

**Universidade Federal do Ceará**  
**Centro de Tecnologia**  
**Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**



**Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência com Conexão Comum  
entre Entrada e Saída**

**George Harrison de Alcantara Bastos**

**Fortaleza**  
**Março 2006**  
**GEORGE HARRISON DE ALCANTARA BASTOS**

**GEORGE HARRISON DE ALCANTARA BASTOS**

**RETIFICADOR MONOFÁSICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA  
COM CONEXÃO COMUM ENTRE ENTRADA E SAÍDA**

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

Orientador:

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.

Co-orientador:

Prof. René P. Torrico Bascopé, Dr

**Fortaleza  
Março 2006**

## **Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência com Conexão Comum entre Entrada e Saída**

George Harrison de Alcantara Bastos

---

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.  
Orientador

---

Otacílio da Mota Almeida, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em  
Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e  
aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal do Ceará.’

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.  
Presidente

---

Prof. João Batista Vieira Jr, Dr.

---

Prof. Demercil de Souza Oliveira Jr , Dr.

---

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.

“O rio atinge seus objetivos porque aprendeu a contornar obstáculos.”

( Lao Tse )



Dedico o presente estudo a todos os engenheiros projetistas que incansavelmente se dedicam a difícil tarefa da busca do conhecimento no amplo campo da eletrônica de potência e a todos que se orgulham de fazer parte da Engenharia Elétrica.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pela saúde, força e fé encontrados nos momentos mais difíceis.

Aos meus pais pelo incentivo, pelas oportunidades e principalmente pelo amor incondicional depositado em forma de confiança que me impulsionou dia à dia sem que me permitisse pensar em desistir.

Aos orientadores, Doutores Cícero e René, pelas valiosas orientações, suas amizades e por seus incentivos durante a realização deste trabalho.

Aos professores, Doutores Fernando, Demecil e Luiz que durante esse período me passaram conhecimentos e auxiliaram-me nesta caminhada.

Aos colegas: Carla Gondim, Rômulo Damaceno, Marcus, Joacillo, Gustavo, Kleber Lima, pela amizade e conhecimentos compartilhados durante este período.

Aos irmãos e amigos: Geobert, Geordana, Mariana, Fabrício, Israel e Roberto que através de suas amizades e da compreensão nos momentos difíceis fizeram com que esta etapa se tornasse mais agradável e proveitosa.

A minha namorada Thirza, pela paciência e compreensão durante essa jornada e aquelas a quem possa ter me esquecido de citar.

## RESUMO

Bastos, G. H. A. “Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência com Conexão Comum entre Entrada e Saída”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2006, 130p.

Este trabalho apresenta o estudo de um pré-regulador monofásico com correção de fator de potência operando no modo de condução contínua. O neutro da fonte de alimentação é conectado ao ponto médio dos capacitores do filtro de saída para permitir a associação a um inversor na configuração em meia ponte no desenvolvimento de um sistema ininterrupto de energia – UPS com a instalação de um circuito *bypass* sem a presença de um transformador isolador operando em baixa frequência entre a entrada e a saída. Análises qualitativa e quantitativa, assim como os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de 2,1kW são apresentadas de maneira detalhada nesta dissertação.

Palavras-chave: Retificador, Dobrador De Tensão, Duplo *Boost*.

## **ABSTRACT**

Bastos, G. H. A. “Single-phase rectifier with High Factor of Power with Common Connection between the input and the output”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2006, 130p.

This work deals with the study of a single-phase pre-regulator with power factor correction, operating in the continuous conduction mode. The neutral point of the AC source is connected to the middle point of the output filter capacitors to allow the installation of a bypass circuit without the presence of an isolator low frequency transformer between the input and the output in an interrupted power supply - UPS associated with an inverter in the half bridge configuration. Qualitative and quantitative analyses are done and experimental results are also obtained from a 2.1kW prototype are presented in detail in this dissertation.

**Keywords:** Boost PWM, rectifiers, Double Boost Converter.

# SUMÁRIO

<b>SUMÁRIO</b> .....	ix
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	xii
<b>LISTA DE TABELA</b> .....	xiii
<b>SIMBOLOGIA</b> .....	xiv
<b>INTRODUÇÃO GERAL</b> .....	01
<b>CAPÍTULO I</b> .....	03
<b>Retificadores Monofásicos com Elevado Fator de Potência</b> .....	03
1.1 Introdução.....	03
1.2 Análise de Topologias.....	03
1.2.1 Topologia Convencional <i>Boost</i> .....	03
1.2.2 Retificadores de Três Níveis.....	07
1.2.3 Conversor Duplo Boost.....	08
1.3 Motivação.....	09
1.4 Considerações Finais .....	10
<b>CAPÍTULO II</b> .....	12
<b>Estudo do Retificador Dobrador de Tensão</b> .....	12
2.1 Introdução.....	12
2.2 Análise Qualitativa e Quantitativa.....	12
2.3 Etapas de Funcionamento do Retificador de Entrada.....	12
2.3.1 Descrição do Ciclo Positivo da Tensão de Entrada.....	12
2.3.2 Formas de Ondas Teóricas para o Semiciclo Positivo.....	16
2.3.3 Ciclo Negativo da Tensão de Entrada.....	17
2.3.4 Formas de Ondas Teóricas para o Semiciclo Negativo.....	19
2.3.5 Análise da Razão Cíclica.....	20
2.3.6 Ondulação da Corrente de Entrada e Dimensionamento da Indutância do Dobrador Boost .....	22
2.3.7 Ondulação da Tensão de Saída e Dimensionamento da Capacitância de Saída....	25
2.4 Esforços nos Semicondutores de Potência.....	27
2.4.1 Esforços nos Corrente nos Diodos Boost.....	27
2.4.2 Esforços de Corrente nos Interruptores.....	28
2.5 Circuito de Comando.....	29

2.5.1 Compensador de Corrente.....	32
2.5.2 Compensador de Tensão.....	36
2.5.3 Regulador de Feedforward .....	39
2.6 Considerações Finais .....	40
<b>CAPÍTULO III.....</b>	<b>41</b>
<b>Projeto do Conversor Dobrador de Tensão.....</b>	<b>41</b>
3.1 Introdução.....	41
3.2 Especificações e Definições.....	41
3.3 Estágio de Potência.....	41
3.3.1 Dimensionamento dos Indutores de Entrada.....	41
3.3.2 Dimensionamento dos Capacitores de Saída.....	43
3.3.3 Dimensionamento dos Diodos de Saída.....	44
3.3.4 Dimensionamento do Interruptor.....	44
3.4 Estágio de Controle.....	45
3.4.1 Sensor de Efeito Hall.....	45
3.4.2 Cálculo do Resistor Shunt.....	45
3.4.3 Cálculo do Divisor de Tensão $R_{PK1}$ e $R_{PK2}$ .....	45
3.4.4 Cálculo dos Elementos que Compõem a Malha “Feedforward” .....	46
3.4.5 Cálculo do Resistor $R_{VAC}$ .....	47
3.4.6 Cálculo dos Componentes do Oscilador $R_{SET}$ e Capacitor $C_T$ .....	47
3.4.7 Cálculo do Capacitor de Partida Progressiva.....	48
3.4.8 Cálculo da Corrente de Saída Imo do Bloco Multiplicador.....	48
3.4.9 Determinação do Resistor $R_{MO}$ .....	48
3.4.10 Compensador de Corrente.....	48
3.4.11 Compensador de Tensão.....	52
3.5 Considerações Finais .....	55
<b>CAPÍTULO IV.....</b>	<b>56</b>
<b>Simulação e Resultados Experimentais.....</b>	<b>56</b>
4.1 Introdução.....	56
4.2 Especificações e Definições.....	56
4.3 Resultados de Simulação do Conversor Dobrador.....	56
4.3.1 Simulação do Conversor em Regime Permanente.....	56
4.3.2 Simulação Operando com Amostras das Correntes nos Indutores.....	60

4.4 Resultados Experimentais.....	65
4.5 Considerações Finais .....	72
<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>73</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>75</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Formas de onda características do retificador.....	04
Figura 1.2 - Retificador monofásico com filtro LC.....	05
Figura 1.3 - Topologia do retificador com elevado fator de potência.....	06
Figura 1.4 - Topologia by-pass com enrolamento isolado.....	07
Figura 1.5 - Topologia do retificador e inversor meia ponte.....	07
Figura 1.6 - Sistema monofásico utilizando três conversores em meia ponte.....	08
Figura 1.7 - Topologia do conversor duplo boost CA-CC.....	09
Figura 1.8 - Topologia proposta do conversor dobrador de tensão CA-CC.....	10
Figura 2.1 - Conversor dobrador de tensão.....	12
Figura 2.2 - Primeira etapa ciclo positivo de tensão.....	13
Figura 2.3 - Segunda etapa ciclo positivo de tensão.....	14
Figura 2.4 - Terceira etapa ciclo positivo de tensão.....	15
Figura 2.5 - Formas de onda do ciclo positivo de tensão.....	16
Figura 2.6 - Formas de onda do ciclo positivo de tensão.....	17
Figura 2.7 - Primeira etapa ciclo negativo de tensão.....	18
Figura 2.8 - Segunda etapa ciclo negativo de tensão.....	19
Figura 2.9 - Terceira etapa ciclo negativo de tensão.....	19
Figura 2.10 - Curva da razão cíclica em função de $(\omega t)$ .....	21
Figura 2.11 - Variação da corrente parametrizada nos indutores para um período de funcionamento.....	23
Figura 2.12 - Formas de onda da potência processada pelo conversor.....	25
Figura 2.13 - Diagrama de blocos do UC 3854BN.....	30
Figura 2.14 - Esquema de controle com UC 3854BN.....	32
Figura 2.15 - Modelo do interruptor PWM para pequenos sinais.....	33
Figura 2.16 - Modelo do conversor dobrador de tensão para análise de pequenos sinais....	33
Figura 2.17 - Modelo do conversor dobrador de tensão admitindo equalização dos capacitores.....	34
Figura 2.18 - Modelo do conversor dobrador de tensão simplificado.....	34
Figura 2.19 - Esquema do compensador de corrente.....	35
Figura 2.20 - Esquema do compensador de tensão.....	37
Figura 2.21 - Diagrama das malhas de tensão e corrente.....	39
Figura 2.22 - Filtro de 2ª ordem do compensador de feedforward.....	40
Figura 3.1 - Diagrama de Bode do conversor dobrador.....	49
Figura 3.2 - Diagrama de bode da função de transferência $FTL_{Ai}(s)$ .....	50
Figura 3.3 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Ai}(s)$ compensada.....	51
Figura 3.4 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Av}(s)$ .....	53
Figura 3.5 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Av}(s)$ compensada.....	54
Figura 4.1 - Esquema de simulação com uma corrente no sensor hall.....	57
Figura 4.2 - Correntes nos indutores $L_1$ e $L_2$ .....	57
Figura 4.3 - Correntes nos indutores $L_1$ e $L_2$ .....	58
Figura 4.4 - Correntes nos diodos $D_6$ e $D_5$ .....	58
Figura 4.5 - Correntes e tensão sobre o interruptor.....	59
Figura 4.6 - Sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.....	59
Figura 4.7 - Um zoom sobre o sinal dente de serra e o sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.....	60
Figura 4.8 - Esquema de simulação com duas correntes no sensor hall.....	60



Figura 4.9 - Sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.....	61
Figura 4.10 - Um zoom sobre o sinal dente de serra e o sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.....	61
Figura 4.11 - Tensão e corrente de entrada no conversor para uma carga nominal.....	62
Figura 4.12 - Ondulação de tensão sobre os capacitores de saída.....	62
Figura 4.13 - Corrente e tensão sobre o interruptor.....	63
Figura 4.14 - Esquema do circuito simulado.....	64
Figura 4.15 - Esquema do circuito de potência e controle.....	65
Figura 4.16 - Tensão e corrente de entrada do conversor (50V/div, 10A/div, 5ms/div).....	67
Figura 4.17.- Espectro harmônico da corrente e tensão de entrada.....	67
Figura 4.18 - Sinais dente de serra e tensão de controle (2V/div, 2V/div, 10 $\mu$ s).....	68
Figura 4.19 - Correntes nos indutores $L_1$ e $L_2$ (50mA/div, 50mA/div, 10 $\mu$ s/div).....	68
Figura 4.20 - Tensão e corrente no interruptor S (200V/div, 10A/div, 10 $\mu$ s/div).....	69
Figura 4.21 - Corrente sobre o diodo boost $D_5$ (10A/div, 10 $\mu$ s/div).....	69
Figura 4.22 - Corrente sobre o diodo boost $D_6$ (10A/div, 10 $\mu$ s/div).....	70
Figura 4.23 - Tensão e corrente de saída do pré-regulador. (100V/div, 2,5A/div, 5ms/div).....	70
Figura 4.24 - Ondulação da Tensão de saída do pré-regulador. (5V/div, 2ms/div).....	71
Figura 4.25 - Rendimento do conversor dobrador de tensão.....	71

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Comparativos entre um conversor convencional e um com PFC.....	04
Tabela 2.1 - Especificações do Indutor.....	24
Tabela 3.1 - Especificações do Núcleo EE-65/33/52.....	43
Tabela 3.2 - Especificações do fio 22AWG.....	43

# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos Adotados Nos Equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
$\beta$	Relação entre a tensão média dos capacitores do barramento CC e a tensão de pico na entrada	
$\omega$	Frequência angular da rede	Rad/seg
$\eta$	Rendimento	
$\rho$	Resistividade do fio a 100°C	$\Omega/\text{cm}$
$\Delta I_{IN}$	Ondulação da corrente de entrada	A
$\bar{\Delta I}_{IN}$	Variação parametrizada da corrente de entrada	A
$B_{\max}$	Densidade do fluxo de corrente	T
$\Delta t$	Variação do tempo	s
$\Delta V_{Co}$	Ondulação de tensão nos capacitores	V
$\Delta V_{O(\max)}$	Ondulação máxima de tensão na saída	V
$A_e$	Área da perna central do núcleo EE	$\text{cm}^2$
$Area_{cu}$	Área da seção de cobre total	$\text{cm}^2$
$A_w$	Área da janela do núcleo	$\text{cm}^2$
$Co_1$ e $Co_2$	Capacitor do filtro de saída	F
$K_0$	Relação da referência gerada no UC3854BN e a tensão regulada no barramento CC	
$L_1$ e $L_2$	Indutores de entrada do conversor	H
$C_V(S)$	Função de transferência do regulador de tensão	
$C_I(S)$	Função de transferência do regulador de corrente	
$D_5$ e $D_6$	Diodos Boost	
$D_1, D_2, D_3$ e $D_4$	Diodos da ponte retificadora	
$f_{CR}$	Frequência de cruzamento	Hz
FP	Fator de potência	
$f_{p1}$	Frequência do pólo 1 do compensador de corrente	Hz
$f_{p2}$	Frequência do pólo 2 do compensador de corrente	Hz
$F_R$	Frequência da rede de alimentação	Hz
$f_S$	Frequência de comutação	Hz
FTLA(s)	Função de transferência em laço aberto	
$f_z$	Frequência do zero do compensador de corrente	Hz
$G(S)$	Função de transferência da planta	
$G_{ff}$	Ganho do filtro para segundas harmônicas	
$G_S(S)$	Função de transferência simplificada	

$G_v(s)$	Função de transferência para o projeto do compensador de tensão	
H	Relação de transformação do sensor Hall	
$H_c(S)$	Função de transferência amostrada	
$H_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	
$I(t)$	Corrente contínua de entrada, em um período de comutação	A
$i_{D(t)2}$	Corrente no interruptor no instante $t = t_2$	A
$I_{ac_{med}}$	Amostra da corrente C.A. de entrada;	A
$I_{Def}$	Corrente eficaz nos interruptores passivos em um período de comutação	A
$I_{Deficaz}$	Corrente eficaz nos interruptores passivos em um período da rede de alimentação	A
$I_{Dmed}$	Corrente média nos interruptores passivos em um período de comutação	A
$I_{INef}$	Corrente eficaz de entrada	A
$I_{in}$	Corrente de entrada do retificador	A
$I_{INp}$	Corrente de entrada de pico	A
$i_L(t)$	Corrente no indutor L	A
$I_{mo}$	Corrente no multiplicador do UC3854BN	A
$I_p$	Corrente de pico de entrada do conversor	A
$I_{Pmax}$	Corrente de pico máxima na entrada do retificador	A
$I_{ref}$	Corrente de referência para o compensador de corrente	A
$i_{S2}(t)$	Corrente no interruptor ativo $S_2$	A
$I_{Sef}$	Corrente eficaz nos interruptores ativos em um período de comutação	A
$I_{Def}$	Corrente eficaz nos diodos em um período em um período de comutação	A
$I_{Smed}$	Corrente média nos interruptores ativos em um período de comutação	A
$I_{Dmed}$	Corrente média nos diodos em um período em um período de comutação	A
$J_{max}$	Máxima densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$k_e$	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	
$K_{uT}$	Possibilidade de execução	
$K_w$	Fator de enrolamento	
$l_g$	Entreferro	cm
$L_{in}$	Indutância de entrada	H
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
N	Número de espiras	
NC	Número de condutores em paralelo	
$P_{in}$	Potência de entrada do conversor	W

$P_o$	Potência de saída	W
$P_{TComD}$	Perdas totais de comutação nos interruptores passivos	W
$P_{Tcoms}$	Perdas totais por comutação nos interruptores ativos do retificador	W
$P_{TCondD}$	Perdas totais de condução nos interruptores passivos	W
$P_{TConds}$	Perdas totais por condução nos interruptores ativos do retificador	W
$R_0$	Carga	$\Omega$
$R_{cc}$	Resistência total do enrolamento	$\Omega$
$R_{sh}$	Resistor shunt	$\Omega$
$S_{cu}$	Área da seção de cobre do condutor	cm <sup>2</sup>
$t_a$	Interruptor bloqueado	s
$t_c$	Interruptor conduzindo	s
$T_H$	Tempo de Hold-up	s
$t_o$	Origem	s
$T_S$	Período de comutação	s
$(t_{0-1})$	Duração da primeira etapa	s
$(t_{1-2})$	Duração da segunda etapa	s
$(t_{2-3})$	Duração da terceira etapa	s
$V_{PKm}$	Amostra da tensão de pico máxima	V
$V_{IN(ef)}$	Tensão eficaz de entrada	V
$V_{Dmax}$	Tensão máxima sobre os interruptores passivos do retificador	V
$V_e$	Tensão de erro do regulador de corrente	V
$V_{ff}$	Tensão de feedforward	V
$V_{GE}$	Tensão gate emissor	V
$V_{in}$	Tensão da rede de alimentação	V
$V_{INPmax}$	Tensão de pico máxima na entrada	V
$V_{INPmin}$	Tensão de pico mínima na entrada	V
$V_L(t)$	Tensão sobre o indutor $L_i$	V
$V_{INefsec}$	Tensão eficaz sobre o secundário do trafo de referência de tensão	V
$V_o$	Tensão do barramento contínuo	V
$V_o/2$	Tensão sobre um capacitor do barramento contínuo	V
$V_P$	Tensão de pico da rede de alimentação	V
$V_{sh}$	Tensão sobre o resistor shunt	V
$V_{Smax}$	Tensão máxima sobre os interruptores ativos do retificador	V
$V_{AT}$	Amplitude do sinal dente de serra	V
$V_{TO}$	Tensão reversa sobre os interruptores passivos	V

## 2. Acrônimos e Abreviaturas

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
PFC	Power Factor Correction
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
FP	Fator de Potência

## 3. Símbolos Usados Nos Diagramas De Circuitos

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
C e Co	Capacitor
D	Diodo
E e Vo	Fonte de tensão
I	Fonte de corrente
Lin e L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor Controlado
V <sub>IN</sub>	Fonte de tensão

## 4. Símbolos De Unidades De Grandezas Físicas (SI)

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
$\Omega$	Ohm
A	Ampère
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

## INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, é grande a demanda por fontes ininterruptas de energia no mundo, tanto em sistemas industriais, sistemas de telecomunicações, sistemas de informática, quanto em sistemas de emergência hospitalar, incluindo equipamentos sensíveis de suporte à vida, entre outros.

Estas fontes são conhecidas internacionalmente pelo termo *UPS (Uninterruptible Power Supplies)*, popularmente conhecidas no Brasil como *No-Break*. Sistemas *UPS* provêm energia elétrica com qualidade, ideal para cargas críticas e vitais. Estes sistemas, de fato, protegem cargas sensíveis contra grande parte dos distúrbios que ocorrem na tensão de fornecimento da concessionária de energia, dentre os quais se destacam: os surtos de tensão que envolvem as situações de subtensão e sobretensão, interrupções na rede elétrica de curta e média duração e oscilações transitórias na frequência.

Além disso, nos dias de hoje e no decorrer dos anos, as inúmeras cargas eletrônicas e motores ligados à rede elétrica tendem a crescer cada vez mais, o que gera distorções harmônicas para a rede. Assim, prejudica-se ainda mais a qualidade de energia, que é de fundamental importância para o bom funcionamento dos equipamentos, principalmente daqueles equipamentos sensíveis que necessitam de uma energia “limpa”.

Convencionalmente, sistemas *UPS* do tipo *on-line* possuem um transformador isolador operando em baixa frequência para realizar a isolação galvânica entre a rede elétrica e a carga. Isto ocorre com as *UPS's* que são baseadas na topologia do conversor *boost* na entrada e um inversor em ponte completa na saída, destinados à proteção contra choques elétricos sem uso do aterramento convencional, necessitando de transformadores isoladores para a operação no modo *by-pass*. Estes sistemas trazem como consequência o aumento do volume, peso total e custo do equipamento.

Algumas soluções foram propostas na literatura utilizando um transformador operando em alta frequência [06] e [07]. Porém, apesar destes sistemas isolados em alta frequência reduzirem o volume do equipamento, vários estágios de processamento de energia foram acrescentados, aumentando o número de semicondutores do sistema e, conseqüentemente, comprometendo a questão do custo final e rendimento devido ao aumento das perdas em condução. Outro fator que compromete os sistemas isolados em alta frequência é que o mesmo não funciona com o modo *bypass* conectando diretamente a fonte de entrada à carga, quando necessária adaptação dos níveis de tensão.

Os sistemas *UPS* não isolados, com topologias que incorporam a ligação do neutro comum entre a entrada e a saída, são objetos de estudo deste trabalho e têm despertado bastante interesse das indústrias de telecomunicações e computadores. Isto se deve ao fato deste tipo de sistema oferecer uma solução de sistemas *UPS* de custo e volume reduzidos em relação às topologias de *UPS* isoladas, com características de performance semelhantes aos sistemas isolados. Estes sistemas trazem consigo a correção do fator de potência ativa, contribuindo com a questão da qualidade de energia.

O objetivo da correção ativa do fator de potência é emular uma carga resistiva, de forma que a fonte de entrada enxergue conjunto UPS + carga somente como um resistor. Em termos analógicos, pesquisadores e engenheiros têm aplicado o circuito integrado **UC3854BN** da Unitrode para tal função. Este circuito integrado, juntamente com LM393, foram utilizados: um para correção do fator de potência e o outro para proteção de sobre tensão no barramento CC da saída.

Este trabalho está dividido em quatro capítulos, dos quais podemos ressaltar.

O Capítulo I traz uma breve revisão de uma ponte retificadora monofásica e, posteriormente, uma adição de um conversor *boost* a esta ponte retificadora, enfatizando as diferenças entre elas. Serão também feitas explicações sobre retificadores de três níveis funcionando como *boost*, um circuito de um conversor duplo *boost* e, por fim, a topologia descrita nesta dissertação, que consiste de um dobrador de tensão operando em modo CCM com o uso de apenas um interruptor S.

No capítulo II, fez-se o estudo quantitativo e qualitativo do protótipo proposto, sendo utilizada a técnica de controle por valores médios e instantâneos de corrente. Toda a malha do estágio de controle é apresentada, como o diagrama de blocos para sua implementação. Por fim, os diagramas de Bode das malhas de corrente e tensão.

O capítulo III apresenta a metodologia de projeto detalhada do sistema proposto, baseado, principalmente, no equacionamento levantado nos capítulos anteriores e nas referências bibliográficas citadas durante o mesmo.

O capítulo IV traz os resultados de simulação e experimentais do protótipo montado no laboratório, contemplando todo o estudo teórico realizado e especificações realizadas no capítulo anterior.

Para finalizar o estudo, serão apresentadas as conclusões finais e sugestão para desenvolvimentos futuros.

# CAPITULO I

## RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

### 1.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo introdutório apresentar uma topologia, visando sua utilização em UPS , em virtude da fácil implementação de *by-pass*, como o uso de apenas um interruptor.

Serão destacadas durante a apresentação das topologias vantagens e desvantagens. Inicialmente uma breve explicação sobre ponte retificadora monofásica, a implementação do conversor *boost* a esta ponte. Retificadores de três níveis e um dobrador de tensão com dois interruptores.

Ao final deste capítulo obtém-se a topologia proposta deste trabalho, com um estudo mais aprofundado nos demais capítulos sobre o assunto.

### 1.2 - ANÁLISE DE TOPOLOGIAS

Foram analisadas topologias de retificadores simples e de três níveis, como também um conversor duplo *boost*, todos com elevado fator de potência possibilitando o uso ou não de *by-pass* aplicado em UPS.

#### 1.2.1 - TOPOLOGIA CONVENCIONAL BOOST

Considera-se aqui aspectos relacionados com o estágio de entrada de fontes de alimentação. A figura 1.1 (a) mostra uma forma de onda típica de um circuito retificador alimentando um filtro capacitivo. As formas de ondas básicas que descrevem o funcionamento desta estrutura são mostradas na figura 1.1 (b).

Nota-se os picos de corrente e a distorção provocada na tensão de entrada, devido à impedância da linha de alimentação. O espectro da corrente mostra o elevado conteúdo harmônico, cujas harmônicas excedem as especificações da norma IEC 61000-3-2.



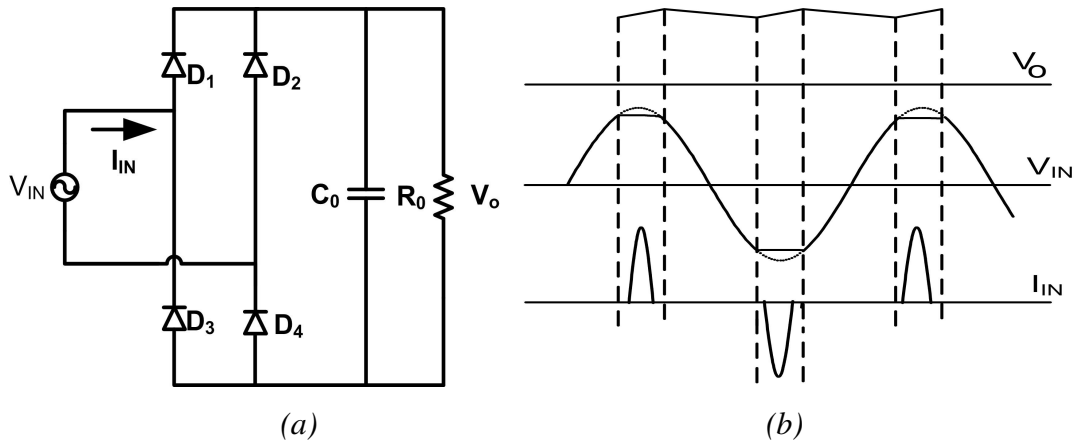


Fig. 1.1 - (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Formas de onda características do retificador.

Considera-se os dados comparativos da tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Comparativos entre um conversor convencional e um com PFC.

	Convencional	PFC
Potência disponível	1440 VA	1440 VA
Fator de potência	0,65	0,99
Eficiência do PFP	100%	95%
Eficiência da fonte	75%	75%
Potência disponível	702 W	1015 W

Nota-se que o baixo fator de potência da solução convencional (filtro capacitivo) é o grande responsável pela reduzida potência ativa disponível para a carga alimentada.

