

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
CURSO ENGENHARIA ELÉTRICA – HAB EM ROBÓTICA E
AUTOMAÇÃO

BRUNO TAVARES ROSA

PRÉ-REGULADOR BOOST ORIENTADO AO ACIONAMENTO DE LED COB

Juiz de Fora

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
CURSO ENGENHARIA ELÉTRICA – HAB EM ROBÓTICA E
AUTOMAÇÃO

BRUNO TAVARES ROSA

PRÉ-REGULADOR BOOST ORIENTADO AO ACIONAMENTO DE LED COB

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial
à obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho
Braga

Juiz de Fora

2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Rosa, Bruno Tavares.

Pré-Regulador Boost Orientado ao Acionamento de LED COB /
Bruno Tavares Rosa. – 2018.
60 p.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Denis de Castro Pereira

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2018.

1. Conversor Boost. 2. Correção de Fator de Potência. 3. Modo de Condução Contínua. 4. Driver de LED COB. I. Braga, Henrique Antônio Carvalho, orient. II. Pereira, Denis de Castro, coorient. III. Título.

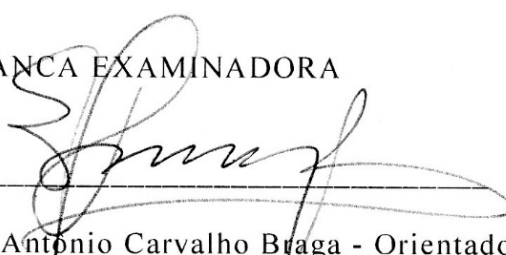
BRUNO TAVARES ROSA

PRÉ-REGULADOR BOOST ORIENTADO AO ACIONAMENTO DE LED COB

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial
a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

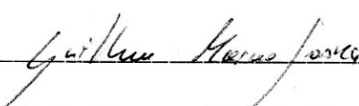
Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA



Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Guilherme Márcio Soares

Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Estevão Coelho Teixeira

Universidade Federal de Juiz de Fora



Mestre. Denis de Castro Pereira

Universidade Federal de Juiz de Fora

Dedico este trabalho a minha namorada Leandra, que me deu apoio e força para continuar nos momentos difíceis. A quem me inspiro em minhas decisões.

AGRADECIMENTOS

A Universidade Federal de Juiz de Fora, seu corpo docente, direção e administração que proporcionaram a oportunidade de um ensino de qualidade.

Ao professor Henrique Braga, pela orientação, apoio e por abrir as portas que permitiram o meu crescimento como profissional.

Agradeço aos meus pais Isabel e Sebastião, familiares e amigos que sempre me incentivaram a seguir meus estudos e confiaram em minha capacidade, até em momentos em que eu me questionava dessa.

Aos amigos do NIMO, por me esclarecerem sempre de boa vontade tudo aquilo que questionava, em especial ao Denis, pela atenção e dedicação em compartilhar os conhecimentos a respeito do projeto e pelo acompanhamento completo de todo o desenvolvimento. Por fim, agradeço o apoio do CNPq.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

“De acordo com uma única regra determino o autêntico valor de um homem: em que grau e com que finalidade o homem se libertou de seu Eu? ” (Albert Einstein)

RESUMO

O objeto de estudo desse trabalho é a análise e dimensionamento do estágio pré-regulador de um conversor de dois estágios para o acionamento de LEDs com tecnologia COB (*chip on board*) e potência nominal de 500W. Dessa forma, é considerado um estágio inicial de conversão CA-CC, sendo ele composto por uma ponte retificadora de tensão e um conversor *boost* CC-CC operando em modo de condução contínua e com tensão de barramento de 400V. Para o acionamento do LED COB tratado nesse trabalho, deve-se disponibilizar a referida tensão de barramento para o segundo estágio de conversão, bem como corrigir o fator de potência do conversor e propiciar uma taxa de distorção harmônica (THD) da corrente de entrada satisfatória conforme a norma IEC-61000-3-2. São apresentadas, então, as etapas que compreendem a definição dos componentes, a seleção da estratégia de controle, o projeto do indutor, as simulações teóricas, a implementação experimental e os resultados em bancada. É importante salientar que o presente trabalho foca-se apenas no estudo, concepção e implementação experimental do conversor *boost* utilizado no primeiro estágio do driver, de forma que o segundo estágio não é tratado no presente documento. Os resultados experimentais se mostraram satisfatórios e condizentes com as requisições das normas e recomendações.

Palavras-chave: 1. Conversor *boost*. 2. Correção do Fator de Potência. 3. Modo de Condução Contínua. 4. *Driver* de LED COB.

ABSTRACT

The object of study of this work is the pre-regulating stage of a two-stage converter to drive LEDs with chip-on-board technology and rated power of 500W. In this way, it is considered an initial stage of AC-DC conversion, consisting of a full wave rectifier bridge and a DC-DC boost converter operating in continuous conduction mode and 400V bus voltage. In order to drive the COB LED, a bus voltage must be provided for the second stage, as well a power factor correction of the converter and to provide a total harmonic distortion (THD) of the input current according to the standard IEC-61000-3-2. It is presented, then, the steps that comprise the components definition, the control strategy selection, the design of the inductor, as theoretical simulations, the experimental implementation and the practical results. It is important to point out that the present work focuses only on the study, design and experimental implementation of the boost converter used in the first stage of the driver, so that the second stage is not addressed in this document. The experimental results have been satisfactory and consistent regarding the standards requirements and recommendations.

Keywords: 1. Boost Converter. 2. Power Factor Correction. 3. Continuous Conduction Mode. 4. COB LED Driver.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Matriz de LEDs <i>chip-on-board</i>	19
Figura 2 - Controle por histerese.....	26
Figura 3 - Controle por corrente média.....	26
Figura 4 - Controle por pico de corrente.....	27
Figura 5 – Diagrama de blocos do controle ciclo a ciclo.....	28
Figura 6 - Conversor boost.....	30
Figura 7 – Dimensões do núcleo NEE 55-28-21.....	36
Figura 8 - Esquemático do indutor.....	37
Figura 9 - Indutor construído conforme características obtidas para projeto de magnéticos...	39
Figura 10 - Terminais do IR1150.....	42
Figura 11 - Circuito proposto baseado no conversor <i>boost</i> PFC operando em CCM empregando o modo de controle ciclo-a-ciclo característico do CI IR1150.....	43
Figura 12 - Curva frequência x resistência para determinação de resistor R_f	45
Figura 13 - Diagrama de bode de malha aberta.....	50
Figura 14 - Diagrama de bode de malha aberta compensado.....	51
Figura 15 - Amplificador de transcondutância IR1150.....	51
Figura 16 - Conversor <i>boost</i> com compensador projetado.....	52
Figura 17 - Curvas obtidas com a simulação.....	52
Figura 18 - Circuito físico.....	55
Figura 19 - Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Corrente (azul clara, 5 A/div) e tensão de entrada (azul escura, 250 V/div), tensão <i>gate source</i> (verde, 10 V/div).....	56
Figura 20 – Comparação das componentes harmônicas com a norma 61000-3-2, classe C. ..	56
Figura 21 - Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Tensão de entrada (azul escura, 250 V/div), corrente no indutor (azul clara, 2,50 A/div).....	57
Figura 22 - Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Tensão (roxa, 100 V/div) e corrente de saída (azul clara, 300 mA/div).....	58
Figura 23 - Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Ondulação na tensão de saída. (roxa, 50 V/div).....	58
Figura 24 - Degrau de carga para aumento de potência (redução de carga). Tensão de saída (roxa, 48,8 V/div), Corrente de saída (verde, 190m A/div), tensão de entrada (azul escura, 167 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,95 A/div).....	59

Figura 25 – Degrau de carga para redução de potência (aumento de carga). Tensão de saída (roxa, 49,3 V/div), Corrente de saída (verde, 176m A/div), tensão de entrada (azul escura, 1697 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,52 A/div).	59
Figura 26 - Degrau de tensão com -5% V_{in} . Tensão de saída (roxa, 49,8 V/div), Corrente de saída (verde, 175 mA/div), tensão de entrada (azul escura, 166 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 3,50 A/div).....	60
Figura 27 - Degrau de tensão com +5% V_{in} . Tensão de saída (roxa, 48,8 V/div), Corrente de saída (verde, 171 mA/div), tensão de entrada (azul escura, 166 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,55 A/div).....	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites para equipamentos Classe C, IEC 61000-3-2, 2005.	22
Tabela 2 – Valores de projeto.....	31
Tabela 3 – Valores calculados.	33
Tabela 4 - Parâmetros do indutor.....	35
Tabela 5 - Características do núcleo escolhido.	36
Tabela 6 – Tabela de condutores.	38
Tabela 7 - Parâmetros do IR1150.	43
Tabela 8 – Relação de semicondutores.	55

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{THD}	Taxa de distorção harmônica da tensão
I_{THD}	Taxa de distorção harmônica da corrente
$V_{h,rms}$	Valor eficaz de tensão da harmônica de ordem h
$I_{h,rms}$	Valor eficaz de corrente da harmônica de ordem h
PF	Fator de potência
V_{ef}	Valor eficaz de tensão
$I_{(1)ef}$	Valor eficaz de corrente da primeira harmônica
I_{ef}	Valor eficaz de corrente
$\phi_{(1)}$	Ângulo entre a tensão e a fundamental da corrente instantânea de entrada
v_r	Tensão instantânea após estágio retificador
V_i	Amplitude da Tensão de entrada
V_{i_ef}	Valor eficaz de tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
D	Razão cíclica
β	Ganho do conversor <i>boost</i>
ΔI_{L_max1}	Condição de ondulação máxima válida para $\beta \leq 2$
ΔI_{L_max}	Ondulação máxima de corrente no indutor
I_{ef_i}	Valor eficaz de corrente de entrada
P_o	Potência de saída
P_i	Potência de entrada
ΔV_o	Variação na tensão de saída
C	Capacitor de saída
$k_{\Delta iL}$	Ondulação de corrente no indutor

f_r	Frequência da rede
C_{in}	Capacitância de entrada
$I_{in_rms_max}$	Corrente de entrada mínima eficaz
r	Máximo fator de ondulação de tensão
$V_{in_rms_min}$	Tensão de entrada mínima eficaz
I_{i_pico}	Valor de pico da corrente de entrada
Δi_L	Variação na corrente do indutor <i>boost</i>
L	Indutor <i>boost</i>
k_w	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
J_{max}	Máxima densidade de corrente
B_{max}	Campo magnético máximo
I_{L_pico}	Corrente máxima no indutor
I_{L_ef}	Corrente efetiva no indutor
A_p	Área transversal do enrolamento de cobre
A_e	Área da seção transversal
A_w	Área da janela
l_t	Comprimento médio
N_L	Número de espiras
l_g	Comprimento total do entreferro
S_L	Bitola calculada
S_{AWG}	Bitola do fio AWG
n_L	Número de fios paralelos
K_u	Fator de utilização da janela
P_{L_core}	Perdas magnéticas no núcleo

P_{L_Cu}	Perdas no cobre
P_{L_total}	Perdas totais estimadas no indutor
v_m	Tensão do compensador
G_{DC}	Ganho do sensor de corrente
v_{sns}	Tensão do sensor de tensão
V_{rms}	Tensão de entrada eficaz
η	Eficiência esperada
Pf	Fator de potência
V_{o_max}	Tensão de saída máxima
t_{ss}	Tempo máximo de <i>soft start</i>
P_{in}	Potência de entrada
P_{o_max}	Potência máxima de saída
η_{min}	Eficiência mínima
$V_{in_rms_min}$	Tensão eficaz mínima de entrada
V_{ref}	Tensão de referência
V_{i_ef}	Tensão de entrada eficaz
R_{FB}	Resistor da malha de feedback
I_{i_ef}	Corrente de entrada eficaz
P_{R_FB}	Potência dissipada no resistor de <i>feedback</i>
V_{ref_ovp}	Tensão de referencia da proteção contra sobretensão (OVP)
V_{ovp}	Tensão de <i>over voltage protection</i>
R_{ovp}	Resistencia de <i>over voltage protection</i>
R_f	Resistência de regulação de frequência
D_{loop}	Razão cíclica da malha de corrente

$V_{in_pk_min}$	Tensão de pico de entrada
V_{SNS_max}	Tensão máxima do sensor de corrente
V_{comp_eff}	Tensão eficaz do compensador
k_{ovl}	Fator de <i>overload</i>
$I_{in_pk_ovl}$	Corrente de pico de <i>overload</i>
$I_{in_pk_max}$	Corrente de máxima na entrada
R_{SNS}	Resistor do sensor de corrente
V_{SNS_max}	Tensão máxima do sensor de corrente
$P_{R_{SNS}}$	Perda do resistor de potência
R_{sf}	Resistor de filtragem
C_{sf}	Capacitância de filtragem
f_{PSF}	Frequência de cruzamento
C_z	Capacitor de regulagem de zero
\hat{v}_o	Tensão de saída em pequenos sinais
\hat{i}_{chg}	Corrente na carga
\hat{i}_g	Corrente média de saída
f_p	Frequência de polo
f_z	Frequência de zero
C_p	Capacitor de regulagem de polo
R_{gm}	Resistor do compensador de tensão
g_m	Ganho de transcondutância do IR1150

