

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

DOUGLAS MORAIS DE MELO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK QUASE
RESSONANTE EMPREGANDO O CIRCUITO INTEGRADO FSCQ0965RT**

JOINVILLE

2018

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

DOUGLAS MORAIS DE MELO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK QUASE
RESSONANTE EMPREGANDO O CIRCUITO INTEGRADO FSCQ0965RT**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2018

DOUGLAS MORAIS DE MELO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK QUASE
RESSONANTE EMPREGANDO O CIRCUITO INTEGRADO FSCQ0965RT**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC

Membros:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
UDESC

Ms. Marcus Vieira Soares
UDESC

Joinville, 6 de julho 2018.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família por todo o apoio e suporte, ao professor Yales pela orientação, aos integrantes do nPEE pelas inúmeras dúvidas solucionadas, ao amigo e colega Maicon de Carvalho.

RESUMO

Neste documento apresenta um projeto e implementação de um conversor flyback quase ressonante com comutação suave ZVS (*zero voltage switching*) usando o circuito integrado FSCQ096 5RT da empresa Fairchild Semiconductor. No desenvolvimento do projeto é apresentado o dimensionamento dos principais componentes do conversor e circuito de controle por pico de corrente. Concluído o projeto é realizado então uma análise via simulação do circuito a ser implementado e posteriormente uma verificação experimental do protótipo. Os resultados de um protótipo de 72 W de potência média, com valor da tensão de entrada de 85 V à 265 V eficazes e com valor de tensão média de saída 24 V e valor de corrente média 3 A de saída são apresentados. Os resultados experimentais obtidos mostraram que o conversor projetado atende as exigências e condições impostas e comprovam que o projeto pode ser implementando.

Palavras-chave: Flyback quase ressonante, Comutação ZVS.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Perdas no interruptor com modulação PWM e modulação quase ressonante.	10
2.1	Interruptor ZVS com configuração meia onda	12
2.2	Interruptor ZVS com configuração onda completa	13
2.3	QR-Flyback	13
2.4	Formas de onda de corrente no transformador e tensão no interruptor para $M > 1$.	14
2.5	Formas de onda de corrente no transformador e tensão no interruptor para $M < 1$.	15
2.6	Circuito equivalente em destaque para primeira e terceira etapa	15
2.7	Circuito equivalente em destaque para o tempo T_{on} . Acumulação de energia no primário do transformador	16
2.8	Corrente magnetizante máxima no tempo T_{rise}	17
2.9	Circuito equivalente para quarta etapa T_{off}	18
2.10	Potência de saída em função da frequência de comutação	19
2.11	Configuração de pinos do circuito integrado FSCQ	20
2.12	Circuito de partida	21
2.13	Relação entre corrente consumida e tensão de alimentação VCC	22
2.14	Circuito de sincronismo	22
2.15	Formas de onda do sincronismo	23
2.16	Operação quase-ressonante em modo estendido	24
2.17	Formas de onda de sincronização	25
2.18	Circuito interno de modulação PWM	26
2.19	Circuito de controle por pico de corrente no indutor acoplado	26
2.20	Função de transferência do QR-Flyback para variações de carga na saída	27
2.21	Função de transferência do QR-Flyback com o compensador	28
3.1	Função $\omega RCx(V_{cmin}/V_{pk})$	30
3.2	Valor parametrizado da corrente no capacitor	32
3.3	Esquema básico do QR Flyback	34
3.4	Área da janela A_w e área transversal A_e	36
3.5	Dissipador de alumínio 35x20x50 mm	49
3.6	Circuito de controle implementado	51
3.7	Função de transferência em malha aberta	52
4.1	Circuito simulado em malha aberta	53
4.2	Tensão e corrente no interruptor com tensão de 120 Vp	54
4.3	Tensão e corrente no diodo de saída com tensão de entrada 120 Vp	55

4.4	Tensão e corrente na saída do conversor com tensão de entrada 120 Vp	55
4.5	Tensão e corrente no interruptor com tensão de entrada 374 Vp	56
4.6	Tensão e corrente no diodo com tensão de entrada 374 Vp	56
4.7	Tensão e corrente na carga com tensão de entrada 374 Vp	57
4.8	Potência média dissipada no snubber RCD e RC 374 Vp	57
5.1	Forma de onda da tensão no interruptor com tensão no barramento de entrada de 120 V médio	59
5.2	Forma de onda de tensão e corrente na saída com tensão no barramento de entrada de 120 V médio	60
5.3	Forma de onda de tensão no interruptor com valor de tensão média no barramento CC de entrada de 197 V	61
5.4	Forma de onda de tensão e corrente na saída com tensão de no barramento de entrada de 197 V médio	61
5.5	Forma de onda da tensão no interruptor com valor tensão no barramento CC de entrada em 242 V	62
5.6	Forma de onda de tensão e corrente na saída com valor de tensão no barramento CC de entrada de 242 V	63
A.1	Conversor implementado	66

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros do retificador	30
3.2	Parâmetros de entrada do conversor	34
3.3	Perdas totais do conversor	48

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	12
2.1	CONVERSORES ZVS (<i>Zero Voltage Switching</i>) QUASE RESSONANTES	12
2.2	FLYBACK QUASE RESSONANTE COMUTAÇÃO ZVS	12
2.2.1	Princípios de operação do QR Flyback	13
2.3	ANÁLISE DO CIRCUITO INTEGRADO FSCQ0965RT	19
2.3.1	Circuito de partida	20
2.3.2	Circuito de sincronismo	21
2.3.3	Operação quase ressonante em modo estendido	24
2.3.4	Malha de controle	25
2.3.4.1	Malha de <i>feedback</i>	25
3	PROJETO DO CONVERSOR QR-FLYBACK	29
3.1	PROJETO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO	29
3.1.1	Retificador operando com tensão V_{ACmin}	29
3.1.2	Retificador operando com tensão V_{ACmax}	32
3.2	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR	33
3.2.1	Projeto do Indutor acoplado	35
3.2.1.1	Variáveis magnéticas	36
3.2.1.2	Variáveis elétricas	36
3.2.1.3	Secção de cobre	38
3.2.1.3.1	Equações para o primário	38
3.2.1.3.2	Equações para o secundário	39
3.2.1.3.3	Equações para o terciário	40
3.2.1.4	Capacidade de execução do indutor	40
3.2.1.4.1	Comprimento dos cabos	41
3.2.1.5	Perdas no indutor acoplado	41
3.2.2	Vale mínimo para comutação-ZVS.	42
3.2.3	Esforços de corrente e tensão nos componentes	44
3.2.4	Snubber	45
3.2.5	Perdas nos Semicondutores	46
3.2.6	Rendimento teórico a partir das perdas conversor	47

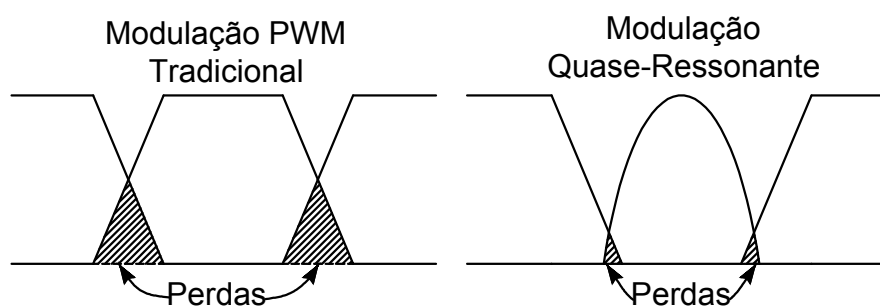
3.2.7	Cálculo do dissipador	48
3.2.8	Definição dos componentes do circuito integrado	49
3.2.8.1	Sistema de alimentação	49
3.2.8.2	Circuito de sincronismo	50
3.2.9	Sistema de controle	50
4	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR	53
4.1	Simulação para $V_{in} = 120V$	53
4.2	Simulação para $V_{in} = 374V$	55
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
5.1	RESULTADOS experimentais com valor de tensão média de 120 V no barramento CC de entrada.	58
5.2	RESULTADOS experimentais com valor de tensão média de 197 V no barramento CC de entrada.	60
5.3	RESULTADOS experimentais com valor de tensão média de 240 V no barramento CC de entrada.	62
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	65
	ANEXO A - -	66

1 INTRODUÇÃO

Com os avanços da tecnologia e consequentemente barateamento dos aparelhos eletrônicos tornou-se muito comum no dia dia das pessoas o uso de fontes chaveadas. Para que isto acontecesse foi necessário alto investimento em desenvolvimento de tecnologias que visassem diminuir peso, volume e o custo desses aparelhos. Para reduzir o volume das fontes chaveadas é necessário o aumento da frequência de comutação, pois o tamanho de indutores, capacitores e transformadores é inversamente proporcionais a frequência, porém com o aumento da velocidade dos interruptores tem-se também o aumento das perdas e consequentemente diminuição da eficiência do sistema.

Com o objetivo de aumentar eficiência das fontes em alta frequência os pesquisadores desenvolveram os conversores com modo de operação quase ressonantes, no qual usam as capacitâncias e indutâncias parasitas do sistema para moldar um forma de onda de tal modo que quando ocorra a comutação não haja corrente ou tensão no interruptor e consequentemente não dissipe energia. Por meio da Figura 1.1 pode-se verificar a diminuição das perdas no interruptor quando operando com comutação quase ressonante.

Figura 1.1 – Perdas no interruptor com modulação PWM e modulação quase ressonante.



Fonte: Adaptado de (STMICROELECTRONICS, 1999)

Seguindo a tendência de miniaturização dos conversores surgiu então o conversor flyback quase ressonante-QRC (*Quasi Resonant Converter*). Este conversor é um aprimoramento do conversor flyback com modulação PWM tradicional, ele utiliza os elementos parasitas de seus componentes para realizar a ressonância, e assim diminuir as perdas no interruptor. Sua comutação pode ser ZCS (*zero current switch*) ou ZVS (*zero voltage switch*). Para este trabalho pretende-se analisar as características somente do conversor flyback quase ressonante com comutação ZVS.

Outra fato importante dos conversores quase ressonantes é a variação da frequência de comutação em função da potência de saída em que na maior potência de saída tem-se a menor frequência de comutação e na menor potência de saída a maior frequência de comutação.

Como pode-se perceber tem-se como principal objetivo nesse trabalho o projeto e implementação do conversor flyback quase ressonante com comutação ZVS, no qual deve-se buscar as principais características da comutação quase ressonante e sua verificação experimental.

A estrutura deste trabalho consiste em uma abordagem teórica e experimental do conversor flyback quase ressonante. Primeiramente será realizado um estudo prévio da comutação suave e em seguida uma abordagem teórica da topologia a ser construída. Por fim apresenta-se o projeto do conversor e seus devidos resultados experimentais.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 CONVERSORES ZVS (*ZERO VOLTAGE SWITCHING*) QUASE RESSONANTES

Os conversores ZVS quase ressonantes são obtidos adicionando um capacitor C_r em paralelo com o interruptor e um indutor L_r em série com esse mesmo interruptor. Nesta configuração o capacitor C_r e o indutor L_r formam um circuito ressonante no qual a principal função é amortecer a tensão no interruptor no instante em que este entra em condução.

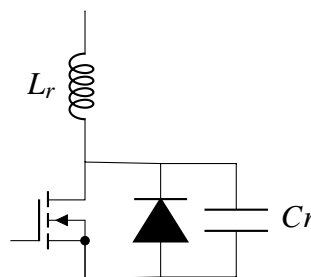
Em antiparalelo com o MOSFET de potência tem-se um diodo acoplado. Segundo (KAZIMIERCZUK, 2010) isso faz com que o interruptor conduza de modo unidirecional para tensão e bidirecional para corrente, para este caso tem-se uma comutação ZVS quase ressonante de meia onda (*half-wave ZVS converters*) conforme mostra na Figura 2.1.

Pode-se ainda adicionar um diodo em série com o interruptor para efetuar o bloqueio da tensão negativa, nesse caso a comutação é bidirecional para tensão e unidirecional para corrente, os conversores ZVS com essa característica são chamados de (*full-wave ZVS converters*) ou conversor ZVS de onda completa conforme apresentado na Figura 2.2.

2.2 FLYBACK QUASE RESSONANTE COMUTAÇÃO ZVS

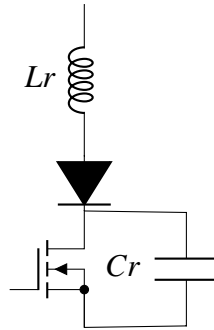
A análise do conversor QR- flyback já foi relatada na literatura inúmeras vezes, porém geralmente são negligenciadas as etapas de ressonância que ocorrem no início e no final de cada período. De acordo com (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000) essas simplificações levam a erros na especificação da frequência de operação do conversor e no cálculo de esforços em que os semicondutores são submetidos. A topologia abordada neste trabalho será o QR-Flyback com modo de comutação ZVS.

Figura 2.1 – Interruptor ZVS com configuração meia onda



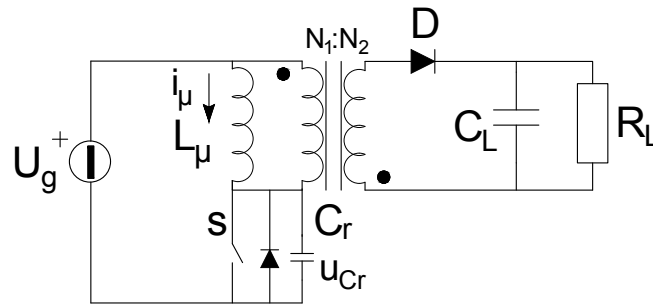
Fonte: Próprio autor

Figura 2.2 – Interruptor ZVS com configuração onda completa



Fonte: Próprio autor

Figura 2.3 – QR-Flyback



Fonte: Adaptado (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

2.2.1 Princípios de operação do QR Flyback

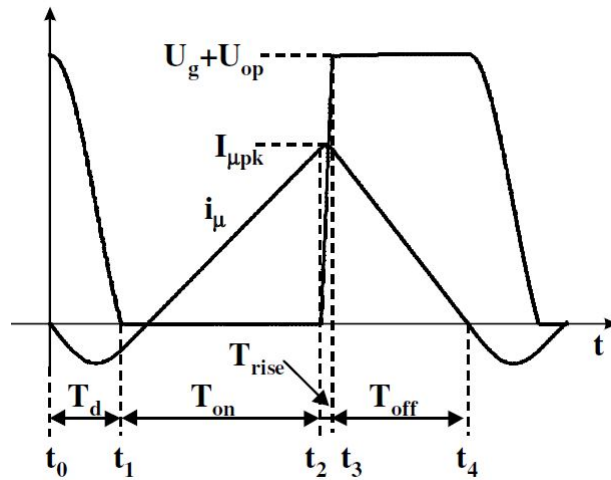
O esquema básico do conversor QR-Flyback é apresentado na Figura 2.3. Para fazer a análise do conversor considera-se a capacitância parasita do interruptor C_r , a indutância magnetizante do indutor acoplado L_μ e ainda o diodo do interruptor. O circuito opera de modo similar ao flyback tradicional exceto pelas etapas de ressonância.

Segundo (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000) o ganho estático do conversor é definido como: $M = U_{op}/U_g$, onde U_{op} é a tensão de saída refletida ao primário do transformador e U_g é a tensão de entrada. Quando $M > 1$ tem-se tensão zero no instante em que o interruptor entra em condução, porém se $M < 1$ o acionamento do interruptor se dará em uma tensão próxima de zero. Ambos os casos são apresentados na Figura 2.4 e Figura 2.5. Para melhor entendimento do conversor deve-se dividir seu período em quatro etapas.

a) Intervalo $T_d = t_1 - t_0$

No instante t_0 a corrente magnetizante atinge zero o que acarreta em bloqueio do diodo D.

Figura 2.4 – Formas de onda de corrente no transformador e tensão no interruptor para $M > 1$



Fonte: Adaptado (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

A indutância magnetizante do indutor acoplado entra em ressonância com a capacitância parasita C_r , e a tensão no interruptor tende a zero. Chegando no vale mínimo de tensão o interruptor é comandado a conduzir, o circuito equivalente deste intervalo é apresentado na Figura 2.6 e as equações que regem essas etapas são:

$$\begin{aligned} u_{Cr}(0) &= U_g + U_{op}, & i_\mu &= 0 \\ u_{Cr}(t) &= U_g + U_{op} \cos(\omega_R t), & i_\mu(t) &= \frac{-U_{op}}{Z_R} \sin(\omega_R t). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Onde,

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_\mu C_r}} \quad e \quad Z_R = \sqrt{\frac{L_\mu}{C_r}} \quad (2.2)$$

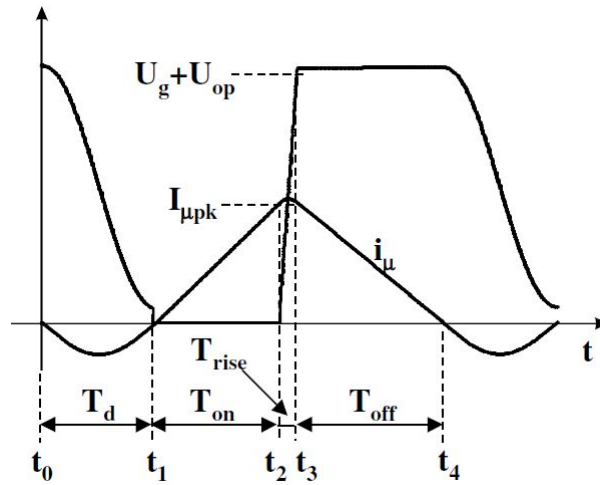
são a frequência de ressonância e impedância de ressonância (também conhecida como impedância característica) respectivamente.

Segundo (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000), se $M > 1$ tem-se tensão nula no capacitor de ressonância u_{Cr} no final desta etapa, conforme (2.3).

