

INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA

GUSTAVO JAMIR DA SILVA

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO PARA O CONDICIONAMENTO DA  
ENERGIA DE BATERIAS VISANDO A APLICAÇÃO NA REDE ELÉTRICA

Joinville, 21 de Março de 2017

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E  
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA  
CAMPUS JOINVILLE  
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM MECATRÔNICA INDUSTRIAL

GUSTAVO JAMIR DA SILVA

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO PARA O CONDICIONAMENTO DA  
ENERGIA DE BATERIAS VISANDO A APLICAÇÃO NA REDE ELÉTRICA

Trabalho de conclusão de curso submetido  
ao Instituto Federal de Educação, Ciência  
e Tecnologia de Santa Catarina como parte  
dos requisitos de obtenção do título de  
Tecnólogo em Mecatrônica Industrial.

Professor Orientador:  
José Flávio Dums, M. Eng.

Joinville, 21 de Março de 2017

Silva, Gustavo Jamir da

**Conversor CC-CC Elevador de Tensão para o Condicionamento da Energia de Baterias Visando a Aplicação na Rede Elétrica** / Gustavo Jamir da Silva; orientação de José Flavio Dums. Joinville, SC, 2017.

81 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) – Instituto Federal de Santa Catarina, Campus Joinville. Superior de Tecnologia em Mecatrônica.

Inclui Referências.

1. Conversor Full Bridge. 2. Conversor Flyback. 3. Banco de Baterias. 4. Eletrônica de Potência. I. Dums, José Flavio. II. Instituto Federal de Santa Catarina. III. Título.

GUSTAVO JAMIR DA SILVA

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO PARA O CONDICIONAMENTO DA  
ENERGIA DE BATERIAS VISANDO A APLICAÇÃO NA REDE ELÉTRICA

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Tecnólogo em  
Mecatrônica Industrial e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do  
Curso Superior de Tecnologia em Mecatrônica Industrial do Instituto Federal de  
Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Joinville, 21 de março de 2017.

Banca Examinadora:

---

José Flávio Dums, M. Eng.  
Orientador

---

Luís Mariano Nodari, M. Eng.  
Avaliador

---

Rafael Gomes Faust, M. Eng  
Avaliador

A minha mãe Marlene Nagel da Silva  
e ao meu pai Jamir Jorge da Silva  
que sempre acreditaram e me apoiaram

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente a Deus, que a todo o momento esteve me confortando e dando descanso quando carregado e oprimido.

Aos meus pais, por todas as palavras de incentivo e apoio.

A minha noiva Bianca por estar em todos os momentos ao meu lado me confortando.

Aos meus colegas de sala que estiveram presentes incentivando e colaborando para o meu crescimento no decorrer do curso.

A Amaro, Jackson e Murilo pela amizade e companheirismo.

Ao meu orientador, José Flavio Dums, pelas valiosas sugestões.

E aos técnicos de laboratório José Adriano Diesel e Luis Nolasco pela paciência e ajuda durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

## RESUMO

O presente trabalho apresenta o estudo, projeto e implementação de um sistema de condicionamento da energia de um banco de baterias, visando a alimentação do barramento de inversores monofásicos 127V/60 Hz. Os resultados obtidos mostraram uma boa estabilidade e robustez do conversor CC-CC e da fonte auxiliar implementado, além da validação da metodologia de projeto e dimensionamento dos componentes.

Palavras-chave: Conversor Full-Bridge. Banco de Baterias. Eletrônica de Potência.

## **ABSTRACT**

This work presents the study, design and implementation of a battery bank power conditioning system, aiming a bus power supply of single-phase 127V / 60 Hz inverters. The results obtained show a good stability and robustness of the DC-DC converter and the auxiliary source implemented, besides the validation of the methodology of design and dimensioning of the components.

Keywords: Full-Bridge Converter. Battery Bank. Power electronics.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema elétrico do conversor Flyback.....	20
Figura 2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Flyback.....	21
Figura 3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Flyback.....	21
Figura 4 – Principais formas de onda do conversor Flyback. (A) Tensão no primário do transformador. (B) Tensão no secundário do transformador. (C) Tensão coletor emissor do transistor T. (D) Corrente no primário do transformador. (E) Corrente no secundário do transformador.....	22
Figura 5 – Flyback com três saídas.....	23
Figura 6 – Descrição de $A_w$ e $A_e$ em núcleos E .....	23
Figura 7 – Topologia do conversor Forward.....	24
Figura 8 – Conversor Forward primeira etapa de funcionamento .....	25
Figura 9 – Conversor Forward segunda etapa de funcionamento.....	25
Figura 10 – Principais formas de onda do conversor Forward. (A) Corrente no indutor L. (B) Tensão coletor emissor do transistor T. (C) Tensão no diodo D. (D) Tensão no capacitor C. ....	26
Figura 11 – Esquema elétrico do conversor Half-Bridge .....	27
Figura 12 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge .....	27
Figura 13 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge .....	28
Figura 14 – Terceira etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge .....	28
Figura 15 – Principais formas de onda do conversor Half-Bridge. (A) Tensão no primário do transformador. (B) Tensão no secundário do transformador após diodos retificadores. (C) Corrente no indutor L. (D) Tensão de saída sobre a carga $R_L$ . (E) Corrente no transistor $T_{R1}$ . (F) Tensão coletor emissor do transistor $T_{R2}$ .....	29
Figura 16 – Esquema elétrico do conversor Half-Bridge .....	31
Figura 17 – Diagrama do protótipo proposto em seu contexto de uma fonte de energia com inversor.....	35
Figura 18 – Dimensões do núcleo E42/20 .....	41
Figura 19 – Circuito Buck equivalente do conversor Full-Bridge.....	49
Figura 20 – Malha de controle de corrente e tensão do conversor .....	50
Figura 21 – Malha de controle de corrente.....	51
Figura 22 – Diagrama de bode com módulo e fase de $G_i(s)$ .....	52
Figura 23 – Diagrama de Bode da planta $G_i(s)$ + controlador $C_i(s)$ .....	54

Figura 24 – Malha de controle de tensão .....	55
Figura 25 – Diagrama de Bode da planta de tensão $G_v(s)$ .....	55
Figura 26 – Diagrama de Bode da planta $G_v(s)$ + controlador $C_v(s)$ .....	57
Figura 27 – Circuito e formas de onda do conversor Full-Bridge operando com <i>phase-shift</i> . (A) Circuito do conversor Full-Bridge. (B) Acionamentos dos MOSFETs e formas de onda da corrente e tensão do primário do transformador. ....	59
Figura 28 – Circuito de potência do conversor Full-Bridge simulado .....	61
Figura 29 – Comando das chaves do conversor Full-Bridge simulado .....	62
Figura 30 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte .....	63
Figura 31 – Tensão e corrente no primário do transformador .....	64
Figura 32 – Tensão e corrente após os diodos de saída .....	65
Figura 33 – Tensão e corrente carga .....	66
Figura 34 – Degrau de carga 100% - 50% sem malha de controle .....	66
Figura 35 – Circuito utilizado para simulação.....	67
Figura 36 – Tensão de saída e corrente no indutor em malha fechada .....	69
Figura 37 – Degrau de carga 100% => 150% .....	70
Figura 38 – Degrau de carga 100% => 50% .....	70
Figura 39 – Degrau de referência.....	71
Figura 40 – Full-Bridge – comandos dos mosfets .....	72
Figura 41 – Full-Bridge – tensão de saída (100W).....	73
Figura 42 – Full-bridge – operação em regime com carga plena .....	74
Figura 43 – Full-bridge – medidas para eliminação de ruídos.....	75
Figura 44 – Full-Bridge – transformador.....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Coeficientes de temperatura .....	40
Tabela 2 – Capacitores de desacoplamento .....	47
Tabela 3 – Mosfet IRF1010N .....	48
Tabela 4 – Diodo MUR8100E.....	49
Tabela 5 – Parâmetros do controlador de corrente .....	53
Tabela 6 – Parâmetros do controlador de tensão .....	56
Tabela 7 – Parâmetros utilizados para as simulações .....	68

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>15</b>
<b>1.1 Justificativa</b> .....	<b>16</b>
<b>1.2 Objetivos</b> .....	<b>16</b>
1.2.1 Objetivo geral .....	16
1.2.2 Objetivo específico .....	16
<b>2 DESENVOLVIMENTO</b> .....	<b>19</b>
<b>2.1 Revisão de literatura</b> .....	<b>19</b>
2.1.1 Conversores CC-CC isolados .....	19
2.1.1.1 Conversor Flyback.....	20
2.1.1.2 Conversor Forward.....	24
2.1.1.3 Conversor Meia Ponte “Half-Bridge”.....	27
2.1.1.4 Conversor Ponte Completa “Full-Bridge” .....	30
2.1.2 Microcontroladores .....	31
2.1.2.1 Família DSPIC 30F .....	32
2.1.3 Baterias .....	32
<b>2.2 Conclusão</b> .....	<b>34</b>
<b>3 METODOLOGIA</b> .....	<b>35</b>
<b>3.1 Projeto e dimensionamento dos componentes</b> .....	<b>35</b>
3.1.1 Especificações do conversor Full-Bridge.....	36
3.1.2 Dimensionamento da corrente de entrada .....	37
3.1.3 Relação de transformação .....	38
3.1.4 Escolha do núcleo do transformador .....	39
3.1.5 Dimensionamento dos condutores .....	41
3.1.6 Cálculo do número de espiras do transformador.....	43
3.1.7 Cálculo das indutâncias do transformador .....	44
3.1.8 Cálculo do filtro LC do transformador .....	44
3.1.9 Cálculo do capacitor de desacoplamento.....	46
3.1.10 Transistores .....	47
3.1.11 Diodos .....	48
<b>3.2 Controle em malha fechada</b> .....	<b>49</b>
3.2.1 Caracterização da planta.....	49
3.2.2 Projeto com compensador.....	50

3.2.3 Malha de corrente (malha interna) .....	50
3.2.4 Malha de tensão (malha externa).....	54
<b>3.3 Conclusão .....</b>	<b>57</b>
<b>4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS .....</b>	<b>59</b>
<b>4.1 Simulação em malha aberta .....</b>	<b>59</b>
4.1.1 Circuito de potência simulado .....	60
4.1.2 Circuito de controle .....	62
4.1.3 Resultados da simulação .....	62
4.1.4 Conclusão .....	67
<b>4.2 Simulação em malha fechada .....</b>	<b>67</b>
<b>4.3 Ensaios práticos com o conversor Full-Bridge .....</b>	<b>71</b>
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>77</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>79</b>



## 1 INTRODUÇÃO

A matriz energética brasileira concentra quase 75% da sua capacidade de geração em sistemas hídricos (ANEEL, 2008). Este fato causa alta dependência deste tipo de recurso no país e conseqüentemente fica suscetível a fenômenos meteorológicos. Por conta disto a Empresa de Pesquisa Energética (EPE) sugere a diversificação da matriz da energia elétrica. O resultado foi a construção de usinas elétricas baseadas em outras fontes de energia primária (como termelétricas acionadas a gás natural e a biomassa) em ritmo maior que aquele verificado nas hidrelétricas (ANEEL, 2008).

Do ponto de vista ambiental, os meios de geração de energia elétrica dividem-se em dois grandes grupos: os poluentes que em geral são baseados na queima de combustíveis fósseis, e os renováveis, como a hidráulica, biomassa, fotovoltaica, eólica dentre outras.

Dentre as energias renováveis mais promissoras encontra-se a fotovoltaica (do inglês *photovoltaic* "PV"), que utiliza a radiação solar para geração de eletricidade, garantindo uma fonte de combustível considerada infinita. Contudo esta tecnologia ainda é muito cara devido aos altos custos de produção das placas captadoras, como por exemplo a cristalização do silício, que precisa ser aquecido a temperaturas na ordem de 1500° C. Outro ponto negativo desta tecnologia é a produção descontínua de energia devido às condições meteorológicas e o movimento natural de rotação da terra (dia e noite) (VILLALVA e GAZOLI, 2012).

Em sistemas de geração isolados, como um sistema implantado em uma ilha, por exemplo, onde não há uma rede de distribuição integrada, a produção descontínua pode ser resolvida através da utilização de um sistema armazenador de energia, como um banco de baterias.