Podem ser citadas como desvantagens de um baixo FP e elevada distorção os seguintes fatos [1]:

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo FP;
- As harmônicas de corrente exigem um sobre-dimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores, além de aumentar as perdas (efeito pelicular);
- O achatamento da onda de tensão, devido ao pico da corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mau funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede;
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha.

Soluções passivas para a correção do FP [1], [2] e [3] oferecem características como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa.

No entanto, existem diversas desvantagens, tais como:

- São pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Não possibilitam regulação da tensão;
- A resposta dinâmica é pobre;
- O correto dimensionamento não é simples.

A principal vantagem, óbvia, é a não-presença de elementos ativos.

A colocação de um filtro indutivo na saída do retificador produz uma melhoria significativa do FP uma vez que é absorvida uma corrente quadrada da rede, o que leva a um FP de 0,90. Como grandes indutâncias são indesejáveis, um filtro LC pode permitir ainda o mesmo FP, mas com elementos significativamente menores [1]. Obviamente a presença do indutor em série com o retificador reduz o valor de pico com que se carrega o capacitor .A figura 1.2 mostra a estrutura do filtro mencionado.

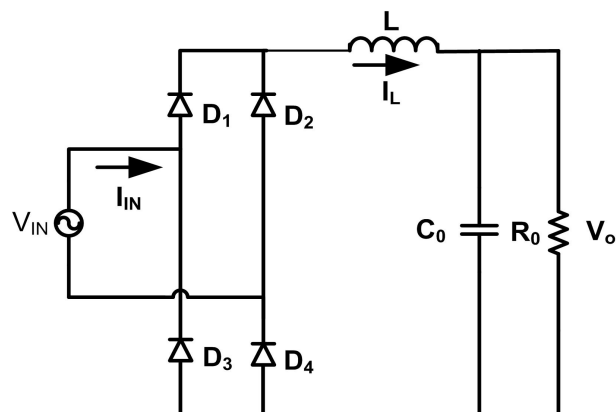


Figura 1.2 - Retificador monofásico com filtro LC.

Com o intuito de reduzir a distorção harmônica e elevar o fator de potência, é adicionado um conversor *boost* entre o capacitor de filtro e a ponte retificadora. Através de um controlador apropriado, pode-se controlar a corrente sobre o indutor *boost* ( $L_1$ ). Assim, com uma referência igual a um seno retificado, a saída do controlador irá atuar de forma que a corrente sobre o indutor *boost* siga esta referência.

Na Figura 1.3 é apresentada a topologia do conversor *boost* ligado a um retificador de onda completa.

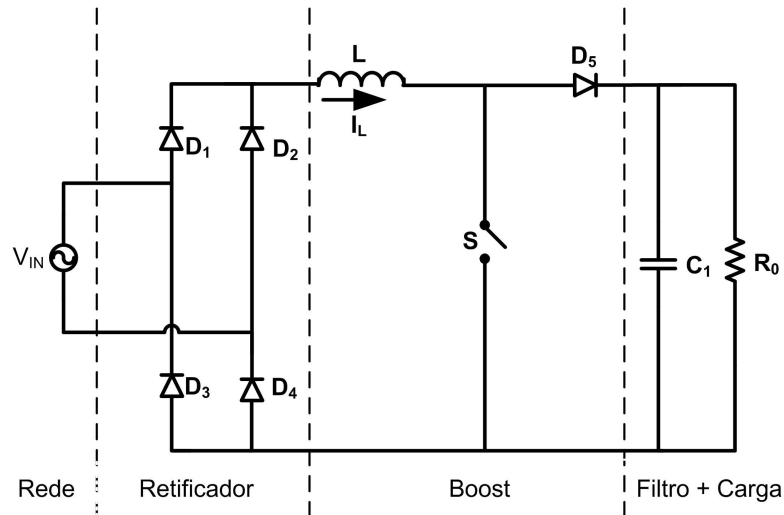


Figura 1.3 - Topologia do retificador com elevado fator de potência.

Os pré-reguladores de FP ativos empregam interruptores controlados associados a elementos passivos. Algumas topologias operam o interruptor na frequência da rede (retificada), o que implica no uso de indutores e capacitores dimensionados para baixa frequência. [4]. O interruptor é acionado de modo a iniciar a corrente de linha antecipadamente (em relação a quando aconteceria a carga do capacitor de saída).

O emprego de um chaveamento em alta frequência, no entanto, é mais utilizado, uma vez que leva a uma drástica redução nos valores dos elementos passivos (indutores e capacitores) utilizados.

A respeito do modo de operação do conversor *boost*, sugere-se a operação no modo de condução contínuo (CCM – *continuous conduction mode*), pois desta forma minimiza-se o ruído de alta frequência injetado na rede CA de entrada e reduz-se o valor eficaz de corrente sobre o interruptor *boost*, reduzindo as perdas de condução neste estágio.

O estágio pré-regulador é um conversor CA-CC comandado de forma tal que impõe uma corrente senoidal na entrada do retificador e em fase com a tensão de alimentação, cuja amplitude é controlada de modo a fornecer à carga potência suficiente para manter a tensão de saída num valor regulado pré-estabelecido.

Em virtude das vantagens de um retificador com FP ativo sua aplicação em UPS pode ser observada na figura 1.4. [5]

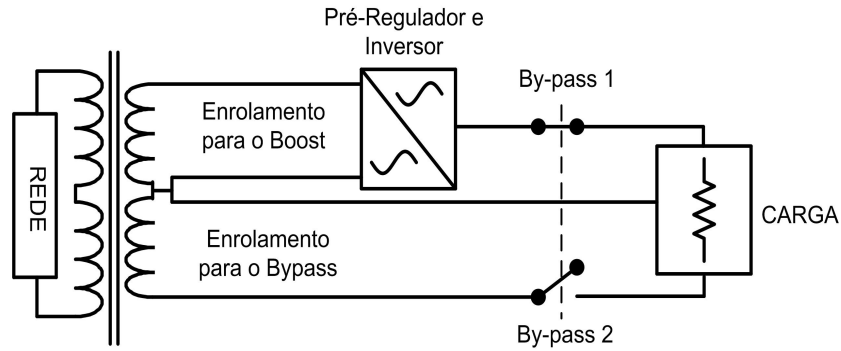


Figura 1.4 – Topologia by-pass com enrolamento isolado.

Sua grande desvantagem está na impossibilidade de utilização do neutro comum entre a entrada da rede e a saída com conversor *boost* que será ligado ao inversor.

Para que isso ocorra seria necessário à adição de um transformador com o primário ligado na rede elétrica e com dois secundários um para o retificador *boost* e outro exclusivo do *by-pass*.

Para que seja transferida a mesma potência para a carga, pelo retificador ou pelo *by-pass* os enrolamentos do secundário do transformador possuem a mesma potência.. Os enrolamentos do secundário não são usados simultaneamente.

### 1.2.2 - RETIFICADORES DE TRÊS NÍVEIS

Os esquemas básicos de retificadores de três níveis são apresentados conforme mostra as figuras 1.5 e 1.6, estas topologias podem ser aplicadas em UPS. A figura. 1.5 é bastante conhecida na literatura [6]. Esta configuração é composta de um conversor CA-CC do tipo meia ponte na entrada e um inversor meia ponte na saída

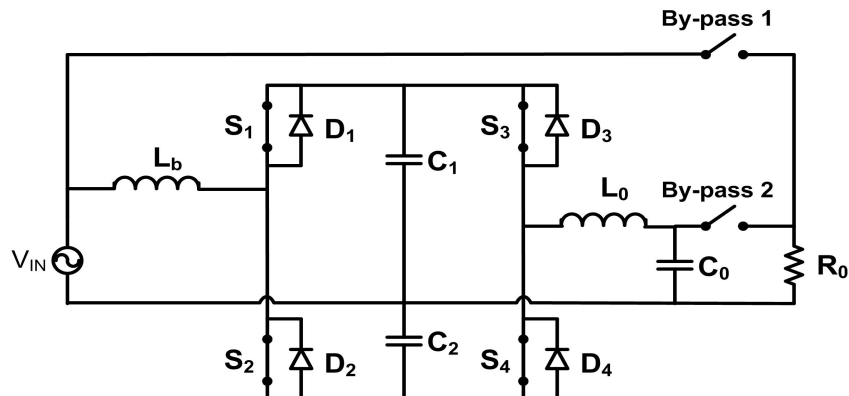


Figura 1.5 - Topologia do retificador e inversor meia ponte.

Outra topologia pesquisada foi proposta por Hirao [7], é apresentada na Fig. 1.6.

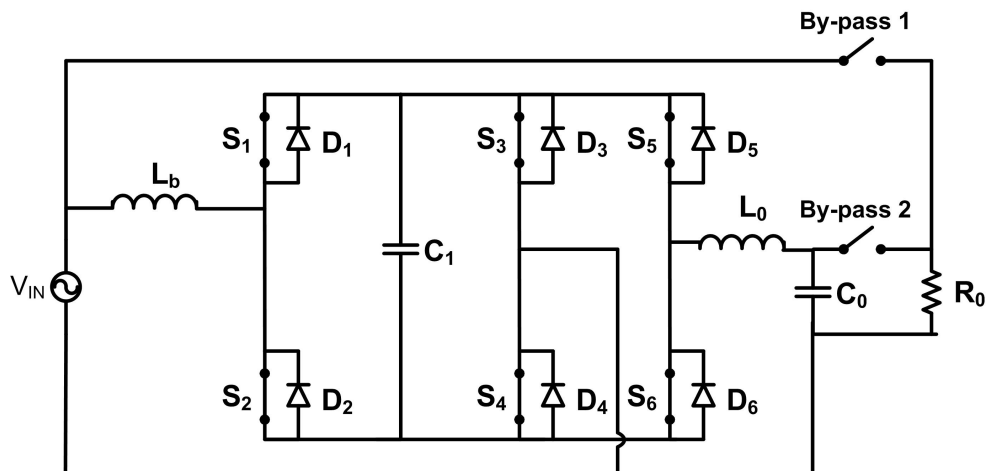


Figura 1.6 - Sistema monofásico utilizando três conversores em meia ponte.

Esta configuração monofásica consiste em três conversores meia ponte funcionando como retificador e inversor. O braço central que constitui as chaves  $S_3$  e  $S_4$  com os seus respectivos diodos em antiparalelo funciona tanto na operação como retificador quanto no inversor. Não possui característica de conversor dobrador de tensão no estágio de entrada.

Dentre as principais vantagens destes sistemas podem ser destacadas:

- Utilização de *by-pass* sem trafo isolador em virtude do neutro da entrada estar conectado à saída.
- Possibilidade de adoção de uma estratégia de controle que faça a UPS operar com fator de potência unitário;
- Estratégia de controle simples.

Em contrapartida, estas estruturas apresentam desvantagens como relação à topologia proposta na figura 1.8.

- Utilizam dois interruptores
- Aumento do custo devido o uso de mais um interruptor.
- Faz uso de um maior número de componentes para o controle.
- Aumento da probabilidade de falha tanto dos interruptores como dos circuitos de controles dos interruptores.

### 1.2.3 - CONVERSOR DUPLO BOOST

A topologia consiste basicamente na duplicação do *boost* convencional, permitindo a divisão da tensão aplicada sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . [8] Esta topologia pode ser

amplamente aplicada em UPS.

Dentre as características desta topologia pode-se destacar:

- Possui dois estágios de funcionamento de forma a fornecer cada um exatamente metade da potência para a carga, Para diferentes tensões de alimentação (110V ou 220V) tem-se diferentes modos de operação do conversor.
- Possibilidade de utilização de *by-pass* (para operação com 110V) em virtude do neutro da entrada está conectado à saída.

A figura 1.7 mostra o conversor duplo *boost* CA-CC.

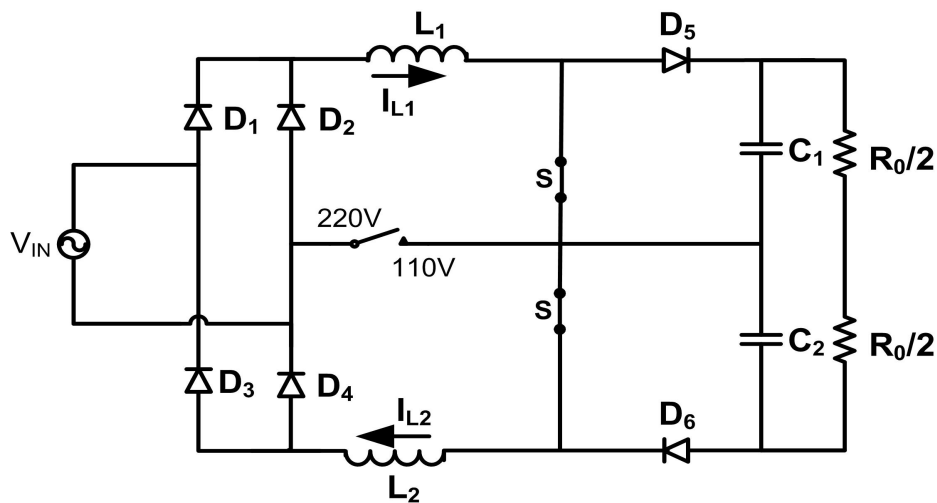


Figura 1.7 - Topologia do conversor duplo *boost* CA-CC.

Em contrapartida pode-se observar que:

No modo de operação em 220 V, diferenças mesmo que muito pequenas nos tempos de comutação dos interruptores provocam no decorrer do tempo um efeito de desbalanceamento da tensão sobre os capacitores de saída.

As desvantagens encontradas nos retificadores de três níveis também valem para este modelo.

### 1.3 - MOTIVAÇÃO

Os esforços dos engenheiros e projetistas nos dias atuais estão voltados para a produção de equipamentos de baixo consumo, compactos, com alto rendimento e robustez em diversas aplicações, entre as quais pode-se citar: estágios de entrada de UPS's e fontes de telecomunicações. Para tais aplicações são requisitos desejados: a operação com altos níveis de potência e elevado rendimento do equipamento, uma vez que este, na maioria das vezes, estará submetido à operação contínua e com plena capacidade.

Deste modo, objetivos podem ser estabelecidos:

- Aumento do rendimento das estruturas retificadoras utilizadas em sistemas UPS's e fontes para telecomunicações com a implementação da nova topologia;
- Utilização de uma estrutura baseada em um retificador com conversor dobrador de tensão, que apresente somente um interruptor na sua topologia permitindo assim menor perda em condução.

A topologia proposta neste trabalho é de um retificador, com correção do fator de potência e conexão da fonte de alimentação com o estágio de saída, facilitando o uso de um inversor e um *by-pass*. O controle é feito por valores médios instantâneos de corrente de entrada, resultando num retificador com elevado F.P. e tensão de saída regulada voltado para UPS. A figura 1.8 mostra a topologia implementada nesta dissertação.

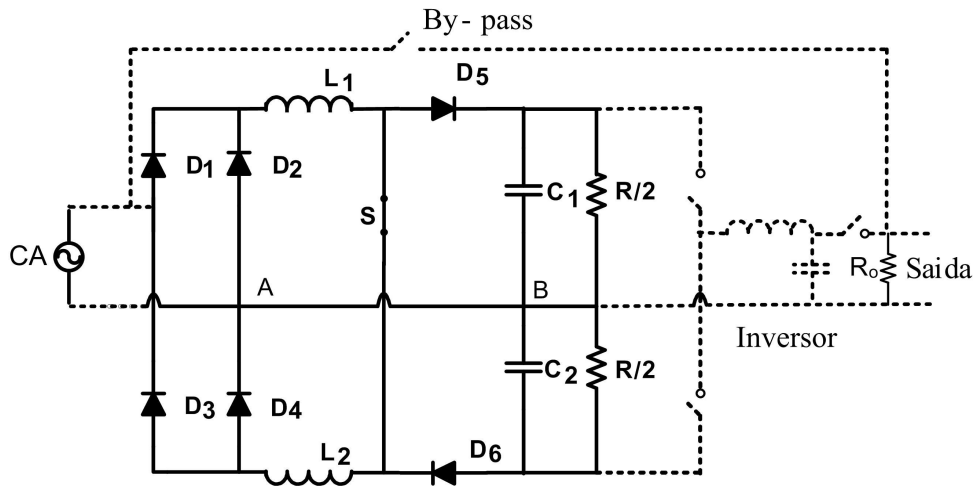


Figura 1.8 - Topologia proposta do conversor dobrador de tensão CA-CC.

Devido à topologia possuir característica de um dobrador de tensão no estágio CA-CC, o barramento CC deverá operar com no mínimo o dobro da tensão de pico da entrada para realizar a conformação da corrente de entrada (realizar a correção do fator de potência).

#### 1.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste primeiro capítulo, foi realizada uma breve revisão de uma ponte retificadora mostrando a corrente na rede totalmente distorcida em relação à tensão de entrada. Como seqüência deste estudo, apresentou-se o conversor *boost* acoplado a ponte retificadora. Topologias que proporcionam o uso de *by-pass*. E por fim uma topologia que além de possuir o neutro comum entre a entrada (rede) e saída (capacitores) como visto nas outras topologias, a sua principal vantagem sobre as demais, é o uso de apenas um interruptor. Tornando o

circuito de controle coeso e menos susceptível a falhas com relação às topologias com dois interruptores.



## CAPÍTULO II

### ESTUDO DO RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Na figura 2.1 está representada a topologia proposta para o conversor monofásico dobrador de tensão. Pode-se notar que o conversor é composto por um retificador de onda completa na entrada, responsável pela conformação da corrente de entrada, e um interruptor, com uma saída em tensão contínua, com um ponto comum entre a entrada e a saída, facilitando a utilização de um *by-pass* em UPS sem uso de transformador isolado.

#### 2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

A topologia apresenta uma ponte retificadora, diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , e  $D_4$ , dois indutores,  $L_1$  e  $L_2$ , um interruptor  $S$ , dois diodos  $D_5$  e  $D_6$ , dois capacitores de filtro de saída  $C_1$  e  $C_2$ , e as cargas representadas por  $R/2$ . O ponto médio da ligação dos capacitores é conectado ao neutro da fonte de tensão de entrada, ponto AB.

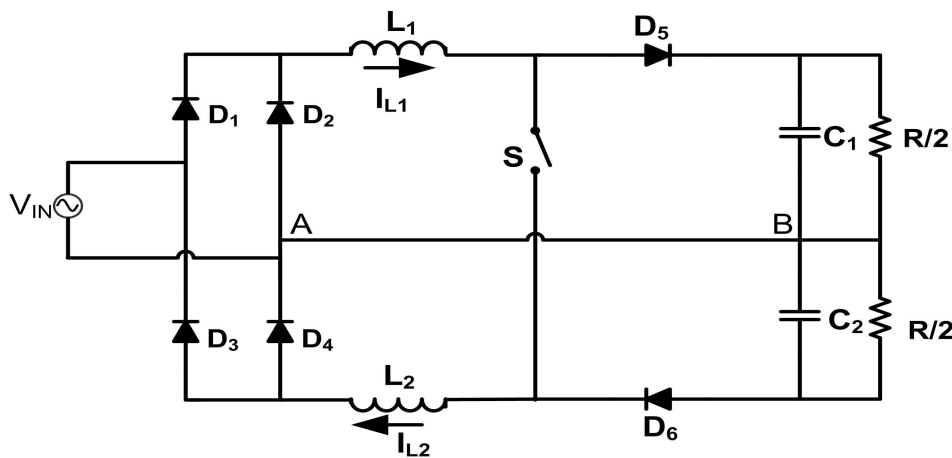


Figura 2.1 - Conversor dobrador de tensão.

#### 2.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR DE ENTRADA

Nesta seção são obtidas as equações que caracterizam as etapas de operação necessárias para a determinação da razão cíclica dos interruptores ativos, bem como dos diodos em antiparalelo com os mesmos.

##### 2.3.1 - DESCRIÇÃO DO CICLO POSITIVO DA TENSÃO DE ENTRADA

###### 1ª Etapa ( $t_0$ , $t_1$ ) Semiciclo positivo da tensão de entrada

Esta etapa tem início no instante  $t = t_0$  com o bloqueio do diodo  $D_5$ . A corrente

proveniente da fonte circula pelos dois indutores  $L_1$  e  $L_2$ , e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  suprem a carga. A tensão sobre cada indutor é a metade da tensão de entrada e a corrente cresce de forma linear através dos indutores. No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S$  é comandado a bloquear finalizando esta etapa. A primeira etapa é apresentada na figura 2.2.

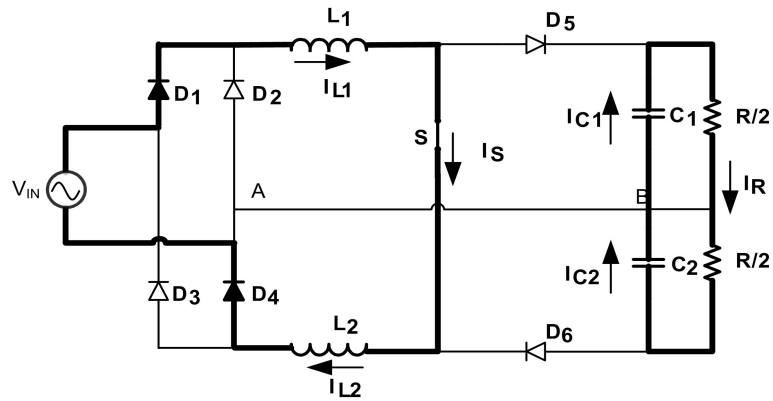


Figura 2.2 - Primeira etapa ciclo positivo de tensão.

Analisando a figura da primeira etapa de operação pode-se concluir:

As tensões sobre os indutores são dadas por:

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \frac{v_{in}(t)}{2}. \quad (2.1)$$

A corrente sobre o indutor  $L_1$  e seu valor máximo e mínimo de corrente são dadas por:

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_0) + \frac{+v_{in}(t)}{2 \cdot L_1}, \quad (2.2)$$

$$I_{L1}(t_0) = I_{min} \text{ e } I_{L1}(t_1) = I_{max} \quad (2.3)$$

Pela simetria entre as correntes na primeira etapa de operação pode-se destacar:

$$I_{L2}(t_0) = I_{L1}(t_0) \text{ e } I_{L2}(t_1) = I_{L1}(t_1) \quad (2.4)$$

A duração das etapas de chaveamento é dada por:

$$D = \frac{T_c}{T_s} \quad (2.5)$$

Sendo  $T_s = 1/f$ , onde  $f$  é a frequência de comutação e  $T_c$  o intervalo de tempo de condução do interruptor.

### 2ª Etapa ( $t_1$ , $t_2$ ) Semiciclo positivo da tensão de entrada

A segunda etapa tem início quando o interruptor  $S$  é comandado a bloquear. No instante  $t = t_1$  os diodos  $D_5$  e  $D_6$  entram em condução. A corrente no indutor  $L_1$  circula através

do diodo  $D_5$  e este descarrega devido a uma tensão dada pela diferença entre a tensão de entrada e a tensão do capacitor de saída  $C_1$ . O indutor  $L_2$  se descarrega com a tensão do capacitor  $C_2$ . Por este motivo a derivada de corrente em ambos os indutores são diferentes. A etapa termina quando é fechado o interruptor no instante  $t = t_2$ .

A fig. 2.3. apresenta a segunda etapa de operação do conversor em  $t = t_1$ .

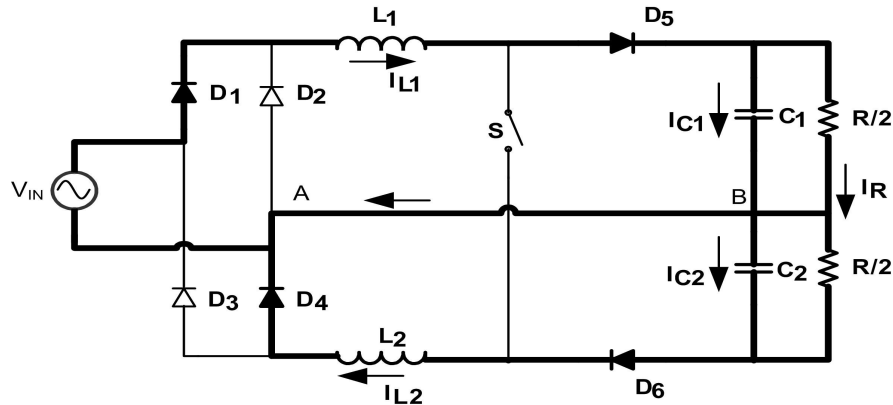


Figura 2.3 - Segunda etapa ciclo positivo de tensão.

As tensões sobre os indutores na segunda etapa de operação:

$$v_{L1}(t) = -v_{C1}(t) + v_{in}(t), \quad (2.6)$$

$$v_{L2}(t) = -v_{C2}(t). \quad (2.7)$$

A duração da etapa é dada por:

$$(t_{1-2}) = (1 - D) \cdot T_s. \quad (2.8)$$

O valor inicial das correntes é o mesmo mas como as derivadas são diferentes o valor final será diferente.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_1) + \frac{-v_{C1} + v_{in}(t)}{L_1}, \quad (2.9)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_1) + \frac{-v_{C2}(t)}{L_2}. \quad (2.10)$$

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) Semiciclo positivo da tensão de entrada

No instante  $t = t_2$  o interruptor é comandado a conduzir e o diodo  $D_6$  é bloqueado. A corrente através do indutor  $L_1$  é dividida entre o estágio de saída ( $C_1, R/2$ ) e o indutor  $L_2$ . A corrente no indutor  $L_2$  cresce até se igualar ao valor da corrente em  $L_1$ , no instante em que a corrente no diodo  $D_5$  é anulada e este é bloqueado. A figura 2.4 mostra esta etapa de operação.

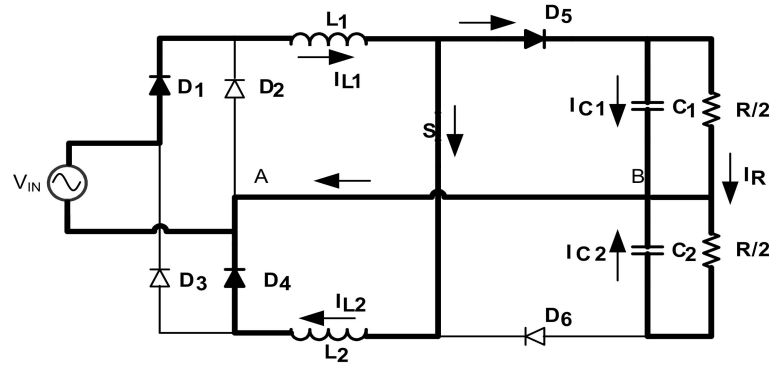


Figura 2.4 - Terceira etapa ciclo positivo de tensão.

Analisando a figura da terceira etapa de operação pode-se concluir que a tensão sobre os indutores e dada por:

$$v_{L1}(t) = -v_{C1}(t) + v_{in}(t), \quad (2.11)$$

$$v_{L2}(t) = v_{C1}(t). \quad (2.12)$$

A corrente sobre o diodo  $D_6$  na terceira etapa de operação:

$$i_{D6}(t) = 0. \quad (2.13)$$

As correntes sobre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  na terceira etapa de operação podem ser expressadas por:

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_2) + \frac{-v_{C1} + v_{in}(t)}{L_1}, \quad (2.14)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_2) + \frac{V_{C1}(t)}{L_2}. \quad (2.15)$$

A diferença entre as correntes  $I_{L1}(t_1) - I_{L2}(t_1) = 0$  aplica-se a equação (2. 1) nas equações (2. 14) e (2. 15). Fazendo a diferença entre elas:

$$i_{L1}(t_2) - i_{L2}(t_2) = i_{L1}(t_1) - i_{L2}(t_1) + \frac{-V_{C1}(1-D)Ts}{L_1} + \frac{V_{in}(1-D)Ts}{L_1} + \frac{V_{C2}(1-D)Ts}{L_2}, \quad (2.16)$$

Os componentes são os mesmos devido à simetria do circuito,  $L_1 = L_2$ .