Por outro lado se $M < 1$ escolhe-se T_d como sendo a metade do período de ressonância com intuito de ligar o interruptor sempre numa tensão mínima como apresenta (2.4) e a Figura 2.5.

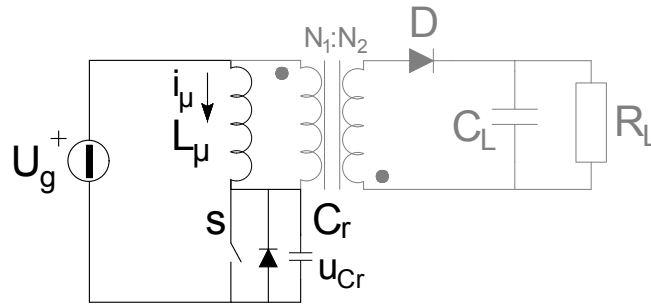
Ao observar as formas de onda da Figura 2.5 nota-se que a amplitude senóide ressonante é duas vezes maior que a tensão refletida U_{op} . Quando o diodo D bloqueia, a tensão no

Figura 2.5 – Formas de onda de corrente no transformador e tensão no interruptor para $M < 1$



Fonte: Adaptado de (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

Figura 2.6 – Circuito equivalente em destaque para primeira e terceira etapa



Fonte: Adaptado de (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

capacitor C_r é $U_g + U_{op}$ e ao ser descarregado sua tensão cai para $U_g - U_{op}$. Assim, a diferença de tensão nesses dois instantes é igual a $2U_{op}$.

Observando também a corrente negativa no capacitor nesse intervalo pode-se notar que durante a ressonância ocorre um retorno de energia para a fonte U_g com o máximo negativo de corrente no instante $\frac{T_d}{2}$.

$$u_{Cr}(T_d) = \begin{cases} 0, & \text{se } M > 1, \\ U_g - U_{op}, & \text{se } M < 1. \end{cases} \quad (2.3)$$

$$i_{\mu}(T_d) = I_{\mu 0} = \begin{cases} \frac{-U_{op}}{Z_R} \sqrt{1 - (\frac{1}{M})^2}, & M > 1 \\ 0, & M < 1 \end{cases}$$

$$T_d = \begin{cases} \frac{1}{\omega_R} \cos^{-1}\left(\frac{-1}{M}\right), & \text{se } M > 1, \\ \frac{\pi}{\omega_R}, & \text{se } M < 1. \end{cases} \quad (2.4)$$

b) Intervalo $T_{on} = t_2 - t_1$

O segundo intervalo corresponde a fase de magnetização, ou seja, o valor de corrente do indutor acoplado cresce linearmente a partir de seu valor inicial, para $M < 1$ esse valor é zero de corrente e o interruptor entra em condução num vale mínimo de tensão.

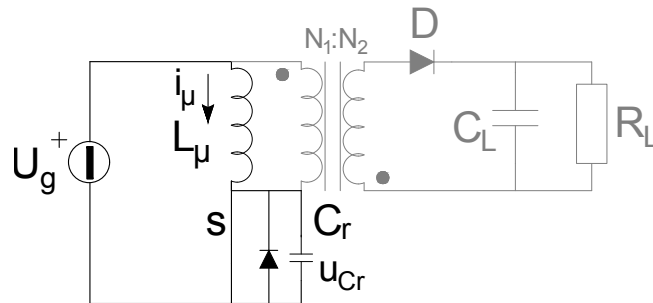
Para $M > 1$ (J.KLEUSKENS, R.KENNIS and PHILLIPS SEMICONDUCTOR.S.L, 2000) afirma que a corrente no instante t_1 é negativa e ela flui pelo diodo intrínseco do MOSFET, nesse instante a tensão no interruptor é zero devido a condução do diodo intrínseco, a partir do momento que a corrente magnetizante cresce e se torna positiva então o interruptor inicia a condução. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 2.7. A corrente para esta etapa é apresentada em (2.5).

$$i_\mu(t) = I_{\mu 0} + \frac{U_g}{L_\mu} t \quad (2.5)$$

No fim desta etapa a corrente de magnetização atinge seu valor máximo assim obtém-se uma expressão para T_{on} , como segue em (2.6).

$$T_{on} = \frac{L_\mu}{U_g} (I_{\mu pk} - I_{\mu 0}) \quad (2.6)$$

Figura 2.7 – Circuito equivalente em destaque para o tempo T_{on} . Acumulação de energia no primário do transformador



Fonte: Adaptado de (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

c) $T_{rise} = t_3 - t_2$

Durante esse intervalo a corrente magnetizante irá alterar a sua derivada de U_g/L_μ para

$-U_{op}/L_\mu$, o interruptor será bloqueado e o diodo D irá entrar em condução. Tem-se também que a tensão no capacitor C_r irá crescer de zero até $U_g + U_{op}$. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 2.6. Para esta etapa tem-se a seguinte aproximação mostrada na Equação (2.7):

$$\begin{aligned} u_{Cr}(t) &= \frac{I_{\mu pk} t}{C_r}, \quad T_{rise} = \frac{C_r}{I_{\mu pk}} (U_g + U_{op}), \\ i_\mu(t) &= I_{\mu pk} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Pode-se também realizar uma análise mais criteriosa no tempo em que T_{rise} ocorre, nesse caso aplica-se um *zoom* na corrente nesse intervalo de tempo, Figura 2.8. Verifica-se que a corrente magnetizante de pico não é constante como apresentado na expressão (2.7), entretanto verifica-se componentes senoidais na corrente devido a mudança de sentido da derivada da corrente. Considerando essas análises pode-se chegar às equações que melhor descrevem esse intervalo de tempo:

$$i_\mu(t) = \frac{U_g \sin(\omega_R t + \alpha)}{Z_R} + I_{\mu pk} \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (2.8)$$

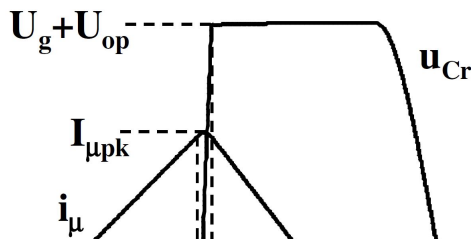
$$i_\mu(t) = \sqrt{\left(\frac{U_g}{Z_R}\right)^2 + (I_{\mu pk})^2} \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (2.9)$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_g}{Z_R}\right)^2 + I_{\mu pk}^2} = I^\alpha \quad (2.10)$$

$$i_\mu(t) = I^\alpha \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (2.11)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{-U_g}{Z_R I_{\mu pk}}\right) \quad (2.12)$$

Figura 2.8 – Corrente magnetizante máxima no tempo T_{rise} .



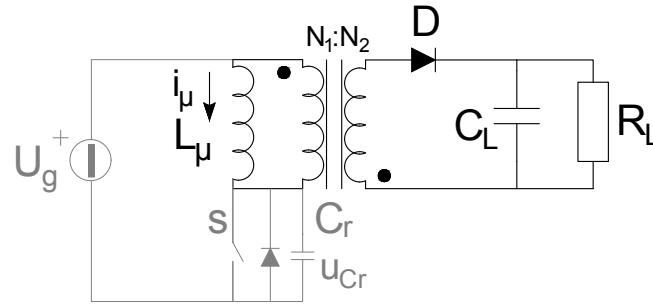
Fonte: Adaptado de (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

d) $T_{off} = t_4 - t_3$

Na última etapa a energia armazenada na indutância magnetizante é transferida para a

saída, ou seja a corrente magnetizante decresce até zero como apresentado na Figura 2.5 e Figura 2.4. Durante essa etapa a tensão no interruptor é grampeada em $U_g + U_{op}$. A Figura 2.9 apresenta o circuito equivalente desta etapa e a seguir têm-se as equações para a corrente e tempo T_{off} .

Figura 2.9 – Circuito equivalente para quarta etapa T_{off}



Fonte: Adaptado (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

$$i_{\mu}(t) = I_{off} - \frac{U_{op}}{L_{\mu}}t \quad (2.13)$$

$$T_{off} = \frac{L_{\mu}I_{\mu off}}{U_{op}}, \quad \text{se } I_{\mu}(T_{off}) = 0 \quad (2.14)$$

Ao final das quatro etapas têm-se o período total T_s como segue em (2.15).

$$T_s = T_d + T_{on} + T_{rise} + T_{off} \quad (2.15)$$

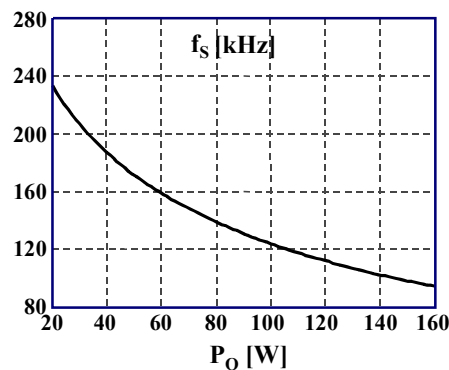
Sabendo o período de comutação pode-se calcular a variação da frequência de operação do conversor em função da potência de saída na Figura 2.10, Como segue nas expressões (2.16) e (2.17).

$$P_{outmax} = \eta \frac{1}{2} L_{\mu} I_{\mu pk}^2 f_s \quad (2.16)$$

$$f_s = \frac{1}{T_d + T_{on} + T_{rise} + T_{off}} \quad (2.17)$$

Através da Figura 2.10 pode-se perceber que a frequência diminui com o aumento da potência de saída. Segundo (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000) a frequência varia com a tensão de entrada U_g e a potência de saída P_{out} , se na saída do conversor for requerido aumento de potência então o transformador deverá acumular mais energia o que acarretará numa magnetização mais longa, o que diminuirá a frequência de comutação.

Figura 2.10 – Potência de saída em função da frequência de comutação



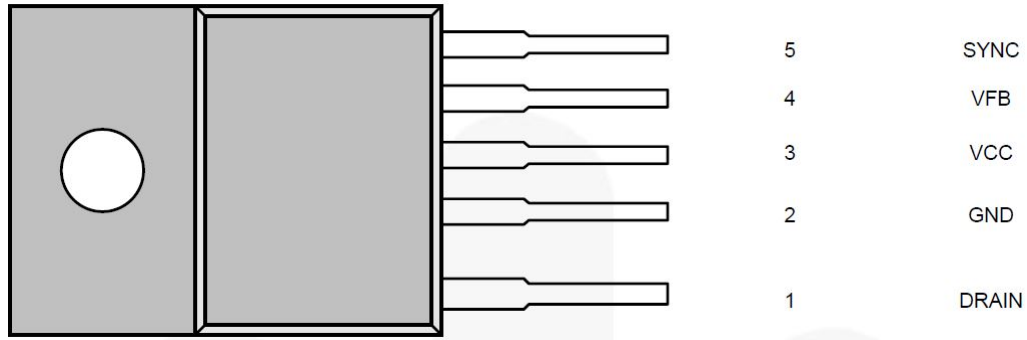
Fonte: Adaptado (G.SPIAZZI; TAGLIVIA; SPAMPINATO, 2000)

2.3 ANÁLISE DO CIRCUITO INTEGRADO FSCQ0965RT

O circuito integrado FSCQ0965RT foi desenvolvido pela empresa Fairchild Semiconductor e é destinado para conversores quase ressonantes com comutação ZVS. Suas principais características são as seguintes: possui sistema em stand-by com potência abaixo de 1W, possui um MOSFET de potência com tensão máxima de bloqueio em 650V, resistência de condução $R_{ds(on)}$ máxima de $1,2\Omega$, capacitância parasita de saída C_p de $130pF$, capacitância de entrada C_{iss} de $1750pF$, contém partida soft start com tempo de 20ms e corrente de partida de $25\mu A$, possui também proteção de sobrecarga, sobretensão e sobre corrente e opera com frequência mínima de 20kHz podendo chegar até 90kHz. A Figura 2.11 apresenta o circuito integrado com sua respectiva numeração de pinos:

- 1 -Dreno do MOSFET, conectado ao primário do circuito
- 2 -GND, sinal de referência
- 3 -Alimentação VCC do circuito integrado
- 4 - Tensão de *feedback*, responsável pela realimentação do interruptor, para controle de tensão de saída e desligamento em caso de sobrecarga
- 5 -Sincronismo: realiza a sincronização do interruptor para que se obtenha a comutação quase ressonante

Figura 2.11 – Configuração de pinos do circuito integrado FSCQ



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

2.3.1 Circuito de partida

A malha de entrada é composta por: um retificador onda completa, circuito de partida e enrolamento auxiliar do transformador.

Inicialmente, aplica-se uma tensão (V_{in}) nos terminais de entrada, que terá valores variando entre 85 V a 265 V eficazes. Antes do interruptor iniciar, uma corrente I_{sup} proveniente da entrada (CA), alimenta o capacitor externo C_{a1} , o qual está conectado ao pino V_{CC} do circuito integrado, como mostra a Figura 2.12. A corrente I_{sup} , deve ser de no mínimo $50\mu A$ para então carregar o capacitor C_{a1} , até este alcançar o valor de $V_{START} = 15V$ (tensão mínima para partida).

Imediatamente após o capacitor C_{a1} atingir 15V o circuito integrado liga e inicia a comutação do interruptor. Com isso o primário do conversor irá transferir energia para a saída auxiliar de realimentação, carregando o capacitor C_{a2} e garantindo o funcionamento normal do circuito integrado.

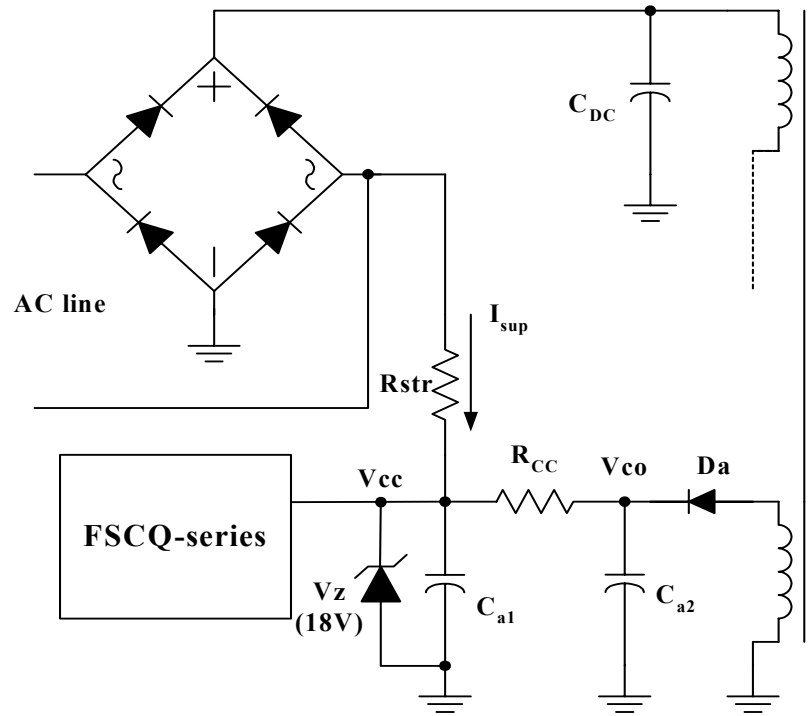
Para especificar o resistor de *startup* R_{str} deve-se atentar ao valor de tensão eficaz mínima que a entrada AC fornece, e também ao valor mínimo de corrente de partida que o circuito integrado necessita $50\mu A$. Pela Equação (2.18) pode-se calcular o resistor R_{str} .

$$I_{sup}^{avg} = \left(\frac{\sqrt{2}V_{inmin}}{\pi} - \frac{V_{start}}{2} \right) \frac{1}{R_{str}} \quad (2.18)$$

Com relação ao resistor R_{cc} deve-se primeiro verificar qual será o valor de corrente I_{cc} através dele. A corrente I_{cc} tem duas componentes importantes; a corrente consumida pelo circuito integrado em modo normal de operação I_{op} e a corrente requerida pelo *gate* do MOSFET intrínseco I_{drv} como é apresentado em (2.19) e (2.20).

$$I_{drv} = V_{cc}C_{iss}f_{smax} \quad (2.19)$$

Figura 2.12 – Circuito de partida



Fonte:(FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2015)

$$I_{cc} = I_{op} + I_{drv} \quad (2.20)$$

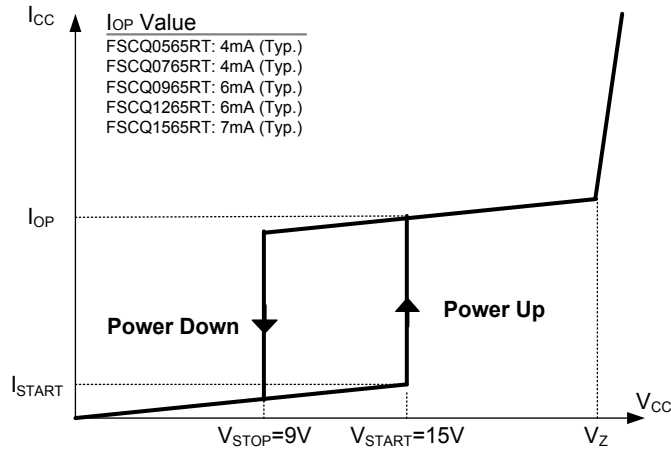
Para o circuito integrado FSCQ0965RT tem-se valor de corrente em modo normal de operação $I_{op} = 6mA$, quanto ao valor de corrente requerido pelo MOSFET tem-se a expressão (2.19); o qual depende da frequência máxima de comutação f_{smax} e da capacitância de entrada do interruptor C_{iss} .

A Figura 2.13 apresenta o comportamento do circuito integrado durante o processo de partida. Pode-se notar que caso a tensão de alimentação atinja um valor menor do que 9V a corrente consumida é reduzida de I_{op} para I_{start} , retornando ao processo de inicialização.

