

PROJETO E ANÁLISE COMPARATIVA DO CONVERSOR BOOST PFC OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA E CONTÍNUA

Lucas Buttendorff, Rodrigo José Piontkewicz, Marcos Antonio Salvador

Instituto Federal de Santa Catarina

Campus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: lucasbuttendorff@gmail.com, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br, marcos.salvador@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – TCC – 29/06/2022

Resumo – O presente artigo traz o conversor Boost PFC (*Power Factor Correction* – Correção do Fator de Potência) em modo de condução crítica e modo de condução contínua. Faz-se o uso de circuitos integrados (CI) facilmente encontrados no mercado para realizar o controle de cada conversor. Para condução crítica se faz uso do CI L6561 e para condução contínua, faz-se o uso do CI UC3854. Ambos os conversores são projetados com as mesmas especificações, sendo possível assim, definir qual modo de operação do conversor Boost é mais adequado, apresentando qual tem melhor performance e custo-benefício quando utilizadas em drivers para lâmpadas LED.

Palavras-chave – Alto fator de potência, Conversor Boost PFC, Drivers.

DESIGN AND COMPARATIVE ANALYSIS OF BOOST PFC CONVERTER OPERATING IN CRITICAL AND CONTINUOUS CONDUCTION MODE

Abstract – This article presents the Boost PFC (*Power Factor Correction*) converter in critical conduction mode and continuous conduction mode. It uses integrated circuits (IC) easily found on the market to control each converter. For critical conduction, CI L6561 is used and for continuous conduction, CI UC3854 is used. Both converters are designed with the same specifications, making it possible to define which Boost converter operation mode is most suitable, presenting which one has the best performance and cost benefit when used in drivers for LED lamps.

Keywords – Boost PFC Converter, Drivers, High Power Factor.

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda de sistemas eletrônicos para iluminação pública utilizando LED está cada vez mais evidente no cenário comercial, podendo ser justificada, pelas diversas vantagens que esta tecnologia apresenta com relação as tecnologias que a antecederam, como por exemplo, lâmpadas de sódio e mercúrio [1]. Dentre as principais vantagens, destacam-se a alta eficiência e qualidade da iluminação, longa vida útil, boa reprodução de cores e principalmente tamanho reduzido [2].

Os LEDs são cargas que devem ser acionadas por corrente contínua (CC), fazendo com que em grande parte das aplicações seja necessário o emprego de circuitos acionadores, denominados *drivers* [3]. Este dispositivo tem a função de retificar a tensão alternada da rede elétrica disponibilizando em sua saída tensão contínua e corrente controlada. O driver de Led tem também por objetivo possuir um elevado fator de potência na entrada. De modo que, para a rede, o LED se comporte como uma carga ideal (resistiva), para retificar a tensão de entrada, a aplicação de retificadores com filtro capacitivo convencionais nem sempre é considerada adequada. Isto porque, a corrente drenada da rede por este retificador é a soma de muitas componentes de frequências múltiplas da fundamental, porém, a fundamental é a única componente que transfere energia para carga, fazendo com que o elevado conteúdo harmônico resulte em um baixo fator de potência [4].

Nesse contexto, os circuitos PFC são geralmente empregados quando se deseja um alto fator de potência, onde o mesmo busca corrigir a forma de onda da corrente drenada pela rede, visto que um estágio de controle é necessário para que a corrente de entrada tenha a mesma forma de onda da tensão de entrada [4].

Existem diversos trabalhos acadêmicos a respeito de conversores com alto fator de potência. Em [5], apresenta-se o projeto de um conversor *flyback* fazendo uso do circuito integrado L6561, visando corrigir o fator de potência de modo a torná-lo o mais próximo possível do valor unitário.

O conversor proposto em [6], apresenta no estágio de entrada um conversor Boost PFC para correção do fator de potência. Para realizar o controle responsável pelo modo de condução contínuo (CCM) faz uso do circuito integrado TL494.

Outra aplicação do circuito Boost PFC operando em modo de condução contínua (CCM), pode ser visto em [4], onde foi implementado controle digital para realizar a comutação do interruptor fazendo uso de uma DSP (*Digital Signal Processor*).

Considerando as literaturas avaliadas e o aumento da demanda de dispositivos acionadores de lâmpadas LED, investiga-se no presente artigo um circuito eletrônico utilizado em drivers para luminárias, denominado Conversor Boost PFC, onde serão avaliados dois conversores Boost aplicados a PFC, um conversor operando em modo de condução crítico (MCCr) e outro operando em condução contínua (MCC). O desenvolvimento destes conversores possibilita avaliar pontos importantes para a concepção de um produto final, visto que, objetiva-se avaliar qual das estruturas apresenta melhor custo-

benefício, menor volume, melhor desempenho e qual apresenta maior facilidade de projeto e de adequação a outras potências e tensões de entrada.

Assim sendo, este trabalho divide-se em: Seção II para fundamentação teórica, seção III para materiais e métodos, seção IV para resultados experimentais e seção V para a conclusão.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para o desenvolvimento, deve-se conhecer todas as etapas de funcionamento do conversor *Boost*, que inicia com a retificação da tensão senoidal de entrada, na sequência passa pela compreensão do modo de condução da corrente sobre o indutor do conversor *Boost* de forma conjunta com a estratégia adotada para correção do fator de potência, onde objetiva-se utilizar técnicas que auxiliam na diminuição da distorção da forma de onda da corrente de alimentação do circuito, tornando-a mais próxima possível de uma senoide [7].

A. Conversor Boost

O conversor *Boost*, também denominado como conversor elevador de tensão pode ser visto na Fig. 1, juntamente com o retificador de entrada, pode ser compreendido a partir de duas etapas.

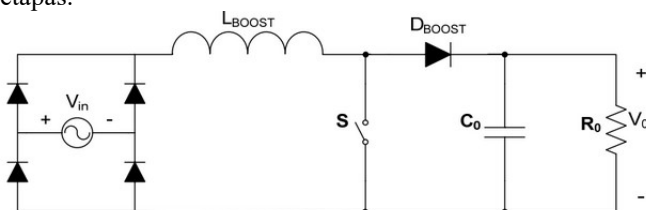


Fig. 1. Conversor *Boost*. [8].

A primeira etapa de operação compreende no momento em que o interruptor *S* está fechado, fazendo com que a tensão *V_{in}* seja aplicada ao indutor *L_{boost}*, neste momento a corrente de entrada se eleva linearmente. O diodo *D_{boost}* encontra-se bloqueado e a tensão sob o mesmo é igual a tensão de saída (*V_o*). A única fonte fornecedora de energia para a carga nesse instante é o capacitor *C_o* [4] - [8].

A segunda etapa corresponde ao momento em que interruptor encontra-se aberto, interrompendo o sentido de circulação da corrente no indutor na respectiva malha, ocasionando a inversão de polaridade da tensão no indutor. A tensão crescente no indutor é somada a tensão da fonte de entrada, fazendo com esta tensão resultante supere a tensão existente no capacitor, fazendo o diodo conduzir. Neste momento a energia magnética armazenada no indutor é transferida na forma de corrente para a carga. Além disso, essa energia também é responsável por carregar o capacitor [7].

B. Conversor operando em modo de condução crítico (*MCCr*)

Para o controle da condução crítica no conversor *Boost* será utilizado o CI L6561 que possui frequência variável e tempo de condução fixo. Para o controle, basta apenas uma malha de tensão de saída, pois a corrente seguirá naturalmente o formato senoidal da entrada. Isso pode ser visto na figura 2.

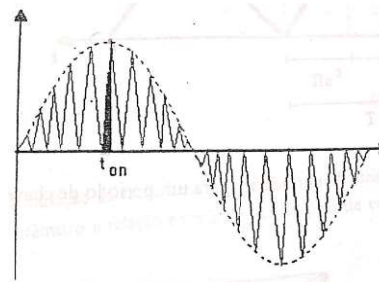


Fig. 2. Corrente de entrada com *T_{on}* constante e frequência variável. Retirado de [7].

Logo, para correção do fator de potência, é necessária uma malha de regulação de tensão de saída, responsável por determinar o tempo de condução (*T_{on}*) do interruptor. Portanto, como a condução é crítica e *T_{on}* constante, a frequência é variável [5].

O circuito integrado L6561 é responsável pelo controle do *Boost* operando em *MCCr* e corrigir o fator de potência. A Fig. 3 apresenta o diagrama de blocos interno do CI em questão.

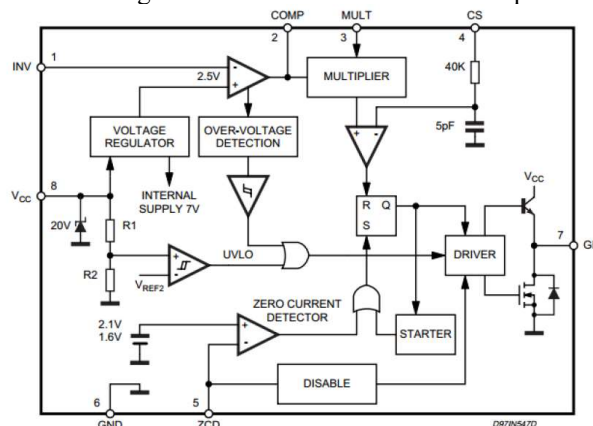


Fig. 3. Diagrama de blocos do CI L6561 [9].

É possível visualizar que no pino de alimentação (*V_{cc}*), existe um diodo *zener* de 20 V, que serve como proteção contra sobretensão. No pino 4 (CS) é possível visualizar um filtro passa-baixas, onde este mede a corrente na chave (mesmo valor de corrente no indutor) para primeira etapa de funcionamento. Para realizar o chaveamento do conversor propriamente, não é necessário um circuito externo, visto que o pino 7 (GD) apresenta um circuito *driver* [9].

No pino 4 existe uma medição de corrente, responsável pelo controle do sinal da corrente de entrada, de forma que esta seja uma senoide, garantindo alto fator de potência. A tensão de saída também é realimentada e controlada, para que esta fique estável. O pino 3 (MULT) é responsável pelo controle do sinal da corrente de entrada, onde para isso é feita uma amostragem da tensão retificada de entrada, onde este valor serve como referência senoidal para o controle do sinal de corrente. A tensão de saída é realimentada através do pino 1 (INV), onde o mesmo passa por um comparador interno que compara o sinal com a referência de 2,5 V. O sinal de tensão de saída e corrente de entrada passam por um comparador e são levados ao *driver*, responsável pelo controle do sinal PWM [5] - [9].

C. Conversor operando em modo de condução contínuo (MCC)

Quando o conversor opera em modo de condução contínua, a corrente flui no indutor de maneira contínua, ou seja, sempre apresenta valor superior a zero [8]. Como pode ser visto na Fig. 4, onde I_i representa a corrente no indutor e V_i a tensão de entrada do conversor *Boost* operando em modo de condução contínua.

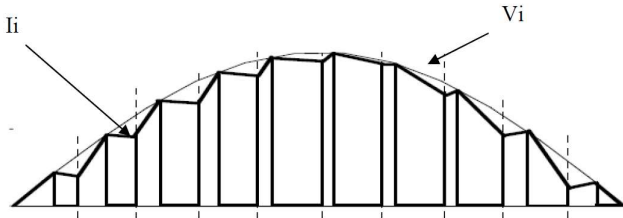


Fig. 4. Formas de onda do *Boost* no modo contínuo. Retirado de [10].

Para realizar o controle da comutação da chave do conversor, faz-se o uso de uma técnica que consiste em monitorar a corrente de entrada do conversor, para que ela utilize uma referência senoidal com o menor erro possível.

Este controle é amplamente utilizado para conversores com característica de fonte de corrente entrada, como por exemplo, o conversor no presente artigo. Para correção do fator de potência, utiliza-se o circuito integrado UC3854, bastante difundido [8].

A Fig. 5 apresenta o diagrama básico do controle do circuito integrado, onde a corrente de referência será gerada através de um bloco multiplicador/divisor.

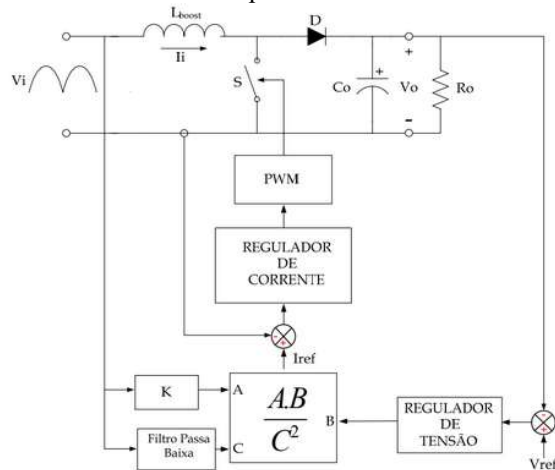


Fig. 5. Diagrama do controle do UC3854. Retirado de [8].