A equação (2. 16) fica reduzida a :

$$i_{L1}(t_2) - i_{L2}(t_2) = \frac{(+V_{C1} + V_{in} - V_{C2})}{L} \cdot (1-D) \cdot Ts. \quad (2.17)$$

A diferença entre as correntes  $I_{L1}(t_3) - I_{L2}(t_3) = 0$ . Utilizando as mesmas manipulações matemáticas a diferença entre (2. 14) e (2. 15) é dada por :

$$i_{L1}(t_3) - i_{L2}(t_3) = i_{L1}(t_2) - i_{L2}(t_2) + \frac{-V_{C1} + V_{in}}{L_1}(t_{2-3}) - \frac{V_{C1}}{L_2}(t_{2-3}). \quad (2.18)$$

Esse intervalo de tempo é a duração da terceira etapa de operação:

$$(t_{2-3}) = \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1 - D) \cdot Ts. \quad (2.19)$$

A duração da primeira etapa é dada por:

$$(t_{0-1}) = D \cdot Ts - (t_{2-3}). \quad (2.20)$$

Assim:

$$(t_{0-1}) = D \cdot Ts - \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1 - D) \cdot Ts. \quad (2.21)$$

### 2.3.2 - FORMAS DE ONDAS TEÓRICAS PARA O SEMICICLO POSITIVO

Para melhor entendimento das formas de ondas teóricas tem-se o uso das figuras 2.5 e 2.6 que representam as etapas de operação para o semiciclo positivo de tensão em alta frequência.

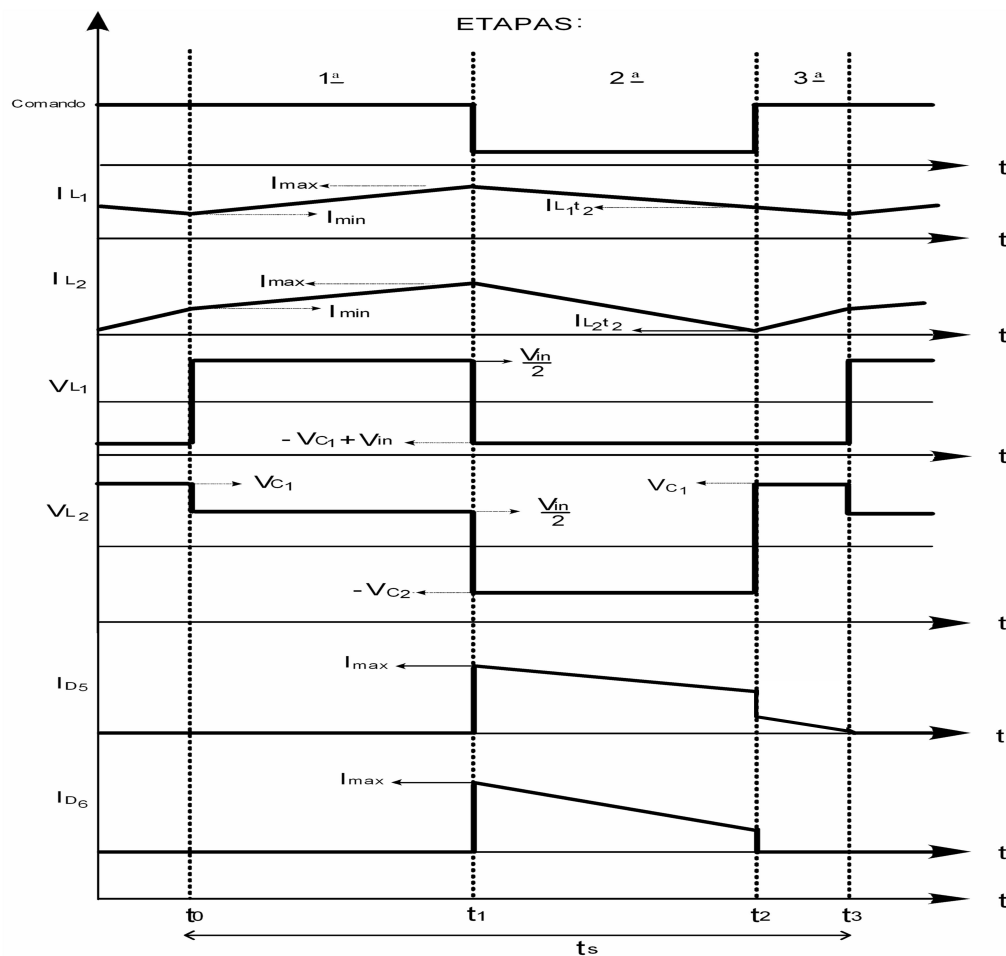


Figura 2.5 - Formas de onda do ciclo positivo de tensão.

Nas figuras 2.6 estão representadas as formas de onda teóricas do comando da chave e das tensões e correntes nos indutores e corrente nos capacitores do conversor dobrador de tensão.

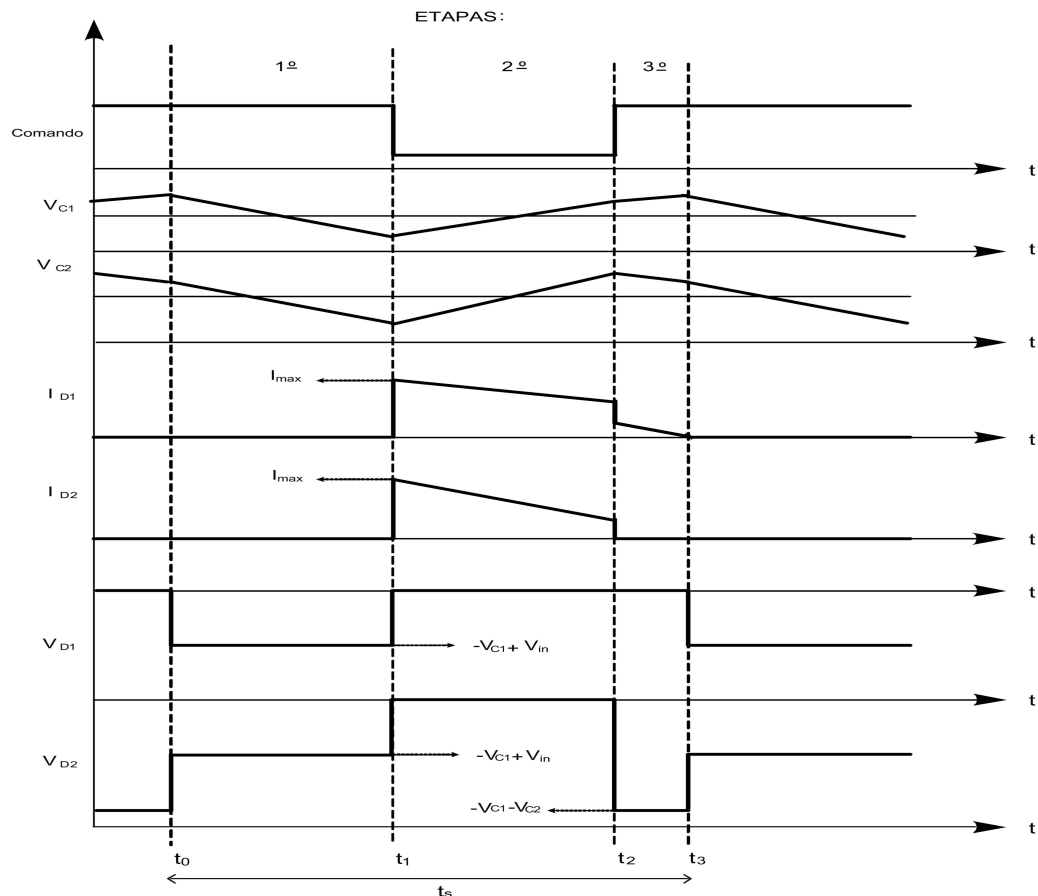


Figura 2.6 - Formas de onda do ciclo positivo de tensão.

Algumas considerações podem ser observadas para as formas de onda apresentada :

- Apenas na primeira etapa de funcionamento as derivadas das correntes nos indutores são iguais.

- Na terceira etapa o interruptor encontra-se conduzindo, mesmo assim o diodo  $D_5$ , não é bloqueado até que os capacitores entrem em equilíbrio de tensão finalizando a etapa.

Para um semiciclo a tensão sobre os capacitores é diferente, mas no ciclo total da rede estas tensões são equalizadas.

### 2.3.3 - CICLO NEGATIVO DA TENSÃO DE ENTRADA

Antes de detalhar o funcionamento para o ciclo negativo deve ser observado que o

conversor possui uma simetria e com isso o comportamento dos componentes é inversamente proporcional ao ciclo da tensão. O modo de operação dos componentes no ciclo positivo é invertido no ciclo negativo. Ex:  $L_1$  por  $L_2$ ,  $C_1$  por  $C_2$  e  $D_5$  por  $D_6$

### 1ª Etapa ( $t_0$ , $t_1$ ) Semiciclo negativo da tensão de entrada.

A primeira etapa tem início no instante  $t = t_0$  com o bloqueio do diodo  $D_6$ . A corrente proveniente da fonte circula pelos dois indutores  $L_1$  e  $L_2$  e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  suprem a carga neste intervalo de tempo. A tensão sobre os indutores é a tensão da fonte dividida por dois e cresce de forma linear. No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S$  é comandado a abrir finalizando a primeira etapa. A tensão sobre os indutores é a tensão da fonte dividida por dois.

Os indutores apresentam as mesmas características citadas para a primeira etapa do ciclo positivo.

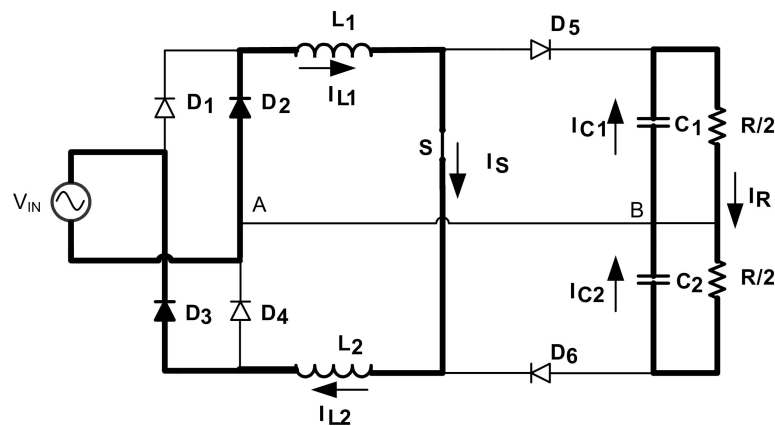


Figura 2.7 - Primeira etapa ciclo negativo de tensão.

### 2ª Etapa ( $t_1$ , $t_2$ ) Semiciclo negativo da tensão de entrada.

A segunda etapa tem início quando o interruptor  $S$  é comandado a abrir no instante  $t = t_1$  (tensão sobre o interruptor é a tensão de saída menos a queda nos diodos  $D_5$  e  $D_6$ ). Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  são polarizados diretamente e entram em condução. Parte da corrente proveniente do indutor  $L_1$  circula pelo diodo  $D_5$  tendo uma componente para a carga e outro para o capacitor  $C_1$ .

O indutor  $L_2$  se descarrega com uma tensão que é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída dividida por dois. O indutor  $L_1$  se descarrega com a tensão de saída dividida por dois. Dessa forma a derivada de corrente entre os dois indutores é diferente

A corrente que circula pelo capacitor  $C_2$  é somada à corrente vinda da fonte pelo curto  $AB$  e pela corrente que circula por  $C_1$ . O indutor  $L_2$  recebe a soma das corrente que circulam pela carga e pelo capacitor  $C_2$ . A etapa termina com o fechamento do interruptor no instante  $t = t_2$ . Como mostra a figura 2.8.

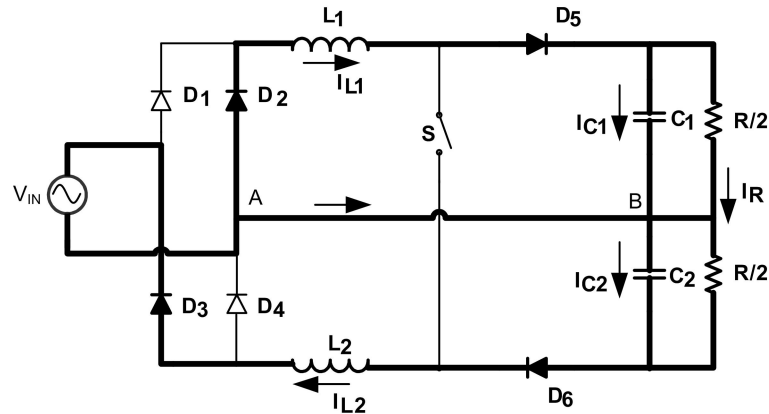


Figura 2.8 - Segunda etapa ciclo negativo de tensão.

### 3ª Etapa ( $t_2$ , $t_3$ ) Semiciclo negativo da tensão de entrada.

O interruptor é comandado a fechar no instante  $t = t_2$  iniciando a etapa. A corrente proveniente da fonte que circula pelo indutor  $L_1$  é transferida grande parte para o interruptor até a fonte, o restante da corrente ainda circula pelo ponto AB. A corrente que circula pelo ponto AB é dividida, circulando uma parte pelo capacitor  $C_1$  e outra pela carga. A corrente que circula por  $C_1$  vai para a carga.

A corrente que circula pelo capacitor  $C_2$  é somada a componente de corrente que circula pela carga e volta à fonte passando pelo Diodo  $D_6$  e o indutor  $L_2$ . A etapa termina quando a corrente no indutor  $L_1$  fica igual à do indutor  $L_2$  e o diodo  $D_6$  é bloqueado. Como mostra a figura 2.9.

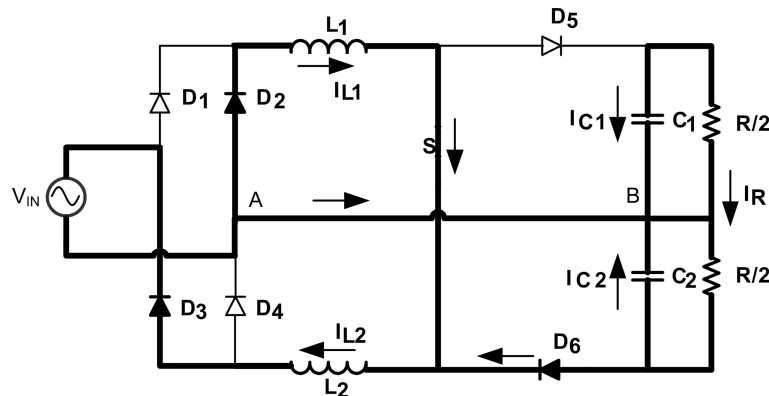


Figura 2.9 - Terceira etapa ciclo negativo de tensão.

## 2.3.4 - FORMAS DE ONDAS TEÓRICAS PARA O SEMICICLO NEGATIVO

As formas de onda teóricas do ciclo negativo de tensão são obtidas através da inversão dos gráficos dos componentes já apresentados. Em virtude do esquema do circuito do dobrador ser simétrico.



### 2.3.5 - ANÁLISE DA RAZÃO CÍCLICA

A topologia apresentada para o retificador de entrada irá operar no modo de condução contínua da corrente de entrada. Uma vez que se deseja tensão de saída fixa e estabilizada, a razão cíclica do conversor, operando à frequência de comutação constante, irá variar a cada período de comutação.

Como o pré-regulador do conversor dobrador irá operar com uma frequência de comutação do interruptor de potência muito maior que a frequência da tensão senoidal de entrada, pode-se dizer, para efeito de simplificação, que a razão cíclica variará de forma contínua segundo as relações (2. 23).

Como a tensão média em ambos os indutores é igual a zero pode-se determinar a razão cíclica em função da tensão de saída sobre a tensão de entrada  $\frac{V_o}{V_{in}}$  (Ganho estático do conversor). Utilizando-se a tensão média do indutor  $L_1$ , tem-se:

$$\frac{V_{in}}{2} \cdot \left[ D - \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1-D) \right] \cdot T_s = -(-V_{C1} + V_{in}) \cdot (1-D) \cdot T_s - (-V_{C1} + V_{in}) \cdot \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (2. 22)$$

Simplificando a equação obtém-se o ganho estático do conversor em função da sua razão cíclica.

$$\frac{V_{C1} + V_{C2}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2. 23)$$

O conversor é originado de um *boost*, logo esta equação já era esperada. Devido à equação (2. 23) a tensão de entrada não pode ser maior que a metade da tensão de saída.

Admitindo que a tensão no barramento CC possua uma ondulação que pode ser desprezada, para efeito de análise, e tendo em vista o fato da tensão de alimentação do conversor possuir um formato senoidal, a razão cíclica para uma frequência de comutação constante, varia como uma função senoidal durante meio ciclo da rede.

A relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, durante cada período de comutação, pode ser aproximada pela expressão do ganho estático do conversor dobrador de tensão no modo de condução contínua, com a tensão de entrada e a razão cíclica variando no tempo [9]. Demonstrado na equação (2. 24) [10].

$$\frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)}(\omega t)} = \frac{1}{1-D(\omega t)} \quad (2. 24)$$

Sendo:  $V_{IN(ef)}$ : Tensão eficaz de entrada;

$(\omega t)$ : ângulo referente à frequência angular da tensão de entrada;

$D(\omega t)$ : Razão cíclica em função da variação de  $(\omega t)$ .

A expressão acima relaciona a tensão de saída e de entrada do conversor dobrador e a razão cíclica do interruptor S de acordo com a figura (2. 10).

A tensão de alimentação é expressa em (2. 25)

$$V_{IN}(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (2. 25)$$

Definindo-se a variável  $\beta$  como a relação entre a tensão média de saída e a tensão de pico de entrada, obtém-se (2. 26):

$$\beta = \frac{V_0}{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)}}. \quad (2. 26)$$

Substituindo-se (2. 25) e (2. 26) em (2. 24), determina-se (2. 27)

$$D(\omega t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (2. 27)$$

Para um período de funcionamento, entre  $0 < (\omega t) < \pi$ . A curva para  $D(\omega t)$  é apresentada na figura 2.10.

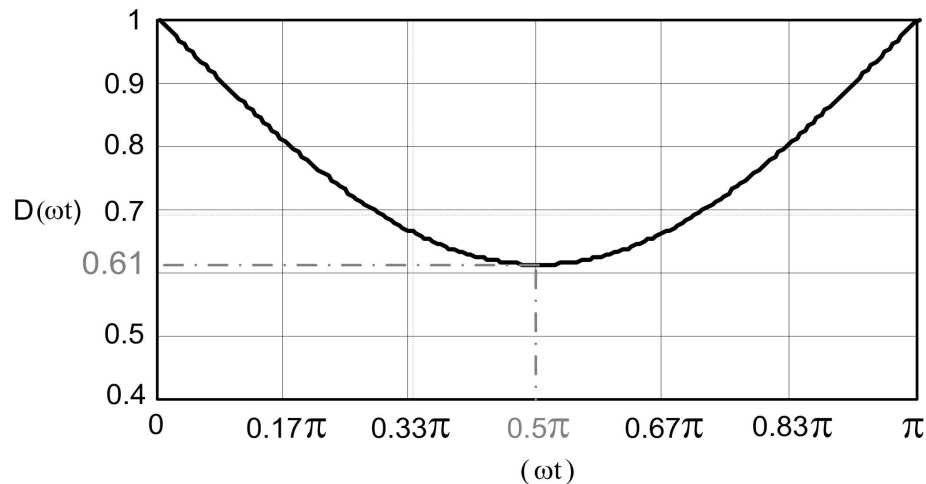


Figura 2.10 - Curva da razão cíclica em função de  $(\omega t)$ .

De acordo com o apresentado em (2. 27), a razão cíclica varia desde um valor igual a 1 até um valor mínimo como mencionados anteriormente, ao longo de meio período da tensão da fonte de alimentação. Para se determinar a mínima razão cíclica, deve-se derivar a equação (2. 27) e igualar a zero.

Desta forma, tem-se:

$$\frac{d(D(\omega t))}{d(\omega t)} = 0. \quad (2. 28)$$

Da equação (2. 28), o valor mínimo da razão cíclica acontece em  $(\omega t) = \pi/2$ . Daí,

substituindo-se este resultado em (2. 27), tem-se (2. 29). A seguir, apresenta-se a expressão para determinar o valor mínimo da razão cíclica, durante meio ciclo da rede.

$$D_{MIN} = 1 - \frac{1}{\beta}. \quad (2. 29)$$

### 2.3.6 - ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA DO DOBRADOR *BOOST*.

Durante a etapa de armazenamento de energia no indutor de entrada, quando o interruptor encontra-se conduzindo, a tensão de alimentação do conversor é dividida e aplicada sobre as duas indutâncias de entrada e a corrente na indutância cresce.

Admitindo que a frequência de comutação é muito superior à frequência da rede elétrica, o que de fato é verdade, pode-se considerar que a tensão de alimentação durante um período de comutação não varia.

$$V_{IN}(\omega t) = \frac{L_{IN} \cdot \Delta I_{IN}(\omega t)}{\Delta t}. \quad (2. 30)$$

Porém, o intervalo de condução  $\Delta t$  em (2. 30), relaciona-se com o período de comutação de acordo com (2. 31), como segue:

$$\Delta t = D(\omega t) \cdot T_C. \quad (2. 31)$$

Em (2. 31)  $T_C$  é o período de comutação do interruptor.

Da substituição de (2. 31) em (2. 30), resulta (2. 32).

$$V_{IN}(\omega t) = \frac{L_{IN} \cdot \Delta I_{IN}(\omega t)}{D(\omega t) \cdot T_C}. \quad (2. 32)$$

Substituindo (2. 27) e (2. 29) em (2. 32), obtém-se a expressão para a variação da corrente de entrada do conversor.

$$\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot \text{sen}(\omega t) = \frac{L_{IN} \cdot \Delta I_{IN}(\omega t)}{\left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega t)\right) \cdot T_C}. \quad (2. 33)$$

Resolvendo (2. 33), obtém-se a expressão (2. 34).

$$\Delta I_{IN}(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot \text{sen}(\omega t)}{L_{IN}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega t)\right) \cdot T_C. \quad (2. 34)$$

Seja a ondulação de corrente parametrizada de acordo com (2. 35).

$$\overline{\Delta I_{IN}(\omega t)} = L_{IN} \cdot \frac{\Delta I_{IN}(\omega t)}{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot T_C}. \quad (2. 35)$$

Da substituição [05] de (2. 34) em (2. 35), resulta (2. 36).

$$\overline{\Delta I_{IN}}(\omega t) = \text{sen}(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega t)\right). \quad (2.36)$$

A variação parametrizada da corrente no indutor em função do ângulo ( $\omega t$ ). Tal relação é apresentada na figura 2.11.

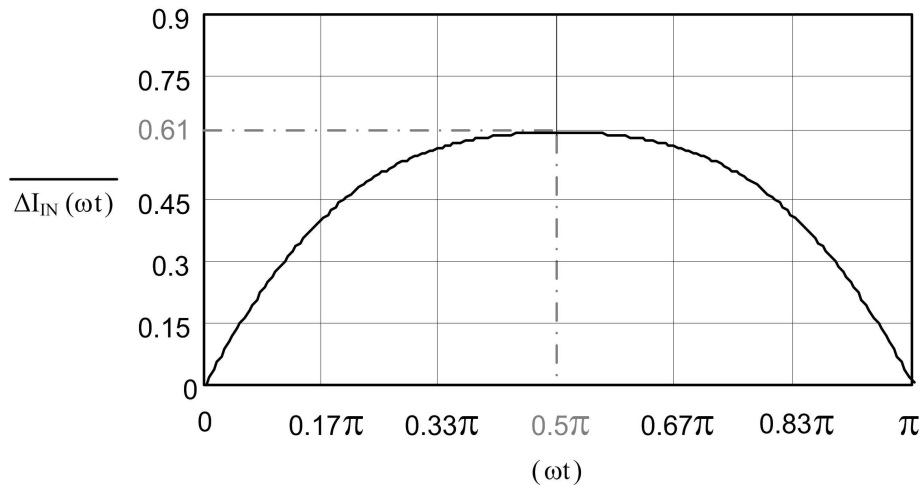


Figura 2.11 - Variação da corrente parametrizada nos indutores para um período de funcionamento.

Para determinar os valores de máxima e mínima ondulação relativa, é necessário derivar a equação (2.36) em relação à ( $\omega t$ ) e igualar o resultado a zero, com ( $\omega t$ ) variando entre 0 e  $\pi$ .

$$\frac{d(\overline{\Delta I_{IN}}(\omega t))}{d(\omega t)} = 0. \quad (2.37)$$

O resultado da equação (2.37), está expresso a seguir, nas equações (2.38) e (2.39).

$$\omega t_1 = \text{asen}\left(\frac{\beta}{2}\right), \quad (2.38)$$

$$\omega t_2 = \frac{\pi}{2}. \quad (2.39)$$

Analisando a equação (2.39), conclui-se que esta é válida apenas para valores de  $\beta \leq 2$ , uma vez que a função arccosseno não admite argumentos maiores do que a unidade.

A expressão para o valor da máxima ondulação da corrente de entrada parametrizada será obtida, substituindo-se a equação (2.39) em (2.36), que resulta em (2.40).

$$\overline{\Delta I_{IN(MAX)}} = \frac{\beta}{4}. \quad (2.40)$$

Admitindo a variação de  $\omega.t$  entre 0 e  $\pi$ , a equação (2.39) representa o ângulo para a

mínima ondulação na corrente de entrada parametrizada.

Substituindo-se (2. 39) em (2. 36), obtém-se a equação (2. 41), que representa a mínima ondulação da corrente de entrada parametrizada.

$$\overline{\Delta I_{IN(MIN)}} = 1 - \frac{1}{\beta}. \quad (2. 41)$$

Substituindo em (2. 35) o valor máximo da ondulação parametrizada obtido em (2. 42), determina-se o valor da ondulação máxima de corrente no indutor.

$$\Delta I_{IN(MAX)} = \sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot T_C \cdot \frac{\overline{\Delta I_{IN(MAX)}}}{L_{IN}}. \quad (2. 42)$$

O valor da indutância é determinado a partir da equação (2. 43)

$$L_{IN} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot \overline{\Delta I_{IN(MAX)}}}{f_C \cdot \Delta I_{IN(MAX)}}. \quad (2. 43)$$

Na equação (2. 43)  $\overline{\Delta I_{IN(MAX)}}$  depende apenas do parâmetro  $\beta$ , e  $f_C$  é a frequência de comutação do interruptor,  $\eta$  é o rendimento do conversor,  $\Delta I_{IN(MAX)}$  é definido pelo projetista.

O cálculo físico dos indutores será realizado utilizando as seguintes expressões:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{IN} \cdot I_{Pmax} \cdot I_{IN(ef)max}}{K_w \cdot J_{máx} \cdot B_{máx}} \cdot 10^4 \quad [cm^4]. \quad (2. 44)$$

O número de espiras dos enrolamentos pode ser calculado pela expressão abaixo:

$$N = \frac{L_{IN} \cdot I_{Pmax} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{máx}}. \quad (2. 45)$$

Entreferro:

$$Ig = \frac{A_e \cdot N^2 \cdot \mu_0 \cdot 10^{-2}}{L_{IN}} \quad [cm]. \quad (2. 46)$$

*Tabela 2. 1 – Especificações do Indutor.*

Área Efetiva da Perna Central do Núcleo	$A_e [cm^2]$
Área da Janela	$A_w [cm^2]$
Fator de Utilização da Janela do Núcleo	$K_w = 0,6$
Densidade de Corrente Máxima	$J = 350 [A/cm^2]$
Densidade de Fluxo Máxima	$B_{máx} = 0,35 [T]$

Para reduzir a elevação de temperatura escolhe-se um núcleo um pouco maior. Foi escolhido o núcleo EE-65/33/52 da Thornton® cujas especificações são apresentadas posteriormente [11].

