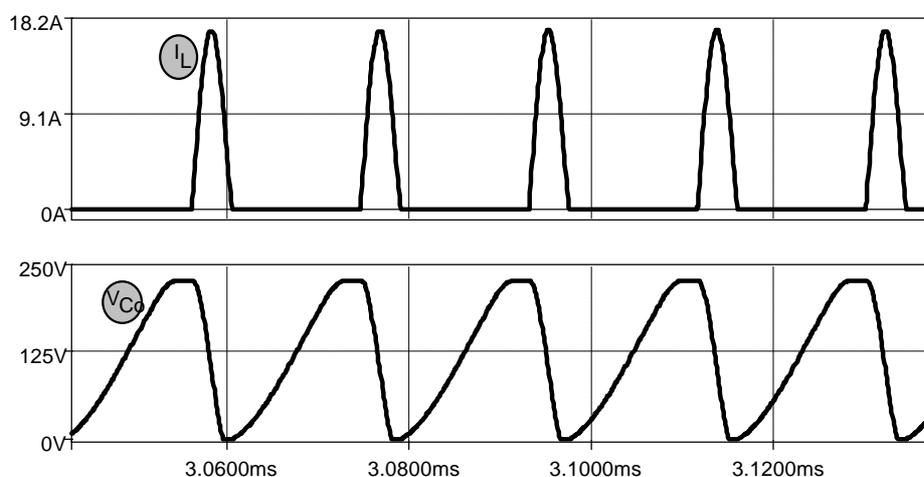
## 5.2.6 Resultados de simulação

A Figura 5.5 apresenta o circuito de potência do estágio de entrada simulado em computador.



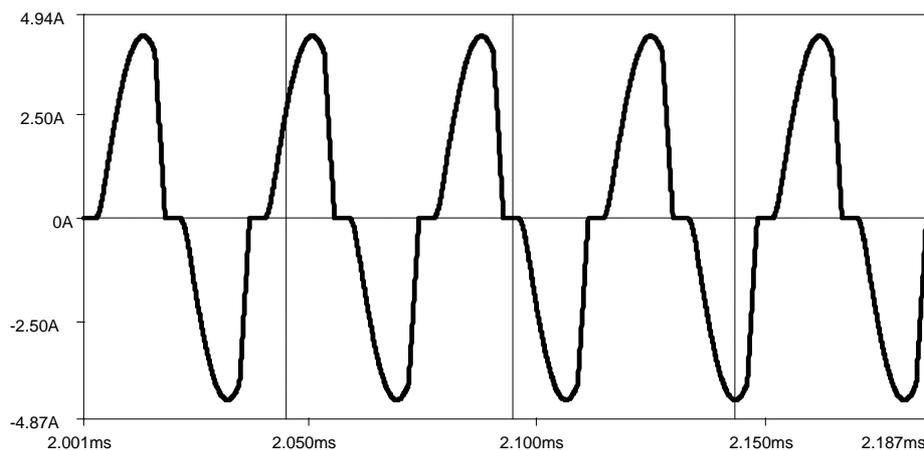
**Figura 5.5 - Circuito simulado em computador.**

A Figura 5.6 mostra a forma de onda da tensão no capacitor e da corrente de saída. Verifica-se que a corrente evolui cossenoidalmente até seu pico máximo e depois diminui até zero. A corrente evolui senoidalmente até o instante em que a tensão no capacitor zera. Depois, ela diminui linearmente até zero. Além disso, os valores de pico encontrados comprovam os resultados obtidos pelas equações deduzidas neste trabalho.



**Figura 5.6 – Corrente no indutor  $L$  e tensão no capacitor  $C_o$ .**

A corrente de entrada do regenerador pode ser visualizada na Figura 5.7. Verifica-se que a forma de onda é semelhante à existente na lâmpada, além de possuir valores de corrente de pico e eficaz parecidos. Com a obtenção desses resultados, partiu-se para o projeto do inversor *Full Bridge*, que entrega a energia drenada do estágio de entrada para a rede elétrica.



*Figura 5.7 – Corrente na entrada do regenerador.*

### 5.3 Projeto do Inversor

#### 5.3.1 Especificações de projeto

Para projetar os componentes envolvidos no projeto do inversor *Full Bridge* são utilizadas as especificações a seguir, onde  $V_{IN}$  representa a tensão de entrada do inversor:

$V_{IN} = 100V$	Tensão no barramento de entrada do inversor;
$f_r = 60 Hz$	Frequência da rede elétrica;
$f_s = 20 kHz$	Frequência de comutação dos interruptores do inversor;
$P_o = 240W$	Potência de saída;
$h = 0,85$	Rendimento;
$V_o = 48,87V$	Tensão eficaz na saída do inversor;
$V_{oPMax} = 82,93V$	Tensão de pico máxima na saída do inversor
$V_{oPMin} = 55,29V$	Tensão de pico mínima na saída do inversor;
$\Delta V_{in} = 5V$	Ondulação de tensão do barramento de entrada do inversor;
$I_{c\%} = 0,2$	Porcentagem da ondulação da corrente de saída do inversor.

### 5.3.2 Projeto do indutor $L_o$

A potência na saída do inversor é:

$$P_o = P \cdot h = 240 \cdot 0,85 = 204W \quad (5.22)$$

A partir da potência, sabe-se que a corrente eficaz na saída do inversor é dada pela equação (5.23):

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{204}{48,87} = 4,174A \quad (5.23)$$

A corrente de pico no indutor do filtro de saída pode ser calculada pela equação (5.24):

$$I_{o_p} = I_o \cdot \sqrt{2} = 4,174 \cdot \sqrt{2} = 5,904A \quad (5.24)$$

Calcula-se agora, a ondulação máxima de corrente permitida no indutor através da equação (5.25):

$$\Delta I_o = I_{o_p} \cdot I_{c\%} = 5,9 \cdot 0,2 = 1,181A \quad (5.25)$$

Através da ondulação de corrente, pode-se determinar o indutor de saída pela equação (5.26):

$$L_o = \frac{V_{IN}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{max}} = \frac{100}{2 \cdot 20.000 \cdot 1,181} \quad 2,1mH \quad (5.26)$$

### 5.3.3 Projeto do capacitor de entrada

Determina-se o capacitor de entrada do inversor pela equação (5.27):

$$C_B = \frac{P}{2 \cdot p \cdot f_{ond} \cdot V_{IN} \cdot \Delta V_{in}} = \frac{240}{2 \cdot p \cdot 120 \cdot 100 \cdot 5} \quad 637mF \quad (5.27)$$

Escolheu-se um capacitor de 680 $\mu$ F/250V para o projeto.

### 5.3.4 Dimensionamento dos semicondutores de potência

#### 5.3.4.1 Cálculo da corrente média nos semicondutores

Através da equação (5.28), sabe-se que o índice de modulação é:

$$Mi = \frac{V_{OP}}{V_{IN}} = \frac{69,11}{100} = 0,691 \quad (5.28)$$

A corrente média sobre os interruptores de potência do inversor é dada pela equação (5.29):

$$I_{Smed} = I_{OP} \cdot \left( \frac{Mi}{8} + \frac{1}{2 \cdot p} \right) = 5,9 \cdot \left( \frac{0,691}{8} + \frac{1}{2 \cdot p} \right) = 1,448A \quad (5.29)$$

#### 5.3.4.2 Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores

A corrente eficaz sobre os interruptores é:

$$I_{Sef} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{I_{OP}}{12} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot Mi}{p} + 3} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{5,9}{12} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot 0,691}{p} + 3} = 2,627A \quad (5.30)$$

O IGBT escolhido para os interruptores do inversor *Full Bridge* é o IRG4BC15UD.

Suas principais características de catálogo são:

$$V_{CEN} = 2,02V$$

$$V_{FN} = 1,5V$$

$$V_{CEO} = V_{FO} = 1V$$

$$I_{CN} = 7,8A$$

$$I_{FN} = 4A$$

$$Q_{rrN} = 70 \cdot 10^{-9} C$$

$$t_{rN} = 20 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{fN} = 83 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{rrN} = 38 \cdot 10^{-9} s$$

### 5.3.5 Perdas nos interruptores

#### 5.3.5.1 Perdas em condução

As perdas em condução podem ser calculadas através da equação (5.31):

$$P_{Cond} = \left( \frac{1}{8} + \frac{Mi}{3 \cdot p} \right) \cdot (V_{CEN} - V_{CEO}) \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} + \left( \frac{1}{2 \cdot p} + \frac{Mi}{8} \cdot \cos(\mathbf{f}) \right) \cdot V_{CEO} \cdot I_{CM} = 2,519W \quad (5.31)$$

#### 5.3.5.2 Perdas na entrada em condução

As perdas na entrada em condução podem ser calculadas através da equação (5.32):

$$P_{On} = \frac{1}{8} \cdot V_{IN} \cdot t_{rn} \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} \cdot fs + \frac{2}{3} \cdot V_{IN} \cdot \left[ 0,28 + \frac{0,38}{p} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left( \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rnN} + \left( \frac{0,8}{p} + 0,05 \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rnN} \cdot fs = 0,153W \quad (5.32)$$

#### 5.3.5.3 Perdas no bloqueio

A perda no bloqueio do IGBT é:

$$P_{OFF} = V_{IN} \cdot I_{CM} \cdot t_{fN} \cdot fs \cdot \left( \frac{1}{3 \cdot p} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) = 0,143W \quad (5.33)$$

#### 5.3.5.4 Perdas em condução do diodo intrínseco

O cálculo das perdas em condução do diodo intrínseco é feito através da equação (5.34):

$$P_{Cond\_d} = \left( \frac{1}{8} + \frac{Mi}{3 \cdot p} \right) \cdot (V_{FN} - V_{FO}) \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} + \left( \frac{1}{2 \cdot p} + \frac{Mi}{8} \cdot \cos(\mathbf{f}) \right) \cdot V_{FO} \cdot I_{CM} = 2,011W \quad (5.34)$$

### 5.3.5.5 Perdas na comutação do diodo intrínseco

A perda na comutação do diodo intrínseco é calculada com se segue:

$$P_{On\_d} = \frac{1}{3} \cdot V_{IN} \left[ \left[ 0,28 + \frac{0,38}{P} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{FN}} + 0,015 \cdot \left( \frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rrNX} + \left( \frac{0,8}{P} + 0,05 \cdot \frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rn} \right] \cdot fs = 0,076W \quad (5.35)$$

As perdas totais existentes em cada um dos semicondutores do inversor podem ser resumidas na seguinte equação:

$$P_{Tot\_inv} = P_{Cond} + P_{On} + P_{OFF} + P_{Cond\_d} + P_{On\_d} = 4,9W \quad (5.36)$$

### 5.3.6 Projeto do transformador elevador

Definindo-se:

$n : 4,5$	Relação de transformação;
$Bm : 10000 G$	Fluxo máximo para lâminas de ferro silício;
$d : 4,5 A/mm^2$	Densidade de corrente;
$a : 4 cm$	Largura da central do núcleo do transformador;
$c : 4,4 cm$	Comprimento do núcleo do transformador;

A seção geométrica do núcleo pode ser calculada pela equação (5.37):

$$Sg = a \cdot c = 4 \cdot 4,4 = 17,6 cm^2 \quad (5.37)$$

A seção magnética do núcleo é:

$$Sm = 0,9 \cdot Sg = 0,9 \cdot 17,6 = 15,84 cm^2 \quad (5.38)$$

Dessa forma, a potência do transformador é:

$$S_o = \left( \frac{Sm}{7,5} \right)^2 \cdot 60 = \left( \frac{15,84}{7,5} \right)^2 \cdot 60 = 267,63VA \quad (5.39)$$

O número de espiras do primário e do secundário pode ser calculado de acordo com as equações (5.40) e (5.41):

$$N_p = \frac{10^8 \cdot V_o}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot fr} = \frac{10^8 \cdot 48,87}{4,44 \cdot 10.000 \cdot 15,84 \cdot 60} = 116 \quad (5.40)$$

$$N_s = N_p \cdot n = 116 \cdot 4,5 = 522 \quad (5.41)$$

A escolha da seção dos condutores do primário e secundário pode ser feita pelas equações (5.42) e (5.43):

$$s_p = \frac{I_p}{d} \cdot 10^{-2} = \frac{5,11}{4,5} \cdot 10^{-2} = 0,011 \text{ cm}^2 \quad (5.42)$$

$$s_s = \frac{1,13}{4,5} \cdot 10^{-2} = \frac{I_s}{d} \cdot 10^{-2} = 2,52 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (5.43)$$

A resistência dos enrolamentos pode ser calculada como se segue:

$$l_t = 2 \cdot a + 2 \cdot c + \frac{a \cdot P}{2} = 2 \cdot 4 + 2 \cdot 4,4 + \frac{4 \cdot P}{2} = 23,083 \text{ cm} \quad (5.44)$$

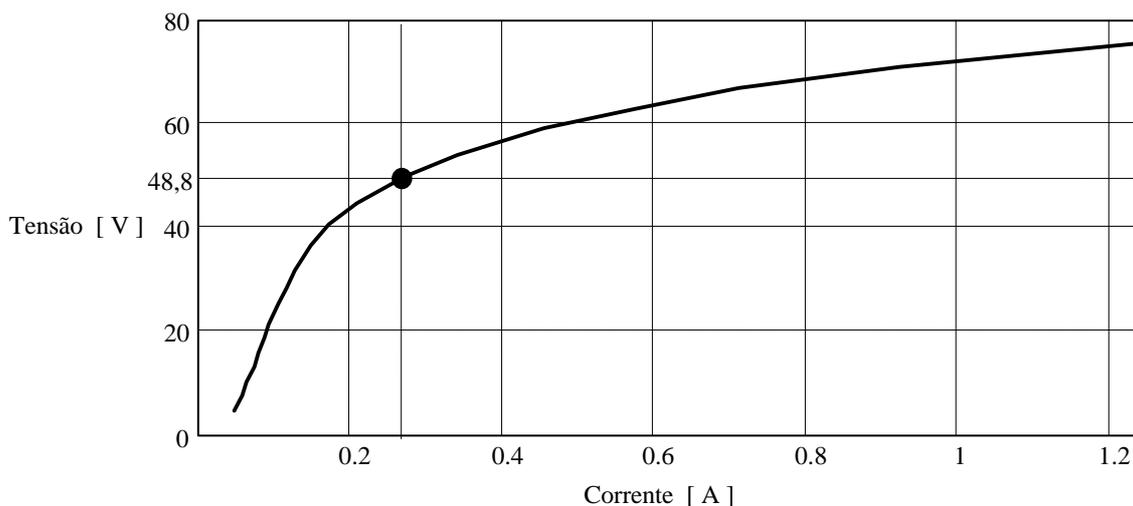
$$R_p = N_p \cdot r_p \cdot l_t = 116 \cdot 0,00022 \cdot 23,083 = 0,594 \Omega \quad (5.45)$$

$$R_s = N_s \cdot r_s \cdot l_t = 522 \cdot 0,000561 \cdot 23,083 = 6,76 \Omega \quad (5.46)$$

Por fim, determina-se o fator de ocupação do núcleo, para verificar se os parâmetros calculados e propostos são possíveis de serem implementados. A equação (5.47) apresenta o fator de ocupação, que normalmente deve ser superior a 3:

$$F_o = \frac{0,75 \cdot a^2}{A_{condS} \cdot N_s + A_{condP} \cdot N_p} = \frac{0,75 \cdot 4^2}{0,004105 \cdot 522 + 0,010379 \cdot 116} = 3,58 \quad (5.47)$$

O transformador foi montado em laboratório e depois foi tirada sua curva de magnetização, apresentada na Figura 5.8.