Um dos parâmetros de entrada deste bloco é o sinal de sincronismo (A), onde uma amostra da tensão de entrada do conversor define o formato, a frequência e a fase da corrente de referência. Outro parâmetro presente é o sinal de erro do regulador de tensão (B), responsável por controlar a tensão de saída do conversor, fazendo isso através do aumento ou diminuição do sinal de erro, proporcionado pela variação da carga. A malha de corrente direta da tensão de entrada (C) é responsável por manter a tensão de saída do conversor regulada. Logo, quando ocorrer uma variação da tensão de entrada e/ou a carga demandar uma maior potência, a amplitude da corrente de referência será ajustada [8].

III. MATERIAIS E MÉTODOS

Nessa seção, apresentam-se as especificações do projeto, o dimensionamento dos componentes eletrônicos de cada um dos conversores e a apresentação dos métodos empregados para obtenção do protótipo do conversor.

A. Especificações do projeto

Para o desenvolvimento dos conversores, primeiramente é necessário a definição das especificações requeridas de projeto. Com o objetivo de analisar o comportamento dos circuitos em questão em *drivers* para lâmpadas LED, escolheu-se uma potência de saída (P_o) para ambos os conversores de 200 W, valor comumente utilizado em luminárias para iluminação pública.

Os demais requisitos de projeto dos conversores podem ser vistos na tabela I, onde apenas a frequência de chaveamento é diferente.

TABELA I

Requisitos de projeto

Tensão de alimentação (V_{in})	220 Vca \pm 15%
Frequência de alimentação (f_r)	60 Hz
Tensão de saída (V_{out})	400 Vcc \pm 5%
Freq. min. de chaveamento Boost MCCr (f_{smin})	25 kHz
Freq. min. de chaveamento Boost MCC (f_{smin})	75 kHz

A metodologia de cálculo adotada para definição dos componentes foi baseada nas recomendações dos fabricantes de cada CI, e os resultados obtidos podem ser visualizados nos apêndices I e II.

B. Esforços nos componentes do conversor *Boost* operando em modo crítico (MCCr)

É fundamental a definição dos esforços sobre cada elemento do circuito em questão, para a obtenção dos valores dos componentes. O valor da indutância *Boost* para o conversor operando em modo de condução crítico é obtido através da equação (4). Para definição do valor de indutor, deve-se calcular o tempo de condução da chave. Considerando:

$$\alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad (1)$$

Onde V_p corresponde a tensão de pico da entrada e V_o a tensão de saída. Logo, é possível obter o valor da frequência mínima de chaveamento, dada pela seguinte equação:

$$f_{smin} = (1 - \alpha) \cdot f_{smax} \quad (2)$$

Onde f_{smax} representa a frequência máxima de chaveamento. Logo, é possível definir o tempo de condução da chave:

$$t_{on} = \frac{1 - \alpha}{f_{smin}} \quad (3)$$

Assim, é possível definir o parâmetro mais importante do conversor *Boost*, o valor do indutor L:

$$L = \frac{\alpha^2 \cdot V_o^2 \cdot (1 - \alpha)}{4 \cdot P_o \cdot f_{smin}} \quad (4)$$

O modo de condução crítica faz com que os valores das correntes de pico e eficaz no diodo *Boost* se elevem, exigindo assim, cuidado na hora da escolha deste componente [4].

A corrente eficaz sobre o diodo *Boost* pode ser obtida através da equação (5):

$$I_{DBef}(t) = \frac{8 \cdot I_{out}}{3 \cdot \sqrt{\pi \cdot a}} \quad (5)$$

Outro parâmetro importante para definição do componente é a tensão máxima sobre o mesmo, visto que esta pode ser definida somando a tensão de saída com a máxima sobretensão no barramento ($\Delta V_{outm\acute{a}x}$):

$$V_{DBm\acute{a}x} = V_{out} + \Delta V_{outm\acute{a}x} \quad (6)$$

Para escolha da chave de potência, deve-se conhecer a corrente eficaz sobre a mesma (7):

$$I_{sef}(t) = \frac{I_{out} \cdot 4 \cdot \sqrt{3 \cdot \pi - 8 \cdot a}}{3 \cdot a \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \quad (7)$$

A tensão máxima na chave é obtida somando a tensão de saída com a máxima sobretensão no barramento ($\Delta V_{outm\acute{a}x}$), como já mencionado no diodo *Boost*:

$$V_{sm\acute{a}x} = V_{out} + \Delta V_{outm\acute{a}x} \quad (8)$$

Para obtenção do valor da capacitância do capacitor de filtro da saída, deve-se calcular a tensão mínima (V_{Cmin}) sob o mesmo:

$$V_{Cmin} = V_{out} - \Delta V_{out} \quad (9)$$

E a tensão máxima ($V_{Cm\acute{a}x}$):

$$V_{Cm\acute{a}x} = V_{out} + \Delta V_{out} \quad (10)$$

Obtendo-se o valor da capacitância através de (11):

$$C = \frac{P_{out}}{F_r \cdot (V_{Cm\acute{a}x}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (11)$$

C. Aplicação do CIL6561 no conversor Boost operando em modo crítico

Com objetivo de gerar uma tensão V_{cc} estável na saída com uma baixa taxa de distorção harmônica e um alto fator de potência, fez-se o uso do circuito integrado L6561. A Fig. 6 Apresenta o circuito base para desenvolvimento do *Boost* PFC com este CI.

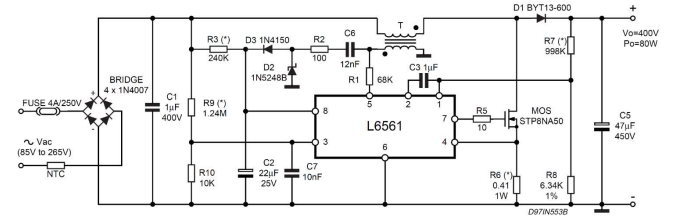


Fig. 6. Circuito *Boost* PFC com o CI L6561. Retirado de [9].

O conversor CA-CC na Fig. 6 apresenta em seu primeiro estágio um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo, onde se faz uso de quatro diodos responsáveis pelo fornecimento de uma tensão CC em sua saída. O filtro capacitivo, representado na Fig. 5 por C5 é responsável por limitar a ondulação de tensão da saída, mantendo a onda o mais constante possível. Para filtrar altas frequências, emprega-se o capacitor C1. O magnético presente no esquemático é responsável por excitar o funcionamento do conversor, além de apresentar um enrolamento auxiliar para alimentação do CI de controle.

Para obtenção dos valores de todos os elementos do circuito, desenvolveu-se uma planilha de cálculo no *software Mathcad®*, presente no apêndice I, contendo todas equações, dimensionamento dos componentes além do projeto do magnético.

D. Esforços nos componentes do conversor Boost operando em modo contínuo (MCC)

Neste item, apresentar-se-á as principais equações para definição dos componentes do conversor *Boost* operando em modo de condução contínuo. A indutância *Boost* pode ser obtida através de (12), onde Δi_{LBoost} representa a variação da corrente parametrizada para um período de chaveamento e $\Delta i_{m\acute{a}x}$ é a ondulação de corrente sobre o indutor *Boost*:

$$L_{Boost} = \frac{\Delta i_{LBoost} \cdot V_{pkmin}}{\Delta i_{m\acute{a}x} \cdot f_{smin}} \quad (12)$$

Para escolha do diodo *Boost*, determina-se a corrente média sobre o mesmo através de (13):

$$I_{DBméd}(t) = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (13)$$

Outro parâmetro fundamental para escolha do diodo *Boost*, é a corrente eficaz máxima (14), onde se faz necessário conhecer a tensão mínima de entrada V_{inmin} e a corrente de pico máxima na entrada do conversor $I_{inpkm\acute{a}x}$:

$$I_{DBefm\acute{a}x}(t) = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inmin} \cdot I_{inpkm\acute{a}x}}{V_{out}} \quad (14)$$

A tensão máxima sobre o diodo *Boost*, pode ser definida somando a tensão de saída com a máxima sobretensão no barramento ($\Delta V_{outm\acute{a}x}$):

$$V_{DBm\acute{a}x} = V_{out} + \Delta V_{outm\acute{a}x} \quad (15)$$

Para escolha da chave do conversor *Boost*, deve-se conhecer a corrente eficaz sobre o componente:

$$I_{I_{sef}}(t) = \sqrt{I_{inef\max}^2 - \frac{3}{8} \cdot \left(\frac{V_{pkmin} \cdot I_{inpk\max}}{V_{out}} \right)^2} \quad (16)$$

A corrente de pico sobre a chave é a mesma que a corrente de pico na entrada do conversor. A tensão máxima sobre a chave de potência pode ser definida através de (17):

$$V_{Sm\max} = V_{out} + \Delta V_{out\max} \quad (17)$$

O cálculo do capacitor de filtro da saída do conversor é o mesmo apresentado no conversor operando em modo crítico, onde o valor da capacitância é definido através de (11).

E. Aplicação do CI UC3854 no conversor *Boost* operando em modo contínuo

Utilizando-se o UC3854 para o controle do *Boost* no modo contínuo para obtenção de uma tensão V_{cc} estável na saída com uma baixa taxa de distorção harmônica e alto fator de potência. Este CI apresenta todas as funções necessárias para que o funcionamento do conversor use de forma otimizada a corrente de linha, minimizando a distorção da mesma [11].

O conversor presente no anexo III apresenta em seu primeiro estágio um retificador de onda completa, responsável pelo fornecimento de uma tensão CC na sua saída. Como apresentado no conversor operando em modo crítico, a existência de um capacitor para limitar a ondulação de tensão na saída, faz-se o uso do capacitor C_o apresentado na figura 6. A notável diferença no circuito de potência quando comparado ao conversor *Boost* operando em modo crítico, é a existência de um resistor *shunt*, responsável por obter uma amostra da corrente no indutor *Boost*, onde essa, juntamente com o valor da tensão de saída e o valor médio da tensão de entrada realizam o controle através do CI da comutação da chave *Boost* [11].

As grandezas do conversor *Boost* operando em modo contínuo, tanto as variáveis de controle quanto os valores dos elementos de potência, são apresentados no apêndice II, onde se encontra uma planilha de cálculo desenvolvida no *software Mathcad®*.

F. Escolha dos componentes

Com base nos valores calculados presentes nos anexos I e II, obteve-se as principais grandezas para definição dos componentes. Os principais valores para o conversor *Boost* operando em modo crítico podem ser visualizados na tabela II.

Tabela II
Grandezas calculadas nos principais componentes do conversor *Boost* operando em modo crítico.

Componente	I_{med} [A]	I_{ef} [A]	$V_{m\max}$ [V]	L [mH]	C [uF]
Indutor Boost	-	1.235	-	1.185	-
Diodo Boost	0.5	0.925	440	-	-
Mosfet	-	0.818	440	-	-
Ponte retificadora	0.535	0.84	357.796	-	-
Capacitor saída	-	-	-	-	104.2

O indutor *Boost* do conversor operando em modo crítico não é um componente comercial, onde o mesmo foi confeccionado manualmente. Utilizou-se um núcleo EE-42/21/20 com 62 espiras e condutor AWG 27, fazendo uso de 4 condutores em paralelo para diminuir o efeito Skin. O projeto do mesmo pode ser visto no apêndice I deste artigo.

As grandezas fundamentais calculadas para a escolha dos componentes do conversor *Boost* operando em modo contínuo podem ser visualizadas na tabela III.

Tabela III
Grandezas calculadas nos principais componentes do conversor *Boost* operando em modo contínuo.

Componente	I_{med} [A]	I_{ef} [A]	$V_{m\max}$ [V]	L [mH]	C [uF]
Indutor Boost	-	1.01	-	7.11	-
Diodo Boost	0.5	0.68	420	-	-
Mosfet	-	0.974	410	-	-
Ponte retificadora	0.832	1.307	357.796	-	-
Capacitor saída	-	-	-	-	104.2

Novamente, foi confeccionado manualmente o indutor, onde, fez-se o uso de um núcleo EE-42/21/15 com 179 espiras e condutor AWG 27. Para diminuir o efeito *skin*, bobinou-se o indutor com quatro condutores em paralelo. O apêndice II apresenta o projeto completo do indutor *Boost*.

A tabela IV apresenta os componentes utilizados para montagem dos protótipos em questão. Escolheu-se os mesmos componentes para ambos circuitos de potência, com objetivo de diminuir o custo de compra dos mesmos.

Tabela IV
Componentes utilizados na confecção dos conversores.