2.3.2 Circuito de sincronismo

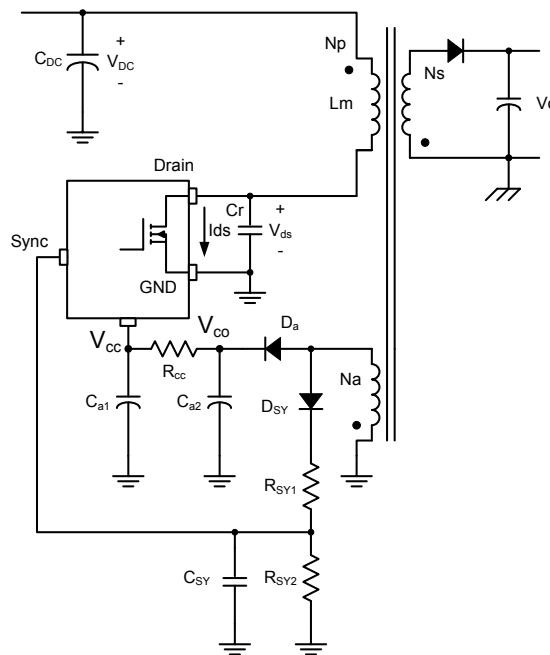
No que diz respeito à malha responsável pela sincronização, sabe-se que a chave utilizada (FSCQ0965RT) implementa uma tecnologia de chaveamento quase-ressonante em que visa-se minimizar as perdas na comutação. Para isso utiliza-se um capacitor C_r entre o dreno e *source* do interruptor, como mostra a Figura 2.14.

Figura 2.13 – Relação entre corrente consumida e tensão de alimentação VCC



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

Figura 2.14 – Circuito de sincronismo



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

O valor de pico da tensão de sincronismo é definido pelo divisor resistivo R_{sy1} e R_{sy2} juntamente com a tensão da saída auxiliar V_a como segue na expressão (2.21). Segundo (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014) o valor de tensão deve ser menor que 12V, devido ao sistema de proteção de sobretensão-(*OVP - Over Voltage Protection*). Além da tensão de sincronismo deve-se projetar o capacitor de sincronismo C_{sy} , de modo que este seja sempre des-

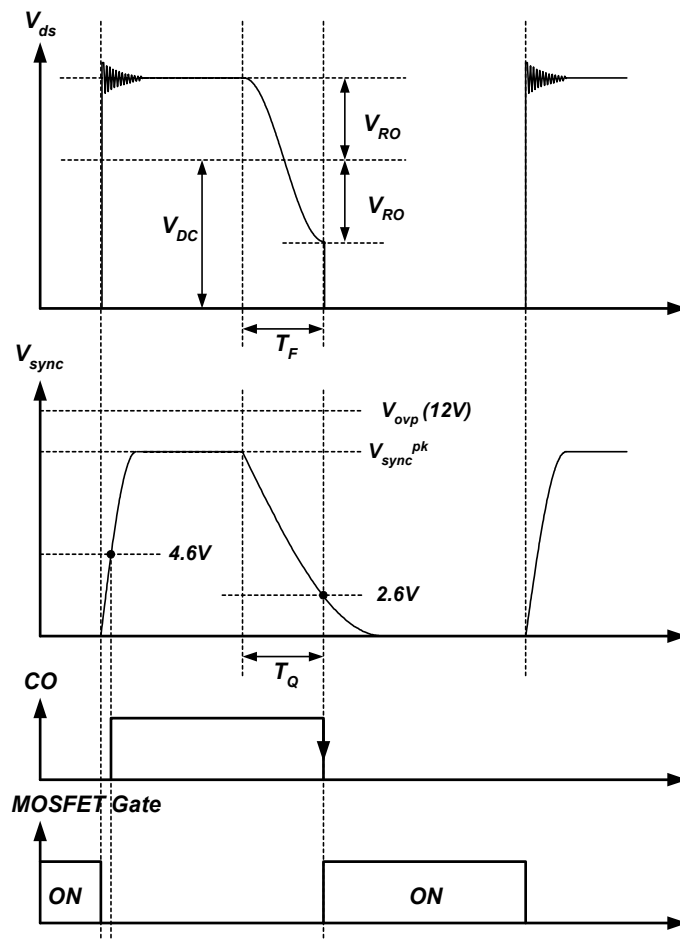
carregado durante o intervalo de ressonância entre C_r e L_m ou seja: T_F igual a T_Q como segue de (2.21) até (2.23).

$$V_{sync}^{pk} = \frac{R_{sy2}}{R_{sy1} + R_{sy2}} V_a \quad (2.21)$$

$$T_F = \pi \sqrt{L_m C_r} \quad (2.22)$$

$$T_Q = R_{sy2} C_{sy} \ln\left(\frac{V_a}{2,6} \frac{R_{sy2}}{R_{sy1} + R_{sy2}}\right) \quad (2.23)$$

Figura 2.15 – Formas de onda do sincronismo



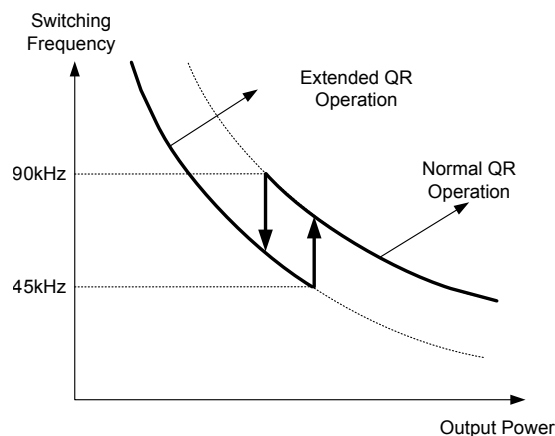
Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

Na Figura 2.15 pode-se verificar as formas de onda para o circuito de sincronismo, também pode-se observar que o interruptor é sempre acionado na borda de descida do comparador quando a tensão no capacitor C_{sy} se torna menor que 2,6 V.

2.3.3 Operação quase ressonante em modo estendido

Para condições de menor potência na saída, segundo (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014) os conversores quase ressonantes apresentam algumas limitações, devido a elevada perda durante as comutações em maior frequência. Para resolver esse problema o FSCQ emprega o modo de comutação estendido. Neste modo a frequência de operação é elevada para valores acima de 90 kHz e a potência na saída é reduzida. Na Figura 2.16 apresenta-se o gráfico da frequência em função da potência de saída, para o modo estendido.

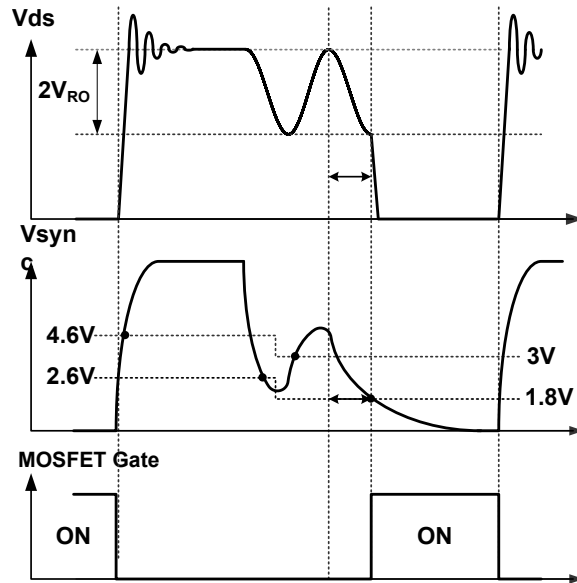
Figura 2.16 – Operação quase-ressonante em modo estendido



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

Em modo de operação estendido a atuação do interruptor ocorre quando o segundo vale mínimo de tensão é detectado ou seja o primeiro vale de ressonância é ignorado e isso acarreta em uma redução da frequência de operação do conversor. Nessa etapa os valores de comparação da tensão de sincronismo são alterados de 4,6 V e 2,6 V para 3 V e 1,8 V respectivamente, nesse instante a frequência de comutação é reduzida a até 45 kHz, como segue na Figura 2.17.

Figura 2.17 – Formas de onda de sincronização



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

2.3.4 Malha de controle

O FSCQ emprega o controle por pico corrente, no qual a sua leitura é realizada por um resistor shunt instrínseco do circuito integrado. Comparando-se a tensão de *feedback* V_{fb} com a tensão através do resistor R_{sense} mais uma tensão de offset, pode-se então realizar o controle da razão cíclica.

Por meio da Figura 2.18 pode-se verificar que a tensão de *feedback* será regulada por um opto acoplador e um regulador shunt TL431. O opto terá a função de isolar o lado primário do secundário enquanto o TL431 irá gerar o sinal de controle. O monitoramento da tensão de saída é feito pelo sensor de tensão, que é o divisor resistivo.

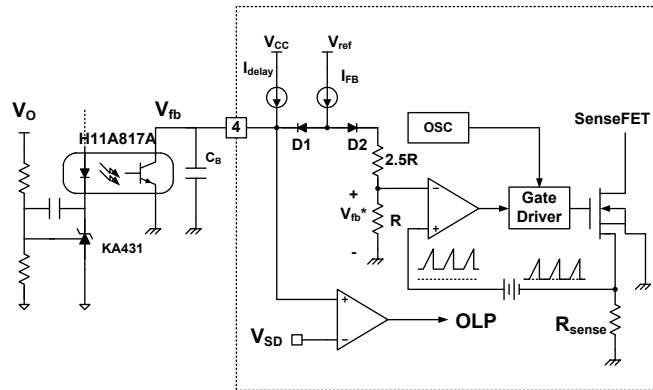
Quando o valor da tensão na saída V_o do conversor exceder os valores nominais se terá então uma tensão em torno de 2,5 V no pino de referência do regulador *shunt*. Com isso o TL431 entrará em operação acionando o optoacoplador e por consequência diminuindo a tensão de *feedback* e a razão cíclica.

2.3.4.1 Malha de *feedback*

Através do circuito apresentado na Figura 2.19 pode-se fechar a malha de controle com um pólo e um zero no compensador.

O fator K do compensador é definido por (2.24):

Figura 2.18 – Circuito interno de modulação PWM

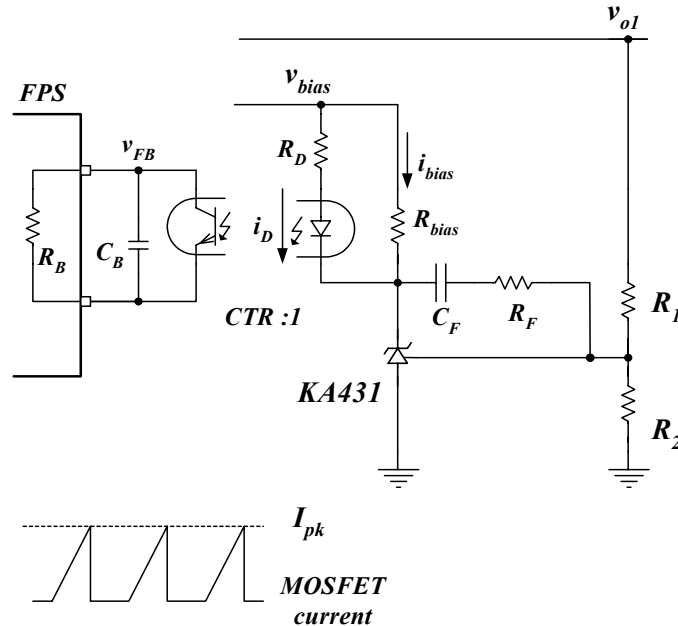


Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

$$K = \frac{I_{pk}}{V_{fb}} = \frac{I_{LIM}}{V_{fbsat}}. \quad (2.24)$$

Em que I_{pk} é a corrente de pico do primário e V_{fb} é a tensão de *feedback*, enquanto a I_{LIM} é o limite de corrente do circuito integrado e V_{fbsat} é a tensão de saturação ao qual fica em torno de 2,5V.

Figura 2.19 – Circuito de controle por pico de corrente no indutor acoplado



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

Segue a função de transferência do modelo da planta em malha aberta para modo DCM (*Descontinuous Conduction Mode*) de operação proposta por (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2003).

$$G_{vc} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{v}_{fb}} = \frac{V_{o1}}{V_{FB}} \cdot \frac{(1 + s/w_z)}{1 + s/w_p} \quad (2.25)$$

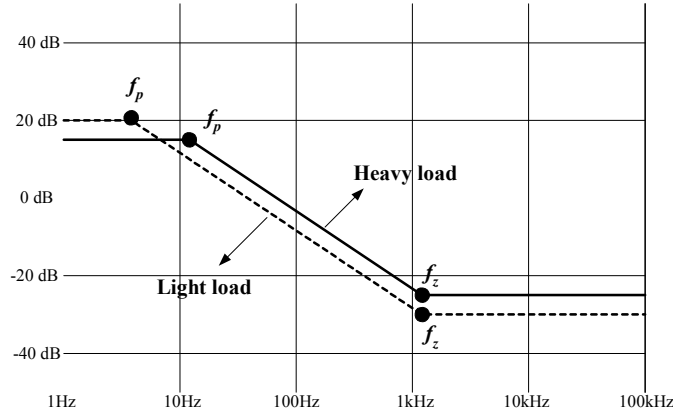
Percebe-se que em modo DCM o ganho DC do conversor é definido pela tensão de saída V_{o1} e pela tensão de *feedback* V_{FB} . Quanto aos pólos e zeros planta em malha aberta tem-se a expressão (2.26):

$$w_z = \frac{1}{C_o \cdot R_{c1}}, \quad e \quad w_p = \frac{2}{R_L C_{o1}}. \quad (2.26)$$

Onde C_o é a capacitância de saída, R_{c1} é a resistência RSE do capacitor C_o e R_L é a carga na saída.

Na Figura 2.20 apresenta-se o diagrama de bode do modelo da planta em malha aberta. Nota-se que; o ganho, o pólo f_p e o zero f_z não tem grandes variações para diferentes cargas na saída.

Figura 2.20 – Função de transferência do QR-Flyback para variações de carga na saída



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2015)

Retornando ao circuito apresentado na Figura 2.19 pode-se obter a função de transferência do compensador como segue de (2.27) até (2.28):

$$\frac{\hat{v}_{fb}}{\hat{v}_{o1}} = -\frac{w_i}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zc}}{1 + s/w_{pc}} \quad (2.27)$$

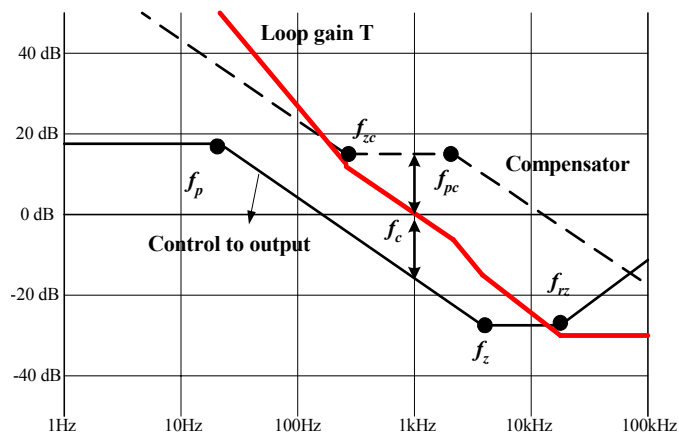
Em que,

$$w_i = \frac{R_B \cdot CTR}{R_1 R_D C_F}, \quad w_{zc} = \frac{1}{(R_F + R_1) C_F} \quad e \quad w_{pc} = \frac{1}{R_B C_B}. \quad (2.28)$$

Onde R_B é o resistor interno do circuito integrado o qual possui $2,8k\Omega$ de resistência e CTR é a razão de transformação da corrente do optoacoplador, segundo (ON-SEMICONDUCTOR,) pode-se afirmar que R_D compõe uma malha rápida e R_1 compõe uma malha lenta do compensador.

A partir da expressão (2.28) pode-se obter o diagrama de bode do compensador como segue na Figura 2.21, percebe-se que w_{pc} é um pólo de alta frequência, w_{zc} é um zero em baixa frequência e w_i é o ganho DC composto por um pólo na origem.

Figura 2.21 – Função de transferência do QR-Flyback com o compensador



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2015)

Para realizar o projeto do compensador deve-se cumprir algumas recomendações do *application note* (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2015) como segue:

- a - Projetar a frequência de corte f_c de modo que seja 1/3 do zero f_z ou seja: $f_c \leq f_z/3$ e abaixo da metade da frequência de mínima de comutação.
- b - Colocar o zero do compensador (f_{zc}) em torno de $f_c/3$
- c - Colocar o pólo do compensador (f_{pc}) em torno de $3f_c$

3 PROJETO DO CONVERSOR QR-FLYBACK

O conversor QR-Flyback a ser projetado deverá operar em malha fechada e em modo descontinuo, sua alimentação será de 85 V a 265 V eficazes e sua saída secundária terá tensão máxima de 27 V e mínima de 21 V com corrente média 3 A.

Para melhor entedimento e organização do projeto deve-se dividi-lo nas seguintes etapas:

- 1 - Projeto do retificador monofásico
- 2 - Definição dos parâmentros de entrada e saída do conversor
- 3 - Projeto do indutor acoplado
- 4 - Esforços dos semicondutores
- 5 - Sistema de *snubber*
- 6 - Perdas nos semicondutores
- 7 - Rendimento teórico do conversor
- 8 - Cálculo do dissipador
- 9 - Definição dos componentes do circuito integrado
- 10 - Sistema controle por pico de corrente no indutor acoplado

3.1 PROJETO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO

O conversor responsável pelo estágio CA-CC será o retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo. Considerando que na carga tem-se uma potência máxima de 80 W e que haverá perdas no retificador, então é importante projetar de forma que possa fornecer uma potência acima da requerida pelo flyback. Na Tabela 3.1 apresenta-se os requisitos que o retificador deve atender.