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	19
1.1.	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	19
1.1.1	LEDs baseados na tecnologia COB.....	19
1.1.2	Conversores eletrônicos.....	20
1.1.3	Qualidade de energia	21
1.1.4	IEC 61000-3-2.....	22
1.1.5	IEEE Std 1789 – 2015	23
1.2	OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	23
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	24
2.	OPÇÕES DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERTOR BOOST	25
2.1.	INTRODUÇÃO	25
2.2.	CORREÇÕES PASSIVAS.....	25
2.3.	CORREÇÕES ATIVAS.....	25
2.3.1.	Método de controle por histerese	25
2.3.2.	Método de controle por corrente média.....	26
2.3.3.	Método de controle por pico de corrente	27
2.3.4.	Método de controle ciclo a ciclo	27
2.3.5.	Método de controle por autocontrole.....	28
2.4.	CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO	29
3.	CONVERTOR BOOST CA-CC	30
3.1.	INTRODUÇÃO	30
3.2.	CARACTERÍSTICAS DO CONVERTOR BOOST	30
3.3.	DETERMINAÇÃO DO INDUTOR E CAPACITOR.....	32
3.4.	REQUISIÇÕES PARA O CAPACITOR DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA	33

3.5.	VALORES DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA.....	33
4.	PROJETO FÍSICO DO INDUTOR	35
4.1.	INTRODUÇÃO	35
4.2.	DETERMINAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DO INDUTOR	35
4.2.1.	Escolha do núcleo do indutor.....	35
4.3.	CONSTRUÇÃO DO INDUTOR.....	39
4.4.	CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO	40
5.	PROJETO DE CONTROLE CICLO A CICLO DO CONVERSOR	41
5.1.	INTRODUÇÃO	41
5.2.	CONTROLE CICLO A CICLO COM IR1150	41
5.3.	DESCRIÇÃO DO IR1150.....	42
5.4.	PARAMETRIZAÇÃO DO CI.....	43
5.4.1.	Projeto do sensor de tensão.....	44
5.4.2.	Projeto do OVP de saída.....	44
5.4.3.	Determinação do resistor R_f	45
5.4.4.	Malha de corrente e proteção contra sobrecorrente.....	45
5.4.5.	Filtragem do sensor de corrente	46
5.4.6.	Projeto do tempo de acomodação.....	46
5.4.7.	Malha de realimentação de tensão.....	47
5.5.	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO	51
6.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	55
6.1.	INTRODUÇÃO	55
6.2.	CONSTRUÇÃO	55
6.3.	RESULTADOS DE QUALIDADE ENERGIA	56
6.4.	DEGRAUS DE TENSÃO E CARGA	58
6.5.	CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO	61
7.	CONCLUSÕES.....	62

7.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
7.2. TRABALHOS FUTUROS	63
REFERÊNCIAS	64

1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como intuito apresentar os conceitos básicos a serem considerados no decorrer do projeto de um pré-regulador *boost* orientado ao acionamento de uma matriz de LEDs (do inglês, *Light Emitting Diodes*). Aqui apresenta-se também a estrutura do trabalho e pontua-se os objetivos do mesmo.

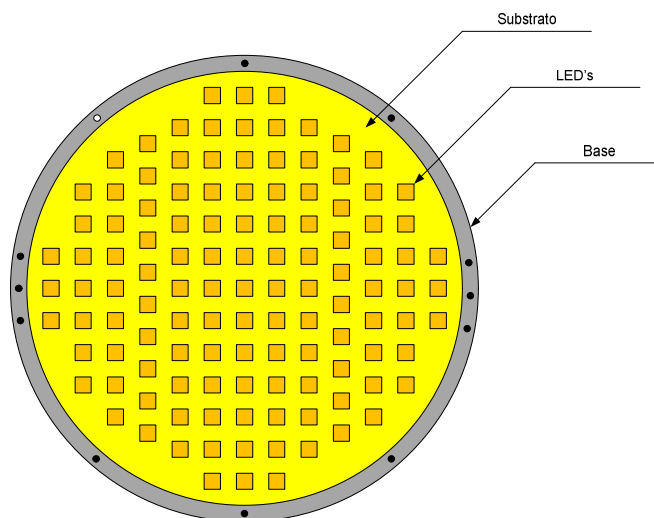
1.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As subseções a seguir apresentam conceitos básicos a serem considerados durante a fase de desenvolvimento do conversor. Considera-se também as recomendações de normas importantes para o projeto.

1.1.1 LEDs baseados na tecnologia COB

Os LEDs, hoje em dia, oferecem soluções modernas para iluminação de espaços internos e externos. Estes apresentam característica foto-elétrica única de eficiência, variedades de modelos com diferentes distribuições espectrais de níveis de potência, alta eficácia luminosa, longa vida útil, confiabilidade e reduzido impacto ambiental [1]. Os LEDs podem ser arranjados em matrizes compactas de substrato único chamadas de *chip-on-board* (COB). Os LEDs do tipo COB são montados próximos uns dos outros em placas de circuitos ou substratos. Geralmente os substratos são de cerâmica ou metal com alta reflexibilidade. A construção do dispositivo não só ocupa menos espaço, como provê alta intensidade luminosa e uma distribuição luminosa direcionada. Com estas características, os COB LEDs com alto fluxo luminoso podem ser utilizados em estádios, pistas de aeroportos e outras aplicações.

Figura 1 - Matriz de LEDs *chip-on-board*.



Dentre as tecnologias disponíveis tem-se como foco, neste trabalho, o acionamento do modelo Apollo 600 da fabricante Flip Chip Opto. A topologia do *driver* proposto para o acionamento compreende um conversor em dois estágios sendo um pré-regulador PFC *boost* e um CC-CC *buck* entrelaçado. O conversor em estudo neste trabalho será aplicado no *driver* para acionamento destes LEDs utilizando a tecnologia supracitada para a potência estimada de 500W.

1.1.2 Conversores eletrônicos

Conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que têm o objetivo de condicionar um nível de tensão para uma amplitude diferente, as quais podem ser maiores ou menores que a tensão de entrada, dependendo da aplicação. Eles possuem significativas vantagens se comparados a outros métodos, como os reguladores lineares, que se limitam a reduzir a tensão de saída e possuem eficiência reduzida. Em um conversor CC-CC, a comutação dos semicondutores permite que, quando em bloqueio, não ocorra dreno de corrente, e ainda, possuir baixas perdas quando em condução. Esta comutação permite a regulação da amplitude média da tensão. Desse modo os conversores alcançam altas eficiências.

Estes circuitos trabalham em alta frequência, de forma a reduzir o tamanho dos indutores, filtros e transformadores acoplados. Esta forma de operação permite uma dinâmica rápida para responder a variações da corrente na carga e na tensão de entrada, apesar desta dinâmica não estar somente relacionada com a frequência de comutação.

Os conversores CC-CC podem ser combinados com retificadores, de forma a trabalharem como conversores CA-CC. Neste caso, um retificador de onda completa converte o sinal de entrada para uma tensão contínua pulsante e o conversor regula a amplitude do sistema através do controle do disparo de seus semicondutores.

Algumas funções dos conversores CA-CC podem ser citadas como [2]:

- Converter a amplitude da tensão de entrada CA para um determinado nível de amplitude da tensão de saída CC.
- Regular a tensão CC de saída de acordo com as variações na carga e na rede.
- Reduzir a ondulação (ou *ripple*) na saída de tensão CC a níveis requeridos.
- Satisfazer às normas internacionais e nacionais de segurança e qualidade de energia.

Os conversores mais básicos, como o *boost* e o *buck* podem operar basicamente em dois modos de condução diferentes. No modo de condução contínua o conversor garante que, em um ciclo da tensão de entrada retificada, a corrente no indutor de filtro seja sempre maior que zero, ou seja, o semicondutor irá disparar antes que o indutor se descarregue por completo. No modo de condução descontínua a corrente no indutor chega a zero antes do próximo período de comutação dos semicondutores do conversor.

Dentre estes conversores, alguns operam de forma a elevar a tensão de entrada. São exemplos o conversor *boost* e o *buck-boost*. Para o primeiro estágio do conversor, optou-se por utilizar o conversor *boost* operando em modo de condução contínua (CCM, do inglês, *continuous conduction mode*), uma vez que nesse modo de operação o desgaste nos componentes é menor, uma vez que os picos de corrente são menos do que aqueles observados para o modo de operação descontínua, caracterizando, assim, menores perdas por condução e consequentemente, maiores níveis de eficiência no conversor. O capítulo 2 irá tratar em específico deste conversor.

1.1.3 Qualidade de energia

Devido aos estágios retificadores dos conversores para acionamento de LED's os mesmos possuem um comportamento de carga não linear vista pela fonte de alimentação. Este comportamento causa grandes distorções na corrente de entrada do sistema, devido à injeção de elevados conteúdos harmônicos de corrente.

Este problema pode causar distorções na tensão senoidal de entrada, redução do fator de potência, a qual contribui para o aumento do custo com cabeamento da rede, dentre outros efeitos. Segundo a norma IEEE Std 519-1992 [3], harmônica é uma componente senoidal de uma onda periódica tendo frequência que é múltipla inteira da frequência fundamental.

A norma também define que a distorção harmônica total (THD) de tensão ou da corrente podem ser expressas como uma porcentagem da fundamental e é definida como [4]:

$$\begin{aligned} V_{THD_f} &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N V_{h,rms}^2}}{V_{1,rms}} \\ I_{THD_f} &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N I_{h,rms}^2}}{I_{1,rms}} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Sendo este um parâmetro para a análise da qualidade de energia, em conjunto com o fator de potência. O fator de potência é a relação entre a potência ativa e a potência aparente.

$$PF = \frac{V_{ef} I_{(1)ef} \cos \phi_{(1)}}{V_{ef} I_{ef}} \quad (1.2)$$

Onde:

V_{ef} - É o valor eficaz da tensão suposta senoidal pura de entrada.

$I_{(1)ef}$ - É o valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada.

I_{ef} - É o valor eficaz total da corrente de entrada

$\phi_{(1)}$ - É o ângulo de deslocamento entre a tensão instantânea e a componente fundamental da corrente instantânea de entrada.

1.1.4 IEC 61000-3-2

O IEC (*International Electrotechnical Commission*) [5] é uma organização não governamental, que elabora e publica normas voltadas à tecnologias elétricas, eletrônicas e correlacionadas.

A norma IEC 61000-3-2 determina limites para a introdução de componentes harmônicas na rede. Estes limites são especificados por equipamento de acordo com 4 classes (A, B, C, D), sendo LED's e equipamentos de iluminação classificados na categoria C. A

Tabela 1 mostra os limites para esta categoria.

Tabela 1 – Limites para equipamentos Classe C, IEC 61000-3-2, 2005.

ORDEM HARMÔNICA n	Máxima corrente harmônica permitida %
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

* λ é o fator de potencia do circuito Fonte: IEC 61000-3-2, 2005

1.1.5 IEEE Std 1789 – 2015

A norma intitulada “*Recommended practices for modulating current in high brightness LED’s for Mitigating Health Risks to Viewers*” apresenta considerações importantes em relação à modulação de baixa frequência na corrente de operação dos LED’s. Esta ondulação conhecida na literatura como *flicker* pode gerar problemas à saúde humana que vão desde à dores de cabeça até epilepsia fotosensível. Assim o projeto final dos dois estágios deve considerar as recomendações dadas a fim de mitigar estes riscos.

Para se minimizar os efeitos recomenda-se uma modulação de *flicker* (%) que satisfaça as seguintes condições: [6]

- Entre 90Hz e 1250 Hz, % de modulação menor que $0.08 \times \text{frequência}$.

Com a retificação temos uma frequência de 120 Hz de saída, sendo assim a modulação do *flicker* deve se limitar à aproximadamente 19,2%. É importante ressaltar que esta recomendação se aplica aos LED’s, e não ao estágio PFC, sendo assim, neste trabalho iremos manter a ondulação em valores aceitáveis, sendo necessária uma análise mais específica após o acoplamento dos dois estágios.

1.2 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

Dadas as considerações iniciais, pode-se pontuar o objetivo do trabalho como o estudo e desenvolvimento de um conversor *boost* que opere conforme as especificações necessárias para o acionamento do dispositivo LED COB, de forma a corrigir o fator de potência e prover um barramento de 400Vcc. Este barramento é proposto de forma que a capacitância de saída a ser empregada seja proporcionalmente reduzida conforme o valor da tensão do barramento. Ou seja, quanto maior a tensão do barramento, menor será o valor da capacitância. Um valor reduzido de capacitância na saída está diretamente associado ao emprego dos capacitores de filme. Estes capacitores têm elevada vida útil em comparação aos capacitores eletrolíticos, os quais não possuem vida útil compatível com um *driver* de LEDs, conforme visto na literatura [7]. Neste trabalho, define-se, então, uma estratégia adequada de correção de fator de potência, escolhe-se um método de controle, verifica-se a aplicabilidade do sistema em simulações e apresentam-se os resultados do modelo real.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Além deste capítulo introdutório, este trabalho contém seis capítulos, distribuídos da seguinte forma:

O capítulo 2 descreve alguns métodos de correção de fator de potência em conversores *boost* e os compara de forma a definir qual o melhor para esta aplicação.

O capítulo 3 apresenta o embasamento teórico a respeito do conversor *boost*, trabalhando em conjunto com uma ponte retificadora, e pontua os motivos pelos quais este conversor foi selecionado para o projeto.

O capítulo 4 trata como foi feito o projeto do indutor necessário para a construção do conversor.

O capítulo 5 é focado no projeto do circuito de controle do conversor de acordo com o método escolhido para a correção de fator de potência e em como o mesmo é aplicado ao circuito utilizando o circuito integrado IR1150.

O capítulo 6 mostra os resultados obtidos com a implementação prática do circuito.

