

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**JOÃO CARLOS KOLLING NETO**

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO**

**CONVERSOR DC-DC ISOLADO TIPO PUSH-PULL EM  
MODO DE CORRENTE**

Porto Alegre  
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

## **CONVERTOR DC-DC ISOLADO TIPO PUSH-PULL EM MODO DE CORRENTE**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth**

Porto Alegre  
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO CARLOS KOLLING NETO

## **CONVERSOR DC-DC ISOLADO TIPO PUSH-PULL EM MODO DE CORRENTE**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina -  
Florianópolis, Brasil.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS.

Doutor pela UFSC – Florianópolis, Brasil.

Prof. MSc. Tiaraju Vasconcellos Wagner, UFRGS.

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Engº Martin Antônio Behrens

Engenheiro Eletricista pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Porto Alegre, dezembro de 2010.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho à minha família.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais e irmãos, sempre presentes em qualquer situação.

À minha namorada, pelo carinho e apoio.

Aos meus amigos.

À Instramed e meus colegas de trabalho, em especial ao Eng<sup>o</sup> Martin Behrens, pelos ensinamentos os quais me transmitiu.

À Universidade, em especial aos professores Ály, Luiz Tiarajú, Yeddo, Tiaraju Vasconcellos e Alberto do Canto, pela oportunidade de desenvolvimento profissional e pessoal.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, o projeto e a implementação de um conversor CC-CC isolado do tipo *push-pull*, o qual será responsável pela alimentação de um módulo que será parte integrante de um monitor multiparamétrico de uso médico. Ao longo do texto são abordadas questões relativas à escolha da topologia, ao dimensionamento dos componentes, à análise da malha de controle e ao desenvolvimento de *lay-out* para placa de circuito impresso (PCI), sempre visando atender aos requisitos normativos de compatibilidade eletromagnética. Os resultados são demonstrados e discutidos conforme o referencial teórico.

**Palavras-chaves: Engenharia Elétrica. Eletrônica de Potência. Conversores DC-DC. Fontes Chaveadas.**

## ABSTRACT

This paper describes the research, design and implementation of a *push-pull* DC-DC isolated converter, which should be responsible for supplying power to a module that will be part of a multiparameter monitor for medical use. Throughout the text are addressed questions concerning the choice of topology, the dimensioning of the components, control loop analysis, the layout design for printed circuit board (PCB), always aiming to meet regulatory requirements for electromagnetic compatibility. The results are shown and discussed in comparison with the theoretical framework..

**Keywords: Electrical Engineering. Power Electronics. DC-DC Converters. Switching Power Supplies.**

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>11</b>
1.1 Fontes de Alimentação .....	11
1.2 Fontes de Alimentação Lineares.....	12
1.3 Fontes de Alimentação Chaveadas .....	13
1.4 Motivação .....	14
<b>2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....</b>	<b>16</b>
2.1 Especificações de Entrada e Saída .....	16
2.2 Escolha da Topologia .....	16
2.3 Funcionamento do Conversor <i>Push-pull</i> .....	17
2.4 Isolação.....	21
<b>3 CONTROLE .....</b>	<b>22</b>
3.1 Realimentação em Modo de Corrente .....	22
3.2 Modelagem do Conversor <i>Push-pull</i> .....	24
3.3 Realimentação e Compensação .....	26
<b>4 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....</b>	<b>29</b>
4.1 Cálculo de $\delta_{max}$ e $\delta_{min}$ .....	31
4.2 Indutor .....	32
4.3 Capacitor de Saída.....	33
4.4 Transformador .....	35
4.5 Diodos.....	40
4.6 Transistores de Chaveamento.....	42
4.7 Snubbers .....	43
4.8 Controlador.....	46
4.9 Compensação de Rampa.....	46
4.10 Realimentação e Compensação em Frequência .....	47
4.11 Estimativa da Eficiência .....	52
<b>5 RESULTADOS E DISCUSSÃO .....</b>	<b>53</b>
5.1 Equipamentos Utilizados.....	53
5.2 Regulação da tensão de saída. ....	53
5.3 Resposta transitória .....	54
5.4 Formas de Onda.....	56
5.4.1 <i>Snubbers</i> .....	56
5.4.2 <i>Ripple</i> da tensão de saída em regime permanente .....	58
5.5 Placas de Circuito Impresso (PCI) .....	59
5.6 Eficiência.....	61
<b>6 CONCLUSÃO.....</b>	<b>62</b>
<b>7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>63</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Topologias típicas de fontes de alimentação lineares .....	12
Figura 2. Topologia típica de uma fonte chaveada.....	13
Figura 3. Esquema básico de um conversor <i>push-pull</i> .....	17
Figura 4. Formas de onda de tensão do conversor <i>push-pull</i> .....	17
Figura 5. Formas de Onda de Corrente do conversor <i>push-pull</i> .....	19
Figura 6. Diagrama de blocos básico de um sistema de controle.....	22
Figura 7. Diagrama básico da realimentação por modo de corrente. ....	23
Figura 8. Formas de onda do controle por Modo de Corrente. ....	23
Figura 9. Modelo linear para realimentação em modo de corrente. ....	25
Figura 10. Circuito de compensação isolado para realimentação em modo de corrente.....	26
Figura 11. Esquema Completo do Conversor CC-CC.....	29
Figura 12. "Lugar das Raízes" do circuito projetado.....	50
Figura 13. Comportamento do pólo de alta frequência. ....	51
Figura 14. Comportamento dos pólos próximo à origem. ....	51
Figura 15. Configuração para Teste de Resposta Transitória.....	54
Figura 16. <i>Step</i> negativo de corrente.. ....	55
Figura 17. <i>Step</i> negativo de corrente. ....	56
Figura 18. Forma de onda no dreno do transistor <i>Q1</i> .....	57
Figura 19. Forma de onda no cátodo dos diodos do secundário. ....	57
Figura 20. <i>Ripple</i> da tensão de saída em regime permanente.....	58
Figura 21. Primeira PCI desenvolvida.....	59
Figura 22. PCI utilizada para obtenção dos dados deste relatório. ....	59
Figura 23. PCI completa. ....	60
Figura 24. Montagem da segunda PCI. ....	60

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 1.</b> Especificações iniciais do conversor .....	<b>31</b>
<b>Tabela 2.</b> Cálculo dos <i>snubbers</i> do primário e secundário.....	<b>46</b>
<b>Tabela 3.</b> Regulação da Tensão de Saída.....	<b>55</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Salvo raras exceções, aparelhos eletrônicos, como computadores, calculadoras, televisores e telefones, são alimentados por tensões CC, sejam elas provenientes de baterias, ou da rede pública de distribuição de energia elétrica. Neste último caso, a tensão CA da rede deve ser transformada em CC, processo que normalmente se dá através de dispositivos chamados de “fontes de alimentação”.

As fontes de alimentação podem ser do tipo linear, onde geralmente se utiliza um transformador para abaixar a tensão da rede e promover o isolamento elétrico, ou do tipo chaveada, onde o retificador é ligado diretamente à rede e as tensões CC desejadas são geradas através de conversores CC-CC.

De forma ideal, uma fonte de alimentação deve executar as seguintes funções, com alta eficiência e baixo custo:

- Retificação: Converter a tensão CA da rede em CC;
- Transformação: Transformar o valor de tensão CC obtido após a retificação, no valor CC desejado;
- Filtragem: Suavizar o *ripple* da tensão retificada;
- Regulação: Controlar o nível da tensão de saída, de forma a deixá-lo constante, independente de variações na rede, na carga e na temperatura;
- Proteção: Prevenir que surtos de tensão na entrada atinjam a saída, ou até mesmo danifiquem a fonte.

Com tantas aplicações e requisitos, as fontes de alimentação se tornaram um segmento autônomo no mercado da eletrônica, o qual movimentou em 2002 mais de cinco bilhões de dólares [1].

## 1.2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO LINEARES

A figura 1 apresenta as topologias típicas de fontes de alimentação lineares:

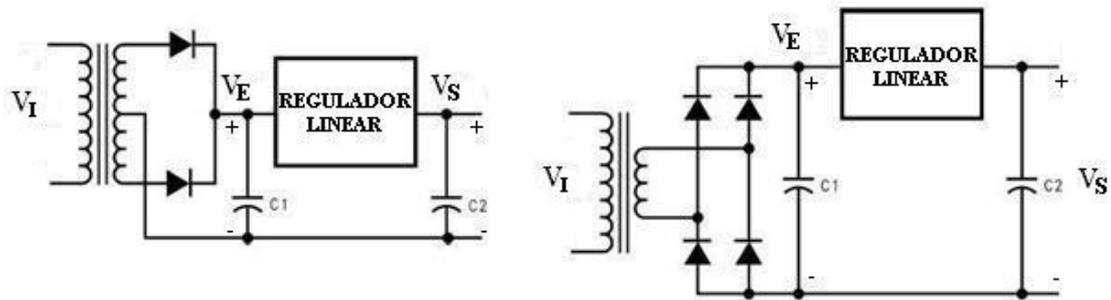


Figura 1. Topologias típicas de fontes de alimentação lineares

Nota-se, a partir da figura 1, que o retificador recebe tensão CA de um transformador, que é usado normalmente para rebaixar a tensão a níveis adequados. Depois de retificada, a tensão é filtrada por um capacitor e posteriormente regulada por um dispositivo chamado de “regulador linear”

O regulador linear se comporta como uma resistência variável, adaptando o seu valor de forma a manter a tensão de saída no valor desejado. As principais características das fontes lineares são:

- Simplicidade;
- Baixo *ripple* na tensão de saída;
- Rápida resposta a variações na entrada ou na carga;
- Baixa interferência eletromagnética;
- Baixa eficiência;
- Grande peso e volume;

Nota-se que a maioria dessas características são desejáveis em uma fonte de alimentação. No entanto, em muitos casos, a baixa eficiência e o conseqüente aumento no

volume são determinantes na escolha do tipo de fonte de alimentação, fazendo com que as lineares sejam preteridas em relação às fontes de alimentação chaveadas.

### 1.3 FONTES DE ALIMENTAÇÃO CHAVEADAS

A figura 2 apresenta a topologia típica de uma fonte chaveada:

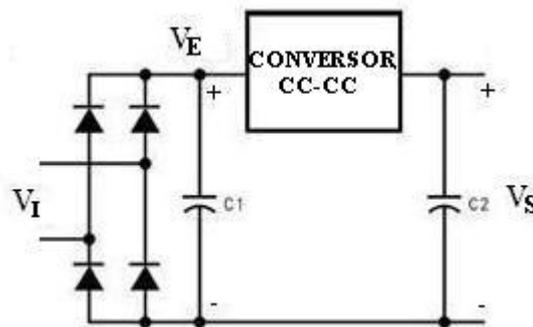


Figura 2. Topologia típica de uma fonte chaveada.

Nota-se a partir da figura 2 que o circuito retificador é ligado diretamente à rede CA ( $V_I$ ), sem a necessidade de um transformador. Como dito anteriormente, o nível de tensão CC desejado ( $V_S$ ) é ajustado através de um circuito denominado “Conversor CC-CC”.

Também é comum a utilização de conversores CC-CC para regular a tensão CC desejada a partir de baterias, uma vez que a tensão das mesmas nem sempre é o valor desejado. Além disso, essa tensão pode sofrer variações significativas de acordo com o nível de carga da(s) bateria(s).

De forma geral, o conversor CC-CC utiliza a modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*, ou PWM) para acionar um ou mais transistores, de forma a controlar a tensão média na saída (na carga). Essa tensão é filtrada por indutores e capacitores, de maneira a torná-la o mais constante possível (com menor *ripple*). Dependendo da topologia do conversor utilizado, essa tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão CC na entrada do conversor, sendo mais comum a utilização de tensões de saída menores.

Em relação às fontes de tensão lineares, as fontes chaveadas apresentam as seguintes características:

- Maior complexidade;
- Maior *ripple* na tensão de saída;
- Resposta mais lenta a variações na entrada ou na carga;
- Maiores níveis de interferência eletromagnética (conduzida e irradiada);
- Maior eficiência;
- Menor peso e volume;

#### 1.4 MOTIVAÇÃO

Observando as características de uma fonte chaveada em relação a uma fonte linear, nota-se que, na maioria dos quesitos, as fontes de alimentação lineares têm um melhor desempenho. No entanto, alta eficiência e pequenos volumes são características cada vez mais essenciais no mundo atual, de modo que as fontes de alimentação chaveadas se tornaram soberanas no mercado da eletrônica, cuja tendência é se inclinar cada vez mais ao desenvolvimento de aparelhos portáteis e de longa duração.

O caso do mercado eletro-médico não difere dos demais. Nos dias de hoje, a maioria dos aparelhos hospitalares devem ser equipados com bateria interna recarregável. Para que esta bateria tenha uma longa duração é essencial que ela forneça energia a uma fonte de alimentação que tenha alta eficiência. Além disto, consumo, peso e volume são características importantes que podem definir a aceitação ou não de um produto no mercado.

No caso dos monitores multiparamétricos, onde deverá atuar o conversor CC-CC deste trabalho, a maioria dos fabricantes utiliza módulos, ou seja, circuitos eletrônicos independentes capazes de realizar funções específicas. Normalmente, estas funções são

opcionais, como impressora, medidor de oximetria e medidor de capnografia, por exemplo. Dessa forma, os parâmetros a serem monitorados e as funções extras podem ser escolhidos pelo cliente, sem a necessidade de uma alteração significativa no produto.

Quando estes módulos são de fabricantes diferentes, é comum que se encontrem características de alimentação diferentes entre si. Para determinado módulo, pode-se precisar de 12V/5W enquanto que para outro pode-se precisar de 3,3V e apenas alguns mW. Alguns precisam isolamento elétrica entre entrada e saída, enquanto que outros não possuem este requisito.

Desta forma, em um mesmo aparelho (monitor multiparamétrico), podem existir inúmeros reguladores de tensão, cada um com o seu próprio nível de tensão, com ou sem isolamento da rede elétrica. Além disso, como dito anteriormente, alguns monitores prevêm funcionamento integral com bateria interna. Algumas baterias possuem uma significativa flutuação de tensão, dependendo do nível de carga das mesmas, o que também demanda uma regulação.

Dentro desse contexto, os conversores CC-CC tornam-se imprescindíveis, uma vez que, como se viu anteriormente, suas características suprem essas necessidades.

De modo a conciliar o projeto de diplomação do curso de Engenharia Elétrica a uma necessidade de mercado, decidiu-se desenvolver um conversor CC-CC isolado para o módulo de capnografia *miniMediCO<sub>2</sub>* do fabricante *Oridion Medical 1987*, de acordo com as especificações do manual do mesmo [5].