3.1.1 Retificador operando com tensão V_{ACmin}

Nesta seção considera-se que o retificador esteja operando com sua tensão mínima na entrada 85 V eficazes. Segundo (BARBI, 2006) primeiramente deve-se estimar a tensão média

Tabela 3.1 – Paramêtros do retificador

Máxima tensão eficaz V_{ACmax}	265 V
Mínima tensão eficaz V_{ACmin}	85 V
Corrente média da saída I_o	1 A
Frequência da rede f_s	60 Hz
Potência de saída P_{out}	110 W
Tensão mínima de saída V_{Cmin}	105 V
Eficiência	70 %

Fonte: Proprio autor.

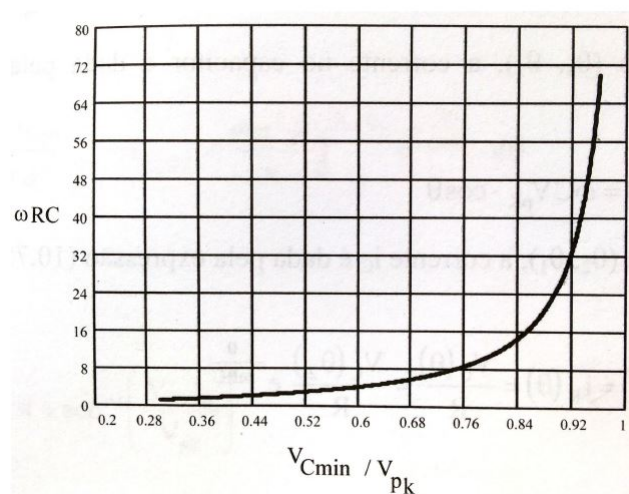
da saída do retificador (V_{Oret}) através da média aritmética da tensão máxima e mínima sobre o capacitor de barramento.

$$V_{Oret} = \frac{\sqrt{2}V_{ACmin} + V_{Cmin}}{2} = 112,6V \quad (3.1)$$

Tendo a tensão média de saída pode-se encontrar qual é a resistência de carga que será utilizada quando o conversor estiver operando com sua potência nominal. Segue em (3.2) a resistência equivalente do conversor.

$$R_{Oret} = \frac{V_{Oret}^2}{P_{out}} = 115,3\Omega \quad (3.2)$$

Para especificar o capacitor de entrada deve-se consultar o ábaco da Figura 3.1 e observar a relação entre o produto ωRC e a razão da tensão mínima na saída do retificador V_{Cmin} com a tensão de pico da entrada $\sqrt{2}V_{ACmin}$.

Figura 3.1 – Função $\omega RCx(V_{cmin}/V_{pk})$ 

Fonte: Adaptado (BARBI, 2006)

$$\frac{V_{Cmin}}{\sqrt{2}V_{ACmin}} = 0,873 \quad (3.3)$$

Pela Figura 3.1 tem-se $\omega RC = 20$ com isso chega-se ao valor do capacitor $C_{ret} = 460 \mu F$, como apresenta em (3.4). Pelo fato de não ter esse valor disponível no laboratório usou-se um capacitor de maior capacitância $C_{ret} = 470 \mu F$ com tensão máxima de $400V$ pois tem-se a tensão de pico da rede em $311V$.

$$C_{ret} = \frac{15}{2\pi f R_{o_{ret}}} = 460,24 \mu F \quad (3.4)$$

Para calcular os esforços de corrente nos diodos e no capacitor é necessário calcular primeiramente o tempo de carga t_c do capacitor como apresenta em (3.5).

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{\sqrt{2}V_{ACmin}}\right)}{2\pi f} = 1,35 ms \quad (3.5)$$

Segundo (BARBI, 2006) considerando que a corrente na saída do retificador é retangular então o valor de pico da mesma pode ser expresso pela expressão (3.6). Porém na prática a corrente na saída tem forma triangular, desse modo o valor da corrente real será 2 vezes maior que o valor teórico.

$$I_{pk} = \frac{C_{ret}\sqrt{2}V_{ACmin} - V_{Cmin}}{t_c} = 5,19 A \quad (3.6)$$

$$I_{pkreal} = 10,38 A \quad (3.7)$$

(BARBI, 2006) também apresenta como especificar a corrente eficaz no capacitor, no qual considera-se o gráfico da corrente eficaz parametrizado como apresenta a Figura 3.2. Como já se tem o valor ωRC , segue na expressão (3.8) a corrente eficaz no capacitor.

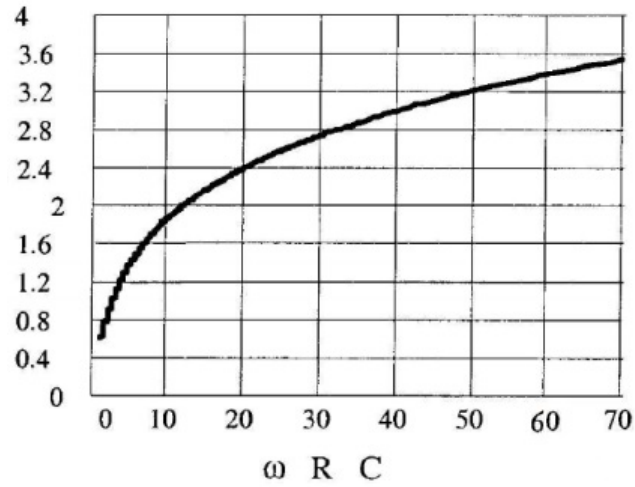
$$\begin{aligned} \frac{RI_{cef}}{V_{pk}} &= 2,4 \\ I_{cef} &= 2,4 \frac{\sqrt{2}V_{ACmin}}{R_{o_{ret}}} = 2,5 A \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para os esforços nos diodos do retificador tem-se as expressões (3.9) (3.10) (3.11).

$$I_{def} = I_{pk}\sqrt{t_c f} = 1,47 A \quad (3.9)$$

$$I_{dmed} = \frac{Pin_{ret}}{2V_{Cmin}} = 0,750 A \quad (3.10)$$

Figura 3.2 – Valor parametrizado da corrente no capacitor



Fonte: (BARBI, 2006)

$$I_{dpk} = I_{pkreal} = 10,38 A \quad (3.11)$$

3.1.2 Retificador operando com tensão V_{ACmax}

Considera-se agora o retificador operando na sua tensão máxima $265V_{ac}$ para este caso já tem-se o valor do capacitor o qual foi especificado na expressão (3.4). Calcula-se então o valor da tensão mínima e tensão média na saída do retificador e logo em seguida a resistência de carga para esse modo de operação, segue as expressões (3.12) e (3.13).

$$V_{Cmin} = \sqrt{(\sqrt{2}V_{ACmin})^2 - \frac{P_{out}}{C_{ret}}} = 369,4 V \quad (3.12)$$

$$V_{Oret} = \frac{\sqrt{2}V_{ACmin} + V_{Cmin}}{2} = 372,09 V$$

$$R_{Oret} = \frac{V_{Oret}^2}{P_{out}} = 1259,3 \Omega \quad (3.13)$$

Como já era esperado a resistência equivalente do conversor se eleva, devido ao aumento da tensão de entrada. Tem-se também que o capacitor não será muito descarregado visto que a tensão mínima para este caso ficou em $369V$, como consequência tem-se um menor tempo de carga t_c .

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{\sqrt{2}V_{ACmax}}\right)}{2\pi f} = 0,45 ms \quad (3.14)$$

Com isso pode-se verificar a corrente de pico no capacitor como segue nas expressões (3.15) e (3.16).

$$I_{pk} = \frac{C_{ret} \sqrt{2} V_{ACmax} - V_{Cmin}}{t_c} = 5,48 A \quad (3.15)$$

$$I_{pkreal} = 2I_{pk} = 10,97 A \quad (3.16)$$

Para a corrente eficaz no capacitor deve-se consultar novamente Figura 3.2, para este caso $\omega RC = 218$. Segue na expressão (3.17) a corrente eficaz do capacitor.

$$\begin{aligned} \frac{RI_{cef}}{V_{pk}} &= 70 \\ I_{cef} &= 70 \frac{\sqrt{2} V_{ACmax}}{Ro_{ret}} = 1,04 A \end{aligned} \quad (3.17)$$

Para finalizar o projeto do retificador segue de (3.18) até (3.21) os esforços de corrente e tensão nos diodos.

$$I_{def} = I_{pk} \sqrt{t_c f} = 1,801 A \quad (3.18)$$

$$I_{dmed} = \frac{Pin_{ret}}{2V_{Cmin}} = 0,213 A \quad (3.19)$$

$$I_{dpk} = I_{pkreal} = 10,97 A \quad (3.20)$$

$$Vd_{max} = \sqrt{2} V_{ACmax} = 374 V \quad (3.21)$$

3.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

Nesta seção apresenta-se os parâmetros iniciais do conversor, seu modo de operação será descontínuo e com razão cíclica máxima de 0,45, terá duas saídas uma para potência e outra saída auxiliar para a alimentação do circuito integrado. Como se trata de um conversor quase ressonante tem-se que a sua frequência irá variar conforme a carga, então projeta-se para uma frequência mínima de 50 kHz e máxima de até 90 kHz. Na Tabela 3.2 tem-se os dados iniciais do conversor e na Figura 3.3 tem-se o esquema básico do conversor a ser projetado.

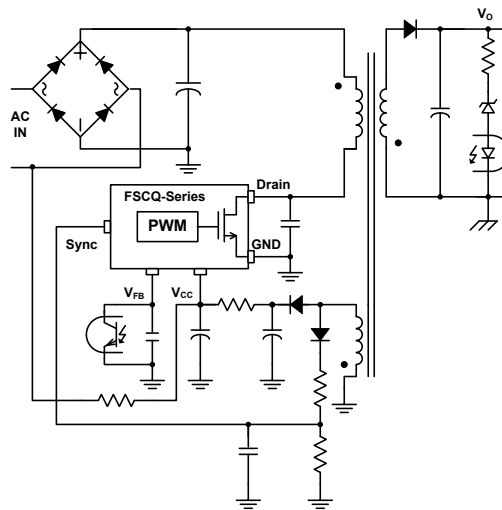
A partir dos dados apresentados na Tabela 3.2 pode-se especificar o período de comutação do conversor, sua resistência equivalente na saída e o capacitor de saída, como segue de (3.22) até (3.24).

Tabela 3.2 – Parâmetros de entrada do conversor

Máxima tensão de entrada V_{inmax}	374 V
Mínima tensão de entrada V_{in}	100 V
Tensão máxima da saída V_{omax}	27 V
Tensão mínima da saída V_{omin}	21 V
Corrente média da saída I_o (@ $V_o = 24 V$)	3 A
Frequência da rede f_s	60 Hz
Potência máxima de saída P_o	80 W
Ondulação de tensão na saída ΔV_o	1%
Frequência mínima f_{smin}	50 kHz
Frequência máxima f_{smax}	90 kHz
Eficiência	80 %

Fonte: Próprio autor.

Figura 3.3 – Esquema básico do QR Flyback



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

$$T_s = \frac{1}{f_{smin}} = 20 \mu s \quad (3.22)$$

$$t_{on} = D_{max} T_s = 9 \mu s$$

$$\Delta V_o V_{max} = 0,27 V$$

$$C_o = \frac{t_{on} I_o}{\Delta V_o V_{max}} = 100 \mu F \quad (3.23)$$

$$R_{o min} = \frac{V_{omax}}{I_o} = 9 \Omega \quad (3.24)$$

Para especificar a potência de entrada considera-se a potência requerida na saída do conversor mais a potência requerida pelo circuito integrado. Como mencionado no item 2.3 a

tensão máxima de operação recomendada pela fabricante do integrado é $V_{ci_{max}} = 18V$ e corrente máxima de $8mA$, com isso tem-se uma carga de $144mW$, porém como haverá perdas considera-se então uma carga que consuma até $20mA$. Apresenta-se em (3.25) a potência de saída do conversor e em (3.26) a potência de entrada.

$$P_o = \left(\frac{V_{o_{max}}^2}{R_{omin}} + V_{ci_{max}} I_{ci_{max}} \right) = 81,35 W \quad (3.25)$$

$$P_{in} = \left(\frac{P_o}{\eta} \right) = 101,68 W \quad (3.26)$$

O cálculo da corrente de entrada do conversor é essencial para obter os esforços no interruptor e projetar o indutor acoplado. Para isso usa-se a metodologia proposta por (BARBI, 2014) e também os valores encontrados na Tabela 3.2 e expressões (3.26) e (3.22). Segue as correntes média de pico para o primário do conversor.

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 1,017 A \quad (3.27)$$

$$I_{pk} = \frac{2P_o}{V_{in} D_{max} \eta} = 4,519 A \quad (3.28)$$

Para obter a corrente eficaz do primário deve-se primeiro calcular a indutância crítica para condução descontínua, como apresenta-se em (3.29). Após obter o valor do indutor pode-se encontrar a corrente eficaz para a entrada, como segue em (3.30).

$$L_m = \frac{V_{in} t_{on}}{I_{pk}} = 199,14 \mu H \quad (3.29)$$

$$I_{prms} = \frac{V_{in} D_{max} \sqrt{D_{max}}}{f_{smin} L_m \sqrt{3}} = 1,75 A \quad (3.30)$$

3.2.1 Projeto do Indutor acoplado

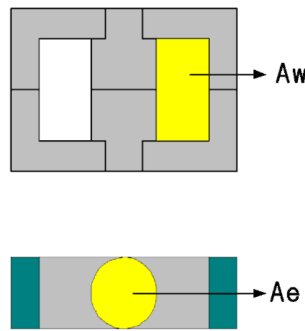
Para o projeto do elemento magnético deve-se considerar a frequência mínima de operação $f_{smin} = 50kHz$, a razão cíclica máxima $D_{max} = 0,45$ e a tensão de entrada mínima $V_{in} = 100V$, visto que é nessa condição em que o indutor acoplado terá a maiores esforços.

Para melhor entendimento dividi-se esta seção em cinco partes macros: cálculo de variáveis magnéticas, cálculo de variáveis elétricas, cálculo térmico, secção de cobre, capacidade de execução e perdas no indutor acoplado.

3.2.1.1 Variáveis magnéticas

O núcleo será do tipo "E" e terá a ferrite como material magnético, como se vê na Figura 3.4 tem-se a área da janela A_w e a área transversal A_e como parâmetros a serem definidos. Na expressão (3.31) tem-se sua relação no qual depende das seguintes constantes: densidade de corrente $J_d = 550 \text{ A/cm}^2$, densidade de fluxo magnético máximo $B_{max} = 0,26 \text{ T}$, fator de utilização do primário $K_p = 0,5$, fator de ocupação da área janela $K_w = 0,4$ e permeabilidade magnética $\mu_o = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$.

Figura 3.4 – Área da janela A_w e área transversal A_e



Fonte: (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014)

$$A_e A_w = \frac{0,78 P_o}{B_{max} f s_{min} J_d K_p K_w \eta} = 0,555 \text{ cm}^4 \quad (3.31)$$

Com o resultado de $A_e A_w$ pode-se escolher o núcleo de ferrite no site da (THORNTON, 2018), o modelo escolhido foi o E-42/15 com $A_e = 1,81 \text{ m}^2 / 100^2$ e $A_w = 1,57 \text{ cm}^2$. Após especificar o núcleo o próximo passo é calcular a distância do entreferro l_g , mas antes vale lembrar que, como o indutor acoplado é todo desmagnetizado em cada período então tem-se que $\Delta B = B_{max}$, segue em (3.32) a distância do entreferro.

$$\delta_i = \frac{2 P_o \mu_o}{\Delta B_{max}^2 f s_{min} A_e \eta} = 0,418 \text{ cm}^4 \quad (3.32)$$

$$l_g = \frac{\delta_i}{2} = 0,2 \text{ mm}$$

3.2.1.2 Variáveis elétricas

Com relação a parte elétrica podemos destacar: o número de espiras, cuidados com o tempo de ressonância t_w , especificação dos indutores e por último o tempo de desmagnetização t_d .

Segue o número de espiras do primário, secundário e terciário, nas expressões (3.33) , (3.34) (3.35).

$$N_p = \Delta B \delta_i \frac{1}{\mu_o I_{pk}} = 19,125 \approx 20 \quad (3.33)$$

$$N_s = N_p V_{max} \frac{(1 - D_{max})}{V_{in} D_{max}} = 6,6 \approx 6 \quad (3.34)$$

$$N_t = N_p V_{ci_{max}} \frac{(1 - D_{max})}{V_{in} D_{max}} = 4,278 \approx 3 \quad (3.35)$$

O número de espiras do primário e secundário foram arredondados de modo que dessem um valor de tensão refletida próximo a tensão de entrada mínima ou seja: com uma tensão de entrada $V_{in} = 100\text{ V}$ tem-se $V_{ref} = 90\text{ V}$ deste modo quando o interruptor estiver bloqueado sua tensão será de 190 V e no instante em que entrar em condução sua tensão irá cair até 10 V . Com relação ao terciário arredondou-se para 3 pois em simulação no Orcad verificou-se que com uma indutância maior se teria uma tensão média na saída auxiliar maior que 20 V o que não é desejado pois a tensão em operação normal recomendada pelo fabricante do circuito integrado é 18 V com máxima em 20 V .