Porém a energia armazenada no banco de baterias necessita de conversores eletrônicos para torna-la compatível com o padrão de alimentação da maioria dos equipamentos eletroeletrônicos. Estes conversores eletrônicos, também chamados de inversores, possuem normalmente duas etapas de funcionamento.

A tensão de uma bateria é, em média, 15 vezes menor que a tensão de pico da rede elétrica monofásica 127 V ( $\sqrt{2} * 127 V = 180 V$ ). O primeiro estágio dos inversores é responsável pela elevação da tensão da bateria para alimentação do barramento. O segundo estágio é onde ocorre a inversão da tensão do barramento,

realizando a compatibilidade com a rede elétrica e os equipamentos eletroeletrônicos.

Neste sentido, este trabalho tem como objetivo criar um conversor eletrônico para o condicionamento da energia armazenada em baterias, provenientes de fontes renováveis, para alimentar o barramento de inversores, os quais operam com tensão de saída de 127V e frequência de 60Hz.

## **1.1 Justificativa**

A elevação da tensão da bateria pode ser feita por meio da utilização de alguns conversores CC-CC bastante conhecidos na eletrônica de potência, como os conversores Boost, Forward, Flyback, Half-Bridge e Push-Pull. Dentre estes, os conversores isolados se destacam nas aplicações PV pois mantêm uma isolação elétrica entre a bateria e a energia de saída.

Buscando corroborar com a compreensão do funcionamento dos conversores CC-CC elevadores isolados, este trabalho aborda o estudo e o desenvolvimento de um conversor CC-CC Full-Bridge para aplicação em sistemas PV com banco de baterias.

## **1.2 Objetivos**

### **1.2.1 Objetivo geral**

O objetivo do trabalho é aprofundar os conhecimentos acerca dos conversores CC-CC elevadores de tensão isolados, bem como aplicá-los na construção de um protótipo funcional, com potência máxima de saída de 200 W.

### **1.2.2 Objetivo específico**

Levantar as características e a utilização da área do núcleo dos principais conversores CC-CC isolados.

Entender o funcionamento do conversor Full-Bridge e suas etapas de operação.

Projetar o transformador a ser utilizado no processamento e isolamento da energia oriunda do banco de baterias.

Projetar e construir o conversor Full-Bridge capaz de elevar a tensão elétrica, fornecida por um banco de baterias de 12 V, à valores acima de 180 V. Desta forma



será possível atingir a tensão de pico de uma rede elétrica monofásica 127 V na saída do sistema.



## 2 DESENVOLVIMENTO

### 2.1 Revisão de literatura

Este capítulo irá situar o leitor sobre alguns conceitos e tecnologias utilizados no desenvolvimento deste trabalho. Serão abordadas a descrição das principais características dos conversores CC-CC isolados, considerando que a utilização de conversores isolados é uma característica desejada para os conversores aplicados em sistemas de geração e cogeração de energia elétrica. Para o acionamento e controle destes conversores, os microcontroladores são uma opção bastante versátil e financeiramente acessível, motivo pelo qual eles serão também apresentados. Por fim, em sistemas isolados, onde não houver uma fonte de energia contínua, a energia excedente gerada em algum momento deverá ser armazenada para posterior utilização. Com isso também os tipos de bateria possíveis de serem utilizados em sistemas de geração de energia serão abordados.

#### 2.1.1 Conversores CC-CC isolados

Os conversores CC-CC são conhecidos na eletrônica de potência por converter energia elétrica na forma de tensão contínua em outros níveis de tensão, também contínua. Estes circuitos eletrônicos realizam esta tarefa através de componentes de chaveamento, ou interruptores eletrônicos, como por exemplo os transistores MOSFETs, além de componentes passivos como indutores e capacitores (GERENT, 2005).

Embora em algumas topologias haja inversão de corrente em alguns estágios intermediários, como as grandezas de entrada e de saída são valores contínuos, esta classe de conversores pode ser chamada de CC-CC.

Os conversores CC-CC isolados, além de realizarem a tarefa de conversão de energia elétrica, promovem a isolação entre o circuito de entrada e o circuito de saída. Esta tarefa é sempre realizada através de um transformador, em que a única ligação entre entrada e saída é o fluxo magnético compartilhado entre os dois estágios, através do núcleo do transformador. O transformador pode operar como indutor acoplado, armazenando a energia em forma de fluxo magnético e depois entregando esta energia para a saída, ou simplesmente convertendo diretamente o fluxo em tensão no estágio de saída (POMILIO, 2010). É neste tipo de conversor que se faz

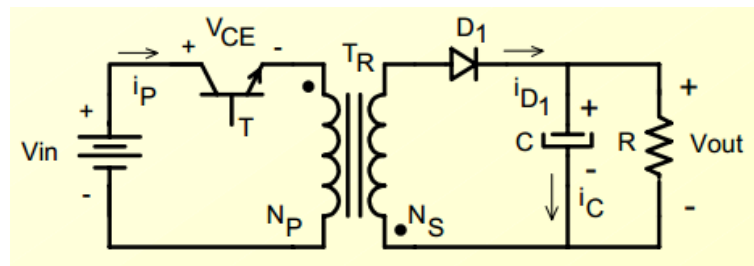
necessária a inversão de corrente nos estágios intermediários, uma vez que um transformador só funciona se houver variação de fluxo magnético.

### 2.1.1.1 Conversor Flyback

O conversor Flyback é um circuito eletrônico capaz de converter uma tensão contínua de entrada em uma ou mais tensões contínuas de saída. Este conversor é amplamente utilizado em fontes chaveadas de baixa potências (BARBI, 2007).

O princípio de funcionamento do conversor Flyback é o mesmo do conversor não isolado Buck, onde a energia é armazenada em um indutor durante um período de tempo e só depois é transferida para a carga. No caso do conversor Flyback o indutor é substituído pelo transformador  $T_R$ , que propicia um isolamento galvânico entre entrada e saída e permite um ajuste da tensão de saída através da relação do número de espiras do primário pelo número de espiras do secundário (BARBI, 2007). A Figura 1 apresenta o esquema elétrico do conversor Flyback.

Figura 1 – Esquema elétrico do conversor Flyback



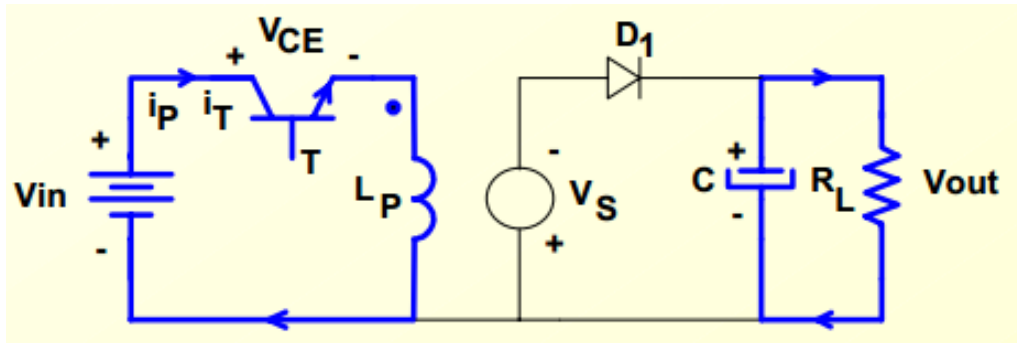
Fonte: (SOUZA)

As etapas de operação do conversor Flyback, em condução descontínua, são apresentadas nas Figura 2 e Figura 3. As principais formas de onda deste conversor, operando em condução descontínua, são apresentadas na Figura 4 (BARBI, 2007)

Etapa 1:

Durante o intervalo de tempo  $T_1$  o transistor T conduz, aplicando a tensão da fonte  $V_{in}$  sobre o enrolamento primário do transformador  $L_P$  (Figura 4 A) e fazendo assim o seu carregamento (Figura 4 D). O diodo  $D_1$  se mantém bloqueado e sua corrente é nula (Figura 4 E). Nesta etapa apenas o capacitor C fornece energia para a carga  $R_L$ .

Figura 2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Flyback

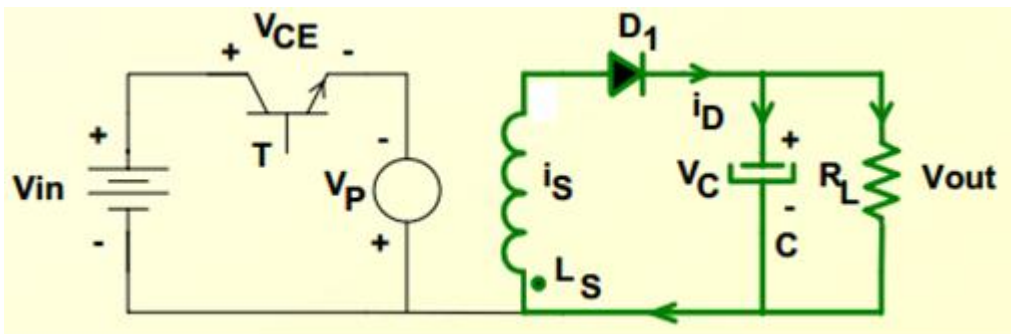


Fonte: (SOUZA)

Etapa 2:

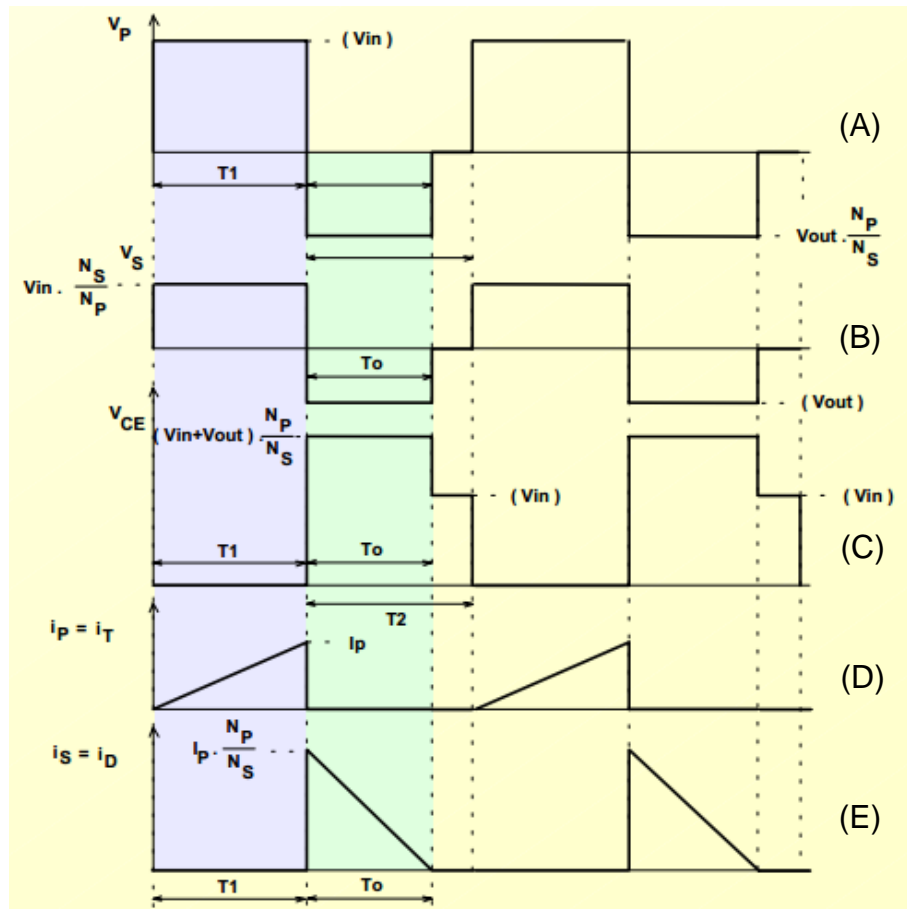
Durante o tempo  $T_2$ , o transistor T se mantém aberto, assim a polaridade da tensão nos enrolamentos do transformador  $T_R$  se inverte e o diodo  $D_1$  entra em condução. A energia acumulada no campo magnético do transformador, durante a primeira etapa, é transferida para a carga  $R_L$  e para o capacitor C (Figura 4 E). Quando a energia armazenada não é suficiente para manter  $D_1$  conduzindo até o final do tempo  $T_2$ , esta operação é chamada de descontínua. Nesta etapa de operação o transistor precisa suportar uma tensão superior a tensão da fonte (Figura 4 C).