Apenas como informação complementar, a capnografia é um método não-invasivo para medição do nível de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) presente na inspiração e na expiração, feita através de espectroscopia infravermelha.

## 2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

### 2.1 ESPECIFICAÇÕES DE ENTRADA E SAÍDA

As especificações de entrada do conversor são dadas pela característica de alimentação do monitor multiparamétrico do qual o conversor fará parte. A tensão de entrada do conversor será proveniente ou da saída de uma fonte CA/CC interna ao monitor multiparamétrico, ou de uma bateria, que poderá ser de chumbo-ácido (12V nominais), de níquel metal hidreto (14,4V nominais), ou de íons de lítio (14,8V nominais). Desta forma, foi especificado que a tensão de entrada do conversor poderá variar de 9V a 18V.

As especificações de saída são dadas pelo manual do módulo que será alimentado pelo conversor [5]. O conversor deverá ter tensão de saída igual a 5V e potência de saída mínima de 7,5W. Além disso, por requisitos normativos, a saída deverá ser isolada eletricamente da entrada.

### 2.2 ESCOLHA DA TOPOLOGIA

Existem diversas topologias de fontes chaveadas, cada qual com suas características e aplicações recomendadas. Dentre as principais topologias que permitem isolação da rede elétrica, podem-se citar as dos conversores *Forward*, *Flyback*, e *Push-Pull*, sendo esta última, a topologia escolhida para o desenvolvimento do projeto.

Uma das principais vantagens desta topologia é o fato da transferência de energia à saída ocorrer tanto no ciclo de magnetização quanto no de desmagnetização do núcleo do transformador. Isso implica em um melhor aproveitamento do núcleo, permitindo um tamanho reduzido do mesmo. É possível se obter essa característica em outras topologias, porém, como se pode ver na figura 3, na configuração *push-pull* o terminal de fonte (ou emissor, no caso de transistores bipolares) dos transistores do primário estão ligados ao pólo negativo da tensão de entrada, o que torna os circuitos de acionamento dos transistores mais simples que os de outras topologias.

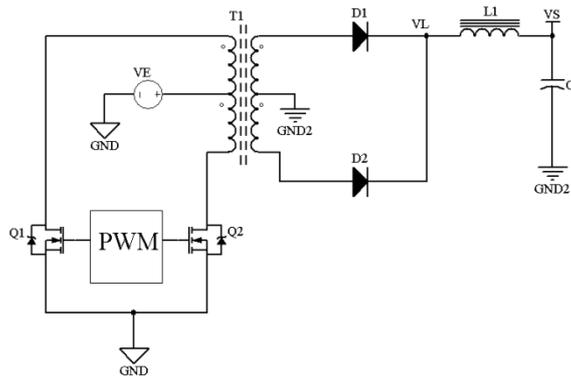


Figura 3. Esquema básico de um conversor *push-pull*.

Outro fator que influenciou na escolha desta topologia, foi o fato da empresa já utilizar este tipo de conversor em outras fontes de alimentação.

### 2.3 FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR *PUSH-PULL*

A figura 4 apresenta as principais formas de onda de tensão do conversor *push-pull*.

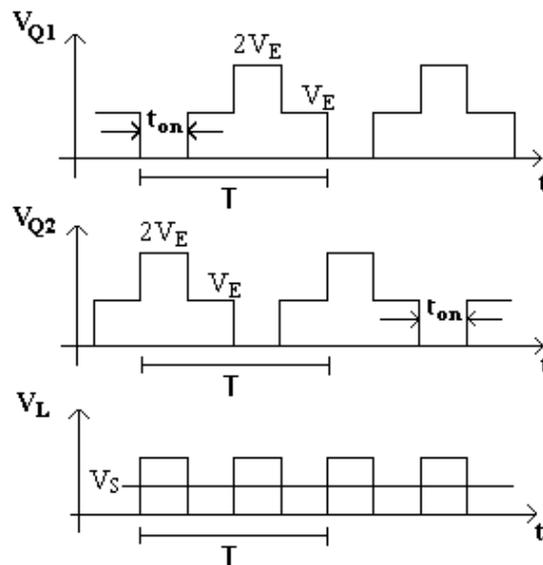


Figura 4. Formas de onda de tensão do conversor *push-pull*. (a) Tensão no coletor de Q1. (b) Tensão no coletor de Q2. (c) Tensão na entrada do indutor L1.

No conversor *push-pull*, os dois transistores nunca devem conduzir a corrente simultaneamente, ou seja, quando  $Q1$  conduz,  $Q2$  deve ficar em corte. Nesta situação, a tensão de entrada  $V_E$  é colocada em um dos enrolamentos primários e, devido à fase desses enrolamentos, os terminais de dreno e fonte de  $Q2$  são submetidos a uma tensão teórica de  $2.V_E$ , como se pode ver na figura 4(a) e 4(b). Surge então, um pulso de tensão no secundário, de acordo com a relação de espiras no transformador. Quando  $Q2$  corta, ambos os transistores permanecem cortados por certo tempo, conhecido como *tempo morto*. Durante este período, ambos os transistores tem a tensão  $V_{DS} = V_E$ , pois a corrente do indutor  $LI$  circula pelos dois diodos  $D1$  e  $D2$ , colocando o secundário em curto, e conseqüentemente, zerando a tensão no primário.

Ao fim deste tempo, o transistor  $Q2$  passa a conduzir, com  $Q1$  ainda em corte. Novamente, surge um pulso de tensão no secundário, agora retificado pelo diodo  $D1$  e os terminais de dreno e fonte de  $Q1$  ficam submetidos a uma tensão teoricamente igual a  $2.V_E$ .

Desta forma, como se pode observar na figura 4.(c), surge um trem de pulsos na entrada do indutor  $LI$  ( $V_L$ ), com freqüência igual ao dobro da freqüência do chaveamento dos transistores do primário. Este trem de pulsos é filtrado pelo circuito  $LC$ , e desprezando as quedas de tensão nas resistências dos enrolamentos do transformador, a tensão de saída  $V_S$  é obtida em (1).

$$V_S = \bar{V}_L = 2 \times \frac{t_{ON}}{T} \times \frac{N2}{N1} \times (V_E - V_{DS}) - V_F \quad (1)$$

Onde:

- $\bar{V}_L$ : Tensão média no nó  $V_L$ ;
- $t_{ON}$ : Tempo de condução dos transistores;
- $T$ : Período de chaveamento dos transistores;

- $V_{DS}$ : Tensão de saturação dos transistores;
- $N1$ : Número de espiras do primário do transformador;
- $N2$ : Número de espiras do secundário do transformador
- $V_F$ : Tensão de condução direta dos diodos;

Como neste trabalho foram utilizados transistores MOSFETS com baixa resistência de canal, pode-se desprezar o termo  $V_{DS}$ . Sendo assim, a equação da tensão de saída (1) pode ser reescrita como:

$$V_S \cong 2\delta \times \frac{N2}{N1} \times V_E - V_F \quad (2)$$

Onde  $\delta = \frac{t_{ON}}{T}$ .

Como se pode observar em (2), a tensão de saída pouco depende da corrente de saída. Como consequência, tem-se, para a topologia *push-pull*, uma boa regulação de tensão contra variações de corrente.

A figura 5 apresenta as formas de onda de corrente do conversor *push-pull*.

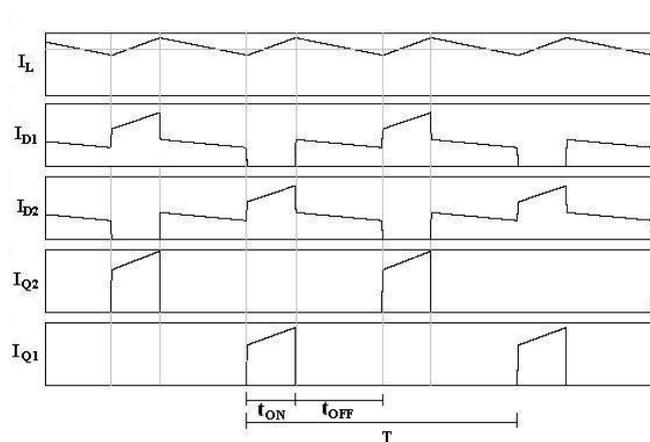


Figura 5. Formas de Onda de Corrente do conversor *push-pull* obtidas através do simulador PSIM 6.0. (a) Corrente no indutor L1. (b) e (c) Correntes nos diodos D1 e D2. (d) e (e) Correntes nos transistores Q1 e Q2.

Para analisar as correntes do circuito, considera-se uma carga fixa ligada à saída, de modo que a tensão e a corrente sobre ela se mantenham constante. Dessa forma, a corrente no indutor é dada por:

$$I_L(t) = \frac{1}{L1} \int (V_L - V_S) dt \quad (3)$$

Como  $V_L$  e  $V_S$  são praticamente constantes, durante  $t_{ON}$ , a corrente no indutor sobe linearmente, enquanto no restante do período ela decresce, também de forma linear (ver figura 5).

Uma vez que a corrente na carga é considerada constante, e capacitores e indutores são elementos que, idealmente, não dissipam potência, tem-se que o valor da corrente de saída  $I_S$  é igual ao valor médio da corrente no indutor ( $\bar{I}_L$ ).

A variação pico a pico da corrente no indutor é dada por:

$$\Delta I_{Lpp} = \frac{T}{L1} \times \delta(V_L - V_S) \quad (4)$$

Expressando  $V_L$  e  $V_S$  em função de  $V_E$ , e desprezando a queda de tensão nos diodos  $D1$  e  $D2$ , tem-se:

$$\Delta I_{Lpp} = \frac{T}{L1} \times \frac{N2}{N1} \times V_E \times \delta(1 - 2\delta) \quad (5)$$

Também se pode observar na figura 5, que a corrente do indutor é a mesma que circula nos diodos  $D1$  e  $D2$ . Durante o primeiro  $t_{ON}$ , o diodo  $D1$  conduz a corrente  $I_L$ , enquanto  $D2$  permanece polarizado reversamente. No  $t_{ON}$  subsequente, acontece o inverso:  $D2$  conduz a corrente  $I_L$  enquanto  $D1$  é polarizado reversamente. Já durante o tempo morto, a corrente  $I_L$  circula uniformemente por ambos os diodos.

Novamente, a figura 5 também apresenta a corrente nos transistores de chaveamento. Ela circula apenas durante o tempo  $t_{ON}$ , quando o transistor em questão está saturado. A intensidade é o mesmo valor instantâneo de  $I_L$ , multiplicado pela relação de espiras  $\frac{N_2}{N_1}$  e acrescida da corrente de magnetização do transformador. A desmagnetização do mesmo ocorre dentro do mesmo período, quando o outro transistor passa a conduzir.

Com relação à variação na tensão de saída, tem-se que seu maior valor irá acontecer durante um transitório de corrente, e, segundo [18], pode ser calculado por:

$$\Delta V_s = \frac{L_1 \times (I_{S2}^2 - I_{S1}^2)}{2 \times C_1 \times V_s} \quad (6)$$

## 2.4 ISOLAÇÃO

O transformador garante a existência de isolamento elétrica no caminho principal da corrente num conversor CC-CC. Porém, como os conversores chaveados são realimentados, o laço de realimentação também precisa ser isolado. Neste trabalho, será abordada a isolamento do laço de realimentação através da utilização de um opto-acoplador.

### 3 CONTROLE

A figura 7 mostra o diagrama em blocos básico de um sistema de controle.

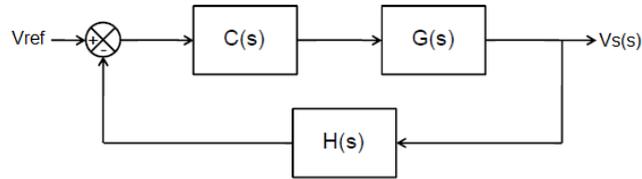


Figura 6. Diagrama de blocos básico de um sistema de controle.

Na figura 6,  $G(s)$  é o conversor *push-pull*,  $C(s)$  é o controlador e  $H(s)$  é o transdutor de realimentação.  $V_{ref}$  é a tensão de referência, que deve ser mantida constante para que a saída do processo também possa manter-se constante.

Como em qualquer sistema de controle, os estudos das Funções de Transferência de laço aberto e fechado são essenciais para se garantir estabilidade e boa resposta dinâmica. Estes estudos são apresentados a seguir.

#### 3.1 REALIMENTAÇÃO EM MODO DE CORRENTE

A Realimentação em Modo de Corrente é uma das formas de se controlar a tensão de saída de um conversor CC-CC. Segundo [4], uma de suas principais vantagens é o fato da função de transferência da planta ( $G(s)$ ) possuir apenas um pólo, enquanto que no Modo de Tensão (que é o modo mais comum de realimentação de conversores CC-CC) a função de transferência da planta possui um pólo quadrático.

A figura 7 mostra o diagrama básico da realimentação por modo de corrente.

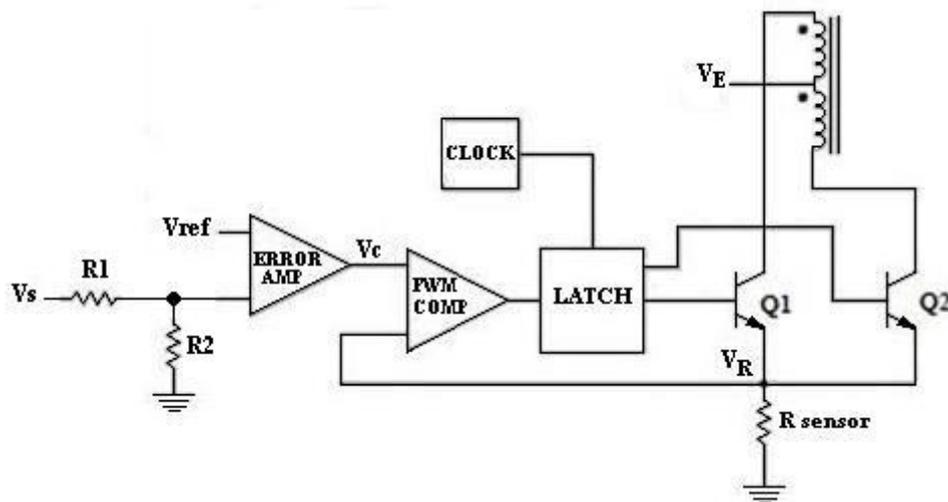


Figura 7. Diagrama básico da realimentação por modo de corrente.