A partir do número de espiras do primário e secundário obtemos a relação de transformação e com isso tem-se o valor dos indutores do secundário e terciário, segue em (3.36) e (3.37).

$$L_s = L_m \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 = 17,83 \mu H \quad (3.36)$$

$$L_t = L_m \left(\frac{N_t}{N_p} \right)^2 = 4,45 \mu H \quad (3.37)$$

Tem-se em (3.38) o tempo de desmagnetização do indutor acoplado, vale notar que o tempo $t_d + t_{on}$ representa 90% de T_s deste modo deixando 10% de margem de segurança a fim de evitar a saturação do núcleo. Para o terciário tem-se também o tempo de desmagnetização, como segue em (3.39).

$$t_d = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{2L_m}{R_{omin} f_{smin}}} = 8,9 \mu s \quad (3.38)$$

$$t_{dci} = \frac{N_t}{N_p} \sqrt{\frac{2L_m}{R_{oci} f_{smin}}} = 0,451 \mu s \quad (3.39)$$

3.2.1.3 Secção de cobre

Com relação a bitola do cabos deve-se considerar os seguintes parâmetros: corrente eficaz do primário (3.30), densidade máxima de corrente, $J_d = 550 \text{ A/cm}^2$ e a frequência máxima de operação do conversor $f_{s_{max}} = 90 \text{ kHz}$. Considera-se a frequência máxima pois nesse caso tem-se as maiores perdas de área de cobre devido ao efeito pelicular o que irá acarretar em maior número de cabos em paralelo.

3.2.1.3.1 Equações para o primário

Secção mínima para o primário, (3.40)

$$S_{cu} = \frac{I_{prms}}{J_d} = 0,003 \text{ cm}^2 \quad (3.40)$$

Raio do condutor e diâmetro, expressões (3.41) e (3.42).

$$r = \sqrt{\frac{S_{pcu}}{\pi}} = 0,032 \text{ cm} \quad (3.41)$$

$$d = 2r = 0,064 \text{ cm} \quad (3.42)$$

Considerando o efeito pelicular tem-se que o raio do condutor deve ser menor que a profundidade de penetração, segundo (KAZIMIERCZUK, 2014) e (RAMOS, 2016) a profundidade de penetração é dada pela Equação (3.43), considerando ainda a condutividade do cobre a 100°C , $\sigma = 4,34 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ obtém-se a distância como função da frequência como segue em (3.44).

$$\delta_{skinn} = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_o f \sigma}} \quad (3.43)$$

$$\delta_{skinn} = \frac{0,07633}{\sqrt{f}} \quad (3.44)$$

Usando as definições da expressão (3.44) obtém-se o diâmetro máximo do condutor, (3.45).

$$\phi = 2 \frac{0,066}{\sqrt{f_{s_{max}}}} = 0,05 \text{ cm} \quad (3.45)$$

Como o diâmetro de S_{cu} é maior que o diâmetro máximo da penetração, então é necessário adicionar cabos em paralelo. Na expressão (3.46) calcula-se a área total de cobre com base na

profundidade de penetração e logo em seguida na expressão (3.47) calcula-se o número de condutores em paralelo.

$$S_{\phi} = \pi\left(\frac{\phi}{2}\right)^2 = 0,002 \text{ cm}^2 \quad (3.46)$$

$$N_{condP} = \frac{S_{pcu}}{S_{phi}} = 1,6 \approx 2 \quad (3.47)$$

Portanto tem-se que o cabo que atende a todos os requisitos é o fio esmaltado AWG 24 cuja área é $S_{cu24} = 0,002047 \text{ cm}^2$ e diâmetro de $0,051 \text{ cm}$.

3.2.1.3.2 Equações para o secundário

Para o secundário deve-se calcular primeiro o valor de sua corrente de pico e eficaz como segue em (3.48) e (3.49).

$$I_{spk} = \frac{I_{pk}N_p}{N_s} = 15,05 \text{ A} \quad (3.48)$$

$$I_{srms} = \frac{I_{pk}N_p}{N_s} \sqrt{\frac{t_d}{3T_s}} = 5,80 \text{ A} \quad (3.49)$$

Tendo os valores de corrente pode-se então obter a secção de cobre requerida pelo secundário com respectivo raio e diâmetro do fio, segue nas expressões (3.50), (3.51) e (3.52).

$$S_{scu} = \frac{I_{srms}}{J_d} = 0,0106 \text{ cm}^2 \quad (3.50)$$

$$r = \sqrt{\frac{S_{scu}}{\pi}} = 0,058 \text{ cm} \quad (3.51)$$

$$d = 2r = 0,116 \text{ cm} \quad (3.52)$$

Como a área de S_{scu} é maior que a profundidade de penetração deve-se também prever cabos em paralelo como segue, na expressão (3.53)

$$N_{condS} = \frac{S_{scu}}{S_{\phi}} = 5,73 \approx 6 \quad (3.53)$$

Tem-se que a secção escolhida para o secundário é o fio AWG 24.

3.2.1.3.3 Equações para o terciário

Para o terciário usa-se a mesma metodologia do secundário, tem-se então a corrente de pico e eficaz do terciário, como segue em (3.54), (3.55).

$$I_{tpk} = \frac{I_{pk}N_p}{N_t} = 30,13 A \quad (3.54)$$

$$I_{trms} = \frac{I_{pk}N_p}{N_t} \sqrt{\frac{t_{dci}}{3T_s}} = 2,61 A \quad (3.55)$$

Com os valores de corrente obtém-se a secção de cobre, raio e diâmetro do fio, como segue de (3.56), até (3.58).

$$S_{tcu} = \frac{I_{trms}}{J_d} = 0,0048 cm^2 \quad (3.56)$$

$$r = \sqrt{\frac{S_{tcu}}{\pi}} = 0,039 cm \quad (3.57)$$

$$d = 2r = 0,078 cm \quad (3.58)$$

Como a área de S_{tcu} é maior que a profundidade de penetração devemos também prever cabos em paralelo como segue em (3.59)

$$N_{condT} = \frac{S_{scu}}{S_{\phi}} = 2,42 \approx 2 \quad (3.59)$$

Conclui-se que o cabo que atende as especificações é o AWG 24.

3.2.1.4 Capacidade de execução do indutor

Para verificar se é possível executar o projeto do indutor acoplado deve-se estimar qual será a área total requerida pelos enrolamentos, tem-se também que a secção do fio AWG 24 com esmalte é $S_{cu24} = 0,002586 cm^2$.

Segue as áreas requeridas pelos enrolamentos primário, secundário e terciário; de (3.60), até (3.62).

$$K_{P24} = S_{cu24}N_pN_{conP} = 0,002586 \cdot 40 = 10,34 mm^2 \quad (3.60)$$

$$K_{S24} = S_{cu24}N_sN_{conS} = 0,002586 \cdot 36 = 9,31 mm^2 \quad (3.61)$$

$$K_{T24} = S_{cu24}N_tN_{conT} = 0,002586 \cdot 6 = 1,55 mm^2 \quad (3.62)$$

Lembrando que o núcleo escolhido possui $A_w = 1,57 \text{ cm}^2$, e usando os resultados obtidos para $K_{P24}, K_{S24}, K_{T24}$ tem-se o seguinte fator de execução K na expressão (3.63).

$$K = \frac{K_{P24} + K_{S24} + K_{T24}}{A_w} = 0,135 \quad (3.63)$$

Como o fator K é menor que a unidade então é possível executar o indutor. O fator de execução K está bem baixo, porém caso fosse utilizado um núcleo menor (EE30/14 da fabricante Thornton) acarretaria em um fator de execução próximo de 0,85 o que tornaria mais difícil a construção. Portanto tem-se que o núcleo usado no projeto é o EE42/15.

3.2.1.4.1 Comprimento dos cabos

O cálculo do comprimento dos cabos é baseado no comprimento médio da espira do carretel l_t , para o núcleo E42/15 tem-se um $l_t = 8,7 \text{ cm}$. Segue a medida dos cabos para os três enrolamentos nas expressões (3.64), (3.65), (3.66).

$$N_{condP} N_p l_t = 3,48 \text{ m} \quad (3.64)$$

$$N_{condS} N_s l_t = 3,13 \text{ m} \quad (3.65)$$

$$N_{condT} N_t l_t = 0,52 \text{ m} \quad (3.66)$$

3.2.1.5 Perdas no indutor acoplado

As perdas no elemento magnético podem ser dividida em perdas CC e perdas CA. A perda CC é causada pela resistência dos enrolamentos, e a perda CA é causada basicamente pela histerese do núcleo.

Para a perda CC considera-se as seguintes características do cobre: coeficiente de temperatura $\alpha_{cu} = 0,00393 \text{ 1/K}$, resistividade $\rho_{cu} = 2,12 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ m}$ em 80°C e por último a temperatura de operação $T = 80^\circ \text{C}$. Segue então a resistência para os enrolamentos nas expressões (3.67), (3.68) e (3.69).

$$R_{ccp} = \rho_{cu} \frac{N_p l_t}{N_{condP} S_{cu24}} = 2,12 \cdot 10^{-6} \frac{20 \cdot 8,7 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 20,47 \cdot 10^{-6}} = 0,09 \Omega \quad (3.67)$$

$$R_{ccs} = \rho_{cu} \frac{N_s l_t}{N_{condS} S_{cu24}} = 2,12 \cdot 10^{-6} \frac{6 \cdot 8,7 \cdot 10^{-2}}{6 \cdot 20,47 \cdot 10^{-6}} = 0,009 \Omega \quad (3.68)$$

$$R_{cct} = \rho_{cu} \frac{N_t l_t}{N_{condT} S_{cu24}} = 2,12 \cdot 10^{-6} \frac{3 \cdot 8,7 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 20,47 \cdot 10^{-6}} = 0,014 \Omega \quad (3.69)$$

A partir das resistências CC tem-se a potência dissipada (3.73).

$$P_{pcu} = R_{ccp} \cdot I_{prms}^2 = 0,277 W \quad (3.70)$$

$$P_{scu} = R_{ccs} \cdot I_{srms}^2 = 0,304 W \quad (3.71)$$

$$P_{tcu} = R_{cct} \cdot I_{trms}^2 = 0,093 W \quad (3.72)$$

$$P_{cu} = P_{pcu} + P_{scu} + P_{tcu} = 673,5 mW \quad (3.73)$$

Para a perda CA tem-se a expressão empírica proposta por (BARBI; H.I.FONT; ALVES, 2002) (3.74). Além disso deve-se considerar as características do núcleo escolhido com base nos dados fornecidos pela Thornton: volume do núcleo $V_{nucleo} = 17,6 cm^3$, coeficiente de perdas por histerese $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$ e coeficiente de perdas por corrente parasitas $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$.

$$P_n = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_{smin} + K_f \cdot f_{smin}^2) \cdot V_{nucleo} = 2,08 W \quad (3.74)$$

Para finalizar tem-se a resistência térmica do núcleo na expressão (3.75), e com isso obtém-se a elevação da temperatura como segue em (3.76).

$$R_n = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 15 ^\circ C/W \quad (3.75)$$

$$\Delta T = R_n \cdot (P_n + P_{cu}) = 43 ^\circ C \quad (3.76)$$

3.2.2 Vale mínimo para comutação-ZVS.

Especificar o vale mínimo de tensão é a grande diferença entre um flyback tradicional e o Qr-Flyback, é nessa etapa que obtem-se o controle da ressonância entre a indutância magnetizante e o capacitor de ressonância.

Para este projeto considerou-se um capacitor ressonante de $C_r = 1nF$, somando este valor com a capacitância interna do interruptor tem-se um total de $1,13nF$, realizando essas considerações pode-se então especificar o valor da frequência de ressonância e tempo de ressonância como segue em (3.77) e (3.78).

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{Lm(C_r + C_p)}} = 2,1 Mrad/s \quad (3.77)$$

$$t_w = \frac{\pi}{\omega_R} = 1,49 \mu s \quad (3.78)$$

Como o tempo de ressonância ocorre no mínimo da expressão (2.1) pode-se então demonstrá-la de modo bem simples ou seja, basta realizar a derivada da função e igualar a zero; segue a equação (3.79)

$$\begin{aligned}
 u_{Cr}(t) &= U_g + U_{op} \cos(\omega_R t) \\
 \frac{du_{Cr}}{dt} &= 0 \\
 \frac{du_{Cr}}{dt} &= -U_{op} \omega_R \sin(\omega_R t) = 0 \\
 \sin(\omega_R t) &= 0 \\
 \omega_R t &= \pi \\
 t_w &= \frac{\pi}{\omega_R}
 \end{aligned} \tag{3.79}$$

Durante o intervalo em que ocorre a ressonância pode-se também provar que a corrente no capacitor parasita está 90° atrasada em relação a tensão, o que já era de se esperar devido ao circuito ser predominantemente indutivo, mas é importante demonstrar isso a fim de verificar o pico de corrente durante a ressonância como está apresentado na Figura 2.5 da revisão bibliográfica. Segue a Equação (3.80)

$$\begin{aligned}
 \frac{di(t)}{dt} &= 0 \\
 i_{\mu}(t) &= \frac{-U_{op}}{Z_R} \sin(\omega_R t) \\
 \frac{di(t)}{dt} &= \frac{-U_{op}}{Z_R} \omega_R \cos(\omega_R t) = 0 \\
 \cos(\omega_R t) &= 0 \\
 \omega_R t &= \frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \tag{3.80}$$

Para o projeto tem-se o pico da corrente senoidal na Equação (3.81), como pode-se perceber a corrente é negativa o que confirma um retorno de energia para a fonte de entrada.

$$i_{\mu}(t) = \frac{-U_{op}}{Z_R} \sin(\omega_R t) = -0,214A \tag{3.81}$$

Usando ainda a Equação (2.1) pode-se obter a tensão no vale mínimo, é importante frisar que é nesse ponto que o interruptor irá entrar em condução. Nas Equação (3.82) tem-se a tensão no vale mínimo para $V_{in} = 100V$ de entrada e na Equação (3.83) tem-se a tensão no vale mínimo para $V_{inmax} = 374V$. Para confirmar esse valor pode-se também utilizar a Equação (2.3), no qual o vale mínimo é a tensão de entrada menos a tensão de saída refletida ao primário.

$$u_{Cr}(t_w) = V_{in} + \frac{N_p V_{max}}{N_s} \cos(\omega_R t_w) = 10V \tag{3.82}$$

$$u_{Cr}(t_w) = V_{inmax} + \frac{N_p V_{max}}{N_s} \cos(\omega_R t_w) = 284 V \quad (3.83)$$

Afirmou-se também no capítulo 2 que a amplitude da senóide de ressonância é duas vezes maior que a tensão refletida ao primário, então agora tem-se que confirmá-la de modo numérico para o caso de $V_{in} = 100V$ segue a expressão (3.85), para o caso de $V_{in} = 374V$ tem-se (3.87).

$$U_{op} = \frac{N_p V_{max}}{N_s} = 89 V \quad (3.84)$$

$$u_{td} = V_{in} + U_{op} \cos(\omega_R t_d) = 189 V \quad (3.85)$$

$$u_{td} - 2U_{op} = u_{Cr}(t_w) \quad (3.86)$$

$$u_{td} = V_{inmax} + U_{op} \cos(\omega_R t_d) = 463,70 V \quad (3.87)$$

$$u_{td} - 2U_{op} = u_{Cr}(t_w)$$

3.2.3 Esforços de corrente e tensão nos componentes

Especificar os esforços de corrente e tensão nos componentes é importante para saber em que condições eles irão operar e também para verificar se eles irão suportar o trabalho requerido. Para o conversor em estudo temos como principais esforços a serem calculados: o diodo de saída, o interruptor e por último o capacitor.

Para o interruptor temos as correntes de pico, média e eficaz, elas estão apresentadas nas seguintes expressões: (3.88), (3.89) e (3.90). Para a tensão de pico no interruptor considera-se também a sobretensão causada pela indutância de dispersão como segue em (3.92).

$$I_{pk} = \frac{2P_o}{V_{in} D_{max} \eta} = 4,519 A \quad (3.88)$$

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 1,017 A \quad (3.89)$$

$$I_{prms} = \frac{V_{in} D_{max} \sqrt{D_{max}}}{f s_{min} L_m \sqrt{3}} = 1,75 A \quad (3.90)$$

$$\Delta V_{leak} = I_{pk} \sqrt{\frac{0,01 L_m}{C_p}} = 4,5 \cdot \sqrt{\frac{1,99 \mu H}{130 pF}} = 559,3 V \quad (3.91)$$

$$V_{swpk} = V_{inmax} + \Delta V_{leak} + \frac{V_{max} N_p}{N_s} = 374 + 27 \cdot \frac{20}{6} + 559,3 = 1023 V \quad (3.92)$$

Para o diodo de saída tem-se os esforços de corrente através da equações (3.93), (3.94), (3.95) e a tensão de bloqueio na expressão (3.96).

$$Id_{pk} = \frac{V_{in} t_{on} N_p}{L_m N_s} = 15,065 A \quad (3.93)$$

$$Id_o = I_o = 3 A \quad (3.94)$$

$$Id_{prms} = I_{pk} \frac{N_p}{N_s} \sqrt{\frac{t_d}{3T_s}} = 5,8 A \quad (3.95)$$

$$Vd_{max} = \frac{V_{inmax} N_s}{N_p} + V_{max} = 112 + 27 = 139 V \quad (3.96)$$

Por último tem-se o capacitor de saída da conversor, com relação a ele deve-se considerar a resistência RSE, a ondulação de tensão e a corrente eficaz. Tem-se esses parâmetros através de (3.97), (3.98) e (3.99).

$$R_{se} = \frac{0,01 \cdot V_{max} N_s}{I_{pk} N_p} = \frac{0,01 \cdot 27 \cdot 6}{4,5 \cdot 20} = 17,9 m\Omega \quad (3.97)$$

$$\Delta V_{rse} = R_{se} I_{pk} \frac{N_p}{N_s} = 0,27 V \quad (3.98)$$

$$I_{co} = \sqrt{Id_{rms}^2 - I_o^2} = 4,9 A \quad (3.99)$$

Como pode-se perceber a corrente eficaz do capacitor é bem elevada com isso deve-se aumentar a capacitância de saída do conversor afim de encontrar um valor comercial que possa operar com tal valor de corrente. O capacitor escolhido então será o de $2200 \mu F - 50 V$.