Figura 3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Flyback



Fonte: (SOUZA)

Figura 4 – Principais formas de onda do conversor Flyback. (A) Tensão no primário do transformador. (B) Tensão no secundário do transformador. (C) Tensão coletor emissor do transistor T. (D) Corrente no primário do transformador. (E) Corrente no secundário do transformador.

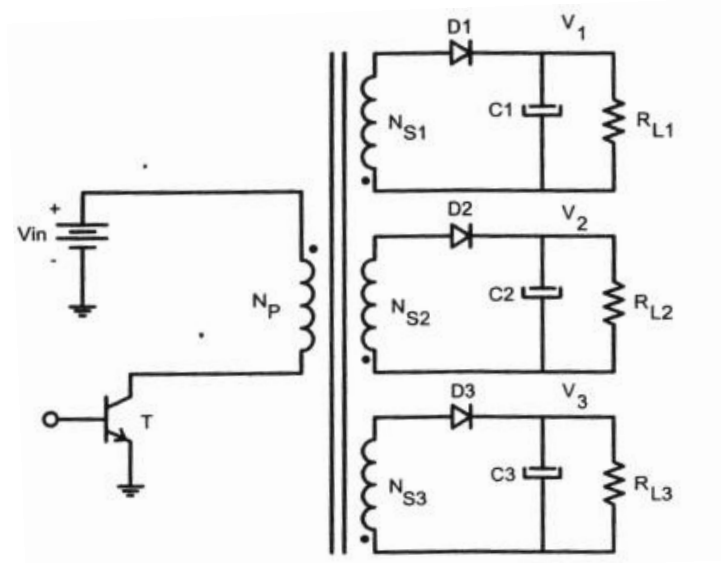


Fonte: (SOUZA) e autor

Uma das principais vantagens do conversor Flyback é a possibilidade de se obter várias saídas isoladas, com boa regulação, conforme Figura 5 (BARBI, 2007). Além disso o conversor possui as seguintes características:

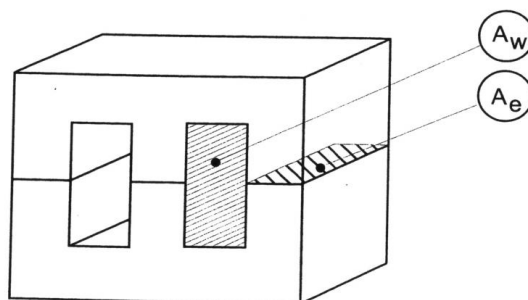
- Dispensa indutor de filtragem;
- Baixo custo;
- Resposta rápida;
- Fácil de ser regulada;
- Isolação entre entrada e saída;
- Aceita grande variação da resistência de carga.

Figura 5 – Flyback com três saídas



Fonte: (SOUZA)

O equacionamento do núcleo do transformador pode ser feito seguindo o que diz a Lei de Faraday e aplicando a corrente que circula nas espiras do transformador. O resultado é expresso pelo produto da área da janela do núcleo ( $A_w$ ) e a área efetiva da secção transversal do núcleo ( $A_e$ ), conforme Figura 6. Os valores de  $A_w$  e  $A_e$  são fornecidos pelos fabricantes de transformadores.

Figura 6 – Descrição de  $A_w$  e  $A_e$  em núcleos E

Fonte: (BARBI, 2007)

O equacionamento para determinação do núcleo de ferrite do tipo E é demonstrado em (BARBI, 2007). O valor do produto  $A_e A_w$  para o conversor Flyback é:

(1)

$$A_e A_w = \frac{1,1 \cdot P_{out} \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J \cdot B \cdot f} \text{ [cm}^4\text{]}$$

Onde:

$A_e$  = Área da secção transversal do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$A_w$  = Área da janela do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$P_{\text{out}}$  = Potência de saída [W];

$f$  = Frequência de chaveamento [Hz];

$B$  = Variação de campo magnético [T];

$J$  = Densidade de corrente nos condutores [ $\text{A}/\text{cm}^2$ ];

$k_p$  = Fator de utilização do primário;

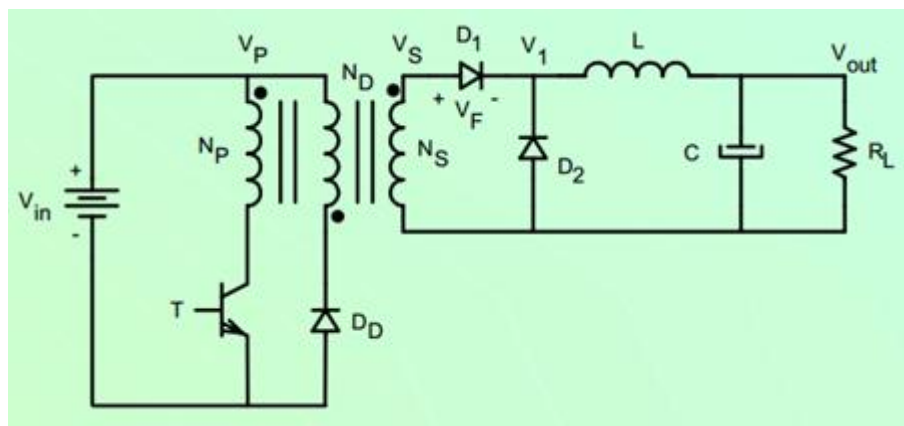
$k_w$  = Fator de utilização da área do enrolamento;

### 2.1.1.2 Conversor Forward

A topologia Forward deriva do conversor não isolado Buck (BARBI, 2007). O conversor Buck não possibilita a elevação da tensão de entrada, apenas fornece para a carga uma tensão igual ou menor a tensão de entrada. Neste sentido, o conversor Forward possui um transformador isolador em sua estrutura, o que dá a possibilidade de realizar tanto a elevação como a redução da tensão de saída, bem como permite o isolamento da carga em relação a fonte de alimentação.

A estrutura do conversor Forward é apresentada na Figura 7. Nota-se nesta estrutura a existência de um terceiro enrolamento no transformador. Ele se faz necessário para evitar a destruição do transistor quando da sua abertura, devido à interrupção da corrente no enrolamento primário.

Figura 7 – Topologia do conversor Forward.



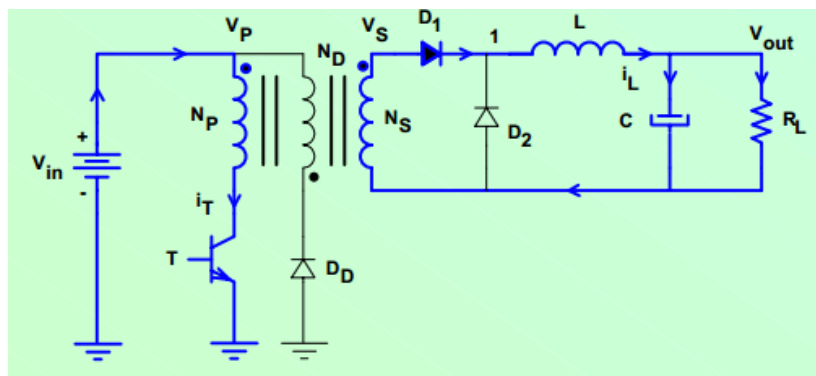
Fonte: (SOUZA)



As etapas de operação do conversor Forward são descritas nas Figura 8 e Figura 9. Já as principais formas de onda do conversor são apresentadas na Figura 10.

Durante a primeira etapa de funcionamento ( $T_1$ ) o transistor T é comandado a fechar, permitindo a aplicação da tensão da fonte  $V_{in}$  no enrolamento primário do transformador. Como consequência o diodo  $D_1$  entra em condução, carregando o indutor L e alimentando o capacitor de filtro C e a carga  $R_L$ . O diodo  $D_2$  e o diodo de desmagnetização  $D_D$  encontram-se bloqueados.

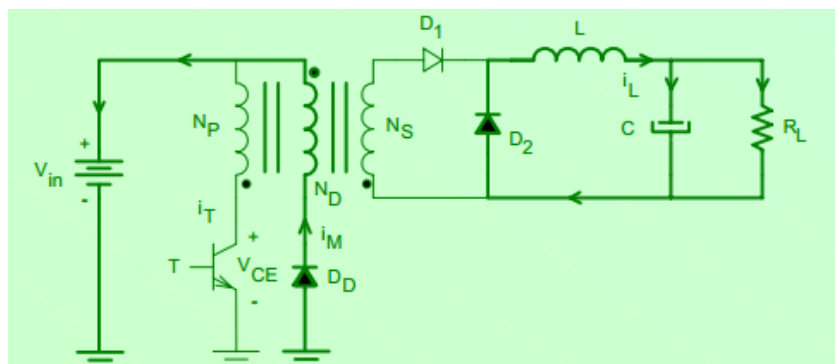
Figura 8 – Conversor Forward primeira etapa de funcionamento



Fonte: (SOUZA)

Na segunda etapa de funcionamento ( $T_2$ ) o transistor é comandado a abrir. Dessa forma a energia armazenada no indutor L é descarregada no capacitor C e na carga  $R_L$  através da entrada em condução do diodo  $D_2$ . Devido a interrupção da corrente no enrolamento primário, a energia magnetizante do transformador precisa ser descarregada. Para tanto o diodo  $D_D$  entra em condução devolvendo a energia acumulada na indutância magnetizante à fonte.

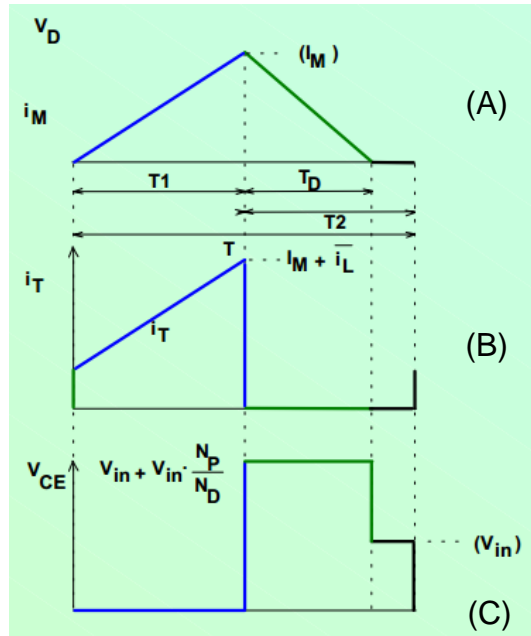
Figura 9 – Conversor Forward segunda etapa de funcionamento



Fonte: (SOUZA)

A corrente do indutor L ( $i_L$ ), a corrente do transistor T e a tensão neste mesmo transistor são apresentados na Figura 10 A, B e C respectivamente.

Figura 10 – Principais formas de onda do conversor Forward. (A) Corrente no indutor L. (B) Tensão coletor emissor do transistor T. (C) Tensão no diodo D. (D) Tensão no capacitor C.



Fonte: (SOUZA)

O equacionamento para determinação do núcleo de ferrite do tipo E é demonstrado em (BARBI, 2007). O valor de  $A_e A_w$  para o conversor Forward é:

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J \cdot B \cdot f \cdot N} [\text{cm}^4] \quad (2)$$

Onde:

$A_e$  = Área da secção transversal do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$A_w$  = Área da janela do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$P_{out}$  = Potência de saída [W];

$f$  = Frequência de chaveamento [Hz];

$B$  = Variação de campo magnético [T];

$J$  = Densidade de corrente nos condutores [ $\text{A}/\text{cm}^2$ ];

$k_p$  = Fator de utilização do primário;

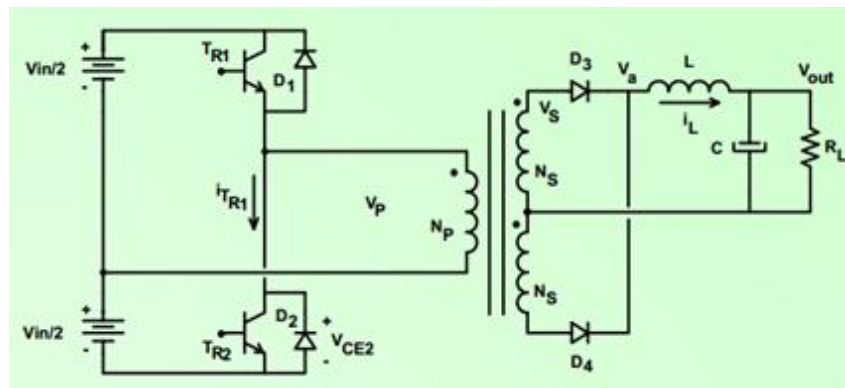
$k_w$  = Fator de utilização da área do enrolamento;

$N$  = Rendimento.