**Figura 5.8** – Curva de magnetização do transformador.

Além disso, foi medida em laboratório a indutância de dispersão do transformador. O valor dessa indutância é de  $L_{Disp} = 158\mu H$ , referenciado ao primário do transformador.

### 5.3.7 Projeto físico do indutor do filtro de saída

Abaixo, têm-se as variáveis utilizadas para se determinar o indutor de filtro. O valor do indutor é menor do que o calculado pois a indutância de dispersão do transformador de saída é utilizada para reduzir o volume do indutor.

$L_o : 1,942 \cdot 10^{-3} H$	Indutância do filtro de saída;
$J_{Max} : 450 A/cm^2$	Densidade máxima de corrente;
$B_{Max} : 0,15 T$	Densidade máxima de fluxo magnético;
$k_w : 0,7$	Fator de ocupação do indutor.

O indutor magneticamente acoplado, conforme apresentado anteriormente, apresenta uma indutância duas vezes maior. Entretanto, a densidade de fluxo máxima que pode ser utilizada neste núcleo é menor do que a utilizada no núcleo convencional, para evitar que o núcleo sature. Com a utilização de uma densidade de fluxo maior ocorre a saturação do núcleo, não havendo, portanto, vantagem na utilização do núcleo

magneticamente acoplado neste tipo de aplicação. O produto  $AeAw$  do núcleo pode ser determinado pela equação (5.48):

$$AeAw = \frac{L_o \cdot I_{o_p} \cdot I_o}{2 \cdot kw \cdot B_{Max} \cdot J_{Max}} \cdot 10^4 = \frac{1,942 \cdot 10^{-3} \cdot 7,3 \cdot 4,2}{2 \cdot 0,7 \cdot 0,15 \cdot 450} \cdot 10^4 = 6,29 \text{ cm}^4 \quad (5.48)$$

O núcleo escolhido para este indutor é o E-55 da Thorton. Este núcleo possui as seguintes características:

$$AeAw = 8,85 \text{ cm}^4$$

$$Ae = 3,54 \text{ cm}^2$$

$$Aw = 2,5 \text{ cm}^2$$

O número de espiras para cada enrolamento é determinado pela equação (5.49):

$$N_{enr} = \frac{L_o \cdot I_{o_p}}{4 \cdot B_{Max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{1,942 \cdot 10^{-3} \cdot 7,4}{4 \cdot 0,15 \cdot 3,54} = 67 \quad (5.49)$$

O entreferro da perna central do núcleo do indutor é calculado pela equação (5.50):

$$lg = \frac{4 \cdot N_{enr}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_o} \cdot 10^{-2} = \frac{4 \cdot 67^2 \cdot 4 \cdot \mu \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{1,942} \cdot 10^{-2} = 0,81 \text{ cm} \quad (5.50)$$

O entreferro das pernas laterais é:

$$l_{lat} = \frac{lg}{2} \cdot 10 = \frac{0,81}{2} \cdot 10 = 4,05 \text{ mm} \quad (5.51)$$

$$S_C = \frac{I_o}{J_{Max}} = \frac{5}{450} = 0,011 \text{ cm}^2 \quad (5.52)$$

O condutor escolhido é o 19AWG, que possui a seguinte área:

$$S_{Cond\_e} = 6,527 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

O número de condutores em paralelo é:

$$N_C = \frac{S_C}{S_{Cond\_e}} = \frac{0,011}{6,527 \cdot 10^{-3}} = 2 \quad (5.53)$$

Neste indutor, verifica-se a necessidade do uso de dois condutores em paralelo.

### 5.3.8 Elementos do bootstrap

Do catálogo, tira-se os dados necessários para o projeto dos elementos dos dois *bootstraps* a serem utilizados no projeto:

$Q_g = 64 \cdot 10^{-9} C$  Carga de *gate* do interruptor ligado à fonte flutuante do *bootstrap*;

$Q_{Ls} = 5 \cdot 10^{-9} C$  Carga requerida pelo *bootstrap* para a mudança de nível lógico;

$I_{Qbs} = 230 mA$  Corrente quiescente que circula pela fonte flutuante  $V_{bs}$ .

A carga mínima fornecida para a fonte *bootstrap* é calculada a seguir:

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{Qbs}}{f_s} + Q_{Ls} + \frac{I_{Cbs}}{f_s} = 1,44 \cdot 10^{-7} C \quad (5.54)$$

A corrente máxima que circula pelo diodo *bootstrap* é a seguinte:

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s = 2,89 mA \quad (5.55)$$

Através da equação (5.55) e da tensão de barramento do inversor, define-se o diodo a ser utilizado no projeto. Escolheu-se o MUR120.

O capacitor de *bootstrap* deve ser capaz de armazenar a carga correspondente a equação (5.54) e não ter um *ripple* de tensão muito grande para não comprometer os pulsos de comando. O capacitor é calculado pela equação (5.56):

$$C_{bs} = 30 \cdot \frac{Q_{bs}}{V_{cc} - V_F - V_{Ls}} = 470 nF \quad (5.56)$$

A resistência de *gate* dos interruptores do inversor pode ser calculada como segue:

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} = 33 \Omega \quad (5.57)$$

## 5.4 Projeto dos Componentes Externos ao UC3854

A partir das especificações abaixo, pode-se projetar os elementos externos ao UC3854:

$V_{o \max} : 58,667V$	Tensão eficaz máxima na saída do inversor;
$V_{o \min} : 39,111V$	Tensão mínima na saída do inversor;
$V_{ref} : 7,5V$	Tensão de referência do UC3854;
$f_s : 20.000 Hz$	Frequência de comutação dos interruptores do inversor;

Primeiro, calcula-se as correntes máxima de pico e eficaz na saída do inversor, conforme (5.58) e (5.59):

$$I_{op \max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot h}{V_{o \min}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 240 \cdot 0,85}{39,11} = 7,37A \quad (5.58)$$

$$I_o \max = \frac{I_{op \max}}{\sqrt{2}} = 5,21A \quad (5.59)$$

Como é necessário um isolamento para fazer a amostra da corrente na saída do inversor, optou-se pela utilização de um sensor de efeito hall. Escolheu-se o sensor de corrente HX10-P/SP2 da LEM, por trabalhar com uma corrente nominal próxima à existente na saída do inversor. Suas principais características são:

$$I_{PN} = 10A$$

$$I_p = 45A$$

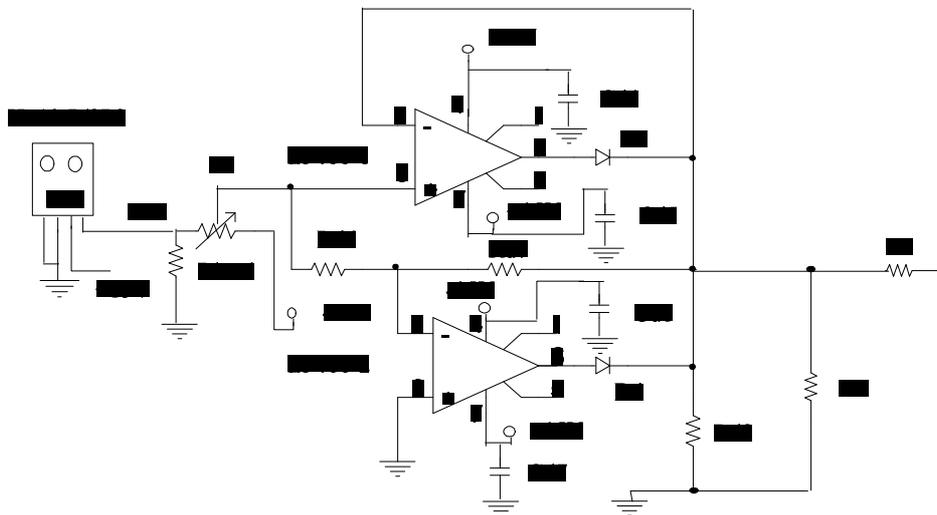
$$R_{OUT} = 50\Omega$$

O sensor oferece uma tensão de saída que varia de 2,5V a 3,125V, mesmo quando utilizada uma alimentação simétrica. Dessa forma, quando a corrente na saída do circuito é zero, a tensão na saída do sensor (retificador de precisão) é de 2,5V. O integrado não consegue comparar essa tensão de 2,5V com o sinal da corrente de referência, sendo necessário eliminar esse nível CC de tensão com um circuito de *offset*. Eliminando esse nível CC, a tensão na saída do retificador de precisão varia de 0V a 0,625V. Com isso, tem-se:

$$I_{Sensor} = 10A$$

$$V_{Sensor} = 0,625\Omega$$

A configuração do amplificador operacional do retificador de precisão é a seguinte:



*Figura 5.9 – Retificador de precisão utilizado na saída do sensor.*

#### 5.4.1 Cálculo da proteção de sobrecorrente

Na saída do sensor há um retificador de precisão com a utilização de amplificadores operacionais para retificar a forma de onda da corrente e evitar que sejam introduzidas grandezas negativas no integrado. A corrente máxima admitida no CI é:

$$I_{o \max} = I_{op \max} \cdot (1 + 0,3) = 7,37 \cdot (1 + 0,3) = 9,59 A \quad (5.60)$$

A tensão máxima na saída do sensor é:

$$V_{sh \max} = \frac{V_{Sensor} \cdot I_{o \max}}{I_{Sensor}} = \frac{0,625 \cdot 9,59}{10} = 0,6V \quad (5.61)$$

De acordo com o sensor escolhido, utilizou-se um resistor  $R_L = 120\Omega$ . Adotando-se  $R_9 = 27k\Omega$ , pode-se calcular o resistor  $R_8$  através da equação:

$$R_8 = \frac{I_{o \max} \cdot r \cdot R_L \cdot R_9}{V_{ref}} \quad 4k7\Omega \quad (5.62)$$

### 5.4.2 Cálculo dos resistores R1, R2 e definição da frequência fs

Escolheu-se um valor para o capacitor  $C_5$  e depois foi calculado o valor do resistor  $R_{16}$ . Fez-se  $C_5 = 10\text{nF}$ .

$$R_{16} = \frac{1,25}{C_5 \cdot f_s} = 6,25\text{k}\Omega \quad (5.63)$$

Na prática, é colocado um trimpot para ajustar com precisão o valor da frequência de comutação. O valor máximo da corrente na saída do multiplicador é:

$$I_{acm} = \frac{3,75}{R_{16}} = 0,6\text{mA} \quad (5.64)$$

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  podem ser determinados pela equação:

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{sh \max}}{I_{acm}} = \frac{0,6}{0,6\text{m}} \quad 1\text{k}2\Omega \quad (5.65)$$

### 5.4.3 Cálculo da malha direta de controle da tensão de saída

Utiliza-se como sinal de tensão para essa malha uma tensão vinda de um enrolamento auxiliar do transformador da fonte auxiliar. A tensão eficaz na saída é de 110V. Com isso:

$$V_{o \min} = 110 - 0,2 \cdot 110 = 88\text{V} \quad (5.66)$$

$$V_{o \max} = 110 + 0,2 \cdot 110 = 132\text{V} \quad (5.67)$$

Assim sendo, a tensão média mínima na entrada do *feedforward* pode ser determinada a partir da equação (5.68):

$$V_{omed \min} = 0,9 \cdot V_{o \min} = 0,9 \cdot 88 = 79,2\text{V} \quad (5.68)$$

Definindo-se  $R_{12} = 220\text{k}\Omega$ , pode-se determinar  $R_{13}$  e  $R_{14}$ :

$$R_{13} = \frac{(V_{ref} - 1,414) \cdot R_{12}}{V_{omed \min} - V_{ref}} = \frac{(7,5 - 1,414) \cdot 220 \cdot 10^3}{79,2 - 7,5} \quad 18\text{k}\Omega \quad (5.69)$$

$$R_{14} = \frac{R_{13} \cdot 1,414}{V_{ref} - 1,414} = \frac{18 \cdot 10^3 \cdot 1,414}{7,5 - 1,414} \quad 4,7\text{k}\Omega \quad (5.70)$$

Adotando-se a frequência de corte como sendo em 12Hz, pode-se calcular os capacitores  $C_6$  e  $C_7$  através das equações (5.71) e (5.72):

$$C_6 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{corte} \cdot R_{13}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot 12 \cdot 18 \cdot 10^3} \quad 680nF \quad (5.71)$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{corte} \cdot R_{14}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot 12 \cdot 4,7 \cdot 10^3} \quad 2.700nF \quad (5.72)$$