Como se pode ver na figura 7, a tensão  $V_s$ , que é a tensão de saída do conversor, é comparada com uma tensão de referência  $V_{ref}$ , gerando uma tensão de erro  $V_c$ . Essa tensão de erro é comparada com a tensão  $V_R$  do resistor  $R_{SENSOR}$ , que possui a mesma forma de onda da corrente nos transistores. Quando  $V_R$  atinge o valor de  $V_c$ , o latch é resetado e o transistor que estava conduzindo corta. As formas de onda envolvidas nesse tipo de controle podem ser observadas na figura 8.

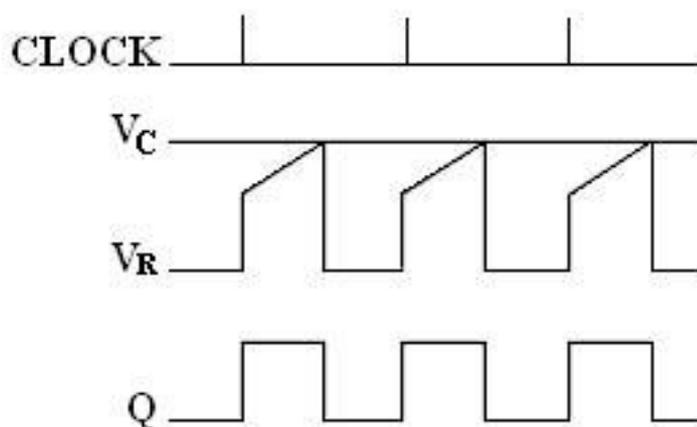


Figura 8. Formas de onda do controle por Modo de Corrente.

### 3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR *PUSH-PULL*

A partir da figura 8, conclui-se que no modo de corrente, a corrente de pico dos transistores é mantida constante em regime permanente.

Como visto anteriormente, a corrente nos transistores  $Q1$  e  $Q2$  é proporcional à corrente do indutor  $I_L$  durante  $t_{ON}$ . Logo, durante  $t_{ON}$ , pode-se escrever:

$$V_R = R_{sensor} \times I_L \times \frac{N2}{N1} \quad (7)$$

Como a corrente no indutor  $I_L$  durante  $t_{ON}$  é uma rampa de subida, durante este tempo, a tensão  $V_R$  também será uma rampa de subida. Logo, o valor de  $V_C$  para o regime permanente será aproximadamente constante, e dado por:

$$V_C = R_{sensor} \times \left( \bar{I}_L + \frac{\Delta I_{Lpp}}{2} \right) \times \frac{N2}{N1} \quad (8)$$

Observando (8), percebe-se que este modo de realimentação controla o valor de pico da corrente no indutor, e não o valor médio, como aborda o modelo linear que será utilizado para a análise das funções de transferência. No entanto, segundo [2], se à tensão  $V_R$  for somada uma rampa de tensão com uma dada declividade (através de um circuito chamado de “compensação de rampa”), tem-se como resultado um sinal cujo valor de pico é proporcional ao valor médio da corrente no indutor. Logo, se este sinal resultante for comparado à  $V_C$  no comparador do PWM (ver figura 7), o modelo linear abordado torna-se válido.

Portanto, em (8) pode-se eliminar a parcela variável da corrente no indutor. Desta forma, para pequenos sinais, o conversor passa a se comportar como uma fonte de corrente controlada por  $V_C$ .

A figura 9 mostra um modelo linear equivalente para a análise da estabilidade.

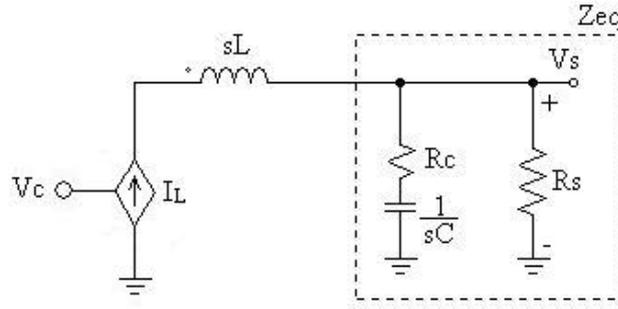


Figura 9. Modelo linear para realimentação em modo de corrente.

Neste modelo,  $L$  representa o indutor,  $R_S$  representa a carga na saída do conversor,  $C$  representa o capacitor de saída e  $R_C$  representa sua resistência série. Pode-se observar também que a fonte de corrente  $I_L$  é controlada pela tensão  $V_C$ . Esta fonte de corrente está em série com o indutor, logo, este pode ser eliminado da função de transferência  $\frac{V_S(s)}{V_C(s)}$ , que será chamada de  $G(s)$ .

A tensão de saída  $V_S(s)$  é dada por:

$$V_S(s) = I_L \times Z_{eq} \quad (9)$$

Utilizando (8) e eliminando o termo variável da corrente no indutor, tem-se:

$$I_L = \frac{N1}{N2} \times \frac{V_C}{R_{sensor}} \quad (10)$$

A impedância equivalente  $Z_{eq}$  é dada por:

$$Z_{eq} = \frac{R_S \times \left( \frac{1 + sR_C C}{sC} \right)}{R_S + \left( \frac{1 + sR_C C}{sC} \right)} = R_S \times \frac{(1 + sR_C C)}{1 + s(R_C + R_S)C} \quad (11)$$

Considerando  $R_C \ll R_S$ , tem-se:

$$Z_{eq} \cong R_S \times \frac{(1 + sR_C C)}{(1 + sR_S C)} \quad (12)$$

Substituindo (10) e (12) em (9), tem-se que a função de transferência  $G(s) = \frac{V_S(s)}{V_C(s)}$  é

dada por:

$$G(s) = \frac{V_S(s)}{V_C(s)} = \frac{N1}{N2} \times \frac{R_S}{R_{sensor}} \times \frac{(1 + sR_C C)}{(1 + sR_S C)} \quad (13)$$

Como se pode observar em (13), a função de transferência  $\frac{V_S(s)}{V_C(s)}$  na realimentação por modo de corrente possui um único pólo, como foi citado no início da sessão 3.1.

### 3.3 REALIMENTAÇÃO E COMPENSAÇÃO

A figura 10 mostra um dos circuitos utilizados na compensação de um conversor isolado.

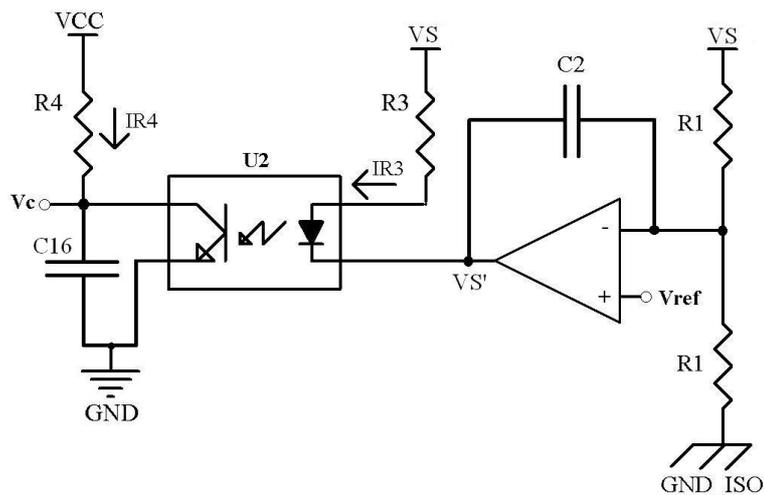


Figura 10. Circuito de compensação isolado para realimentação em modo de corrente.

A partir da figura 10, tem-se que, para pequenos sinais:

$$ir3 = \frac{v_s - v_s'}{R3} \quad (14)$$

Sendo  $v_s'$  dado por:

$$v_s' = -\frac{1}{sC2R1} \times v_s \quad (15)$$

Substituindo (15) em (14), tem-se que a função de transferência  $\frac{ir3}{v_s}$  é dada por:

$$\frac{ir3}{v_s} = \frac{1}{R3} \times \left(1 + \frac{1}{sC2R1}\right) \quad (16)$$

A corrente no fototransistor é dada por:

$$ir4 = CTR \times ir3 \quad (17)$$

Onde  $CTR$  é o coeficiente de transmissão do optoacoplador. Logo:

$$vc = ir4 \times \frac{R4}{1 + sC16R4} \quad (18)$$

Substituindo (17) em (18), tem-se a função de transferência  $\frac{vc}{ir3}$ :

$$\frac{vc}{ir3} = \frac{CTR \times R4}{1 + sC16R4} \quad (19)$$

Calculando a função transferência  $C(s) = \frac{vc}{v_s}$ , chega-se a:

$$C(s) = \frac{vc}{v_s} = \frac{vc}{id} \times \frac{id}{v_s} = CTR \times \frac{R4}{R3} \times \frac{1 + sC2R1}{sC2R1(1 + sC16R4)} \quad (20)$$

Considerando a função transferência  $H(s)$  como um ganho unitário, a análise da estabilidade pode ser feita através da multiplicação das funções  $G(s)$  e  $C(s)$ , determinadas anteriormente:

$$C(s)G(s) = \frac{N1}{N2} \times \frac{R_O}{R_{sensor}} \times \frac{CTR}{C2R1} \times \frac{R4}{R3} \times \frac{(1 + sR_cC)}{(1 + sR_OC)} \times \frac{(1 + sC2R1)}{s(1 + sC16R4)} \quad (21)$$

Que também pode ser reescrita na forma:

$$C(s)G(s) = \frac{N1}{N2} \times \frac{R_c}{R_{sensor}} \times \frac{CTR}{R3C16} \times \frac{\left(\frac{1}{R_cC} + s\right)}{\left(\frac{1}{R_OC} + s\right)} \times \frac{\left(\frac{1}{C2R1} + s\right)}{s\left(\frac{1}{C16R4} + s\right)} \quad (22)$$

Esta função é utilizada na página 49, no traçado do lugar das raízes do laço de realimentação.

#### 4 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

O esquema completo utilizado neste trabalho pode ser observado na figura 11.

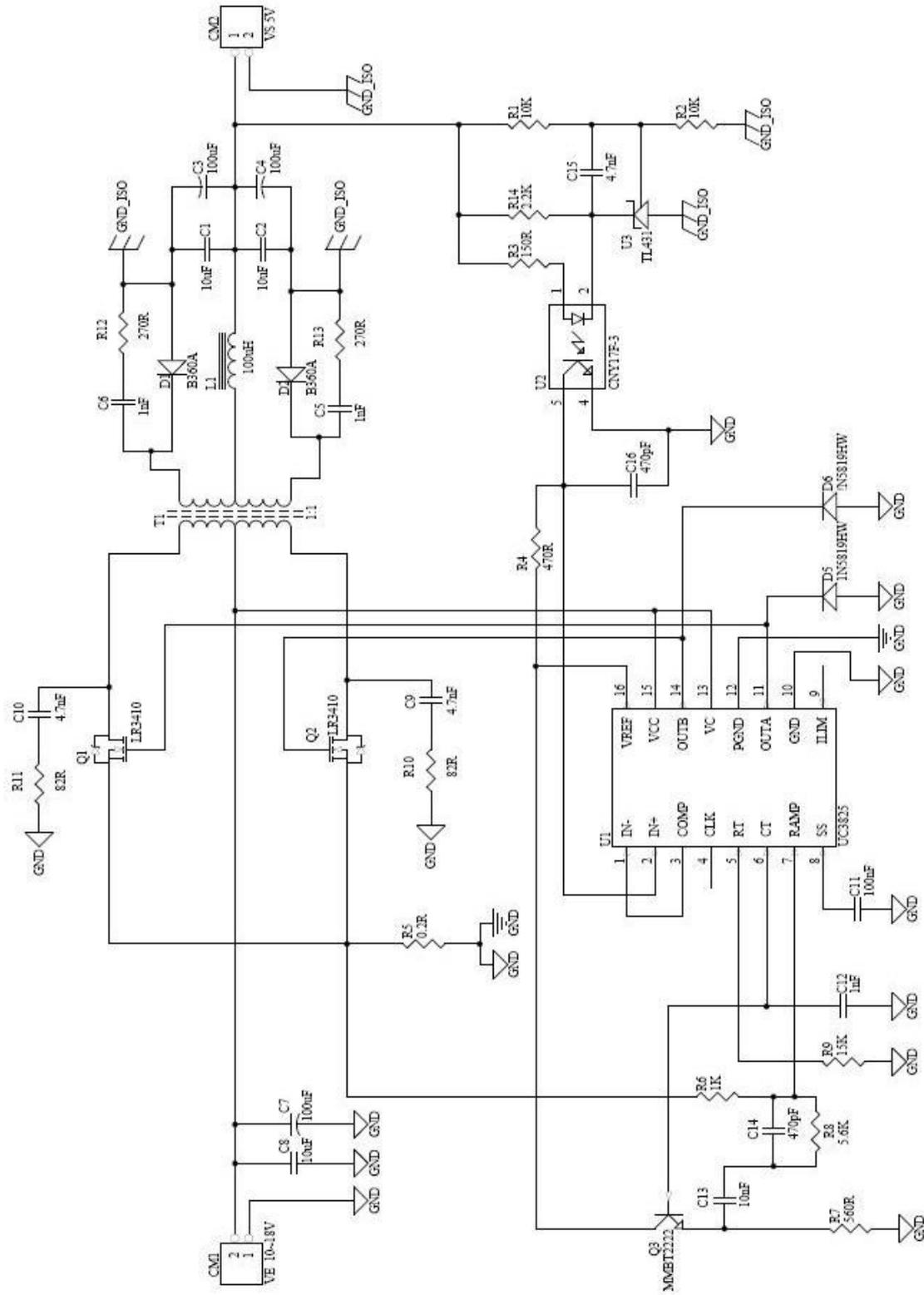


Figura 11. Esquema Completo do Conversor CC-CC.

Pode-se observar pela figura 11 que os as referências *GND* e *GND\_ISO* estão isoladas eletricamente devido à presença do transformador *T1* e do optoacoplador *U2*. Nota-se também que, neste circuito, o indutor está ligado à derivação central do secundário, enquanto os diodos retificadores estão ligados com o ânodo à massa (levemente diferente da topologia apresentada na figura 3. Esta mudança torna o *lay-out* da PCI mais simples, sem modificar o funcionamento do circuito, de forma que todas as equações apresentadas anteriormente continuam válidas.