### 2.1.1.3 Conversor Meia Ponte “Half-Bridge”

O conversor Meia Ponte, diferente dos conversores Flyback e Forward, realiza a inversão da corrente no enrolamento primário do transformador. Para que isso seja possível, é necessária a conexão de duas fontes de tensão em série, conforme circuito apresentado na Figura 11.

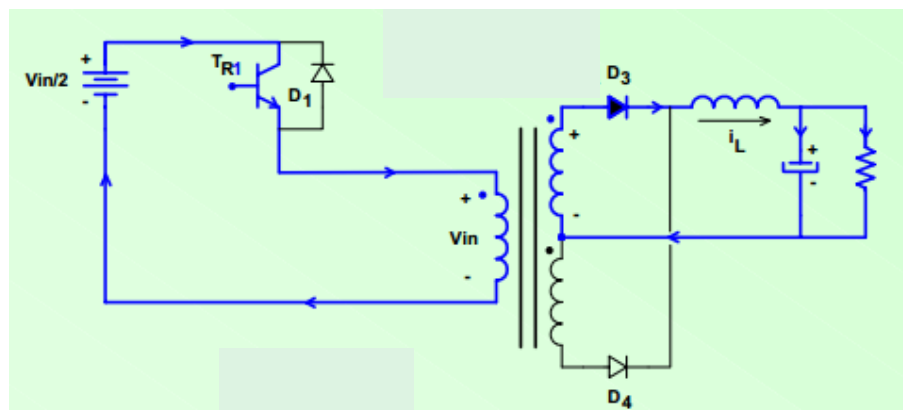
Figura 11 – Esquema elétrico do conversor Half-Bridge



Fonte: (SOUZA)

O funcionamento do conversor Meia Ponte pode ser dividido em quatro etapas. A primeira etapa de operação deste conversor acontece quando o interruptor  $T_{R1}$  é acionado. Neste intervalo de tempo a tensão da fonte superior é aplicada no enrolamento primário do transformador, fazendo com que o enrolamento secundário superior seja acionado e forneça energia para a carga por meio da condução do diodo  $D_3$ . Também nesta etapa acontece a carga do indutor  $L$ . Essa etapa de funcionamento pode ser observada na imagem da Figura 12.

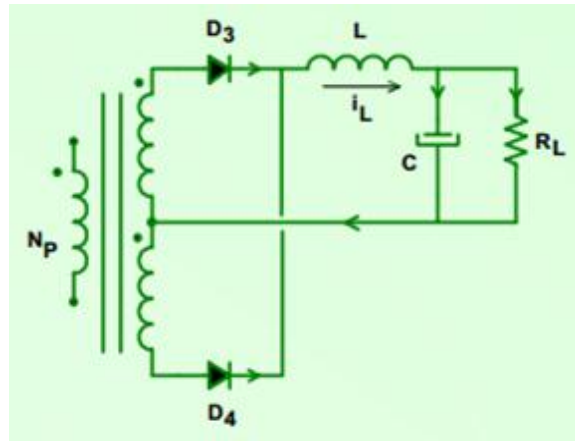
Figura 12 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge



Fonte: (SOUZA)

Na segunda etapa de operação o interruptor  $T_{R1}$  é aberto enquanto  $T_{R2}$  se mantém também aberto. Assim os diodos  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução de forma que a energia armazenada do indutor  $L$  é descarregada na carga  $R_L$  e no capacitor  $C$ . Este funcionamento é apresentado na Figura 13.

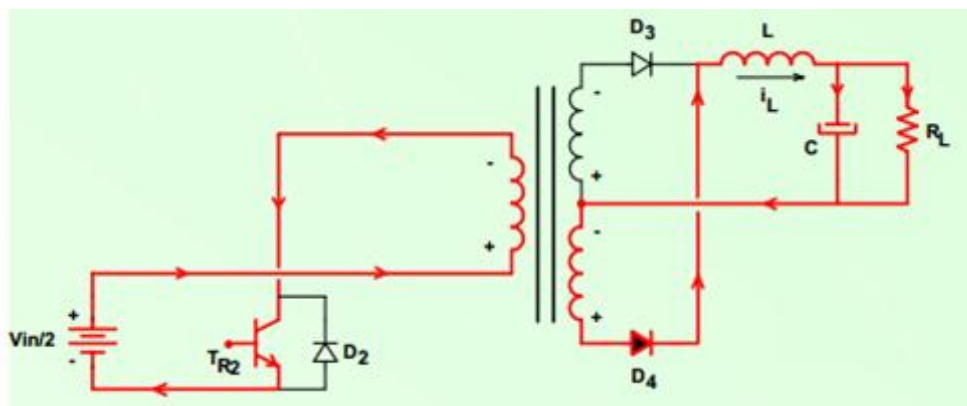
Figura 13 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge



Fonte: (SOUZA)

A terceira etapa de operação ocorre com o acionamento do interruptor  $T_{R2}$ . Ao ser acionado, a tensão da fonte de baixo passa a ser aplicada no enrolamento primário do transformador e como consequência o enrolamento secundário inferior do transformador é acionado, fazendo com que a energia seja entregue a carga  $R_L$  e ao capacitor  $C$  por meio da condução do diodo  $D_4$ . Também o indutor  $L$  é novamente carregado nesta etapa de funcionamento. A Figura 14 apresenta o funcionamento descrito nesta etapa.

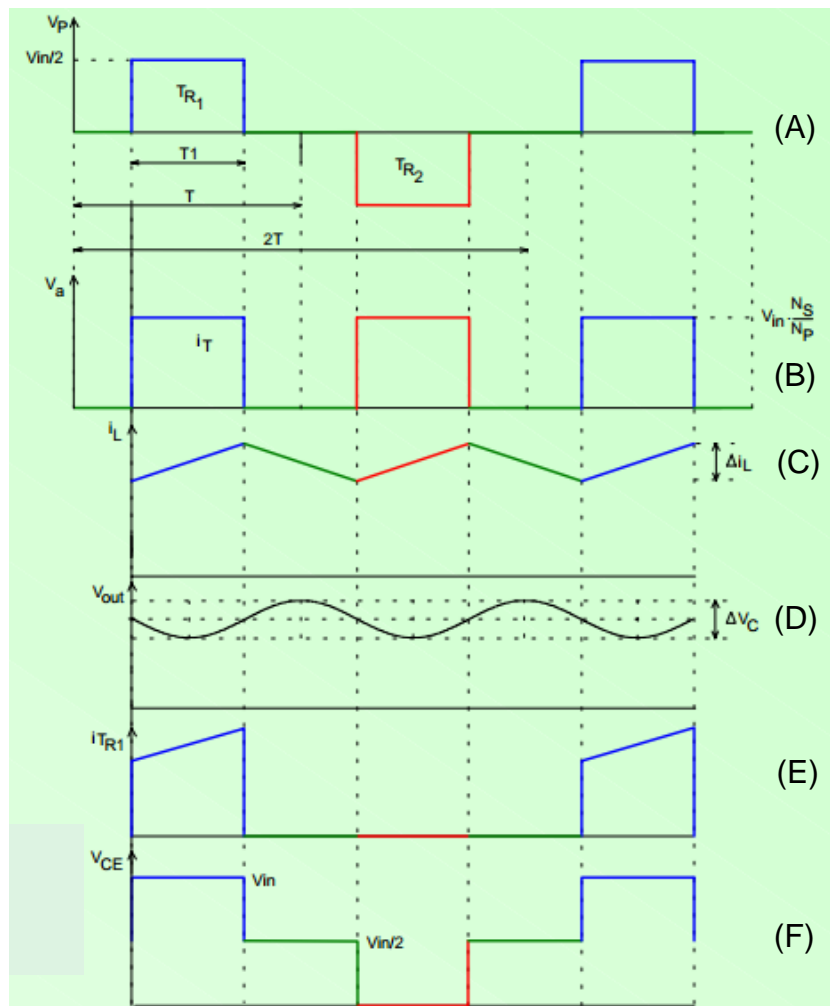
Figura 14 – Terceira etapa de funcionamento do conversor Half-Bridge



Fonte: (SOUZA)

A quarta etapa de operação é uma repetição da segunda etapa, e por este motivo não será apresentada. Em decorrências das etapas de funcionamento, são apresentadas na Figura 15 as principais formas de onda do conversor Meia Ponte, onde (A) indica a tensão do enrolamento primário, (B) mostra a tensão do secundário do transformador, após os diodos retificadores e antes do indutor L, (C) apresenta a corrente do indutor L, (D) indica a tensão de saída sobre a carga  $R_L$  e o capacitor C, (E) indica a corrente do Transistor  $T_{R1}$  e (F) apresenta a tensão sobre o transistor  $T_{R2}$ .

Figura 15 – Principais formas de onda do conversor Half-Bridge. (A) Tensão no primário do transformador. (B) Tensão no secundário do transformador após diodos retificadores. (C) Corrente no indutor L. (D) Tensão de saída sobre a carga  $R_L$ . (E) Corrente no transistor  $T_{R1}$ . (F) Tensão coletor emissor do transistor  $T_{R2}$ .



Fonte: (SOUZA)

Se os tempos de comutação dos transistores  $T_{R1}$  e  $T_{R2}$  forem diferentes ocorrerá a saturação do transformador, causando sua destruição. Para minimizar este

problema, um capacitor de baixa resistência série pode ser inserido em série com o primário do transformador.

O equacionamento para determinação do núcleo de ferrite do tipo E é demonstrado em (BARBI, 2007). O valor de  $A_e A_w$  para o conversor Half-Bridge é:

$$A_e A_w = \frac{1,5 \cdot P_{out} \cdot 10^3}{k_p \cdot k_w \cdot J \cdot B \cdot f} [cm^4] \quad (3)$$

Onde:

$A_e$  = Área da secção transversal do núcleo [ $cm^2$ ];

$A_w$  = Área da janela do núcleo [ $cm^2$ ];

$P_{out}$  = Potência de saída [W];

$f$  = Frequência de chaveamento [Hz];

$B$  = Variação de campo magnético [T];

$J$  = Densidade de corrente nos condutores [ $A/cm^2$ ];

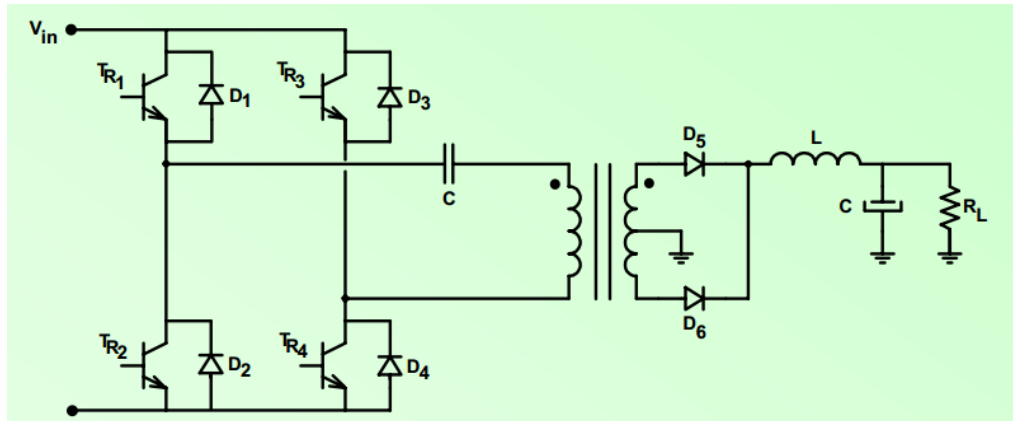
$k_p$  = Fator de utilização do primário;

$k_w$  = Fator de utilização da área do enrolamento.