3.2.4 Snubber

Devido à sobretensão nos semicondutores do conversor, se faz necessário o uso de um *snubber* para atenuar os picos de tensão no interruptor e outro para amortecimento das oscilações no diodo. Para o interruptor tem-se um *snubber* do tipo RCD e para o diodo de saída um do tipo RC, tem-se como base o estudo proposto por (BARBI, 2007).

Para o *snubber* RCD do interruptor considera-se a tensão de grampeamento $V_g = 550 V$ e a indutância de dispersão l_{leak} igual a 1 % de L_m , tem-se também que a frequência de operação será considerada a nominal em 50kHz. Na Equação (3.100) tem-se a relação da potência instantânea dissipada pelo *snubber* e na Equação (3.101) tem-se a potência média dissipada.

$$P_{g\infty} = \frac{I_{leak} I_{pk}^2 f_{smin}}{2} = 1,0 W \quad (3.100)$$

$$P_g = \frac{P_{g\infty}}{1 - \frac{V_{inmax} + U_{op}}{V_g}} = 6,5 W \quad (3.101)$$

Para especificar o resistor do *snubber* RCD tem-se a expressão (3.102)

$$R_s = \frac{V_g^2}{P_g} = 47 k\Omega \quad (3.102)$$

E para finalizar o *snubber* rcd deve-se projetar o capacitor, considera-se uma ondulação ΔV de 1% de V_g , ou seja 5,5 V. Segue na expressão (3.103), o valor do capacitor.

$$C_g = \frac{P_g}{f_{smin} V_g \Delta V} = 43 nF \quad (3.103)$$

Para diodo de saída tem-se um *snubber* RC, essa topologia de *snubber* foi escolhida pois pretende-se somente controlar a derivada na saída e amortecer as oscilações durante a comutação. Na saída tem-se o diodo MUR 460 cuja capacitância é $C_{oss} = 50 pF$, com isso obtém-se as relações para o resistor e capacitor, como segue em (3.104) e (3.105).

$$C_s = 3C_{oss} = 150 pF \quad (3.104)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{I_{leak}}{C_{oss}}} = 0,2 k\Omega \quad (3.105)$$

Por fim tem-se a potência dissipada, como segue, Equação (3.106).

$$P_{rc} = \frac{f_{smin} C_s V_{dmax}^2}{2} = 72,6 mW \quad (3.106)$$

3.2.5 Perdas nos Semicondutores

Para se alcançar alta eficiência nos conversores é necessário que se tenha baixas perdas nos semicondutores, neste projeto analisou-se as perdas do interruptor (MOSFET) e no diodo de saída.

Para o interruptor sabe-se que ele possui dois tipo de perdas; a perda por condução e a perda em comutação. A perda em condução no MOSFET é devido a resistência interna R_{dson} , e é calculada através da corrente eficaz do interruptor como se apresenta na Equação (3.107). Vale lembrar que a resistência do interruptor é $1,2 \Omega$ conforme indica na datasheet da (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2014).

$$P_{Scond} = R_{dson} \cdot I_{prms}^2 = 1,2 \cdot 1,75^2 = 3,67 W \quad (3.107)$$

Para a perda em comutação, sabe-se que ela acontece sempre que ocorre sobreposição de tensão e corrente na entrada e saída de condução. Os tempos em que ocorrem as sobreposições são muito importantes para o cálculo da potência dissipada. Para a essa análise considerou-se os tempos $t_{rise} = t_{fall} = 2 ns$. Segue na expressão (3.108) as perdas para comutação.

$$P_{Scom} = \frac{f_{smin}(t_{rise} + t_{fall})I_{pk}U_{cr}}{2} = \frac{50kHz \cdot (2ns + 2ns) \cdot 4,5 A \cdot 10V}{2} = 4,5 mW \quad (3.108)$$

Após obter as perdas em condução e comutação, deve-se somá-las e verificar as perdas totais no interruptor, segue a Equação (3.109).

$$P_{stotal} = P_{com} + P_{cond} = 3,68 W \quad (3.109)$$

Para o diodo de saída do conversor é necessário especificar as perdas em condução e comutação, neste projeto usou-se o diodo MUR 460. Na perda em condução considerou-se uma queda $V_{forward} = 1,05V$ com isso obtém-se a Equação (3.110).

$$P_{Dcond} = V_{forward} \cdot I_o = 1,05 \cdot 3 = 3,15 W \quad (3.110)$$

Para a perda em comutação deve-se considerar o tempo de recuperação reversa t_{rr} e a corrente reversa máxima $I_R = 1,7 A$ segue a Equação (3.111).

$$P_{Dcom} = \frac{t_{rr}I_RV_{dmax}f_{smin}}{3} = 0,3 W \quad (3.111)$$

Por fim obtém-se as perdas totais nos semicondutores, Equação (3.112)

$$P_{TotalDS} = P_{Dcom} + P_{Dcond} + P_{Scom} + P_{Scond} = 6,83 W \quad (3.112)$$

3.2.6 Rendimento teórico a partir das perdas conversor

Para o rendimento do conversor considera-se a potência da saída menos a soma de todas as perdas calculadas, segue na Tabela 3.3 um resumo das perdas calculadas e na Equação (3.113) a eficiência total do conversor.

Tabela 3.3 – Perdas totais do conversor

Perda no indutor P_{ind}	2,75 W
Perda nos semicondutores $P_{TotalDS}$	7,12 W
Perdas devido a dispersão $P_{snubber}$	1,0 W
Perdas totais P_{total}	10,9 W

$$\eta = \frac{(P_o)}{P_o + P_{total}} = 0,88 \quad (3.113)$$

$$\eta_{\%} = 88 \% \quad (3.114)$$

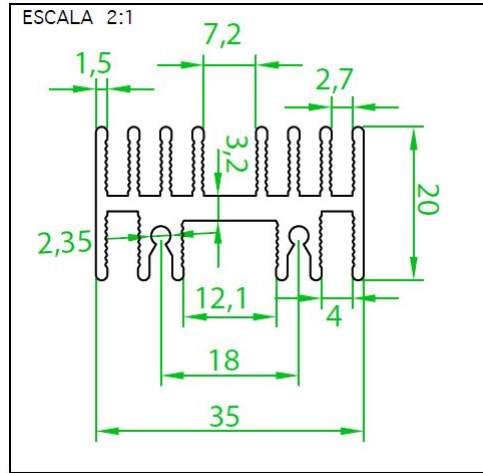
3.2.7 Cálculo do dissipador

Com o intuito evitar sobreaquecimento do interruptor deve-se considerar um dissipador de calor. Para especificar o tamanho do dissipador deve-se considerar: a resistência térmica da junção-cápsula do interruptor, $R_{jc} = 2,55^{\circ}\text{C/W}$, a resistência cápsula-ambiente $R_{ca} = 0,25^{\circ}\text{C/W}$, a temperatura máxima na junção $T_{jmax} = 100^{\circ}\text{C/W}$, a potência total dissipada no interruptor $P_{total} = 3,6\text{ W}$ e por último a temperatura ambiente $T_a = 70^{\circ}\text{C}$. Segue em (3.115) a máxima resistência térmica que se deve ter.

$$R_{max} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{total}} = 19,01^{\circ}\text{C/W} \quad (3.115)$$

Obtido o valor da resistência térmica máxima pode-se então escolher um dissipador que melhor se adapte ao interruptor. Escolheu-se o dissipador apresentado na Figura 3.5 cuja resistência térmica é $R_{da} = 6,99^{\circ}\text{C/W}$ para 50 mm de altura.

Figura 3.5 – Dissipador de alumínio 35x20x50 mm



Fonte: (HSDISSIPADORES, 2018)

3.2.8 Definição dos componentes do circuito integrado

3.2.8.1 Sistema de alimentação

Como apresentado no Capítulo 2, deve-se projetar o circuito de partida do circuito integrado. Usa-se como base o circuito apresentado na Figura 2.12.

Com relação ao resistor de *startup* R_{str} tem-se a expressão (3.116). Vale lembrar que a corrente mínima para a partida é $50\mu A$ então para garantir a corrente mínima de partida considerou-se $I_{sup}^{avg} = 1 mA$ e para a tensão de partida considerou-se 15V.

$$R_{str} = \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 85}{\pi} - \frac{15}{2} \right) \frac{1}{1 \cdot 10^{-3}} = 30,76 k\Omega \quad (3.116)$$

Usou-se um resistor de $33 k\Omega$ de 1/4 de Watt.

Para a queda de tensão no resistor R_{cc} tem-se a expressão (3.118). No qual V_{cc} é a tensão máxima no diodo zener 18 V e I_{cc} é o valor de corrente obtida na expressão (3.117). Para o cálculo de I_{cc} considerou-se os valores das corrente I_{drv} e I_{op} apresentadas na expressão (2.19) e (2.20) do capítulo do 2.

$$I_{drv} = V_{cc} C_{iss} f_{smax} = 18 V \cdot 1750 pF \cdot 90 kHz = 2,8 mA \quad (3.117)$$

$$I_{cc} = I_{op} + I_{drv} = 6 mA + 2,8 mA = 8,8 mA$$

$$R_{cc} = \frac{V_{cc} - 15V}{I_{cc}} = 0,34 k\Omega \quad (3.118)$$

Para os capacitores C_{a1} e C_{a2} usou-se os valores recomendados na datasheet do circuito integrado $10\mu F$.

3.2.8.2 Circuito de sincronismo

Para o sincronismo deve-se levar em consideração o circuito apresentado na Figura 2.14. Os principais componentes a serem projetados são os resistores R_{sy1} , R_{sy2} e o capacitor C_{sy} . Vale lembrar que ao mesmo instante em que o sincronismo ocorre acontece a ressonância entre a indutância magnetizante L_m com o capacitor C_r . Desta forma a constante de tempo entre o capacitor C_{sy} e R_{sy2} é igual ao tempo em que o capacitor C_r está sendo descarregado.

Como mencionado no item 2.3.2 do capítulo 2 a tensão de sincronismo deve ser de no máximo 12V com isso se define os resistores $R_{sy1} = 0,5k\Omega$ e $R_{sy2} = 1k\Omega$ como apresenta em (3.119), com relação a tensão da saída auxiliar considera-se $V_a = 15V$.

$$V_{sync}^{pk} = \frac{R_{sy2}}{R_{sy1} + R_{sy2}} V_a = 10V \quad (3.119)$$

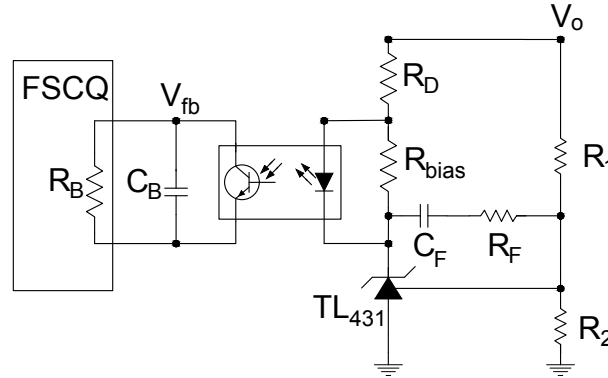
Para especificar o capacitor C_{sy} considera-se a expressão (2.23), com isso sabe-se também que $T_w = T_Q = 1,49\mu s$, segue então a expressão.

$$C_{sy} = \frac{T_Q}{R_{sy2} \ln\left(\frac{V_a}{2,6} \frac{R_{sy2}}{R_{sy1} + R_{sy2}}\right)} = 1,1nF \quad (3.120)$$

3.2.9 Sistema de controle

O sistema de controle a ser implementado é apresentado na Figura 3.6 em que baseia-se no circuito apresentado na Figura 2.19.

Figura 3.6 – Circuito de controle implementado



Fonte: Próprio autor

Para o regulador *shunt* deve-se garantir uma tensão de 2,5 V quando tiver uma tensão $V_o = 24V$ na saída, com isso tem-se no divisor resistivo $R_1 = 9k\Omega$ e $R_2 = 1k\Omega$.

Para projetar os resistores R_{bias} e R_D deve-se considerar a corrente mínima de *feedback* $I_{FB} = 1mA$ para operação do diodo do optoacoplado. Deve-se também considerar uma queda de tensão de 1 V no diodo do optoacoplador e uma tensão de 2,5 V no catodo do regulador *shunt* TL431.

Para garantir a operação do optoacoplador considerou-se uma corrente $I_{FB} = 10mA$, com isso segue a especificação dos resistores R_D e R_{bias} .

$$\frac{V_o - V_{Dopto} - V_{TL431}}{R_D} \geq 1mA \quad (3.121)$$

$$R_D = \frac{24 - 2,5 - 1}{10 \cdot 10^{-3}} = 2k\Omega \quad (3.122)$$

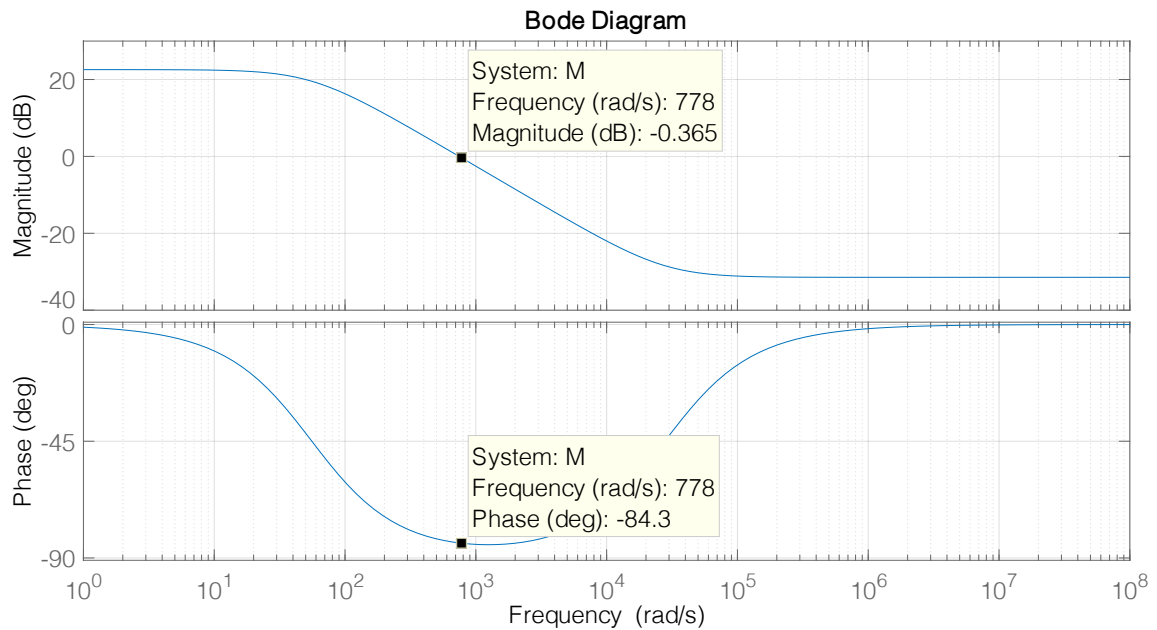
$$R_{bias} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} = 100\Omega \quad (3.123)$$

Com relação aos pólos e zeros do compensador deve-se primeiro calcular a frequência de corte do sistema. Segundo (ON-SEMICONDUCTOR, 2013) a frequência de corte é dada pela expressão 3.124 em que ΔI_o é a variação da corrente conforme variações na carga, considerou-se que a corrente possa variar em toda a sua amplitude ou seja $\Delta I_o = I_o = 3A$, ΔV_o é a ondulação da tensão na saída $\Delta V_o = 0,27V$ e C_o é o capacitor de saída $C_o = 2200\mu F$.

$$f_c = \frac{\Delta I_o}{2\pi C_o \Delta V_o} = 803Hz \quad (3.124)$$

Para confirmar o valor da frequência de corte obteve-se a função de transferência em malha aberta no matlab, como segue na Figura 3.7

Figura 3.7 – Função de transferência em malha aberta



Fonte: Próprio autor

Após obter a frequência de corte do sistema pode-se então especificar os pólos e zeros do compensador. Os cálculos dos pólos e zeros baseiam-se em (2.26)

Como já mencionado no capítulo 2 o zero do compensador deve ficar em torno de 1/3 da frequência de corte, tem-se então: $R_F = 30\text{ k}\Omega$ e $C_F = 22\text{ nF}$ com isso $f_{zc} = 241\text{ Hz}$.

Para o pólo do compensador tem-se $f_{pc} = 3f_c$ com isso obtém-se $C_B = 20\text{ nF}$ e $R_B = 2,8\text{ k}\Omega$ então $f_{pc} = 2,8\text{ kHz}$.

Para o ganho DC juntamente com o integrador considerou-se que o optoacoplador possui um ganho de corrente $\text{CTR}=0,8$; tem-se então na expressão (3.125) a frequência do integrador do compensador.