As equações (2. 47), (2. 48) e (2. 49) mostram como foi calculado o número de condutores em paralelo e a possibilidade de execução de cada configuração de indutores.

$$S = \frac{I_{ef}}{J} [cm^2], \quad (2. 47)$$

$$NC = \frac{S}{S_{fio\_pelicular}} [fios], \quad (2. 48)$$

$$K_{uT} = \frac{S_{Tcu\_isol}}{A_{wT}} = \frac{S_{fio\_iso} \cdot N_p \cdot NC}{A_{wT}}. \quad (2. 49)$$

### 2.3.7 - ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

Por causa da tensão de saída  $V_O$  ser essencialmente uma tensão CC, a forma de onda da corrente do pré-regulador tem a mesma forma de onda da potência, com uma frequência que é duas vezes a frequência da rede. A energia é armazenada nos capacitores de saída quando a tensão de entrada for elevada e liberada quando a tensão de entrada for baixa para manter o fluxo de energia de saída. As formas de onda da Fig. 2.12 mostram a potência processada do pré-regulado [12] e [13].

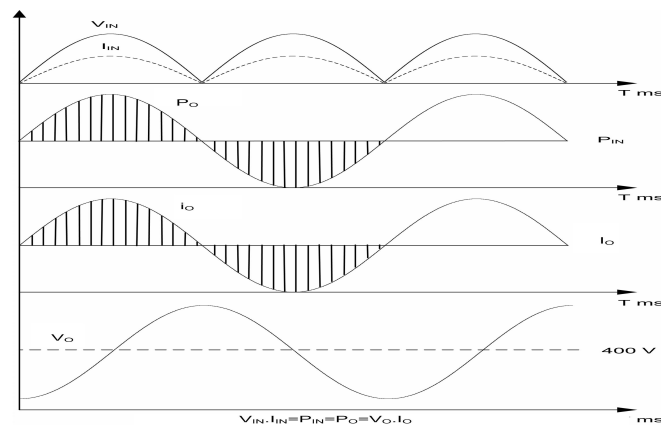


Figura 2.12 - Formas de onda da potencia processada pelo conversor.

Assim, durante cada metade do ciclo, a potência de entrada instantânea  $P_{IN}$  e a potência de saída  $P_O$  nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  estão em função de  $2 \sin^2$ .

$$P_O = P_{IN} = 2 \cdot V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \sin^2 \omega t. \quad (2. 50)$$

Sendo,

$$2 \sin^2 x = 1 - \cos 2x. \quad (2.51)$$

$V_{IN}$  e  $I_{IN}$  são valores em rms e  $\omega$  é  $2\pi$  da frequência da rede.

Então:

$$P_o = P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot (1 - \cos 2\omega t). \quad (2.52)$$

Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são grandes o suficiente para manter uma tensão  $V_o$  no barramento C.C.. Assim a corrente  $i_o$  carregada e descarregada pelos capacitores é proporcional a potência instantâneo  $P_{IN}$ .

$$i_o \approx P_o / V_o, \quad (2.53)$$

$$i_o \approx V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot (1 - \cos 2\omega t) / V_o, \quad (2.54)$$

$$I_o = V_{IN} \cdot I_{IN} / V_o. \quad (2.55)$$

Sendo (2.56) o valor médio da equação (2.55)

$$i_o \approx P_o / V_o. \quad (2.56)$$

A corrente  $i_o$  tem uma forma de onda diferente da corrente de entrada e está quase inteiramente na segunda harmônica da tensão da rede C.A. O fluxo da potência de carga e descarga no capacitor resulta numa pequena tensão de *ripple*  $V_{DC}$ , no barramento CC de segunda harmônica, dependendo do tamanho do capacitor.

Anote que o *ripple* da tensão está deslocado de  $90^\circ$  graus com relação à corrente em virtude do armazenamento da energia reativa com uma frequência de 120 Hz.

A corrente  $i_o$  não é perfeitamente senoidal por causa da pequena componente do ripple em  $V_o$  devido à aproximação na equação (2.56), mas o erro é insignificante na prática.

Em virtude da tensão de saída  $V_o$  ser essencialmente uma tensão de CC.

A forma de onda da corrente  $I_o$  fig. (2.12), do pré-regulador tem a mesma forma de onda da potência. A amplitude da componente alternada da corrente é igual a da componente DC.

$$I_{O_{PK}} \approx P_{O_{AVG}} / V_o. \quad (2.57)$$

O *ripple* na tensão  $V_o$  sobre os capacitores de saída  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  é dado por:

$$V_{O_{PK}} \approx I_{O_{PK}} \cdot P_{O_{AVG}} / X_C. \quad (2.58)$$

Partindo de uma tensão inicial no barramento  $V_o$ , o capacitor deve armazenar bastante energia para manter a saída acima de uma tensão mínima especificada,  $V_{min}$  depois que a tensão da rede estiver ausente para um número especificado dos milissegundos, com uma

frequência de 120Hz.

$$P_o \cdot T_H = \frac{1}{2} C_o \cdot V_o^2 - \frac{1}{2} C_o \cdot V_{o_{MIN}}^2. \quad (2.59)$$

A capacitância de saída é definida em função da potência de saída, do tempo *Hold-up* e pelo *ripple* da tensão no capacitor adotado em 5% da tensão de saída.

No qual *Hold-up* é o tempo necessário para o capacitor alimentar a carga enquanto a fonte permanece desconectada pela comutação.

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot T_H}{V_o^2 - V_{o_{MIN}}^2}. \quad (2.60)$$

Adotando-se  $V_o$  igual à tensão mínima da tensão de saída,  $T_H$  o tempo em ms da rede e a capacitância  $C_o$  é igual à soma dos capacitores de saída  $C_o = C_1 + C_2$ . O capacitor da saída deve ser dimensionado para segurar o *ripple* de corrente de segunda harmônica vinda da rede como também o *ripple* de corrente em alta frequência devido à modulação por largura de pulso (PWM) no interruptor.

## 2.4 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Nesta seção serão equacionadas as correntes médias e eficazes onde os valores calculados no capítulo IV serão usados para dimensionar os componentes do projeto.

### 2.4.1 - ESFORÇOS NOS CORRENTE NOS DIODOS BOOST

No instante em que o interruptor S é comutado a abrir a corrente passa a ser conduzida pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . Os diodos possuem correntes médias iguais devido à simetria inversa ocorrida em cada ciclo. No entanto as correntes apresentam magnitudes diferentes por ciclo de operação da rede. Essa diferença de magnitude é vista nas etapas de operação e na figura 2.6. O cálculo será feito pela maior magnitude.

$$V_{IN_{MED}} = \frac{2 \cdot V_{INP}}{\pi}, \quad (2.61)$$

$$I_{L_{MED}} = \frac{2 \cdot I_{INP}}{\pi}, \quad (2.62)$$

O valor máximo da corrente que circula pelo indutor proveniente da fonte é calculado por:

$$I_{MAX} = I_{L_{MED}} + \frac{\Delta I_{IN(MAX)}}{2}. \quad (2.63)$$

A corrente no diodo no instante de tempo  $t = t_2$ , final da segunda etapa é expressa por:



$$I_{D(t_2)} = I_{MAX} + \frac{(-v_{C1} + v_{in})}{L_1} \cdot (1-D) \cdot Ts. \quad (2.64)$$

O valor médio da corrente nos diodos é obtido da seguinte expressão, limitada a um período de funcionamento.

$$I_{D_{S_{MED}}} = \frac{1}{Ts} \int_{t_1}^{t_2} \left( I_{MAX} + \frac{(-v_{C1} + v_{in})}{L_1} \cdot (1-D) \cdot Ts \right) dt + \frac{1}{Ts} \int_{t_2}^{t_3} \left( I_{D_{1_2}} + \frac{(-v_{C1} + v_{in})}{L_1} \cdot (1-D) \cdot Ts \right) dt. \quad (2.65)$$

A corrente média do diodo é expressa da seguinte forma:

$$I_{D_{S_{MD}}} = \frac{1}{Ts} \left[ \frac{\left( I_{MAX} + \left( I_{MAX} + \frac{(-v_{C1} + v_{in})}{L_1} \cdot (1-D) \cdot Ts \right) \right) \cdot (1-D) \cdot Ts}{2} + \frac{\left( I_{MAX} + \frac{(-v_{C1} + v_{in})}{L_1} \cdot (1-D) \cdot Ts \right) \cdot \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1-D) \cdot Ts}{2} \right]. \quad (2.66)$$

Fazendo-se as mesmas substituições do item anterior, temos como resultado para a corrente eficaz nos diodos.

$$I_{Def} = \sqrt{(1-D) \cdot Ts \cdot \frac{1}{3} \left( I_{MAX}^2 + I_{MAX} \cdot I_{D_{(2)}} + I_{D_{(2)}}^2 \right) + \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1-D) \cdot Ts \cdot \frac{1}{3} I_{D_{(2)}}^2}. \quad (2.67)$$

#### 2.4.2 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES:

A corrente eficaz de entrada pode ser representada pela composição das correntes eficazes no interruptor e nos diodos.

$$I_{INef} = \sqrt{I_{Def}^2 + I_{Sef}^2}. \quad (2.68)$$

Logo:

$$I_{Sef} = \sqrt{I_{INef}^2 - I_{Def}^2}. \quad (2.69)$$

Sabendo-se que a corrente de entrada eficaz no conversor é :

$$I_{INef} = \frac{Po}{\eta \cdot V_{INef}}. \quad (2.70)$$

Definido:  $\eta$  - rendimento do conversor

Substituindo-se as expressões (2.67) e (2.70) em (2.69) resulta a expressão para a corrente eficaz no interruptor.

$$I_{Sef} = \sqrt{\left( \frac{Po}{\eta \cdot V_{INef}} \right)^2 - \left( (1-D) \cdot Ts \cdot \frac{1}{3} \left( I_{MAX}^2 + I_{MAX} \cdot I_{D_{(2)}} + I_{D_{(2)}}^2 \right) + \frac{(-V_{C1} + V_{C2} + V_{in})}{2 \cdot V_{C1} - V_{in}} \cdot (1-D) \cdot Ts \cdot \frac{1}{3} I_{D_{(2)}}^2 \right)}. \quad (2.71)$$

Segundo a topologia do conversor podemos admitir que a corrente média no interruptor seja a diferença entre as correntes médias do indutor  $L_1$  e diodo boost  $D_5$ :

$$I_{Sméd} = I_{Iméd} - I_{D5méd}. \quad (2.72)$$

## 2.5 - CIRCUITO DE COMANDO

A forma de controle consistirá basicamente no controle por corrente média da corrente de entrada, utilizando-se o circuito integrado UC3854BN, [14] e[15].

Desta maneira, faze-se uma explanação sobre as características do circuito integrado CI 3854BN utilizado, dos circuitos auxiliares necessários e as funções de transferências do conversor. Apresenta-se na próxima seção um resumo do circuito integrado UC 3854BN na utilização no conversor dobrador *boost*.

### Circuito integrado UC 3854BN

O UC3854BN é composto por duas malhas de realimentação *feedback*. A malha interna é a que controla a corrente de entrada e a malha externa controla a tensão de saída. O compensador de corrente faz a corrente de entrada seguir uma referência formada por um seno retificado. O compensador de tensão controla a transferência de energia. A saída deste fornece a amplitude do sinal de referência da corrente. Existe, ainda, um regulador interno de malha direta *feedforward* no UC 3854BN responsável pela regulação da tensão de saída quando ocorrem flutuações na tensão de entrada. A Figura 2.13 apresenta estas funções em diagramas de blocos.

### Regulador de *Feedforward*

O regulador de *feedforward* é utilizado para manter a tensão de saída constante mesmo com variações na tensão de entrada. Esta malha atua na amplitude da tensão de referência para realizar a regulação, sendo uma malha direta sem realimentação.

A tensão de entrada retificada passa por um filtro para eliminar a ondulação de 120 Hz, caracterizando o valor eficaz da tensão de entrada.

É responsável pela detecção do valor da tensão eficaz de entrada do conversor. Uma amostra da tensão de entrada é retificada e filtrada de forma a obter-se uma tensão proporcional ao valor eficaz de entrada. Esta tensão é levada até a entrada “C” do multiplicador. Um decréscimo no valor eficaz da tensão de entrada resulta num aumento da referência de corrente e conseqüentemente mantém estabilizada a tensão de saída. A malha *feedforward* é utilizada para melhorar a resposta dinâmica do conversor, já que a malha de tensão é particularmente lenta.

A Figura 2.13 apresenta estas funções em diagramas de blocos, contendo compensadores de tensão e corrente, divisor resistivo e outros.

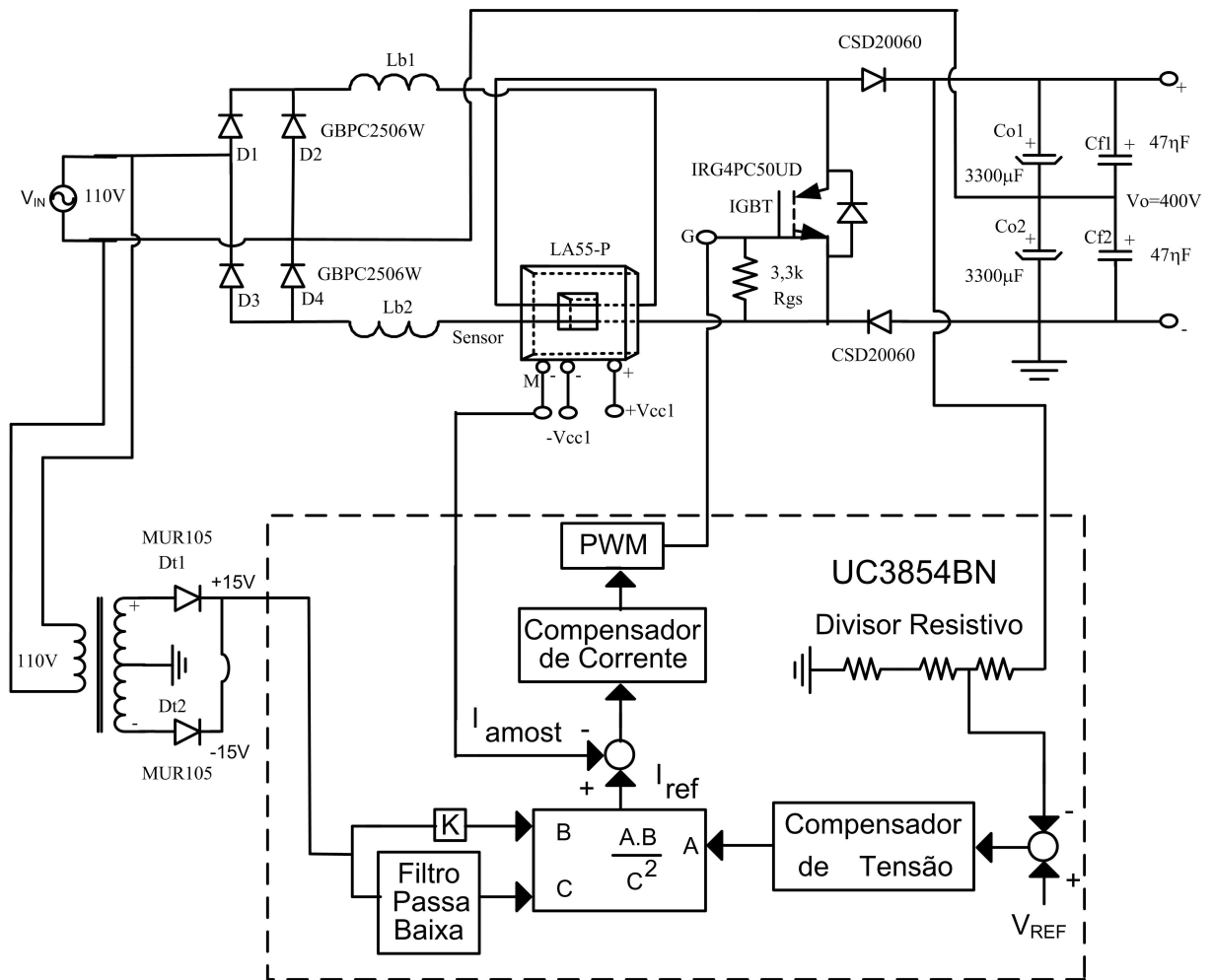


Figura 2.13 - Diagrama de blocos do UC 3854BN.

### Multiplicador

O multiplicador/divisor é o coração do UC 3854BN. A saída do multiplicador é utilizada como referência do compensador de corrente, representando a corrente de entrada que resulta em fator de potência unitário.

O multiplicador é responsável pela geração da corrente de referência da malha de corrente. Possui três entradas, “A”, “B” e “C”.

As três entradas do multiplicador são:

- pino 6: tensão de referência - seno retificado ( $I_{ac}$ );
- pino 8: entrada da tensão de *feedforward* ( $V_{ff}$ );
- pino 7: saída do compensador de tensão ( $V_{A_{OUT}}$ ).

A saída do multiplicador (pino 5) é em corrente ( $I_{mo}$ ) e relaciona as três entradas de acordo com a expressão (2. 73).

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (2.73)$$

Sendo:  $K_m = 1$  (constante do multiplicador)

Alguns cuidados são exigidos no projeto do multiplicador:

- O multiplicador tem uma linearidade com correntes, próximas de  $100\mu\text{A}$  mas não superiores a  $250\mu\text{A}$ ;
- A corrente do multiplicador ( $I_{mo}$ ) não pode exceder a duas vezes a corrente de referência ( $I_{ac}$ );
- A corrente do multiplicador ( $I_{mo}$ ) também não deve exceder a corrente ( $I_{set}$ );
- A tensão de saída do multiplicador está limitada em  $2,5\text{V}$ .
- A descrição dos pinos e orientação para o projeto encontra-se na figura 2.14
- Esquema de controle a ser implementado.

Na figura 2. 14 está apresentada o esquema de controle a ser utilizado para o conversor dobrador de tensão.

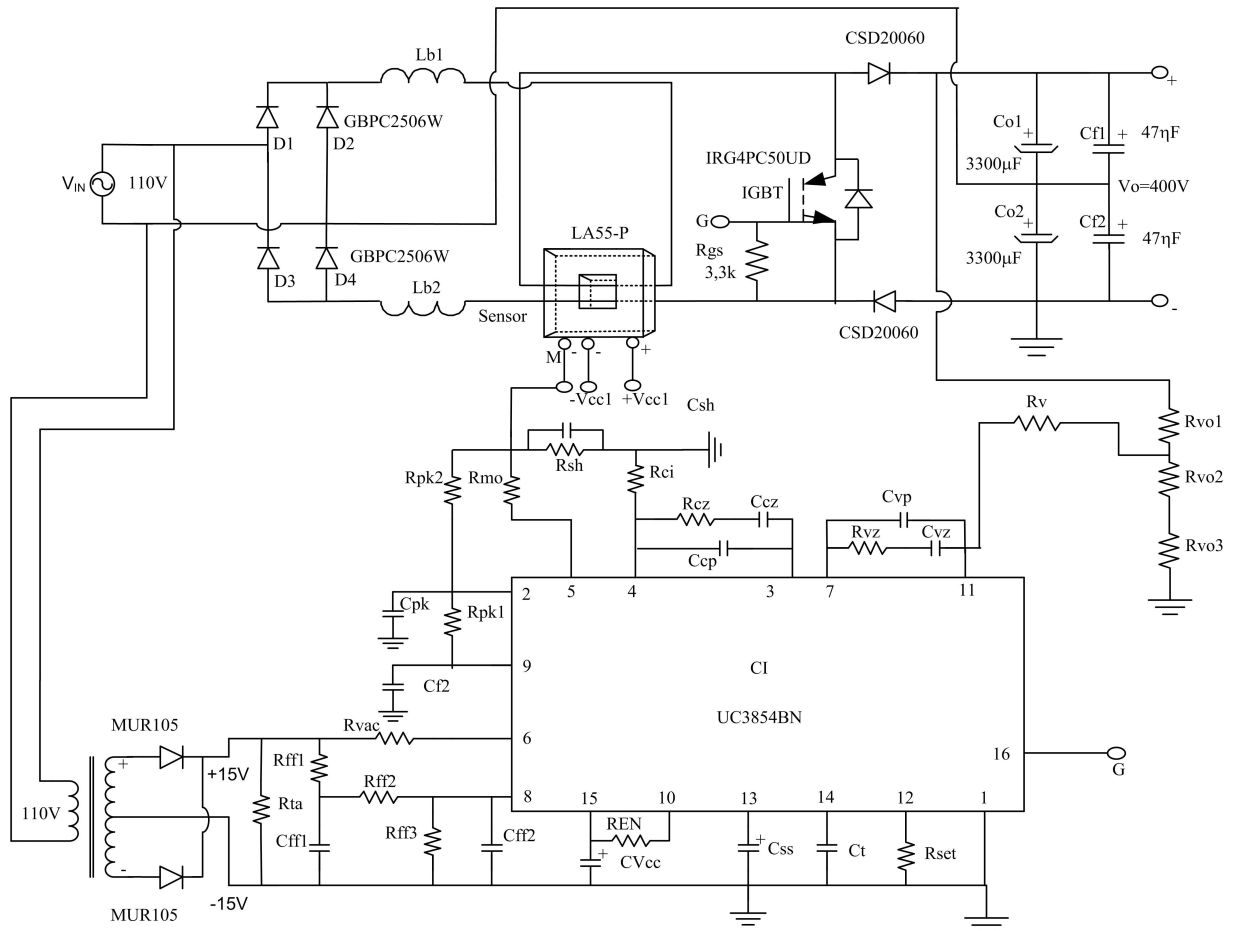


Figura 2.14 - Esquema de controle com UC 3854BN.

Antes de iniciar o projeto propriamente dito, é necessário o levantamento das funções de transferências do pré-regulador.

### 2.5.1 - COMPENSADOR DE CORRENTE

A função de transferência  $G(s) = I_L(s)/D(s)$  pode ser obtida a partir do modelo da chave PWM, descrito por Vorpérian [16].

O modelo simplificado do conversor operando no modo de condução contínua de corrente considerando-se a tensão de entrada constante e a tensão de saída sem ondulação, em um período de comutação no semi-ciclo positivo da tensão de entrada, é apresentado na Figura 2. 15. Pode-se verificar a presença da célula de comutação, destacada no circuito da figura.

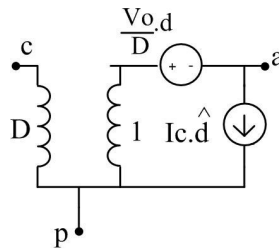


Figura 2.15 - Modelo do interruptor PWM para pequenos sinais.

Aplicando-se o modelo da chave PWM, obtém-se o circuito da figura 2. 16. Através deste circuito pode-se obter a função de transferência simplificada  $G_I(S)$  bem como a característica de transferência estática do conversor dobrador.

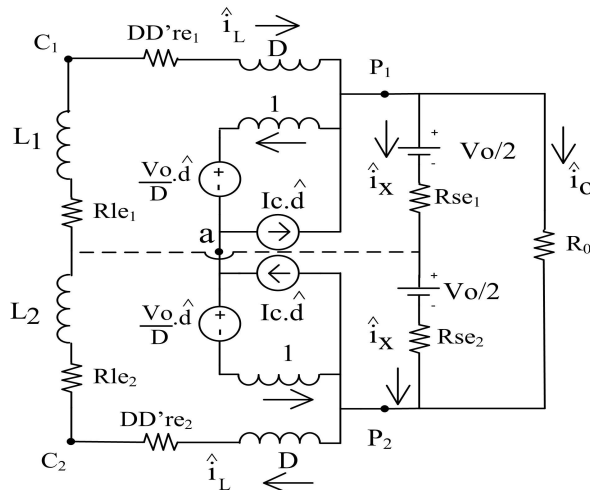


Figura 2.16 - Modelo do conversor dobrador de tensão para análise de pequenos sinais.

Desprezando as resistências e considerando, para frequências mais elevadas, os capacitores como duas fontes de tensão equilibradas, desprezando a ligação “AB” com isso a terceira etapa também é eliminada. Restando a primeira etapa com dois diodos bloqueados e a segunda etapa com os dois diodos conduzindo.

Para se obter a característica de transferência estática  $V_o/V_{in}$ , os parâmetros variantes no tempo são anulados e a indutância  $L_1$  e  $L_2$  é substituída por um curto-circuito.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.74)$$

Com a simplificação o modelo do conversor é o apresentado na figura 2. 17 .

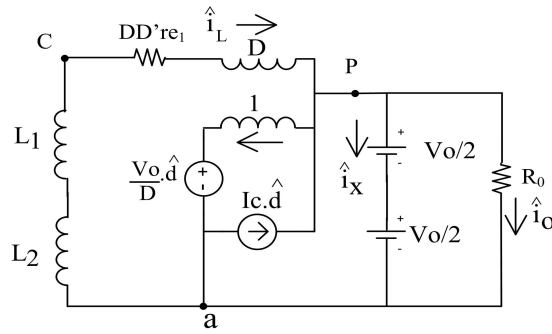


Figura 2.17 - Modelo do conversor dobrador de tensão admitindo equalização dos capacitores.

Para se obter a função de transferência simplificada  $G_I(s)$ , as fontes de tensão  $V_{in}$  e  $V_o$  são substituídas por um curto-circuito, uma vez que se admite que não existe variação destas tensões. A partir da figura 2.17 obtém-se a figura 2.18 e a equação 2.75.

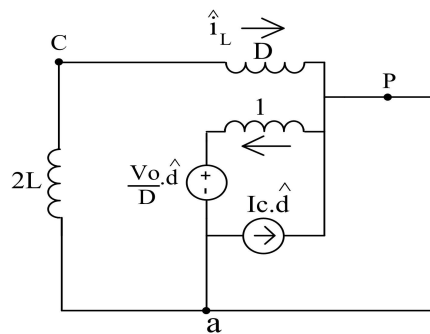


Figura 2.18 - Modelo do conversor dobrador de tensão simplificado.

$$\frac{I_c(s)}{D(s)} = -\frac{V_o}{s \cdot 2L_t}, \quad (2.75)$$

No entanto, como  $I_{L_i} = -I_c$ , a função de transferência  $G_{i_s}(s)$  fica definida por:

$$G_{i_s}(s) = \frac{I_{L_i}(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot 2L_t}, \quad (2.76)$$

Esta é uma função simplificada, já que se considera que a tensão de saída é constante e sem ondulação.

Verifica-se que a função de transferência  $G_I(s)$  do conversor 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 entrada e situada usualmente nesse tipo de aplicação, na faixa de algumas dezenas de quilohertz.

Para se obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação,

é necessário um sistema de controle da corrente de entrada em malha fechada. O diagrama básico de controle é mostrado na figura 2. 14. Uma amostra da corrente de entrada é obtida através da corrente de um sensor de efeito *Hall*, 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 partir do esquema apresentado, pode-se modificar a função de transferência da corrente de entrada do conversor considerando-se que a amostra da corrente de entrada é obtida através de um resistor *shunt* e que a razão cíclica *D* do conversor é traduzida por uma tensão de erro do regulador a ser comparada com uma onda dente-de-serra.