Componente	Modelo	Fabricante
Ponte retificadora	GBU4JL	MCC
Diodo Boost	MURS340T3G	ONSEMI
Mosfet	IPP50R190CE	INFINEON
Capacitor de saída	120 uF/450 V	EPCOS
CI controlador Boost crítico	L6561D	ST
CI controlador Boost contínuo	UC3854BN	TEXAS INSTRUMENTS

Como mencionado anteriormente, para o controle de cada conversor são empregados circuitos integrados, apresentados na tabela IV, onde se faz necessário o emprego de componentes passivos, cujos valores são apresentados nos anexos I e II.

G. Montagem dos protótipos

Com o intuito de validar o funcionamento, foram confeccionados dois protótipos para obtenção de resultados práticos. O primeiro conversor montado pode ser visto na Fig. 7, e corresponde ao conversor *Boost PFC* operando em modo de condução crítica.

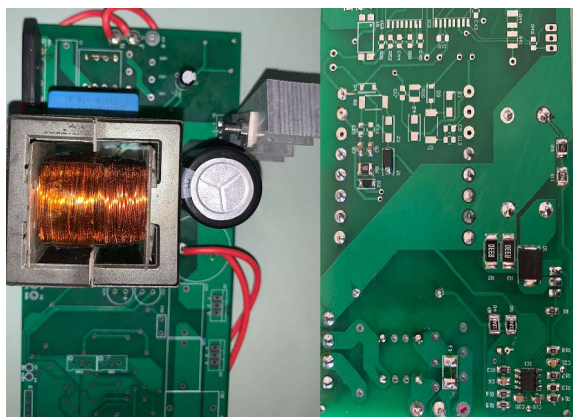


Fig. 7. Circuito *Boost PFC* MCCr montado em PCI.

A Fig. 8 apresenta o circuito *Boost PFC* operando em modo de condução contínua, onde para confecção da placa de circuito impresso se fez o uso do software *Proteus®*, cujo o esquemático pode ser visto no apêndice III.

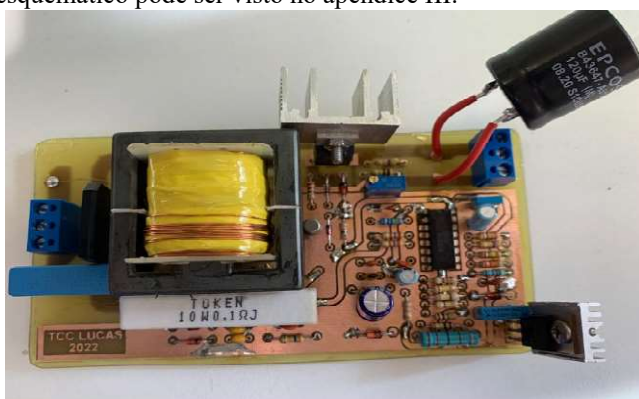


Fig. 8. Circuito *Boost PFC* MCC montado em PCI.

III. RESULTADOS

Os dois conversores em questão foram desenvolvidos com finalidade de analisar os respectivos funcionamentos e avaliar qual conversor apresenta melhor custo-benefício quando implementado em *drivers* para lâmpadas LED. Sendo assim, nesta seção, avalia-se a funcionabilidade dos protótipos e o volume deles.

Para verificar o desempenho dos circuitos em questão, alimentou-se os mesmos com a sua tensão nominal, 220 Vca, fazendo com que o sistema esteja sujeito a todas harmônicas da rede. Como carga, foram empregadas quatro lâmpadas incandescentes que resultaram em uma carga de 200 W, potência apresentada em projeto.

Para obtenção das grandezas se fez o uso de um osciloscópio da marca Tektronix TBS 1102B e uma alicate wattímetro da marca Minipa ET-4091.

A. Ensaios *Boost PFC* operando em modo de condução crítica

A Fig. 9 apresenta a forma de onda da tensão de alimentação (em azul) e a corrente de entrada (em vermelho) do conversor *Boost PFC* operando em modo de condução crítico.

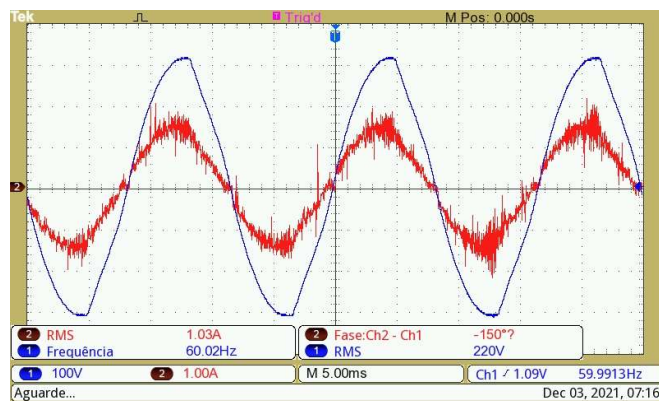


Fig. 9. Tensão e corrente de entrada do *Boost PFC* MCCr com carga de 200 W.

É possível observar na Fig. 9 a existência de uma pequena distorção entre as formas de onda de tensão e corrente de entrada, porém, elas se encontram em fase, confirmando que o circuito de controle da corrente está operando e seguindo a referência de tensão.

A tensão de saída, presente na Fig. 10, apresenta um valor regulado, 402 V obtidos através das medições com o osciloscópio contra 400 V do projeto. É possível visualizar uma pequena ondulação na forma de onda da tensão de saída, já esperada.

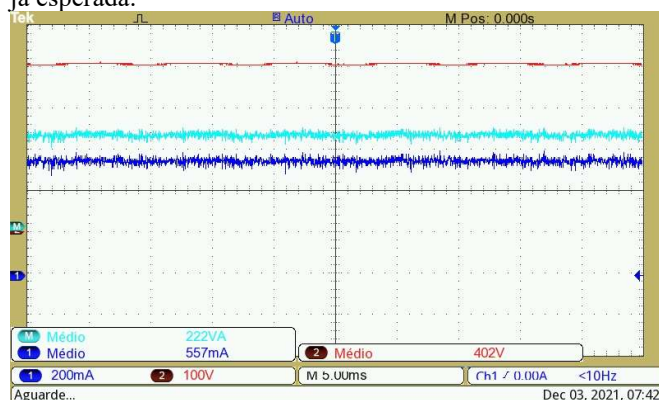


Fig. 10. Potência aparente, tensão e corrente de saída do *Boost PFC* MCCr com carga de 200 W.

A Fig. 11 apresenta a ondulação de tensão de saída medida sobre o capacitor C_o . O valor pico a pico da tensão de saída é 15,6 V, sendo este um valor inferior ao especificado no projeto. É importante ressaltar o fato de o capacitor utilizado tem um valor de capacitância superior ao projetado, 104,2 μF projetado contra 120 μF utilizado, sendo esse o responsável pela variação de tensão na saída ser inferior aos 5 % especificado no projeto

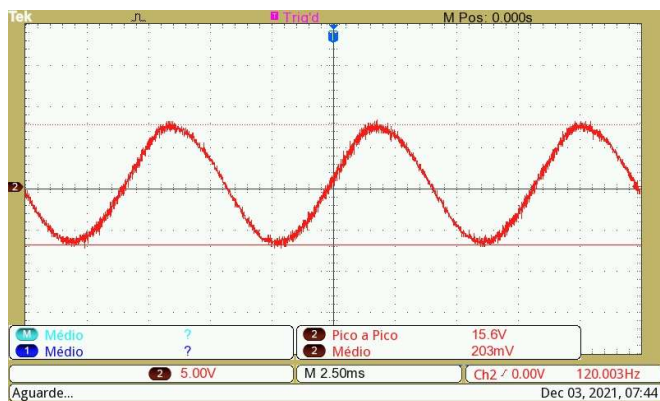


Fig. 11. Ondulação de tensão no capacitor de saída do *Boost PFC* MCCr com carga de 200 W.

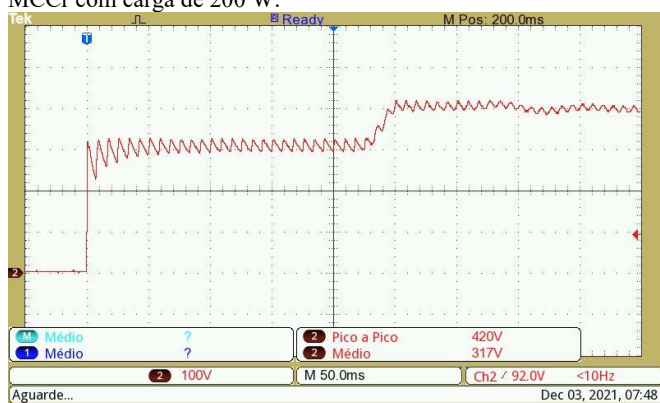


Fig. 12. Partida do *Boost PFC* MCCr com carga de 200 W.

A curva em vermelho presente na Fig. 12 apresenta a tensão de saída no momento de partida do conversor. Para tal, fez-se o uso de um variador de tensão onde se regulou a tensão no valor nominal apresentado em projeto, 220 Vca. O momento da partida pode ser visto na Fig. 12, onde o *Boost PFC* inicia com a tensão da rede retificada, aproximadamente 311 Vcc. Instantes depois, quando a tensão de alimentação do CI L6561 estabiliza, o barramento de saída passa para tensão de 400 V, com um mínimo sobressinal.

Medições com o alicate Wattímetro foram realizadas, onde obteve-se o fator de potência do conjunto, resultado em um FP de 0,99, resultado que cumpriu com os requisitos de projeto, visto que o valor é quase unitário.

B. Ensaios *Boost PFC* operando em modo de condução contínua

A Fig. 13 apresenta a forma de onda da tensão de alimentação (em azul) e a corrente de entrada (em vermelho) do conversor *Boost PFC* operando em modo de condução contínuo.

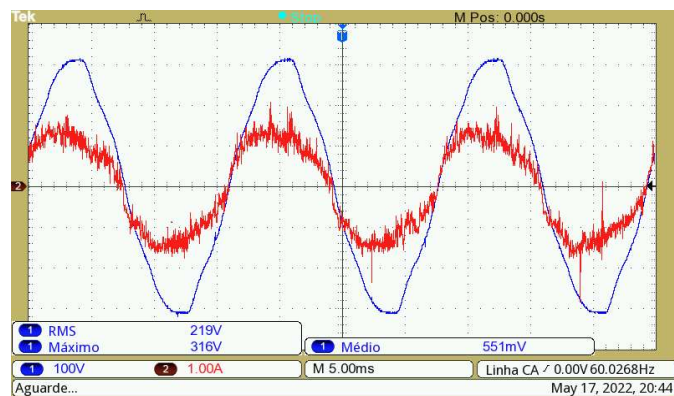


Fig. 13. Tensão e corrente de entrada do *Boost PFC* MCC com carga de 200 W.

Verifica-se que a forma de onda da corrente de entrada apresentada na Fig. 13 tem uma característica senoidal e está em fase com a tensão de alimentação, comprovando que a implementação do conversor *Boost* em cascata com o circuito retificador e a utilização do circuito de controle com o CI UC3854 resultam em um fator de potência do sistema próximo a unidade.

A aquisição da tensão de saída do conversor operando em modo de condução contínua pode ser vista na Fig. 14, onde o valor médio obtido foi de 396 V contra 400 V de projeto. Como no *Boost PFC* operando em modo de condução crítica, existe uma pequena ondulação na forma de onda da tensão, já esperada.

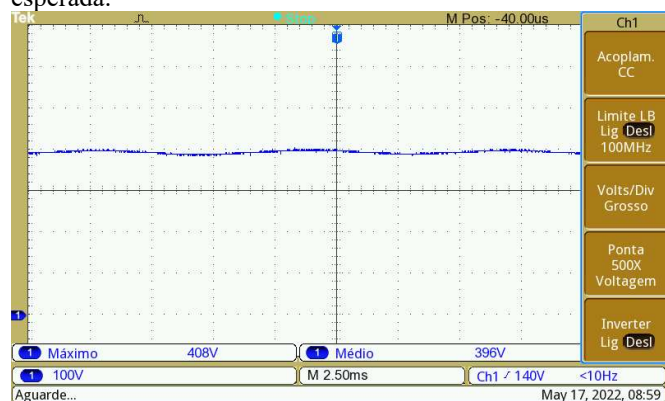


Fig. 14. Tensão de saída do *Boost PFC* MCC com carga de 200 W.

Alguns problemas foram encontrados nos testes de bancada do conversor operando em MCC. O primeiro foi o não funcionamento da fonte auxiliar, projetada para alimentar o circuito integrado responsável pelo controle, fazendo necessário o emprego de uma fonte externa para alimentar o mesmo. Outro problema foi a não disponibilidade do alicate wattímetro da marca Minipa ET-4091, equipamento utilizado no conversor operando em modo crítico para medir a potência de entrada, taxa de distorção harmônica e principalmente o fator de potência do conversor.