#### 5.4.4 Amostra da tensão da rede

A amostra da tensão da rede, que fornece o formato da corrente de saída do inversor, é fornecida pelos resistores  $R_{10}$  e  $R_{11}$ :

$$R_{11} = \frac{V_{o \max} \cdot \sqrt{2}}{I_{acm}} = \frac{132 \cdot \sqrt{2}}{0,6 \cdot 10^{-3}} \quad 330k\Omega \quad (5.73)$$

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} = \frac{330 \cdot 10^3}{4} \quad 82k\Omega \quad (5.74)$$

#### 5.4.5 Definição do tempo de partida progressiva

Utiliza-se neste projeto um tempo de partida de cinco segundos para o protótipo, para garantir que o sistema de partida do circuito tenha acionado todo o sistema de controle. A partir desse tempo, encontra-se o capacitor  $C_4$  pela equação (5.75):

$$C_4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot ton}{7,5} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{7,5} \quad 4,7mF \quad (5.75)$$

Além dos componentes calculados até o momento, utilizam-se ainda os seguintes componentes:

$$C_8 = C_9 = C_{10} = 100nF$$

$$R_{15} = 22k\Omega$$

### 5.4.6 Compensador de corrente

Este compensador é projetado conforme a metodologia apresentada no capítulo anterior. A derivada da tensão no sinal da dente de serra pode ser calculada pela equação (5.76):

$$\Delta V_t = V_T \cdot f_s = 4,3 \cdot 20.000 = 86.000 \quad (5.76)$$

A derivada da corrente no indutor é dada por:

$$\Delta V_{sh} = \frac{(V_{IN} + V_{O_{PM_{max}}})}{L_o} \cdot R_{sh} = \frac{(100 + 82,933)}{2,1 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,051 = 4.442,6 \quad (5.77)$$

O ganho máximo que pode ser utilizado para que não ocorra duas vezes a passagem do sinal do controlador pela triangular é dado pela equação (5.78):

$$G_{Max} = \frac{\Delta V_t}{\Delta V_{sh}} = 19,35 \quad (5.78)$$

Escolheu-se um ganho na faixa plana (frequência entre o pólo e o zero do compensador) de  $k = 17$ . Assim, pode-se calcular  $R_3$  através da equação (5.79):

$$R_3 = k \cdot R_1 = 17 \cdot 1.200 = 17k\Omega \quad (5.79)$$

A frequência do zero é:

$$f_z = \frac{f_s}{20} = 1.000Hz \quad (5.80)$$

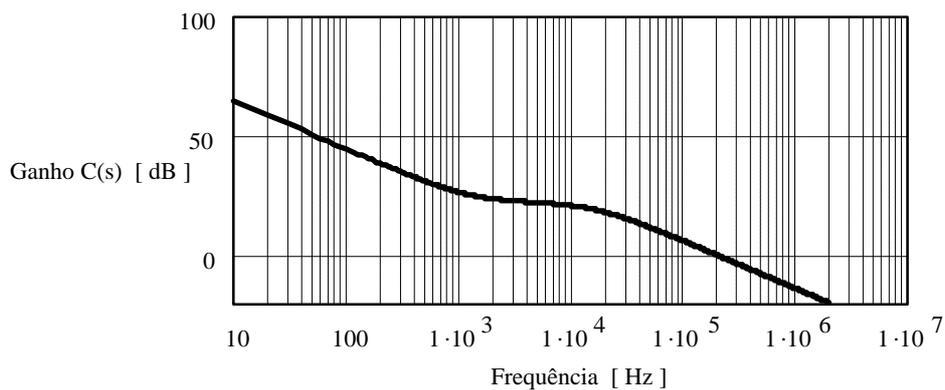
Assim, consegue-se calcular  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_3 \cdot f_z} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot 17 \cdot 10^3 \cdot 1.000} = 9nF \quad (5.81)$$

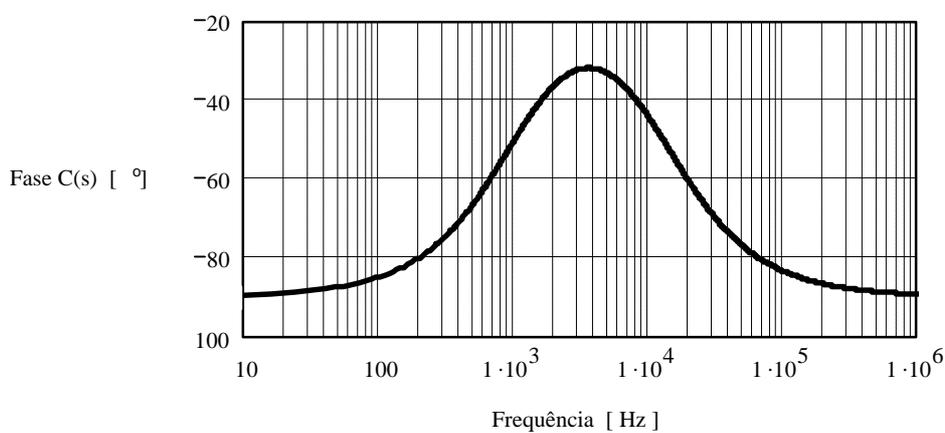
Fazendo-se a frequência do pólo ser a metade da frequência de chaveamento, têm-se:

$$C_2 = \frac{C_1}{2 \cdot p \cdot R_3 \cdot C_1 - 1} = \frac{9 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot p \cdot R_3 \cdot 9 \cdot 10^{-9} - 1} = 1nF \quad (5.82)$$

Com esses dados, pode-se traçar os diagramas de bode do ganho e da fase do compensador, conforme mostram as Figura 5.10 e Figura 5.11:

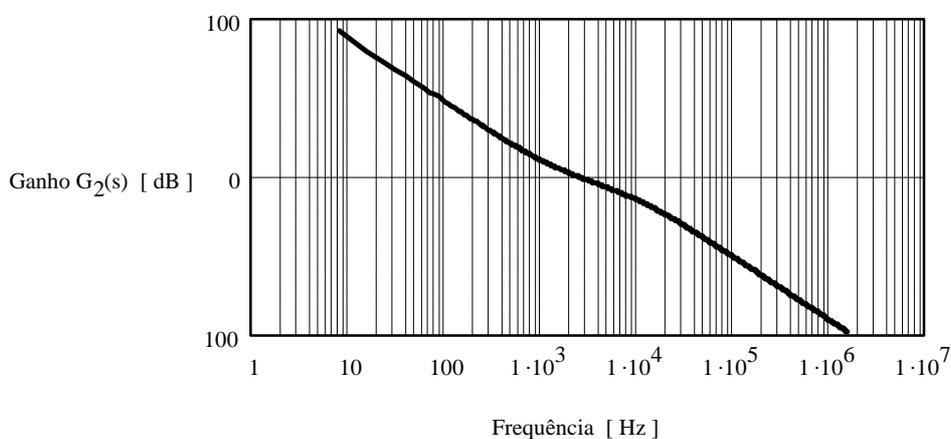


**Figura 5.10** – Diagrama do ganho do compensador de corrente.



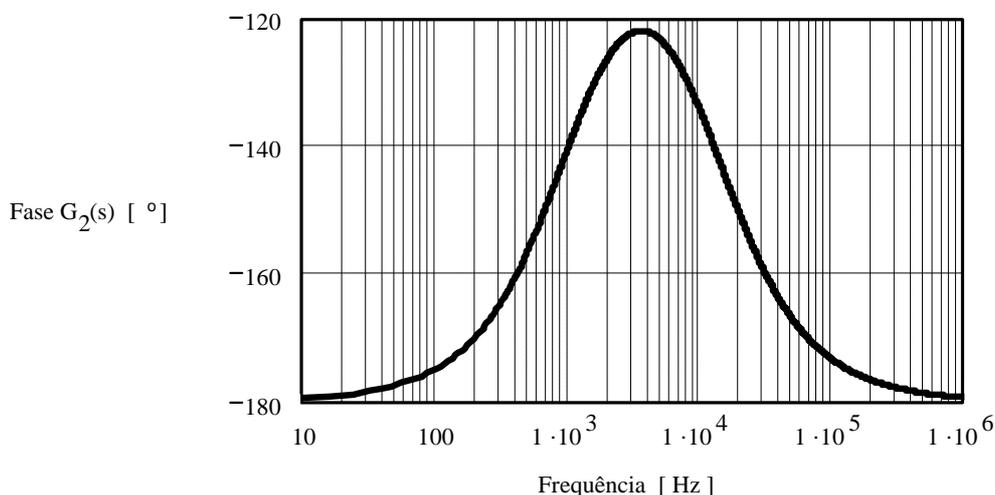
**Figura 5.11** – Diagrama da fase do compensador de corrente.

O diagrama de bode do ganho da planta mais o compensador é apresentado na Figura 5.12 . Verifica-se que o cruzamento pelo zero ocorre em aproximadamente 3kHz.



**Figura 5.12** – Diagrama do ganho da planta mais compensador.

A Figura 5.13 apresenta o diagrama de bode da fase da planta mais compensador. Verifica-se que se obteve uma margem de fase segura para o sistema ( $55^\circ$ ), evitando que o mesmo esteja próximo da instabilidade.



**Figura 5.13** – Diagrama da fase da planta mais compensador.

#### 5.4.7 Compensador de tensão

Admitindo-se um capacitor  $C_3 = 470nF$ , pode-se calcular o valor de  $R_6$ :

$$R_6 = \frac{10 \cdot \Delta V_{in} \cdot V_{ref}}{2 \cdot p \cdot f_{ond} \cdot V_{IN} \cdot C_3} = \frac{10 \cdot 10 \cdot 7,5}{2 \cdot p \cdot 120 \cdot 100 \cdot 470 \cdot 10^{-7}} \quad 10k\Omega \quad (5.83)$$

Calculando a frequência de corte através da equação (5.84):

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \sqrt{\frac{P \cdot V_{ref}}{V_{IN}^2 \cdot \Delta V_{in} \cdot C_B \cdot R_6 \cdot C_3}} = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \sqrt{\frac{240 \cdot 7,5}{100^2 \cdot 10 \cdot 680 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}} = 17,25Hz \quad (5.84)$$

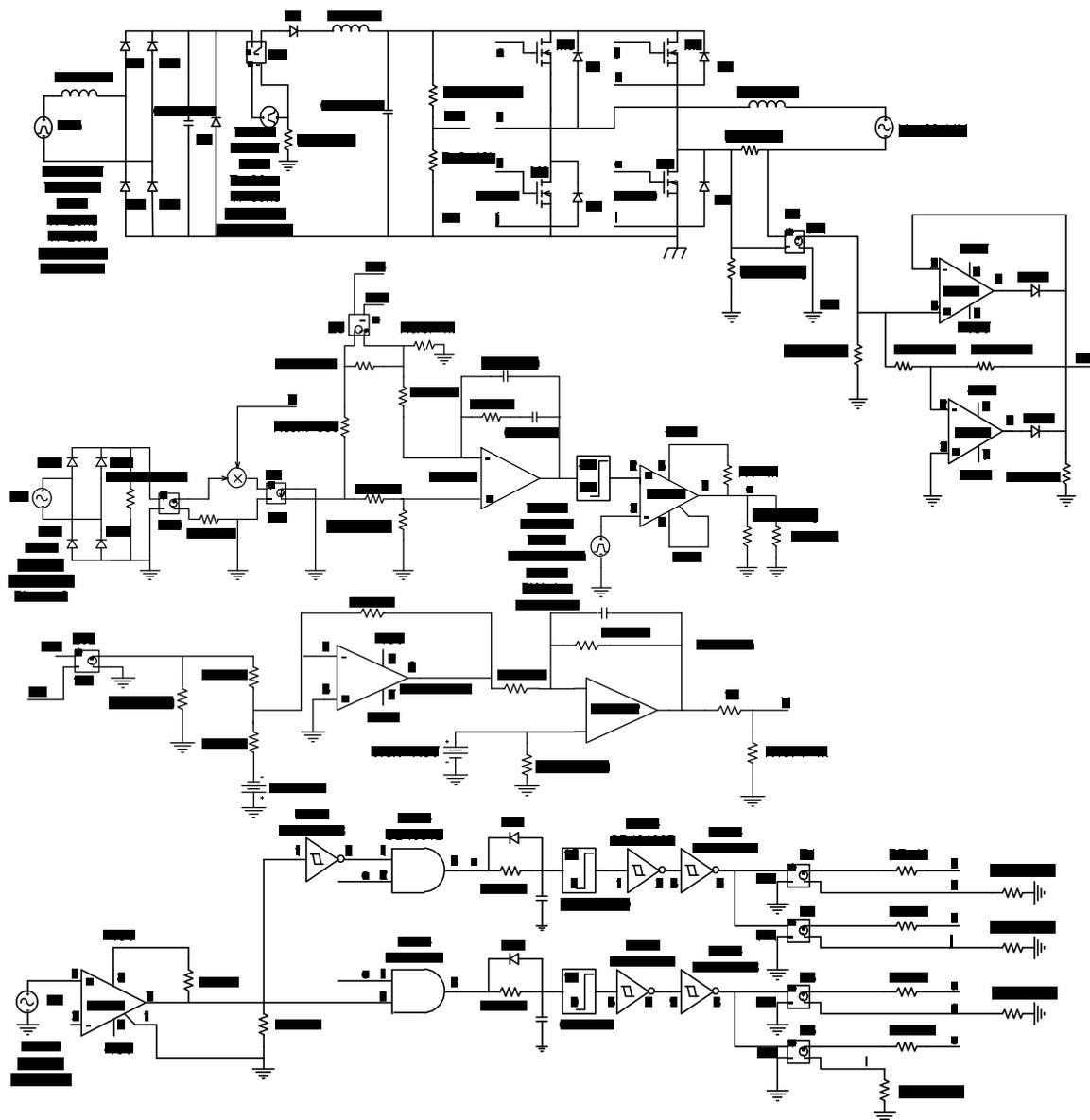
Assim, pode-se calcular  $R_7$ :

$$R_7 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot C_3} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot 17,25 \cdot 470 \cdot 10^{-9}} \quad 18k\Omega \quad (5.85)$$

A frequência de corte obtida é 5,3 vezes menor do que a oscilação em 120Hz da tensão de entrada. A frequência de corte é baixa para que o controle da tensão de entrada do inversor não procure compensar o erro estático da tensão, piorando o fator de potência do regenerador.