Os capacitores *C7* e *C8* filtram a tensão de entrada. Os transistores *Q1* e *Q2* fazem o chaveamento e são acionados pelo controlador *U1* (UC3825). Os *snubbers* (circuitos que amortecem oscilações causadas por elementos parasitas) do primário são representados por *R10*, *R11*, *C9* e *C10*, enquanto os do secundário são representados por *C5*, *C6*, *R12* e *R13*. Os capacitores *C1*, *C2*, *C3* e *C4*, juntamente com o indutor *L1* foram o filtro de saída.

*R9* e *C12* determinam a frequência de oscilação do clock do controlador *U1*, além de gerar uma rampa de tensão, que é utilizada pelo circuito de compensação de rampa. Este circuito é formado pelos componentes *Q3*, *R6*, *R7*, *R8*, *C13* e *C14*, enquanto a amostra de corrente é feita por *R5*.

Os componentes *R1*, *R2*, *R3*, *R4*, *R14*, *U3*, *C15* e *C16* são responsáveis pela realimentação e pelo controle (compensação de frequência). Apesar de seu símbolo incomum, *U3* cumpre a função do amplificador operacional da figura 10, além de possuir uma tensão de referência interna de 2,5V.

Para dimensionar estes componentes, devem-se tomar como base algumas especificações, apresentadas pela tabela 1.

<b>Símbolo</b>	<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
$V_{Emax}$	Tensão de entrada máxima	18V
$V_{Emin}$	Tensão de entrada mínima	9V
$V_S$	Tensão de saída	5V±5%
$I_{Smax}$	Corrente máxima de saída	1,5A
$I_{Smin}$	Corrente mínima de saída	0,1A
$f$	Frequência de chaveamento	50kHz
$\eta$	Relação de espiras N2/N1	1:1

Tabela 1. Especificações iniciais do conversor

Tensão de Entrada: O conversor CC-CC poderá ser alimentado tanto por outra fonte CC quanto por baterias. Nesse último caso, pretende-se utilizar baterias de chumbo-ácido, ou de níquel metal hidreto. Portanto, o conversor deve ser projetado para funcionar em qualquer dessas situações.

Tensão e Corrente de Saída: As características de tensão e corrente de saída foram obtidas através do manual do módulo que o conversor irá alimentar [5]. Além disso, por questões de segurança, a saída deve ser isolada da entrada.

Frequência de Chaveamento: A frequência de chaveamento foi estipulada visando atender aos requisitos de compatibilidade eletromagnética. O valor da frequência foi estipulado de modo a ficar abaixo do valor onde se começam a realizar os testes de emissão conduzida e irradiada.

Relação de Espiras: A relação de espiras foi estipulada de modo a facilitar a construção e a montagem do transformador. Além disso, com uma relação de espiras unitária, o ciclo de trabalho máximo dos transistores fica bem menor que 0,5, que é o do ciclo de trabalho máximo do conversor.

Além dessas especificações, um critério para escolha do componente será o encapsulamento. Componentes *SMD* (*Surface Mount Device*) devem ter prioridade frente a componentes *THP* (*Through Hole Part*) equivalentes.

#### 4.1 CÁLCULO DE $\delta_{max}$ E $\delta_{min}$

O ciclo de trabalho pode ser dado pela equação 2. Isolando  $\delta$  tem-se:

$$\delta = \frac{V_S + V_F}{2 \times \frac{N_2}{N_1} \times V_E} \quad (23)$$

Estimando a tensão direta dos diodos  $V_F = 0,5V$ , tem-se:

$$\delta_{MAX} = \frac{V_S + V_F}{2 \times \frac{N_2}{N_1} \times V_{Emin}} = \frac{5 + 0,5}{2 \times 1 \times 9} = 0,305 \quad (24)$$

$$\delta_{MIN} = \frac{V_S + V_F}{2 \times \frac{N_2}{N_1} \times V_{Emax}} = \frac{5 + 0,5}{2 \times 1 \times 18} = 0,1527 \quad (25)$$

## 4.2 INDUTOR

Para dimensionar o valor da indutância  $Ll$ , foi estipulada uma variação de corrente pico-a-pico máxima no mesmo de 30% da corrente máxima de saída. Utilizando (5), pode-se isolar  $Ll$  e assim calcular o seu valor:

$$Ll \geq \frac{T}{\Delta I_{Lpp}} \times V_{Emax} \times \delta_{min}(1 - 2\delta_{min}) = \frac{20 \times 10^{-6}}{0,3 \times 1,5} \times 18 \times 0,1527(1 - 0,305) \cong 85\mu H \quad (26)$$

Utilizando o valor comercial mais próximo, a indutância fica estipulada em  $100\mu H$ .

Com este valor comercial pode-se recalculer  $\Delta I_{Lpp}$ :

$$\begin{aligned} \Delta I_{Lppmax} &= \frac{T}{Ll} \times V_{Emax} \times \delta_{min}(1 - 2\delta_{min}) = \frac{20 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times 18 \times 0,1527(1 - 0,305) \\ &= 0,382A \end{aligned} \quad (27)$$

Aproximando a corrente  $I_{Lrms}$  para  $I_S$ , tem-se:

$$I_{LrmsMAX} = I_{Smax} = 1,5A \quad (28)$$

A corrente de pico máxima pode ser calculada utilizando (5):

$$I_{Lpmax} = I_{Smax} + \frac{\Delta I_{Lppmax}}{2} = 1,5 + \frac{0,382}{2} \cong 1,7A \quad (29)$$

O produto *volt × segundo* é outro parâmetro que deve ser calculado para que se possa escolher o modelo do indutor. Este parâmetro é dado pela tensão à qual o indutor está submetido multiplicado pelo intervalo de tempo em que isto ocorre. Ele pode ser calculado por:

$$V \times t = \frac{(V_S + V_F) \times (1 - 2\delta_{MIN})}{2 \times f} = \frac{(5 + 0,5) \times (1 - 0,305)}{2 \times 50 \times 10^3} = 38V \cdot \mu s \quad (30)$$

O indutor *DR127-101-R*, do fabricante *Coiltronics* atende a essas especificações. Segundo o seu manual [3], ele possui indutância de  $100\mu H$ , corrente *RMS* máxima de 1,96A, corrente de pico máxima de 3,64A e produto  $V \times t$  máximo de  $53,9V \cdot \mu s$ .

As perdas podem ser estimadas através da resistência ôhmica do indutor  $R_L$ , também fornecida pelo seu manual [3]. Considerando a corrente eficaz igual à corrente média, tem-se:

$$P_L = I_S^2 \times R_L = 1,5^2 \times 0,16 = 0,36W \quad (31)$$

#### 4.3 CAPACITOR DE SAÍDA

O capacitor de saída  $C$ , representado na figura 11 pela associação  $C7, C8, C9, C10$ , será calculado de modo que o transitório causado por um step de corrente positivo não ultrapasse 0,25V.

No entanto, quando é aplicado um *step* de corrente na carga, a corrente no indutor tende a se manter constante, portanto quem supre esta corrente extra é o capacitor. Isto causa uma queda de tensão na resistência série, que se soma à variação da tensão de saída.

Logo, para dimensionar o capacitor de saída, primeiramente se fez uma estimativa do valor da capacitância, para poder conhecer a resistência série de alguns fabricantes.

Supondo que metade da variação da tensão de saída ( $\frac{\Delta V_S}{2}$ ) durante o *step* é devido à queda na resistência série do capacitor, e que seja aplicado um *step* de corrente igual à variação entre as correntes de saída mínima (0,1A) e máxima (1,5A), o valor de  $C$  pode ser estimado utilizando (6):

$$C = \frac{L1 \times (I_{S2}^2 - I_{S1}^2)}{2 \times \frac{\Delta V_S}{2} \times V_S} = \frac{100 \times 10^{-6} \times (1,5^2 - 0,1^2)}{2 \times 0,125 \times 5} \cong 180\mu F \quad (32)$$

O capacitor *EEE-FPC101XAP* [13], do fabricante *Panasonic* possui uma capacitância total de  $100\mu F$  e uma resistência série de  $160m\Omega$  para frequência de  $100kHz$ . Além disso, tem capacidade para  $16V$ , suficiente para os  $5V$  de saída do conversor.

Utilizando dois capacitores eletrolíticos *EEE-FPC101XAP*, atinge-se uma capacitância equivalente de  $200\mu F$ , e uma resistência série equivalente de  $80m\Omega$ . Com esse valor, pode-se calcular a queda de tensão na resistência série:

$$\Delta V_{S_{Rc}} = -\Delta I_S \times R_{Ceq} = (1,5 - 0,1) \times 0,08 = 0,112V \quad (33)$$

Com isso, pode-se calcular novamente o valor do capacitor:

$$C = \frac{L1 \times (I_{S2}^2 - I_{S1}^2)}{2 \times (\Delta V_S - \Delta V_{S_{Rc}}) \times V_S} = \frac{100 \times 10^{-6} \times (1,5^2 - 0,1^2)}{2 \times (0,25 - 0,112) \times 5} \cong 162\mu F \quad (34)$$

Logo, podem-se utilizar dois capacitores *EEE-FPC101XAP*.

Com intuito de reduzir ruídos de maior frequência, foram introduzidos em paralelo com os dois capacitores eletrolítico, outros dois capacitores cerâmicos de  $10\mu F$  cada. O

modelo escolhido foi do tipo do tipo *ECJ-4YB1C106K* [14], que também suporta 16V e também é fabricado pela *Panasonic*. Com isso, atinge-se uma capacitância total de  $220\mu F$ .

Com esse valor total de capacitância, a variação total da tensão de saída para um *step* de corrente deverá ser:

$$\begin{aligned}\Delta V_{ST} &= \frac{L1 \times (I_{S2}^2 - I_{S1}^2)}{2 \times C \times V_S} + (I_{S2} - I_{S1}) \times R_C \\ &= \frac{100 \times 10^{-6} \times (1,5^2 - 0,1^2)}{2 \times 220 \times 10^{-6} \times 5} + (1,5 - 0,1) \times 0,08 \cong 215mV\end{aligned}\quad (35)$$

O capacitor de saída também deve suportar a corrente *RMS* que circula por ele. Sabendo que a corrente que circula pelo capacitor tem formato triangular e valor médio igual a zero, a corrente *RMS* máxima que circulará no capacitor de saída é dada por [12]:

$$I_{Crms} = \frac{\Delta I_{Lppmax}}{2} \times \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{0,382}{2\sqrt{3}} = 0,110A \quad (36)$$

#### 4.4 TRANSFORMADOR

As especificações do núcleo do transformador e do seu respectivo carretel foram feitas baseada no conhecimento anterior que a empresa possui neste tipo de conversor. O modelo escolhido foi do tipo EE-20/10/5 com material tipo IP6. Além disto, como já dito anteriormente, a relação de espiras também já foi estipulada em 1. Deste modo, pode-se determinar o número mínimo de espiras mínimo que garante que o núcleo não entrará em saturação.

A tensão induzida  $V$  em um enrolamento qualquer é dada por:

$$V = N \frac{d\phi}{dt} \quad (37)$$

Onde  $N$  é o número de espiras do enrolamento e  $\phi$  é o fluxo magnético que atravessa as espiras. Integrando em ambos os lados, tem-se:

$$\int \frac{V}{N} dt = \phi \quad (38)$$

No caso do conversor *push-pull*, a tensão em um dos enrolamentos do primário  $V_P$  é dada por:

$$V_P = \begin{cases} V_E, & 0 < t < t_{ON} \\ 0, & t_{ON} < t < T \end{cases}$$

Resolvendo a integral, tem-se que:

$$\frac{V_E \times t_{ON}}{A \times N_P} = \Delta B \quad (39)$$

Onde  $\Delta B$  é a variação total da densidade de fluxo magnético e  $A$  é a área da perna central do núcleo. Como dito anteriormente, na configuração *push-pull* o transformador opera no primeiro e terceiro quadrante. Logo, para que não haja saturação do núcleo:

$$N_P \geq \frac{V_{E_{max}} \times t_{ON}}{2B_{MAX} \times A} \quad (40)$$

Os valores de  $B_{MAX}$  e  $A$  podem ser extraídos do manual do fabricante [6]. Substituindo os valores, tem-se:

$$N_P \geq \frac{18 \times 3,054 \times 10^{-6}}{2 \times 0,3 \times 3,12 \times 10^{-5}} \geq 2,94 \text{ espiras} \quad (41)$$

Apesar das correntes de primário e secundário possuírem valores diferentes, será utilizada a mesma bitola para todos os enrolamentos, de forma a garantir simetria. Dessa

forma, o cálculo da bitola dos fios irá se basear na corrente do secundário, uma vez que esta é maior que a corrente do primário.

A figura 5(b) e 5(c) mostram a forma de onda das correntes em  $D1$  e  $D2$  respectivamente. Como esses diodos estão em série com os enrolamentos do secundário, a corrente que os atravessa é a mesma. O valor  $RMS$  da corrente  $I_{SECrms}$  dado por:

$$I_{SECrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{SEC}^2 dt} \quad (42)$$

Desprezando as declividades da forma de onda da figura 5(b), tem-se que  $I_{SEC}$  é dado por:

$$I_{SEC} = \begin{cases} 0, & 0 < t \leq t_{ON} \\ \frac{I_S}{2}, & t_{ON} < t \leq \frac{T}{2} \\ I_S, & \frac{T}{2} < t \leq \left(\frac{T}{2} + t_{ON}\right) \\ \frac{I_S}{2}, & \left(\frac{T}{2} + t_{ON}\right) < t \leq T \end{cases} \quad (43)$$

Resolvendo a integral, chega-se a:

$$I_{SECrms} = \frac{I_S}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{2t_{ON}}{T}\right)} \quad (44)$$

Fazendo  $\delta = \frac{t_{ON}}{T}$ , pode-se reescrever (44):

$$I_{SECrms} = \frac{I_S}{2} \sqrt{(1 + 2\delta)} \quad (45)$$

Substituindo, obtem-se:

$$I_{SECrms} = \frac{1,5}{2} \sqrt{(1 + 2 \times 0,305)} = 0,952A \quad (46)$$

A bitola mínima dos fios  $A_{fmin}$  é dada por:

$$A_{fmin} \geq \frac{I_{SECrms}}{J} \quad (47)$$

Onde  $J$  é a densidade de corrente máxima do cobre, para uma dada temperatura.

Segundo [4], a densidade de corrente  $J$  pode ser dada por:

$$J = K_j \times A_p^{-X} \quad (48)$$

Onde  $K_j$  é o coeficiente de densidade de corrente nos fios,  $A_p$  é o produto da área da janela pela área da perna central do núcleo do transformador e  $X$  é um coeficiente que depende do tipo do núcleo.