Mesmo não obtido o valor exato do fator de potência, é possível visualizar através da Fig. 13 que a corrente de entrada está em fase com tensão de entrada, o que indica um alto fator de potência.

C. Comparação entre conversores

A primeira diferença notável entre os conversores é a maior complexidade de projeto do conversor operando em modo de condução contínua quando comparado ao conversor operando em modo crítico. Isso se deve ao controle do modo contínuo ser baseado no monitoramento da corrente de entrada do conversor para geração de uma referência senoidal, como já mencionado anteriormente, feito através de um sensor de corrente, neste caso, um resistor *shunt*. Já o controle da corrente do conversor operando em modo crítico, necessita apenas de uma amostragem do sinal de tensão de entrada retificado, sendo esta a referência senoidal para o controle, onde a corrente segue a forma do sinal senoidal amostrado.

O circuito *Boost PFC* operando em modo de condução crítica para essa faixa de potência, apresenta uma grande vantagem quando se fala em custos de produção e volume do mesmo. Para o conversor *Boost PFC* operando em modo contínuo, foi empregado um circuito de fonte auxiliar, circuito de potência do conversor, circuito driver externo ao CI e circuito de controle, totalizando 53 componentes. No conversor *Boost* operando em modo de condução crítica, implementou-se circuito de potência do conversor, circuito de fonte auxiliar e circuito de controle, totalizando 26 componentes.

O maior componente em ambos os protótipos é o indutor *Boost*, onde nesse quesito o conversor *Boost* operando em modo contínuo apresentou um menor tamanho, utilizado núcleo EE-42/21/15 comparado ao núcleo EE-42/21/20 utilizado no conversor operando em modo crítico. Porém, a diferença entre os magnéticos pode ser desconsiderada visto que os tamanhos são muito próximos.

IV. CONCLUSÃO

Através dos ensaios realizados em laboratório, ambos conversores com a mesma carga, quatro lâmpadas incandescentes resultando em carga de 200 W, foi possível obter os resultados fundamentais para validação dos protótipos.

De acordo com as comparações realizadas entre os conversores, para as especificações deste projeto, principalmente a potência de saída igual a 200 W, o uso do conversor operando em modo de condução crítica é mais vantajoso quando se fala em questões de custo de produção e volume do produto, visto que necessita um menor número de componentes devido o controle da corrente ser menos complexo, resultando em um menor custo e um menor volume. Além de apresentar um alto fator de potência e uma menor dificuldade de projeto. Porém, para potências de ordem elevada, o modo de condução contínua torna-se mais adequado pelo motivo de manter os esforços de tensão e corrente menores nos componentes do circuito de potência [12].

As principais dificuldades encontradas neste trabalho se remetem ao funcionamento do conversor *Boost PFC* operando em modo de condução contínua. Desse modo, sugestiona-se uma atenção maior ao circuito de controle deste conversor. O sensoramento de corrente é muito sensível e qualquer componente que apresente uma tolerância ou valor um pouco fora do projetado faz com que o circuito não funcione

adequadamente.

Apesar das dificuldades encontradas, comprovou-se que ambos os conversores em questão apresentaram os valores especificados em projeto. Pode-se concluir qual topologia é mais recomendada para a aplicação em questão, avaliando o funcionamento e volume, conclui-se qual melhor custo-benefício para implementação em *drivers* para lâmpadas LED. Para futuros trabalhos, propõe-se o estudo com diferentes especificações de projeto, principalmente diferentes potências, visando a otimização do componente magnético, visto que, é o componente com maior volume no protótipo.

REFERÊNCIAS

- [1] OLIVEIRA, Theyllor Hentschke de et al. Análise comparativa entre o conversor BUCK e o conversor ressonante LLC em drivers de leds visando aspectos industriais. 2019.
- [2] MIRANDA, Pedro Henrique Almeida. Conversor CA/CC com capacitor chaveado para LEDs de potência. 2012.
- [3] MONTEIRO, Raul Vitor Arantes; CARVALHO, Bismarck Castillo; NOGUEIRA, Fernando. Drivers de Lâmpadas de LED: Topologias, Aplicações e Desempenho. E&S Engineering and Science, v. 2, n. 1, p. 23-29, 2014.
- [4] SOUTO, Marcelo Christian Lopes. CONVERSOR BOOST PFC COM CONTROLE DIGITAL. 2015. 122 f. TCC (Graduação) – Curso de Engenharia Elétrica, Udesc, Joinville, 2015.
- [5] ROMÃO, Arthur de Abreu. Pré-regulador de fator de potência usando a topologia Flyback com entrada universal e saída em 30V/1,5A. 2017. 104 f. TCC (Graduação) – Curso de Engenharia Elétrica, Uel, Londrina, 2017.
- [6] F. R. Filadelfo, Desenvolvimento de um conversor estático controlado por PWM para luminária de iluminação pública com LEDs, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Guaratinguetá, 2010.
- [7] BARBI, Ivo; SOUZA, Alexandre Ferrari de. Retificadores de alto fator de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 1996.
- [8] CRIPPA, Cristiano Hetzel; COELHO, Diogo Cesar; AGOSTINI JUNIOR, Eloi; TIBOLA, Gabriel; PIAZZA, Gleyson Luiz; BEDIN, Juliano; ORTMANN, Márcio Silveira; BARBI, Ivo. Correção do Fator de Potência em Fontes de Alimentação: análise do circuito integrado 3854 no controle do conversor *boost* com alto fator de potência. Florianópolis: INEP, 2006.
- [9] STMICROELECTRONICS. *Datasheet: L6561 Power FactorCorrector*. Disponível em: <<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/fe/e0/58/53/cd/2d/47/b3/CD00001174.pdf/Ales/CD00001174.pdf/jcr:content/translations/en.CD00001174.pdf>>.
- [10] SPOMBERG, Thiago Kotarba. Conversor CC/CC aplicado à correção do fator de potência. Porto Alegre, 2009.



- [11] TODD, Philip C. UC3854 controlled power ix ator correction circuit design. UNITRODE application note U-134, p. 10-303, 1999.
- [12] BATSCHAUER, Alessandro Luiz; CHEHAB NETO, Anis César; PETRY, Clóvis Antônio; SOUZA, Alexandre Ferrari de. Conversor Boost operando em condução contínua aplicado à correção de fator de potência empregando controle da corrente de entrada por valores médios instantâneos. Florianópolis: Instituto de Eletrônica de Potência, 2000.



APÊNDICE I – PLANILHA DE CALCULO BOOST PFC OPERANDO EM MODO CRÍTICO

Dados:	$V_{in} := 220$	(V)	Tensão de entrada
	$\Delta V_{in} := 0.15 \cdot V_{in}$	(V)	Variação da tensão de entrada
	$V_{out} := 400$	(V)	Tensão de saída
	$\Delta V_{out} := 0.05 \cdot V_{out}$	(V)	Variação da tensão de saída
	$f_{smin} := 25000$	(Hz)	Frequência mínima de chaveamento
	$F_r := 60$	(Hz)	Frequência da rede
	$\Delta V_{outmax} := 40$	(V)	Máxima sobre tensão no barramento
	$\eta := 0.9$		Rendimento do conversor
	$P_{out} := 200$	(W)	Potência de saída
	$\zeta := 0.7$		
	$B := 0.2$	(T)	Densidade de fluxo
	$J_w := 350$	$\left(\frac{A}{cm^2} \right)$	Densidade de corrente
	$k := 0.7$		Fator enrolamento
	$\mu_{0a} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$		Permeabilidade do ar
	$V_{xcspk} := 1.2$	(V)	

Cálculo do Capacitor de filtro

$V_{Cmin} := V_{out} - \Delta V_{out}$	$V_{Cmin} = 380$	(V)	Tensão mínima do capacitor de saída
$V_{Cmax} := V_{out} + \Delta V_{out}$	$V_{Cmax} = 420$	(V)	Tensão máxima do capacitor de saída



$$C_{\text{out}} := \frac{P_{\text{out}}}{F_r (V_{C\text{máx}}^2 - V_{C\text{min}}^2)}$$

$$C = 1.042 \times 10^{-4}$$

(F) Capacitor de filtro de saída

Cálculo do indutor Boost

$$V_{\text{pkmin}} := \sqrt{2} \cdot (V_{\text{in}} - \Delta V_{\text{in}}) \quad V_{\text{pkmin}} = 264.458 \text{ (V)} \quad \text{Tensão mínima de pico}$$

$$V_{\text{pkmáx}} := \sqrt{2} \cdot (V_{\text{in}} + \Delta V_{\text{in}}) \quad V_{\text{pkmáx}} = 357.796 \text{ (V)} \quad \text{Tensão máxima de pico}$$

$$a := \frac{V_{\text{pkmin}}}{V_{\text{out}}} = 0.661 \quad \text{Relação entre tensão de entrada e saída}$$

$$L_{\text{Boost}} := \frac{a^2 \cdot V_{\text{out}}^2 \cdot (1 - a)}{4 \cdot P_{\text{out}} \cdot f_{\text{smin}}}$$

$$L_{\text{Boost}} = 1.185 \times 10^{-3}$$

(H) Indutância do Boost

Corrente de pico e Eficaz no Indutor Boost

$$I_{\text{out}} := \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} \quad I_{\text{out}} = 0.5 \quad \text{(A) Corrente na saída}$$

$$t_{\text{on}} := \frac{1 - a}{f_{\text{smin}}} \quad t_{\text{on}} = 1.355 \times 10^{-5} \text{ (s)} \quad \text{Tempo de condução da chave}$$

$$I_{\text{LBoostpk}} := \frac{V_{\text{pkmin}} \cdot t_{\text{on}}}{L_{\text{Boost}}} \quad I_{\text{LBoostpk}} = 3.025 \text{ (A)} \quad \text{Corrente de pico no indutor}$$

$$I_{\text{LBoostef}} := \frac{4 \cdot I_{\text{out}}}{\sqrt{6} \cdot a} = 1.235 \quad I_{\text{LBoostef}} = 1.235 \text{ (A)} \quad \text{Corrente eficaz no indutor}$$

Tensão máxima, corrente média e eficaz na chave



$$I_{Sméd} := \frac{I_{out} \cdot (4 - \pi \cdot a)}{\pi \cdot a} \quad \boxed{I_{Sméd} = 0.463} \quad (A) \quad \text{Corrente média na chave}$$

$$I_{Sef} := \frac{I_{out} \cdot 4 \cdot \sqrt{3 \cdot \pi - 8 \cdot a}}{3 \cdot a \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \quad \boxed{I_{Sef} = 0.818} \quad (A) \quad \text{Corrente eficaz na chave}$$

$$V_{Smáx} := V_{out} + \Delta V_{outmáx} \quad \boxed{V_{Smáx} = 440} \quad (V) \quad \text{Tensão máxima na chave}$$

Corrente média e eficaz no diodo Boost

$$I_{DBmed} := I_{out} \quad \boxed{I_{DBmed} = 0.5} \quad (A) \quad \text{Corrente média no diodo Boost}$$

$$I_{DBef} := \frac{8 \cdot I_{out}}{3 \cdot \sqrt{\pi \cdot a}} \quad \boxed{I_{DBef} = 0.925} \quad (A) \quad \text{Corrente eficaz no diodo Boost}$$

$$V_{DBmax} := V_{out} + \Delta V_{outmáx} \quad \boxed{V_{DBmax} = 440} \quad (V) \quad \text{Tensão máxima no diodo Boost}$$

Corrente média e eficaz nos Diodos Retificadores

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} \quad \boxed{P_{in} = 222.222} \quad (W) \quad \text{Potência de entrada}$$

$$I_{inpk} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in}}{V_{in} - \Delta V_{in}} \quad \boxed{I_{inpk} = 1.681} \quad (A) \quad \text{Corrente de entrada de pico}$$

$$I_{DRmed} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} I_{inpk} \cdot \sin(x) \, dx \right) \quad \boxed{I_{DRmed} = 0.535} \quad (A) \quad \text{Corrente média nos diodos retificadores}$$

$$I_{Def} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} (I_{inpk} \cdot \sin(x))^2 \, dx \right)} \quad \boxed{I_{Def} = 0.84} \quad (A) \quad \text{Corrente eficaz nos diodos retificadores}$$

$$V_{RM} := V_{pkmáx} \quad \boxed{V_{RM} = 357.796} \quad (A) \quad \text{Tensão reversa máxima}$$

Filtro de entrada



$$R_{eq} := \frac{(V_{in} - \Delta V_{in})^2}{P_{in}}$$

$$R_{eq} = 157.361$$

(Ω) Resistência equivalente de entrada

$$f_c := \frac{f_{smin}}{10}$$

$$f_c = 2.5 \times 10^3$$

(Hz) Frequência de corte

$$C_f := \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{eq} \cdot \zeta}$$

$$C_f = 2.89 \times 10^{-7}$$

(F) Capacitância do filtro de entrada

$$C_{fcom} := 220 \cdot 10^{-9}$$

(F) Valor comercial

$$L_f := \frac{1}{C_{fcom} \cdot (2\pi \cdot f_c)^2}$$

$$L_f = 0.018$$

(H) Indutância do filtro de entrada

$$I_{Lfpk} := I_{inpk}$$

$$I_{Lfpk} = 1.681$$

(A) Corrente de pico

$$I_{Lfef} := \frac{I_{Lfpk}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{Lfef} = 1.188$$

(A) Corrente eficaz

Projeto Físico do indutor de filtro de entrada

(Fonte: Projetos de fontes chaveadas, Ivo Barbi. Cap. 03)

$$AeAw_{Lf} := \frac{L_f \cdot I_{Lfpk} \cdot I_{Lfef} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J}$$

$$AeAw_{Lf} = 7.508$$

(cm⁴) Área do núcleo

Núcleo escolhido: E-55

Poderia ser utilizado um núcleo E-42/20, mas ocasionaria em um Ku = 0,863.