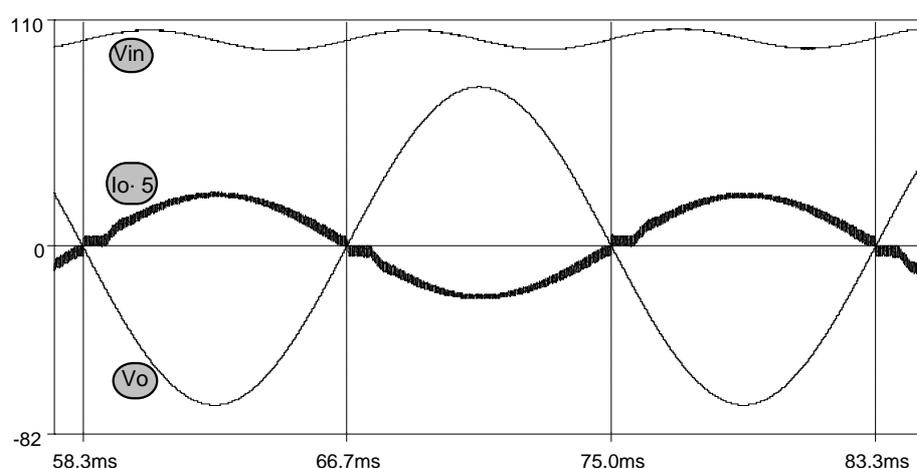
### 5.4.8 Resultados de simulação do Inversor

O circuito completo do regenerador de energia utilizado em simulação é apresentado na Figura 5.14. Os resultados de simulação obtidos com o circuito são satisfatórios, se aproximando muito dos resultados esperados. As figuras a seguir mostram as principais formas de onda do regenerador.



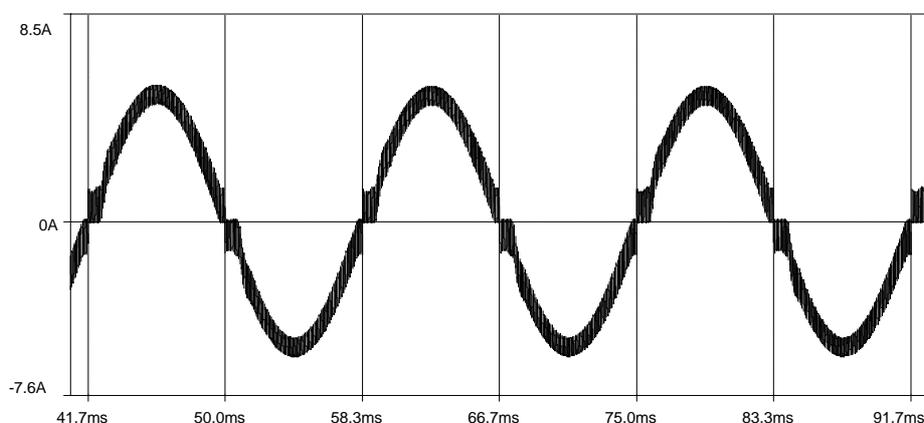
*Figura 5.14 – Circuito do regenerador simulado.*

A Figura 5.15 mostra a forma de onda da corrente e da tensão de saída do inversor e da tensão no barramento de entrada do inversor. A corrente foi multiplicada por cinco para ser melhor visualizada em comparação com a tensão. Verifica-se que o barramento possui uma ondulação em 120Hz. Além disso, a corrente está defasada de  $180^\circ$  da tensão e com pouca ondulação. A distorção da corrente na passagem por zero ocorre devido à estratégia de controlar apenas dois interruptores em cada semiciclo da tensão da rede elétrica. Se fosse utilizada uma estratégia de controle complementar com um circuito de quatro quadrantes, não haveria essa distorção na passagem por zero.



**Figura 5.15** – Corrente e tensão de saída e tensão no barramento.

A Figura 5.16 apresenta a corrente de saída do circuito, antes do transformador elevador de saída. Verifica-se o bom comportamento da corrente em regime.



**Figura 5.16** – Corrente de saída (primário).

### 5.4.9 Análise harmônica

Depois dos resultados de simulação serem verificados, é feita uma análise harmônica da forma de onda da corrente de saída do inversor. A Tabela 5.1 mostra a análise harmônica dessa corrente:

*Tabela 5.1 – Distorção harmônica da corrente de saída.*

Nº Harmônica	Frequência (Hz)	Amplitude da Harmônica (%)
3	180	1,49
5	300	1,02
7	420	1,05
9	540	1,14
11	660	1,25
13	780	1,35
15	900	1,26

Verifica-se que as componentes harmônicas de corrente são baixas, inserindo pouca distorção na rede elétrica. A distorção harmônica total obtida em simulação é de 3,77%.

O fator de potência pode ser calculado pela equação (5.86):

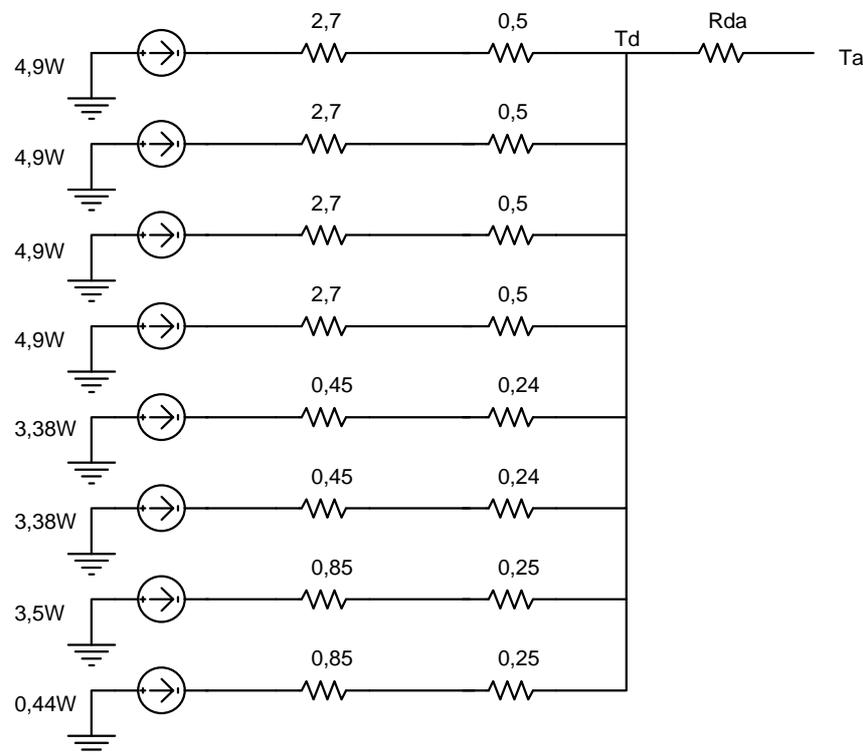
$$FP = \frac{\cos(\mathbf{f})}{\sqrt{1-THD^2}} = \frac{\cos(180)}{\sqrt{1+0,0377^2}} = -0,999 \quad (5.86)$$

O sinal negativo no resultado é decorrente da defasagem da corrente em relação à tensão de saída. Como o valor é praticamente unitário, sabe-se que não há circulação de reativos pelo sistema, ou seja, a corrente entregue à rede elétrica apresenta um conteúdo harmônico próximo de zero.

## 5.5 Definição do Dissipador

Conforme apresentado no Capítulo III, todos os semicondutores de potência deste projeto são alocados no mesmo dissipador. O modelo simplificado do dissipador utilizado

pode ser visualizado na Figura 5.17:



**Figura 5.17** – Resistências Térmicas ligadas ao mesmo dissipador.

Define-se que:

$$T_{jMax} = 100^{\circ}C$$

$$T_{Amb} = 45^{\circ}C$$

A potência total dissipada nos semicondutores é calculada pela soma das equações (5.13) e (5.36), conforme mostra a equação (5.87):

$$P_{Tot\_sem} = P_{Test\_in} + 4 \cdot P_{Tot\_inv} = 10,7 + 4 \cdot 4,9 = 30,3W \quad (5.87)$$

A resistência térmica máxima junção-ambiente pode ser calculada pela equação (5.88):

$$R_{Thja} = \frac{(T_{jMax} - T_{Amb})}{P_{Tot\_sem}} = \frac{(100 - 45)}{30,3} = 1,81^{\circ}C/W \quad (5.88)$$

A temperatura do dissipador deve ser a menor entre as calculadas para os componentes alocados, conforme as equações (5.89), (5.90), (5.91):

$$Td_1 = Tj_1 - P_1 \cdot R_{Thjc} - R_{Thcd} \cdot P_{T1} = 100 - 4,9 \cdot 2,7 - 0,5 \cdot 19,6 = 76,97^0 C/W \quad (5.89)$$

$$Td_2 = Tj_2 - P_2 \cdot R_{Thjc} - R_{Thcd} \cdot P_{T2} = 100 - 3,38 \cdot 0,45 - 0,24 \cdot 6,76 = 96,8^0 C/W \quad (5.90)$$

$$Td_3 = Tj_3 - P_3 \cdot R_{Thjc} - R_{Thcd} \cdot P_{T3} = 100 - 3,5 \cdot 0,85 - 0,25 \cdot 4 = 96^0 C/W \quad (5.91)$$

A resistência térmica dissipador ambiente pode ser calculada pela equação (5.92):

$$R_{Thda} = \frac{Td - Ta}{P_{Tot\_sem}} = \frac{76,97 - 45}{30,3} = 1,055^0 C/W \quad (5.92)$$

Essa é a maior resistência térmica permitida no dissipador a ser utilizado neste projeto.

## 5.6 Partida Progressiva do Circuito

Para evitar que se tenha elevados níveis de corrente nos interruptores na partida do regenerador de energia, é elaborado um sistema de partida progressiva. São utilizados um relé e um resistor de *in-rush* para reduzir o pico da corrente de partida. O resistor de *in-rush* utilizado é o seguinte:

$$R_{Rush} = \frac{V_{IN\_max} \cdot \sqrt{2}}{I_{IN\_rush}} = \frac{82,93 \cdot \sqrt{2}}{12} = 9,1\Omega \quad (5.93)$$

O tempo de carga do capacitor é:

$$t_{Car} = 5 \cdot R_{Rush} \cdot C_B = 5 \cdot 9,1 \cdot 680 \cdot 10^{-6} = 0,031s \quad (5.94)$$

Pelo catálogo do relé, têm-se que:

$$V_{CC} = 15V$$

$$I_{Rele} = 16,7mA$$

$$R_{Rele} = 720\Omega$$

O resistor  $R_{S5}$  e o capacitor  $C_{S3}$  podem ser calculados pelas equações (5.95) e (5.96):

$$R_{S5} = \frac{V_{CC}}{I_{Rele}} - R_{Rele} = \frac{15}{16,7 \cdot 10^{-3}} - 720 = 180\Omega \quad (5.95)$$

$$C_{S3} = \frac{5 \cdot t_{Car}}{R_{SS} + R_{Relé}} = \frac{5 \cdot 0,031}{180 + 720} \quad 150\text{mF} \quad (5.96)$$

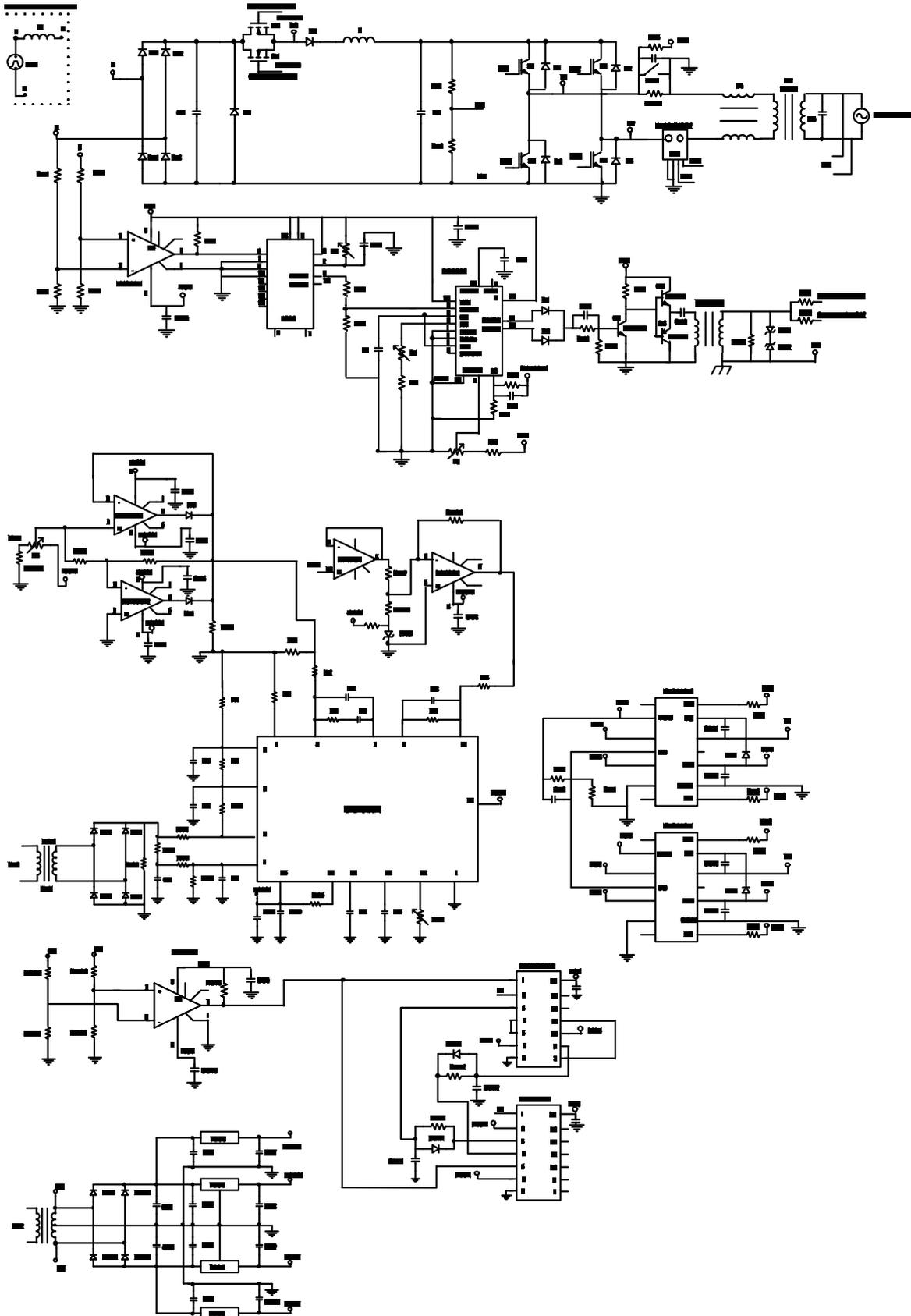
Depois que o capacitor de entrada do inversor está carregado, o relé passa a conduzir a corrente de carga. Entretanto, o controle do estágio de entrada é posto em funcionamento alguns milissegundos depois que o capacitor  $C_B$  está carregado. Depois que o estágio de entrada está em funcionamento, o *bootstrap* é habilitado a transmitir os pulsos de comando do inversor. O atraso na entrega dos pulsos de comando pelos *bootstraps* e pelo SG3525 é feito através de seus pinos de *shutdown* com o uso de um circuito RC.