Por fim, têm-se as conclusões gerais obtidas e a sugestão de propostas para a continuidade do trabalho.

2. OPÇÕES DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST

2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se um estudo das técnicas de correção de fator de potência utilizando o conversor *boost*, seguindo a referência [12], sendo possível escolher o método mais adequado para o projeto final.

Os métodos de correção de fator de potência podem ser divididos em dois tipos básicos, sendo eles os métodos de correção passiva e ativa.

2.2. CORREÇÕES PASSIVAS

Dentre as possíveis correções de fator de potência têm-se as correções definidas como passivas. Estas correções são feitas utilizando unicamente elementos passivos no circuito, como indutores e capacitores, geralmente associados com filtros. Eles, assim como todos os métodos, eliminam ou atenuam as componentes harmônicas da rede. O diferencial é que no caso das correções passivas elas atuam componentes específicas. Esses métodos são vantajosos pela simplicidade e robustez oferecida, mas trazem em contrapartida um aumento de peso e de volume no conversor final. [12] [13]

2.3. CORREÇÕES ATIVAS

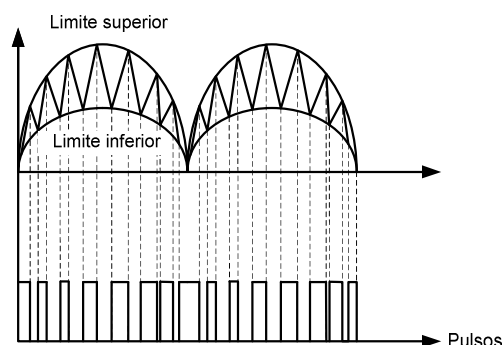
As correções ativas são dadas através de circuitos de controle projetados para o fim. Possuem uma complexidade maior de implementação, mas respondem ao sistema baseando-se em valores de referência, permitindo uma resposta mais dinâmica às perturbações. A seguir, são descritas algumas das principais formas de correção, a fim de compará-las entre si.

2.3.1. Método de controle por histerese

Conforme visto na Figura 2, o controle por histerese consiste em uma técnica de modulação que monitora a corrente dentro de limites definidos por uma faixa de valores (histerese). Trabalha com uma amostragem da tensão de entrada senoidal e uma amostra de corrente de entrada obtida por um resistor *shunt* ou sensor de efeito *hall*. É possível comparar a corrente de entrada com a faixa de histerese e assim o controlador altera a razão cíclica conforme a necessidade de correção da corrente de entrada.

Com relação a essa técnica, tem-se uma frequência de comutação variável, obrigando que o indutor de filtro seja projetado para menor frequência, o que causa um aumento de volume no componente. Apesar do elevado fator de potência de entrada, existe a necessidade de sensores de corrente, o que aumenta a complexidade do circuito de controle.

Figura 2 - Controle por histerese.

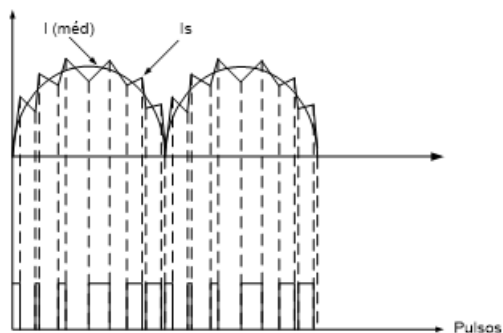


2.3.2. Método de controle por corrente média

Conforme visto na Figura 3, o controle por corrente média consiste em gerar um sinal de referência por meio de um circuito multiplicador-divisor. O sinal de tensão de saída é obtido através de um divisor resistivo, sendo que é amostrada também a tensão de entrada retificada e a corrente no indutor. O sinal das tensões é multiplicado e comparado com a corrente no indutor. Por fim o sinal resultante é novamente comparado com uma forma de onda do tipo dente de serra gerando o sinal de controle do semiconductor.

Com relação a essa técnica, tem-se uma frequência de comutação constante, menor sensibilidade a ruídos de comutação devido à filtragem de corrente, e elevado fator de potência, mas a necessidade de sensores de corrente, multiplicadores e divisores torna o circuito de controle mais complexo para implementação.

Figura 3 - Controle por corrente média.

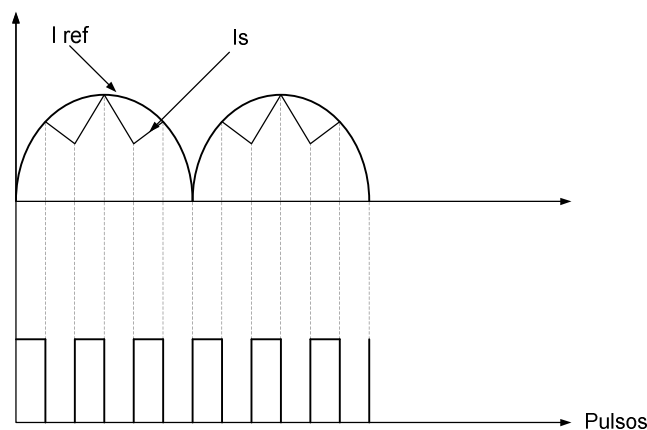


2.3.3. Método de controle por pico de corrente

Conforme visto na Figura 4, essa técnica compara a corrente no semicondutor com um sinal de referência obtido usualmente por meio da multiplicação de uma amostra da tensão retificada e da tensão de saída, assim o sinal de referência é sincronizado e proporcional à tensão da rede.

Com relação a essa técnica tem-se a vantagem de amostrar apenas a corrente no interruptor, não havendo a necessidade de um amplificador de erro de corrente, frequência de comutação constante e elevado fator de potência de entrada. Contudo ainda há a necessidade de multiplicadores, o que torna o circuito de controle mais complexo.

Figura 4 - Controle por pico de corrente.

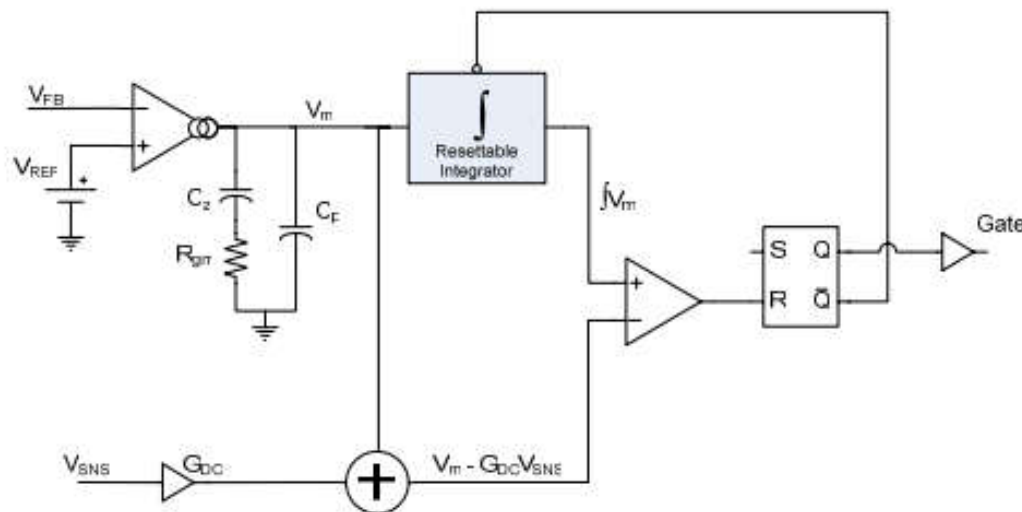


2.3.4. Método de controle ciclo a ciclo

Esta técnica consiste em comparar a tensão de saída do conversor com a tensão de referência usando um amplificador de erro que também fornece a compensação, gerando um sinal de erro. Um integrador reinicializável integra a tensão de modulação e é reiniciado ao término de cada ciclo de comutação. O sinal integrado é comparado com a saída do amplificador de tensão e subtraído do sinal de corrente no indutor, para gerar o acionamento do semicondutor.

Com relação a esta técnica não há necessidade de uma amostragem da tensão de entrada, nem da presença de multiplicadores e divisores. Com isso tem-se uma boa simplificação do circuito de controle, de modo que um elevado fator de potência é também observado, assim como nos outros métodos. [14], [15] [16].

Figura 5 – Diagrama de blocos do controle ciclo a ciclo.



Fonte: R. BROWN, "PFC converter design with IR1150 once cycle control.," Application note AN-1077, 2005.

2.3.5. Método de controle por autocontrole

A corrente de pico é amostrada diretamente no circuito e multiplicada por um ganho K_{samp} , de modo que seu valor permaneça dentro de uma faixa de tensão moduladora triangular. Este valor é subtraído da amplitude do modulador, sendo que a forma de onda senoidal retificada invertida é multiplicada pelo sinal de erro da malha de tensão e então comparada com o modulador dente de serra, gerando o sinal PWM para o interruptor.

Com relação a esta técnica, não há necessidade de se amostrar a tensão de entrada ou gerar uma referência de corrente. Utiliza-se um compensador proporcional, tornando o sistema mais robusto e reduz os esforços resultantes na utilização de controle digital. Semelhante ao controle ciclo a ciclo esta estratégia utiliza um menor número de sensores para amostrar a corrente no indutor e a tensão de saída.

2.4. CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO

Comparando os métodos de controle estudados neste capítulo e considerando a disponibilidade de recursos, o método apontado como mais apropriado para o presente objetivo é o de controle ciclo a ciclo. Este proporciona um controle satisfatório e reduz a necessidade de um circuito complexo, uma vez que dispensa multiplicadores e a amostragem da tensão de entrada. A tensão de saída é obtida por um divisor de tensão simples a referência de corrente por um resistor *shunt*. A acessibilidade a um CI baseado neste método de controle também foi um ponto a ser considerado na escolha do mesmo. Para este projeto optou-se por utilizar circuitos integrados, mas é visto que soluções com microcontroladores podem ser aplicadas. No capítulo 5 será analisado de forma mais aprofundada o método de controle selecionado e será abordado o circuito integrado supracitado.

3. CONVERSOR BOOST CA-CC

3.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar as equações básicas do conversor *boost* operando em modo de condução contínua combinado com uma ponte retificadora trabalhando como um pré-regulador para correção de fator de potência e analisar as vantagens em relação a outros conversores para o uso no projeto.

3.2. CARACTERISTICAS DO CONVERSOR BOOST

A elevação de tensão necessária para o projeto é obtida utilizando-se um conversor que seja adequado a esse fim. Dentre os conversores com capacidade de elevação de tensão optou-se pelo *boost*, o qual oferece os requisitos necessários para a aplicação. Além disso, essa topologia foi escolhida devido à simplicidade de acionamento, pois possui referências em comum entre o circuito de potência e o disparo do interruptor principal. É importante também mencionar a grande disponibilidade de circuitos integrados direcionados ao acionamento do conversor *boost*. Este conversor é construído conforme a figura 2, possuindo uma ponte retificadora de entrada, um indutor L , um diodo D , uma chave semicondutora S comandada por um gerador de pulsos G . O capacitor C filtra a tensão de saída de forma a entregar ao resistor R uma forma de onda aproximadamente contínua. Alguns fatores justificam o uso do mesmo no projeto:

- Simplicidade de implementação.
- Menor desgaste devido a menores níveis de corrente eficaz nos componentes para a operação em CCM.
- Tensão de saída positiva, se comparado ao buck-boost, que possui saída invertida.
- É, em geral, o conversor mais utilizado em operações de elevação simples.

Abaixo têm-se as equações básicas para se determinar os componentes e o funcionamento do conversor *boost* [2]. Os parâmetros do projeto são apresentados na Tabela 2.

Figura 6 - Conversor boost.

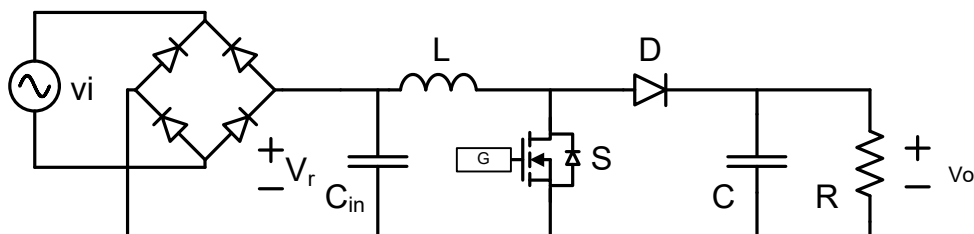


Tabela 2 – Valores de projeto.