#### 2.1.1.4 Conversor Ponte Completa “Full-Bridge”

O conversor Full-Bridge possui as mesmas características do conversor Meia Ponte. Contudo neste conversor não é necessário utilizar duas fontes de tensão. Outra vantagem é o fato de que a tensão nos transistores é limitada ao valor da tensão da fonte, ao contrário do conversor meia ponte onde a tensão do transistor é consequência da soma das duas fontes de entrada. A desvantagem fica por conta da necessidade de serem utilizados quatro transistores no lado primário, o que faz com que o circuito de comande passe a ser um pouco mais complexo. Esta estrutura é apresentada na Figura 16.

Figura 16 – Esquema elétrico do conversor Half-Bridge



Fonte: (SOUZA)

As etapas de operação são semelhantes às etapas do conversor Meia Ponte. A única diferença está no fato de que devem ser acionados ao mesmo tempo os interruptores  $T_{R1}$  e  $T_{R4}$ , bem como  $T_{R2}$  e  $T_{R3}$ . Por este motivo, também o dimensionamento do transformador segue o que já foi apresentado para o conversor Meia Ponte.

### 2.1.2 Microcontroladores

Buscando a redução de espaço físico, consequência dos milhares de transistores e circuitos eletrônicos presentes nos circuitos de processamento de sinais e controle, nasceu o microprocessador. O microprocessador é, em sua essência, a associação de vários transistores dispostos em um único encapsulamento. Esta solução trouxe grandes avanços no processamento digital de sinais (OLIVEIRA e ANDRADE, 2010).

Contudo o microprocessador não consegue interagir com o ambiente externo, ou seja, ele não é capaz de realizar o acionamento de dispositivos mecânicos e elétricos ou a leitura e interpretação de sinais físicos/naturais, por exemplo. Para poder realizar estas funções o microprocessador necessita de sistemas adicionais, como por exemplo memórias, barramentos de conexão com outros dispositivos, transistores para acionamento de cargas e conversores de sinais (PEREIRA, 2002).

O microcontrolador surge para resolver este problema. Sua unidade de processamento de sinais é menor que a de um microprocessador, contudo este chip possui um meio de comunicação mais eficaz com o ambiente externo (OLIVEIRA e

ANDRADE, 2010).

Os microcontroladores possuem, além da unidade de processamento, uma memória interna de armazenamento, algumas portas analógicas, temporizadores, conversores digitais/analógicos e portas digitais de entrada e saída, fundamentais em um módulo de controle eletrônico. Essas características os diferenciam dos microprocessadores que internamente possuem apenas a unidade de processamento de sinais.

Assim, em pequenos sistemas eletrônicos, os microcontroladores são excelentes soluções tecnológicas e, portanto, amplamente utilizados, visto que facilitam o desenvolvimento de placas de circuito impresso, reduzem as possibilidades de falhas por componentes discretos, propiciam uma maior integração de funções e garantem um custo menor no sistema como um todo. (OLIVEIRA e ANDRADE, 2010).

#### 2.1.2.1 Família DSPIC 30F

Este poderoso controlador digital da Microchip possui arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computer, ou computador de conjunto de instruções reduzido) além do desempenho dos processadores de sinais digitais (DSP – *Digital Signal Processing*), projetados para operar em “tempo real” e com largura de dados de 16 bits (em vez dos 8 bits de algumas famílias de microcontroladores PIC), tudo isto com preço e encapsulamentos semelhantes aos microcontroladores. (OLIVEIRA e ANDRADE, 2010) e (PEREIRA, 2002).

Os DSPICs da família 30F são aplicados principalmente no controle de motores e no processamento de áudio, pois possuem um alto desempenho, chegando a operar em 120 MHz frente aos 20 MHz dos microcontroladores da família PIC. Além disso estes controladores possuem módulos integrados para o controle de motores, para a leitura de *encoders* e para comunicação por protocolos consagrados (OLIVEIRA e ANDRADE, 2010).

#### 2.1.3 Baterias

Existem vários tipos de baterias, dentre elas estão as primárias e as secundárias. As baterias primárias são conhecidas como baterias não recarregáveis. Estas baterias não permitem a recarga, e após o seu uso total devem ser descartadas



corretamente, pois possuem elementos químicos prejudiciais ao meio ambiente (BOCCHI, FERRACIN e BIAGGIO, 2000).

Dentre as baterias secundárias, ou recarregáveis, destacam-se as baterias de chumbo/óxido de chumbo, cádmio/óxido de níquel, hidreto metálico/óxido de níquel, e íons de lítio. As baterias recarregáveis são utilizadas em aplicações que requerem alta potência em um curto espaço de tempo, diferentemente das baterias não recarregáveis (BOCCHI, FERRACIN e BIAGGIO, 2000).

As baterias mais comuns em sistemas de energia renovável (solar e eólico) são as baterias recarregáveis do tipo chumbo ácido e alcalina. Dentre os tipos de bateria alcalina estão o níquel/cádmio ou níquel/ferro. O tipo níquel/cádmio possui custo elevado e é muito poluente. A bateria de níquel/ferro não é utilizada em sistemas solares devido à alta tensão necessária no processo de carga (ALDABÓ, 2002).

A bateria de chumbo ácido destaca-se pela sua versatilidade, disseminação comercial e conseqüentemente baixo custo. Por estes motivos é o tipo de bateria mais utilizada em sistemas solares (ALDABÓ, 2002).

As baterias de chumbo ácido são construídas de placas de chumbo mergulhadas em solução ácida. A energia é armazenada e retirada da bateria através de reações químicas do chumbo com o ácido. Estas baterias utilizam eletrólito líquido ou em gel, e podem ser seladas ou abertas. As baterias abertas necessitam de adição de água e manutenção, pois há troca de gases com o ambiente; enquanto que as baterias seladas dispensam manutenções. A bateria construída com eletrólito em gel possui uma vida útil maior, com mais ciclos de carga e descarga (VILLALVA e GAZOLI, 2012).

As baterias de chumbo ácido ainda se dividem em baterias de ciclo raso ou ciclo profundo, chamadas respectivamente de automotivas e estacionárias. A principal diferença destes dois grupos está nas placas internas da bateria.

Nas automotivas, ciclo raso, as placas de chumbo estão muito próximas e possuem espessura reduzida devido a maximização da área de contato com a solução. Isto permite uma rápida reação química e uma alta capacidade de corrente, ideal para os sistemas de partida de automóveis. Contudo, este tipo de bateria não é recomendado para o fornecimento constante de energia, pois em períodos longos de fornecimento de potência as placas tendem a se deslocar devido às forças mecânicas produzidas pela passagem da corrente elétrica (VILLALVA e GAZOLI, 2012).

As baterias estacionárias (ciclo profundo) por outro lado, possuem placas de

chumbo mais grossas, resistentes às forças mecânicas geradas pela passagem de corrente elétrica. Por isto estas baterias são melhores empregadas em sistemas fotovoltaicos por exemplo, onde o fornecimento de energia é contínuo e longo. Outra vantagem é a possibilidade desta bateria ser descarregada completamente, algo impossível numa bateria automotiva, onde a descarga máxima fica em torno de 20% (VILLALVA e GAZOLI, 2012).

## 2.2 Conclusão

Dentre os conversores isolados apresentados o que melhor utiliza a área do núcleo, de acordo com as equações (1), (2) e (3) (BARBI, 2007) são os conversores Meia Ponte e Ponte Completa.

O conversor Meia Ponte necessita de uma fonte de alimentação com derivação central, ou duas fontes de energia com potencial igual. A principal vantagem deste é a utilização de apenas duas chaves para acionamento em relação ao conversor Ponte Completa, que necessita de quatro transistores e, conseqüentemente, quatro circuitos de comando isolados.

Por outro lado, o conversor Ponte Completa permite que as tensões nos transistores não ultrapassem a própria tensão da fonte, evitando sobre-tensão e a queima dos mesmos. Outro ponto positivo e importante para o projeto é a utilização de apenas uma fonte de entrada sem derivação central.

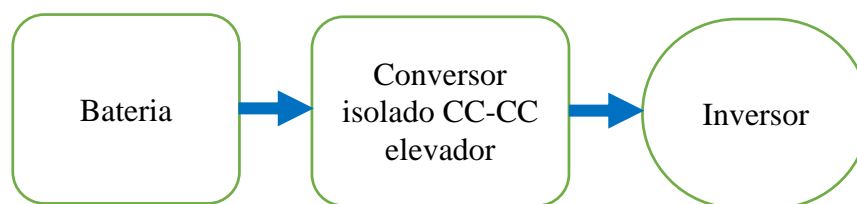
Para realizar o acionamento do conversor escolhido, se fez a opção pelo processador DSPIC 30F3010, pois este possui algumas características importantes para o desenvolvimento do protótipo, como a velocidade de processamento, boa precisão dos conversores A/D (16 bits), pinos I/O analógicos e digitais, módulos PWM além da disponibilidade no laboratório.

A escolha do tipo de bateria depende basicamente do tipo de sistema em que ela será utilizada. No caso do protótipo proposto as baterias serão utilizadas como fonte de tensão contínua para a aplicação, considerando uma potência máxima estipulada de 200 W. Diante destas características, das opções disponíveis para construção do projeto, e da corrente máxima demonstrada em (7) utilizou-se uma bateria de chumbo ácida do tipo estacionária de 50 Ah. Este tipo de bateria é comumente utilizado em sistemas fotovoltaicos, no break (UPS) e sistemas de telecomunicação.

### 3 METODOLOGIA

Neste capítulo serão descritas as etapas do desenvolvimento do conversor CC-CC Full-Bridge, indicado no contexto do diagrama da Figura 17, bem como a estratégia de controle em malha fechada aplicada. O sistema proposto é constituído de uma fonte de energia elétrica, com tensão de saída de 12V (bateria) e um conversor isolado CC-CC elevador de tensão, cuja saída é um barramento de tensão contínua para alimentação de um inversor de tensão.

Figura 17 – Diagrama do protótipo proposto em seu contexto de uma fonte de energia com inversor



Fonte: Autor (2016)

O conversor proposto tem a função de alimentar o barramento de tensão de um inversor de frequência, a partir de uma bateria, realizando, além da elevação da tensão à valores superiores ao pico da rede elétrica de 127 V, o isolamento galvânico entre a bateria e o barramento. A opção por desenvolver um sistema que permita acionar cargas com tensão de 127 V foi feita por questões de segurança no desenvolvimento do protótipo.

O sistema eletrônico foi projetado para fornecer, a partir de qualquer fonte de energia contínua (12 V – 14,5 V), uma potência de até 200 W.

#### 3.1 Projeto e dimensionamento dos componentes

A metodologia adotada para o projeto do conversor seguiu a proposta apresentada por (FARIA, 2012) quando do desenvolvimento de seu trabalho, apoiado ainda nas bibliografias de (PRESSMAN, 1998) e (MELLO, 2000). No secundário do transformador foi utilizado a topologia com tap central devido a disponibilidade de apenas dois diodos retificadores de alta tensão. O filtro de saída do conversor foi concebido de acordo com a técnica desenvolvida para um conversor *push-pull*, proposta em (SILVA, 2003), visto que esta estrutura possui as mesmas características

de saída do conversor Full-Bridge.

### 3.1.1 Especificações do conversor Full-Bridge

- Topologia: Full-Bridge
- Potência de saída: 200 W
- Tensão de entrada: 12 a 14,5 V<sub>cc</sub>
- Tensão de saída: 190 V<sub>cc</sub>
- Frequência de chaveamento: 28,8 kHz
- T<sub>on</sub> (nas chaves): 40%
- Rendimento ( $\eta$ ): 80%
- Variação da corrente de saída: 0,21 A
- Variação da tensão de saída: 1,9 V

A faixa de tensão de entrada foi definida considerando o fornecimento de energia apenas da bateria (12 V) e a tensão do carregamento típico de uma bateria (no modo pulsado), neste caso aproximadamente 14,5 V. Esta faixa de tensão também permite a introdução de outros tipos de baterias, como as automotivas, por exemplo.