Finalmente, o sistema de partida progressiva do UC3854 é feito de forma que a razão cíclica comece a variar normalmente somente quando os circuitos de partida do estágio de entrada e do inversor colocaram esses circuitos em funcionamento. As etapas da partida progressiva são listadas a seguir:

- **1ª Etapa:** circuito de in-rush para carregar o capacitor de entrada do inversor;
- **2ª Etapa:** atraso na partida do SG3525 através do pino de *shutdown*;
- **3ª Etapa:** atraso na partida dos IR2110 através dos pinos de *shutdown*;
- **4ª Etapa:** com as etapas anteriores terminadas, o integrado UC3854 começa a variar a razão cíclica para obter uma corrente senoidal em sua saída.

## 5.7 Circuito Completo do Regenerador

A Figura 5.18 apresenta o circuito completo do regenerador de energia proposto neste trabalho. A parte superior da figura mostra o estágio de potência do conversor, seguida do *driver* de comando dos interruptores de entrada. Verifica-se logo acima do UC3854 a presença do retificador de precisão utilizado para retificar o sinal da saída do sensor utilizado.



*Figura 5.18 – Circuito completo do regenerador de energia implementado em laboratório.*

## 5.8 Lista de Materiais

Os componentes utilizados no protótipo montado em laboratório são listados na Tabela 5.2 de acordo com o circuito a que fazem parte: circuito de potência, circuito de comando dos interruptores de entrada (Comando  $S_{IN}$ ) e circuito de controle dos interruptores do inversor (Comando  $S_o$ ).

*Tabela 5.2 – Lista de materiais do regenerador de energia proposto.*

Elemento do Circuito	Componente Escolhido	Circuito
$Dr_1, Dr_2, Dr_3, Dr_4$	MUR 460	Potência
$D_{rl}, D_e$	HFA30TA60C	Potência
$Si_1$ e $Si_2$	IRFP460	Potência
$S_1, S_2, S_3$ e $S_4$	IRG4BC15UD	Potência
$C_o$	180nF - polipropileno	Potência
$C_B$	680 $\mu$ F/200V – eletrolítico	Potência
$C_{S3}$	150 $\mu$ F - eletrolítico	Potência
$R_{Rush}$	9,1 $\Omega$ - 5W	Potência
$R_{s5}$	180 $\Omega$ - 1/8W	Potência
$R_{V1}$	270k $\Omega$ - 1/8W	Potência
$R_{V2}$	Trimpot 50k	Potência
$R_{V3}$ e $R_{V4}$	150k $\Omega$ -1/8W	Potência
$R_{V5}$ e $R_{V6}$	5k6 $\Omega$ - 1/8W	Potência
Relé	RE030012 da Schrack	Potência
Sensor Hall	Hx10-P/SP2	Potência
$L_e$	12 $\mu$ H	Potência
$L_o$	1,98mH	Potência
Comparador	LM 311	Comando $S_{IN}$ e $S_o$
Monoestável	4528	Comando $S_{IN}$
Comparador PWM	SG 3525A	Comando $S_{IN}$

$D_1$ e $D_2$	1N4148	Comando $S_{IN}$
$Dz_1$ e $Dz_2$	Zener 16V/500mW	Comando $S_{IN}$
$Q_1$	2N2222	Comando $S_{IN}$
$Q_2$	BC337	Comando $S_{IN}$
$Q_3$	BC271	Comando $S_{IN}$
$Rd_1$	10k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rv_7$	47k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rv_8$	15k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rt_1$	10k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rt_2$	470 $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rd_1, Rd_4$	10k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rd_2$	3k9 $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rd_3$	680 $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rd_5$	1k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rgi_1, Rgi_2$	8.2 $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rs_1$	2k7 $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$Rs_2$	120k $\Omega$ - 1/8W	Comando $S_{IN}$
$T_2, T_3$	Trimpot de 2k $\Omega$	Comando $S_{IN}$
$T_1$	Trimpot de 50k $\Omega$	Comando $S_{IN}$
$Cd_1, Ct$	1nF	Comando $S_{IN}$
$Cd_2$	680nF	Comando $S_{IN}$
$Cd_3$	1 $\mu$ F	Comando $S_{IN}$
$Cc_1$	100nF	Comando $S_{IN}$
$Cs_1$	220 $\mu$ F - eletrolítico	Comando $S_{IN}$
Amplificador Operacional	LF 411	Comando $S_o$
Controlador de FP	UC 3854N	Comando $S_o$
40106	MC 14050B	Comando $S_o$
4081	MC 14070B	Comando $S_o$
Bootstrap	IR 2110	Comando $S_o$

D <sub>3</sub> e D <sub>4</sub>	1N4148	Comando So
Dr <sub>5</sub> , Dr <sub>6</sub> , Dr <sub>7</sub> e Dr <sub>8</sub>	1N4004	Comando So
Db <sub>1</sub> e Db <sub>2</sub>	MUR 130	Comando So
Dz <sub>3</sub>	Zener 15V-500mW	Comando So
Rd <sub>6</sub> , Rd <sub>7</sub> e Rd <sub>8</sub>	10k $\Omega$ - 1/8W de precisão	Comando So
Rd <sub>9</sub>	18k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rd <sub>10</sub>	3k3 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rv <sub>9</sub> , Rv <sub>10</sub> e Rv <sub>11</sub>	1k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rv <sub>12</sub> e Rv <sub>14</sub>	62k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rv <sub>13</sub> e Rv <sub>15</sub>	27k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rtm1 e Rtm2	1k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rload	2k2 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rs <sub>3</sub>	120k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rs <sub>4</sub>	2k7 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
Rzen	560 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>1</sub> , R <sub>2</sub>	1k2 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>3</sub>	18k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>6</sub>	10k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>7</sub>	18k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>8</sub>	4k7 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>9</sub>	27k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>10</sub>	82k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>11</sub>	330k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>12</sub>	220k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>13</sub>	18k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>14</sub>	4k7 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>15</sub>	22k $\Omega$ - 1/8W	Comando So
R <sub>16</sub>	Trimpot 1k $\Omega$	Comando So
RL	120 $\Omega$ - 1/8W	Comando So

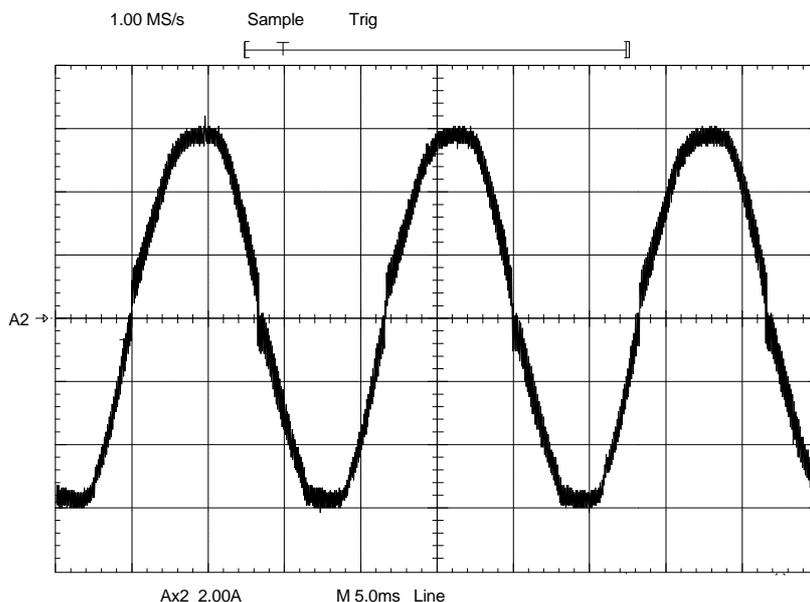
$R_{g1}, R_{g2}, R_{g3}$ e $R_{g4}$	33 $\Omega$ - 1/8W	Comando So
$C_1$	22n	Comando So
$C_2$	1nF	Comando So
$C_3$	470nF	Comando So
$C_4$	4,7 $\mu$ F - eletrolítico	Comando So
$C_5$	6,8nF	Comando So
$C_6$	680nF	Comando So
$C_7$	2,7 $\mu$ F - eletrolítico	Comando So
$C_8, C_9$	100nF	Comando So
$C_{10}$	1 $\mu$ F – eletrolítico	Comando So
$C_{bt1}, C_{bt2}, C_{bt3}$ e $C_{bt4}$	470nF	Comando So
$C_{s2}$	470 $\mu$ F – eletrolítico	Comando So
Reguladores	7815, 7818, 7915, 7918	Fonte Auxiliar
$Dr_9, Dr_{10}, Dr_{11}$ e $Dr_{12}$	1N4002	Fonte Auxiliar
$C_{f1}$	470 $\mu$ F – eletrolítico	Fonte Auxiliar
$C_{f2}$	100 $\mu$ F – eletrolítico	Fonte Auxiliar
$C_{f3} - C_{f10}$	100nF	Fonte Auxiliar

Os capacitores que não possuem seus dados ou parâmetros especificados na lista de materiais são capacitores cerâmicos.

## 5.9 Resultados Experimentais

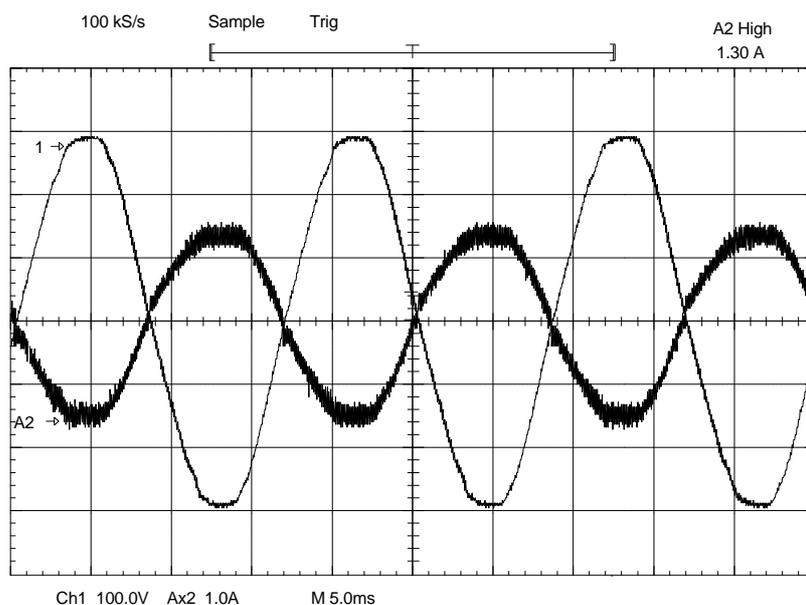
Para comprovar os resultados obtidos em simulação, foi montado um protótipo em laboratório. Verifica-se através dos resultados obtidos o bom funcionamento do circuito proposto. A Figura 5.19 apresenta a forma de onda da corrente no indutor de saída do circuito. A corrente apresenta uma pequena distorção na passagem por zero, que ocorre porque o integrado utilizado para fazer as malhas de controle do inversor opera em dois quadrantes, exigindo uma estratégia de controle dos interruptores na qual apenas dois interruptores são comandados a conduzir a cada semiciclo da tensão da rede elétrica. Entretanto, verifica-se que a corrente apresenta uma ondulação próxima à calculada e com

pouca distorção harmônica.



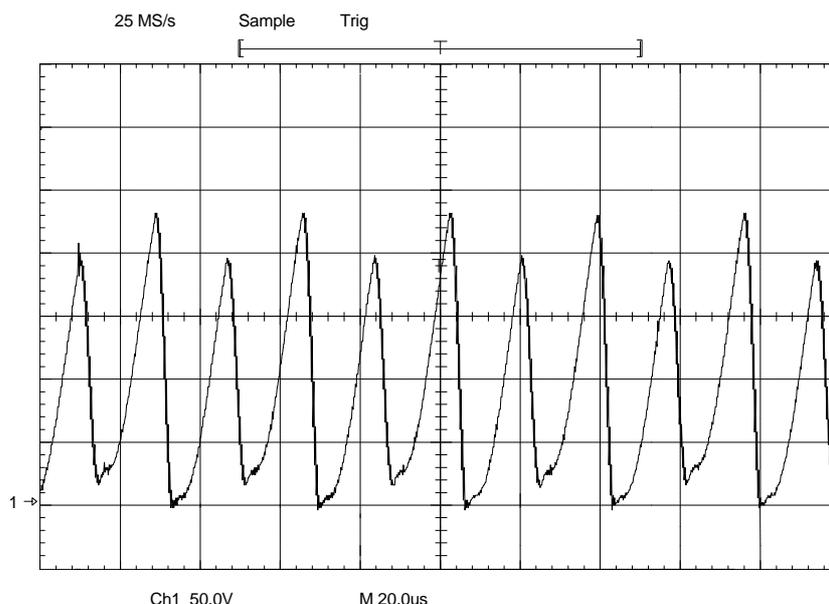
**Figura 5.19** – Corrente no indutor de saída.