Especificações do núcleo:

$$AeAw_{Lf} = 8.85$$

(cm⁴) Área do núcleo escolhido

$$Ae_{Lf} = 3.54$$

(cm²) Área de perna central

$$Aw_{Lf} = 2.50$$

(cm²) Área da janela do carretel



$$N_{Lf} := \frac{L_f \cdot I_{Lfpk} \cdot 10^4}{B \cdot A_{eLf}}$$

$$N_{Lf} = 437.286$$

Número de espiras

$$l_g := \frac{N_{Lf}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{eLf} \cdot 10^{-2}}{L_f}$$

$$l_g = 0.462$$

(cm) Entreferro do núcleo

Pág. 317 do livro

$$S_{cuLf} := \frac{I_{Lfef}}{J}$$

$$S_{cuLf} = 3.395 \times 10^{-3}$$

(cm²) Área de cobre

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{F_r}}$$

$$\Delta = 0.968$$

(cm) Profundidade de penetração

$$D_{max} := 2 \cdot \Delta$$

$$D_{max} = 1.936$$

(cm) Diâmetro máximo do cobre

Condutor obtido através da tabela: 27AWG

Especificações do condutor:

$$S_{cu27} := 0.001021$$

(cm²) Área de cobre

$$S_{cu27iso} := 0.001344$$

(cm²) Área do isolamento

$$N_{codLf} := \frac{S_{cuLf}}{S_{cu27}}$$

$$N_{codLf} = 3.325$$

Número de condutores em paralelo

$$N_{codLfint} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cuLf}}{S_{cu27}}\right) = 4$$

$$N_{codLfint} = 4$$

$$k_u := \frac{S_{cu27iso} \cdot N_{Lf} \cdot N_{codLfint}}{A_{wLf}}$$

$$k_u = 0.94$$

Fator de utilização do núcleo

Projeto Físico do indutor Boost

(Fonte: Projetos de fontes chaveadas, Ivo Barbi. Cap. 03)



$$AeAw_{LBoost} := \frac{L_{Boost} \cdot I_{LBoostpk} \cdot I_{LBoostef} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J}$$

$$AeAw_{LBoost} = 0.903 \quad (\text{cm}^4) \text{ Área do núcleo}$$

Núcleo escolhido: E-42/20

Poderia ser utilizado um núcleo E-30/14, mas ocasionaria em um $K_u = 0,59$.

Especificações do núcleo:

$$AeAw_{LB} := 3.77 \quad (\text{cm}^4) \text{ Área do núcleo escolhido}$$

$$Ae_{LB} := 2.40 \quad (\text{cm}^2) \text{ Área de perna central}$$

$$Aw_{LB} := 1.57 \quad (\text{cm}^2) \text{ Área da janela do carretel}$$

Pág. 103 do livro

$$N_{LBoost} := \frac{L_{Boost} \cdot I_{LBoostpk} \cdot 10^4}{B \cdot Ae_{LB}}$$

$$N_{LBoost} = 74.677 \quad \text{Número de espiras}$$

$$l_{gboost} := \frac{N_{LBoost}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae_{LB} \cdot 10^{-2}}{L_{Boost}}$$

$$l_{gboost} = 0.142 \quad (\text{cm}) \text{ Entreferro do núcleo}$$

Pág. 317 do livro

$$S_{cuLBoost} := \frac{I_{LBoostef}}{J}$$

$$S_{cuLBoost} = 3.528 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2) \text{ Área de cobre}$$

$$\Delta_b := \frac{7.5}{\sqrt{f_{smin}}}$$

$$\Delta_b = 0.047 \quad (\text{cm}) \text{ Profundidade de penetração}$$

$$D_{maxb} := 2 \cdot \Delta_b$$

$$D_{maxb} = 0.095 \quad (\text{cm}) \text{ Diâmetro máximo do cobre}$$

Condutor obtido através da tabela: 27AWG

Especificações do condutor:

$$S_{cu27} := 0.001021 \quad (\text{cm}^2) \text{ Área de cobre}$$

$$S_{ins27} := 0.001344 \quad (\text{cm}^2) \text{ Área do isolamento}$$



$$N_{\text{codLB}} := \frac{S_{\text{cuLBoost}}}{S_{\text{cu27}}}$$

$$N_{\text{codLB}} = 3.456$$

Número de condutores em paralelo

$$N_{\text{codLboostint}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cuLBoost}}}{S_{\text{cu27}}}\right)$$

$$N_{\text{codLfint}} = 4$$

$$k_{\text{uBoost}} := \frac{S_{\text{cu27iso}} \cdot N_{\text{LBoost}} \cdot N_{\text{codLfint}}}{A_{\text{wLB}}}$$

$$k_{\text{uBoost}} = 0.256$$

Fator de utilização do núcleo

$$V_{\text{aux}} := 30$$

(V) Tensão na saída do enrolamento auxiliar

$$N_{\text{aux}} := \frac{N_{\text{LBoost}} \cdot V_{\text{aux}}}{V_{\text{out}}}$$

$$N_{\text{aux}} = 5.601$$

Número de espiras do enrolamento auxiliar

Projeto do Circuito de Controle

Baseado no application note AN966

$$R_7 := \frac{\Delta V_{\text{outmáx}}}{40 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_7 = 1 \times 10^6$$

(Ω) Resistor do divisor de s

$$R_{7\text{com}} := 1 \cdot 10^6$$

(Ω) Resistor comercial

$$R_8 := \frac{2.5 \cdot R_{7\text{com}}}{V_{\text{out}} - 2.5}$$

$$R_8 = 6.289 \times 10^3$$

(Ω) Resistor do divisor de s

$$R_{8\text{com}} := 5600 + 680$$

$$C_3 := \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot R_{7\text{com}}}$$

$$C_3 = 1.592 \times 10^{-6}$$

(F) Capacitor de realiment

$$C_{3\text{com}} := 1 \cdot 10^{-6}$$

(F) Capacitor comercial

$$V_{\text{multpkmin}} := \frac{V_{\text{xcspk}}}{1.65}$$

$$V_{\text{multpkmin}} = 0.727$$

(V)

$$V_{\text{multpkx}} := \frac{V_{\text{multpkmin}} \cdot (V_{\text{in}} + \Delta V_{\text{in}})}{V_{\text{in}} - \Delta V_{\text{in}}}$$

$$V_{\text{multpkx}} = 0.984$$

(V)



$$R_{10} := \frac{V_{\text{multpkx}}}{350 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{10} = 2.811 \times 10^3$$

(Ω) Resistor do multiplicad

Corrente de Ir10 foi escolhida.

$$R_{10\text{com}} := 2700$$

(Ω) Resistor comercial

$$R_9 := \frac{R_{10\text{com}} \cdot [\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in}} + \Delta V_{\text{in}}) - V_{\text{multpkx}}]}{V_{\text{multpkx}}}$$

$$R_9 = 9.791 \times 10^5$$

(Ω)

$$R_{9\text{com}} := 1 \cdot 10^6$$

(Ω) Resistor comercial

$$I_{R\text{spk}} := 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{in}} - \Delta V_{\text{in}}}$$

$$I_{R\text{spk}} = 3.361$$

(A)

$$R_S := \frac{V_{\text{xcspk}}}{I_{R\text{spk}}}$$

$$R_S = 0.357$$

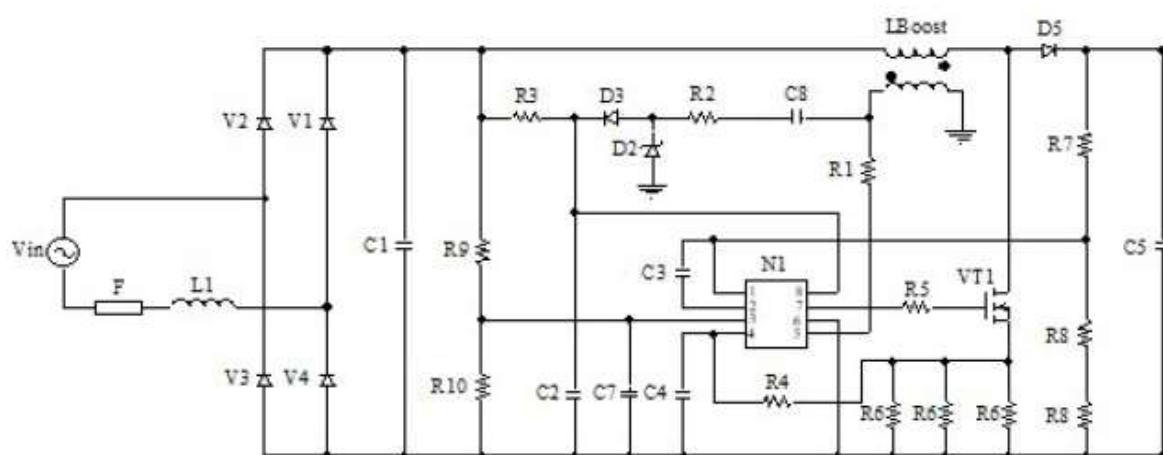
(Ω) Resistor shunt

$$P_{RS} := R_S \cdot I_{\text{Sef}}^2$$

$$P_{RS} = 0.239$$

(W) Perdas no shunt

R_Scom: 3 resistores de 1Ω em paralelo



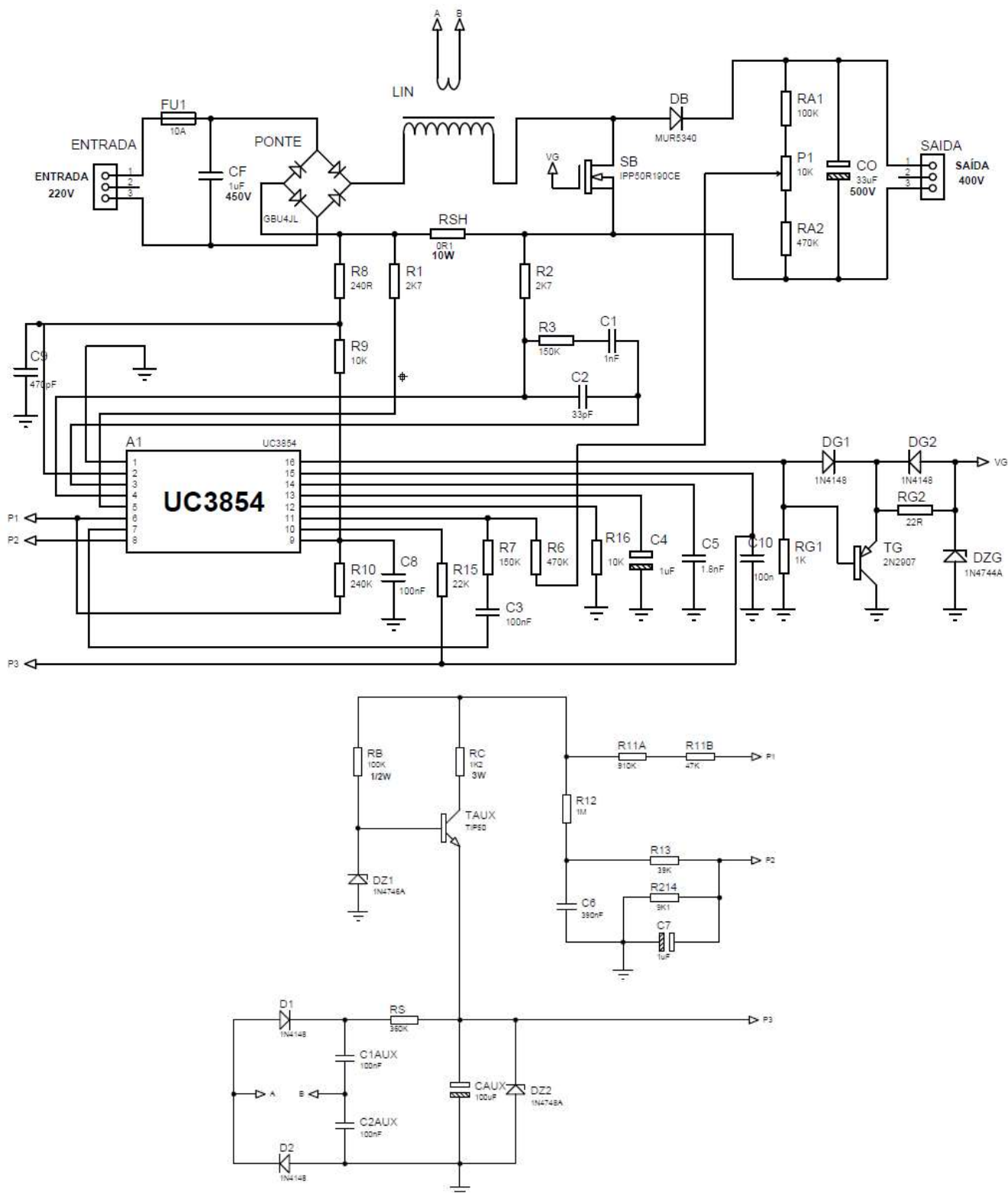
Circuito desenhado a partir do application note do L6561