A tensão de saída foi especificada a partir do resultado da equação (4). Este resultado leva em consideração o fato de que o valor deve ser superior a tensão de pico da rede elétrica 127 V e ainda considerar, segundo Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (ANEEL, 2010), uma variação de +/- 5%.

$$V_{\text{out}} = 1,05 \cdot V_{\text{pico}} = 1,05 \cdot V_{\text{rms}} \cdot \sqrt{2} = 1,05 \cdot 127 \cdot \sqrt{2} = 188,6 \text{ V} \quad (4)$$

Onde:

$V_{\text{pico}}$  = Tensão de pico;

$V_{\text{rms}}$  = Tensão eficaz;

$V_{\text{out}}$  = Tensão de saída;

A frequência de chaveamento foi estipulada considerando os conversores desenvolvidos em (FARIA, 2012) e (MARTINS, DEMONTI e BARBI, 1999). Em geral frequências elevadas (acima de 30 kHz) geram muitas perdas por comutação, porém ajudam a reduzir o tamanho e o volume dos componentes magnéticos, como indutores e transformadores. Por outro lado, frequências menores que 20 kHz reduzem as

perdas por comutação mas aumentam o tamanho e volume dos componentes magnéticos, e em geral a corrente do circuito, aumentando por consequência as perdas por condução. Outro problema de frequências menores que 20 kHz é o ruído, que neste caso passa a ser audível aos seres humanos, e pode causar desconforto nas proximidades do conversor (BARBI, 2006).

A razão cíclica máxima ( $D_{max}$ ), também conhecida como *duty-cycle* máximo, é a razão entre o tempo máximo que os interruptores estão fechados (transferindo potência) e o período de um ciclo de chaveamento. Idealmente, no caso do conversor Full-Bridge,  $D_{max}$  é igual a 1. Contudo, considera-se um fator de segurança para que os interruptores da ponte H (ponte inversora) não entrem em curto circuito, devido as correntes que circulam através do circuito na abertura dos interruptores, geralmente causada por cargas indutivas. Neste caso a margem de segurança comumente usada é de 80%, a mesma adotada em (FARIA, 2012).

### 3.1.2 Dimensionamento da corrente de entrada

O primeiro passo para determinação do transformador é o dimensionamento da potência de entrada, e conseqüentemente as correntes máximas e mínimas de entrada. De acordo com a potência de saída especificada e um rendimento geral de 80% (FARIA, 2012) para o conversor proposto, obtém-se:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{n} = \frac{200}{0,8} = 250 \text{ W} \quad (5)$$

Onde:

$P_{in}$  = Potência de entrada;

$P_{out}$  = Potência de saída;

$n$  = Rendimento;

Com a potência de entrada dimensionada é possível calcular as correntes de pico e eficaz da fonte (FARIA, 2012):

$$I_{pkVinmin} = \frac{P_{out}}{n \cdot D_{max} \cdot V_{inmin}} = \frac{200 \text{ W}}{0,8 \cdot 0,8 \cdot 12 \text{ V}} = 26,04 \text{ A} \quad (6)$$

$$I_{eficazmax} = I_{pkVinmin} \cdot \sqrt{D_{max}} = 26,04 \text{ A} \cdot \sqrt{0,8} = 23,29 \text{ A} \quad (7)$$

$$I_{pkV_{inmax}} = \frac{P_{out}}{n \cdot D_{max} \cdot V_{inmax}} = 21,55 \text{ A} \quad (8)$$

$$I_{eficazmin} = I_{pkV_{inmax}} \cdot \sqrt{D_{max}} = 21,55 \text{ A} \cdot \sqrt{0,8} = 19,27 \text{ A} \quad (9)$$

Onde:

$I_{pkV_{inmin}}$  = Corrente de pico máxima no transformador, com tensão mínima de entrada (12 V);

$I_{eficazmax}$  = Corrente eficaz máxima no transformador;

$I_{pkV_{inmax}}$  = Corrente de pico mínima no transformador, com tensão máxima de entrada (14,5 V);

$I_{eficazmin}$  = Corrente eficaz mínima no transformador;

$D_{max}$  = Razão cíclica máxima;

### 3.1.3 Relação de transformação

A relação de transformação apresentada em (10) é obtida através da equação (2) considerando a queda de tensão nos interruptores (Transistor MOSFET) e no diodo retificador de saída.

$$\frac{N_p}{N_s} = D_{max} \cdot \frac{(V_{inmin} - V_{mosfet})}{(V_{out} + V_{diodo})} \quad (10)$$

Onde:

$N_p$  = Número de espiras no enrolamento primário do transformador;

$N_s$  = Número de espiras no enrolamento secundário do transformador;

$V_{out}$  = Tensão de saída do conversor (190 V);

$V_{mosfet}$  = Tensão no mosfet;

$V_{diodo}$  = Tensão no diodo retificador de saída;

O valor considerado para a queda de tensão no diodo retificador de saída e nos MOSFETs da ponte inversora é de 1,5V. De acordo com os *datasheets* dos componentes utilizados, estes valores são verificados nas condições de pior caso de operação do conversor Full-Bridge aqui apresentado. Substituindo então estes valores de especificação em (10), obtêm-se a relação de transformação a ser utilizada:

$$\frac{N_p}{N_s} = 0,8 \cdot \frac{(12-1,5)}{(190+1,5)} = 0,044 \quad (11)$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{0,044} = 22,73 \quad (12)$$

### 3.1.4 Escolha do núcleo do transformador

A escolha do núcleo do transformador é comumente iniciada através do cálculo do produto das áreas do núcleo (PRESSMAN, 1998). A equação (13) apresenta o cálculo do produto da área da janela do núcleo ( $A_w$ ) e a área efetiva ( $A_e$ ) do núcleo, para um transformador confeccionado com núcleo tipo EE de ferrite (Figura 6) (MELLO, 2000) *apud* (FARIA, 2012).

$$A_e A_w = \left( \frac{3,98 \cdot P_{out} \cdot 10^4}{k_j \cdot B \cdot f} \right)^z [\text{cm}^4] \quad (13)$$

Onde:

$A_e$  = Área da secção transversal do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$A_w$  = Área da janela do núcleo [ $\text{cm}^2$ ];

$k_j$  = Coeficiente de densidade de corrente nos fios [ $\text{A}/\text{cm}^2$ ];

$f$  = Frequência de chaveamento [Hz];

$B$  = Variação de campo magnético [T];

$z = 1/(1-x)$ ;

A variação do campo magnético ( $B$ ), no caso do conversor Ponte Completa pode ser especificada sendo 3200 Gauss, ou 0,32 T, para um núcleo de ferrite IP12 da Thornton (FARIA, 2012).

Os fatores  $k_j$  e  $x$  (para obtenção de  $z$ ) são fatores que dependem do tipo do núcleo escolhido e da variação de temperatura ( $\Delta T$ ) no núcleo do transformador. Os fatores  $k_j$  e  $x$  podem ser retirados da tabela da Tabela 1.

Tabela 1 - Coeficientes de temperatura

Modelo de Núcleo	$k_j$ $20^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 60^\circ\text{C}$	$x$
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

Fonte: (MELLO, 2000) apud (FARIA, 2012).

Considerando uma variação de temperatura de  $20^\circ\text{C}$  e utilizando um núcleo do tipo EE, obtém-se:

$$k_j = 63,72 \cdot (20)^{0,54} = 302,56 \text{ A/cm}^2 \quad (14)$$

$$x = 0,12 \Rightarrow z = \frac{1}{(1-x)} = 1,1364 \quad (15)$$

Substituindo (11) e (12) em (10), obtém-se:

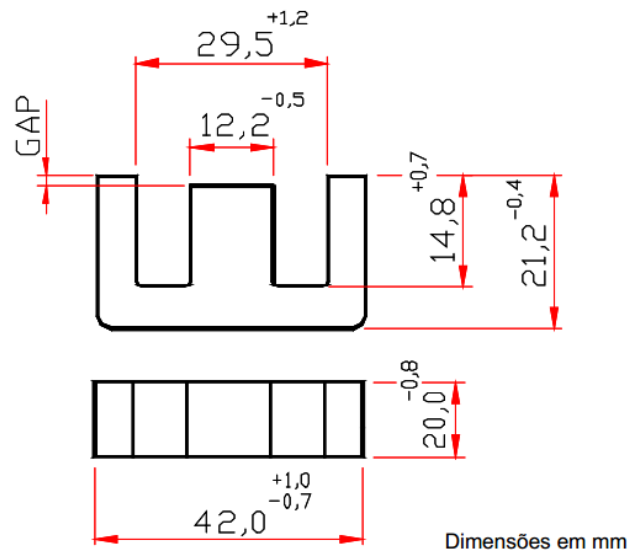
$$AeAw = \left( \frac{3,98 \cdot 200 \text{ W} \cdot 10^4}{302,56 \cdot 0,32 \text{ T} \cdot 28,8 \cdot 10^3 \text{ Hz}} \right)^{1,1364} = 3,294 \text{ cm}^4 \quad (16)$$

Considerando a relação  $AeAw$  calculada em (16), o núcleo escolhido é o núcleo E42/20, de ferrite IP12. As características do núcleo E42/20 são descritas abaixo, e suas dimensões físicas são apresentadas na Figura 18.

- $Ae = 2,4 \text{ cm}^2$  (área efetiva do núcleo)
- $Aw = 1,57 \text{ cm}^2$  (área da janela do núcleo)
- $AeAw = 3,768 \text{ cm}^4$  (produto das áreas efetiva e janela do núcleo)
- $Al = 5500 \text{ nH}$  (fator de indutância)
- $Ve = 23300 \text{ mm}^3$  (volume efetivo)



Figura 18 – Dimensões do núcleo E42/20



Fonte: (THORNTON, 2016)

### 3.1.5 Dimensionamento dos condutores

Escolhido o núcleo para o transformador o próximo passo é o dimensionamento dos enrolamentos primário e secundário. Ressaltando que o transformador irá operar em altas frequências o efeito pelicular (*skin*) deve ser considerado.

O efeito pelicular é causado pelas correntes induzidas no próprio condutor. Estas correntes geram um campo magnético que impede os elétrons de circularem no centro do condutor. Com isso os elétrons percorrem apenas a parte externa do condutor (“*skin*”, pele). O cálculo do diâmetro máximo do condutor, levando em conta o efeito acima é demonstrado em (17) (PRESSMAN, 1998).

$$D_{\text{fio}} = \frac{14,4}{\sqrt{f}} = \frac{14,4 \text{ cm}}{\sqrt{28800 \text{ Hz}}} = 0,084 \text{ cm} \quad (17)$$

Onde:

$D_{\text{fio}}$  = Diâmetro máximo do condutor;

$f$  = Frequência da corrente no transformador.

Através da tabela de fios de cobre, verifica-se que o fio 23AWG possui diâmetro de 0,057 cm, satisfazendo o resultado do cálculo indicado na equação (17). O fio 23AWG possui área de cobre de 0,002582 cm<sup>2</sup>.

Com estes valores é possível calcular a área de cobre necessária para conduzir toda a corrente no primário e no secundário do transformador. Considerando a corrente eficaz máxima no primário já determinada  $I_{\text{eficazmax}} = 23,29 \text{ A}$ , e a densidade de corrente adotada de  $350 \text{ A/cm}^2$ , a área total de cobre requerida no enrolamento primário é:

$$A_{\text{cobre}} = \frac{I_{\text{eficazmax}}}{350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = \frac{23,29 \text{ A}}{350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,067 \text{ cm}^2 \quad (18)$$

O número de condutores necessários para obter esta área de cobre é obtido através da divisão da área de cobre necessária para condução da corrente ( $A_{\text{cobre}}$ ) pela área do condutor calculado ( $A_{\text{condutor}}$ ).

$$N_{\text{condutores}} = \frac{A_{\text{cobre}}}{A_{\text{condutor}}} = \frac{0,067}{0,002582} = 25,95 \quad (19)$$

Foram utilizados 37 fios de cobre em paralelo no enrolamento primário do transformador. Este número foi escolhido considerando uma margem de 30% de segurança, levando em considerações problemas encontrados em (FARIA, 2012).