GRANDEZA	SIMBOLO	VALOR
Tensão de entrada eficaz	$V_{I_{ef}}$	220 V
Tensão de saída	V_o	400 Vcc
Potência	P_o	500 W
Resistência equivalente de barramento	R	320Ω
Frequência de chaveamento	f_s	60 kHz

Têm-se que a tensão instantânea após o estágio retificador é:

$$v_r = |v_i| = \left| \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right| \quad (3.1)$$

A equação característica que relaciona a entrada com a saída do conversor *boost*, na qual D é a razão cíclica do sistema é dada por:

$$V_o = \frac{v_r}{(1-D)} \quad (3.2)$$

Para o projeto deve-se considerar que a frequência de comutação será constante, bem como a tensão de saída. A entrada tem comportamento senoidal, assim a razão cíclica deverá variar de acordo com o tempo ao longo do ciclo da rede. Assim tem-se [8]:

$$\frac{V_o}{v_r(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1-D(\omega \cdot t)} \quad (3.3)$$

Pode-se definir o ganho estático conforme [8], sendo este a relação entre as tensões de saída e de entrada:

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} = 1,286 \quad (3.4)$$

Assim pode-se obter o comportamento da razão cíclica a partir das equações (3.1), (3.3) e (3.4) conforme [8]:

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (3.5)$$

3.3. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR E CAPACITOR

O próximo passo é determinar os valores estimados do indutor e do capacitor, bem como verificar as correntes máximas e mínimas esperadas no indutor. De (3.5) pode-se obter a razão cíclica, que representa a fração de tempo em que o semicondutor trabalhará como uma chave fechada. No restante do período o mesmo trabalhará como uma chave aberta. Esta comutação deverá ser feita por meio de um circuito de controle, sendo que para o caso mais comumente aplicado é utilizada uma modulação PWM (do inglês, *pulse width modulation*). O cálculo do valor do indutor é dado abaixo. É importante ressaltar que este valor deve ser suficiente para garantir a condução contínua. [8]

$$\begin{aligned}\Delta I_{L_max1} &= \frac{\beta}{4} = 0,321 A \\ \Delta I_{L_max} &= 0.2 \cdot I_{i_pico} = 0,643 A \\ L &= \frac{\sqrt{2}V_{i_ef}}{f_s} \cdot \frac{\Delta I_{L_max}}{\Delta I_{L_max1}} = 2,593 mH\end{aligned}\tag{3.6}$$

Onde:

ΔI_{L_max1} = É a condição parametrizada da ondulação máxima válida para $\beta \leq 2$.

ΔI_{L_max} = É a ondulação máxima de corrente no indutor.

Tem-se que a corrente eficaz de entrada e de pico são dadas por:

$$\begin{aligned}I_{i_ef} &= \frac{P_i}{V_{i_ef}} = 2,273 A \\ I_{i_pico} &= \sqrt{I_{i_ef}} = 3,214 A\end{aligned}\tag{3.7}$$

O valor da capacitância considerando uma variação percentual na tensão de saída é dado abaixo. O capacitor de saída reduz os efeitos do *flicker* além de filtrar a ondulação de saída, bem como garante um sinal mais contínuo para os sensores de tensão e de *over voltage protection* que serão vistos no capítulo 5. O equacionamento pode ser visto em [2], [8] e [9].

$$\Delta V_o = 7\%\tag{3.8}$$

$$C = \frac{V_{i_ef} \cdot I_{i_ef}}{(2\pi f_r) \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 118,419 \mu F \quad (3.9)$$

3.4. REQUISIÇÕES PARA O CAPACITOR DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA

Têm como objetivo atenuar a ondulação de alta frequência após o estágio retificador do conversor. [8]

$$C_{in} = k_{\Delta L} \cdot \frac{I_{in_rms_max}}{2\pi f_c r V_{in_rms_min}} = 145,433 \eta F$$

$$k_{\Delta L} = 0,3$$

$$r = 0,0575 \quad (3.10)$$

Sendo que:

$k_{\Delta L}$ = *Ripple* de corrente no capacitor.

r = Máximo fator de *ripple* de tensão

3.5. VALORES DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

Com os dados obtidos neste capítulo definem-se as características conforme Tabela 3.

Tabela 3 – Valores calculados.

GRANDEZA	SIMBOLO	VALOR
Ganho estático	β	1,286
Indutância de filtro	L	2,593 mH
Corrente de pico de entrada	I_{i_pico}	3,214 A
Variação da corrente em L	ΔI_L	0,321 A
Capacitor de entrada	C_{in}	145,433 ηF
Capacitor de saída ($\Delta V_o=7\%$)	C	118,419 μF

3.6. CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo voltou-se para o estudo do conversor *boost* operando em conjunto com um retificador de ponte completa. Este modo de operação é conhecido na literatura como “retificador *boost*”, e é uma solução para retificadores ativos. Foram avaliadas características como simplicidade, robustez a ruídos, desgaste dos interruptores e definiu-se o mesmo como uma solução interessante para o uso no estágio pré-regulador.

O capítulo apresenta também o equacionamento do retificador *boost* e determina conforme visto em [8] os valores dos componentes de potência do sistema, sendo eles o capacitor de saída e o indutor de entrada. Tendo conhecimento da corrente máxima no indutor, é possível também determinar os semicondutores de forma a suportarem esta demanda.

Dados os resultados obtidos nessa primeira etapa dos estudos, foi possível determinar o comportamento esperado do conversor *boost* para as simulações e testes em bancada. Além disso a oscilação de tensão na saída do circuito, dependente da capacitância do capacitor de saída, deve ser tal que minimize os efeitos do *flicker*, seguindo as recomendações já vistas na norma IEEE Std 1789 – 2015 [6]. Com os valores obtidos neste capítulo é apresentado, no seguinte, os passos para se projetar o indutor de forma a apresentar o valor esperado de indutância e suprir os requisitos físicos e magnéticos que venham a limitar o projeto.

4. PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

4.1. INTRODUÇÃO

Baseado na análise dos capítulos anteriores, tem-se agora o valor estimado do indutor necessário para o circuito, e com isso pode-se iniciar o projeto do mesmo. Partindo-se deste princípio, tem-se neste capítulo a demonstração dos cálculos necessários para o projeto do indutor. Apresenta-se também o resultado final do projeto do indutor [10].

4.2. DETERMINAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DO INDUTOR

Um dos componentes mais críticos do conversor *boost* é o indutor. Sua construção deve ser tal que evite problemas de saturação e ruído, de modo que um bom dimensionamento é crucial para o funcionamento do circuito. O projeto do mesmo considerou o ponto de operação com os valores da Tabela 2.

4.2.1. Escolha do núcleo do indutor

Tendo como objetivo promover o melhor caminho para o fluxo magnético, a escolha do núcleo do indutor é parte relevante na construção de conversores. Deve-se levar em conta que o indutor operando em alta frequência pode inserir elementos parasitas, refletindo em picos de tensão, perdas e ruído. Para a operação na frequência proposta opta-se por núcleos de ferrite [10]. Pode-se definir as áreas conforme Figura 8 sendo A_e a área da seção transversal, bem como A_w a área da janela do carretel. O produto $A_e A_w$ define qual núcleo deve-se selecionar para o projeto, sendo selecionado um núcleo com produto mais próximo e maior que o calculado. Como os fios têm uma geometria circular, eles não ocupam por completo a área da janela, então define-se um fator k_w como sendo o fator de ocupação da janela. O valor escolhido para este fator foi o típico de 0,7. Outros valores típicos foram utilizados para os outros parâmetros vistos na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros do indutor.

GRANDEZA	SIMBOLO	VALOR
Fator de ocupação do cobre dentro do carretel	k_w	0,7
Máxima densidade de corrente	J_{max}	450 A/m ²
Campo magnético máximo	B_{max}	0,25 T
Corrente máxima no indutor	I_{L_pico}	3,214 A
Corrente efetiva no indutor	I_{L_ef}	2,273 A

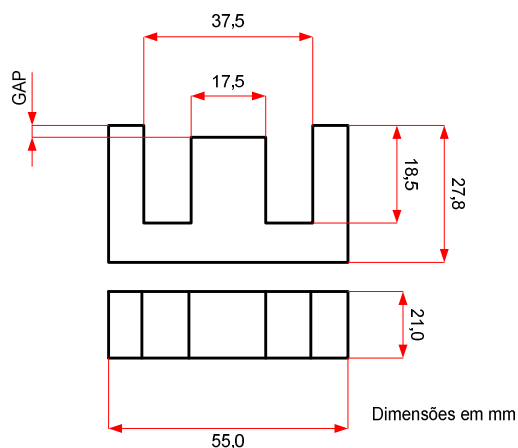
* valor obtido através de equação (3.1).

O produto $A_e A_w$ é calculado na equação a seguir.

$$A_e A_w = \frac{L I_{L_pico} I_{L_ef} \cdot 10^4}{k_w J_{\max} B_{\max}} = 3,608 \text{ cm}^4 \quad (4.1)$$

Com o produto $A_e A_w$, pode-se determinar o núcleo do indutor. Para isso consultou-se no site da Thornton [11] qual núcleo condizia com as especificações do projeto. Para o projeto em questão optou-se em um único indutor com o núcleo NEE 55-28-21, já que um indutor de menor núcleo (menor $A_e A_w$) acarretaria em um número mais elevado de espiras para alcançar a indutância desejada. Além disso, para a aplicação proposta, é desejável que o indutor tenha o menor número possível de camadas, no enrolamento, para a minimização de ruídos eletromagnéticos. Esse fato pode ser melhorado, então, utilizando-se um carretel de maiores dimensões.

Figura 7 – Dimensões do núcleo NEE 55-28-21.

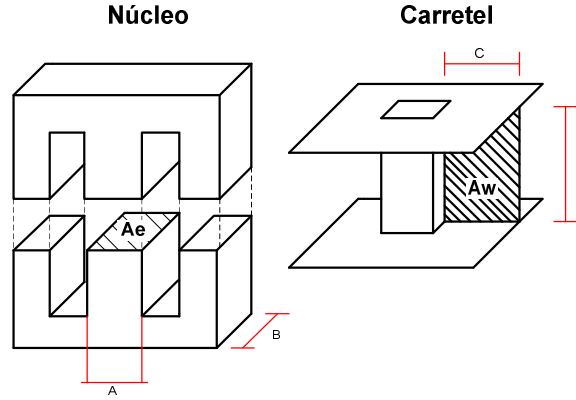


A Tabela 5 apresenta as características do núcleo escolhido:

Tabela 5 - Características do núcleo escolhido.

GRANDEZA	SIMBOLO	VALOR
Área da seção transversal	A_e	354,0 mm ²
Área da janela	A_w	250,0 mm ²
Volume	V_e	42500,00 mm ³
Comprimento médio	l_t	116 mm
Área transversal do enrolamento de cobre	$A_e A_w$	8,85 cm ⁴

Figura 8 - Esquemático do indutor.



Fonte: LESSA, F. T. Projeto físico de magnéticos. (2002)

Assim pode-se calcular as outras características do indutor, como o número de espiras:

$$N_L = \frac{LI_{L_pico} \cdot 10^4}{A_e B_{\max}} = 141,243 \approx 142 \text{ espiras} \quad (4.2)$$

Comprimento total do entreferro:

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N / A}^2 \\ l_g &= \frac{\mu_0 N_{LB}^2 A_e \cdot 10^{-2}}{L} = 0,231 \text{ cm} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Na utilização de condutores em altas frequências pode ocorrer o efeito pelicular, o qual reduz a área efetiva do condutor devido à concentração de corrente nas bordas do mesmo. O valor da profundidade de penetração pode ser obtido conforme visto em [10].

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \quad (4.4)$$

Tem-se assim a máxima profundidade de penetração da corrente no condutor para a minimização de perdas devido ao efeito pelicular dada por:

$$2\Delta = 0,067 \quad (4.5)$$

O valor da bitola necessária para conduzir a corrente é apresentado na equação abaixo:

$$S_L = \frac{I_{L_ef}}{J_{\max}} = 0.005051 \quad (4.6)$$

Conforme a Tabela 6 escolheu-se o fio AWG 23, cuja seção transversal é 0,002582cm².

Tabela 6 – Tabela de condutores.

AWG	Ø Cu (cm)	A Cu (cm ²)	Ø Isol (cm)	A Isol (cm ²)	Ω/CM 20 °C	Ω/CM 100 °C	Amp - 450 A/cm ²
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,00053	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

O número de fios paralelos irá depender da seção necessária calculada em (4.6) e da seção escolhida conforma a Tabela 6:

$$n_L = \frac{S_L}{S_{AWG}} = 1,956 \approx 2 \text{ condutores} \quad (4.7)$$

O novo fator de utilização da janela, agora considerando a nova seção é dado por:

$$k_u = \frac{n_L N_n S_{AWG}}{A_w} = 0,293 \quad (4.8)$$

Cálculo térmico:

$$\begin{aligned} K_h &= 4 \cdot 10^{-5} \\ f_L &= f_s \\ K_E &= 4 \cdot 10^{-10} \\ \Delta B &= \frac{\Delta I_{L_max}}{I_{L_pico}} B_{\max} \\ \rho &= 2,078 \cdot 10^{-6} \text{ SI} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Sendo que:

ρ é a resistividade do cobre a 70°C;

K_h é o coeficiente de perdas por histerese;

K_E é o coeficiente de perdas por correntes parasitas;

Perdas magnéticas no núcleo:

$$P_{L_core} = \Delta B^{2.4} (K_h f_L + K_E f_L^2) V_e = 0,096 W \quad (4.10)$$

Perdas no cobre:

$$P_{L_Cu} = \rho l_t N_B I_{L_ef}^2 = 3,424 W \quad (4.11)$$

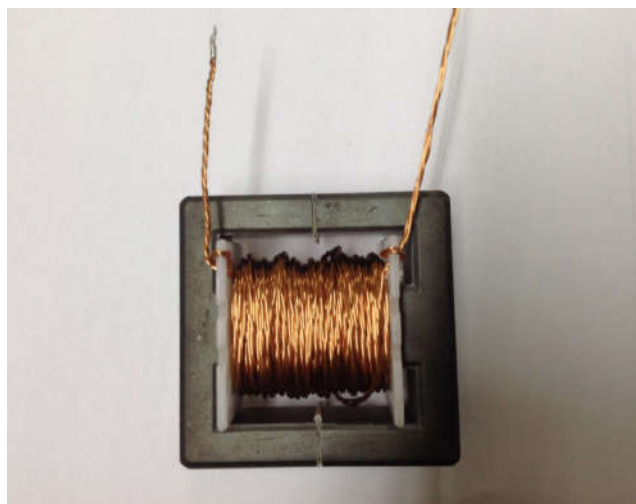
Perdas totais estimadas no indutor:

$$P_{L_total} = P_{L_core} + P_{L_Cu} = 3,52 W \quad (4.12)$$

4.3. CONSTRUÇÃO DO INDUTOR

Com os valores obtidos foi construído o indutor apresentado na Figura 9.