Para o núcleo EE-20/10/5,  $A_p$  é igual a  $0,148\text{cm}^4$ ,  $X$  é igual a  $0,12$  e  $K_j$  é dado por:

$$K_j = 63,35 \times \Delta T^{0,54} \quad (49)$$

Onde  $\Delta T$  é o aquecimento máximo desejado para o transformador.

Estipulando  $\Delta T = 60^\circ\text{C}$ , tem-se que a densidade de corrente máxima é:

$$J = 63,35 \times (60)^{0,54} \times 0,148^{-0,14} = 751A/cm^2 \quad (50)$$

Substituindo esse valor em (47), tem-se:

$$A_{fmin} \geq \frac{0,952}{751} = 0,001268cm^2 \quad (51)$$

Na escolha da bitola também deve ser considerado o efeito *skin*, que faz com que a distribuição de corrente no interior do fio dependa da frequência, segundo a relação [15]:

$$r = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \quad (52)$$

Onde  $r$  é o raio da distribuição da corrente no interior do fio, dado em  $cm$ . Logo, para que haja total aproveitamento da seção transversal do fio, seu diâmetro máximo  $d$  é dado por:

$$d = \frac{2 \times 6,62}{\sqrt{50000}} = 0,059cm \quad (53)$$

Consultando a tabela de fios esmaltados [4], conclui-se que o fio deve estar entre AWG23 e AWG26. Então, foi escolhido o fio AWG26, por possuir um diâmetro menor, tornando possível o enrolamento de mais espiras, o que aumenta a indutância de magnetização e diminui a indutância de dispersão, melhorando o desempenho do circuito. Foram obtidas 10 espiras por enrolamento.

As perdas no transformador podem ser divididas em dois fatores: as perdas no núcleo e as perdas no cobre.

Esta última pode ser estimada através do cálculo da resistência dos enrolamentos. Para isso, utiliza-se o comprimento da espira média  $l_m$  e a resistência por centímetro do fio utilizado  $R_f$ . Estes dados podem ser encontrados em [4]. Logo, a resistência de cada enrolamento é dada por:

$$R_{ESP} = N \times l_m \times R_f = 10 \times 3,8 \times 0,001339 = 0,05\Omega \quad (54)$$

Portanto, para calcular as perdas no cobre, basta conhecer as correntes *RMS* que circulam em cada enrolamento. Desprezando a corrente de magnetização, a corrente eficaz que circula pelos enrolamentos do primário do transformador pode ser calculada fazendo a mesma abordagem que a utilizada para calcular a corrente nos enrolamentos do secundário. Com isto, obtem-se:

$$I_{PRIrms} = I_S \sqrt{\delta} = 1,5 \sqrt{0,305} = 0,828A \quad (55)$$

Logo, as perdas por condução no transformador pode ser calculada por:

$$P_{TC1} = 0,828^2 \times 0,05 = 0,034W \quad (56)$$

$$P_{TC2} = 0,952^2 \times 0,05 = 0,045W \quad (57)$$

Somando as perdas em cada um dos enrolamentos, a perda total no cobre é aproximadamente 160mW.

As perdas no núcleo podem aproximadas utilizando o gráfico de perdas de potência do manual do fabricante do núcleo [6]. Neste caso, as perdas foram estimadas em 175mW.

#### 4.5 DIODOS

Os diodos *D1* e *D2* são dimensionados segundo sua corrente eficaz  $I_F$  e segundo a tensão reversa máxima a que eles se submetem. Como dito anteriormente, os diodos *D1* e *D2* estão em série com os enrolamentos do secundário. Logo, o valor eficaz da corrente que os atravessa, é o mesmo valor de  $I_{SECrms}$ , calculado para o transformador em (46) ( $I_{Drms} = 0,952A$ ).

Quando os diodos estão cortados, a tensão reversa  $V_{DR}$  que surge em seus terminais, é aproximadamente:

$$V_{DR} = 2 \times V_E \quad (58)$$

Na situação onde a tensão de entrada é máxima, tem-se:

$$V_{DRmax} = 2 \times V_{Emax} = 2 \times 18 = 36V \quad (59)$$

Ao utilizar o diodo *B360A* [8], atende-se a esses requisitos, com uma boa margem de segurança, uma vez que sua corrente média máxima é 3A e a tensão reversa máxima é 60V. Verifica-se então, a dissipação de potência no componente.

A potência dissipada nos diodos normalmente possui uma parcela devido à condução e outra parcela devido à comutação. Porém, como o diodo escolhido é do tipo *schottky*, o qual possui tempo de recuperação desprezível, podem-se desprezar as perdas de pela comutação. Dessa forma, a potência dissipada nos diodos  $P_D$  é escrita como:

$$P_{D1} = P_{D2} = r_d \times I_{D1rms}^2 + V_F \times \overline{I_{D1}} \quad (60)$$

Onde:

- $r_d$  é a resistência de junção do diodo;
- $V_F$  é a tensão direta de junção.
- $\overline{I_{D1}}$  é a corrente média no diodo *D1*.

Os dois primeiros parâmetros podem ser obtidos através da curva  $I_F \times V_F$  do manual do fabricante [7]. A corrente  $I_{D1rms}$  para o pior caso já foi calculada na equação (55). Já a

corrente  $\overline{I_{D1}}$ , para o pior caso, é igual à corrente de saída máxima  $I_{Smax}$  dividida por dois. Com isso, tem-se:

$$P_{D1} = P_{D2} = 0,15 \times 0,952^2 + 0,3 \times 0,75 = 0,361W \quad (61)$$

Considerando a temperatura ambiente  $T_{AMB} = 40^\circ\text{C}$ , e sabendo [7] que a resistência térmica da junção para o ambiente  $R_{\theta JA}$  é igual a  $100^\circ\text{C}/W$ , pode-se calcular a temperatura da junção  $T_j$  na condição de máxima dissipação de potência:

$$T_j = T_{AMB} + R_{\theta JA} \times P_D = 40 + 100 \times 0,361 = 76,1^\circ\text{C} \quad (62)$$

Como a temperatura máxima da junção especificada pelo manual do fabricante [7] é  $125^\circ\text{C}$ , verifica-se que o diodo *B360A* é adequado para a aplicação neste conversor.

#### 4.6 TRANSISTORES DE CHAVEAMENTO

Os transistores de chaveamento são dimensionados segundo as correntes de condução *rms* e de pico, além da tensão máxima entre os terminais de dreno e fonte. A figura 5(d) e 5(e) apresentam as formas de onda da corrente nos transistores.

Como a relação de espiras é unitária, a corrente de pico  $I_{Qp}$  é a mesma calculada em (29). Já a tensão máxima entre os terminais de dreno e fonte, como mostra a figura 4(a), é  $2V_E$ . Porém, durante o chaveamento ocorrem *spikes*, ou seja, aumento transitório do valor da tensão. Portanto, é adequado utilizar transistores com capacidade de tensão entre dreno e fonte significativamente maiores. Dentre as opções avaliadas, foi escolhido o modelo *LR3410*, fabricado pela *International Rectifier*. Apesar de apresentar características de correntes e tensão muito maiores que as necessárias [9], esse componente estava disponível no almoxarifado da empresa, o que significa um ganho de tempo.

As perdas nos transistores são dadas por dois fatores: as perdas devido ao chaveamento e as perdas por condução. Segundo [4], as perdas devido ao chaveamento são dadas por:

$$P_{TCH} = V_E \times I_S \times \frac{(t_f + t_r)}{T} \quad (63)$$

Onde  $t_f$  e  $t_r$  são o tempo de descida e subida do transistor, respectivamente. Substituindo os valores para a condição de máxima perda, tem-se:

$$P_{TCH} = 18 \times 1,5 \times \frac{(26 + 53) \times 10^{-9}}{20 \times 10^{-6}} = 0,1067W \quad (64)$$

Já as perdas por condução, são dadas por [4]:

$$P_{TCN} = 2 \times V_{DSSat} \times I_S \times \delta \quad (65)$$

Aproximando  $V_{DSSat}$  para 0,1V e substituindo os valores para a condição de máxima perda, tem-se:

$$P_{TCN} = 2 \times 0,1 \times 1,5 \times 0,305 = 0,0915W \quad (66)$$

Logo, somando as perdas nos transistores, pode-se dizer que cada um irá dissipar aproximadamente 0,2W, valor muito abaixo da potência máxima dissipada especificada no manual do fabricante [9], que para uma temperatura ambiente de 25°C é de 79W.

#### 4.7 SNUBBERS

*Snubbers* são pequenas redes de circuito, capazes de melhorar o desempenho de circuitos chaveados, em troca de dissipação de potência e a conseqüente diminuição da

eficiência do conversor. Seu princípio básico é absorver a energia das reatâncias envolvidas no acionamento. Em um conversor *push-pull*, esse fenômeno ocorre em ambos os lados do transformador, com o chaveamento dos transistores no lado do primário, e o chaveamento dos diodos no lado do secundário.

A frequência da oscilação  $f_{ring}$  depende dos elementos parasitas  $L_{int}$  e  $C_{int}$  e é dada por:

$$f_{ring} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{int}C_{int}}} \quad (67)$$

Para dimensionar os *snubbers* é necessário conhecer esses valores de capacitância e indutância parasitas. Para determinar o valor da capacitância, mediu-se a frequência de *ringing*,  $f_{ring1}$ . De posse desse valor de frequência, introduziu-se um capacitor  $C_{ext}$  em paralelo com o elemento chaveado (transistor no primário e diodo no secundário), e mediu-se a nova frequência de *ringing*,  $f_{ring2}$ . Substituindo os valores em (59), é possível determinar o valor de  $C_{int}$ :

$$\frac{f_{ring1}}{f_{ring2}} = \frac{2\pi \times \sqrt{L_{int}(C_{int} + C_{ext})}}{2\pi \times \sqrt{L_{int}C_{int}}} = \frac{\sqrt{(C_{int} + C_{ext})}}{\sqrt{C_{int}}} \quad (68)$$

Com o valor da capacitância parasita determinado, o valor da indutância parasita é determinado indiretamente:

$$L_{int} = \frac{1}{4\pi^2 \times f_{ring}^2 \times C_{int}} \quad (69)$$

O resistor da rede *RC* do *snubber*,  $R_{sn}$  deve absorver a energia da oscilação. Segundo [10] valor ideal de  $R_{sn}$  é dado por:

$$R_{sn} = \sqrt{\frac{L_{int}}{C_{int}}} \quad (70)$$

Já o capacitor da rede  $C_{sn}$  deve bloquear o conteúdo CC e baixas frequências, mas deve permitir facilmente a passagem da frequência de *ringing*. Segundo [10] o capacitor  $C_{sn}$  pode ser calculado por:

$$C_{sn} = \frac{2\pi \times \sqrt{L_{int}C_{int}}}{R_{sn}} \quad (71)$$

A tabela 2 mostra os resultados das medidas e dos componentes calculados, já arredondados para valores comerciais.

	$f_{ring1}$	$f_{ring2}$	$C_{ext}$	$C_{int}$	$L_{int}$	$R_{sn}$	$C_{sn}$
Primário	3,5MHz	2,5MHz	470pF	490pF	4,22μH	82Ω	4,7nF
Secundário	4,35MHz	2,175MHz	470pF	157pF	8,53μH	220Ω	1nF

Tabela 2. Cálculo dos *Snubbers* do Primário e Secundário.

As perdas nos circuitos *snubbers* são dadas por:

$$P_{SNB} = C \times V^2 \times f \quad (72)$$

Onde  $V$  é a tensão sob a qual o capacitor está submetido. No secundário, essa tensão é de  $2V_E$ . Já no primário, o capacitor se carrega com  $V_E$ , permanece carregado durante o tempo morto, e se carrega com  $2V_E$  durante o  $t_{ON}$  do transistor oposto. Logo, para a condição de máxima perda, tem-se:

$$P_{SNB1} = 2 \times 4,7 \times 10^{-9} \times 18^2 \times 50000 = 0,1523W \quad (73)$$

$$P_{SNB2} = 1 \times 10^{-9} \times 36^2 \times 50000 = 0,0648W \quad (74)$$

Logo, a perda total devido aos circuitos *snubber* será aproximadamente 0,4342W.

#### 4.8 CONTROLADOR

Primeiramente, buscou-se um controlador que atendesse às especificações do conversor, como o funcionamento com a topologia *push-pull* e limites de tensão de entrada de acordo com as especificações iniciais citadas no início do capítulo 4. Dentre as diversas opções, o controlador UC3825 [8], foi escolhido por ser o único controlador encontrado no mercado que pode trabalhar tanto no modo de corrente quanto no modo de tensão. Essa característica foi buscada para se ganhar tempo: caso não se conseguisse atingir um bom desempenho utilizando o modo de corrente, não seria necessário trocar o controlador para desenvolver o controle em modo de tensão.

#### 4.9 COMPENSAÇÃO DE RAMPA

Como explicado na seção 3.2, o conversor utiliza o método de controle através da corrente de pico, quando na verdade, o modelo é feito através da corrente média. A diferença entre esses valores varia de acordo com o ciclo de trabalho  $\delta$ , gerando uma oscilação sub-harmônica que, no caso do conversor *push-pull*, ocorre quando o ciclo de trabalho é maior que 0,25.

Para contornar esse problema, outra rampa externa é somada à rampa de corrente no resistor sensor. De acordo com [11], a inclinação desta rampa externa deve ser 75% do valor da inclinação da rampa de descida da corrente no indutor.

No circuito da figura 11, o capacitor  $C13$  retira o nível CA e o capacitor  $C14$  atua no filtro do sinal da corrente. De acordo com [11] pode-se utilizar 10nF e 470pF respectivamente.

Novamente, segundo [11] o resistor  $R6$  é estipulado em 1k $\Omega$  e o valor do resistor  $R7$  é 10% do valor do resistor  $R8$ . Este último é dado por:

$$R8 = R6 \times \frac{\Delta V_{CT}}{2T} \times \frac{L}{m \times (V_S + V_F) \times R_{SENSOR}} \quad (75)$$

Onde  $m$  é o percentual que se deseja adicionar da rampa de descida do indutor,  $R_{sensor}$  é o resistor sensor de corrente, estipulado em 0,2 $\Omega$  e  $\Delta V_{CT}$  é a amplitude total da rampa externa (tensão no pino  $CT$ ). Este valor, especificado no manual do controlador [8] é 1,8V. Logo:

$$R10 = 1000 \times \frac{1,8}{40 \times 10^{-6}} \times \frac{100 \times 10^{-6}}{0,75 \times (5 + 0,5) \times 0,2} \cong 5600\Omega \quad (76)$$

Desta forma,  $R7 = 560R$ .