A Figura 5.20 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de saída. Verifica-se que a corrente de saída está defasada de  $180^\circ$  da tensão da rede elétrica, caracterizando que o circuito proposto para reciclar energia do reator eletrônico está devolvendo energia para a rede. A corrente apresenta pouco conteúdo harmônico, fazendo com que o fator de potência da saída seja elevado, ou seja, com pouca circulação de reativos pelo sistema.



**Figura 5.20** – Corrente e tensão de saída.

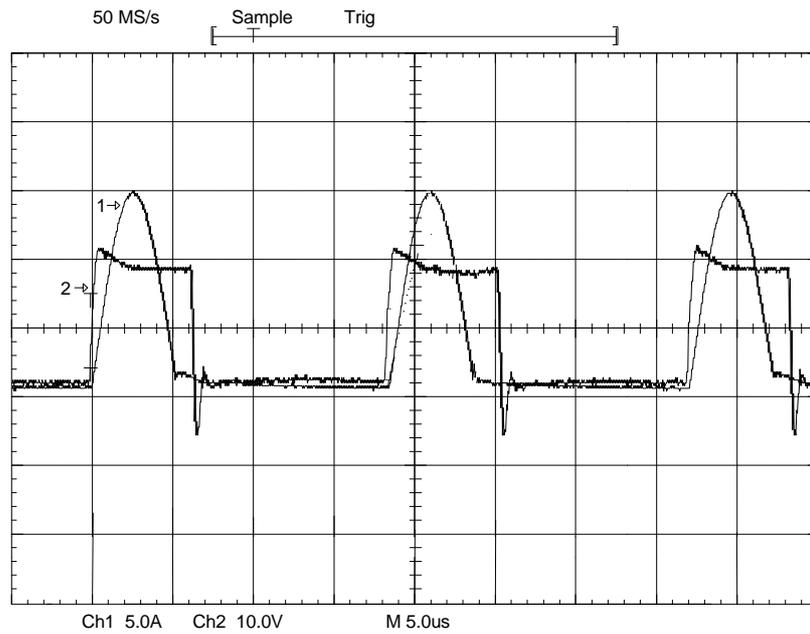
A Figura 5.21 apresenta a forma de onda da tensão no capacitor do estágio de entrada do regenerador de energia. Verifica-se que a forma de onda é semelhante à obtida em simulação, com uma pequena alteração devido à estratégia de comandar os interruptores com uma razão cíclica maior do que a calculada, ao invés de comandá-los no instante que proporcionaria a potência desejada, conforme a Figura 5.4.



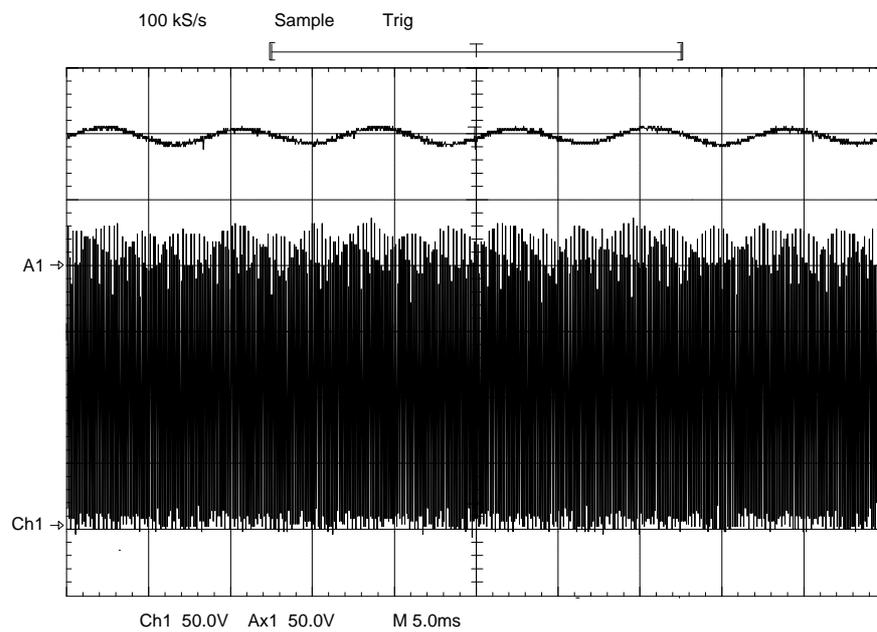
**Figura 5.21** – Tensão no capacitor  $C_o$ .

A Figura 5.22 apresenta a corrente no indutor do circuito de entrada e a tensão de comando dos interruptores de entrada. Verifica-se que a corrente se anula antes que o interruptor é comandado a bloquear. Além disso, os valores eficazes e de pico da corrente comprovam a validade das equações apresentadas.

A tensão do barramento de entrada do inversor e a tensão no capacitor de entrada do regenerador ( $C_o$ ) são mostradas na Figura 5.23. O sistema se comportou corretamente, não havendo batimento em outras frequências e ficando o regenerador sincronizado com o reator eletrônico.

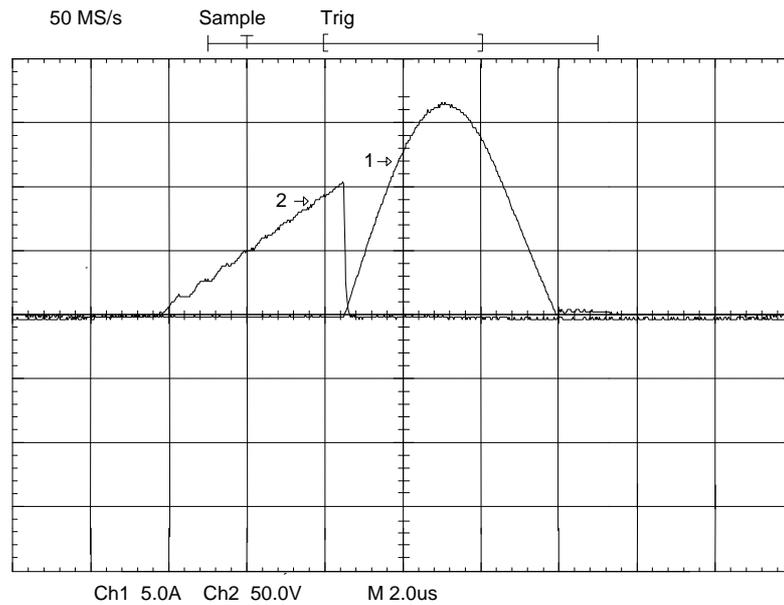


**Figura 5.22** – Pulsos de comando e corrente em  $S_{IN1}$ .



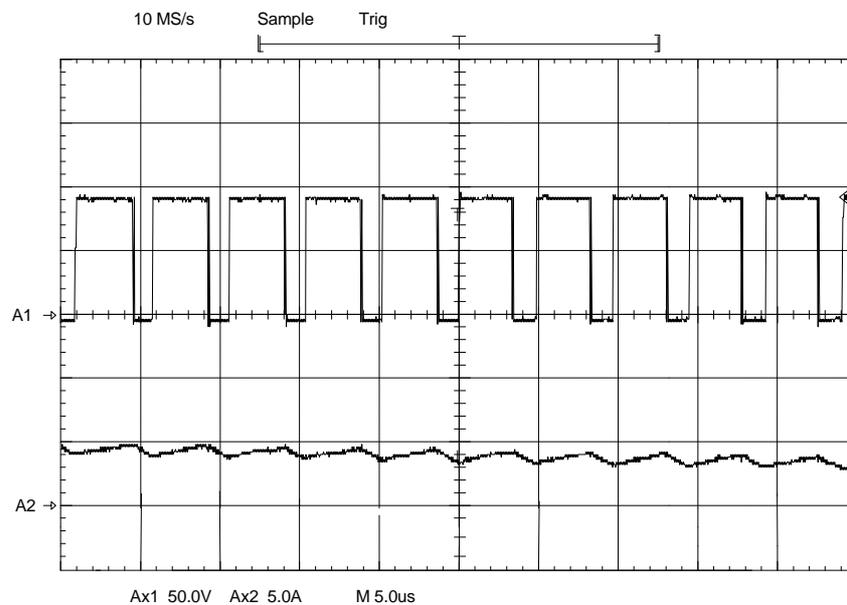
**Figura 5.23** – Tensão de barramento e tensão em  $C_o$ .

A Figura 5.24 mostra a tensão e a corrente nos interruptores do estágio de entrada. Verifica-se que a comutação ocorre sobre tensão e corrente nula, conforme previsto na análise teórica.



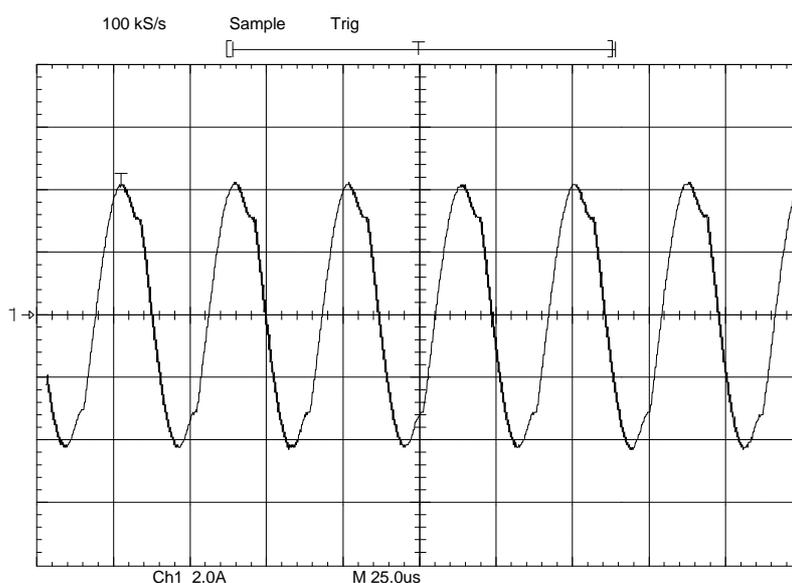
**Figura 5.24** – Tensão e corrente no interruptor  $S_{IN1}$ .

A tensão sobre os interruptores do inversor se comportou de forma adequada, sem picos de tensão, conforme mostra a Figura 5.25, que mostra também o detalhe da ondulação da corrente de saída do inversor.



**Figura 5.25** – Tensão sobre um dos interruptores do inversor e ondulação de corrente.

A Figura 5.26 apresenta a corrente de entrada do regenerador de energia (saída do reator eletrônico). Pela análise da figura, percebe-se que a forma de onda é muito semelhante à obtida na Figura 1.13, que mostra a corrente na lâmpada. Verificou-se em laboratório que o reator funcionou corretamente, sem apresentar problemas referentes ao teste com o regenerador de energia. Isso demonstra que o regenerador proposto emula com relativa precisão uma lâmpada, mas devolvendo a energia armazenada do reator eletrônico para a rede elétrica.



**Figura 5.26** – Corrente de entrada do regenerador de energia.

Conforme pode ser verificado nos cálculos de perdas nos semicondutores, o regenerador de energia proposto apresenta uma quantia considerável de perdas. Além das perdas nos semicondutores, têm-se muitas perdas no transformador de saída do circuito. O rendimento total do sistema obtido em laboratório foi de 76,5%. Ou seja, para uma potência na entrada do regenerador igual a 250W, entregou-se para a rede elétrica 191,25W.

O rendimento do sistema poderia ser aumentado com as seguintes mudanças:

- Utilização de Mosfets com menor resistência em condução;
- IGBTs e diodos com tensão  $V_{CE}$  menor;
- Utilização de um transformador de baixa frequência com lâminas de ferro silício de grão orientado e com lâminas menos espessas. Através de um catálogo de

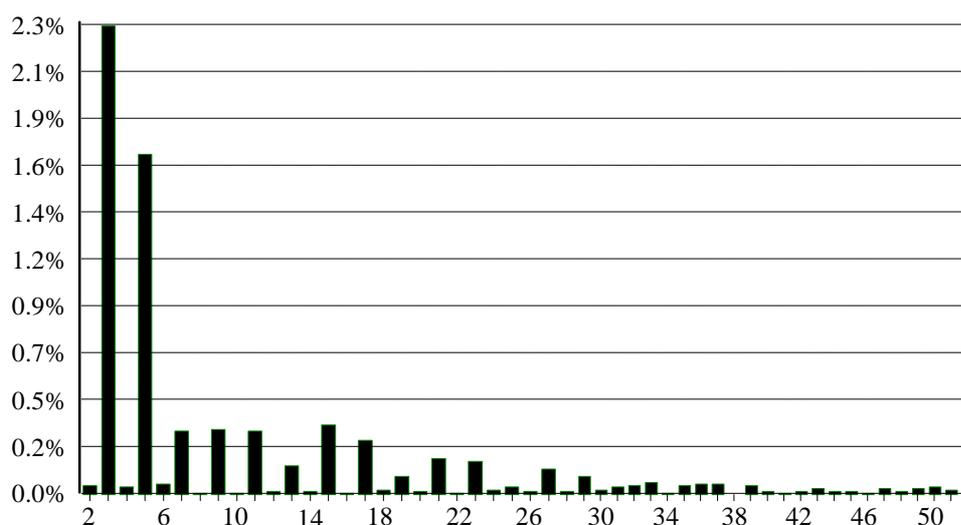
fabricante [20], verifica-se que com essas alterações, as perdas no ferro poderiam ser reduzidas em até quatro vezes. Como as perdas no ferro somam aproximadamente 9W, esse valor poderia ser reduzido para 2,25W. Com essa alteração, o rendimento do sistema subiria para 79,2%. A perda total verificada em laboratório no transformador é de 14,4W.