APÊNDICE II – PLANILHA DE CALCULO BOOST PFC OPERANDO EM MODO CONTÍNUO

Projeto de conversor Boost PFC Mcc

Dados:	$V_{in} := 220V$	(V)	Tensão de entrada
	$\Delta V_{in} := 0.15 \cdot V_{in}$	(V)	Variação da tensão de entrada
	$V_{out} := 400V$	(V)	Tensão de saída
	$\Delta V_{out} := 0.05 \cdot V_{out}$	(V)	Variação da tensão de saída
	$f_{smin} := 75000Hz$	(Hz)	Frequência mínima de chaveamento
	$F_r := 60Hz$	(Hz)	Frequência da rede
	$\Delta V_{outmax} := 40V$	(V)	Máxima sobre tensão no barramento
	$\eta := 0.9$		Rendimento do conversor
	$P_{out} := 200W$	(W)	Potência de saída
	$\zeta := 0.7$		
	$B := 0.25T$	(T)	Densidade de fluxo
	$J_w := 350 \cdot \frac{A}{cm^2}$	$\left(\frac{A}{cm^2} \right)$	Densidade de corrente
	$k := 0.7$		Fator enrolamento
	$\mu_{0a} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot N \cdot A^{-2}$		Permeabilidade do ar
	$V_{xcspk} := 1.2V$	(V)	



Correntes na entrada do pré-regulador

$$I_{inef} := \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in}} = 1.01 \text{ A}$$

Corrente eficaz de entrada

$$I_{impk} := \sqrt{2} \cdot I_{inef} = 1.428 \text{ A}$$

Corrente de pico de entrada



Para menor tensão de entrada:

$$V_{inmin} := V_{in} - \Delta V_{in} = 187 \text{ V} \quad \text{Tensão mínima de entrada}$$

$$I_{inefm\acute{a}x} := \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{inmin}} = 1.188 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz máxima de entrada}$$

$$I_{inpkm\acute{a}x} := \sqrt{2} \cdot I_{inefm\acute{a}x} = 1.681 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico máxima de entrada}$$

$$\Delta i_{LBoost} := \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{inmin}}{V_{out}}\right) \cdot \frac{(1 - \cos(\pi))}{2} = 0.339 \quad \text{Variação da corrente parametrizada para um período do chaveamento}$$

$$V_{pkmin} := \sqrt{2} \cdot (V_{in} - \Delta V_{in}) = 264.458 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico mínima na entrada}$$

$$V_{pkm\acute{a}x} := \sqrt{2} \cdot (V_{in} + \Delta V_{in}) = 357.796 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico máxima na entrada}$$

$$\Delta i_{m\acute{a}x} := 10\% \cdot I_{inpkm\acute{a}x} = 0.168 \text{ A} \quad \text{Ondulação de corrente sobre o indutor Boost}$$

Valor da indutância Boost

$$L_{Boost} := \frac{\Delta i_{LBoost} \cdot V_{pkmin}}{\Delta i_{m\acute{a}x} \cdot f_{smin}} = 7.11 \times 10^{-3} \text{ H} \quad \text{Indutância indutor Boost}$$

$$AeAw_{LBoost} := \frac{L_{Boost} \cdot I_{inpkm\acute{a}x} \cdot I_{inefm\acute{a}x}}{k \cdot B \cdot J} = 2.318 \cdot \text{cm}^4$$

$$AeAw_{LBoost} = 2.318 \cdot \text{cm}^4$$

Produto das áreas

Núcleo "EE-42/21/15-Thornton "



Especificações do núcleo:

$$AeAw_{Lf} := 4.398 \text{ cm}^4$$

Área do núcleo escolhido

$$Ae_{Lf} := 1.891 \text{ cm}^2$$

Área de perna central

$$Aw_{Lf} := 2.326 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carretel

$$l_{ct} := 0.067 \text{ m}$$

Comprimento médio de uma espira

Distâncias

$$d_1 := 29.5 \text{ mm}$$

$$d_2 := 12.2 \text{ mm}$$

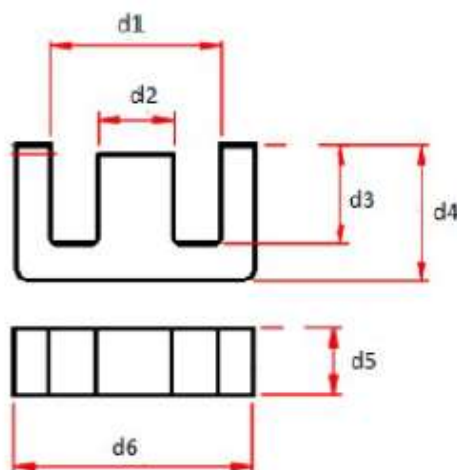
$$d_3 := 14.8 \text{ mm}$$

$$d_4 := 21.2 \text{ mm}$$

$$d_5 := 15.5 \text{ mm}$$

$$d_6 := 42 \text{ mm}$$

$$d_7 := \frac{d_6 - d_1}{2} = 6.25 \text{ mm}$$



$$N_{Lf} := \frac{L_{\text{Boost}} \cdot I_{\text{inefmax}}}{B \cdot Ae_{Lf}}$$

$$N_{Lf} = 178.716$$

Número de espiras

$$N_{Lfint} := \text{ceil} \left(\frac{L_{\text{Boost}} \cdot I_{\text{inefmax}}}{B \cdot Ae_{Lf}} \right)$$

$$N_{Lfint} = 179$$

Número inteiro de espiras

$$l_g := \frac{N_{Lfint}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae_{Lf}}{L_{\text{Boost}}} = 0.107 \text{ cm}$$

$$l_g = 1.071 \text{ mm}$$

Entreferro do núcleo



Pág. 317 do livro

$$S_{cuLf} := \frac{I_{inefm\acute{a}x}}{J}$$

$$S_{cuLf} = 3.395 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

Área de cobre

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \text{cm}}{\sqrt{\frac{f_{smin}}{\text{Hz}}}} = 0.027 \cdot \text{cm}$$

$$\Delta = 0.027 \cdot \text{cm}$$

Profundidade de penetração

$$D_{max} := 2 \cdot \Delta$$

$$D_{max} = 0.055 \cdot \text{cm}$$

Diâmetro máximo do cobre

Condutor obtido através da tabela: 27AWG

Especificações do condutor:

$$S_{cu27} := 0.001021 \text{ cm}^2$$

Área de cobre

$$S_{cu27iso} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Área do isolamento

$$N_{codLf} := \frac{S_{cuLf}}{S_{cu27}}$$

$$N_{codLf} = 3.325$$

Número de condutores em paralelo

$$N_{codLboostint} := \text{ceil} \left(\frac{S_{cuLf}}{S_{cu27}} \right)$$

$$N_{codLboostint} = 4$$

Número de condutores inteiro

$$l_{esp} := d_5 \cdot 2 + \frac{d_5}{N_{codLboostint}} + \frac{d_1 - d_2}{2} + d_2$$

$$l_{esp} = 0.056 \text{ m}$$

Comprimento médio de ur espira

$$l_{cond} := l_{ct} \cdot N_{Lfint}$$

$$l_{cond} = 11.993 \text{ m}$$

Comprimento do condutor

$$k_u := \frac{S_{cu27iso} \cdot N_{Lf} \cdot N_{codLboostint}}{Aw_{Lf}}$$

$$k_u = 0.413$$

Fator de utilização do núcleo



Elevação de temperatura no indutor Boost

Material condutor: **Cobre**

$$\rho_{C_T20} := 1.724 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

Resistividade do condutor a 20 Graus

$$T_{0_pC} := 20$$

Temperatura de medição da resistividade do condutor, °C

$$T_{f_pC} := 100$$

Temperatura de operação prevista do condutor, °C

$$\mu_{r_C} := 0.99999$$

Permeabilidade Relativa do condutor

$$\alpha_C := 0.00393$$

Fator de correção de resistividade em função da temperatura

$$\rho_{C_TF} := \rho_{C_T20} [1 + \alpha_C (T_{f_pC} - T_{0_pC})] = 2.266 \times 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

Cálculo da resistividade do condutor corrigida em função da temperatura

$$R_{fio} := \rho_{C_TF} \frac{l_{cond}}{N_{codLboostint} \cdot S_{cu27}} = 0.665 \Omega$$

Resistência do condutor

$$P_{fio} := I_{inefmáx}^2 \cdot R_{fio} = 0.94 W$$

Potência dissipada no fio

Cálculo de perdas magnéticas

$$\Delta B := \frac{\Delta i_{máx} \cdot B}{I_{impkmáx}} = 0.025 \cdot T$$

Variação da densidade do fluxo magnético em função da ondulação de corrente no indutor

$$p := 4800 \frac{kg}{m^3}$$

Densidade do material

$$P_m := 4 \frac{W}{kg}$$

Densidade de potência do material

$$V_e := 17600.0$$

Volume segundo tabela da fabricante



$$V_{ni} := \frac{V_e}{1000} \cdot \text{cm}^3 = 0.018 \text{ L}$$

$$V_{ni} = 0.018 \text{ L}$$

Volume do núcleo

$$m_{ni} := V_{ni} \cdot \rho = 0.084 \text{ kg}$$

$$m_{ni} = 0.084 \text{ kg}$$

Massa do núcleo

$$P_{ni} = m_{ni} \cdot P_m = 0.338 \text{ W}$$

$$P_{ni} = 0.338 \text{ W}$$

Potência dissipada

Cálculo de elevação de temperatura (Método de Resistência térmica (IVO BARBI))

$$R_{thn} := 23 \left[(Ae_{Lf} \cdot Aw_{Lf}) \cdot \frac{1}{\text{cm}^4} \right]^{-0.37} = 13.296$$

Resistência térmica do núcleo

$$\Delta T_{ni} := (P_{ni} + P_{fio}) \cdot R_{thn} \cdot \frac{1}{W} = 16.987$$

Cálculo de elevação de temperatura (Método de superfície (Marian K.))

$$A_s = d_4 \cdot d_5 \cdot 4 + d_4 \cdot d_6 \cdot 4 + d_5 \cdot d_6 \cdot 2 = 6.178 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

Área aproximada da sup.

$$\Delta T_{n2} := 450 \cdot \left[\frac{(P_{ni} + P_{fio})}{A_s} \right] \cdot \frac{\text{cm}^2}{W}^{0.826} = 18.275$$

Dimensionamento do capacitor de saída

$$V_{Cmin} := V_{out} - \Delta V_{out} \quad V_{Cmin} = 380 \text{ V}$$

Tensão mínima do capacitor de saída

$$V_{Cmax} := V_{out} + \Delta V_{out} \quad V_{Cmax} = 420 \text{ V}$$

Tensão máxima do capacitor de saída

$$C_{av} = \frac{P_{out}}{F_r (V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2)}$$

$$C = 1.042 \times 10^{-4} \text{ F}$$

Capacitor de filtro de saída

Pode-se fazer uso do mesmo capacitor utilizado no boost crítico - 120uF/450V

Dimensionamento da chave boost



$$I_{sbefm\acute{a}x} := \sqrt{I_{inefm\acute{a}x}^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{V_{pkmin} \cdot I_{inpkm\acute{a}x}}{V_{out}} \right)^2} = 0.974 \text{ A}$$