A potência dissipada no resistor  $R_{SENSOR}$  é dada por:

$$P_{Rsensor} = (\sqrt{2} \times I_{PRIrms})^2 \times R_{sensor} = 1,37 \times 0,2 = 0,274W \quad (77)$$

#### 4.10 REALIMENTAÇÃO E COMPENSAÇÃO EM FREQUÊNCIA

O opto-acoplador  $U2$  da figura 11 foi definido baseado na disponibilidade do estoque da empresa. O componente  $CNY17F-3$  já é utilizado em outros produtos, e segundo seu manual [15], suas características de isolamento e transferência de corrente são satisfatórias para o projeto do conversor.

Para o amplificador da realimentação  $U3$  da figura 11, foi definido o componente  $TL431$  [16], que pelo fato de ser de baixo custo, é largamente utilizado para este tipo de aplicação, fazendo com que haja disponível um bom número de artigos e documentos que auxiliam o projeto de conversores CC-CC.

Para calcular  $R4$ , assumiu-se que a saturação do fototransistor deve acontecer ao mesmo tempo em que ocorre a saturação do amplificador de realimentação. Segundo o manual do fabricante [16], para uma corrente de 10mA, a tensão de saturação entre o coletor e o emissor do fototransistor é 0,25V. A tensão de alimentação do fototransistor é fornecida pelo regulador interno do controlador, cujo valor típico é 5,1V [16].

Logo, o resistor  $R4$  é dado por:

$$R4 = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_C} = \frac{5,1 - 0,25}{0,01} = 485\Omega \cong 470\Omega \quad (78)$$

Segundo o manual do fabricante do optoacoplador [17], para uma corrente de 10mA, o coeficiente de transmissão de corrente típico ( $CTR$ ) é 1 (100%). Dessa forma, pode-se calcular o valor de  $R3$ :

$$R3 = \frac{V_S - V_{SAT} - V_{FF}}{\frac{I_C}{CTR}} = \frac{5 - 2,5 - 1,1}{0,01} = 140\Omega \cong 150\Omega \quad (79)$$

Onde:

- $V_S$  é a tensão de saída do conversor;
- $V_{SAT}$  é a tensão de saturação (inferior) do amplificador de realimentação;
- $V_{FF}$  é a tensão de junção do fotodiodo para uma corrente de 10mA [17];

O resistor  $R14$  tem a função de fornecer corrente de polarização para  $U3$ , de modo que o ponto de operação do componente seja mais linear (ver [16]).

Entre os terminais de coletor e emissor do fototransistor existe uma capacitância parasita. Esta capacitância foi medida através de um procedimento prático, onde se mediu o valor de 1,8nF. Segundo [19], pode-se utilizar apenas esta capacitância para o funcionamento do circuito, porém neste caso normalmente se adiciona em paralelo um capacitor (*C16*) significativamente menor, para auxiliar na imunidade ao ruído. Este capacitor foi ajustado na prática e seu valor é 470pF.

Os resistores *R1* e *R2* compõem o divisor da tensão de saída, que será comparada com uma tensão de referência *Vref*. Como esta tensão de referência é de 2,5V, e a tensão de saída desejada é 5V, *R1* e *R2* devem ser iguais. Estes resistores foram estipulados em 10kΩ.

Com todos os outros componentes envolvidos na realimentação já definidos, a determinação do valor de *C15* foi feita na prática. A melhor resposta foi obtida quando *C2* = 4,7nF.

Tendo estes valores, foi possível traçar o “lugar das raízes” para o sistema em malha fechada. Isso foi feito utilizando o *software RootLocs v5.6*.

Utilizando (22), pode-se calcular o ganho *K* da função de transferência *C(s)G(s)*, e assim determinar em qual ponto da curva do “lugar das raízes” está operando o circuito projetado.

$$K = \frac{N1}{N2} \times \frac{R_C}{R_{sensor}} \times \frac{CTR}{R3C16} = \frac{0,08}{0,2 \times 150 \times 2,27 \times 10^{-9}} \cong 1,175 \times 10^6 \quad (80)$$

A figura 12 mostra o “lugar das raízes” para o circuito projetado. Os pontos vermelhos na curva indicam a posição dos pólos com o ganho utilizado.

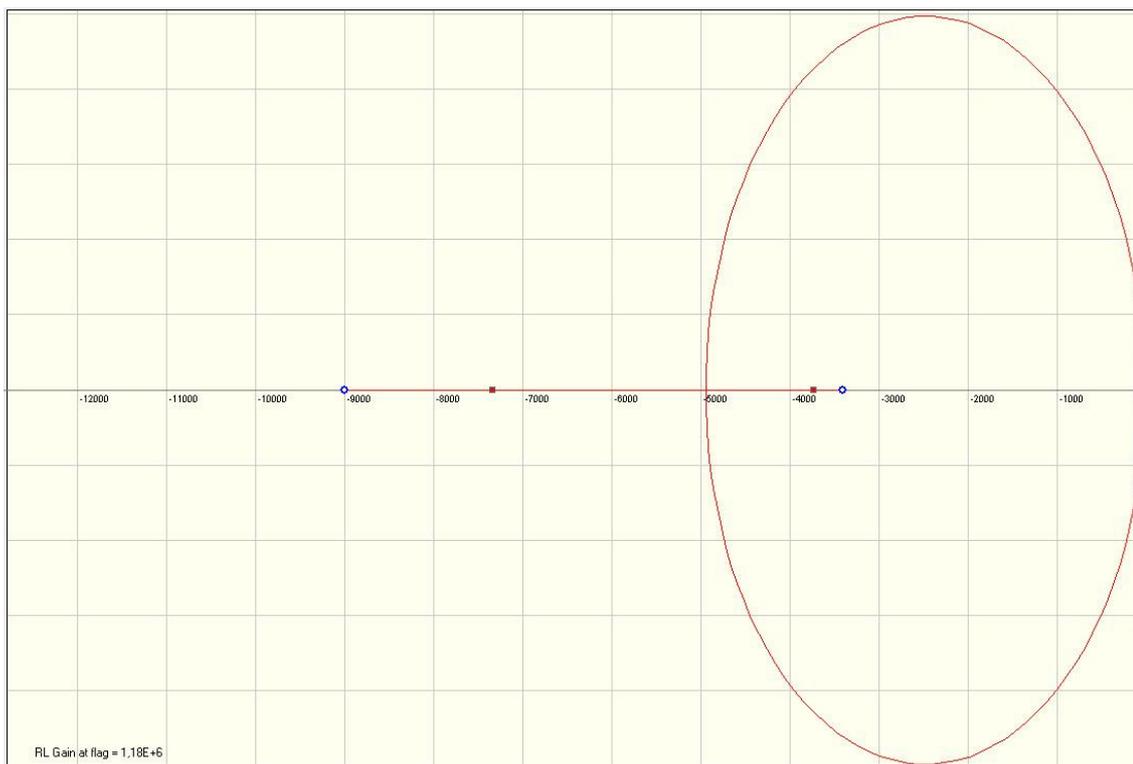


Figura 12. "Lugar das Raízes" do circuito projetado.

Nota-se na figura 12 que para qualquer ganho, os pólos sempre se encontram no lado esquerdo do plano  $s$ , o que demonstra a estabilidade do sistema.

O pólo  $(1 + sC16R4)$ , por estar inicialmente numa frequência distante (150kHz), não é representado na figura 12. Seu comportamento é ilustrado pela figura 13.

Nota-se pela figura 13 que com o aumento do ganho, o pólo  $(1 + sC16R4)$  tende a se afastar ainda mais da origem. Isso significa que este pólo pouco interfere na resposta do circuito.

A figura 14 torna mais claro o comportamento dos pólos próximo à origem. Nota-se que, com o aumento do ganho, estes pólos tendem a se distanciar da abscissa. Como consequência, eles tendem a se tornar oscilatórios (ainda que não se tornem instáveis). Aumentando-se ainda mais o ganho, os pólos voltam a se posicionar sobre o eixo das

abscissas, e rumam cada um para um zero, deixando novamente de possuir comportamento oscilatório.

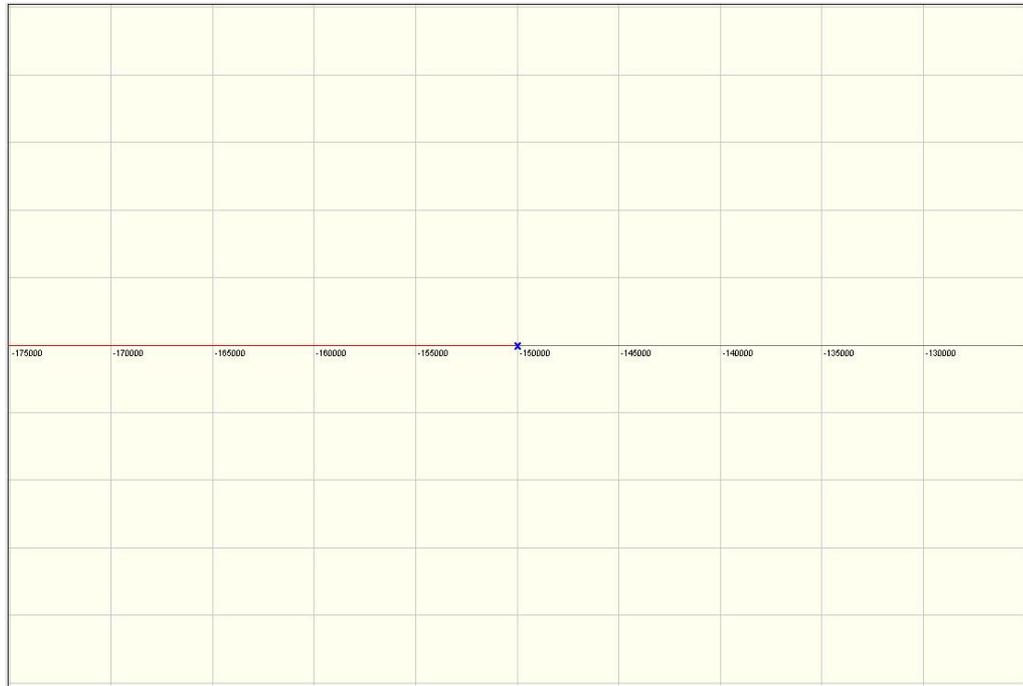


Figura 13. Comportamento do pólo de alta frequência.

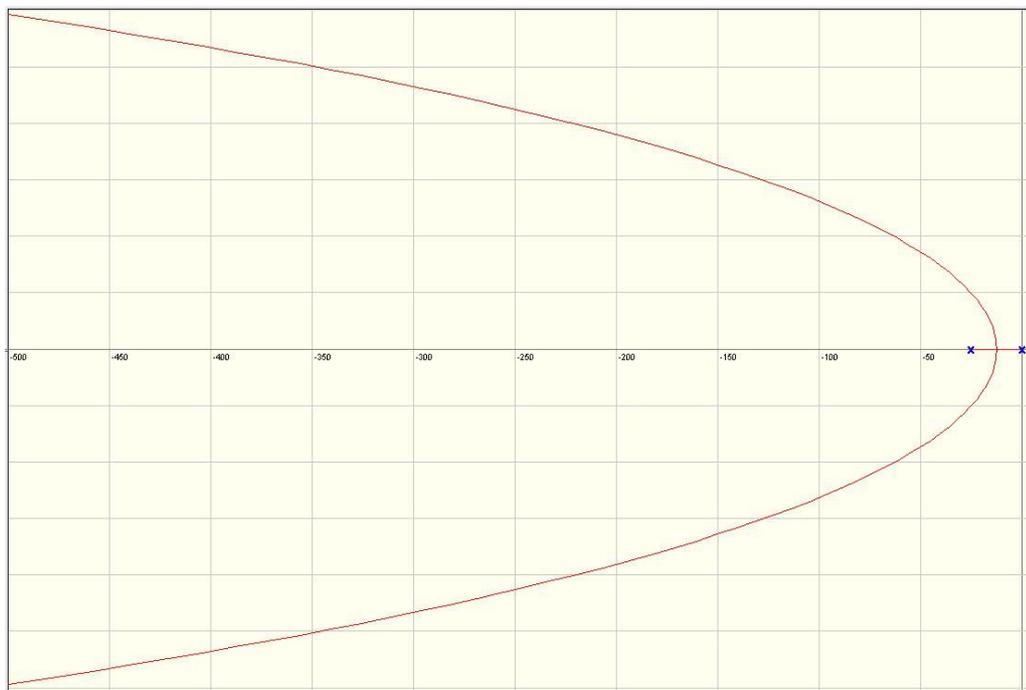


Figura 14. Comportamento dos pólos próximo à origem.

Como dito anteriormente, os pontos em vermelho marcados sobre a curva da figura 12 mostram a posição dos pólos para o ganho utilizado no circuito. Nota-se que no ponto de operação marcado na figura, o sistema não deverá apresentar comportamento oscilatório.

#### 4.11 ESTIMATIVA DA EFICIÊNCIA

Para estimar a eficiência do conversor, serão consideradas as perdas nos seguintes componentes:

- Transistores de chaveamento ( $P_{TCH} = 0,1067\text{W}$ ;  $P_{TCN} = 0,0915\text{W}$ )
- Diodos ( $P_D = 0,361\text{W}$ )
- Indutor ( $P_L = 0,36\text{W}$ );
- *Snubbers* ( $P_{SNB} = 0,4342$ );
- Resistor sensor ( $P_{Rsensor} = 0,274\text{W}$ );
- Transformador ( $P_{TC} = 0,16\text{W}$ ;  $P_{TN} = 0,175\text{W}$ );

Somando todas estas perdas (calculadas neste capítulo), a eficiência  $\eta$  pode ser estimada por:

$$\eta \cong \frac{I_S \times V_S}{(I_S \times V_S) + P_{TC} + P_{TN} + 2P_D + 2P_{TCH} + 2P_{TCN} + P_{SNB} + P_{Rsensor}} \times 100\% \quad (81)$$

$$\eta \cong \frac{1,5 \times 5 \times 100\%}{(1,5 \times 5) + 0,16 + 0,175 + 2 \times 0,361 + 2 \times 0,1067 + 2 \times 0,0915 + 0,4342 + 0,274} \cong 77\%$$

## 5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Após o dimensionamento dos componentes foi montada uma placa protótipo, podendo-se assim proceder à realização dos seguintes testes:

- Regulação da tensão de saída;
- Resposta transitória;
- Formas de onda (*snubbers* e *ripple*);
- Eficiência;

### 5.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Os testes foram realizados utilizando os seguintes materiais:

- Osciloscópio *Tektronix TDS1002*;
- Multímetros digitais *Minipa ET2210*;
- Gerador de funções *Minipa MFG-4201*;
- Cargas resistivas de  $5\Omega$ ;
- Cabos e conexões;

### 5.2 REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.

Para verificar a regulação da tensão de saída, mediu-se esta com o multímetro digital *ET2210*, utilizando três valores de tensão de entrada e de corrente de saída. Os resultados são mostrados na tabela 3.