Diante da necessidade, um compensador do tipo proporcional-integral com filtro (PI-com filtro) com uma rede de avanço-atraso de fase, o qual possui dois pólos e um zero, será utilizado. Este compensador é mostrado na fig. 2.19.

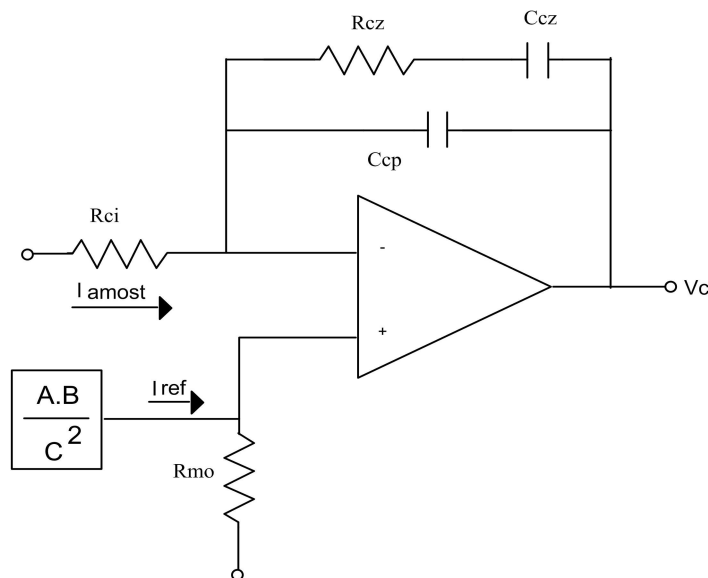


Figura 2.19 - (a) Esquema do compensador de corrente.

Para o compensador de corrente um pólo é localizado na origem, o qual confere ao sistema um aumento do ganho em baixas frequências evitando um erro estático.

Entretanto, a inclusão deste pólo reduz a margem de fase, o que pode levar o sistema à instabilidade. Para garantir a estabilidade, o zero é alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. O segundo pólo tem por objetivo eliminar ruídos de alta frequência introduzidos na malha de controle em virtude da ondulação da corrente no indutor *boost* na frequência de comutação.

Para o correto dimensionamento do compensador deve-se levar em consideração o efeito da função de transferência devido à amostragem, que pode ser simplificada representada pela equação (2. 77).



$$H_E(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \left( \frac{s}{\pi \cdot f_s} \right)^2, \quad (2.77)$$

Os critérios para alocação dos pólos e do zero são descritos abaixo: [17].

- Freqüência do zero: uma década abaixo da freqüência de comutação;
- Freqüência do segundo pólo: na metade da freqüência de comutação;
- Freqüência de corte da FTLA: deve ser localizada num valor em torno de um quarto da freqüência de comutação;
- Ganho do pólo na origem: o ganho do integrador deve ser ajustado para garantir o critério da freqüência de cruzamento.

A função de transferência do regulador de corrente,  $CI(s)$ , é dada por (2.78).

$$C_i(s) = \left( \frac{1}{R_{CI} \cdot C_{CP}} \right) \frac{\left( s + \frac{1}{R_{CZ} \cdot C_{CP}} \right)}{s \cdot \left( s + \frac{C_{CP} + C_{CZ}}{R_{CZ} \cdot C_{CZ} \cdot C_{CP}} \right)}, \quad (2.78)$$

A função de transferência de laço aberto fica definida por:

$$FTLA_I(s) = \frac{1}{V_{PT}} \cdot G_I(s) \cdot R_{SH} \cdot \frac{1}{H} \cdot H_E(s), \quad (2.79)$$

sendo,

$V_{PT}$ : tensão de pico da triangular;

$R_{SH}$ : Resistor shunt;

$H$ : relação de transformação do sensor hall;

Portanto:

$$FTLA_I(s) = \frac{1}{V_{PT}} \cdot \frac{V_o}{s \cdot 2L_i} \cdot R_{SH} \cdot \frac{1}{H} \left( 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \left( \frac{s}{\pi \cdot f_s} \right)^2 \right) \cdot C_i(s). \quad (2.80)$$

## 2.5.2 - COMPENSADOR DE TENSÃO

A corrente de entrada amostrada deve seguir a referência de forma a maximizar o fator de potência.

Se a largura de banda da malha de tensão for muito elevada, esta malha apresentará respostas rápidas a transientes, ocasionando modulação da corrente de entrada devido à malha

de tensão estar querendo impor uma tensão constante na saída do conversor. Este fenômeno causa distorção na corrente de entrada e por conseqüência, degrada o fator de potência.

Deve-se pensar então, em uma malha de tensão lenta com largura de banda menor que 60Hz. Contudo, largura de banda pequena implica em tempo de resposta lento. Têm-se parâmetros conflitantes na determinação da malha de tensão. Uma malha de pequena largura de banda, pode ser lenta para responder a transitórios de carga. Mas, por outro lado, uma largura de banda elevada implica em maior distorção da corrente de entrada.

Existe um compromisso na determinação da malha de tensão, de forma a satisfazer ambos os requisitos. Então, a compensação da tensão é realizada através de um proporcional-integral com filtro (PI-com filtro), com largura de banda em torno de 1/8 da freqüência de ondulação da tensão de saída, conforme mostrado na Fig. 2. 20.

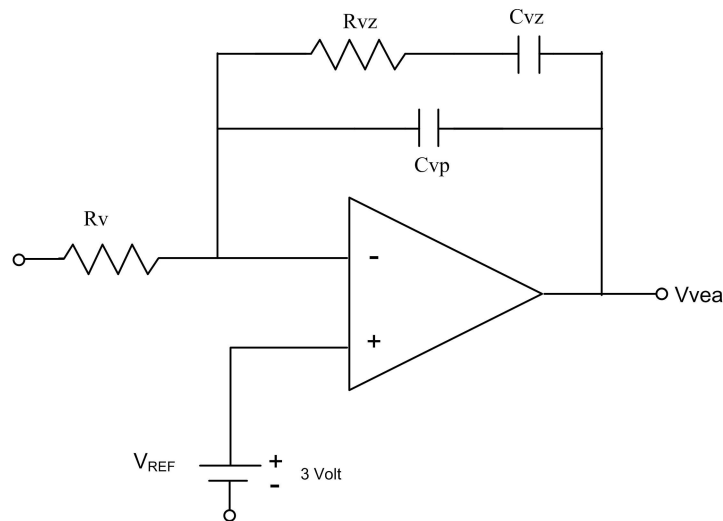


Figura 2.20 - (a) Esquema do compensador de tensão.

Para se projetar o compensador adequado, é necessário se conhecer a função de transferência  $G_v(s) = V_o(s)/I_{Li}(s)$ . Através do modelo da chave PWM [16] e [18] pode-se obter esta função.

A função de transferência do compensador proposto á apresentado na equação (2.34).

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Li}(s)} = Z_o(s) = D' \cdot \frac{Co \cdot Rse \cdot s + 1}{Co \cdot (Ro + Rse) \cdot s + 1}, \quad (2.81)$$

A função de transferência do conversor pode ser expressa na forma:

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Li}(s)} = Z_o(s) = D' \cdot \frac{Ro \cdot Rse}{Ro + Rse} \cdot \frac{\frac{1}{Co \cdot Rse} + s}{\frac{1}{Co \cdot (Ro + Rse)} + s}. \quad (2.82)$$

Segundo a equação (2. 82) uma análise mostra que a carga não afeta o zero, que é

função apenas do capacitor e suas não idealidades. O zero não existirá se o capacitor for ideal, sem o Rse.

As variações de carga afetam o pólo e o ganho do sistema, sendo que este último também é sensível à razão cíclica. Como a ação de controle de tensão não deve se dar em intervalos menores que um semiciclo da rede, o efeito da razão cíclica não será muito importante assim.

Pode-se tomar o valor médio, dado pela equação:

$$D'_{med} = \frac{2}{\pi} \cdot D'_{max}, \quad (2.83)$$

A função de transferência do regulador de corrente, CI(s), é dada por (2.84).

$$C_v(s) = \left( \frac{1}{R_v \cdot C_{VP}} \right) \frac{\left( s + \frac{1}{R_{VZ} \cdot C_{VP}} \right)}{s \cdot \left( s + \frac{C_{VP} + C_{VZ}}{R_{VZ} \cdot C_{VZ} \cdot C_{VP}} \right)}. \quad (2.84)$$

A função de transferência de laço aberto fica definida por:

$$FTLA_v(s) = K_o \cdot I_{ref} \cdot G_v(s) \cdot H_v \cdot 1/V_{ff}, \quad (2.85)$$

sendo,

$$I_{ref} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{AC(MAX)}. \quad (2.86)$$

O Ganho do sensor de tensão,  $K_o$  é dado por:

$$K_o = \frac{V_{REF}}{V_o} \quad (2.87)$$

O Ganho do bloco que representa a malha de corrente  $H_v$  é dado pela equação:

$$H_v = \frac{R_{mo}}{R_{SH} \cdot \frac{1}{H}} \quad (2.88)$$

Portanto:

$$FTLA_v(s) = K_o \cdot I_{ref} \cdot H_v \cdot D' \cdot \frac{R_o \cdot Rse}{R_o + Rse} \cdot \frac{\frac{1}{Co \cdot Rse} + s}{\frac{1}{Co \cdot (R_o + Rse)} + s} \cdot \frac{1}{V_{ff}} \quad (2.89)$$

Tem-se na figura 2. 89 o diagrama de blocos do sistema que inclui as malhas de tensão e de corrente. A corrente de referência  $I_{REF}$  é do tipo  $|\text{sen}(\omega t)|$  e  $V_{REF}$  é 3,0 V.  $V_S$  é a amplitude da rampa do PWM e  $R_{SH}$  é o resistor que converte a corrente no indutor em tensão.  $R_1$  é o resistor que converte a saída do multiplicador de corrente em tensão,  $K_o$  é o divisor de

tensão da saída do conversor, e  $C_V(s)$  e  $C_I(s)$  são os controladores de tensão e de corrente respectivamente.

Considere o sistema que sai da saída do multiplicador até  $I_L(s)$  como sendo  $H_V(s)$ . Para os controladores de corrente propostos pode-se aproximar:

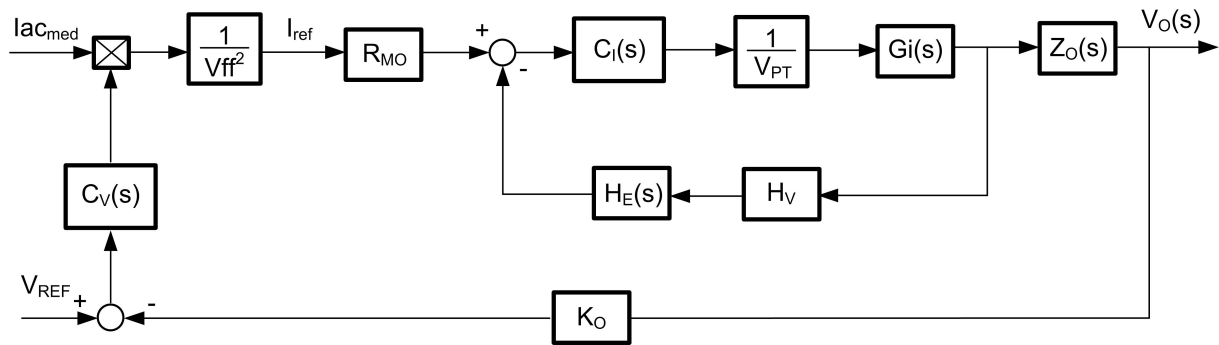


Figura 2.21 - Diagrama das malhas de tensão e corrente.

A função de cada bloco do diagrama da Fig. 2.21 é descrita a seguir:

- $C_V(s)$ : Função de transferência do regulador de tensão de saída;
- $i_{ac\_med}$ : Valor médio do sinal composto da soma da tensão de entrada amostrada e a saída da malha de balanceamento, sendo responsável pela forma de onda da referência de corrente;
- $1/V_{ff}^2$ : Ganho do bloco de *feedforward*;
- $R_{MO}$ : Sensor que transforma o sinal de referência de corrente em sinal de tensão;
- $H_V$ : Ganho do sensor de corrente do indutor de entrada;
- $H_E(s)$ : Função de transferência devido ao efeito da amostragem;
- $C_I(s)$ : Função de transferência do regulador de corrente;
- $1/V_{PT}$ : Ganho do modulador PWM;
- $K_O$ : Ganho do sensor de tensão de saída.

### 2.5.3 - REGULADOR DE FEEDFORWARD

O regulador de *feedforward* é utilizado para manter a tensão de saída constante mesmo com variações na tensão de entrada. Esta malha atua na amplitude da tensão de referência para realizar a regulação, é uma malha direta sem realimentação.

A tensão de entrada retificada passa por um filtro para eliminar a ondulação de 120Hz, caracterizando o valor eficaz da tensão de entrada.

A ondulação da tensão de *feedforward* deve ser a menor possível para se obter baixa distorção na corrente de entrada. Isto pode ser realizado através de um filtro passa baixa de primeira ordem, projetando uma frequência de corte bem abaixo da frequência da ondulação.

Entretanto, é desejado que o filtro tenha tempo de resposta rápido, implicando em uma frequência de corte não muito baixa. Estes dois requisitos conflitantes resultam em uma solução que emprega um filtro de segunda ordem, conforme a Fig. 2. 22.

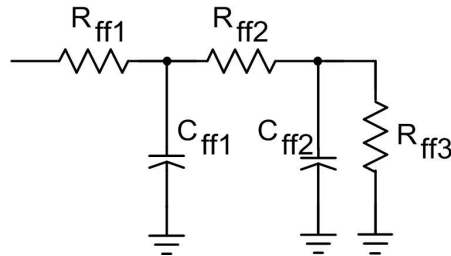


Figura 2.22 - Filtro de 2ª ordem do compensador de feedforward.

O filtro é projetado de modo a se obter um duplo pólo real, em torno de um quinto da frequência de ondulação (120Hz).

## 2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram apresentadas neste capítulo as etapas de operação e as formas de onda para o semiciclo positivo e negativo, incluindo os equacionamentos das etapas de operação. Neste equacionamento calculou-se a razão cíclica de trabalho do interruptor, bem como os esforços sobre o mesmo e sobre os diodos *boost*.

Apresentou-se o dimensionamento do elemento indutivo e capacitivo. Há basicamente dois tipos de distorção da corrente de entrada quando se usa o UC 3854BN. Uma causada devido ao circuito de controle e outra devido à passagem da tensão por zero. O circuito de controle introduz distorção e defasamento na forma de onda da corrente de entrada. A origem deste erro provém dos diodos da ponte retificadora, do circuito multiplicador, da ondulação da tensão de saída e da ondulação da tensão de *feedforward*.

## CAPÍTULO III

### PROJETO DO CONVERSOR DOBRADOR DE TENSÃO

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do projeto do retificador monofásico com reduzidas perdas de condução empregando diodos da família *silicon carbide* (SiC) baseados na recuperação reversa nula, dispensando assim o uso de *snubbers* passivos. São descritos os procedimentos tanto para o estágio de potência quanto para o estágio de controle.

#### 3.2 - ESPECIFICAÇÕES E DEFINIÇÕES

##### *Especificações:*

*Potência de saída*

$$P_o = 2100 \text{ Watts}$$

*Tensão eficaz de alimentação*

$$V_{IN} = 110 \text{ Volts}$$

*Variação máxima da tensão de alimentação*

$$\Delta V_e = \pm 15\% \cdot V_e$$

*Tensão de saída*

$$V_o = 400 \text{ Volts}$$

*Frequência da rede elétrica*

$$f_R = 60 \text{ Hz}$$

##### *Definições de projeto:*

*Frequência de comutação*

$$f_S = 30 \text{ kHz}$$

*Rendimento*

$$\eta = 95\%$$

*Ondulação máxima de tensão na saída*

$$\Delta V_{O(MÁM)} = 4\% \cdot V_o$$

*Ondulação máxima de corrente na entrada*

$$\Delta I_{IN(MÁM)} = 20\% \cdot I_{IN(pico)}$$

#### 3.3 - ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Nesta seção são dimensionados todos os elementos que compõem o estágio de potência do retificador em estudo, incluindo o sensor *hall*, conectores e relés. O projeto está de acordo com as especificações descritas na seção 3.2.

##### 3.3.1 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE ENTRADA

Corrente Eficaz de Entrada:

$$I_{INef} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{INef}} = \frac{2100W}{0,95 \cdot 110V} = 20,09 \text{ A.}$$

Corrente eficaz máxima de entrada :

$$I_{INef\ max} = \frac{Po}{\eta \cdot V_{INef\ (min)}} = \frac{2100W}{0,95 \cdot (110 \cdot 0,85)} = 23,64\ A.$$

Corrente de pico de entrada:

$$I_{INp} = \sqrt{2} \cdot I_{INef} = 28,41\ A.$$

Corrente de pico máxima:

$$I_{INp\ max} = \sqrt{2} \cdot I_{INef\ max} = 33,43\ A.$$

Corrente média de entrada:

$$I_{L_{MED}} = \frac{2 \cdot I_{INp}}{\pi} = \frac{2 \cdot 28,41A}{\pi} = 18,08\ A.$$

O valor de  $\beta$  é obtido a partir de :

$$\beta = \frac{V_0}{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)}} = 2,57.$$

O valor máximo da corrente de pico de entrada é obtido pela expressão abaixo:

$$\Delta I_{IN(MAX)} = I_{INp\ max} \cdot 20\% = 6,68.$$

O valor máximo da corrente parametrizada é dado pela expressão:

$$\overline{\Delta I_{IN(MAX)}} = 1 - \frac{1}{\beta} = 0,61.$$

O valor da indutância é calculado a partir da expressão:

$$L_{IN} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{IN(ef)} \cdot \overline{\Delta I_{IN(MAX)}}}{f_c \cdot \Delta I_{IN(MAX)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 110 \cdot 0,61}{30k \cdot 6,68} = 473,80\ \mu H.$$

Sendo  $L_{IN} = L_1 + L_2$ , pode-se dimensionar o núcleo dos indutores:

Produto das áreas do núcleo pela equação :

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{INp\ max} \cdot I_{INef\ max} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{máx} \cdot B_{máx}} = \frac{236\mu H \cdot 33,41 \cdot 23 \cdot 64}{0,6 \cdot 350 \cdot 0,35} \cdot 10^4 = 25,47\ cm^4.$$

O número de espiras é dado pela expressão:

$$N = \frac{L_{IN} \cdot I_{INp\ max} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{máx}} = \frac{236\mu H \cdot 33,43 \cdot 10^4}{10,57 \cdot 0,35T} = 22\ espiras.$$

O Entreferro pela equação :

$$lg = \frac{A_e \cdot N^2 \cdot \mu_o \cdot 10^{-2}}{L_{IN}} = \frac{10,57cm^2 \cdot 22^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 10^2}{236\mu H} = 0,27\ cm.$$

Para reduzir a elevação de temperatura escolhe-se um núcleo um pouco maior. Foi escolhido o núcleo EE-65/33/52 da Thornton® cujas especificações são apresentadas na

tabela a seguir:

*Tabela 3.1. – Especificações do Núcleo EE-65/33/52.*

Área Efetiva da Perna Central do Núcleo	$A_e = 1,81 [cm^2]$
Área da Janela	$A_w = 1,57 [cm^2]$
Produto das Áreas	$A_e \cdot A_w = 2,842 [cm^4]$
Volume Efetivo	$V_e = 117,3 [cm^3]$

A seguir o cálculo do número de condutores em paralelo e da possibilidade de execução do indutor. Foi escolhido também para a construção desse indutor o fio 22AWG para padronizar o projeto.

*Tabela 3.2. – Especificações do fio 22AWG.*

Área do cobre sem isolamento	$S_{fio\_pelicular} = 0,003255 [cm^2]$
Área do cobre com isolamento	$S_{fio\_iso} = 0,004013 [cm^2]$
Resistência do fio a 100°C	$\rho = 0,000708 [\Omega/cm]$

Para o cálculo usa-se a equação :

$$S = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{23,64}{350} = 0,067 \text{ cm}^2.$$

Para o cálculo do número de condutores usa-se a equação :

$$NC = \frac{S}{S_{fio\_pelicular}} = \frac{0,067}{0,003255} \cong 21 \text{ fios}.$$

Para a possibilidade de execução usa-se a equação :

$$K_{uT} = \frac{S_{cu\_isol}}{A_w} = \frac{S_{fio\_isol} \cdot N \cdot NC}{A_w} = \frac{0,004013 \cdot 22 \cdot 21}{3,70} = 0,501.$$

### 3.3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE SAÍDA

A capacitância de saída em função do tempo de *Hold-up* é adotado 1/4 do período de 120Hz, suficientes para o capacitor alimentar a carga enquanto a fonte é desconectada da carga.

$$C_o = \frac{P_o \cdot 2 \cdot T_{(hold-up)}}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} = \frac{2100 \cdot 2 \cdot 4,16 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 384^2} = 1393 \mu F.$$



Adotam-se dois capacitores em série  $C1 = C2 = 3300 \mu F$  equivalentes a uma capacitância total de  $1650 \mu F$ .

A seguir, recalcula-se o novo valor para a ondulação de tensão no barramento CC, devido ao emprego do arranjo de capacitores citados no parágrafo anterior.

$$\Delta C_o = \frac{P_o}{C_o \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_o} = \frac{2100}{1650 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 400} = 8,44 \text{ V}.$$

### 3.3.3 - DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DE SAÍDA

Os valores médio e eficaz de corrente nos diodos são calculados para dimensionar os componentes. A corrente no diodo no instante de tempo  $t = t_2$ , final da segunda etapa é expressa por :

$$I_{D(t_2)} = I_{MAX} + \frac{(-V_o/2 + V_{in})}{L_1} \cdot (1 - D) \cdot T_s = 16,04 \text{ A}.$$

O valor médio da corrente nos diodos é obtido da seguinte expressão (2. 66), limitada a um período de funcionamento.

$$I_{D5(méd)} \cong 5,72 \text{ A}.$$

O valor eficaz da corrente nos diodos é obtido da seguinte expressão (2. 67):

$$I_{D5(ef)} \cong 9,80 \text{ A}.$$

A tensão reversa máxima a qual os diodos boost são submetidos é igual ao valor da tensão no barramento CC.

$$V_{D5} = 400 \text{ V}.$$

### 3.3.4 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR

A corrente eficaz de entrada é obtida por :

$$I_{S(ef)} = \sqrt{I_{INef}^2 + I_{Def}^2} \cong 20,05 \text{ A}.$$

Segundo a topologia do conversor pode-se admitir que a corrente média no interruptor é a diferença entre as correntes médias do indutor  $L_1$  e diodo *boost*  $D_5$  :

$$I_{S(méd)} = I_{L(méd)} - I_{D5(méd)} \cong 15,56 \text{ A}.$$

Uma vez que o interruptor estará sujeito a uma tensão reversa de valor igual à tensão no barramento CC.

$$V_S = 400 \text{ V}.$$

### 3.4 - ESTÁGIO DE CONTROLE

A seguir, os cálculos das malhas para os compensadores de corrente e tensão, bem como, da malha de *feedforward* e todas as malhas auxiliares que permitiram ao UC3854BN, realizar a correção ativa do fator de potência do conversor.[14]

#### 3.4.1 - SENSOR DE EFEITO HALL

Sendo  $H$  a relação de transformação do sensor de efeito *Hall*. Considerando, então, uma relação de  $1:1000$ , tem-se que:

$$H = 1000,$$

$$\Delta I_{p_{H(MÁX)}} = \frac{V_{INef(\min)}}{L_e \cdot f_c} \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta}\right) = 8,07 \text{ A}.$$

Sendo a corrente máxima no secundário do sensor dada por:

$$I_{H(MÁX)} = \frac{2 \cdot \left( I_{L(MÁX)} + \frac{\Delta I_{p_{IN(MÁX)}}}{2} \right)}{H} = 74,90 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

#### 3.4.2 - CÁLCULO DO RESISTOR SHUNT

Sendo  $R_{sh}$  o resistor shunt no secundário do sensor de efeito *Hall*, tem-se que:

$$R_{sh} = \frac{V_{Rsh}}{I_{H(MÁX)}}.$$

Determina-se o valor do resistor shunt para um máximo valor de VRm. Desta forma, adotando-se:

$$V_{Rsh} = 1,40 \text{ V}.$$

O valor do resistor shunt será:

$$R_{sh} = \frac{V_{Rsh}}{I_{H(MÁX)}} \approx 18 \Omega.$$

#### 3.4.3 - CÁLCULO DO DIVISOR DE TENSÃO R<sub>PK1</sub> E R<sub>PK2</sub>

Admitindo uma sobrecarga de  $10\%$ , como sugere a UNITRODE, fabricante do UC3854BN, a corrente de sobrecarga no secundário do sensor de efeito *Hall* será:

$$I_{H(MÁX)Sobrecarga} = 1,1 \cdot I_{H(MÁX)} = 82,21 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

Portanto, a tensão de sobrecarga sobre o resistor shunt é dada por:

$$V_{R_{msobrecarga}} = R_m \cdot I_{H(MAX)_{sobrecarga}} = 1,48 \text{ V} .$$

Seguindo a recomendação da UNITRODE, e admitindo  $R_{pk} = 10k \Omega$  .

Como a tensão de referência do UC3854BN é  $V_{ref} = 7,5 \text{ Volts}$ . O resistor é determinado de acordo como:

$$R_{PK2} = \frac{V_{R_{msobrecarga}} R_{PK1}}{V_{REF}} = 2 \cdot 10^3 \Omega .$$

### 3.4.4 - CÁLCULO DOS ELEMENTOS QUE COMPÕEM A MALHA FEEDFORWARD

Admitindo que a soma de todos os resistores que compõem o divisor de tensão  $R_{ff1}$ ,  $R_{ff2}$  e  $R_{ff3}$ , é igual a  $1k \Omega$ , tem-se:

Sabendo-se que o mínimo valor de  $V_{ff}$  possível é  $1,414 \text{ Volts}$ , e admitindo que o valor mínimo da tensão média de entrada para um mínimo valor de tensão de alimentação é por:

$$V_{INefsec} = 15 \text{ V} .$$

$$V_{INff(méd)} = \frac{V_{INefsec} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85}{\pi} = 11,47 \text{ V} .$$

Admitindo-se, ainda, o valor de  $V_{ff}$  igual a:

$$V_{ff} = 2 \text{ V} .$$

Resolvendo-se o divisor de tensão para  $R_{ff3}$ , obtém-se:

$$R_{ff3} = \frac{1,5 \cdot R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}{V_{INff(méd)}} \cong 15 \cdot 10^3 \Omega .$$

Calcula-se o valor de  $R_{ff2}$  como:

$$R_{ff2} = \frac{7,5 \cdot R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}{V_{INff(méd)}} - R_{ff3} \cong 47 \cdot 10^3 \Omega .$$

Desta forma o valor de  $R_{ff1}$  será:

$$R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3} = 100k \Omega ,$$

$$R_{ff1} \cong 39 \cdot 10^3 \Omega .$$

Admitindo uma TDH igual a 1,5% e sabendo-se que o percentual em relação à TDH da tensão retificada, devido à segunda harmônica é igual a 66,2%, tem-se que o ganho do filtro será dado por:

$$G_{ff} = \frac{TDH}{66,2\%} = 0,226 .$$

Usando-se dois pólos iguais cascadeados, e calculando-se a partir da frequência da

segunda harmônica, a frequência de corte do filtro é dada por:

$$f_{c(\text{filtro})} = 2 \cdot \sqrt{G_{ff}} \cdot 0 f_R = 18 \text{ Hz} .$$

O capacitor  $C_{ff1}$  pode ser determinado como:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c(\text{filtro})} \cdot R_{ff2}} \cong 180 \cdot \eta \text{ F} .$$

O capacitor  $C_{ff2}$  pode ser determinado por:

$$f'_{c(\text{filtro})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ff1} \cdot R_{ff2}} = 18,81 \text{ Hz} ,$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f'_{c(\text{filtro})} \cdot R_{ff3}} \cong 560 \cdot \eta \text{ F} .$$

### 3.4.5 - CÁLCULO DO RESISTOR $R_{VAC}$

Por sugestão do fabricante, o máximo valor da corrente do multiplicador deve ser igual a 250  $\mu\text{A}$ . Adota-se, então, um valor igual a 250  $\mu\text{A}$ .