Corrente eficaz sobre a chave

$$I_{sbpkm\acute{a}x} := I_{inpkm\acute{a}x} = 1.681 \text{ A}$$

Corrente de pico sobre a chave

$$V_{sbm\acute{a}x} := V_{out} + \frac{\Delta V_{out}}{2} = 410 \text{ V}$$

Tensão máxima sobre interruptor boost

Pode-se fazer uso da mesma chave utilizada no boost crítico - IPP50R190CE

Dimensionamento do diodo boost

$$I_{dboostm\acute{e}d} := \frac{P_{out}}{V_{out}} = 0.5 \text{ A}$$

Corrente média no diodo boost

$$I_{dboostefm\acute{a}x} := \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inmin} \cdot I_{inpkm\acute{a}x}}{V_{out}} = 0.68 \text{ A}$$

Corrente eficaz máxima no diodo boost

$$V_{dboostm\acute{a}x} := V_{out} + \frac{\Delta V_{out}}{2} = 410 \text{ V}$$

Tensão máxima sobre diodo boost

Pode-se fazer uso do mesmo diodo utilizado no boost crítico - MURS340T3G

Dimensionamento da ponte retificadora

$$I_{Dretm\acute{e}d} := 0.45 \cdot (I_{inpkm\acute{a}x} + \Delta i_{m\acute{a}x}) = 0.832 \text{ A}$$

Corrente média na entrada do retificador

$$I_{Dretefm\acute{a}x} := 0.707 \cdot (I_{inpkm\acute{a}x} + \Delta i_{m\acute{a}x}) = 1.307 \text{ A}$$

Corrente eficaz no retificador

$$V_{Dretm\acute{a}x} := V_{pkm\acute{a}x} = 357.796 \text{ V}$$

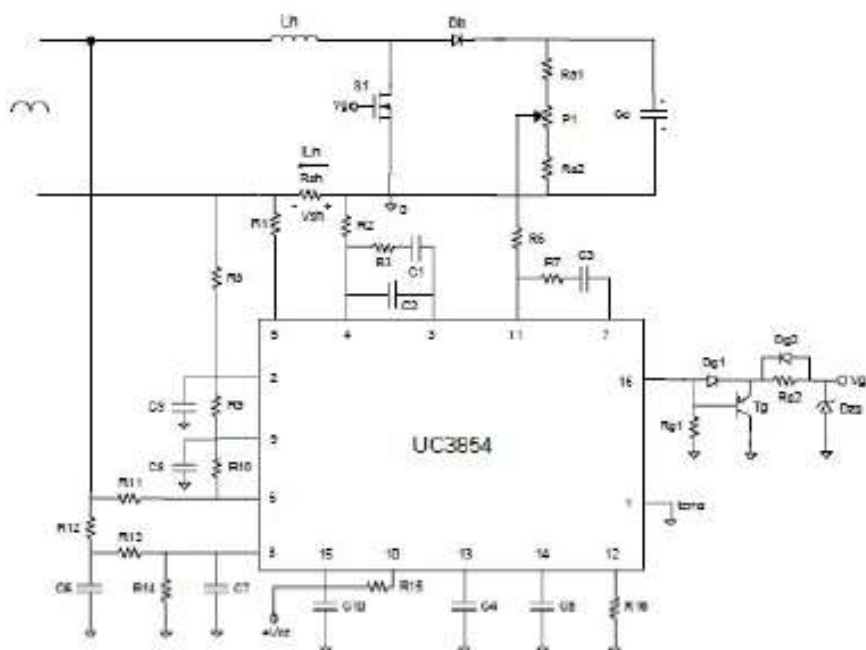
Tensão máxima no retificador

Pode-se fazer o uso da mesma ponte retificadora utilizada no boost crítico - GBU4JL

Dimensionamento dos componentes do circuito de



controle e comando



Proteção contra sobrecorrente

$$R_g = 10k\Omega$$

Valor típico segundo fabricante

$$I_{pk\max} = \left(\frac{P_{out}}{V_{inmin}} \right) \sqrt{2} = 1.513 A$$

Corrente de pico máxima

$$I_{proteção} = 1.1 \cdot I_{pk\max} = 1.664 A$$

Corrente de proteção do shunt

$$R_{sh} = 0.250\Omega$$

Resistência Shunt

$$P_{sh} = R_{sh} \cdot (10A)^2 = 25 W$$

Potência que o Shunt deve dissipar devido o pico de corrente do capacitor

Utilizar shunt 0.25Ω 10W

$$V_{sh\max} = -I_{proteção} \cdot R_{sh} = -0.416 V$$

$$V_{sh\maxut} = -1 V$$



$$V_{\text{pino2}} := 0V$$

$$R_8 := \frac{R_9 \cdot (V_{\text{pino2}} - V_{\text{shmaxut}})}{7.5V - V_{\text{pino2}}} = 1.333 \times 10^3 \cdot \Omega$$

$$R_{8\text{com}} := 1.6k\Omega$$

Valor comercial de R8

$$C_9 := 470pF$$

Valor de C9 de acordo com o catalogo do fabricante

Saída do multiplicador e parâmetro do oscilador de frequência

$$R_{16} := 10k\Omega$$

Valor adotado

$$I_{\text{multmax}} := \frac{3.75V}{R_{16}} = 375 \cdot \mu A$$

$$R_1 := \frac{1.048V}{I_{\text{multmax}}} = 2.795 \cdot K\Omega$$

$$R_{1\text{com}} := 2.7k\Omega$$

Regulador de corrente

$$\omega_{\text{polo2}} := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{smin}} \cdot s}{2} = 2.356 \times 10^5 \cdot \text{rad}$$

Frequência no polo 02

$$f_{\text{corte}} := \frac{f_{\text{smin}}}{8} = 9.375 \cdot \text{KHz}$$

Frequência de corte

$$\omega_{\text{zero}} := \frac{2\pi \cdot f_{\text{corte}} \cdot s}{10} = 5.89 \times 10^3 \cdot \text{rad}$$

Frequência do zero

$$V_t := 5.4V$$

Amplitude do sinal da dente de serra

$$G_{\text{planta}} := 20 \cdot \log \left[\frac{(58900 \cdot 5.4 \cdot 7.11 \times 10^{-3})}{(0.1 \cdot 400)} \right] = 35.046$$



$$G_{fp} := 10^{\frac{G_{planta}}{20}} = 56.535$$

$$R_2 := R_{1com} = 2.7 \times 10^3 \Omega$$

$$R_{2com} := 2.7k\Omega$$

$$R_3 := G_{fp} \cdot R_2 = 152.645 \cdot k\Omega$$

$$R_{3com} := 150k\Omega$$

$$C_1 := \frac{1s}{R_{3com} \cdot w_{zero}} = 1.132 \cdot nF$$

$$C_{1com} := 1nF$$

$$C_2 := \frac{-C_1}{\left(1 - R_{3com} \cdot C_{1com} \cdot w_{polo2} \cdot \frac{1}{s}\right)} = 32.955 \cdot pF$$

$$C_{2com} := 33pF$$

Amostra da forma de onda da tensão da rede

$$R_{11} := \frac{V_{pkmax}}{I_{multmax}} = 954.123 \cdot k\Omega$$

$$R_{11com} := 957k\Omega$$

Um resistor de 910k e um de 47k

$$R_{10} := \frac{R_{11com}}{4} = 239.25 \cdot k\Omega$$

$$R_{10com} := 240k\Omega$$

Regulador de tensão e amostra da tensão de saída

$$w_{zero1} := \frac{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot F_r)s}{10} = 75.398 \cdot rad$$

$$C_3 := 100nF$$



$$R_7 := \frac{1s}{C_3 \cdot w_{\text{zero1}}} = 132.629 \cdot k\Omega$$

$$R_{7\text{com}} := 150k\Omega$$

$$R_6 := \frac{R_{7\text{com}}}{0.316} = 474.684 \cdot k\Omega$$

$$R_{6\text{com}} := 470k\Omega$$

$$R_{a1} := 100k\Omega$$

$$V_{\text{ref}} := 7.5V$$

$$R_{a2} := \frac{-V_{\text{ref}} R_{a1}}{V_{\text{ref}} - V_{\text{out}}} = 1.911 \cdot k\Omega$$

$$R_{a2\text{com}} := 2k\Omega$$

$$P_1 := 10k\Omega$$

Potenciômetro para ajuste do nível de referência da tensão de saída.

Filtro passa baixa de pólo duplo

$$V_{\text{inmedmin}} := V_{\text{inmin}} \cdot \eta = 168.3 \cdot V$$

$$R_{12} := 1M\Omega$$

$$R_{13} := \frac{(V_{\text{ref}} - 1.414V) \cdot R_{12}}{V_{\text{inmedmin}} - V_{\text{ref}}} = 37.848 \cdot k\Omega$$

$$R_{13\text{com}} := 39k\Omega$$

$$R_{14} := \frac{-1.414V \cdot R_{13\text{com}}}{1.414V - 7.5V} = 9.061 \cdot k\Omega$$

$$R_{14\text{com}} := 9.1k\Omega$$

$$F_{\text{corte}} := \frac{120\text{Hz}}{10} = 12 \cdot \text{Hz}$$

$$C_6 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{\text{corte}} \cdot R_{13\text{com}}} = 340.075 \cdot \text{nF}$$

$$C_{6\text{com}} := 390\text{nF}$$



$$C_7 := \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{corte}} \cdot R_{14\text{com}}} = 1.457 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{7\text{com}} = 1.5 \mu\text{F}$$

$$C_8 = 0.1 \mu\text{F}$$

Valores segundo catálogo do fabricante

$$C_{10} = 0.1 \mu\text{F}$$

Valores segundo catálogo do fabricante

$$R_{15} = 22 \text{ k}\Omega$$

Valores segundo catálogo do fabricante

Definição da frequência de comutação

$$C_5 := \frac{1.25}{R_{16} \cdot f_{\text{min}}} = 1.667 \cdot \text{nF}$$

$$C_{5\text{com}} = 1.8 \text{ nF}$$

Definição do tempo de partida progressiva

$$t_{\text{partida}} = 1 \text{ s}$$

$$C_4 := \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \text{ F}}{7.5} = 0.933 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{4\text{com}} = 1 \mu\text{F}$$

Driver externo

$$V_{\text{pin16}} = 15 \text{ V}$$

Tensão máxima no pino 16

$$I_{\text{pin16máx}} = 700 \text{ mA}$$

Corrente máxima no pino 16

$$R_{g2} := \frac{V_{\text{pin16}}}{I_{\text{pin16máx}}} = 21.429 \Omega$$

$$R_{g2\text{com}} = 22 \Omega$$

D_{g1} e D_{g2} são diodos de sinal: 1N4148

D_{zg} é um zener de 15V: 1N4744

T_g é um transistor PNP: 2N2907

R_{g1} é um resistor de 1kΩ

Consumo interno do CI

Consumo externo do CI

Capacitância de entrada do IPP50R190CE

Tensão máxima de comando fornecida pelo UC3854

$$E_{\text{ciss}} = \left(\frac{1}{2}\right) C_{\text{iss}} V_g^2 = 1.279 \times 10^{-7} \text{ J}$$

$$P_{Ciss} = E_{Ciss} \cdot f_{smin} = 9.593 \times 10^{-3} \text{ W}$$



$$I_{\text{méd}} := \frac{P_{\text{Ciss}} \cdot V}{V_g^2} = 42.638 \mu\text{A}$$

Corrente do driver interno ao CI 3854 que realiza o comando do interruptor boost

$$I_{\text{aux}} := I_{\text{Clim}} + I_{\text{Ctext}} + I_{\text{méd}} = 26.043 \text{ mA}$$

Corrente média total que a fonte deve fornecer

$$I_{\text{auxutilizado}} := 35 \text{ mA}$$

Corrente média utilizada

$$V_{\text{aux}} := 22 \text{ V}$$

$$I_{\text{auxnominal}} := 300 \text{ mA}$$

Corrente fornecida para carga do capacitor Cux

$$R_c := \frac{V_{\text{pkmax}} - V_{\text{aux}}}{I_{\text{auxnominal}}} = 1.119 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{ccom}} := 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$P_{Rc} := R_{\text{ccom}} (I_{\text{auxutilizado}})^2 = 1.47 \text{ W}$$

$$\beta := 10$$

Ganho do transistor regulador

$$I_{\text{Tauxbase}} := \frac{I_{\text{auxnominal}}}{\beta} = 30 \text{ mA}$$

Corrente de manutenção do diodo zener

$$V_{\text{zb}} := 20 \text{ V}$$

$$R_b := \frac{V_{\text{pkmax}} - V_{\text{zb}}}{I_{\text{Tauxbase}}} = 11.26 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{bcom}} := 1 \text{ k}\Omega$$