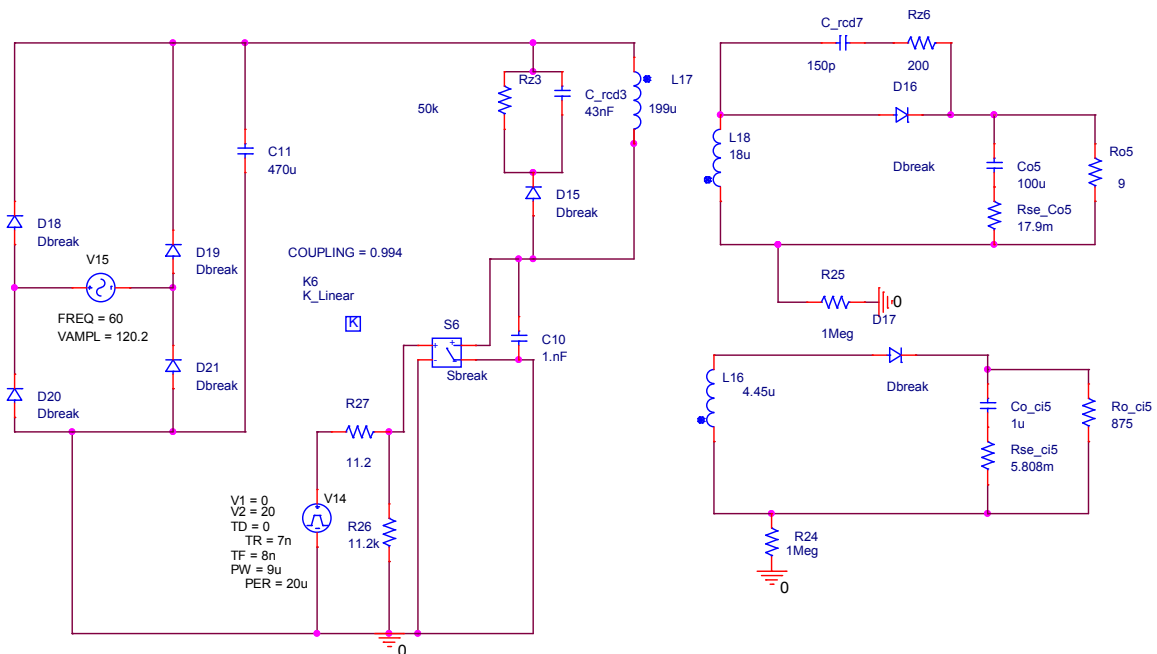
$$w_i = \frac{R_B \cdot \text{CTR}}{R_1 R_D C_F} = \frac{2,8\text{ k}\Omega \cdot 0,8}{9\text{ k}\Omega \cdot 5\text{ k}\Omega \cdot 22\text{ nF}} = 900\text{ Hz} \quad (3.125)$$

4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

Para confirmar os itens especificados no projeto deve-se simular o conversor da forma mais real possível, para esse caso verificou-se o funcionamento em malha aberta e com passo de cálculo no mínimo 50 vezes menor que o período de comutação. Como o programa não possui o modelo do circuito integrado, usou-se um interruptor ideal porém com os dados de resistência de condução e capacitâncias da *datasheet*. Em relação ao indutor acoplado considerou-se acoplamento $K = 99,4\%$. Na simulação considerou-se a frequência em operação nominal ou seja $f_s = 50kHz$ e carga nominal $R_L = 9\Omega$.

A partir da simulação pretende-se verificar: os esforços nos semicondutores, tensão e corrente da saída e operação do circuito *snubber*.

Figura 4.1 – Circuito simulado em malha aberta



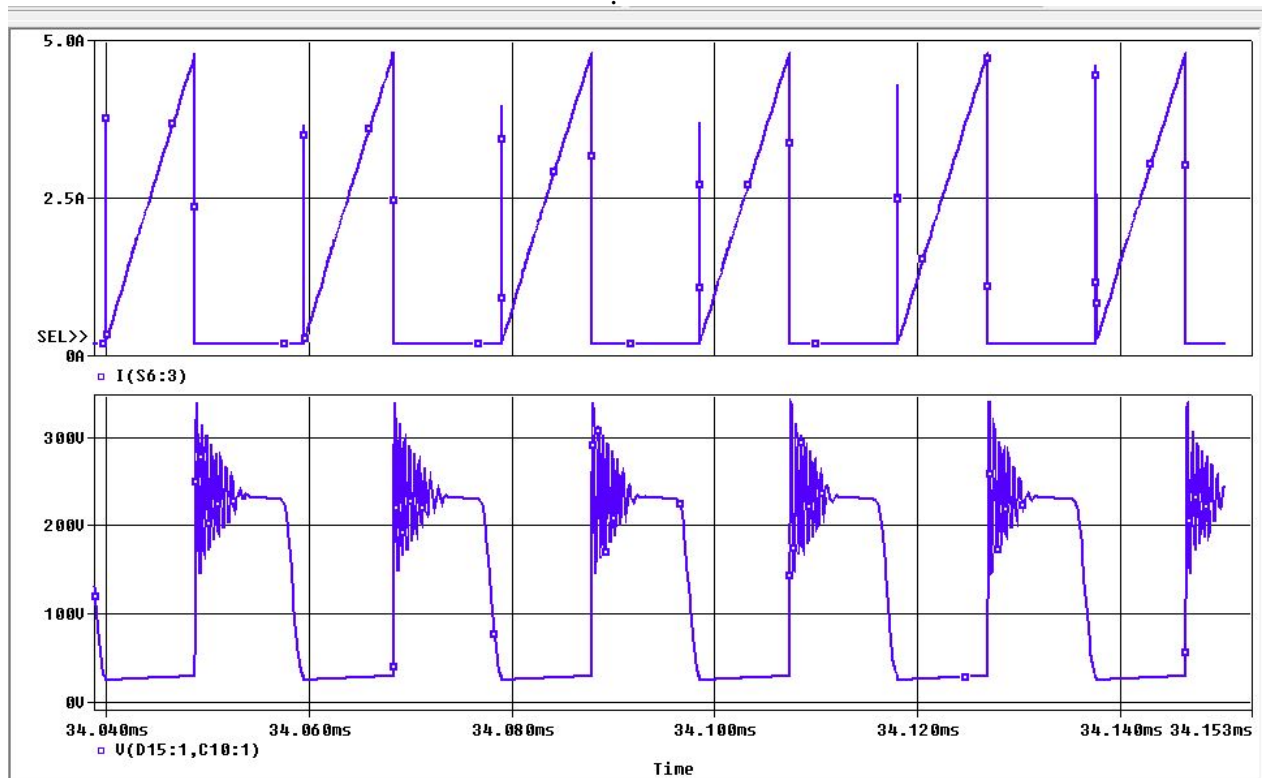
Fonte: Próprio autor

4.1 SIMULAÇÃO PARA $V_{IN} = 120V$

Para a tensão de entrada mínima tem-se os maiores esforços de corrente na entrada do conversor. Na Figura 4.2 tem-se as formas de onda de tensão e corrente no interruptor, nota-se que a tensão no interruptor decresce até próximo de zero antes entrar em condução, o que

caracteriza uma comutação suave. Olhando para a forma de onda da corrente pode-se verificar que seu pico ocorre próximo de 5 A como projetado.

Figura 4.2 – Tensão e corrente no interruptor com tensão de 120 Vp

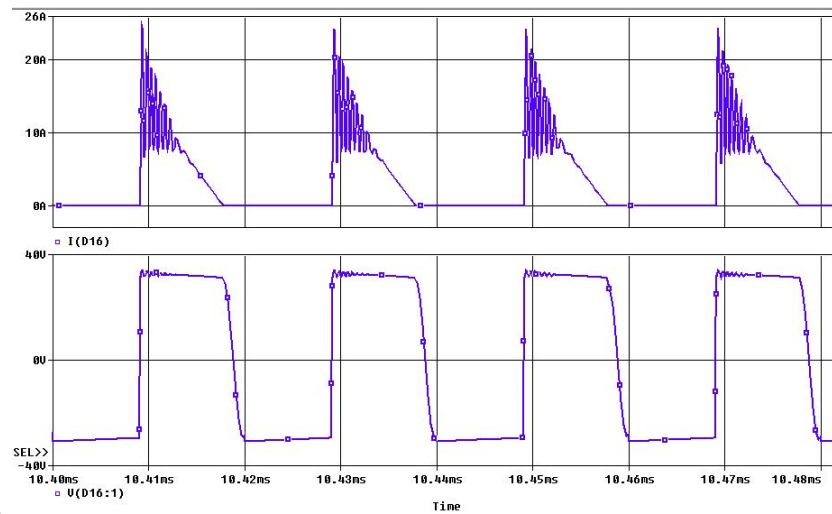


Fonte: Próprio autor

Na Figura 4.3 pode-se notar a forma de onda característica do diodo de saída do conversor. Para a condição de tensão mínima 85 Vac tem-se os menores esforços de tensão no bloqueio, por outro lado os esforços de corrente são máximos.

Comparando a simulação com o projeto calculado verifica-se que as grandezas de corrente e tensão para o diodo de saída estão corretas.

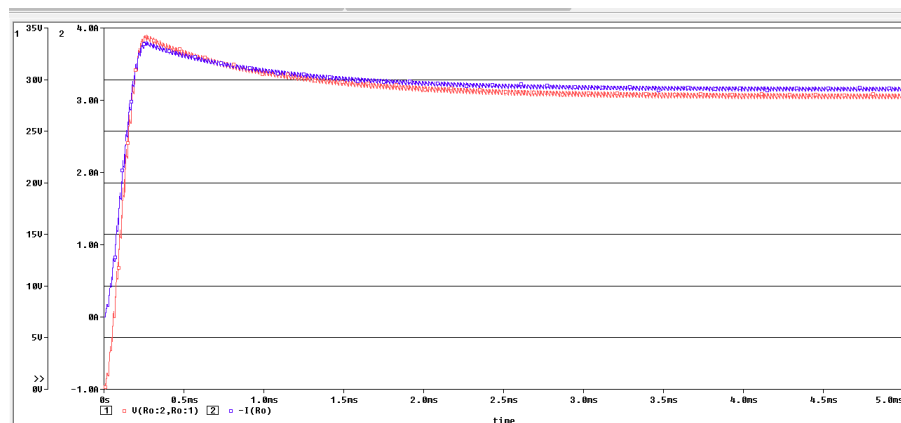
Figura 4.3 – Tensão e corrente no diodo de saída com tensão de entrada 120 Vp



Fonte: Próprio autor

Na saída do conversor pode-se verificar o valor de corrente média e tensão média como apresenta a Figura 4.4. Em regime estacionário tem-se na saída uma tensão em torno de 27 V e o valor de corrente média em 3 A.

Figura 4.4 – Tensão e corrente na saída do conversor com tensão de entrada 120 Vp



Fonte: Próprio autor

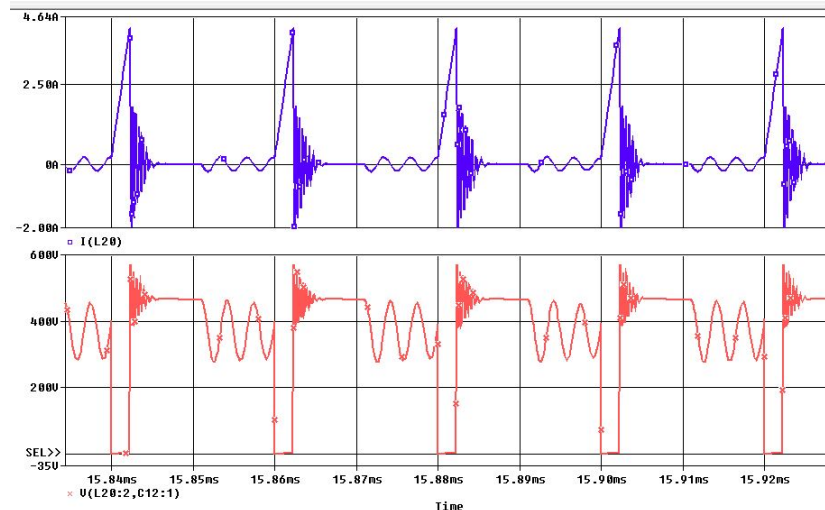
4.2 SIMULAÇÃO PARA $V_{IN} = 374 V$

Para a tensão de entrada máxima 265 Vac, tem-se sobre o interruptor os menores esforços de corrente porém os maiores esforços de tensão, e sobre o diodo os maiores esforços em bloqueio. Segue as simulações para o interruptor e diodo Figura 4.5 e Figura 4.6.

Na condição de máxima tensão de entrada pode-se verificar a ação do snubber RCD, percebe-se que o mesmo bloqueia a sobretensão no interruptor a partir de 550V como projetado

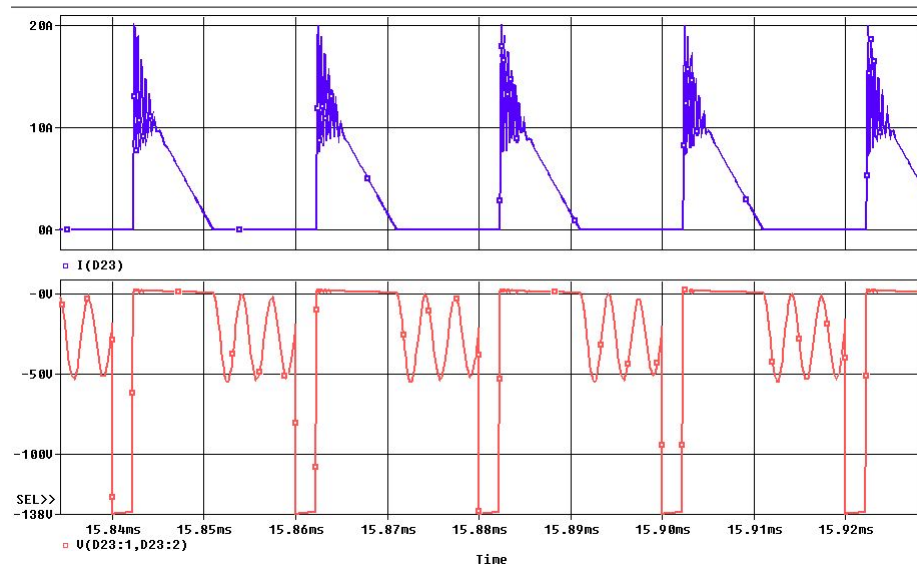
no Capítulo 3. Com relação a comutação suave não conseguiu-se obter ela devido a simulação ser em malha aberta e nesse caso tem-se uma razão cíclica menor o que acarreta em um tempo de desmagnetização e um tempo de ressonância maiores.

Figura 4.5 – Tensão e corrente no interruptor com tensão de entrada 374 Vp



Fonte: Próprio autor

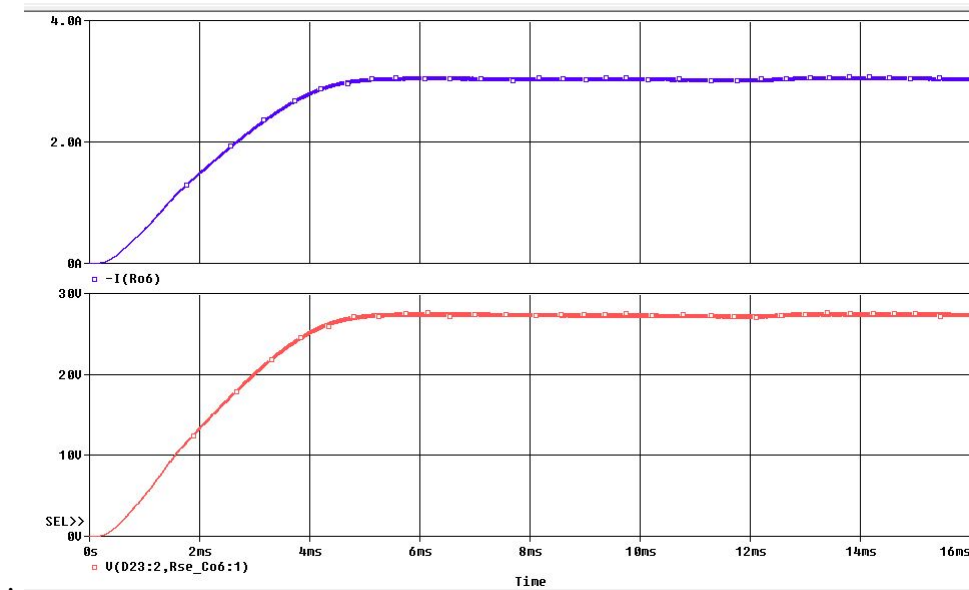
Figura 4.6 – Tensão e corrente no diodo com tensão de entrada 374 Vp



Fonte: Próprio autor

Na Figura 4.7 tem-se a tensão e a corrente na carga, percebe-se que a corrente estabiliza em 3A e a tensão converge para 27V.

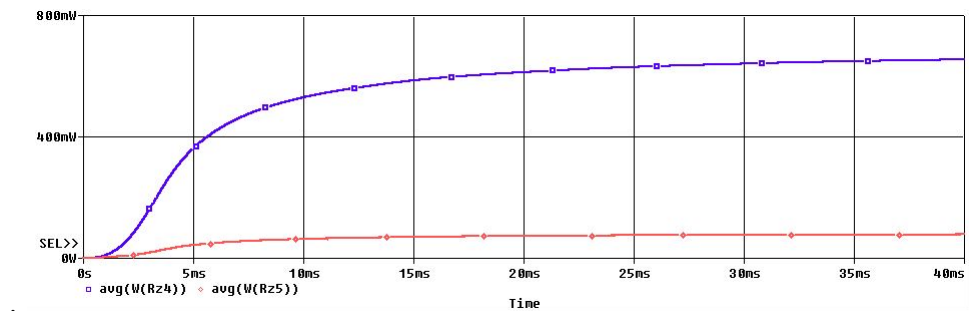
Figura 4.7 – Tensão e corrente na carga com tensão de entrada 374 Vp



Fonte: Próprio autor

Para o *snubber* tem-se a análise da potência média dissipada, como segue na Figura 4.8. Percebe-se que os valores teóricos projetados no capítulo 3 convergiram na simulação.

Figura 4.8 – Potência média dissipada no snubber RCD e RC 374 Vp



Fonte: Próprio autor

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nos resultados experimentais pretende-se verificar todo o projeto do conversor. Deve-se avaliar as formas de onda no interruptor, tensão e corrente na saída, grandezas do indutor acoplado etc.

Para do indutor acoplado obteve-se os seguintes parâmetros experimentais: indutância magnetizante $L_{me} = 232\mu H$, indutância do secundário de $L_{se} = 21\mu H$ e indutância do terciário de $L_{Te} = 5,9\mu H$. Com isso tem-se um relação de transformação $n=3,33$.

Para o capacitor de ressonância houve um acréscimo de 1 nF com isso tem-se $C_{re} = 2$ nF de capacitância em paralelo com o interruptor.