Considerando agora o enrolamento secundário, o fio escolhido foi o fio 22AWG que possui área de cobre de  $0,003255 \text{ cm}^2$ . A corrente de saída é definida em (20). Seguindo os mesmos passos adotados em (18) e

(19), têm-se:

$$I_{\text{saída}} = \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{200 \text{ W}}{190 \text{ V}} = 1,05 \text{ A} \quad (20)$$

$$A_{\text{cobre}} = \frac{1,05 \text{ A}}{350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,003 \text{ cm}^2 \quad (21)$$

$$N_{\text{condutores}} = \frac{0,003 \text{ cm}^2}{0,003255 \text{ cm}^2} = 0,92 \quad (22)$$

Foi utilizado 1 fio de cobre 22AWG no enrolamento secundário do transformador.

### 3.1.6 Cálculo do número de espiras do transformador

O número de espiras do primário deverá ser suficiente para gerar um campo magnético afim de induzir uma tensão no secundário. Portanto, primeiramente calcula-se o número de espiras no primário para depois, utilizando a relação de transformação, dimensionar as espiras no secundário. Em (23) é descrito o cálculo para o número mínimo de espiras do enrolamento primário do transformador (FARIA, 2012).

$$N_p > \frac{V_{inmin}}{2 \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{T_{onmax}} \cdot 10^{-8}} \quad (23)$$

De acordo com as especificações do projeto  $T_{on} = 40\%$  do período total. Assim:

$$T_{onmax} = 0,4 \cdot \frac{1}{28,8 \text{ kHz}} = 13,89 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (24)$$

Utilizando na equação (23) as especificações do projeto e os dados encontrados obtêm-se o número de espiras do primário:

$$N_p > \frac{12 \text{ V}}{2 \cdot 2,4 \text{ cm}^2 \cdot \frac{3200 \text{ Gauss}}{13,89 \cdot 10^{-6} \text{ s}} \cdot 10^{-8}} = 1,09 \quad (25)$$

Como não são utilizados números fracionários o enrolamento primário foi enrolado com 3 espiras. Além disto com 3 espiras houve uma melhor disposição dos fios no núcleo.

Para o cálculo do número de espiras do secundário é utilizado a relação (26).

$$N_s = \frac{N_p \cdot T \cdot V_{out}}{V_{inmin} \cdot 2 \cdot T_{onmax}} \quad (26)$$

Considerando T o período de um ciclo:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{28800 \text{ Hz}} = 34,722 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (27)$$

$$N_s = \frac{3 \cdot 34,722 \cdot 10^{-6} \cdot 190}{12 \cdot 2 \cdot 13,89 \cdot 10^{-6}} = 59,37 \quad (28)$$

Tendo em vista os problemas relatados no projeto do transformador do conversor Full-Bridge desenvolvido por (FARIA, 2012), foram utilizadas 80 espiras no enrolamento secundário.

### 3.1.7 Cálculo das indutâncias do transformador

O cálculo aproximado das indutâncias do transformador pode ser obtido através das equações (29) e (30), em que a indutância é relacionada com o fator de indutância do núcleo utilizado (MELLO, 2000) apud (FARIA, 2012). De acordo com o núcleo escolhido o fator de indutância (Al) é igual a 5500 nH por espira.

$$L_p = \frac{A_l \cdot N_p^2}{10^9} = \frac{5500 \cdot 10^{-9} \text{ H} \cdot 3^2}{10^9} = 49,5 \mu\text{H} \quad (29)$$

$$L_s = \frac{A_l \cdot N_p^2}{10^9} = \frac{5500 \cdot 10^{-9} \text{ H} \cdot 80^2}{10^9} = 35,2 \mu\text{H} \quad (30)$$

Onde:

$L_p$  = Indutância do enrolamento primário;

$L_s$  = Indutância do enrolamento secundário;

### 3.1.8 Cálculo do filtro LC do transformador

O cálculo do indutor de saída é demonstrado em (31) e é baseado no conversor estudo do conversor Push-Pull de (BARBI e MARTINS, 2001) apud (SILVA, 2003), que possui as mesmas características de saída do conversor Full-Bridge (BARBI, 2007).

$$L_{out} = \frac{N_s \cdot V_{inmax}}{N_p \cdot 8 \cdot f \cdot \Delta i_{out}} = \frac{80 \cdot 14,5 \text{ V}}{3 \cdot 8 \cdot 28,8 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 0,21 \text{ A}} = 8 \text{ mH} \quad (31)$$

O núcleo para confeccionar o indutor do filtro de saída é calculado pelo produto das áreas da janela e do ferrite, conforme (32) (SILVA, 2003). Neste caso, as especificações do indutor de filtro são:

$$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$$

$$J = 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$K = 0,7$$

Onde:

$B_{\max}$  = Densidade de fluxo magnético [T];

$J$  = Coeficiente de densidade de corrente nos fios [A/cm<sup>2</sup>];

$K$  = Fator de utilização do núcleo;

$$AeAw = \frac{L_{\text{out}} \cdot I_{\text{saída}}^2}{K \cdot B_{\max} \cdot J} = \frac{0,008 \text{ H} \cdot (1,05 \text{ A})^2}{0,7 \cdot 0,3 \text{ T} \cdot 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,88 \text{ cm}^4 \quad (32)$$

O núcleo escolhido é o núcleo E30/14. Este núcleo possui  $Ae = 1,20 \text{ cm}^2$  e  $Aw = 0,85 \text{ cm}^2$ .

O número de espiras do indutor pode ser calculado pela expressão (33).

$$N_{\text{indutor}} = \frac{L_{\text{out}} \cdot I_{\text{saída}}}{B_{\max} \cdot Ae_{E30/14}} = \frac{0,008 \text{ H} \cdot 1,05 \text{ A}}{0,3 \text{ T} \cdot 1,20 \text{ cm}^2} = 234 \quad (33)$$

O dimensionamento do comprimento de cada entreferro ( $lg$ ) é demonstrado em (34) (SILVA, 2003), onde  $\delta$  é o comprimento total do entreferro e  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo.

$$lg = \frac{\delta}{2} = \frac{N_{\text{indutor}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae_{E30/14}}{2 \cdot L_{\text{out}}} = \frac{234^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \cdot 1,2 \text{ cm}^2}{2 \cdot 0,008 \text{ H}} = 0,52 \text{ mm} \quad (34)$$

O efeito pelicular, no caso do indutor de saída, pode ser considerado nulo pois a oscilação da corrente (componente alternada), e conseqüentemente a variação do fluxo magnético, é muito pequena. Para o cálculo dos condutores foi utilizado a equação (35) que considera apenas a área do condutor que satisfaça a densidade de corrente máxima (SILVA, 2003).

$$A_{\text{condutor}} = \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}} \cdot J} = \frac{200 \text{ W}}{190 \cdot 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,00234 \text{ cm}^2 \quad (35)$$

O fio que satisfaz a área mínima (35) é o condutor 23AWG, que possui área de cobre igual a 0,00258 cm<sup>2</sup>.

O cálculo do capacitor de filtro é descrito em (36) (SILVA, 2003).

$$C_{out} = \frac{Ns \cdot V_{inmax}}{Np \cdot 64 \cdot f^2 \cdot L_{out} \cdot \Delta V_{out}} \quad (36)$$

$$C_{out} = \frac{80 \cdot 14,5 V}{3 \cdot 64 \cdot 28800 \text{ Hz}^2 \cdot 0,016 \text{ H} \cdot 1,9V} = 239,6 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (37)$$

Para o capacitor de filtro foi utilizado um capacitor eletrolítico de 220uF e tensão de 400V, além de 4 capacitores de filme de poliéster de 660nF e 250VAC.

### 3.1.9 Cálculo do capacitor de desacoplamento

O capacitor de desacoplamento é necessário, pois evita correntes contínuas no núcleo do transformador, causada por tempos de comutações diferentes nos MOSFETs. Estas correntes fazem o núcleo do transformador saturar, levando a um aumento de corrente e consequentemente a destruição do transformador (FARIA, 2012). O capacitor é inserido em série com o enrolamento primário do transformador conforme Figura 16.

O dimensionamento deste capacitor leva em consideração a corrente de pico máxima de entrada ( $I_{pkVinmin}$ ), o tempo máximo de interruptor fechado ( $T_{onmax}$ ), e a tensão mínima de entrada ( $V_{inmin}$ ). Substituindo os dados encontrados em (38) (PRESSMAN, 1998), obtêm-se:

$$C_d = \frac{I_{pkVinmin} \cdot T_{onmax}}{0,1 \cdot V_{inmin}} = \frac{26,04 \text{ A} \cdot 13,89 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{0,1 \cdot 12 \text{ V}} = 301,4 \cdot 10^{-6} \text{ F} \quad (38)$$

A Tabela 2 apresenta os capacitores utilizados em paralelo a fim de obter a capacitância calculada.

Tabela 2 – Capacitores de desacoplamento

4 x eletrolítico 100uF/50V bipolar	Capacitância equivalente	400uF
	Tensão máxima	50V
10 x eletrolítico 10uF/50V bipolar	Capacitância equivalente	100uF
	Tensão máxima	50V
3 x poliéster 330nF/305VAC	Capacitância equivalente	990nF
	Tensão máxima	660V
1 x poliéster 1uF/250VAC	Capacitância equivalente	1uF
	Tensão máxima	660V

Fonte: Autor (2016)

### 3.1.10 Transistores

A escolha dos transistores para o conversor Full-Bridge deve considerar a corrente de pico e a corrente média, além da tensão máxima a que estão sujeitos.

A corrente de pico e a corrente média da fonte são especificadas em (6) e (7). Assim as correntes dos transistores da ponte completa, por conduzirem apenas em um semi ciclo são a metade da corrente da fonte:

$$I_{\text{picotransistor}} = \frac{I_{\text{pkVinmin}}}{2} = 13,02 \text{ A} \quad (39)$$

$$I_{\text{eficaztransistor}} = \frac{I_{\text{eficazmax}}}{2} = 11,65 \text{ A} \quad (40)$$

A tensão máxima a que os transistores são submetidos no conversor Full-Bridge é a própria tensão da fonte. De acordo com as especificações de entrada a tensão máxima da fonte é 14,5V.

O transistor escolhido para o projeto é o MOSFET IRF1010N. Os MOSFETs são transistores de potência amplamente utilizados em projetos de eletrônica de potência por apresentarem uma baixa resistência de condução ( $R_{\text{DSon}}$ ), além de uma alta velocidade de comutação, ideal para chaveamento em alta frequência. Os MOSFETs também possuem um diodo interno ao encapsulamento, disposto em paralelo com os terminais de potência, em sentido oposto ao sentido de condução do transistor.

As principais informações do IRF1010N são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Mosfet IRF1010N

Máxima tensão drain-source (VDS)	55V
Resistência em condução drain-source (RDSon)	11mΩ
Corrente contínua máxima a 100°C (Id)	60A
Temperatura de trabalho	- 55°C a 175°C

Fonte: Autor (2016)

### 3.1.11 Diodos

No segundo estágio de funcionamento do conversor Full-Bridge, a corrente que não é utilizada no primário é devolvida para a fonte através dos diodos D1, D2, D3 e D4 apresentados na Figura 16. Para estes diodos é fundamental que o tempo de recuperação seja muito pequeno ( $T_r$ ). Os MOSFETs IRF1010N possuem diodos internos de recuperação rápida e, portanto, não é necessário o dimensionamento destes.

Os diodos de retificação do estágio secundário, por outro lado, necessitam ser dimensionados pois precisam suportar a corrente de saída e a tensão do enrolamento secundário na situação de máxima tensão entrada.

A tensão de saída máxima segundo (BARBI, 2007) é:

$$AeV_{out} = \frac{V_{inmax} \cdot N_s \cdot D}{N_p} = \frac{14,5 \cdot 80 \cdot 0,8}{3} = 309,33 \text{ V} \quad (41)$$

Contudo quando não houver carga (saída em aberto) esta tensão pode aumentar muito e causar a queima dos diodos por sobre-tensão. Nestes casos utilizam-se diodos retificadores ultrarrápidos na ordem dos kV (quilovolts) (FARIA, 2012).

A corrente dos diodos é a metade da corrente da carga, uma vez que cada diodo apenas conduzirá em um semi-ciclo. Considerando a corrente de carga definida em (20) a corrente média que o diodo deverá suportar é 0,55 A.