A tensão de pico máxima no secundário do transformador usado como referência para a corrente:

$$V_{\text{INpksec(máx)}} = V_{\text{INefsec}} + V_{\text{INefsec}} \cdot 15\% \cdot \sqrt{2} = 24,39 \text{ V} .$$

O valor do resistor  $R_{vac}$  pode ser determinado por:

$$R_{VAC} = \frac{V_{\text{INpksec(máx)}}}{I_{AC(MÁX)}} = \frac{24,39}{250 \cdot 10^{-6}} \cong 100 \cdot 10^3 \Omega .$$

### 3.4.6 - CÁLCULO DOS COMPONENTES DO OSCILADOR RSET E CAPACITOR $C_t$

Utilizando a versão do circuito integrado UC3854BN o resistor  $R_{set}$  não é mais calculado a partir da limitação de corrente máxima na saída do multiplicador sendo apenas responsável pela definição de frequência do oscilador juntamente com o capacitor  $C_t$ .

Assim, o valor do resistor  $R_{set}$  é assumido de acordo com a faixa recomendada pelo *datasheet* do integrado.

$$R_{ret} = 12 \cdot 10^3 \Omega .$$

Assim, o capacitor  $C_t$  é dado por:

$$C_t = \frac{1 \cdot 25}{R_{ret} \cdot f_s} \cong 3,2 \cdot \eta \text{ F} .$$

### 3.4.7 - CÁLCULO DO CAPACITOR DE PARTIDA PROGRESSIVA

O capacitor  $C_{ss}$  cuja função é determinar o tempo que a tensão de comparação da malha de tensão atinge seu valor nominal de 3V. Para dimensionar este capacitor, definiu-se um tempo de partida progressiva de  $t_{ss} = 500 \text{ ms}$ .

$$C_{SS} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot t_{SS}}{V_{REF}} \cong 2,2 \mu F .$$

### 3.4.8 - CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA $I_{MO}$ DO BLOCO MULTIPLICADOR

Considerando que a tensão de saturação do regulador de tensão seja de 6 V,  $V_{vea} = 6V$ .

Assim:

$$I_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{INefsec} - 6}{R_{VAC}} \cong 152,13 \cdot 10^{-3} \text{ A} ,$$

$$I_{AC(máx)} = \frac{V_{INpksec(máx)} - 6}{R_{VAC}} \cong 183,95 \cdot 10^{-3} \text{ A} .$$

O valor de  $V_{ff}$  é dado por:

$$V_{ff} = \frac{V_{INefsec} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cong 2,22 \text{ V} .$$

De acordo com o fabricante do UC3854BN, o valor da corrente  $I_{mo}$ , deve ser calculado por: Adotando-se  $K_m = 1$ .

$$I_{MO} = K_m \cdot \frac{I_{AC} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \cong 189,22 \cdot 10^{-6} \text{ A} ,$$

$$I_{MO(máx)} = K_m \cdot \frac{I_{AC(máx)} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \cong 228,80 \cdot 10^{-6} \text{ A} .$$

### 3.4.9 - DETERMINAÇÃO DO RESISTOR $R_{MO}$

Uma vez que a queda de tensão sobre o resistor  $R_{mo}$ , deve ser igual à queda de tensão sobre o resistor shunt  $R_m$ , calcula-se o valor de  $R_{mo}$  através de:

$$R_{MO} = \frac{I_{H(MÁX)} \cdot R_m}{I_{MO(máx)}} \cong 5,6 \cdot 10^3 \Omega .$$

### 3.4.10 - COMPENSADOR DE CORRENTE

Para realizar o projeto do compensador de corrente, inicialmente é determinada a função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica de operação do

interruptor. A função de transferência do conversor é dada por (2.89):

$$G_I(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot 2L_i} = \frac{400}{s \cdot 2 \cdot 236 \cdot 10^{-6}}.$$

A malha do regulador de corrente é constituída pelo amplificador operacional interno ao integrado e pelos componentes externos  $R_{ci}$ ,  $R_{cz}$ ,  $C_{cp}$  e  $C_{cz}$ . Estes componentes são os mesmos componentes do regulador do tipo integrador com uma rede avanço/atraso de fase apresentado no capítulo II.

Os gráficos da Fig. 3.1 mostram o diagrama de Bode do conversor.

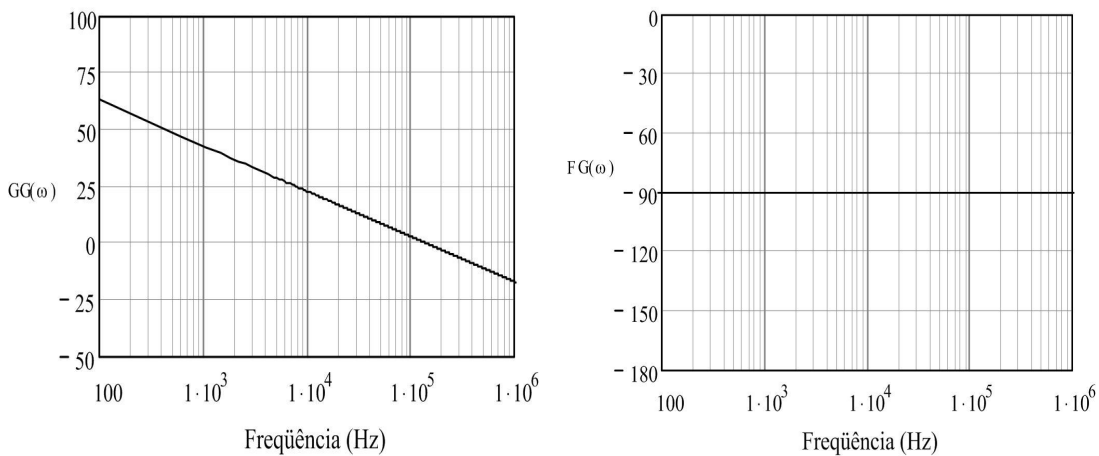


Figura 3.1 - Diagrama de Bode do conversor dobrador.

O ganho do modulador  $PWM$  é calculado considerando a tensão de pico da onda dente de serra igual a  $V_{PT} = 5,1$  V.

A função de transferência devido ao efeito da amostragem  $H_E(s)$  é dada por:

$$H_E(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} + \left( \frac{s}{\pi \cdot 30 \cdot 10^3} \right)^2.$$

A função de transferência da planta em malha aberta é definida por:

$$FTLA_I(s) = \frac{1}{V_{PT}} \cdot G_I(s) \cdot R_{SH} \cdot \frac{1}{H} \cdot H_E(s).$$

Os diagramas de módulo e fase da função de transferência  $FTLA_i(s)$  apresentada são mostrados na Fig. 3.2.

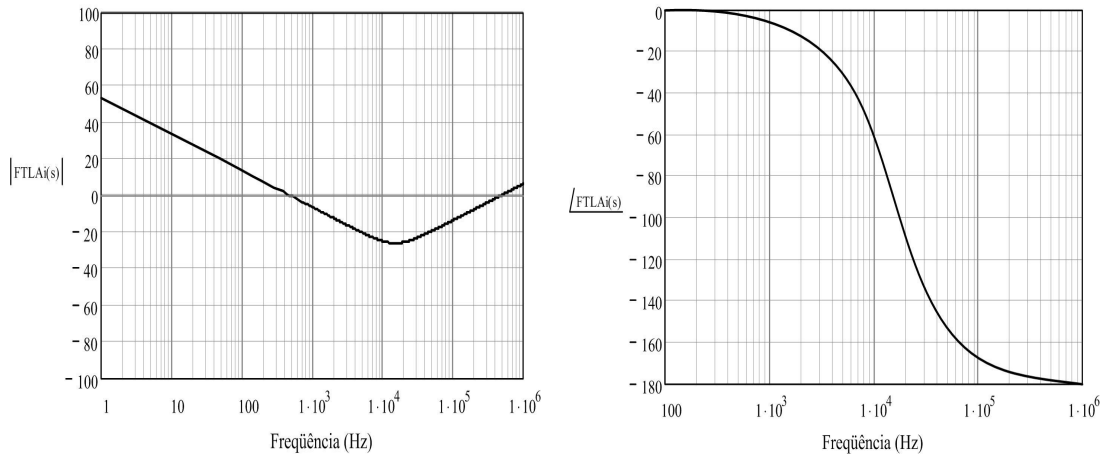


Figura 3. 2 - Diagrama de Bode da função de transferência  $FTLAi(s)$ .

Determinação da função de transferência de laço aberto com o regulador.

O compensador deve ser projetado de tal forma que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto  $FTLAi$ , obedeça à equação (2.64). Desta forma, tem-se:

$$f_{CR} = \frac{f_s}{4},$$

$$f_{CR} = \frac{30 \cdot 10^3}{4} = 7,5 \cdot 10^3 \text{ Hz}.$$

O ganho do regulador na faixa plana na frequência de cruzamento da  $FTLAi(s)$  deverá ser ajustado em:

$$GH_i(2 \cdot \pi \cdot f_{CR}) = 20 \cdot \log |FTLAi(2 \cdot \pi \cdot f_{CR})| = 20 \cdot \log |FTLAi(2 \cdot \pi \cdot 7,5 \cdot 10^3)|,$$

$$GH_i(2 \cdot \pi \cdot f_{CR}) = -23,40 \text{ dB}.$$

Pelos critérios de alocação de pólos e zero da malha de corrente visto no capítulo II, as frequências são determinadas:

$$f_{p1} = 0 \text{ Hz},$$

$$f_{p2} = \frac{f_s}{2} = 15 \cdot 10^3 \text{ Hz},$$

$$f_z = \frac{f_s}{20} = 1,5 \cdot 10^3 \text{ Hz}.$$

Sabendo-se que  $R_{ci} = R_{mo} = 5,6 \text{ K}$  e que devido à frequência do segundo pólo do compensador ser bem maior que a frequência do zero, obtendo-se  $C_{cz} \gg C_{cp}$ , pode-se portanto, calcular o resistor  $R_{cz}$  através da equação que segue:

$$R_{CZ} = 10^{\frac{|GH_i(2 \cdot \pi \cdot F_{CR})|}{20}} \cdot R_{CI},$$

$$R_{CZ} = 10^{\frac{-23,40}{20}} \cdot 5,6 \cdot 10^3,$$

$$R_{CZ} = 82 \cdot 10^3 \Omega.$$

Os demais componentes do regulador de corrente podem ser calculados a seguir:

$$C_{CZ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_Z \cdot R_{CZ}},$$

$$C_{CZ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 82 \cdot 10^3} \cong 1,2 \cdot \eta F,$$

$$C_{CP}(s) = \frac{C_{CZ}}{2 \cdot \pi \cdot C_{CZ} \cdot f_{p2} \cdot R_{CZ} - 1},$$

$$C_{CP} = \frac{1,2 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 1,2 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 82 \cdot 10^3 - 1} \cong 220 \cdot \rho F$$

A função de transferência do regulador de corrente,  $C_i(s)$ , pode ser calculada substituindo os valores dos resistores e capacitores nesta equação (2. 78):

$$C_i(s) = \left( \frac{1}{5,6 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12}} \right) \frac{\left( s + \frac{1}{82 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12}} \right)}{s \cdot \left( s + \frac{220 \cdot 10^{-12} + 1,2 \cdot 10^{-9}}{82 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-9} \cdot 220 \cdot 10^{-12}} \right)}.$$

A função de transferência de laço aberto compensada fica definida por:

$$FTLA_i(s) = \frac{1}{V_{PT}} \cdot G_I(s) \cdot R_{SH} \cdot \frac{1}{H} \cdot H_E(s) \cdot C_i(s).$$

Os diagramas de módulo e fase das funções de transferência de laço aberto do regulador e da planta são apresentados na Fig. 3. 3 para os valores comerciais dos componentes adotados.

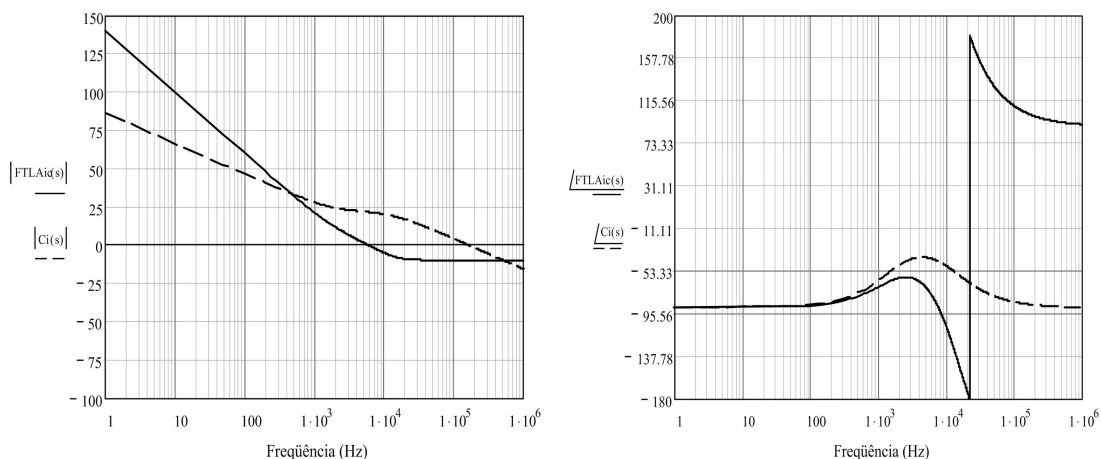


Figura 3. 3 - Diagrama de Bode da função de transferência  $FTLA_i(s)$  compensada.



De acordo com o gráfico mostrado na Fig. 3. 3 verifica-se que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto está situada em torno de  $5,5kHz$ . Isto acontece devido à redução do ganho na faixa plana do regulador de corrente, para melhorar a margem de fase que resultou em torno de  $85^\circ$ , de acordo com os requisitos de estabilidade do sistema.

### 3.4.11 - COMPENSADOR DE TENSÃO

A malha do regulador de tensão assim como a de corrente, é também constituída por um amplificador operacional interno ao integrado e pelos componentes externos  $R_v$ ,  $R_{vz}$ ,  $C_{vp}$  e  $C_{vz}$ . Para realizar o projeto do regulador, deve-se adotar o mesmo procedimento do regulador de corrente, determinando a função de transferência de laço aberto da malha de tensão conforme o diagrama de blocos simplificado.

A função de transferência  $G_v(s)$  do conversor *boost* é determinada após a substituição dos parâmetros em (2. 82):

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Li}(s)} = Z_o(s) = \frac{1,455}{76,22} \cdot \frac{\frac{1}{49,50 \cdot 10^{-6}} + s}{\frac{1}{125,76 \cdot 10^{-3}} + s}$$

A variável  $k_o$  é a relação entre a tensão de referência gerada no UC3854 e a tensão regulada no barramento CC. (2. 87) Portanto:

$$K_o = \frac{V_{REF}}{V_o} = 7,5 \cdot 10^{-3}$$

O Ganho do bloco que representa a malha de corrente  $H_v$  é dado pela equação (2. 88):

$$H_v = \frac{5,6 \cdot 10^3}{18 \cdot \frac{1}{1000}} = 311,11 \cdot 10^3$$

A corrente de referência  $I_{REF}$  representada no diagrama da fig. (2. 86) é dada por:

$$I_{ref} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{AC(MÁX)} \cong 159,15 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

A função de transferência da planta em malha aberta é definida por:

$$FTLA_v(s) = K_o \cdot I_{ref} \cdot H_v \cdot G_v(s) \cdot \frac{1}{V_{ff}}$$

Os diagramas de módulo e fase da função de transferência  $FTLA_v(s)$  são mostrados na Fig. 3. 4.

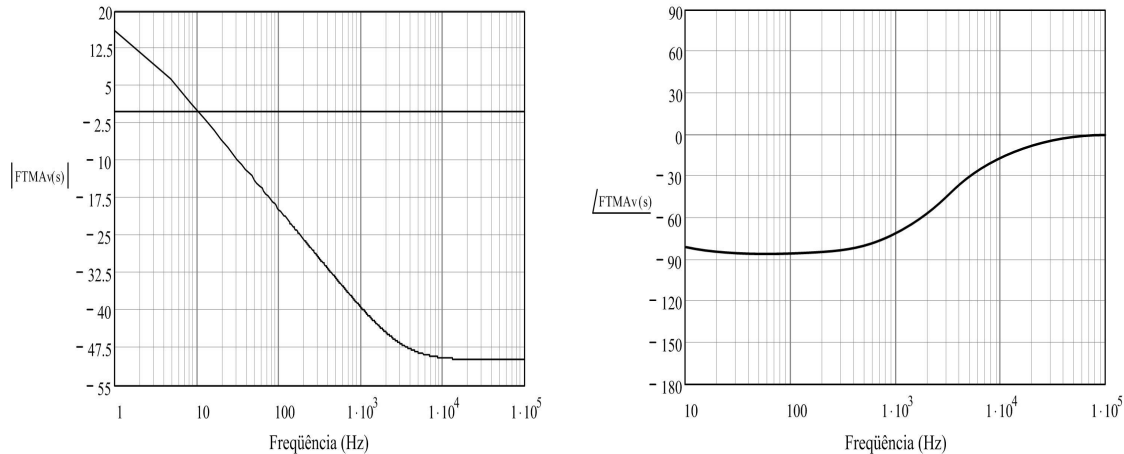


Figura 3. 4 - Diagrama de Bode da função de transferência  $FTLAv(s)$ .

Adotando os critérios recomendados no capítulo II, o regulador deve ser projetado de tal forma que a frequência de cruzamento máxima da função de transferência de laço aberto  $FTLAv(s)$  seja de:

$$f_{CR} = \frac{fr}{6},$$

$$f_{CR} = \frac{60}{6} = 10 \text{ Hz}.$$

O ganho do regulador na faixa plana na frequência de cruzamento da  $FTLAv(s)$  deverá ser ajustado em:

$$GH_v(2 \cdot \pi \cdot f_{CR}) = 20 \cdot \log |FTLAv(2 \cdot \pi \cdot f_{CR})| = 20 \cdot \log |FTLAv(2 \cdot \pi \cdot 10)|,$$

Logo,

$$GH_v(2 \cdot \pi \cdot F_{CR}) = 1,23 \text{ dB}.$$

Adotando os critérios de alocação de pólos e zero da malha de tensão visto no capítulo II, são determinadas as frequências como segue:

$$f_{p1} = 0 \text{ Hz},$$

$$f_{p2} = fr = 60 \text{ Hz},$$

$$f_z = \frac{1}{\frac{125,76 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi}} = 1,26 \text{ Hz}.$$

Assumindo o valor para o capacitor  $C_{VC} = 1 \mu F$  e devido à frequência do segundo pólo do compensador ser bem maior que a frequência do zero, obtendo-se  $C_{vz} \gg C_{vp}$ , pode-se calcular o resistor  $R_{vz}$  através da equação que segue:

Os demais componentes do regulador de corrente podem ser calculados a seguir:

$$R_{VZ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_Z \cdot C_{VZ}},$$

$$R_{VZ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,26 \cdot 10^{-6}} \cong 150 \cdot 10^{-3} \Omega \text{ (Valor adotado),}$$

$$C_{VP}(s) = \frac{C_{CZ}}{2 \cdot \pi \cdot C_{CZ} \cdot f_{p2} \cdot R_{CZ} - 1},$$

$$C_{VP} = \frac{1,0 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 1,0 \cdot 10^{-9} \cdot 60 \cdot 150 \cdot 10^3 - 1} \cong 10 \cdot 10^{-9} F \text{ (Valor adotado),}$$

$$R_V = \frac{R_{VZ}}{10^{\frac{|GH_i(2\pi \cdot F_{CR})|}{20}}},$$

$$R_V = \frac{150 \cdot 10^3}{10^{\frac{|1,26|}{20}}}. \text{ Logo,}$$

$$R_V \cong 130 \cdot 10^3 \Omega.$$

Portanto, a função de transferência do regulador de tensão  $C_v(s)$  pode ser escrita usando (2. 84), após a alteração das referências dos resistores e capacitores e substituindo os respectivos valores nesta equação:

$$C_v(s) = (769,23) \frac{(s + 6,667)}{s \cdot (s + 673,33)}.$$

A função de transferência de laço aberto com o regulador de tensão é dada por:

$$FTLA_{VC}(s) = K_o \cdot I_{ref} \cdot G_v(s) \cdot H_V \cdot C_v(s) \cdot 1/V_{ff}.$$

Os diagramas de módulo e fase das funções de transferência de laço aberto do regulador e da planta são apresentados na Fig. 3.5 para os valores comerciais dos componentes adotados.

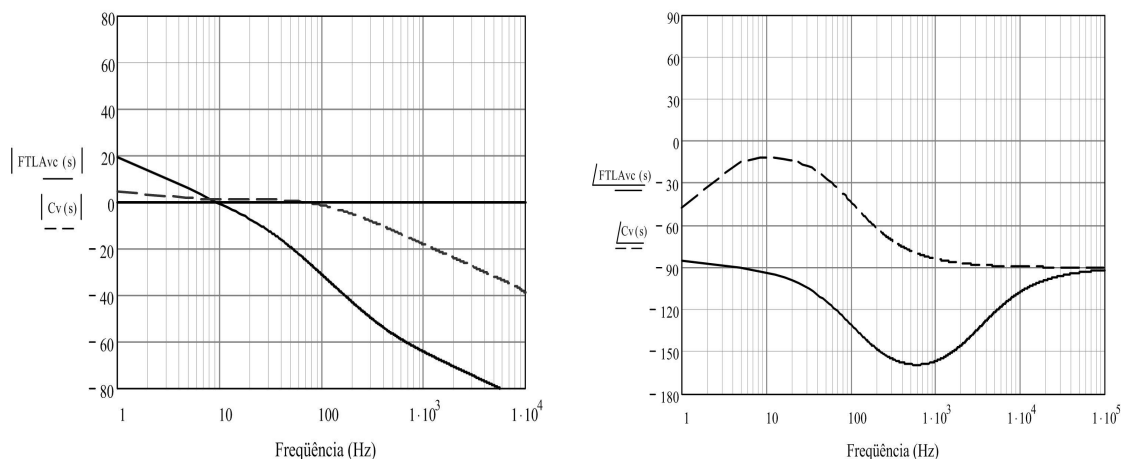


Figura 3. 5 - Diagrama de Bode da função de transferência  $FTLAv(s)$  compensada.

De acordo com o gráfico mostrado na figura 3.5 verifica-se que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto está situada em torno de  $10\text{Hz}$  conforme projetado. A margem de fase ficou em torno de  $86^\circ$ , o que não compromete a estabilidade desta malha.

### **3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Neste capítulo realizou-se o projeto do conversor CA-CC. A metodologia de projeto dos estágios de potência e controle do conversor foi realizada separadamente, para facilitar melhor o entendimento, se baseando sempre em toda análise realizada nos capítulos anteriores.

Com o objetivo de reduzir o volume total do sistema e melhorar a questão das perdas no estágio de entrada, foram utilizados diodos de recuperação reversa nula fabricante CREE, o interruptor especificado do tipo *IGBT* de baixas perdas totais, possibilitando a adoção da mesma frequência de chaveamento do estágio de entrada sem comprometer bastante a questão das perdas.

O esquemático completo da implementação prática deste sistema juntamente com os *drivers* e fonte auxiliar, está incluído no capítulo 4.

## CAPÍTULO IV

### SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a simulação do conversor com malha de tensão e corrente buscando a correção do fator de potência, e os resultados experimentais a fim de se comprovar experimentalmente o princípio de operação e validar a análise teórica realizada referente a um protótipo com potência de saída de 2,1 kW, operando em 30 kHz, utilizando IGBT como interruptor.

#### 4.2 - ESPECIFICAÇÕES E DEFINIÇÕES

##### *Especificações:*

*Potência de saída*

$$P_o = 2100 \text{ Watts}$$

*Tensão eficaz de alimentação*

$$V_{IN} = 110 \text{ Volts}$$

*Variação máxima da tensão de alimentação*

$$\Delta V_e = \pm 15\% \cdot V_e$$

*Tensão de saída*

$$V_o = 400 \text{ Volts}$$

*Frequência da rede elétrica*

$$f_R = 60 \text{ Hz}$$

##### *Definições de projeto:*

*Frequência de comutação*

$$f_s = 30 \text{ kHz}$$

*Rendimento*

$$\eta = 95\%$$

*Ondulação máxima de tensão na saída*

$$\Delta V_{O(MÁM)} = 4\% \cdot V_o$$

*Ondulação máxima de corrente na entrada*

$$\Delta I_{IN(MÁM)} = 20\% \cdot I_{IN(pico)}$$

#### 4.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DOBRADOR

Os resultados da simulação terão uma análise do conversor operando com uma amostra de corrente sobre um dos indutores, e uma simulação na qual a amostra de corrente foi alterada para corrigir o erro inerente do controle causado pelo ponto comum entre a entrada e a saída do conversor.

##### 4.3.1 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM REGIME PERMANENTE

Nesta simulação foram apresentados as correntes nos indutores, diodos e amostras do controle CCM do CI's UC3854BN [19]. A corrente oriunda do indutor  $L_2$  será amostrada por

um sensor *Hall* de corrente a razão 1:1000. A figura 4.1 mostra o esquema utilizado na simulação com apenas uma corrente passando pelo sensor *Hall*.

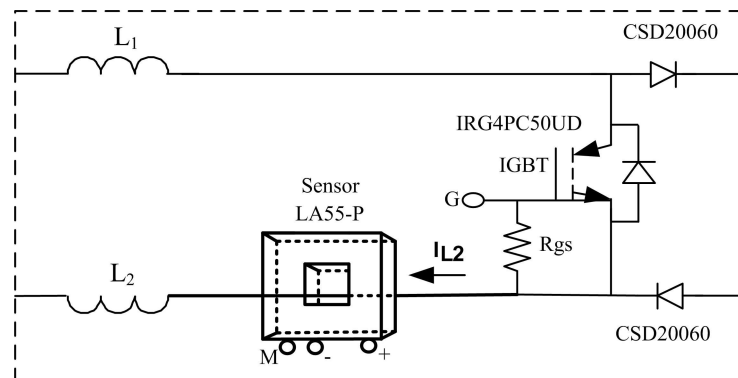


Figura 4.1 - Esquema de simulação com uma corrente no sensor hall.

A figura 4.2 mostra as correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

Analisando as figuras pode-se observar que as correntes possuem uma amplitude diferente dependendo do semi-ciclo. Ou seja, as correntes nos indutores são diferentes nos semi-ciclos. Mas inversamente proporcionais. Resultado em correntes iguais para um período da rede.