É claro que essas alterações elevariam o custo do regenerador de energia. Neste caso, a empresa interessada no projeto deveria avaliar o quanto essas alterações são ou não interessantes de serem feitas. Com elas, o tempo de amortização do equipamento aumenta, porém, depois de amortizado o equipamento, a economia de energia elétrica é maior.

### 5.9.1 Análise harmônica

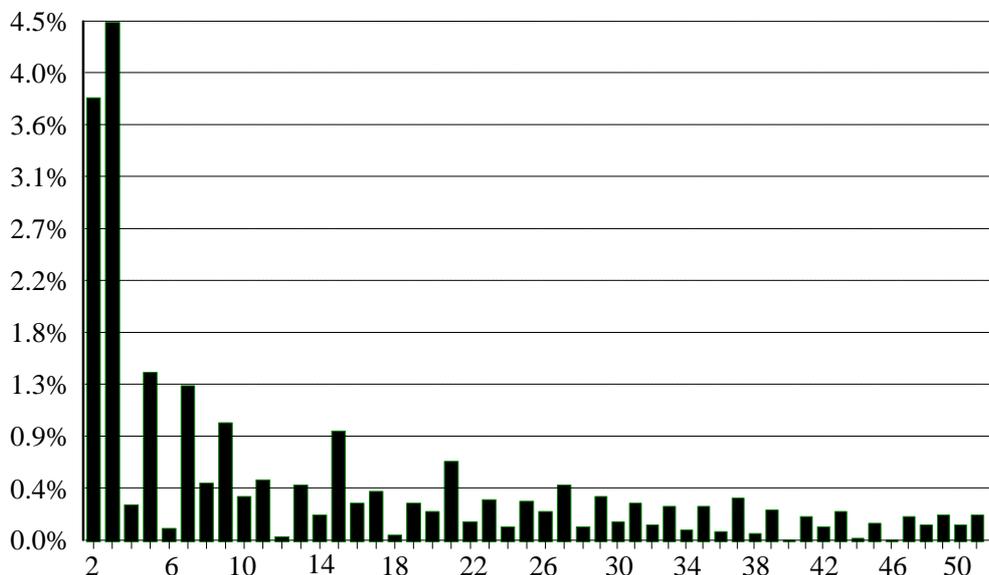
Nesta seção é analisada a qualidade da corrente injetada na rede elétrica. Inicia-se com uma análise da tensão da rede elétrica, seguidas da corrente no indutor de saída e corrente no secundário do transformador.

A Figura 5.27 apresenta o gráfico contendo os harmônicos existentes na tensão da rede elétrica no momento em que foram feitas as aquisições de corrente do regenerador de energia. A taxa de distorção harmônica total obtida da forma de onda da tensão de saída é de 3%.



**Figura 5.27** – Amplitude das harmônicas em % da fundamental da tensão da rede.

A Figura 5.28 apresenta um gráfico com as principais componentes harmônicas da corrente no indutor de saída do circuito. Verifica-se que a maior harmônica presente na corrente é a de ordem 3, porém, com apenas 4,5% do valor da fundamental.



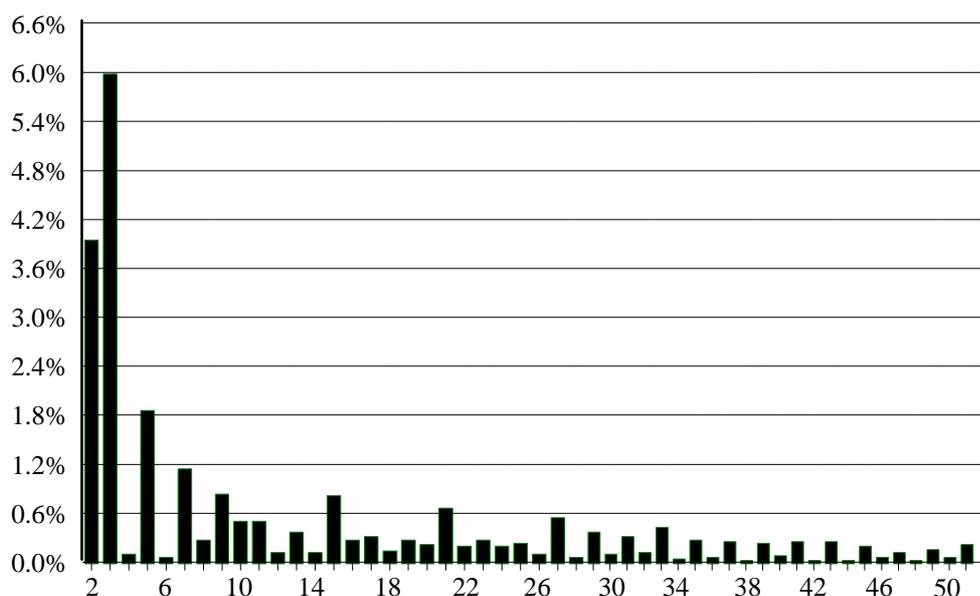
**Figura 5.28** - Magnitude das harmônicas em % da corrente no indutor em relação à fundamental.

A corrente no indutor apresentou um pequeno valor médio antes do transformador, provocando o aparecimento de harmônicas pares. Esse valor médio aparece porque o circuito de entrada não consegue fornecer perfeitamente a mesma energia durante todo o intervalo de tempo, resultando numa pequena assimetria da corrente de saída. Entretanto, esse valor médio é muito baixo, não comprometendo o funcionamento do sistema e a qualidade da corrente injetada na rede elétrica.

A distorção harmônica total da corrente no indutor é de 6,68%. Além disso, a defasagem da tensão de saída é de 179,94°. Com isso, conclui-se que se essa fosse a corrente injetada na rede elétrica, teria-se uma corrente com reduzida quantidade de distorção harmônica e elevado fator de potência, conforme mostra a equação (5.97). Entretanto, considerou-se para esse cálculo que a tensão da rede elétrica não possuía componentes harmônicas, que reduziria um pouco o fator de potência obtido.

$$FP = \frac{\cos(\mathbf{f})}{\sqrt{1-THD^2}} = \frac{\cos(179,94)}{\sqrt{1+0,0668^2}} = -0,997 \quad (5.97)$$

A Figura 5.29 apresenta um gráfico contendo a porcentagem das componentes harmônicas em relação a fundamental da corrente de saída do regenerador de energia. Verifica-se que o harmônico mais importante é o de ordem 3, que teve seu valor aumentado em relação ao da Figura 5.28 devido à corrente de magnetização do transformador de saída. Entretanto, esse acréscimo é muito pequeno, não comprometendo o fator de potência do circuito.



**Figura 5.29** – Magnitude da harmônica em % da corrente de saída em relação à fundamental.

As principais componentes harmônicas da corrente de saída são mostradas na Tabela 5.3:

**Tabela 5.3** – Distorção harmônica da corrente de saída.

Nº Harmônica	Frequência (Hz)	Amplitude da Harmônica (%)
2	120	3,9
3	180	6,0
4	240	0,12
5	300	1,91
7	420	1,17

<b>9</b>	540	0,87
<b>11</b>	660	0,53
<b>13</b>	780	0,40
<b>15</b>	900	0,84

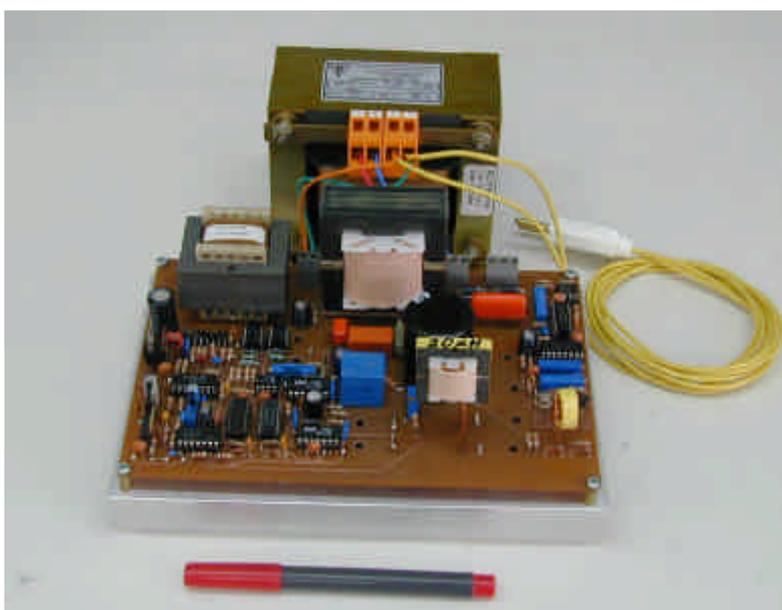
A partir das harmônicas individuais de corrente, chegou-se a Tabela 5.4, que apresenta os seguintes resultados:

**Tabela 5.4 – Distorção harmônica da corrente de saída.**

<b>TDH (%)</b>	<b><math>f</math> (°)</b>	<b>FP</b>
<b>7,89</b>	177	-0,99

Apesar de não haver uma norma que regulamenta a quantidade de harmônicos que podem ser injetados na rede elétrica por sistemas regenerativos de energia, verifica-se que o resultado é muito bom e praticamente não há circulação de reativos pela rede elétrica. Além disso, o resultado é bastante semelhante ao obtido em simulação.

A Figura 5.30 apresenta uma foto do protótipo do regenerador de energia implementado em laboratório.



**Figura 5.30 – Foto do protótipo implementado em laboratório.**

## **5.10 Conclusão**

Neste capítulo é elaborado um projeto para o regenerador de energia a partir da metodologia de cálculo apresentada nos capítulos anteriores. As simulações realizadas ofereceram o apoio necessário para a elaboração do protótipo em laboratório.

Os resultados obtidos em laboratório comprovam o bom funcionamento do estágio de entrada, o qual consegue drenar a potência que o projetista deseja do reator eletrônico. Além disso, a corrente devolvida à rede elétrica está em fase com a tensão e com reduzida taxa de distorção harmônica.

O rendimento obtido do protótipo ficou em torno de 76,5 %. Esse rendimento não é muito elevado devido aos altos níveis de corrente que o circuito trabalha, resultando em elevadas perdas nos semicondutores e no transformador de saída do circuito. Entretanto, a maior parte da energia processada é devolvida para a rede elétrica, evitando um grande desperdício de energia.

## CONCLUSÃO GERAL

O primeiro capítulo deste trabalho aborda a importância da utilização de técnicas que eliminem ou reduzam o consumo de energia elétrica do teste de *burn-in* de equipamentos eletrônicos. Verifica-se que o teste adequado desses equipamentos com a utilização de um reciclador de energia diminui não só a energia elétrica desperdiçada com o uso de cargas resistivas, como também reduz a energia gasta com a ventilação do ambiente e o tamanho do local necessário para a realização do teste e o pico de demanda da empresa em questão, economia essa que pode ser repassada ao consumidor final após a amortização do custo do equipamento utilizado para fazer o teste de *burn-in*. Além disso, a necessidade da redução dos custos de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W por parte da indústria nacional incentivou a pesquisa realizada durante este período.

O segundo capítulo trata da necessidade de um circuito na entrada do regenerador de energia que drene do reator eletrônico a corrente de carga exigida para a realização do teste, pois a utilização de um retificador de onda completa com saída em tensão não consegue drenar do reator a potência necessária para o teste, conforme comprovado com o equacionamento realizado e através de simulação do circuito em computador. Com isso, propôs-se um circuito que pode drenar tanta energia quanto for necessária para o teste. É feita uma análise matemática do conversor proposto, apresentada uma metodologia de projeto e metodologia do cálculo de perdas dos componentes.

Com isso, utilizou-se um inversor *Full Bridge* depois do estágio de entrada para entregar a corrente de carga drenada do reator eletrônico para a rede elétrica através de um transformador elevador, conforme apresentado no Capítulo III deste trabalho. A metodologia de cálculo do indutor de saída, do transformador, das perdas nos semicondutores do inversor e do dissipador a ser utilizado também são apresentadas nesse capítulo.

A técnica de controle utilizada para se obter na saída do inversor uma corrente em fase com a tensão de saída e com reduzido conteúdo harmônico é apresentada no Capítulo IV. Optou-se por utilizar o circuito integrado UC3854N para realizar as malhas de controle do inversor, por ser uma técnica dominada na comunidade científica e por obter resultados satisfatórios na obtenção da corrente de carga desejada. Além disso, são apresentados a

função de transferência do inversor a dois níveis e o projeto dos compensadores da malha de controle da tensão de entrada do inversor e da corrente de saída.

O Capítulo V apresenta o projeto dos componentes do regenerador de energia, conforme a metodologia apresentada nos capítulos anteriores. Além disso, vários resultados de simulação do estágio de entrada e do inversor são mostrados para comprovar a análise matemática feita anteriormente. Verificou-se através de simulação que a técnica proposta é válida e poderia ser testada em laboratório. Com isso, montou-se um protótipo do regenerador de energia em laboratório.

Em laboratório, verificou-se que o conversor proposto para a entrada do regenerador de energia poderia drenar a corrente que fosse necessária do reator eletrônico, sem causar danos ao reator em teste. Trabalhou-se com níveis de potência que foram desde 200W até 350W, bem superior ao valor nominal do reator. Os resultados obtidos e discutidos aqui são para uma potência na saída do reator de 250W. Verificou-se que a forma de onda da corrente na saída do reator eletrônico não sofreu uma significativa alteração com o uso do regenerador, mostrando que o mesmo emula com relativa precisão uma carga resistiva. Além disso, os interruptores de entrada comutaram sob tensão e corrente nulas, evitando um acréscimo nas perdas do circuito.