Resistor de base

$$P_{Rb} := R_{\text{bcom}} \left(\frac{I_{\text{auxutilizado}}}{\beta} \right)^2 = 0.012 \text{ W}$$

Potência no resistor de base

$$P_{\text{zb}} := V_{\text{zb}} \cdot I_{\text{Tauxbase}} = 0.6 \text{ W}$$

Potência no diodo zener

$$D1 \text{ e } D2 \text{ são } 1\text{N}4148$$

$$I_{\text{av}} := 150 \text{ mA}$$

Corrente média direta do 1N4148

$$V_{\text{RRM}} := 75 \text{ V}$$

Tensão Reversa máxima do 1N4148



C1 e C2 são capacitores de poliéster de $0.1\mu\text{F} \times 62\text{V}$

Caux é um capacitor eletrolítico de $100\mu\text{F} \times 63\text{V}$

$$V_{AB} := 30\text{V}$$

Tensão de saída do enrolamento auxiliar

$$R_t = \frac{V_{\text{out}}}{V_{AB}} = 13.333$$

Relação transformação

$$N_2 := \frac{N_{L\text{fint}}}{R_t} = 13.425$$

$$N_{2\text{int}} := 14$$

Número de espiras do enrolamento auxiliar

$$R_s := \frac{V_{\text{out}} \cdot \frac{14}{179} - V_{\text{aux}}}{I_{\text{aux}}} = 356.527 \Omega$$

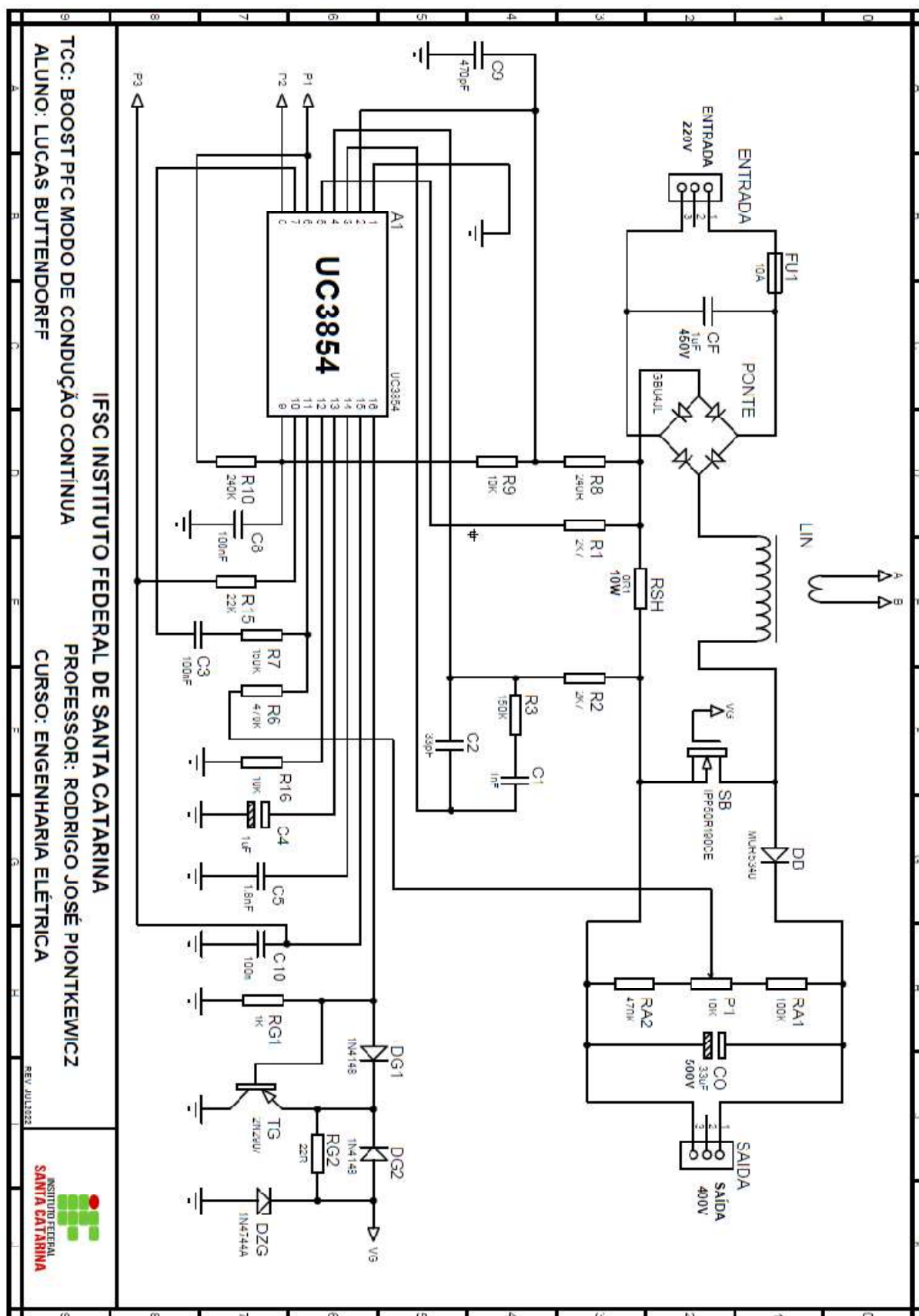
$$R_{s\text{com}} := 360 \Omega$$

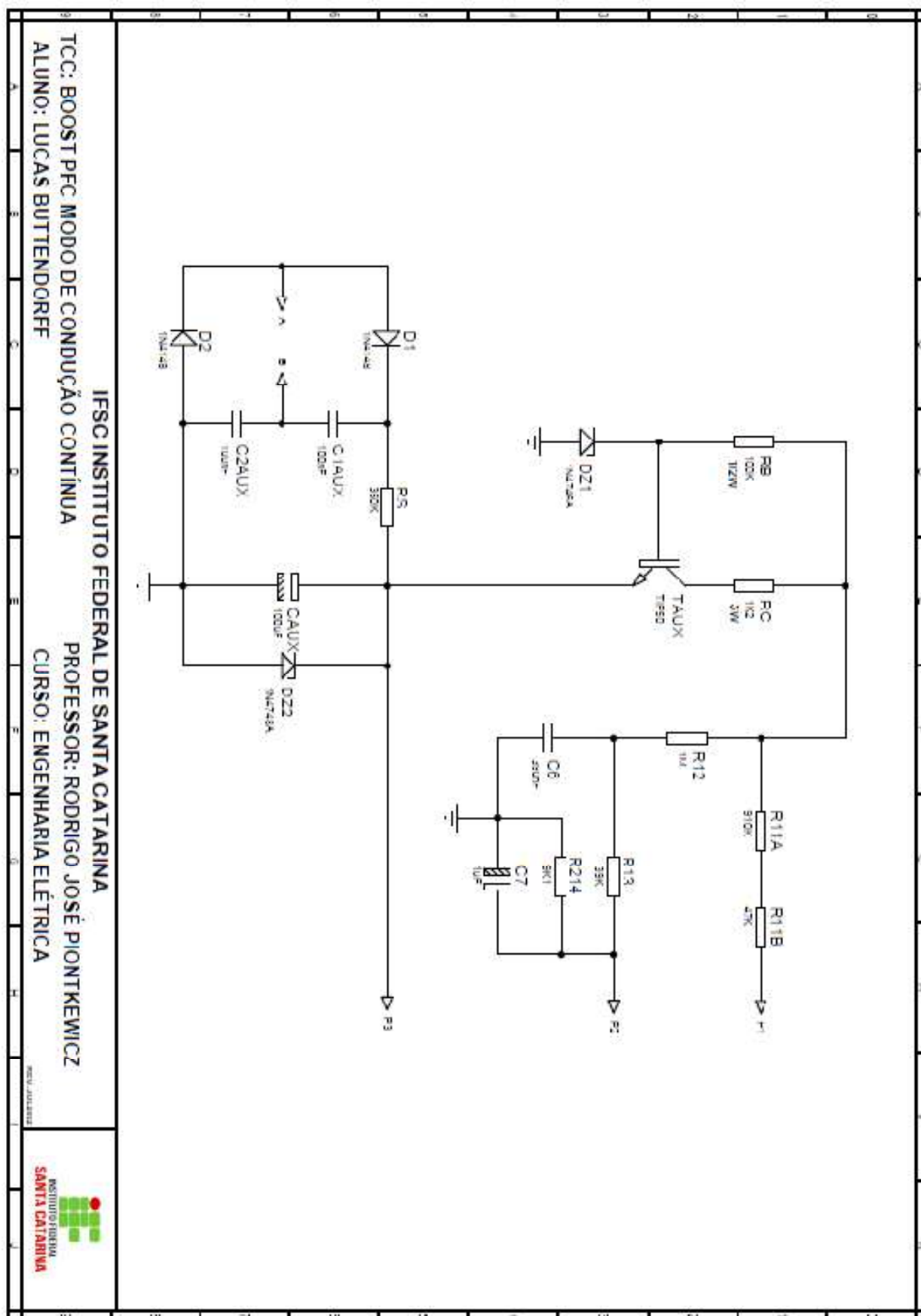
$$P_{R_s} := R_{s\text{com}} \cdot I_{\text{aux}}^2 = 0.244 \text{ W}$$

$$P_z := V_{\text{aux}} \cdot I_{\text{aux}} = 0.573 \text{ W}$$

Dz2 é um zener 1n4748 1W

APÊNDICE III – ESQUEMÁTICO BOOST PFC OPERANDO EM MODO CONTÍNUO







INSTITUTO FEDERAL
Santa Catarina
Câmpus Jaraguá do Sul – Rau

Ministério da Educação
Secretaria de Educação Profissional e Tecnológica
INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA

LUCAS BUTTENDORFF

**PROJETO E ANÁLISE COMPARATIVA DO CONVERSOR BOOST PFC OPERANDO EM
MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA E CONTÍNUA**

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

Jaraguá do Sul, 29 de Junho de 2022.

Prof. Msc. Rodrigo José Piontkewicz
Orientador
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Prof. Dr Marcos Antonio Salvador
Coorientador
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Prof. MSc Jeffeson William Zanotti
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Eng. Matheus Montagner
WEG



Datas e horários baseados no fuso horário (GMT -3:00) em Brasília, Brasil
Sincronizado com o NTP.br e Observatório Nacional (ON)
Certificado de assinatura gerado em 30/06/2022 às 12:09:11 (GMT -3:00)

TermoDeAprovacao_TCC_EngEletrica_IFSC_JGS_RAU_29062022_LUCAS
BUTTENDORF

 ID única do documento: #c3ffa27f-2e05-479c-b853-88e78f6a244e

Hash do documento original (SHA256): f09ab8d1c4718b4db38eee807b9cba66ef9e97e6e628a5005fe21badedd51984

Este Log é exclusivo ao documento número #c3ffa27f-2e05-479c-b853-88e78f6a244e e deve ser considerado parte do mesmo, com os efeitos prescritos nos Termos de Uso.

Assinaturas (4)

- ✓ **Matheus Montagner (Participante)**
Assinou em 01/07/2022 às 12:02:09 (GMT -3:00)
- ✓ **Jefferson William Zanotti (Participante)**
Assinou em 30/06/2022 às 16:48:05 (GMT -3:00)
- ✓ **Rodrigo José Piontkewicz (Participante)**
Assinou em 30/06/2022 às 09:17:48 (GMT -3:00)
- ✓ **Marcos Antonio Salvador (Participante)**
Assinou em 01/07/2022 às 07:22:07 (GMT -3:00)

Histórico completo

Data e hora

30/06/2022 às 12:17:48
(GMT -3:00)

Evento

Rodrigo José Piontkewicz (Autenticação: e-mail
rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br; IP: 191.36.54.145) assinou.
Autenticidade deste documento poderá ser verificada em [https://
verificador.contraktor.com.br](https://verificador.contraktor.com.br). Assinatura com validade jurídica conforme
MP 2.200-2/01, Art. 10º, §2.



Data e hora

01/07/2022 às 10:22:07
(GMT -3:00)

Evento

Marcos Antonio Salvador (Autenticação: e-mail marcos.salvador@ifsc.edu.br; IP: 191.36.54.145) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.

30/06/2022 às 12:09:11
(GMT -3:00)

Rodrigo José Piontkewicz solicitou as assinaturas.

30/06/2022 às 19:48:05
(GMT -3:00)

Jefferson William Zanotti (Autenticação: e-mail jefferson.zanotti@ifsc.edu.br; IP: 138.118.30.122) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.

01/07/2022 às 15:02:09
(GMT -3:00)

Matheus Montagner (Autenticação: e-mail matheus.mtg60@gmail.com; IP: 177.25.253.216) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.