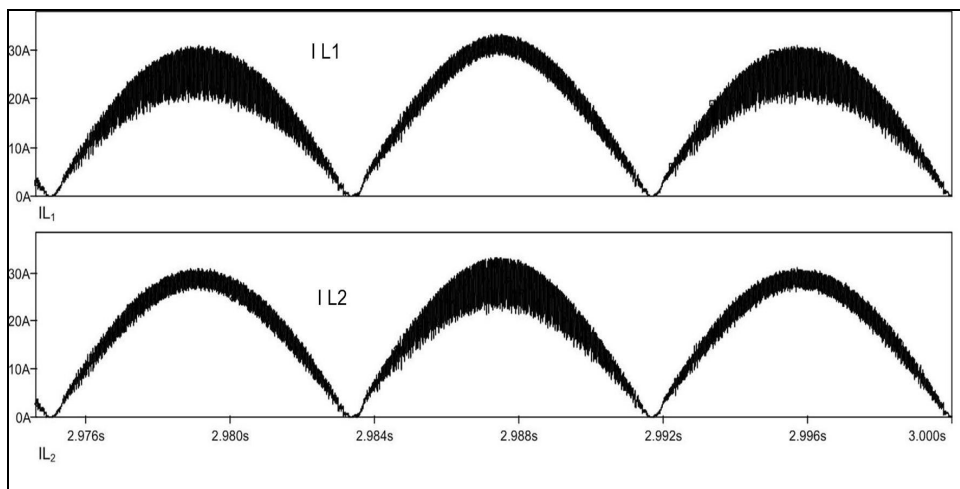
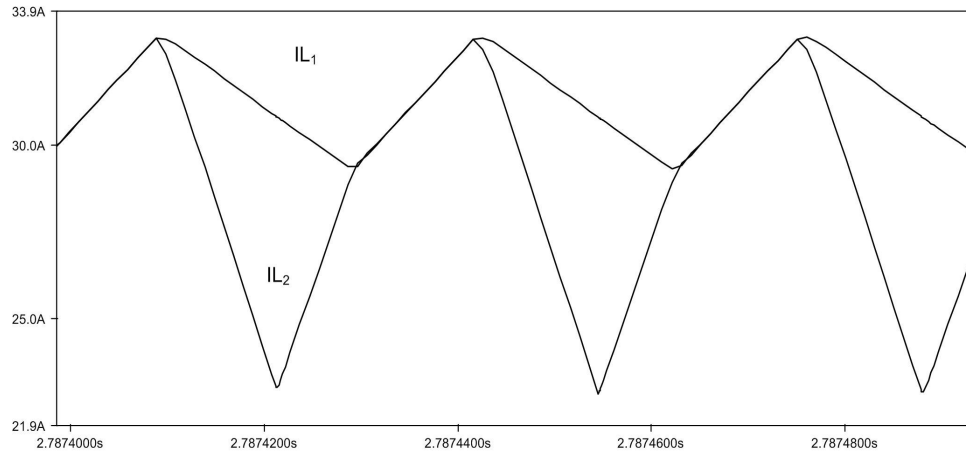


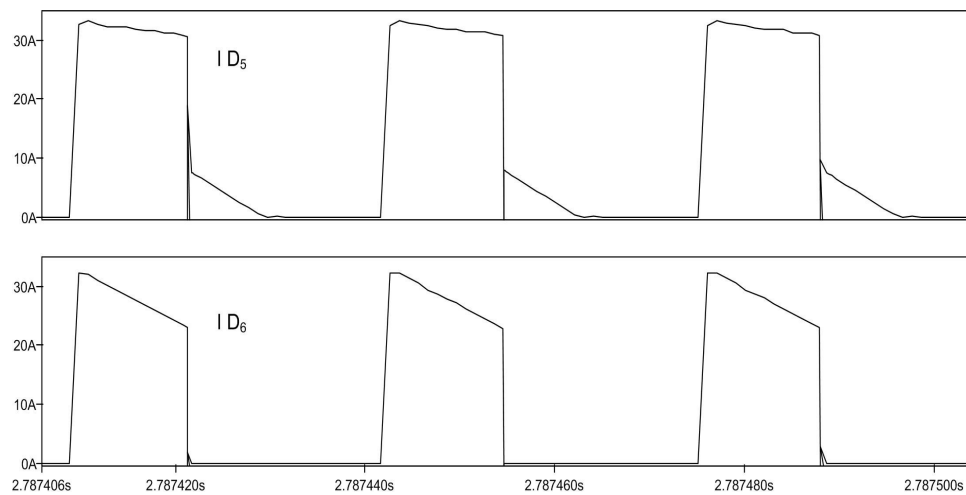
Figura 4.2 - Correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

A figura 4.3 mostra em detalhe o funcionamento dos indutores de acordo com a primeira etapa de operação do semiciclo positivo detalhado no capítulo II. A forma de onda da corrente nos indutores na figura 2.5 é comprovada.



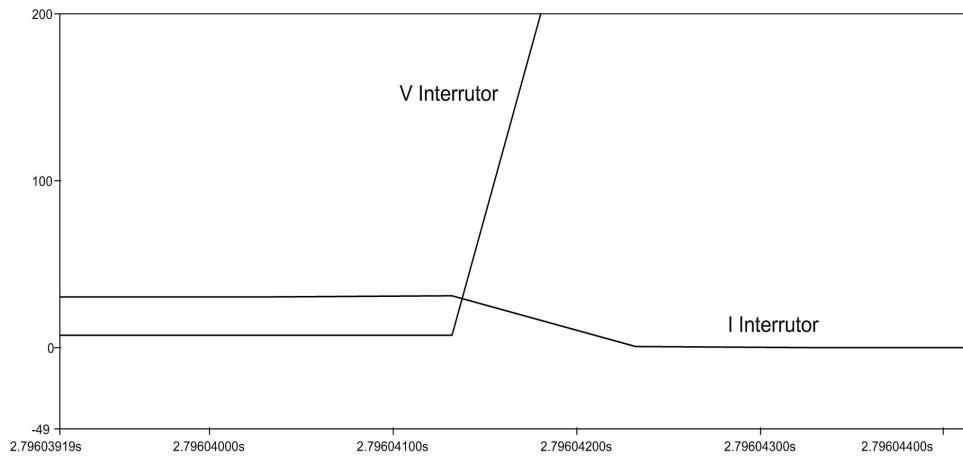
*Figura 4.3 - Correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .*

A figura 4.4 mostra a corrente nos diodos  $D_5$ ,  $D_6$ . Mesmo com o interruptor S conduzindo, uma parcela da corrente circulando pelo diodo  $D_5$  no semi-ciclo positivo para balancear os capacitores de saída. O mesmo ocorre com o diodo  $D_6$  para o semi-ciclo negativo.



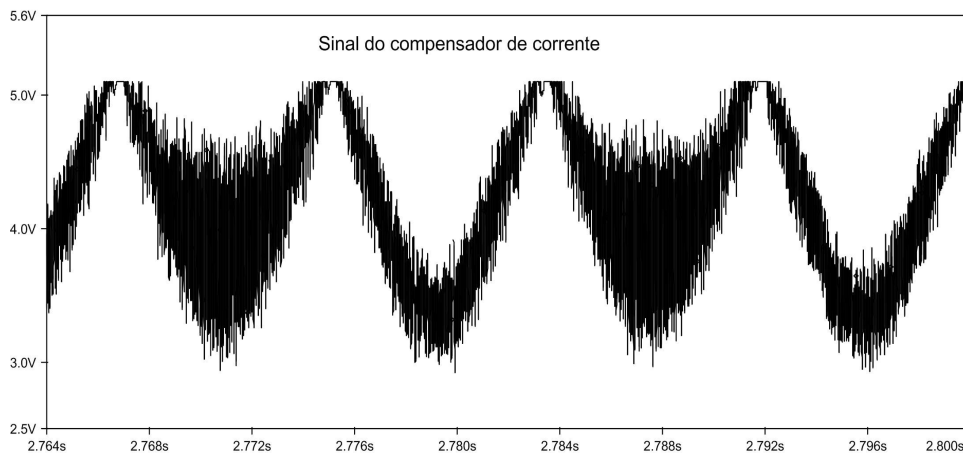
*Figura 4.4 - Correntes nos diodos  $D_6$  e  $D_5$ .*

A figura 4.5 mostra o detalhe da tensão e da corrente sobre o interruptor S quando este é comutado a abrir.



*Figura 4.5 - Correntes e tensão sobre o interruptor.*

A figura 4.6 mostra o sinal de controle da malha de corrente que fora comparada com o sinal dente-de-serra para gerar o sinal de controle do interruptor. Também pode-se observar que este sinal apresenta diferenças na amplitude, gerando uma instabilidade como mostra a figura a seguir.



*Figura 4.6 - Sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.*

A figura 4.7 mostra o sinal de controle da malha de corrente e o sinal dente-de-serra, mas apresenta uma ondulação gerando instabilidade ao controle.



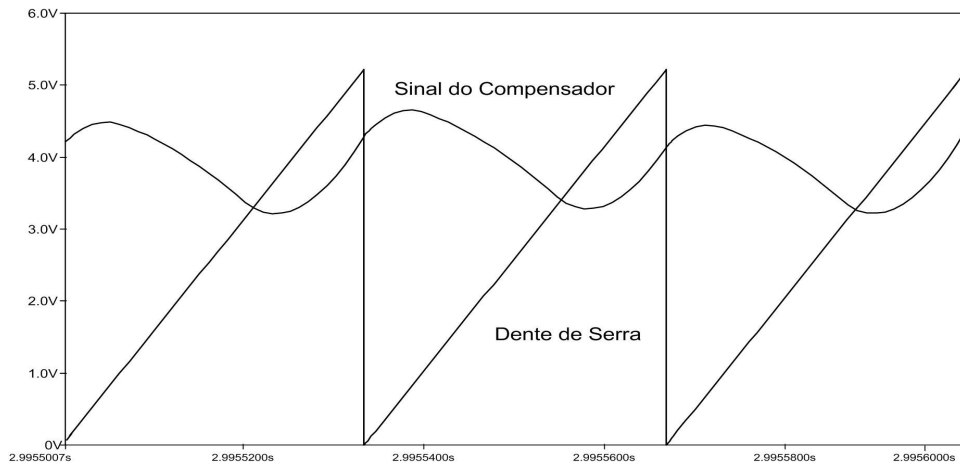


Figura 4.7 - Um zoom sobre o sinal dente de serra e o sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.

#### 4.3.2 - SIMULAÇÃO OPERANDO COM AMOSTRAS DAS CORRENTES NOS INDUTORES

Nesta simulação a amostra de corrente que circula pelo sensor *Hall* é a soma das correntes que circulam pelos indutores com a resistência *Shunt* pela metade. A Razão do sensor *Hall* continua 1:1000. A figura 4. 8 mostra este esquema.

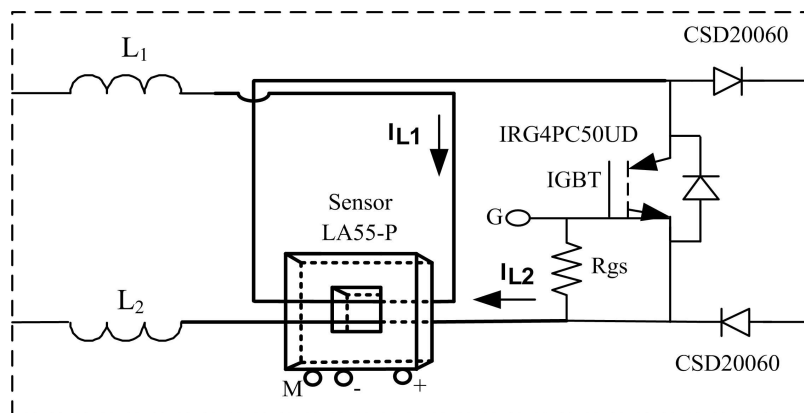
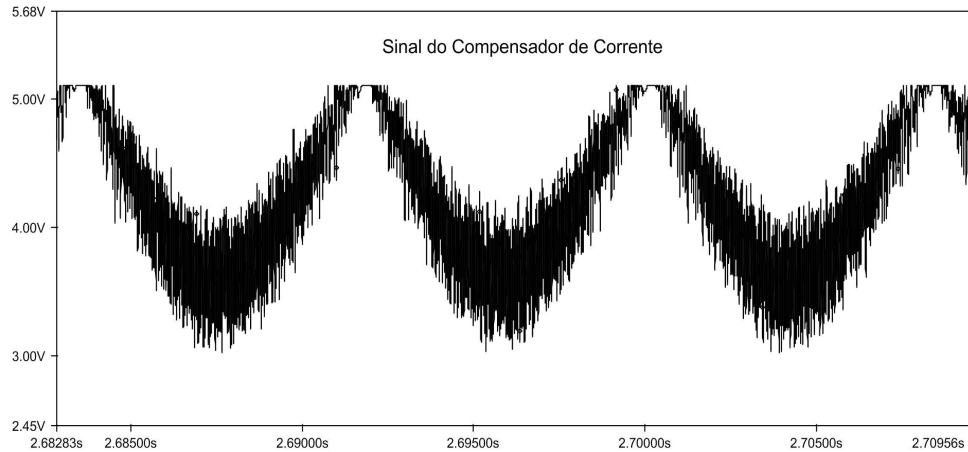


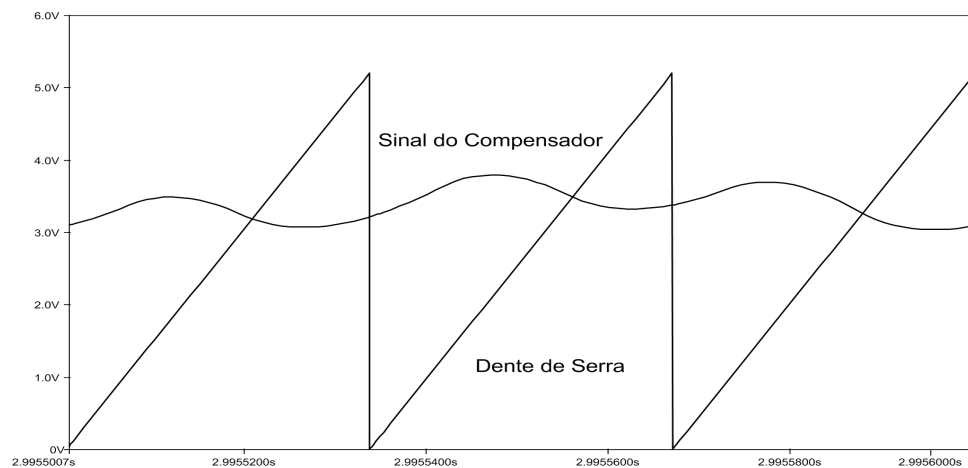
Figura 4.8 - Esquema de simulação com duas correntes no sensor hall.

A figura 4.9 mostra o sinal de controle da malha de corrente que apresenta uma forma de onda repetitiva como o esperado, a diferença nas amplitudes vista na figura 4. 6 não existe mais, possibilitando uma margem maior de estabilidade para o sistema.



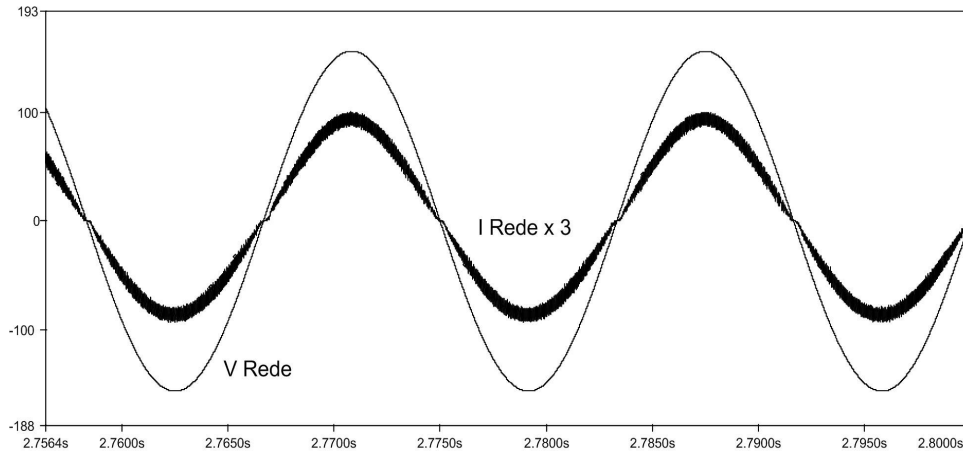
*Figura 4.9 - Sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.*

A figura 4.10 mostra com detalhe o sinal de saída do compensador de corrente sendo comparado com o sinal dente-de-serra. Comparando com a figura 4.5 pode-se constatar que a ondulação do sinal do compensador gera uma estabilidade maior ao sistema de controle.



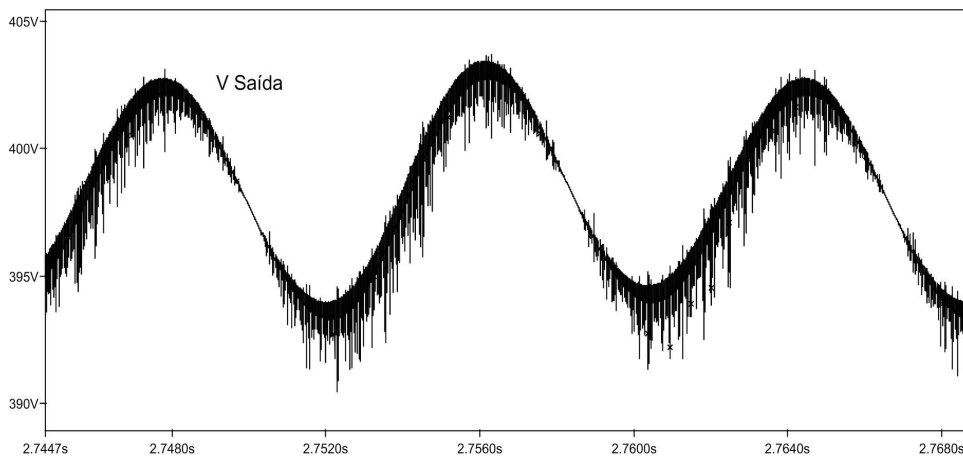
*Figura 4.10 - Um zoom sobre o sinal dente-de-serra e o sinal de controle gerado pelo compensador de corrente.*

A figura 4.11 mostra a tensão e a corrente da fonte de alimentação do retificador. Observa-se que a corrente drenada da fonte segue a forma de onda da tensão de alimentação, comprovando assim a correção do fator de potência. Esta corrente foi multiplicada por três para melhor visualização.



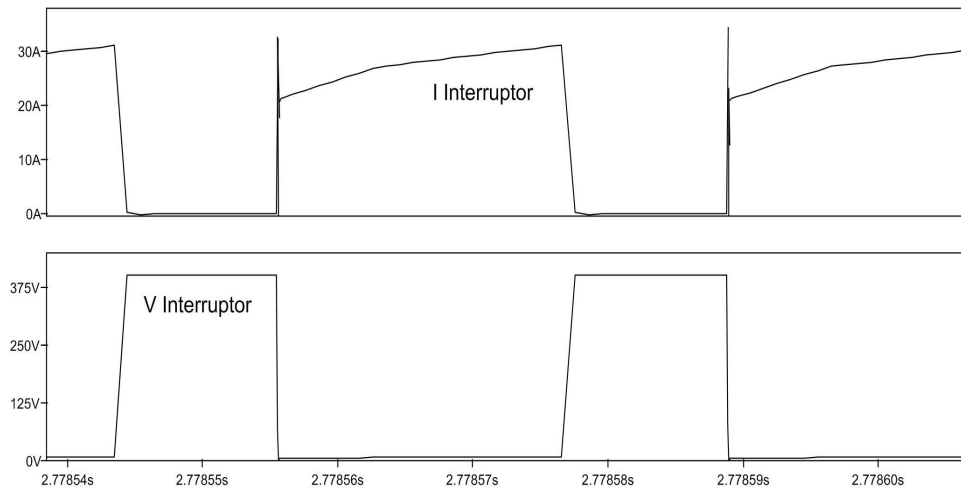
*Figura 4.11 - Tensão e corrente de entrada no conversor para uma carga nominal.*

A figura 4.12 mostra que a ondulação da tensão de saída sobre os capacitores de saída está em torno de 8 V.



*Figura 4.12 - Ondulação de tensão sobre os capacitores de saída.*

A figura 4.13 apresenta uma amostra da corrente e da tensão em alta frequência que circula pelo interruptor. Na simulação não foi possível o uso do modelo dos diodos da CREE.



*Figura 4.13 - Corrente e tensão sobre o interruptor.*

A figura 4.14 mostra o esquema feito no *software capture do Orcad®*, de onde foram retiradas as figuras dos resultados de simulação. O esquema consiste da parte de potência e as malhas de corrente e tensão. O circuito utilizado para proteção de sobretensão não foi simulado, pois os esforços estavam voltados para o funcionamento e controle do conversor.

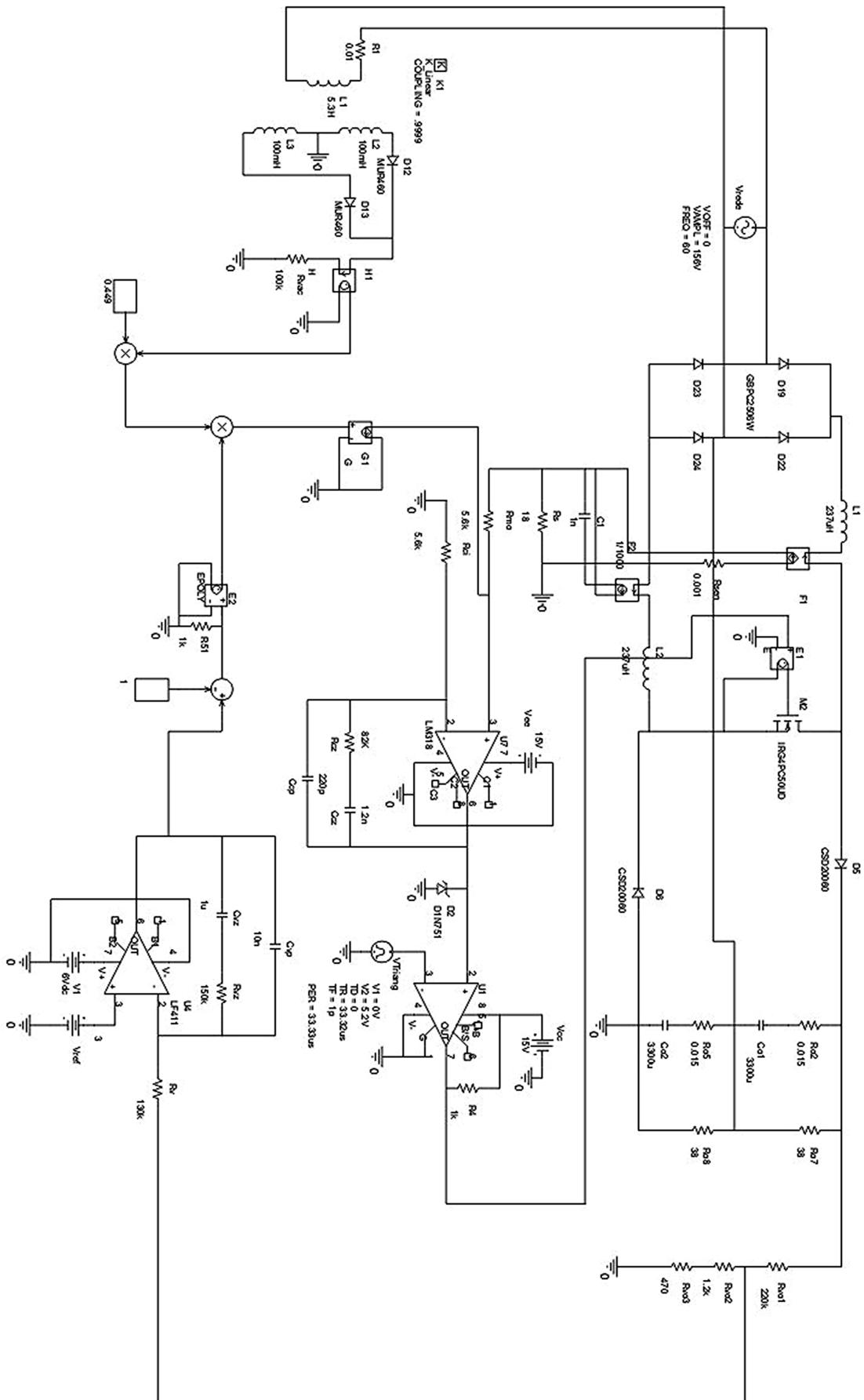


Figura 4.14 - Esquema do circuito simulado.

#### 4.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A figura 4.15 apresenta o esquema elétrico completo contendo o UC3854BN com os devidos componentes externos e o circuito de comando.

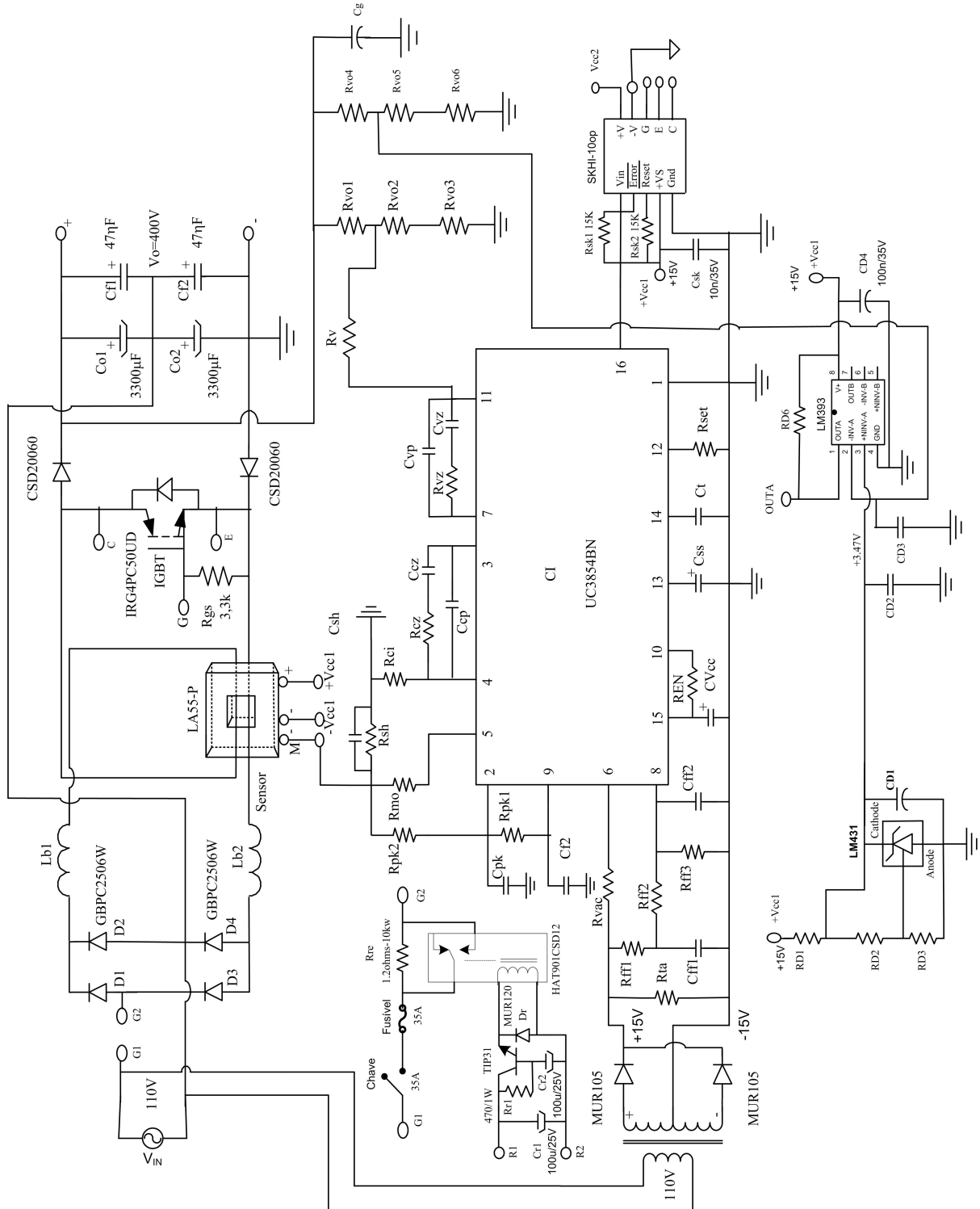


Figura 4.15 - Esquema do circuito de potência e controle.