Figura 9 - Indutor construído conforme características obtidas para projeto de magnéticos.



Verificando os valores no LCR meter Agilent E4980A obteve-se uma indutância de aproximadamente 2,73 mH. Esse valor é aceitável, uma vez que o valor do indutor calculado, para uma ondulação de corrente de 20%, é de 2,593 mH.

4.4. CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO

Com o estudo desenvolvido, pôde-se concretizar os conhecimentos sobre projetos de indutores, seus efeitos elétricos e magnéticos e a importância de um bom projeto para a redução das perdas. Deve-se levar em conta a possibilidade de se utilizar condutores entrelaçados, de forma a facilitar a condução de corrente. Levando sempre em conta que o número de condutores implica em um aumento no tamanho do núcleo necessário para suportá-los. É necessário a otimização de espaço na placa e no custo dos materiais, sendo assim, cabe ao projetista ponderar sobre quais aspectos o projeto terá prioridade.

Com o projeto de potência pronto, serão apresentados no próximo capítulo alguns métodos de controle de fator de potência que podem ser aplicados a fim de corrigi-lo conforme as recomendações da norma [3].

5. PROJETO DE CONTROLE CICLO A CICLO DO CONVERSOR

5.1. INTRODUÇÃO

Dados os métodos estudados no capítulo anterior, optou-se pelo método de controle ciclo a ciclo. Para a implementação desta estratégia de controle será utilizado o CI IR1150 [17], [18]. Neste capítulo será analisado mais a fundo o comportamento do circuito integrado IR1150. Além disso, serão determinados os componentes necessários para a utilização do circuito. Por fim apresentam-se as simulações do comportamento do circuito no projeto em questão a fim de verificar a viabilidade do controle para a aplicação em foco.

5.2. CONTROLE CICLO A CICLO COM IR1150

Para o controle ciclo a ciclo será utilizado este o circuito integrado IR1150 da fabricante International Rectifier, o qual utiliza a técnica supracitada na correção do fator de potência e, adicionalmente, proporciona o controle da tensão do barramento CC. Nesta sessão será analisado o funcionamento básico do circuito.

A tensão de saída do conversor é amostrada através de um divisor de tensão e enviada para a entrada do amplificador de erro. No amplificador, ela é comparada a um sinal de referência interno do CI de 7V, de modo que o resultado gera um sinal de tensão de modulação V_m .

A tensão de modulação é integrada pelo integrador resetável e reiniciada a cada ciclo. Como a largura de banda de tensão é pequena, a tensão de modulação irá variar lentamente, podendo ser considerada constante a cada ciclo. Isso implica que a saída do integrador será uma rampa linear com inclinação proporcional a V_m .

A referência do PWM é dada pela subtração da tensão obtida pelo sensor de corrente ao valor da tensão de modulação, conforme apresentado na expressão (5.1).

$$v_m - G_{DC} \cdot v_{sns} \quad (5.1)$$

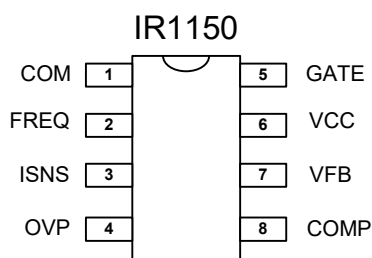
Este funcionamento é o básico para o controle ciclo a ciclo. Proporcionando-se uma referência dependente da corrente de entrada e um sinal de rampa dependente da tensão de saída o controle requerido da razão cíclica do conversor é realizado, a fim de fornecer um controle da tensão de saída e do fator de potência [17].

5.3. DESCRIÇÃO DO IR1150

A operação do IR1150 ocorre basicamente em dois *loops* (ou malhas), um interno de corrente e um externo de tensão. A malha de corrente tem como objetivo controlar a forma senoidal da corrente de entrada através da razão cíclica, forçando a corrente a seguir a tensão de entrada. A malha de tensão controla a inclinação da rampa do integrador e consequentemente a amplitude da corrente média de entrada por meio do controle da tensão de barramento na saída. [17]

A figura abaixo mostra a o diagrama dos terminais do IR1150:

Figura 10 - Terminais do IR1150.



Sendo:

COM – Terminal comum;

FREQ – Terminal para ajuste de frequência de comutação, dado através de um resistor externo. Possui alcance entre 50kHz e 200kHz;

ISNS – Terminal do sensor de corrente do indutor;

OVP – Terminal de proteção de sobretensão, disponível para proteger a saída de uma sobrecarga, se a tensão de saída aumentar a ponto que force o terminal OVP a exceder seu limite. Dessa forma, o *gate* será, então, desabilitado.

COMP – Compensação da malha de tensão, sendo que os elementos do compensador são aplicados externamente.

VFB – Terminal do sensor de tensão de saída.

VCC – Terminal de alimentação.

GATE – Terminal de saída para o *gate* do conversor.

5.4. PARAMETRIZAÇÃO DO CI

Com as especificações do conversor é possível determinar os elementos externos ao CI. A Figura 11 mostra um esquemático dos componentes a serem determinados e o posicionamento no circuito baseados em [17].

Figura 11 - Circuito proposto baseado no conversor *boost* PFC operando em CCM empregando o modo de controle ciclo-a-ciclo característico do CI IR1150.

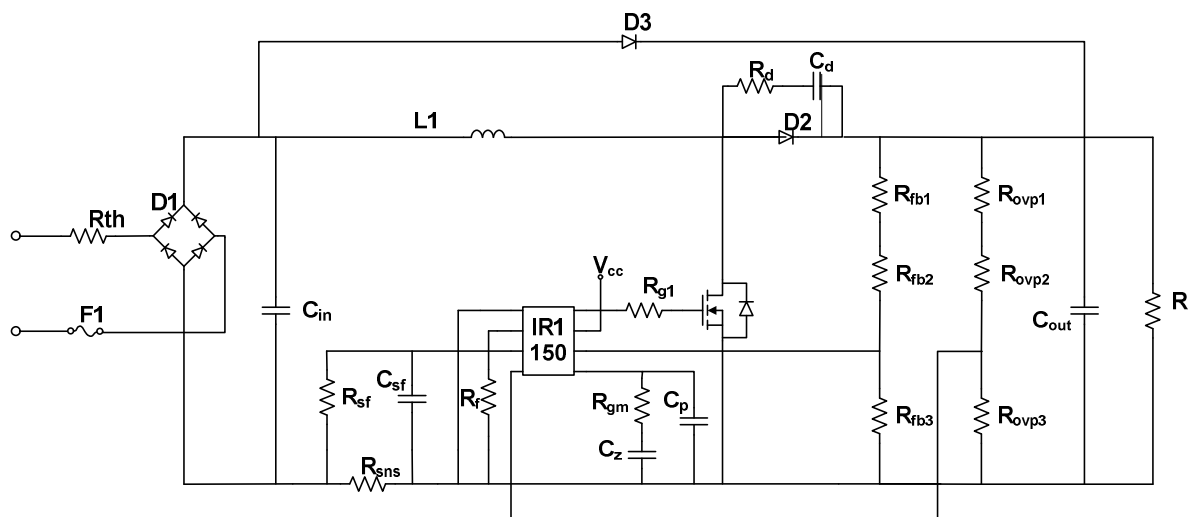


Tabela 7 - Parâmetros do IR1150.

GRANDEZA	SIMBOLO	VALOR
Tensão de entrada eficaz	V_{rms}	220 V
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Eficiência esperada	η	92%
Fator de potencia	pf	0,99
THD da corrente de entrada	THD_i	6%
Tensão de saída nominal	V_o	400 V
Tensão máxima de saída	V_{omax}	415 V
Frequência de comutação	f_s	60 kHz
Tempo máximo de soft start	t_{ss}	50 ms
Potência de entrada	P_{in}	500 W
Potência máxima de saída	P_{o_max}	460 W
Tensão eficaz mínima	$V_{in_rms_min}$	220 V
Tensão de referência	V_{ref}	7 V
Resistência de saída	R	320 Ω

5.4.1. Projeto do sensor de tensão

Baseado em [17]. Para se determinar os resistores do filtro de tensão deve-se definir o valor dos mesmos de forma que, com a tensão de saída nominal, o valor do divisor de tensão da malha de *feedback* resulte em 7V.

$$\begin{aligned} R_{FB1} &= 499 \text{ k}\Omega \\ R_{FB2} &= 499 \text{ k}\Omega \\ R_{FB3} &= \frac{V_{ref}(R_{FB1} + R_{FB2})}{(V_o - V_{ref})} = 17.776 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$V_o = \frac{(R_{FB1} + R_{FB2} + R_{FB3}) \cdot V_{ref}}{R_{FB3}} = 400 \text{ V} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} P_{R_{FB1}} &= \frac{(V_{out} - V_{ref})^2}{2 \cdot (R_{FB1} + R_{FB2})} = 0,071 \text{ W} \\ P_{R_{FB2}} &= 0,071 \text{ W} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Onde: R_{FB1} , R_{FB2} e R_{FB3} são os resistores de realimentação.

5.4.2. Projeto do OVP de saída

A malha de proteção de sobretensão (do inglês, *overvoltage protection*, ou OVP) é projetada de forma que, caso a mesma atinja o valor de referência de 7V, a proteção atue. Sendo assim, seu divisor de tensão irá indicar este valor caso a tensão de saída supere os 430V. Caso haja necessidade de uma proteção para uma sobretensão inferior a 430 V estes resistores deverão ser reajustados.

$$\begin{aligned} V_{ref_ovp} &= 7 \text{ V} \\ V_{ovp} &= 430 \text{ V} \\ R_{ovp1} &= 499 \text{ k}\Omega \\ R_{ovp2} &= 499 \text{ k}\Omega \\ R_{ovp3} &= \frac{V_{ref_ovp} \cdot (R_{ovp1} + R_{ovp2})}{V_{ovp} - V_{ref_ovp}} = 16,3 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.5)$$

5.4.3. Determinação do resistor R_f

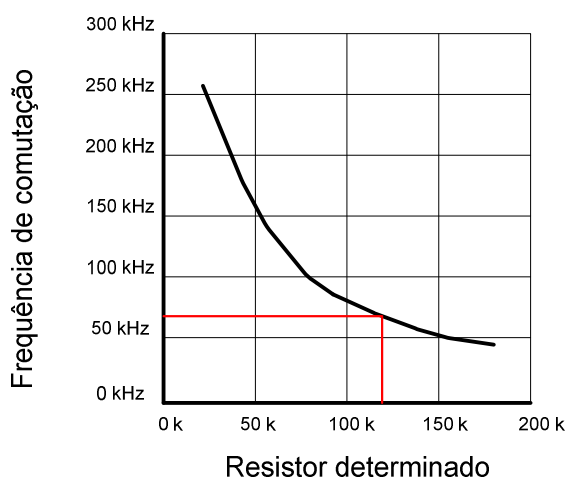
O resistor R_f , responsável pelo ajuste de frequência efetuado no terminal 2 do IR1150 é determinado por meio do gráfico da Figura 12, no qual pode-se verificar o valor de resistência baseando-se na frequência desejada para o circuito.

Assim:

$$R_f \approx 130 \text{ k}\Omega \quad (5.6)$$

O valor de R_f foi estipulado por aproximação, no circuito prático o valor será ajustado através de um potenciômetro de forma a garantir a frequência de comutação desejada.

Figura 12 - Curva frequência x resistência para determinação de resistor R_f .



Fonte: BROWN, R. PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control. Application note AN-1077.

5.4.4. Malha de corrente e proteção contra sobrecorrente

O sinal da corrente do indutor é amostrado por meio da queda de tensão de um resistor sensor. Esta queda não deve superar o valor máximo de proteção de sobrecorrente especificada no *datasheet* do CI, que é dado por V_{SNS_max} .

$$D_{loop} = \frac{V_{out} - V_{in_pk_min}}{V_{out}} = 0,192$$

$$V_{SNS_max} = \frac{V_{comp_eff} \cdot (1 - D)}{G_{DC}} = 1,331 \text{ V} \quad (5.7)$$

Onde:

V_{comp_eff} e G_{DC} são retirados do *datasheet* do CI.

O valor do resistor sensor pode ser calculado do valor máximo de corrente no indutor com um fator de sobrecarga (*overload*, k_{ovl}). A potência dissipada por esse elemento também pode ser devidamente calculada, sendo que este é um parâmetro importante para a escolha do resistor que será utilizado na prática.

$$\begin{aligned}
 k_{ovl} &= 1,1 \\
 I_{in_pk_ovl} &= (I_{in_pk_max} + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot k_{ovl} = 3,917 \text{ A} \\
 R_{SNS} &= \frac{V_{SNS_max}}{I_{in_pk_ovl}} = 0,34 \Omega \\
 P_{R_{SNS}} &= 1,816 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

5.4.5. Filtragem do sensor de corrente

Para o sensor de corrente é necessário um projeto de um filtro passa-baixas que, segundo [17], é recomendável uma frequência de corte de 1 – 1,5 MHz. Este filtro irá atenuar os ruídos de alta frequência que podem prejudicar a obtenção da amostra de corrente.

$$\begin{aligned}
 R_{sf} &= 100 \Omega \\
 C_{sf} &= 1000 \rho F \\
 f_{PSF} &= \frac{1}{2\pi R_{sf} C_{sf}} = 1,592 \text{ MHz}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

5.4.6. Projeto do tempo de acomodação

Um quesito importante do projeto é o tempo de acomodação da malha de tensão, que determina o tempo necessário para a malha alcançar o regime permanente. Este parâmetro influi no tempo de recuperação que o sistema exige após um distúrbio na carga, bem como no sobressinal no distúrbio. Ao se determinar este tempo, pode-se calcular o componente C_z .

$$\begin{aligned}
 t_{ss} &= 0,05 \text{ s} \\
 i_{ovea} &= 0,04 \\
 C_z &= \frac{t_{ss} \cdot i_{ovea}}{V_{comp_eff}} = 330 \mu F
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Sendo:

i_{ovea} e V_{comp_eff} são retirados do *Datasheet* do CI.