Em todos os resultados experimentais a seguir obteve-se um valor de tensão média na saída de 23 V. Com isso obtém-se o valor de tensão refletida ao primário como é apresentado na expressão (5.1).

$$23 \cdot \sqrt{\frac{232\mu H}{21\mu H}} = 76,5V \quad (5.1)$$

5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM VALOR DE TENSÃO MÉDIA DE 120 V NO BARRAMENTO CC DE ENTRADA.

Na Figura 5.1 tem-se a tensão no interruptor, com valor médio de tensão no barramento CC de 120V. Percebe-se que o interruptor está entrando em condução no primeiro vale de ressonância com uma frequência de comutação em 60,18kHz. O valor de tensão no vale mínimo de ressonância está próximo de 48V e o valor da tensão de bloqueio do interruptor está próximo de 200V, com isso tem-se uma senóide ressonante com uma amplitude aproximada de 160V.

Considerando as expressões (5.1) e (3.82) pode-se obter o valor de tensão no vale mínimo de ressonância como segue em (5.4).

$$\omega_{Re} = \frac{1}{\sqrt{L_{me} \cdot C_{re}}} = \frac{1}{\sqrt{232\mu H \cdot 2nF}} = 1,48Mrad/s \quad (5.2)$$

$$t_{we} = \frac{\pi}{\omega_{Re}} = \frac{\pi}{1,48 \cdot 10^6} = 2,14\mu s \quad (5.3)$$

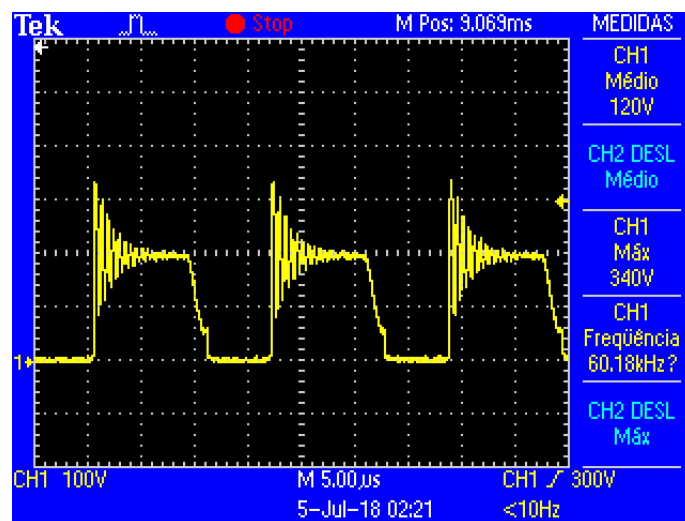
$$u_{Cr} = 120 + 76,5 \cdot \cos(\omega_{Re} \cdot t_{we}) = 48,04V \quad (5.4)$$

Analisando ainda Figura 5.1 pode-se perceber que o tempo de desmagnetização do núcleo é de aproximadamente $8\mu s$, com isso pode se estimar a amplitude da senóide de ressonância, com base na expressão (3.85) segue (5.6).

$$t_{de} \approx 8\mu s \quad (5.5)$$

$$u_{t_{de}} = 120 + 76,5 \cos(\omega_{Re} \cdot t_{de}) = 173 V \quad (5.6)$$

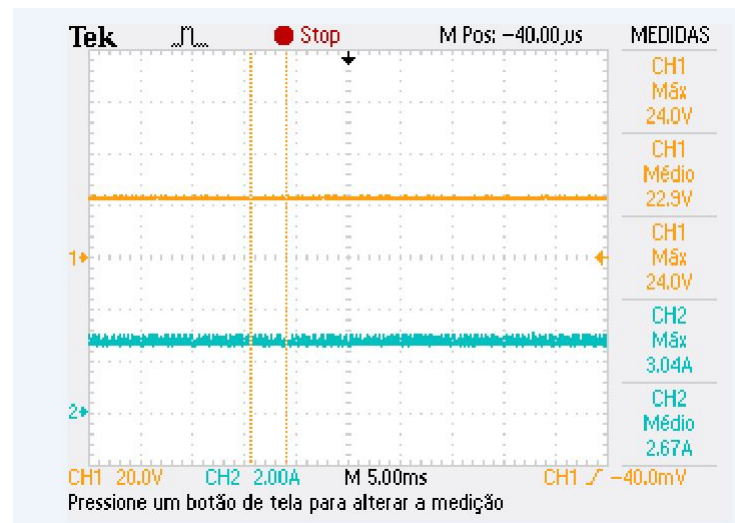
Figura 5.1 – Forma de onda da tensão no interruptor com tensão no barramento de entrada de 120 V médio



Fonte: Próprio autor

Na Figura 5.2 tem-se a tensão e a corrente na carga. Percebe-se que a tensão está sendo regulada em 23V com uma corrente de 2,67A. Nesse caso tem-se resistência na carga de 10Ω e um potência de 71,29 W .

Figura 5.2 – Forma de onda de tensão e corrente na saída com tensão no barramento de entrada de 120 V médio



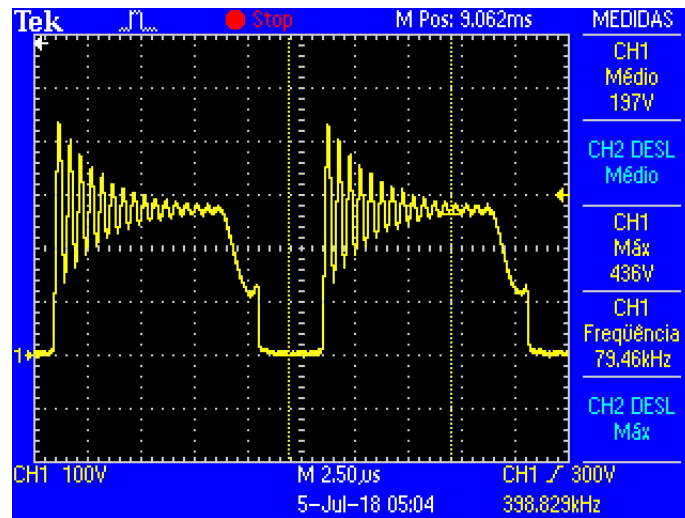
Fonte: Próprio autor

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM VALOR DE TENSÃO MÉDIA DE 197 V NO BARRAMENTO CC DE ENTRADA.

Na Figura (5.3) tem-se uma tensão no interruptor, com tensão média no barramento CC de 197 V. Percebe-se que o interruptor entra em condução no primeiro vale de ressonância e com uma frequência de comutação em 79 kHz. Neste caso o interruptor está bloqueando em torno dos 273,5 V e sendo comandado a conduzir com valor de tensão próximo à 120 V. Como o valor da tensão refletida é 76,5 V então espera-se que interruptor seja comandado a entrar em condução num valor próximo de 120,5 V como segue na expressão (5.7).

$$u_{Cr} = 197 + 76,5 \cdot \cos(\omega_{Re} \cdot t_{we}) = 120,5V \quad (5.7)$$

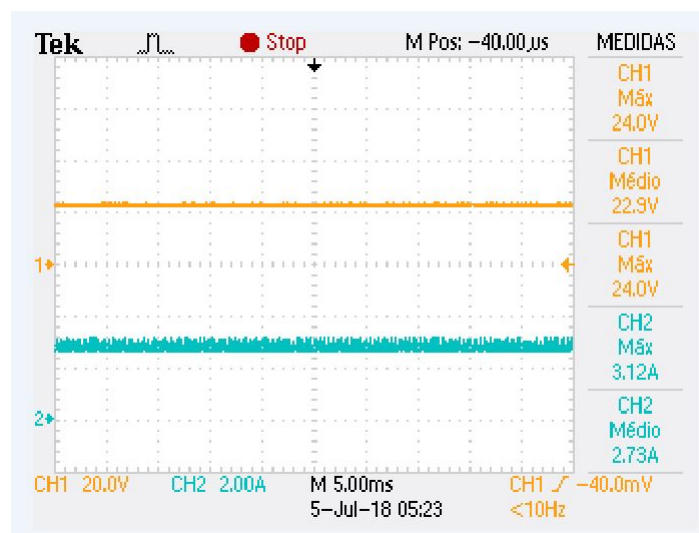
Figura 5.3 – Forma de onda de tensão no interruptor com valor de tensão média no barramento CC de entrada de 197 V



Fonte: Próprio autor

Na Figura 5.4 tem-se a tensão e a corrente na saída com carga nominal. Percebe-se que a tensão está sendo regulada em 23V e com uma corrente de 2,73A. Como na carga tem-se 10Ω conclui-se que tem 74,52 W na saída.

Figura 5.4 – Forma de onda de tensão e corrente na saída com tensão de no barramento de entrada de 197 V médio

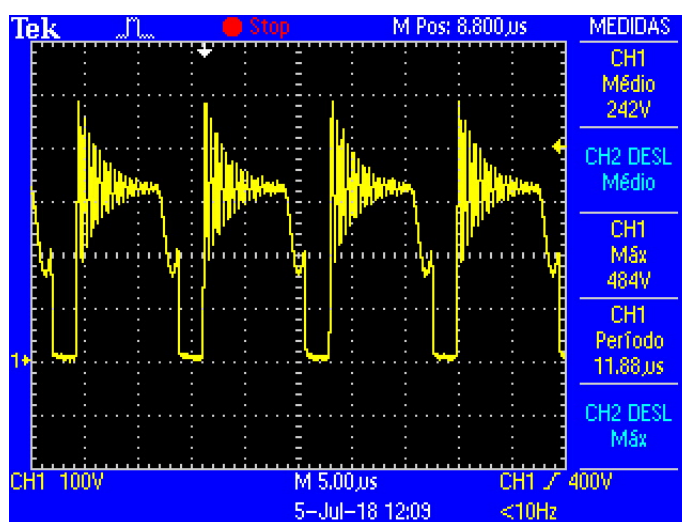


Fonte: Próprio autor

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM VALOR DE TENSÃO MÉDIA DE 240 V NO BARRAMENTO CC DE ENTRADA.

Por último tem-se um valor de tensão média na entrada de 242 V como segue na Figura 5.5. Percebe-se que o interruptor entra em condução no primeiro vale de ressonância com uma frequência de comutação em 84 kHz. O valor da tensão em bloqueio no interruptor é em torno de 318,5 V e o valor da tensão quando este é comandado a conduzir é aproximadamente 200 V. Neste caso, o ideal seria que o interruptor entrasse em condução num valor próximo de 165 V porém isto não ocorre. Acredita-se que este erro seja devido a pequena discrepância no circuito RC de sincronismo especificado nas expressões (3.119) e (3.120), pois os componentes implementados possuem pequenas variações dos calculados.

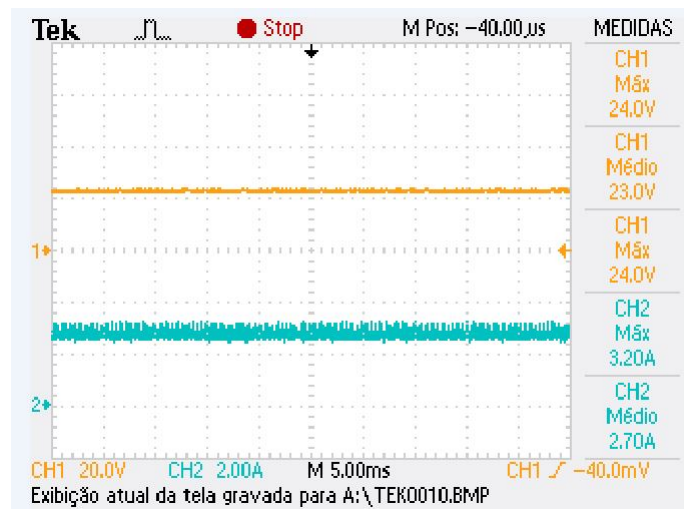
Figura 5.5 – Forma de onda da tensão no interruptor com valor tensão no barramento CC de entrada em 242 V



Fonte: Próprio autor

Na Figura 5.6 tem-se a tensão e a corrente na saída com carga nominal. Percebe-se que a tensão está sendo regulada em 23 V com uma corrente de 2,70 A.

Figura 5.6 – Forma de onda de tensão e corrente na saída com valor de tensão no barramento CC de entrada de 242 V



Fonte: Próprio autor

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi realizado o projeto e implementação do conversor flyback quase ressonante.

Os resultados de projeto e simulação ficaram dentro do esperado, e durante a fase de simulação pode-se prever possíveis erros no *snubber* e circuito de ressonância.

Durante a prática obteve-se a comutação quase ressonante no interruptor e na saída obteve-se os parâmetros nominais de corrente e tensão bem próximo do projetado.

Dentre as principais dificuldades encontradas pode-se destacar o controle realizado com o optoacoplador, o regulador *shunt* TL431, e também com o próprio circuito integrado o qual possui várias proteções internas.

Para trabalhos futuros recomenda-se uma análise mais aprofundada sobre o controle do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

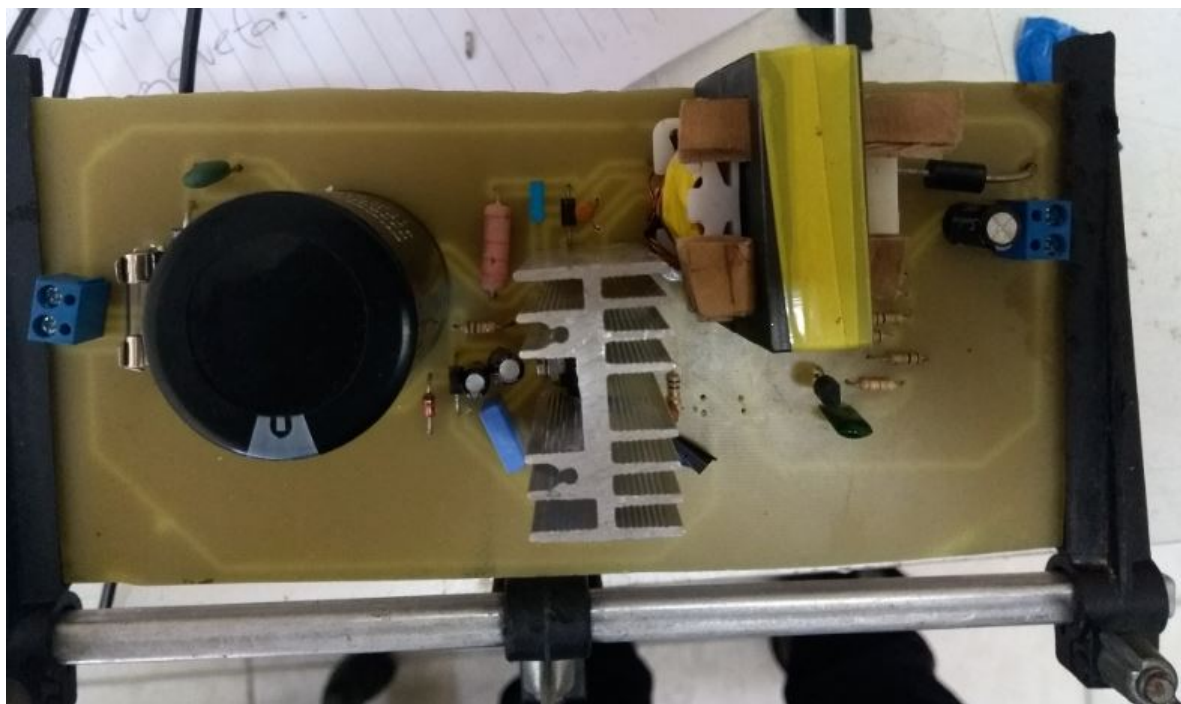
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 5. ed. Florianópolis, Brazil: Editora da UFSC, 2006.
- BARBI, I. **Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do circuito Equivalente do Transformador de Tres Enrolamentos**. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2007.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2014.
- BARBI, I.; H.I.FONT, C.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2002.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Application note AN4137 Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch FPS**. Netherlands: [s.n.], 2003.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **FSCQ-Series:FSCQ0965RT Gree Mode Fairchild Power Switch (FPS)**. Netherlands: [s.n.], 2014.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Application note AN4146 Design Guidelines for Quasi-Resonant Converters Using FSCQ-series Fairchild Power Switch FPS**. Netherlands: [s.n.], 2015.
- G.SPIAZZI; TAGLIVIA, D.; SPAMPINATO, S. Dc-dc flyback converters in the critical conduction mode: a re-examination. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2000. 2000.
- HSDISSIPADORES. **Catálogo de dissipadores**. Disponível em <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo>>: [s.n.], 2018.
- J.KLEUSKENS,R.KENNIS and PHILLIPS SEMICONDUCTOR.S.L. **Application note 75W SMPS with TEA1507 Quasi-REsonant Flyback controller Draft2 AN00047**. Netherlands: [s.n.], 2000.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. USA EUA: Editora Wiley 2010.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **High Frequency Magnetic Components**. USA EUA: Editora Wiley, 2014.
- ON-SEMICONDUCTOR. **The TL431 in the Control of Switching Power Supplies**. Toulouse, França: [s.n.].
- ON-SEMICONDUCTOR. **DC-DC Converters Feedback and Controll**. Toulouse, França: [s.n.], 2013.
- RAMOS, A. **Eletromagnetismo**. [S.l.]: Editora Blucher, 2016.
- STMICROELETRONICS. **Application note Resonant Converter Topologies**. Italy: [s.n.], 1999.
- THORNTON. **NEE-42/21/15.datasheet**. Disponível em <<http://www.thornton.com.br>>: [s.n.], 2018.

ANEXO A - -

A.1 MONTAGEM DO CONVERSOR

Na Figura A.1 apresenta-se o conversor montado. Basicamente o conversor é dividido em dois lados: o lado primário com a ponte de diodos, capacitor de barramento e interruptor e o lado secundário com o diodo de saída e a carga.

Figura A.1 – Conversor implementado



Fonte: Próprio autor