Tensão de Entrada ( $V_E$ )	Corrente de Saída ( $I_S$ )			
	0A	0,1A	0,5A	1,5A
9V	5,000	4,999	4,999	4,997
12V	5,001	4,999	4,998	4,998
18V	5,002	4,999	4,998	4,998

Tabela 3. Regulação da Tensão de Saída

Nota-se pela tabela 3 que o valor médio da tensão de saída em regime permanente mantém-se bastante estável, mesmo com variação da tensão de entrada e com a variação da carga.

### 5.3 RESPOSTA TRANSITÓRIA

Para realizar a medida da resposta transitória foi utilizado o osciloscópio, as cargas resistivas, e o gerador de funções. Além disso, também foram utilizados externamente um resistor de  $1k\Omega$  e um mosfet *STP80NF10*. Com estes materiais, foi montada a configuração de testes da figura 15.

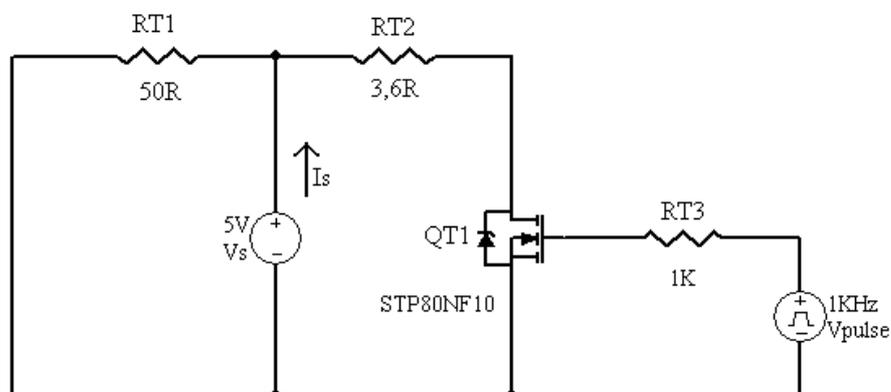


Figura 15. Configuração para Teste de Resposta Transitória

Nota-se pela figura 15 que o mosfet *QT1* é acionado periodicamente pelo gerador de funções  $V_{pulse}$ , de modo que a corrente de saída  $I_S$  varie de 0,1A (*QT* cortado) até aproximadamente 1,5A (*QT* saturado). Estas correntes foram definidas baseadas nos valores máximo e mínimo da corrente de saída  $I_S$ , definidos no capítulo 4.

Utilizando o osciloscópio, mediu-se a variação da tensão de saída e o tempo de acomodação. As figuras 16 e 17 mostram os resultados obtidos para estes ensaios. O traçado mais escuro (canal 1) representa a variação da tensão de saída  $V_S$ , enquanto o traçado mais claro (inferior) representa a tensão no gate do mosfet *QT1* da figura 15.

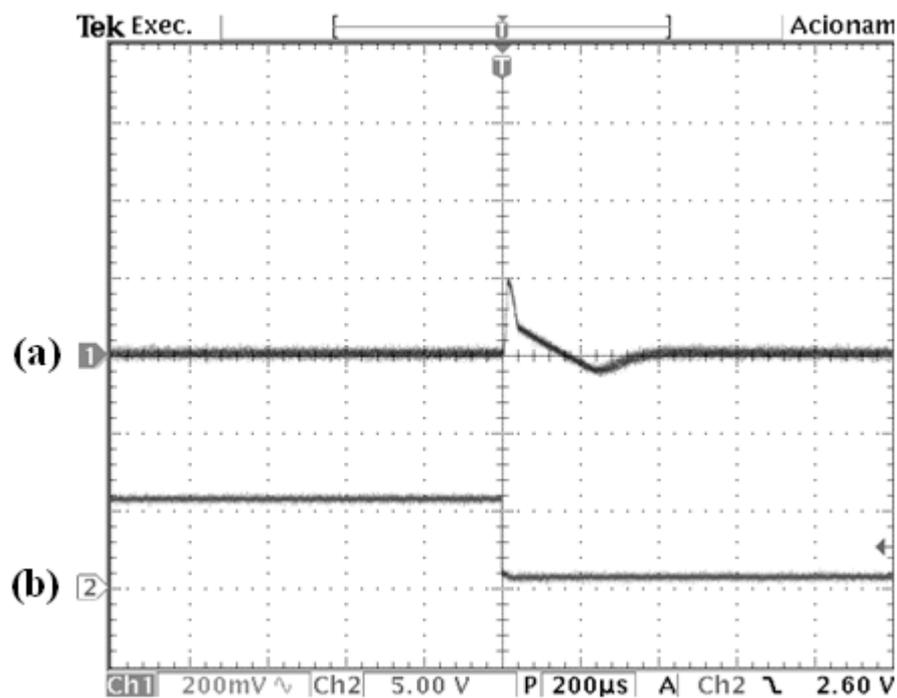


Figura 16. *Step* negativo de corrente de saída. (a) Tensão de saída  $V_S$ . (b) Tensão no gate de *QT*.

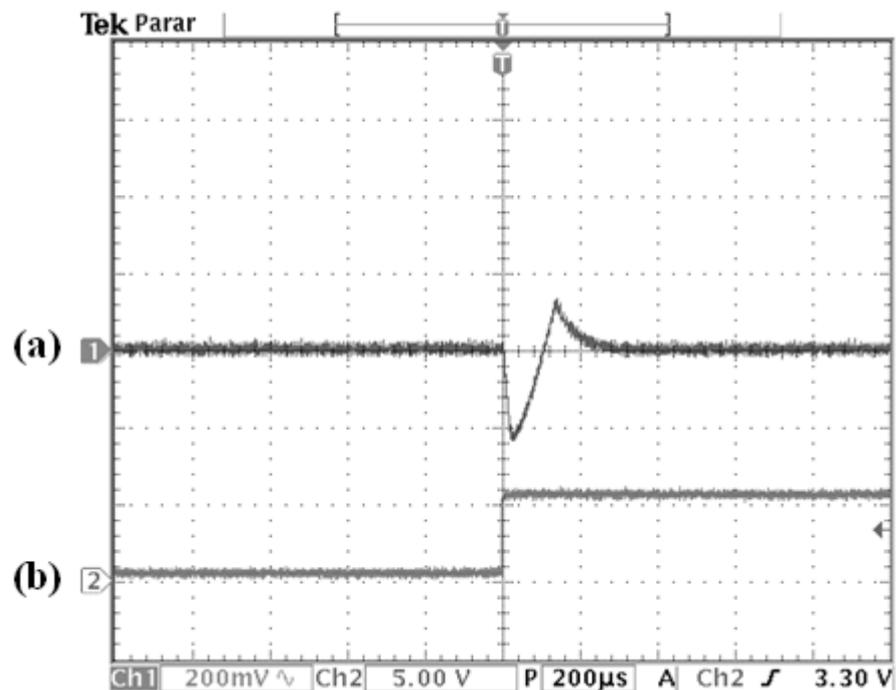


Figura 17. *Step* positivo de corrente de saída. (a) Tensão de saída  $V_s$ . (b) Tensão no gate de  $QT$ .

Nota-se que o valor máximo da variação da tensão de saída  $V_s$  ocorre no *step* positivo da corrente, atingindo o valor aproximado de 220mV, muito próximo do valor teórico encontrado em (34), cumprindo devidamente o critério do projeto do capacitor de saída.

## 5.4 FORMAS DE ONDA

### 5.4.1 *SNUBBERS*

As figuras 18 e 19 mostram as formas de onda no dreno de  $Q1$  e no cátodo de  $D1$ , respectivamente, antes e depois da aplicação dos circuitos *snubber*. Elas foram obtidas com o conversor atuando com tensão de entrada  $V_E = 12V$  e corrente de saída máxima ( $I_S = 1,5A$ ).

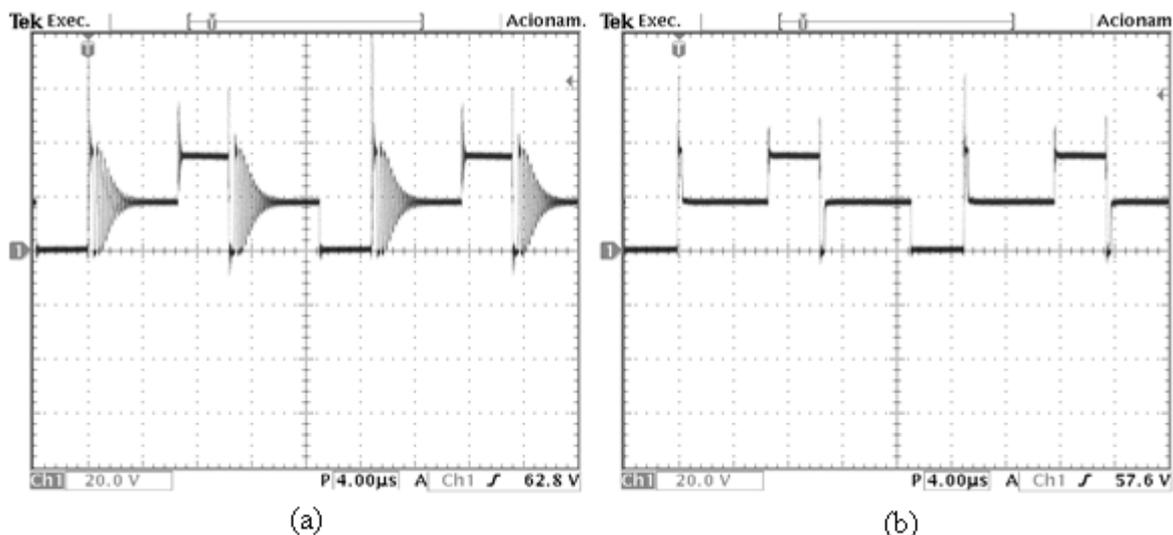


Figura 18. Forma de onda no dreno do transistor  $Q1$ . (a) antes da implementação do circuito *snubber*. (b) Após a implementação do circuito *snubber*.

Nota-se que na figura 18(a) existe uma grande oscilação na forma de onda devido aos elementos parasitas do circuito. Com a implementação do *snubber* (figura 18(b)), é visível a redução destas oscilações, diminuindo as emissões eletromagnéticas do circuito.

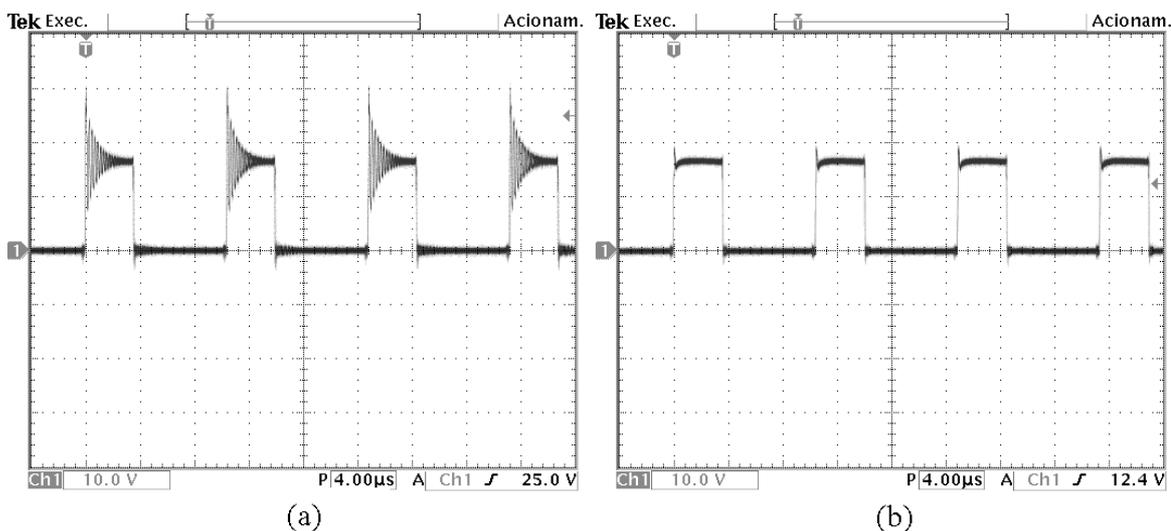


Figura 19. Forma de onda no cátodo dos diodos do secundário. (a) antes da implementação do circuito *snubber*. (b) Após a implementação do circuito *snubber*

Da mesma forma que na figura 18, a figura 19(b) apresenta a significativa diminuição da oscilação após a inserção do circuito *snubber*.

#### 5.4.2 RIPPLE DA TENSÃO DE SAÍDA EM REGIME PERMANENTE

A figura 20 mostra o *ripple* da tensão de saída para a situação de  $V_E = 18V$  e corrente máxima de saída ( $I_S = 1,5A$ ).

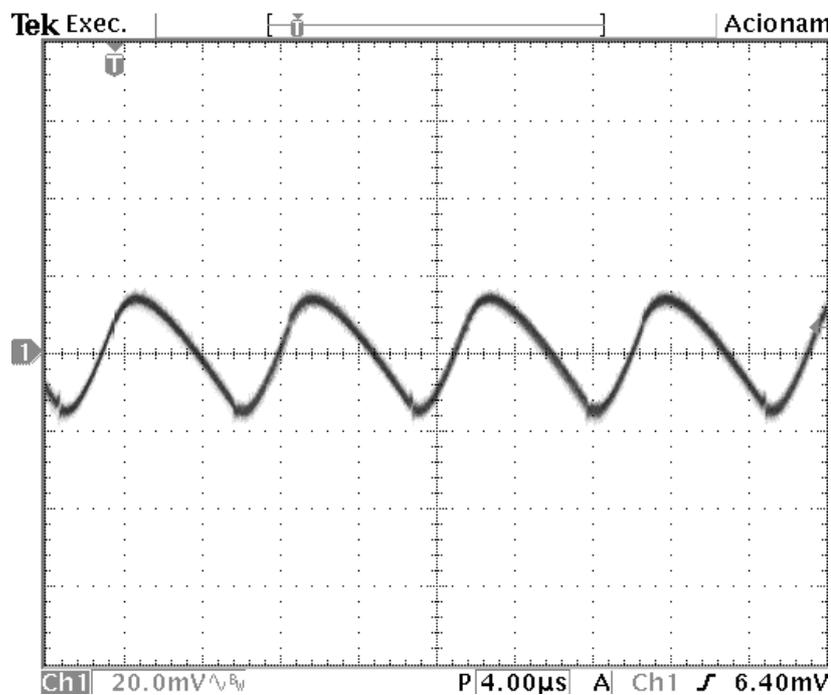


Figura 20. *Ripple* da tensão de saída em regime permanente.