A análise da corrente de saída mostra que o controle obteve o resultado esperado, entregando à rede elétrica uma corrente com baixa taxa de distorção harmônica e em fase com a tensão da rede. O fator de potência obtido em laboratório foi de -0,99, com 7,89% de taxa de distorção harmônica. Como não há uma norma que determine a quantidade máxima de harmônicos na corrente de saída de regeneradores de energia, considerou-se o resultado obtido como sendo satisfatório.

O transformador utilizado na saída do circuito para isolar e elevar a tensão na saída do inversor elimina a necessidade de um terceiro nível de processamento de energia com a utilização de um conversor elevador. Entretanto, as perdas no cobre dos enrolamentos e no ferro são elevadas, reduzindo o rendimento do sistema. Mesmo assim, a robustez e a simplicidade da solução contribuíram para a escolha no uso do transformador. Além disso, pode-se reduzir essas perdas através da utilização de lâminas de ferro de grão-orientado e com uma espessura menor, dependendo da necessidade do projeto.

O rendimento total da estrutura medido em laboratório foi de 76,5%. Esse resultado pode ser considerado elevado, se comparado aos resultados obtidos em [23], onde foram feitos testes de *burn-in* para vários níveis de potência, sendo que o rendimento diminui

consideravelmente com a diminuição da potência testada no equipamento. Em [23], o rendimento do teste em *drivers* de motores AC diminui de 86,6% em um equipamento de 3060W para 75,8% em um equipamento de 620W. Além disso, em [01] obteve-se um rendimento de 83% nos testes de burn-in de fontes de alimentação com potência total envolvida de 1650W. Levando-se isso em consideração, pode-se dizer que o rendimento do protótipo em laboratório é satisfatório, considerando-se o nível de potência envolvida no teste.

Assim sendo, a utilização do regenerador de energia proposto realiza o teste de *burn-in* conforme o esperado e pode ter seu investimento amortizado num período relativamente curto, entre 1 e 2 anos.

Este trabalho buscou ressaltar a importância do estudo na área de reciclagem de energia e contribuir, através do estudo de um regenerador de energia para o teste de *burn-in* em reatores eletrônicos utilizando um conversor (topologia proposta para ser utilizada no estágio de entrada) idealizado para drenar a potência nominal do reator, com o estudo, projeto e implementação de um protótipo nessa área de pesquisa.

Como sugestão para melhorias no projeto do regenerador de energia, propõe-se a utilização de um microcontrolador para comandar os interruptores do estágio de entrada. Com o uso deste, pode-se definir no programa o instante exato da entrada em condução dos interruptores, além de poder fazer o sincronismo dos interruptores de entrada através de um sinal de tensão do reator eletrônico em um pino de entrada de um microcontrolador. Isso evitaria a necessidade do uso de três fios vindos do reator eletrônico. Outra forma de sincronizar o reator e o regenerador seria através de um sinal obtido através de um transformador de corrente na entrada do regenerador, eliminando a necessidade do uso de três fios mas utilizando o mesmo circuito de controle utilizado neste trabalho.

Por fim, este trabalho surge como uma alternativa para a redução dos custos dos reatores existentes no mercado, seja reduzindo a quantidade de energia desperdiçada durante o teste, seja através da redução do espaço físico e do sistema de refrigeração necessários para a realização do teste de *burn-in* na indústria.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] ADAMS, J. *Bootstrap Component Selection For Control IC's* In: International Rectifier Design Tip DT98-2a, 2001.
- [02] AYRES, Carlos Augusto. *Recicladores de Potência*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, UFSC, 1996.
- [03] AYRES, Carlos A. ; BARBI, Ivo. *Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test: Design and Experimentation*. In: APEC'96 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 72-78.
- [04] BARBI, Ivo. *Projeto de Fontes Chaveadas*, Ed. do Autor, UFSC, Florianópolis, 2001.
- [05] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. *Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência*. Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, INEP. UFSC, Florianópolis, 2001.
- [06] BARBI, Ivo; SOUZA, Alexandre Ferrari. *Retificadores de Alto Fator de Potência*. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência. INEP. UFSC, Florianópolis, 1996.
- [07] BATSCHAUER, A. L. *Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W e 400W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, Florianópolis, 2002.
- [08] CAVALCANTI, F. S. *Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 70W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, 2001.
- [09] CHEN, J. F.; CHUC. L.; AIT. H.; et al. *The Burn-in Test of Three-Phase UPS by Energy Feedback Control*. In: PESC'93 Power Electronics Specialists Conference, p. 766-771.

- [10] DEMONTI, R. *Sistema de Co-geração de Energia a Partir de Painéis Fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, 1998.
- [11] DEMONTI, R. *Processamento da Energia Proveniente de Módulos Fotovoltaicos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, 2003.
- [12] ERICKSON, Robert W. *Fundamentals of Power Electronics*, 1997.
- [13] GUEDES, P. A. M. *Sistema Regenerativo de Energia com Alto Rendimento e Fator de Potência Unitário*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, 2000.
- [14] MARTIGNONI, Alfonso. *Transformadores*. 8ª Edição. Ed. Globo, São Paulo, 1991.
- [15] MIGUEL, F. K. *Contribuição ao Estudo de Retificadores com Elevado Fator de Potência e Regeneração de Energia*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP. UFSC, Florianópolis, 1997.
- [16] O’SULLIVAN, George A. *Power Supply Testing with the Power Recycler*. In: *Power Conversion’92*, p. 228-235.
- [17] PERIN, Arnaldo José; BASCOPE, René P. Torrico. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*, Sagra Luzzatto, Porto Alegre, 1997, p.82-94.
- [18] SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. *Microeletrônica*, Makron Books, São Paulo, 2000.
- [19] SILVA, C. S. *Power Factor Correction With the UC3854* In: *Unitrode Application Note U-125, Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook*, 1990.
- [20] SOMA - Lâminas para transformadores. Catálogo do fabricante.
- [21] SOUZA, Alexandre Ferrari, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, UFSC, 1998.
- [22] TODD, P. C. *UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design* In: *Unitrode Application Note U-134, Product and Application Handbook*, 1993.

- [23] TSAI, M. T. *Comparative Investigation of the Energy Recycler for Power Electronics Burn-in Test*. In: IEE Proceedings - Electric Power Applications. May – 2000. p. 192-198.
- [24] VORPERIAN, V. *Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch*. Tutorial VPEC, Virginia, USA, 1989.

## ANEXO - ARQUIVO DE SIMULAÇÃO

Este anexo apresenta o arquivo de simulação resultado da simulação em computador do circuito apresentado na Figura 5.14. Através deste arquivo, é possível reproduzir com precisão o circuito simulado e verificar com maior facilidade o funcionamento da estrutura proposta.

Abaixo, segue o arquivo ControlePortas3.net:

```
* source CONTROLEPORTAS3
R_R1          G N7389260 0.001
M_M3          G D GND_EARTH GND_EARTH IRF640
X_U2B         N1564130  N146379  $G_CD4000_VDD  $G_CD4000_VSS
CD40106B PARAMS: + IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0

R_R10         0 H 1meg
R_R4          E F1+ 1k
V_V5         0 F1- 15Vdc
D_D2         H N17820 Dbreak
L_Le         N17795 N17820 12uH
M_M5         N17820 A N7389260 N7389260 IRF640
C_Ccz        N254890 N252430 33n
R_R6         N217978 0 1meg
D_Dr2        N00343 N00297 Dbreak
M_M4         H C GND_EARTH GND_EARTH IRF640
R_R21        0 GND_EARTH 1meg
E_E32        N346678 0 VR+ GND_EARTH 1
X_U2C        N7863201  N786280  $G_CD4000_VDD  $G_CD4000_VSS
CD40106B PARAMS: + IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0

V_Vab        N767460 N00343 +PULSE -140 140 0 20n 20n 18.5u 37u
X_U3         N786254 0 F1+ F1- N735175 0 LM311
R_Rv2        GND_EARTH VR+ 18k
D_Dr3        GND_EARTH N00343 Dbreak
E_U586       N252430 0 VALUE {LIMIT(V(N254770,N252664)*1000,-
15V,+15V)}

R_R12        0 E 1k
D_Dr1        N00366 N00297 Dbreak
D_De         N17768 N17795 Dbreak
R_Rv1        VR+ N17820 271.33k
D_Dr4        GND_EARTH N00366 Dbreak
R_R7         N788153 B 12
R_Rcref      N257285 0 1k
R_Rvf        N295444 N295480 18k
```

D\_D92 N731788 N731782 Dbreak  
 R\_Rshr N257766 N257285 0.05  
 D\_D155 N00398 VS+ Dbreak  
 G\_G1 0 N194397 N184642 0 1  
 E\_U57 N295480 0 VALUE {LIMIT(V(N295817,N295444)\*1000,-  
 15V,+15V)}  
  
 X\_U5A N786374 E Z \$G\_CD4000\_VDD \$G\_CD4000\_VSS CD4081B  
 PARAMS: + IO\_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0  
  
 R\_R35 Z N145838 1k  
 R\_R22 0 G 1meg  
 X\_U6A N786634 N1564130 \$G\_CD4000\_VDD \$G\_CD4000\_VSS  
 CD40106B PARAMS: + IO\_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0  
  
 R\_R19 N601473 0 0.1  
 R\_R16 N511359 N217978 100  
 L\_Lr N767460 N00366 200u  
 R\_R8 N788195 D 12  
 R\_R2 N735175 F1+ 1k  
 D\_D255 N00423 VS+ Dbreak  
 V\_V2 N786254 0 +SIN 0 10 60 0 0 0  
 R\_R515 N295817 0 1Meg  
 V\_V25 0 N3467391 15  
 R\_R20 0 N00576 1meg  
 R\_Re N03149 0 1meg  
 V\_V378 F2+ 0 15Vdc  
 R\_R155 N00576 N00549 10k  
 X\_U58 N217978 C7 F1+ F1- E F1- LM311  
 R\_R9 N788237 A 12  
 R\_Rvi N591563 N295444 10k  
 V\_V1 C7 0 +PULSE 0 4.3 1n 49.9999u 1n 1n 50u  
 D\_D93 N602935 N601627 D1N4148  
 R\_Rsh H N275215 0.05  
 E\_E1 N788153 H N146379 0 2  
 X\_U4A E N735175 N731782 \$G\_CD4000\_VDD \$G\_CD4000\_VSS  
 CD4081B PARAMS: + IO\_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0  
  
 V\_Ve N384774 N03149 +PULSE 0 15 3.6u 30n 30n 5.1u 18.5u  
 R\_R98 0 N346678 1meg  
 E\_MULT1 N184642 0 VALUE {V(Y)\*V(N601663)}  
 C\_C165 0 N145838 330p  
 R\_R277 N00549 VS+ 10k  
 V\_V598 0 F2- 15Vdc  
 R\_Rcz N252664 N254890 2k  
 D\_D94 0 N602935 D1N4148  
 R\_Rv3 N346826 N346678 1k  
 R\_R11 N788279 C 12  
 R\_R36 N731782 N731788 1k

R\_R13 0 E 1meg  
 X\_U2D N786280 N786922 \$G\_CD4000\_VDD \$G\_CD4000\_VSS  
 CD40106B PARAMS: + IO\_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0

E\_LIMIT22 N786634 0 VALUE {LIMIT(V(N145838),0,15V)}  
 C\_C1 GND\_EARTH N17820 680u  
 R\_R17 0 GND\_EARTH 1meg  
 E\_E2 N788195 GND\_EARTH N146379 0 2  
 R\_R37 0 VS+ 10k  
 E\_LIMIT21 N7863201 0 VALUE {LIMIT(V(N731788),0,15V)}  
 D\_D95 N602912 N601627 D1N4148  
 R\_Rv4 N3467391 N346826 1k  
 D\_D1 G N17820 Dbreak  
 E\_E4 N00576 0 N275215 H 1  
 X\_U999 0 N346826 F2+ F2- N591563 LF411  
 D\_D5 GND\_EARTH N00297 Dbreak  
 R\_R5 0 N735175 10k  
 E\_E3 N788237 G N786922 0 2  
 E\_E39 N601663 N601473 N601627 0 1  
 X\_S7 N384774 N03149 N00297 N17768 SCHEMATIC1\_S7  
 D\_D96 0 N602912 D1N4148  
 R\_Rv5 N591563 N346826 1k  
 X\_U597 0 N00549 F2+ F2- N00423 LF411  
 R\_R14 N194397 N254770 2k  
 D\_D91 N145838 Z Dbreak  
 D\_D3 GND\_EARTH G Dbreak  
 L\_Lo G N282713 1.8m  
 V\_Vrefv N295817 0 7.5Vdc  
 R\_Rci N252664 N257285 650  
 E\_LIMIT2 N511359 0 VALUE {LIMIT(V(N252430),0.2,4.2)}  
 M\_M2 N17820 B H H IRF640  
 I\_Iref N602935 N602912 DC 0Aadc AC 0Aac +SIN 0 6.87 60 0 0 0  
 E\_E5 N257285 N257766 VS+ 0 1  
 R\_Rcom N194397 N257766 650  
 X\_U8A N735175 N786374 \$G\_CD4000\_VDD \$G\_CD4000\_VSS  
 CD40106B PARAMS: + IO\_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0

D\_D4 GND\_EARTH H Dbreak  
 C\_C166 0 N731788 2n  
 V\_V3 F1+ 0 15Vdc  
 R\_R551 N295480 Y 10  
 E\_E6 N788279 GND\_EARTH N786922 0 2  
 R\_R1874 0 Y 1k  
 C\_Ce GND\_EARTH N00297 .180u  
 V\_Vo N282713 N275215 +SIN 0 69.11 60 0 0 0  
 R\_R18 0 H 1meg  
 X\_U585 N00576 VS+ F2+ F2- N00398 LF411  
 C\_Ccp N252664 N252430 3.3n  
 R\_Rref 0 N601627 10.256u

C\_Cvf            N295444 N295480 470n  
R\_R15            N254770 0 1Meg

.subckt SCHEMATIC1\_S7 1 2 3 4  
S\_S7            3 4 1 2 Sbreak  
RS\_S7           1 2 1G

.ends SCHEMATIC1\_S7