5.4.7. Malha de realimentação de tensão

Após a adequação dos componentes dos sensores é necessário também projetar o compensador da malha de tensão, responsável por manter a saída de tensão constante para perturbações na carga. A malha de tensão recebe uma realimentação através do divisor de tensão da saída, que passa o sinal por um amplificador de erro. O amplificador de erro compara o sinal medido com uma tensão de referência e envia a um modulador de controle ciclo a ciclo. O controle é feito através do disparo do MOSFET conforme determinado pelo estágio modulador.

5.4.7.1. Ganho do divisor de tensão

O ganho do divisor de tensão pode ser determinado conforme equação apresentada em (5.11):

$$H_1(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} = 0.0175 \quad (5.11)$$

5.4.7.2. Função de transferência do estágio de potência

Pode-se relacionar a tensão de saída com a corrente na carga através do modelo de pequenos sinais em baixa frequência [17]. Nesse caso tem-se que para uma carga constante a função de transferência da malha de tensão dada como:

$$\begin{aligned} \hat{v}_o &= \hat{i}_{chg} \frac{1}{sC} \\ \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{chg}} &= \frac{1}{sC} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Para se obter uma relação $\hat{i}_{chg} / \hat{v}_m$, deve-se observar o modulador de controle ciclo a ciclo. A lei de controle do modulador é:

$$G_{DC} R_s \hat{i}_g = \frac{\hat{v}_m}{\hat{V}_o} (\hat{V}_{in} - \hat{v}_{in}) \quad (5.13)$$

Eliminando os termos cruzados de pequenos sinais tem-se:

$$\frac{\hat{i}_g}{\hat{v}_m} = \frac{V_{in}}{V_o R_S G_{DC}} \quad (5.14)$$

A corrente média de saída pode ser calculada pelo balanço de potências de entrada e saída do conversor boost.

$$\hat{i}_g = \frac{\hat{P}_{in}}{V_{in}} = \frac{\hat{i}_{chg} V_o}{V_{in}} \quad (5.15)$$

De (5.14) e (5.15) é obtida a função de transferência da malha de corrente, a qual é apresentada em (5.16).

$$\frac{\hat{i}_{chg}}{\hat{v}_m} = \frac{V_{in}^2}{V_o^2 R_S G_{DC}} \quad (5.16)$$

Combinando as funções de transferência (5.12) e (5.16) é obtida a função de transferência do estágio de potência.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_m} = \frac{V_{in}^2}{V_o^2 R_S G_{DC}} \frac{1}{sC} \quad (5.17)$$

5.4.7.3. Função de transferência do amplificador de erro

O amplificador de erro da tensão de saída é um amplificador de transcondutância com função de transferência dada por [17]:

$$H_2(s) = \frac{g_m (1 + sR_{gm}C_z)}{s(C_z + C_p + sR_{gm}C_zC_p)} \quad (5.18)$$

5.4.7.4 Compensação da malha de tensão

Para o projeto utilizou-se um compensador proporcional integral com filtro, de forma que o erro em regime permanente seja nulo e ocorra a filtragem da frequência de 120 Hz. Primeiramente deverão ser alocados um polo e um zero conforme as equações abaixo:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{gm} C_z}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{gm} \left(\frac{C_z C_p}{C_z + C_p} \right)} \quad (5.19)$$

A fim de evitar distorções na corrente ao se regular a oscilação de tensão em 120 Hz, deve-se manter a largura de banda de tensão menor que metade da frequência da rede (60 Hz). Dada essa consideração, os requisitos da malha de tensão serão limitar a largura de banda do ganho em malha aberta e a amplitude da segunda harmônica injetada no terminal COMP para o amplificador de erro.

A amplitude da segunda harmônica no capacitor de saída é dada por:

$$V_{OPK} = \frac{P_{in}}{2\pi f_{2nd} C V_o} = 14V \quad (5.20)$$

A amplitude da oscilação de 120 Hz deve ser pequena comparada com o valor da tensão de saída do amplificador de erro. Utilizou-se o valor típico de 1%.

$$G_{VA} = \frac{V_{COMP(EFF)} 0,01}{2V_{OPK}} \quad (5.21)$$

$$G_{VA} = \frac{6,05 \cdot 0,01}{2 \cdot 14} = 0,0021 = -53,55$$

Sendo $V_{COMP(EFF)}$ o valor da tensão de saída do amplificador de erro retirada da folha de dados do CI IR1150 [18]. Conforme calculado anteriormente em (5.11) a atenuação do divisor de saída é:

$$H_1 = 0,0175 = -35,13 \text{ dB} \quad (5.22)$$

O ganho do amplificador de erro deve ser o suficiente para que o ganho total seja -53,55 dB, conforme (5.21), assim:

$$G_{VA} - H_1 = -18,42 \text{ dB} \quad (5.23)$$

O segundo polo será alocado em uma frequência muito maior que 120 Hz, assim a função de transferência (5.18) pode ser aproximada:

$$H_2(s) = g_m \frac{(1 + sR_{gm}C_z)}{sC_z} \quad (5.24)$$

Como C_z já foi determinado em (5.10), resta determinar R_{gm} , este é determinado de forma que:

$$|H_2(j2\pi f_{2nd})| = -18,42 \text{ dB}$$

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{G_{VA} - H_1}{g_m}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_{2nd} C_z}\right)^2} = 120 \text{ k}\Omega \quad (5.25)$$

A frequência do segundo polo deve ser maior que a frequência de cruzamento e menor que a de comutação, a fim de atenuar o ruído. Foi escolhido um valor de 1/6 da frequência de comutação. Os diagramas de bode em malha aberta e malha aberta compensado podem ser vistos na Figura 13 e na Figura 14 respectivamente.

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{gm} \frac{C_z - C_p}{C_z + C_p}} \cong \frac{1}{2\pi R_{gm} C_p} \quad (5.26)$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \cdot f_p} = 120 \text{ nF}$$

Figura 13 - Diagrama de bode de malha aberta.

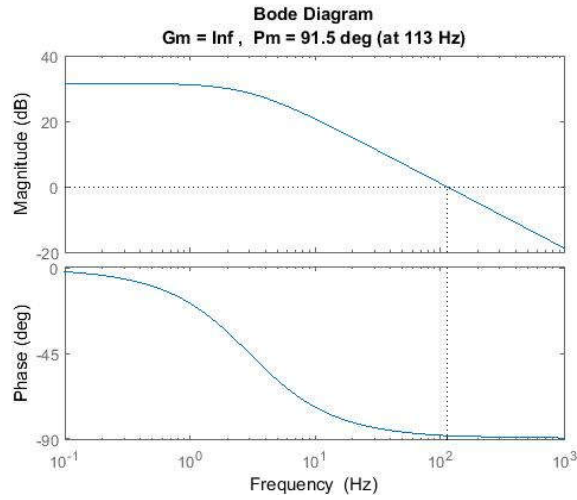
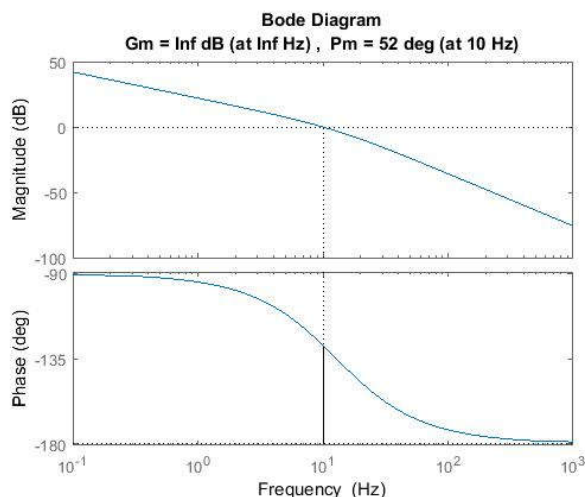


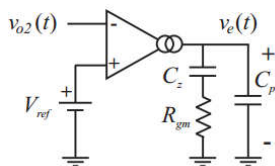
Figura 14 - Diagrama de bode de malha aberta compensado.



Os valores condizem com os esperados para a margem de fase e frequência de cruzamento sendo eles 52° e 10 Hz respectivamente, caracterizando um sistema estável. Estes valores são satisfatórios para o projeto em questão, concedendo uma margem de fase maior que 45° que confere robustez ao sistema.

Determinou-se assim os componentes do amplificador de transcondutância interno do IR1150. Conforme a Figura 15.

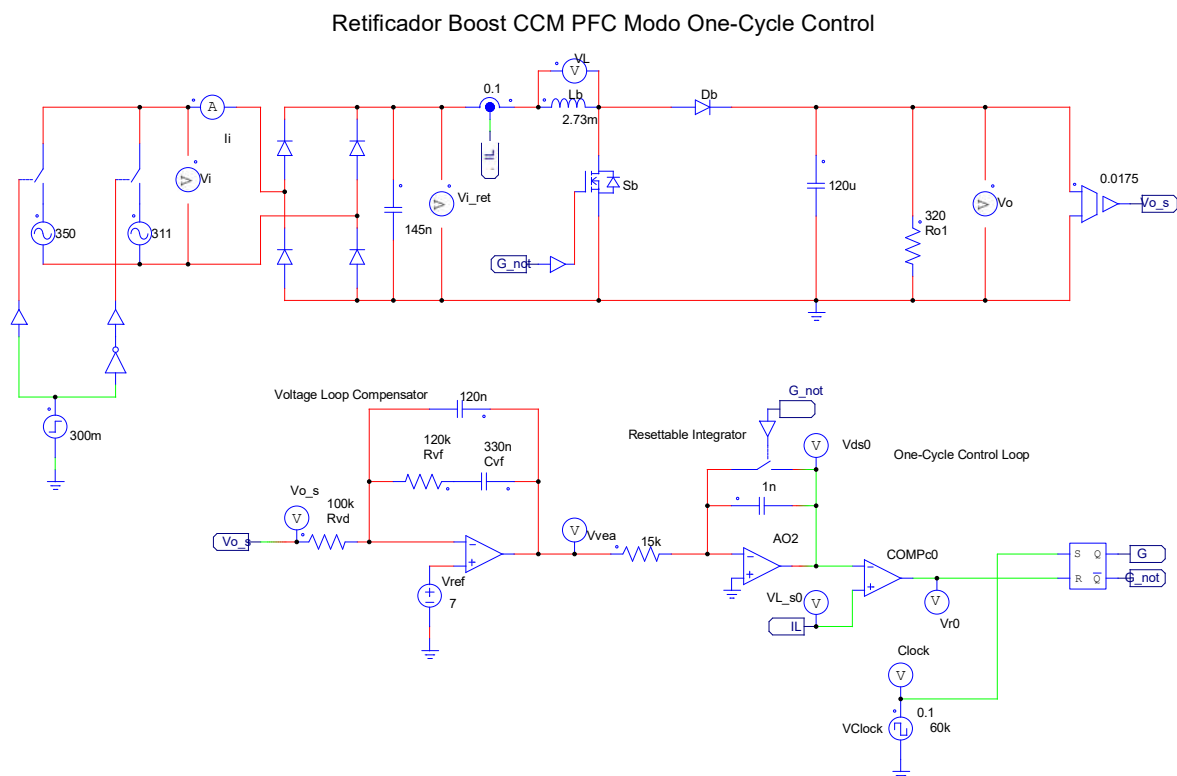
Figura 15 - Amplificador de transcondutância IR1150.



5.5. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

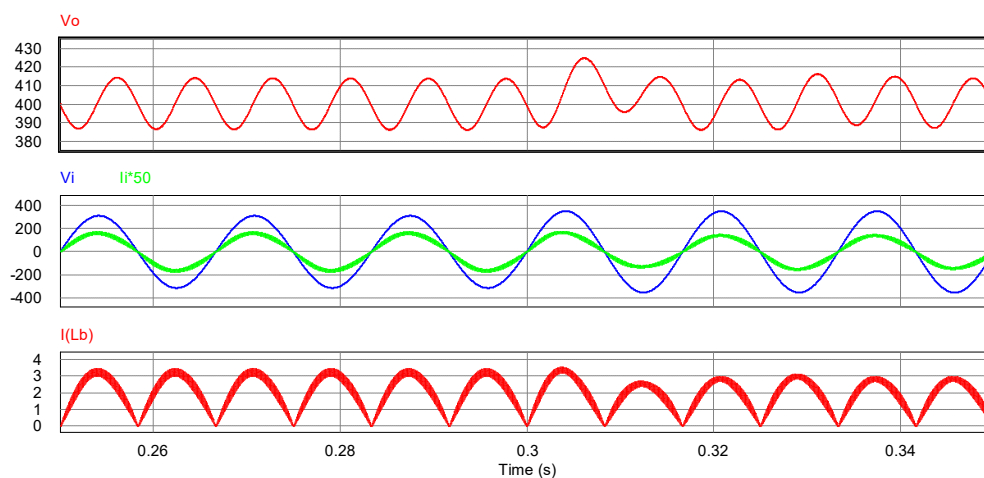
Com os valores determinados nas seções anteriores simulou-se o conversor de forma a verificar o comportamento esperado do mesmo. O circuito de simulação está mostrado na Figura 16, bem como os resultados de simulação podem ser vistos nas formas de onda da Figura 17.