Nota-se pela figura 20 que o *ripple* de  $V_S$  em regime permanente, na situação de máxima de tensão de entrada e máxima carga, é cerca de 18mV de pico, estando significativamente abaixo da variação máxima estipulada na tabela 1 (0,25V).

## 5.5 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO (PCI)

Utilizando o software *Altium Designer v9.0*, foram desenvolvidos dois *lay-outs* de PCI. Na primeira placa, foram incluídos apenas os transistores de chaveamento  $Q1$  e  $Q2$ , o transformador  $T1$ , os diodos  $D1$  e  $D2$ , os capacitores de entrada e de saída, e os *snubbers* do primário e do secundário. O restante do circuito foi montado na matriz de contatos (“proto-board”), para tornar mais ágil a troca de algum componente. Foi com esta placa que foram obtidos os resultados apresentados neste relatório.

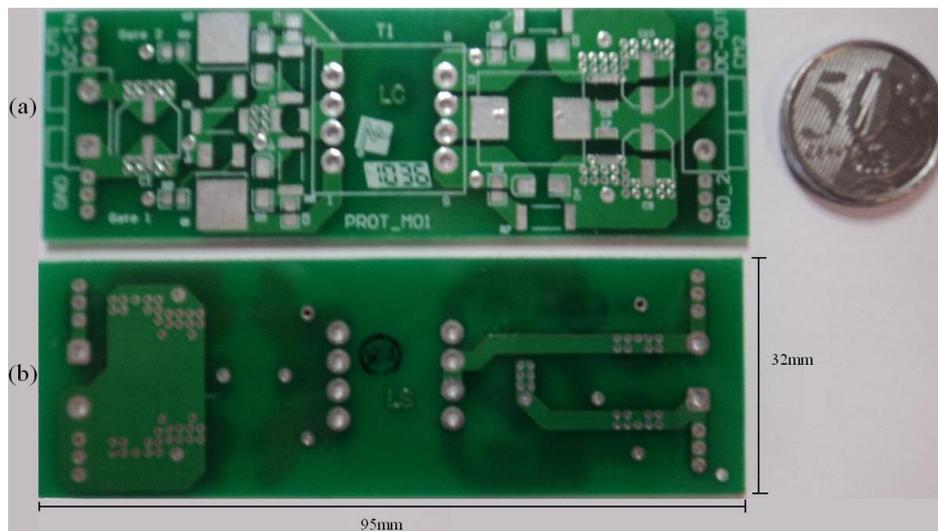


Figura 21. Primeira PCI desenvolvida. (a) Lado dos componentes. (b) Lado da "solda".

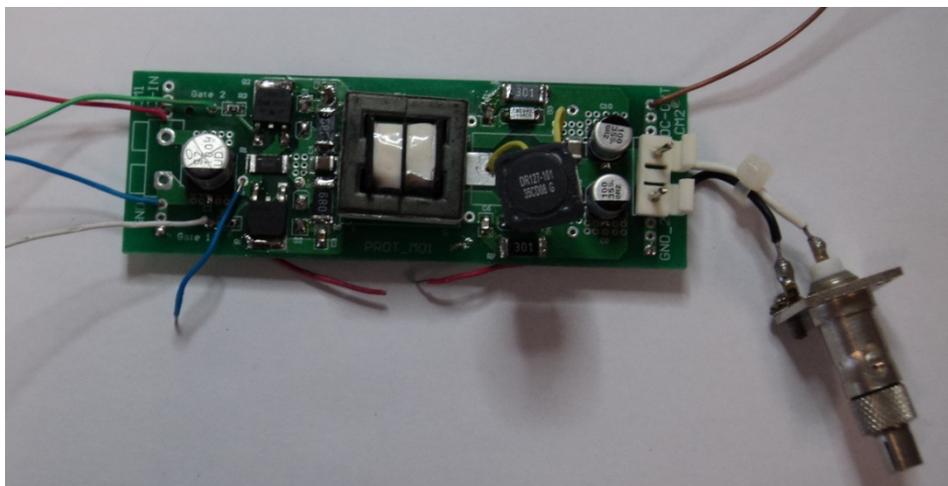


Figura 22. PCI utilizada para obtenção dos dados deste relatório.

A segunda placa desenvolvida contém todo o circuito apresentado na figura 11 e está em fase de montagem.

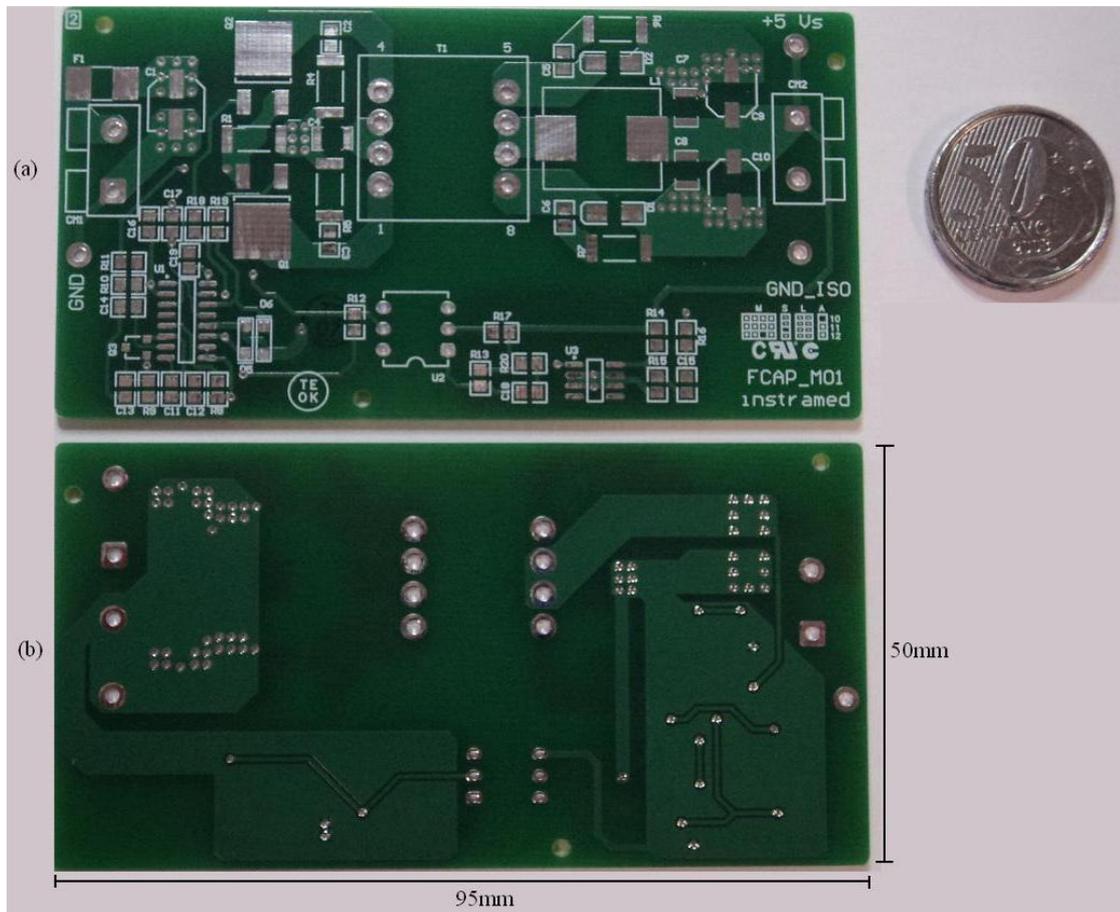


Figura 23. PCI completa. (a) Lado dos componentes. (b) Lado da "Solda".

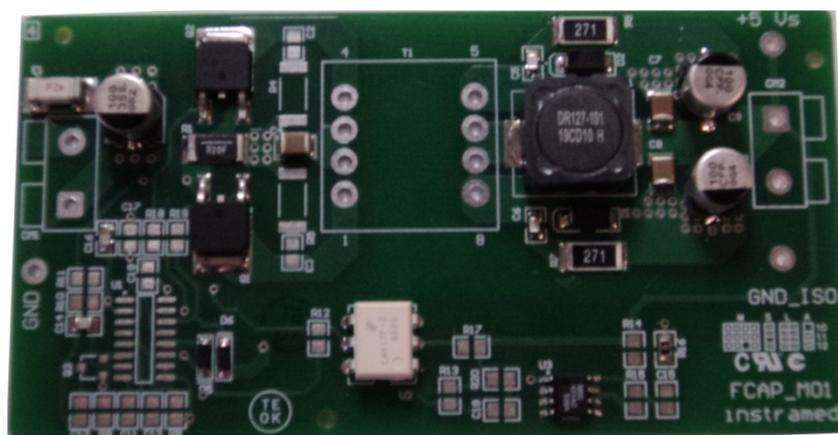


Figura 24. Montagem da segunda PCI.

## 5.6 EFICIÊNCIA

A medida da eficiência foi feita sob a condição de máxima tensão de entrada e máxima corrente de saída. Utilizando multímetros, foram medidas as tensões e correntes de entrada e de saída. Com isto, foi obtido o seguinte resultado:

$$\eta = \frac{V_S \times I_S}{V_E \times I_E} \times 100\% = \frac{4,998 \times 1,5}{18 \times 0,592} \times 100\% = 70,35\% \quad (82)$$

Nota-se que a eficiência medida está próxima da estimativa feita em (81). A diferença ocorre pelo fato da estimativa não considerar as perdas de potência em alguns componentes, como o controlador *UI* e o opto-acoplador *U2*, por exemplo.

## 6 CONCLUSÃO

Os resultados obtidos confirmam os estudos realizados sobre o funcionamento do conversor *push-pull* operando em modo de corrente. Observou-se também que o modelo linear utilizado para o estudo da estabilidade, apesar de não ser o modelo completo, mostrou-se satisfatório para projeto e para a implementação prática.

Também se pode perceber que a eficiência atingida, apesar de ser significativamente maior do que a eficiência de um regulador linear, não possui um valor tão alto quanto se pode conseguir com conversores CC-CC. Isto se deve ao fato da baixa potência de saída do conversor, cujo valor é comparável às perdas do circuito.

Caso fosse preciso aumentar a eficiência deste conversor, uma das soluções seria a substituição dos diodos *D1* e *D2* por mosfets de baixa resistência de canal. Contudo, apesar do aumento da eficiência, esta mudança acarreta num aumento da complexidade do circuito, uma vez que estes mosfets precisariam ser acionados em sincronismo com o primário. Outra solução está relacionada com a diminuição do valor do resistor sensor, uma vez que diminuindo este, diminui-se a dissipação. Porém, com valores menores, o circuito torna-se mais vulnerável a ruídos.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Introduction to Power Supplies – AN556*. 2002. Disponível em: <[www.national.com/an/an/an-556.pdf](http://www.national.com/an/an/an-556.pdf)>.
- [2] UNITRODE, *Modelling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter – U97*. 1999. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/an/slua101/slua101.pdf>>.
- [3] DR SERIES, *High Power Density, High Efficiency, Shielded Inductor*. 2002. Disponível em: <<http://www.cooperbusmann.com/pdf/4a32919a-7470-4ae0-be45-b59e3a1351ef.pdf>>.
- [4] MELLO, Luiz Fernando Pereira de. *Projetos de Fontes Chaveadas – 2ª Edição*. Livros Érica Editora Ltda..São Paulo, 1988.
- [5] ORIDION MEDICAL, *The miniMediCO2 Module – OEM Manufacturer’s Integration Guide*. 2008.
- [6] THORNTON ELETRÔNICA LTDA., *Catálogo de Ferrite*. Edição 1ª, 2008.
- [7] DIODES INCORPORATED, *B320A-B360A – 3.0A Surface Mount Schottky Barrier Rectifier*. 2009. Disponível em: <[www.diodes.com/datasheets/ds30891.pdf](http://www.diodes.com/datasheets/ds30891.pdf)>.
- [8] UNITRODE, *UC1825/2825/3825 - High Speed PWM Controller*. 2009. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3825.pdf>>.

- [9] INTERNATIONAL RECTIFIER, *IRLR/U3410PbF – HEXFET® Power MOSFET*. 2004. Disponível em: <[www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlr3410.pdf](http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlr3410.pdf)>.
- [10] HAGERMAN, Jim. *Calculating Optimum Snubbers*. Hagerman Technology Dezembro, 1994. Disponível em: <<http://www.hagtech.com/pdf/snubber.pdf>>.
- [11] UNITRODE, *Practical Considerations in Current Mode Power Supplies – U-111*. 1999. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/an/slua110/slua110.pdf>>
- [12] NASTASE, Adrian. *How to Derive RMS Value of a Triangle Waveform*. 2010. Disponível em: <<http://masteringelectronicsdesign.com/how-to-derive-the-rms-value-of-a-triangle-waveform/>>.
- [13] PANASONIC, *Aluminium Electrolytic Capacitors/ FP Series*. 2010. Disponível em: <<http://industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ABA0000/ABA0000CE114.pdf>>.
- [14] PANASONIC, *Aluminium Ceramic Capacitors/ ECJ Series*. 2008. Disponível em: <<http://industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ABA0000/ABA0000CE114.pdf>>.
- [15] McLYMAN, Cel. Wm. T. *Push-pull Converter Design Using a CoreMaster E2000Q Core*. Disponível em: <<http://www.coremaster.com/appnotes/an109.pdf>>.
- [16] FAIRCHILD, *TL431/TL431A – Programmable Shunt Regulator*. 2003. Disponível em: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/TL%2FTL431.pdf>>.

[17] VISHAY, *CNY17F – Optocoupler, Phototransistor Output, No Base Connection*. 2004.  
Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/83607/83607.pdf>>.

[18] PANOV, Yuri; JOVANOVIĆ, Milan M.. *Design Considerations for 12-V/1.5-V, 50-A Voltage Regulator Modules*. Delta Products Corporation, 2000. Disponível em:  
<[http://www.deltartp.com/dpel/dpelconferencepapers/01\\_6.pdf](http://www.deltartp.com/dpel/dpelconferencepapers/01_6.pdf)>.

[19] BASSO, Christophe; KADANKA, Petr. *The TL431 in Switch-Mode Power Supplies loops: part II*. ON Semiconductor, 2008.