Os circuitos referentes aos estágios de potência, controle e proteção do retificador em estudo, implementado em laboratório, são mostrados nos anexos, respectivamente. A seguir são listados os componentes utilizados no estágio de potência do protótipo.

<i>Discriminação</i>	<i>Especificação</i>	<i>Fabricante</i>
INTERRUPTOR	IRG4PC50UD [20] e [21]	INTERNACIONAL RECTIFIER
SENSOR DE CORRENTE	LA-55P [22]	LEM
DIODOS BOOST	CSD20060 [23]	CREE
INDUTORES BOOST	Lb=237 $\mu$ H (indutância) NLb=22 espiras; nf=21 fios de 22AWG lg/2=0,271cm (entreferro)	NÚCLEO THORNTON EE-65/33/52
CAPACITORES ELETROLÍTICOS	3300 $\mu$ F 350 V[24]	EPCOS
PONTE RETIFICADORA	GBPC2506W	INTERNACIONAL RECTIFIER
RELÉ	HAT901CSD12[25]	HASCO
CAPACITORES FILTRO	2 $\mu$ 2 400V	EPCOS
RESISTOR VARIÁVEL	200 $\Omega$	TRIMPOT
CONTROLADOR	UC3854BN[26]	TEXAS INSTRUMENTS
COMPARADOR	LM393A	FAIRCHILD SEMICONDUCTOR
DIODO ZENER AJUSTÁVEL	LM431A	NATIONAL SEMICONDUCTOR
CAPACITORES E RESISTORES*		

*\* devido à quantidade de componentes os valores encontram-se no capítulo III*

A Figura 4.16 mostra as formas de onda da tensão e corrente de entrada do pré-regulador. Observa-se que a corrente segue a forma de onda da tensão.

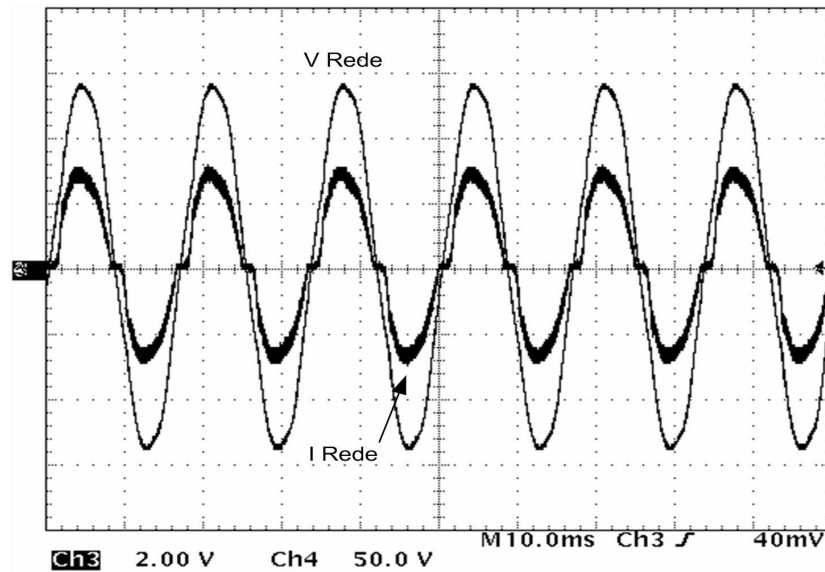


Figura 4.16 - Tensão e corrente de entrada do conversor (50V/div, 10A/div, 5ms/div).

A Figura 4.17 mostra o espectro harmônico da forma de onda de corrente e tensão, onde são significativas as harmônicas 3a, 5a, 7a e 9a. O fator de potência do pré-regulador é  $FP = 0,98$ , com taxa de distorção harmônica de corrente de  $THD = 9\%$  para taxa de distorção harmônica da tensão de entrada de  $THD = 3,5\%$ .

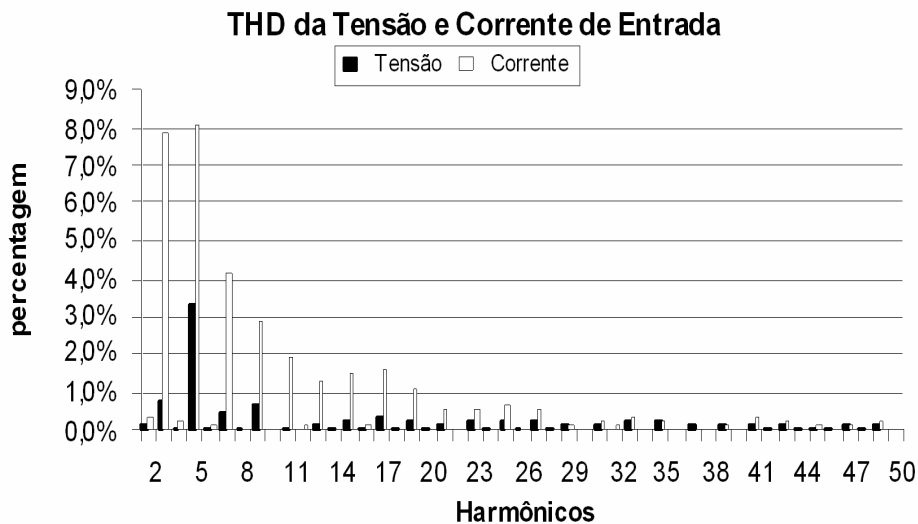


Figura 4.17- Espectro harmônico da corrente e tensão de entrada.

A Figura 4.18 mostra as formas de onda do sinal dente-de-serra e do sinal de controle. Segundo os critérios de estabilidade, para que um sistema seja estável, a derivada do sinal de controle deve ser menor que a derivada do dente-de-serra. Portanto, o sistema cumpre esse critério.



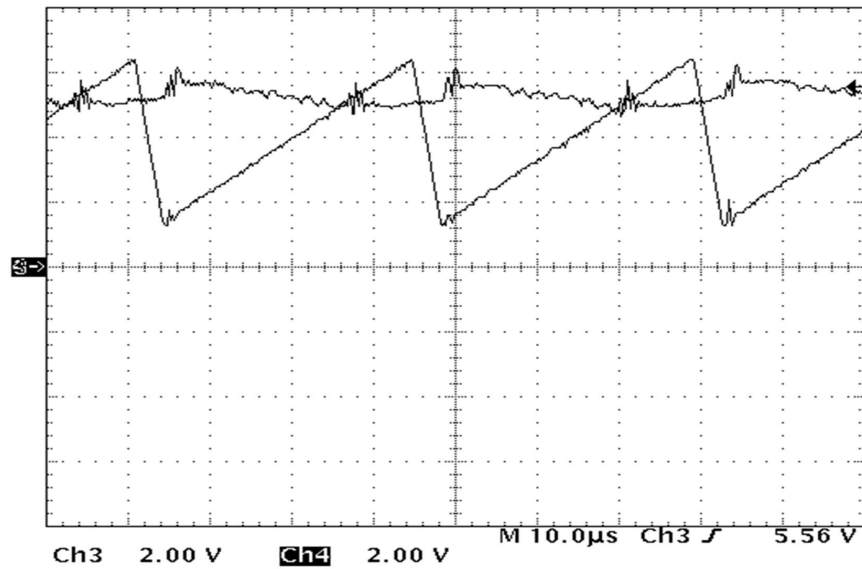


Figura 4.18 – Sinais dente-de-serra e tensão de controle (2V/div, 2V/div, 10µs).

A figura 4.19 confirma as formas de onda em alta frequência nos indutores e a validação das etapas de operação apresentadas no capítulo II.

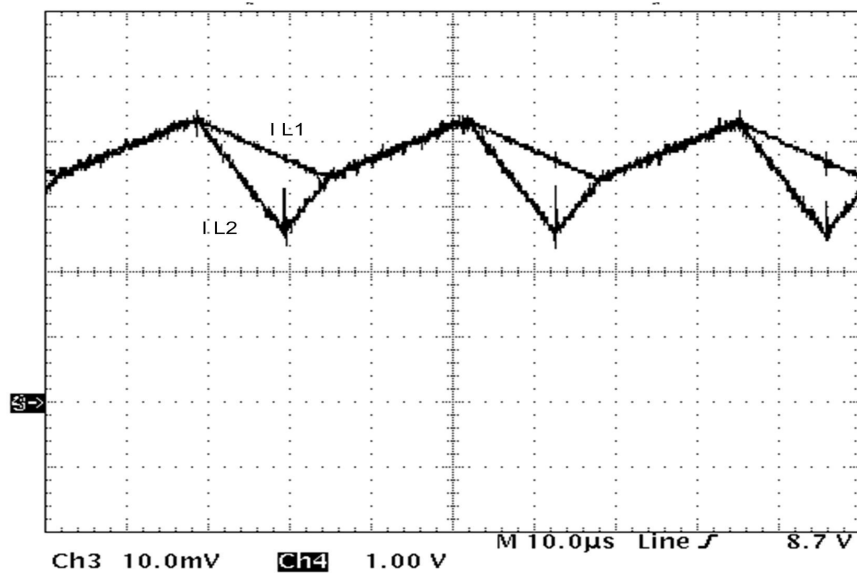


Figura 4.19 – Correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  (50mA/div, 50mA/div, 10µs/div).

A figura 4.20 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S.

Verifica-se que não há sobretensões no interruptor, já que foram utilizados diodos *silicon carbide* com corrente de recuperação reversa praticamente nula.

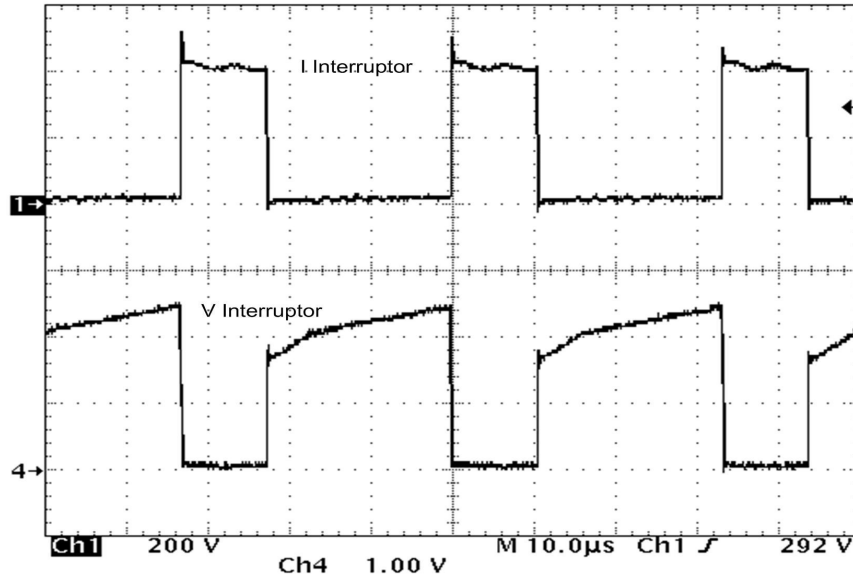


Figura 4.20 – Tensão e corrente no interruptor S (200V/div, 10A/div, 10µs/div).

A figura 4.21 mostra a corrente que circula pelos diodos de recuperação reversa nula. Vale ressaltar que mesmo com o interruptor S comutado a fechar, observa-se que uma parcela da corrente ainda circula pelo diodo D<sub>5</sub>.

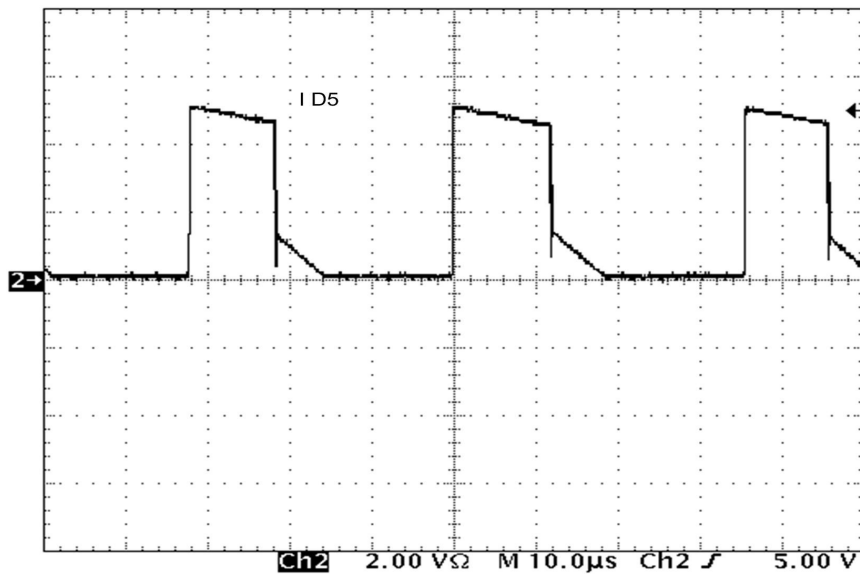


Figura 4.21 – Corrente sobre o diodo boost D<sub>5</sub> (10A/div, 10µs/div).

A figura 4.22 mostra a corrente sobre o diodo D<sub>6</sub> com o interruptor fechado pode-se observar que a corrente pára de fluir sobre o diodo D<sub>6</sub>, durante o semi-ciclo positivo de tensão.

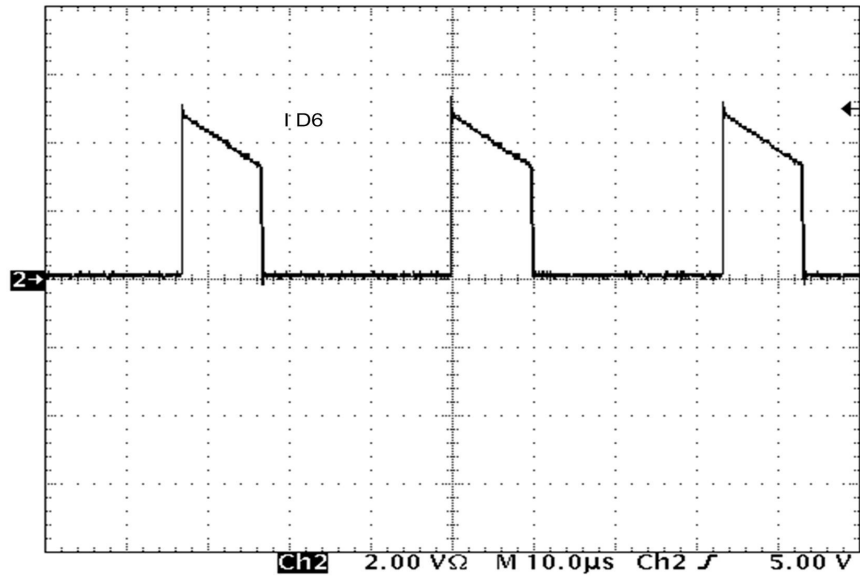


Figura 4.22 – Corrente sobre o diodo boost  $D_6$  (10A/div, 10 $\mu$ s/div).

A figura 4.23 mostra a tensão e corrente de saída do pré-regulador para a condição de potência nominal.

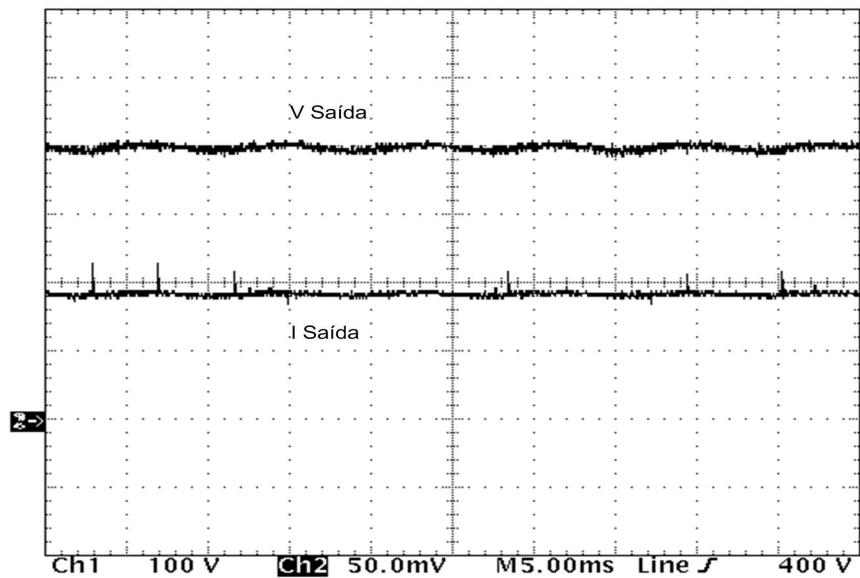


Figura 4.23 - Tensão e corrente de saída do pré-regulador. (100V/div, 2,5A/div, 5ms/div).

A figura 4.24 apresenta a ondulação da tensão sobre os capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) de saída do conversor com uma variação total de 6V, confirmado assim a simulação apresentada.

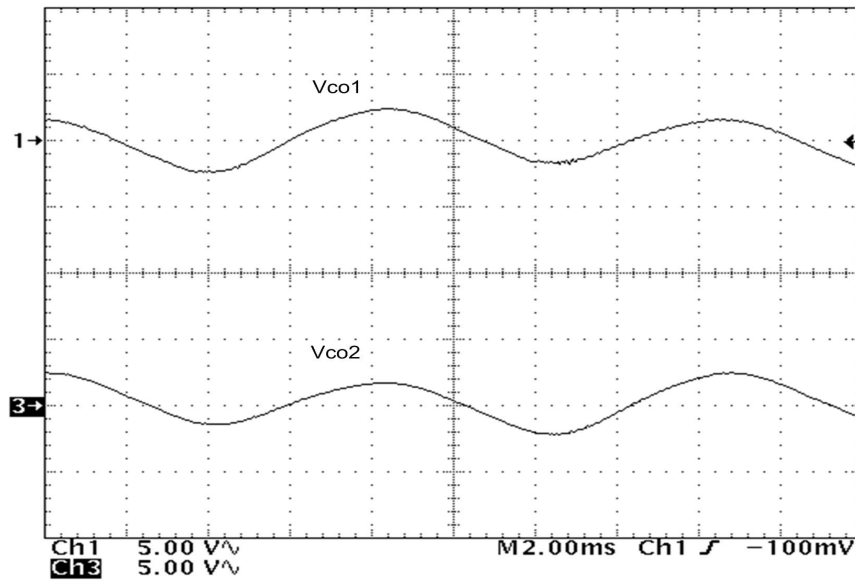


Figura 4.24 – Ondulação da Tensão de saída do pré-regulador. (5V/div, 2ms/div).

A figura 4.25 apresenta a percentagem do rendimento do conversor dobrador de tensão com uma carga inicial de 300 *Watts* com acréscimos de 300 *Watts* até atingir a plena carga de funcionamento em 2100 *Watts*.

### Rendimento do conversor dobrador de tensão

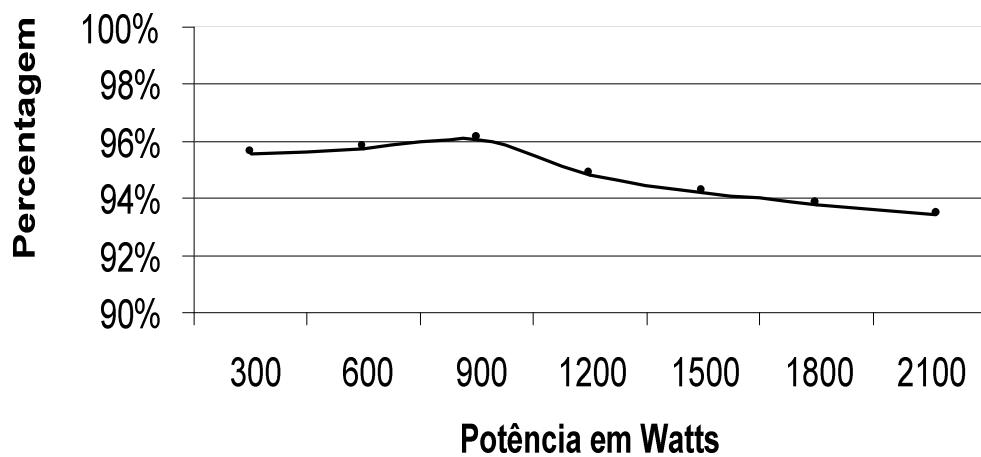


Figura 4.25 – Rendimento do conversor dobrador de tensão.

#### **4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Para o pré-regulador proposto foram apresentadas as simulações com o ORCAD®, e as formas de onda teóricas foram conferidas experimentalmente com um protótipo de 2,1kW. O conversor apresenta alto fator de potência (0,98) apesar de apresentar uma taxa de distorção harmônica de corrente (9%), devido aos problemas de amostragem da tensão de entrada. Com a redução das harmônicas de tensão, reduz-se na mesma proporção as harmônicas de corrente. Foi comprovado que a utilização do controle com o uso de duas correntes no sensor *Hall* melhorou-se a estabilidade no controle.

## CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou a análise da estrutura do conversor dobrador de tensão em CCM para a correção do fator de potência. A modelagem foi realizada através do modelo de chave PWM.

O capítulo I apresentou uma discussão sobre retificadores operando com baixo fator de potência, que acabam causando danos ao sistema elétrico de alimentação. Também foram abordadas a importância da operação com elevado fator de potência, bem como estruturas retificadoras monofásicas, a técnica de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada e o retificador monofásico de reduzidas perdas de condução, sendo destacadas suas principais vantagens e desvantagens.

Concluiu-se ainda que, fatores como robustez, simplicidade e confiabilidade são parâmetros que norteiam esta escolha do conversor proposto.

No capítulo II, realizou-se uma análise detalhada das etapas de operação do conversor dobrador de tensão. Obteve-se toda a análise qualitativa do conversor proposto. Constatou-se que, do ponto de vista de operação do conversor, o mesmo apresenta um comportamento semelhante a um conversor *boost* convencional, operando em semi-ciclos distintos da tensão de alimentação.

Todo equacionamento para o modo de operação do conversor foi obtido através da análise quantitativa, onde foram realizados estudos quanto à operação do conversor em regime permanente. Também foi possível determinar as expressões para o cálculo dos elementos armazenadores de energia, esforços de tensão e corrente nos semicondutores e elementos passivos.

Obteve-se as funções de transferência das plantas das malhas de corrente e tensão do conversor, mostrando os respectivos controladores e os critérios de alocação dos pólos, zeros e frequências de cruzamento das funções de transferência de laço aberto de cada malha. Apresentou-se o princípio de funcionamento da malha de balanceamento e o respectivo controlador, bem como toda interação existente entre as malhas de controle na forma de um diagrama esquemático e de blocos.

No capítulo III, realizaram-se os projetos do conversor duplo *boost*, com potência total de saída de 2,1KW, abordando o procedimento completo para determinação de todos os componentes dos estágios de potência e controle. Para facilitar melhor o entendimento, a metodologia de projeto dos estágios de potência e controle foram realizadas separadamente,

de acordo com a análise realizada no decorrer dos capítulos. A estratégia de controle é realizada a partir de *CI's* e outros componentes amplamente utilizados no mercado.

No capítulo IV, apresentou-se os resultados de simulação e experimentais de um protótipo montado no laboratório. A partir do supracitado, foram tiradas as seguintes conclusões:

Os resultados obtidos na prática condizem com os obtidos via simulação. Os resultados experimentais demonstraram que o sistema opera com fator de potência 0,98, com uma taxa de distorção harmônica da corrente de 9% e da tensão da rede de 3,5. Esta taxa de distorção harmônica da corrente não atende a norma IEC61000-3-2, que rege o THD máximo de 5% para a corrente, o qual abrange os equipamentos com corrente eficaz de fase maior que 16A.

A distorção harmônica na entrada pode ser melhorada gerando-se a forma de onda de referência de corrente através de um microprocessador, ao invés de ser uma amostra da forma de onda da tensão da rede. A passagem por zero da corrente também está comprometida e esta influi diretamente na distorção harmônica do conversor. Contudo para amenizar este problema deve-se aperfeiçoar os indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

Pode-se sugerir como continuidade deste projeto a implementação de uma *UPS on-line* não isolada. Outras sugestões de continuidade deste trabalho é a elaboração de técnicas de controle digital aplicadas ao sistema proposto e o estudo de novas topologias não isoladas que possibilitem o uso de *by-pass*.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] J. Klein and M. K. Nalbant: "Power Factor Correction - Incentives, Standards and Techniques". PCIM, June 1990, pp. 26-31
- [02] S. B. Dewan: "Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply". IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IA-17, no. 3, May/June 1981
- [03] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manlas: "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier". Proc. Of IECON '90, pp. 1041-1050
- [04] I. Suga, M. Kimata, Y. Ohnishi and R. Uchida: "New Switching Method for Singlephase AC to DC converter". IEEE PCC '93, Yokohama, Japan, 1993.
- [05] SANTIAGO, Reuber S. Desenvolvimento de uma Ups de 10kva Dupla Conversão On-line Fortaleza, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará.
- [06] HIRACHI, K.; SAKANE, M.; NIWA, S.; MATSUI, T. Development of UPS Using New Type of Circuits. In: INTELEC'94 International Telecommunications Energy Conference Proceedings, Vol. 1, 1994.
- [07] HIRAO, N.; SATONAGA, T.; UEMATSU, T.; KOHAMA, T.; NINOMIYA, T.; SHOYAMA, M. Analytical Considerations on Power Loss in a Three-arm-type Uninterruptible Power Supply. In: PESC'98 - Power Electronics Specialists Conference Proceedings, Vol. 2, 1998.
- [08] SACCOOL M., Alexandre S. Estratégia de controle para o conversor duplo boost operando em condução aplicado na correção do fator de potência. Florianópolis, dezembro de 1995. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- [09] CRUZ, C. M. T. Técnicas de Comutação não Dissipativa Aplicadas a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário. 2002. 215f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [10] BARBI, I; MARTINS, D. C. Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2000.
- [11] www.thornton.com.br Catálogo dos materiais utilizados em núcleos de ferrite.
- [12] DIXON, L.H. Optimizing the Design of a High Power Factor Switching Pre-regulator . Power Supply Control Products. Slus093, 2001. Texas Instruments Incorporated.



- [13] DIXON, L.H. “High Power Factor Pre-regulator for Off-line power Supplies”. Power Supply Control Products. Slus087, 2003. Texas Instruments Incorporated.
- [14] TODD, P. C., UC3854 Controlled power Factor Correction Circuit Design. Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITRODE, 1993-94.
- [15] SILVA, C. S., Power Factor Correction with the UC3854. Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITRODE, 1991.
- [16] VORPÉRIAN, V. “Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch”, VPEC Seminar Tutorials, Virginia, 1988.
- [17] SILVA, E.T., Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. Dezembro de 1994.
- [18] MARTINS, A. S., Estratégia de Controle para o Conversor Duplo Boost Operando em Condução Contínua Aplicado na Correção do Fator de Potência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. Dezembro de 1995.
- [19] ORCAD © Cadence Design Systems, Inc. 2005. All Rights Reserved. <http://www.orcad.com/>
- [20] TORRICO-B., R. P.; PERIN, A. J. O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. 1ª Edição. Porto Alegre. Editora: Sagra Luzzato, 1997.
- [21] INTERNATIONAL RECTIFIER, Catálogo de IGBTs <http://www.irf.com>.
- [22] LEM , Sensor de corrente de efeito Hall <http://www.lemusa.com>.
- [23] CREE , Diodos de Condução reversa nula <http://www.cree.com>
- [24] EPCOS, Capacitores Eletrolíticos de Saída <http://www.epcos.com>.
- [25] HASCO, Relé partida suave <http://www.hasco.com.br>
- [26] UC3854BN, CI's utilizados para PFC <http://www.ti.com>