Figura 16 - Conversor *boost* com compensador projetado.



Verificou-se a THD e o fator de potência, bem como o comportamento a distúrbios para os dados calculados, sendo as formas de onda correspondentes apresentadas na Figura 17. Com 300 ms ocorre um degrau de tensão de 311 V_p para 350 V_p, pode-se observar que a resposta do conversor é rápida.

Figura 17 - Curvas obtidas com a simulação.



A THD da corrente observada foi de 2,18 % enquanto o fator de potência foi de 0,99. Tem-se nesse modelo, então, uma resposta satisfatória para a tensão de saída, a qual se mantém com valor médio igual a 400V, de modo que os requisitos iniciais de projeto foram devidamente alcançados em simulação.

5.6. CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPITULO

Verificou-se que o comportamento do circuito IR1150 é bem próximo do descrito para o controle ciclo a ciclo. Com o projeto do controle bem especificado e seus componentes bem definidos foi possível realizar a simulação do sistema. Confirmou-se a aplicabilidade do CI no projeto, bem como definiu-se o comportamento esperado para o circuito real. É esperado um tempo de recuperação próximo a 50 ms em caso de distúrbios além de uma robustez para distúrbios na carga e na alimentação.

O próximo capítulo irá apresentar os resultados obtidos com o circuito real, comparar os valores teóricos, simulados e medidos e assim realizar a conclusão deste trabalho

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1. INTRODUÇÃO

Com as especificações determinadas nos capítulos 2 e 5, implementou-se o protótipo do conversor e submeteu-se o mesmo aos testes necessários para a validação do projeto. Este capítulo traz a análise dos resultados obtidos em bancada e os compara com o comportamento esperado do sistema.

6.2. CONSTRUÇÃO

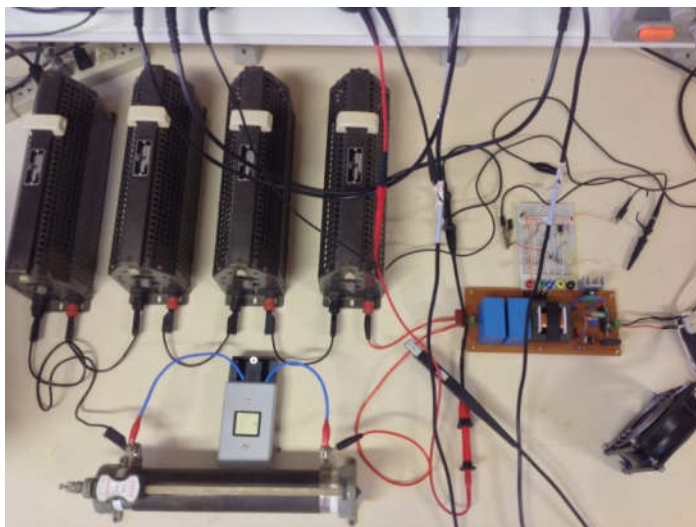
O conversor foi construído de forma a alimentar uma carga resistiva constante de 320Ω que representará a equivalência da carga que será aplicada ao segundo estágio do *driver* (ou seja, o LED COB). Em conjunto com a carga têm-se um resistor conectado de forma a possibilitar a simulação de um degrau de carga. O circuito físico pode ser visto na

Figura 18. Abaixo segue a lista de semicondutores utilizados no projeto. Os testes foram feitos utilizando a fonte de tensão *California Instruments* 3001 lx.

Tabela 8 – Relação de semicondutores.

COMPONENTE	CODIGO	CORRENTE (A)	TENSÃO (V)
Ponte retificadora	KBU8K	8	800
Diodo <i>boost</i>	MUR860	8	600
MOSFET	IRFP460	13	500

Figura 18 - Circuito físico.



6.3. RESULTADOS DE QUALIDADE ENERGIA

A Figura 19 apresenta as formas de onda obtidas da corrente e tensão de entrada, bem como a tensão *gate source* do MOSFET. Analisou-se a THD, bem como o fator de potência entregue pelo sistema. A figura abaixo demonstra o resultado obtido com os testes. Tem-se o comportamento senoidal da corrente de entrada, aproximadamente em fase com a tensão CA, que demonstra que o PFC está atuando adequadamente. A Figura 20 apresenta uma comparação das componentes harmônicas obtidas no osciloscópio e a norma 61000-3-2, para equipamentos da classe C.

Figura 19 - Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Corrente (azul clara, 5 A/div) e tensão de entrada (azul escura, 250 V/div), tensão *gate source* (verde, 10 V/div).

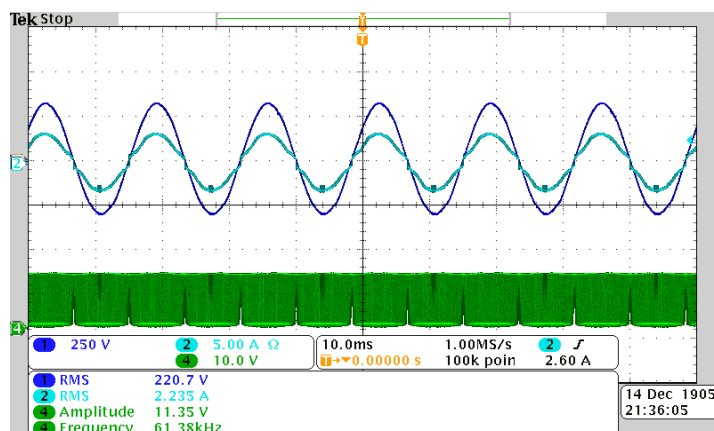
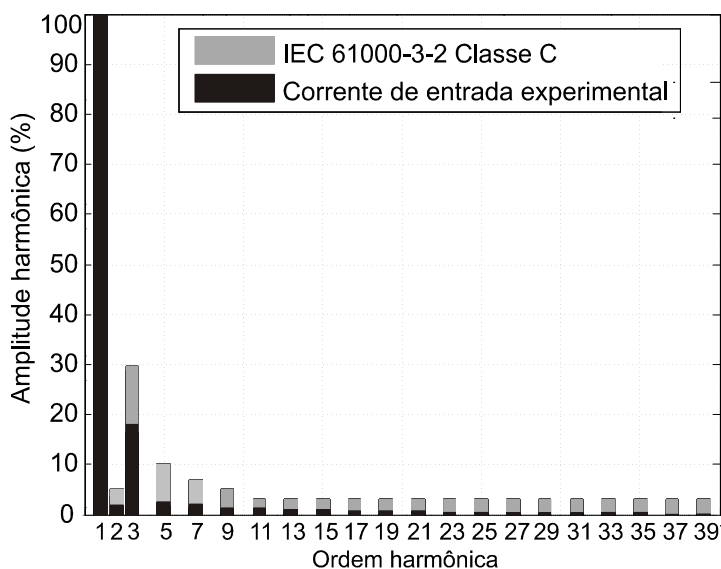


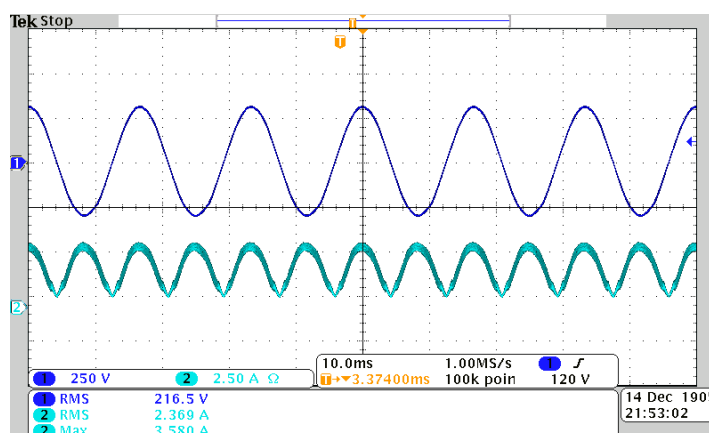
Figura 20 – Comparação das componentes harmônicas com a norma 61000-3-2, classe C.



Com os dados do wattímetro digital Yokogawa WT230 obteve-se um fator de potência de 0,990, que se aproxima do especificado para o projeto. Verificou-se uma THD de 5.65%, estando esse valor dentro do especificado (menor que 6%). A potência de entrada do conversor foi de 505W e a potência de saída de 488,9 W, apresentando uma eficiência de 96,8%. Na Figura 19 verifica-se também a frequência de comutação de 61.38 kHz, que condiz com o especificado. É importante ainda, observar que os pulsos de comando do MOSFET possuem valor máximo próximo ao ponto de passagem por zero da tensão CA de alimentação e valor mínimo próximo ao valor de pico. Esse fato demonstra a ação ativa do controle do fator potência para o conversor operando em modo de condução contínua.

A Figura 21 apresenta o comportamento da corrente no indutor, condizente com o estimado no capítulo 2. Tendo um valor de pico de 3,580 A e formato senoidal retificado.

Figura 21 - Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Tensão de entrada (azul escura, 250 V/div), corrente no indutor (azul clara, 2,50 A/div).



A Figura 22 apresenta a tensão e a corrente de saída do conversor *boost*. Verifica-se que a tensão de saída possui um valor médio de 396V, com uma ondulação de aproximadamente 30 Vpp. Esta ondulação está conforme a especificação do capítulo 2, de 7% de V_o . A ondulação de tensão é apresentada na Figura 23.

Figura 22 - Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Tensão (roxa, 100 V/div) e corrente de saída (azul clara, 300 mA/div).

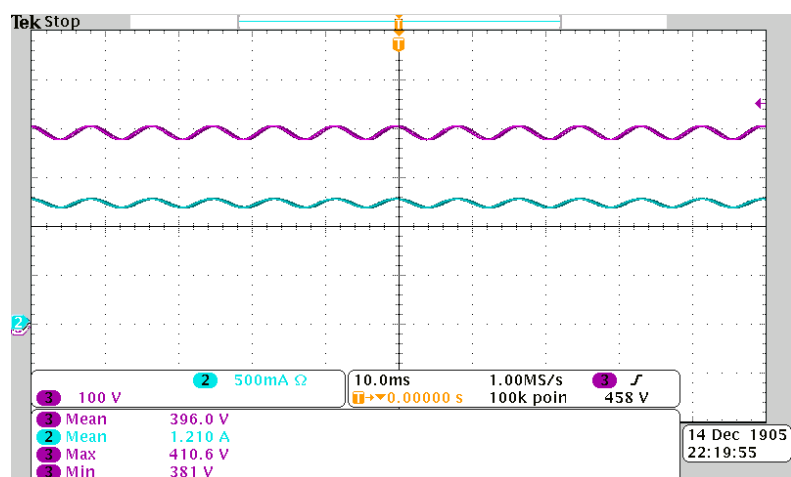
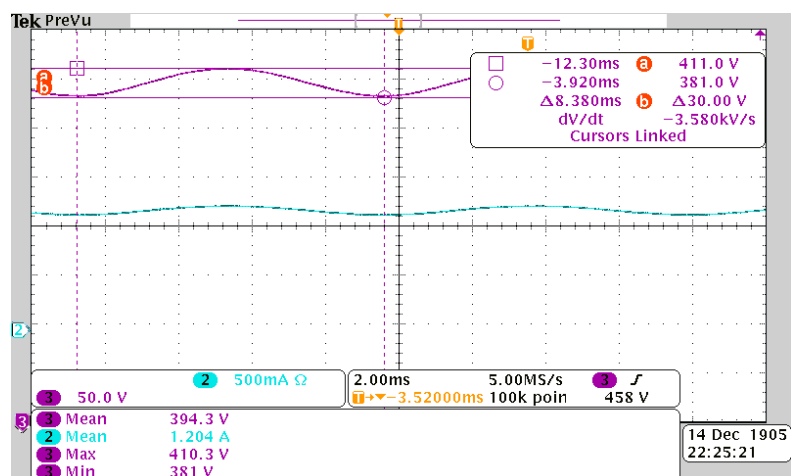


Figura 23 - Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Ondulação na tensão de saída. (roxa, 50 V/div)



6.4. DEGRAUS DE TENSÃO E CARGA

Aqui apresentam-se os resultados dos testes com degraus de carga e tensão. Para o primeiro teste o valor de resistência na saída do sistema após o degrau é de 350Ω , o que simula a redução da potência equivalente vista pelo barramento em caso de queima de uma *string* de LEDs do módulo COB. Para uma segunda simulação foi implementado um degrau de resistências de 320Ω para 290Ω de forma a aumentar a potência equivalente. Dessa forma, as formas de onda características são apresentadas na Figura 24 e Figura 25.

Figura 24 - Degrau de carga para aumento de potência (redução de carga). Tensão de saída (roxa, 48,8 V/div), Corrente de saída (verde, 190m A/div), tensão de entrada (azul escura, 167 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,95 A/div).

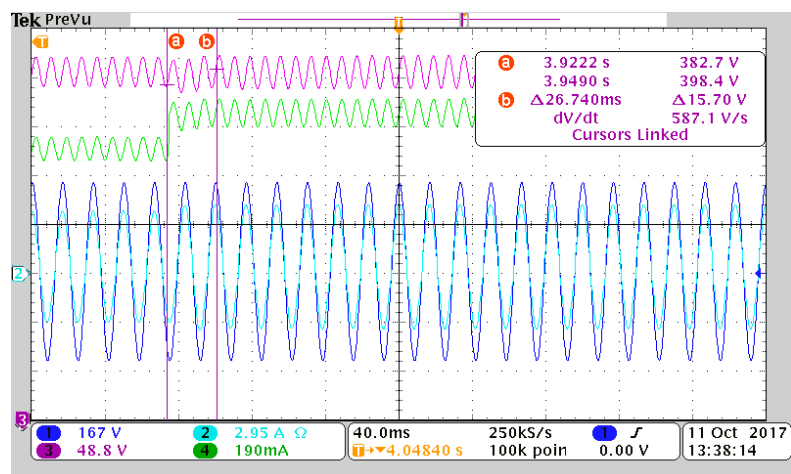
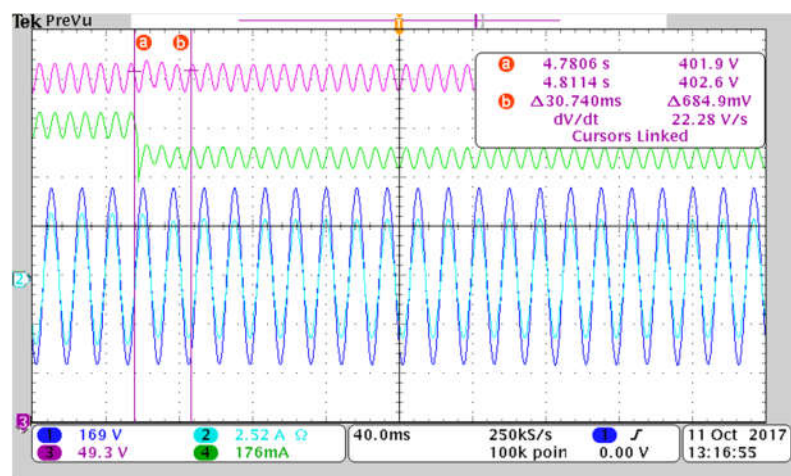


Figura 25 - Degrau de carga para redução de potência (aumento de carga). Tensão de saída (roxa, 49,3 V/div), Corrente de saída (verde, 176m A/div), tensão de entrada (azul escura, 169 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,52 A/div).



Verificou-se que o comportamento transitório na tensão de saída do sistema é em torno de 30 ms, com uma variação praticamente irrelevante, o que demonstra robustez na resposta do sistema para variações na carga. O valor projetado foi de 50 ms, observando que apesar do sobressinal ser maior que o projetado, o mesmo não atinge valores críticos, sendo assim a resposta é adequada às necessidades do projeto.

Uma segunda etapa do teste simula a resposta do sistema em caso de uma variação na alimentação de $\pm 5\%$ do valor nominal. Em ambos os testes o comportamento foi satisfatório,

com um tempo de acomodação próximo aos valores obtidos nos testes anteriores. Os resultados podem ser observados nas figuras abaixo.

Figura 26 - Degrau de tensão com -5% V_{in} . Tensão de saída (roxa, 49,8 V/div), Corrente de saída (verde, 175 mA/div), tensão de entrada (azul escura, 166 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 3,50 A/div).

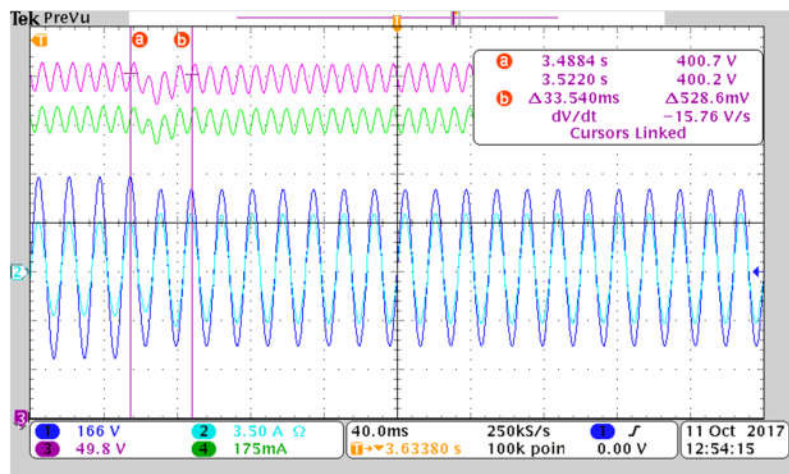
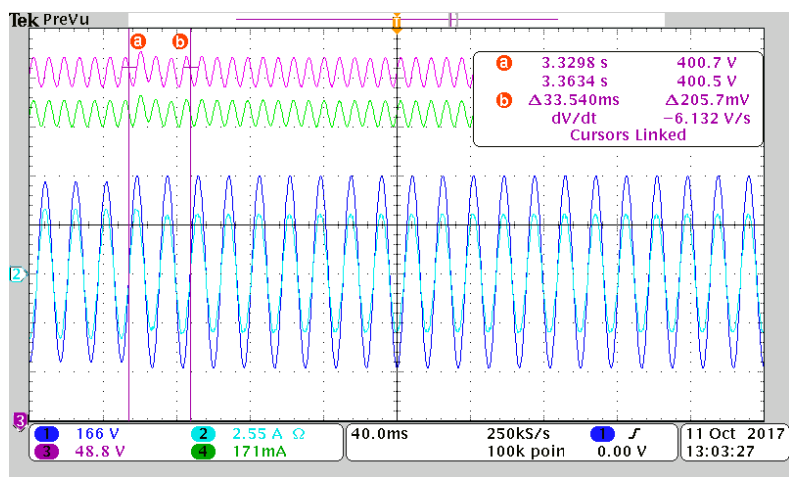


Figura 27 - Degrau de tensão com $+5\%$ V_{in} . Tensão de saída (roxa, 48,8 V/div), Corrente de saída (verde, 171 mA/div), tensão de entrada (azul escura, 166 V/div) e corrente de entrada (azul clara, 2,55 A/div).



6.5. CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO

Com os testes no sistema real foi possível confirmar não só os resultados teóricos, bem como a robustez do sistema em relação a variações inesperadas do ponto de operação. O tempo de recuperação para distúrbios tanto na carga quanto na rede condiz com o esperado no projeto. Verificou-se que a ondulação da tensão de saída condiz com o disposto na norma IEEE Std 519-1992 [3], bem como o fator de potência e a THD estão conformes com os valores esperados. Assim o conversor mostrou confiabilidade suficiente para garantir os requisitos exigidos para o próximo estágio do *driver*.

7. CONCLUSÕES

7.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com o estudo mostrado no presente documento foi possível desenvolver um conversor que responda de forma fidedigna às necessidades do sistema do *driver* proposto. Sistema este responsável pelo estágio pré-regulador do circuito de acionamento de um LED com construção *chip-on-board* que trabalha com potência e corrente elevada. O trabalho voltou-se para o estudo do retificador *boost*, sendo uma combinação do conversor *boost* convencional com uma ponte retificadora. Foram avaliadas características como simplicidade, robustez a ruídos, desgaste dos interruptores e definiu-se o mesmo como uma opção plausível para o uso no estágio pré-regulador.

Com a determinação do conversor apresentou-se o equacionamento do estágio de potência e determinou-se conforme visto em [8] os valores dos componentes de potência do sistema. Os semicondutores foram dimensionados considerando as correntes no indutor, de forma a suportarem o circuito experimental.

O estudo também apresentou o comportamento esperado do conversor *boost* para as simulações e testes em bancada. A oscilação de tensão na saída do circuito, dependente da capacitância do capacitor de saída, foi determinada de forma a minimizar os efeitos do *flicker*, vistos no capítulo introdutório, seguindo as recomendações já vistas na norma IEEE Std 1789 – 2015 [6].

Pôde-se também concretizar os conhecimentos sobre projetos de indutores, seus efeitos elétricos e magnéticos e a importância de um bom projeto para a redução das perdas, conforme visto em [10]. Utilizou-se condutores entrelaçados, de forma a facilitar a condução de corrente e permitir a construção do indutor com os materiais disponíveis em laboratório. A otimização de espaço na placa e no custo dos materiais foi considerada, para o caso dos indutores. A duração e vida útil também teve peso importante, o que justifica a busca pelo uso de capacitores de filme como substituição dos eletrolíticos, responsáveis pela redução da durabilidade dos *drivers*.

Com o projeto de potência pronto, foram apresentados nos capítulos seguintes alguns métodos de controle de fator de potência que poderiam ser aplicados seguindo as recomendações da norma [3]. Comparando os métodos de controle estudados e considerando a disponibilidade de recursos, o método apontado como mais apropriado para o presente objetivo

foi o de controle ciclo a ciclo. Este nos proporciona um controle satisfatório e reduz a necessidade de um circuito complexo, uma vez que dispensa multiplicadores e a amostragem da tensão de entrada.

O circuito integrado IR1150 foi selecionado para a aplicação do controle conforme a estratégia de controle ciclo a ciclo. Com o projeto do controle bem especificado e seus componentes bem definidos foi possível realizar a simulação do sistema. Confirmou-se a aplicabilidade do CI no projeto, bem como definiu-se o comportamento esperado para o circuito real. Os testes no sistema real apresentaram a confirmação dos resultados teóricos. O tempo de recuperação para distúrbios tanto na carga quanto na rede foi condizente com o esperado no projeto. Verificou-se a ondulação da tensão de saída e a mesma respeita o disposto na norma IEEE Std 519-1992 [3], bem como o fator de potência e a THD estão conformes com a norma IEC 61000-3-2 [5]. Assim o conversor mostrou confiabilidade suficiente para garantir os requisitos exigidos para o próximo estágio do *driver*.

7.2. TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade deste trabalho pode ser proposto o estudo do segundo estágio do *driver* proposto. É possível também a análise de novas formas de controle do conversor *boost*, seja por outras estratégias citadas no capítulo 3 deste trabalho, bem como utilizando o controle digital através de microprocessadores.

REFERÊNCIAS

- [1] D. C. PEREIRA, W. J. de Paula, P. L. Tavares, B. T. Rosa, B. H. Silda, S. P. Almeida, G. M. Soares, F. L. Tofoli e H. A. C. Braga, “Analysis of a high power COB LED light source driven by offline double-stage PFC converter.,” *COBEP*, p. 6, 2017.
- [2] M. H. RASHID, *Power electronics handbook: Devices, circuits, and applications handbook.*, USA: ELSEVIER: 3rd ed, 2007.
- [3] IEEE Std 519-1992, “IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in Electrical Power Systems,” 1991.
- [4] U. A. S. SARMANHO, *Influência dos distúrbios elétricos em média tensão na qualidade de energia.*, Porto Alegre, 2005.
- [5] IEC 61000-3-2, “Electromagnetic Compatibility - Limits for harmonic current emissions,” p. 69, 2014.
- [6] IEEE, “IEEE Std 1789,” p. 80, 2015.
- [7] PHILIPS, “LED driver lifetime and reliability,” 2011.
- [8] A. F. SOUZA, D. C. PEREIRA e F. L. TOFOLI, “Comparison of control techniques used in power factor correction rectifiers,” *COBEP*, 2015.
- [9] I. M. SAFWAT e X. WU, “Comparative study between Passive PFC and Active PFC based on Buck-Boost Conversion,” p. 6, 2017.
- [10] R. E. PATARAU e D. PETREUS, “Comparison between Digital Average Current Mode Control and Digital One Cycle Control for a Bridgeless PFC Boost Converter,” p. 5, 2012.
- [11] T. K. JAPPE e S. A. MUSSA, “Current Technique Applied In Single Phase PFC Boost Converter Based On Discrete-Time One Cycle Control,” p. 5, 2011.

- [12] T. K. JAPPE e S. A. MUSSA, “Discrete-time One Cycle Control Technique Discrete-time One Cycle Control Technique,” p. 6, 2011.
- [13] F. L. TOFOLI, “Estudo e concepção de retificadores a três níveis com alto fator de potência utilizando técnicas de comutação não dissipativas,” *Tese de Doutorado*, p. 187, 2005.
- [14] D. W. HART, *Eletrônica de Potência*, AMGH Editora, 2012.
- [15] F. L. TOFOLI, *Projeto físico de magnéticos*, Florianópolis, 2002.
- [16] THORNTON, “Produtos Thornton,” 10 Julho 2017. [Online]. Available: <http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>.
- [17] R. BROWN, “PFC converter design with IR1150 once cycle control,” *Application note AN-1077*, 2005.
- [18] INTERNATIONAL RECTIFIER, “IR1150 microPFC onde cycle control IC,” *Data Sheet No.PD60230*.
- [19] I. BARBI, *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*, Florianópolis: Edição do Autor, 2015.
- [20] G. M. SOARES, *Sistema inteligente de iluminação de estado sólido com controle remoto e análise de parâmetros da rede elétrica*, Juiz de Fora: Dissertação de mestrado, 2014.
- [21] J. M. Alonso, “A straightforward methodology to modeling high power factor ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Power Eletronics*, p. 9, 2013.
- [22] F. L. TOFOLI, “Técnica de controle por corrente média aplicada à conversores CC-CC PWM,” p. 21 slides.
- [23] INTERNATIONAL RECTIFIER, “IR1150 one cycle control PFC IC,” *Datasheet*.