O diodo MUR8100E foi escolhido pela sua disponibilidade em laboratório, além de suprir os requisitos de corrente e tensão reversa máxima. As principais características do diodo MUR8100E são apresentadas na Tabela 4.



Tabela 4 – Diodo MUR8100E

Máxima tensão reversa ( $V_r$ )	1000V
Corrente média ( $I_f$ )	8A
Corrente de pico máxima ( $I_{fm}$ )	16A
Temperatura de trabalho	-55°C – 175°C

Fonte: Autor (2016)

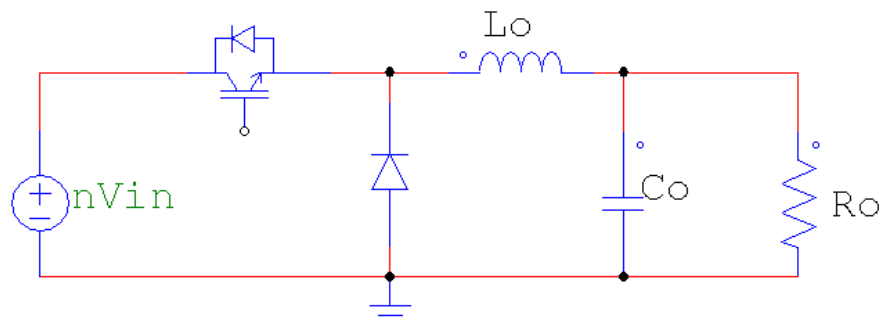
### 3.2 Controle em malha fechada

A malha de controle é necessária para manter a tensão de saída estabilizada em 190 V mesmo havendo variação na carga, em uma faixa de potências de até 200 W, pois conforme a resistência da carga diminui a diferença de potencial na carga (tensão de saída) também diminui. Quando isto ocorrer a malha de controle deverá variar a largura de pulso de comando aplicado às chaves, fornecendo mais ou menos potência para a saída, conforme a demanda, e corrigindo as variações da tensão de saída.

#### 3.2.1 Caracterização da planta

A caracterização da planta do circuito é fundamental para obtenção da função de transferência. A planta do conversor Full-Bridge pode ser simplificada para o conversor Buck operando em condução contínua (BATSCHAUER, 2012).

Figura 19 – Circuito Buck equivalente do conversor Full-Bridge.



Fonte: Autor (2017)

A fonte de entrada do conversor Buck foi considerada como o produto entre a relação de transformação do transformador ( $n$ ) e a tensão da bateria. Neste caso a

menor tensão da bateria (12V) acarreta nos maiores esforços (condição de maior corrente) nos componentes, e por isto ela foi utilizada.

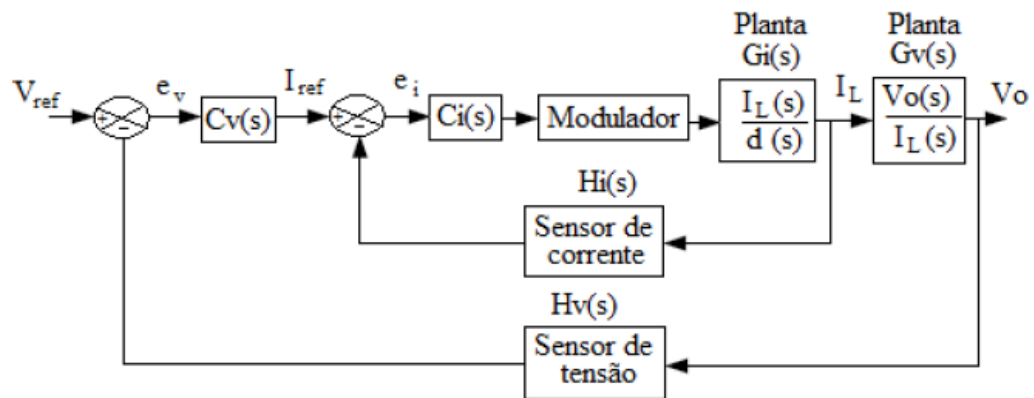
$$n \cdot V_{in} = \frac{80}{3} \cdot 12 = 320 \text{ V} \quad (42)$$

### 3.2.2 Projeto com compensador

Optou-se por utilizar um controle de cascata, realizando assim o controle de corrente por uma malha interna e o controle de tensão por uma malha externa. Para esse tipo de controle a malha interna deve ser no mínimo 10 vezes mais rápida do que a malha externa (BATSCHAUER, 2012).

A Figura 20 mostra o diagrama em bloco do sistema de controle do conversor. Nesse tipo de estrutura a malha interna segue uma referência de corrente que é gerada pela malha externa (malha de tensão).

Figura 20 – Malha de controle de corrente e tensão do conversor



Fonte: (BATSCHAUER, 2012)

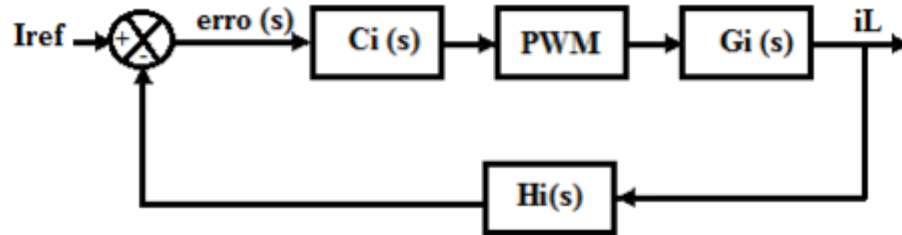
### 3.2.3 Malha de corrente (malha interna)

A Figura 21 mostra o diagrama em blocos da malha de controle de corrente, onde a corrente de saída  $i_L$  (corrente no indutor) será medida através do sensor  $H_i(s)$  em seguida será subtraída da corrente de referência  $I_{ref}$ . A diferença entre esses dois sinais é chamada de erro (erro(s)). O controlador de corrente ( $C_i(s)$ ) atua nesse sinal de erro, gerando um sinal que será comparado com uma portadora (Modulador PWM) que define a frequência de chaveamento e terá em sua saída a razão cíclica utilizada

para acionamento das chaves que irá atuar na planta, controlando assim a corrente do indutor do conversor de acordo com a corrente imposta como referência.

O bloco  $G_i(s)$  representa a planta do sistema (corrente por razão cíclica), dada pela equação (43), (BATSCHAUER, 2012).

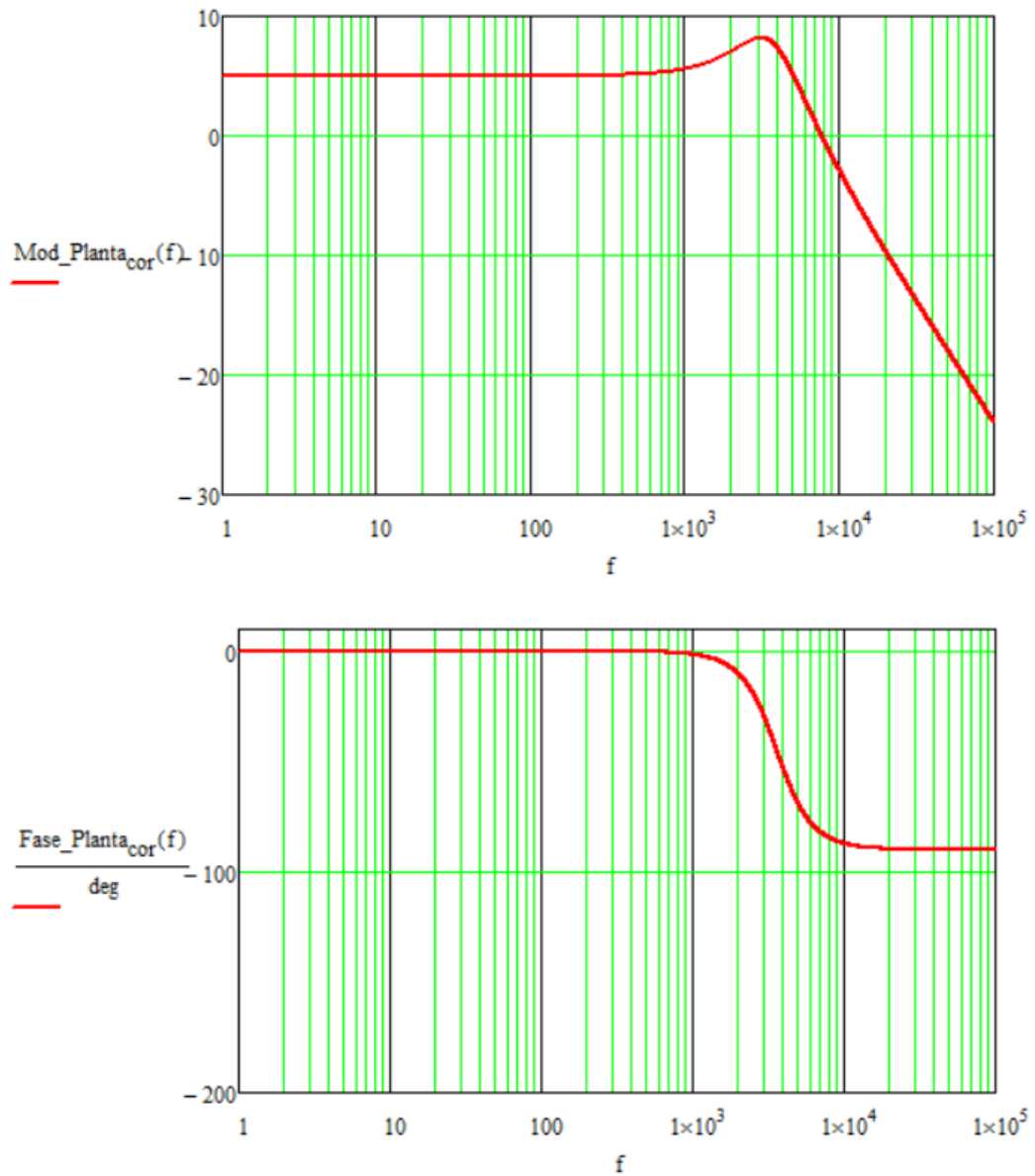
Figura 21 – Malha de controle de corrente



Fonte: (BATSCHAUER, 2012)

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{E}{R_o \cdot L_o \cdot C_o} \cdot \frac{(R_o \cdot C_o + 1)}{s^2 + \frac{s}{R_o \cdot C_o} + \frac{1}{L_o \cdot C_o}} \quad (43)$$

A resistência  $R_o$  é a resistência de carga, o indutor  $L_o$  representa o indutor  $L_{out}$  (31), e o capacitor  $C_o$  representa o capacitor de saída  $C_{out}$  (37). Os gráficos do módulo e fase da equação (43) são apresentados através do diagrama de Bode (Figura 22).

Figura 22 – Diagrama de bode com módulo e fase de  $G_i(s)$ 

Fonte: Autor (2017)

O bloco PWM representa o modulador, tendo a função transferência dado pela equação (44), sendo  $V_t$  a amplitude de tensão do sinal da portadora (sinal dente de serra de alta frequência). Neste caso o valor utilizado para  $V_t$  é de 1 V.

$$FT_{pwm}(s) = \frac{1}{V_t} \quad (44)$$

O bloco  $H_i(s)$  representa o ganho do sensor de corrente, sendo utilizado um sensor com ganho unitário com saída em tensão. O bloco  $G_i(s)$  representa o controlador de corrente.

Para implementação do controlador foi utilizado o diagrama de Bode de módulo e fase, uma abordagem de resposta em frequência. O controlador implementado deve satisfazer alguns requisitos de projeto, que são listados abaixo.

- Frequência de cruzamento de aproximadamente 10 kHz.
- Margem de fase entre 45° e 90°
- Sobressinal menor que 30%
- Erro em regime nulo

Para atender os critérios foi utilizado um compensador do tipo 2, também encontrado na literatura como controlador Pi + pólo, cuja função de transferência é descrita na equação (45).

$$C_i(s) = k \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{s \cdot (1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (45)$$

Onde:

k = Constante proporcional;

$\omega_z$  = Frequência de cruzamento por zero;

$\omega_p$  = Posição do polo;

O controlador tipo 2 foi escolhido por ter um polo na origem (integrador) para garantir erro nulo em regime, a frequência de corte utilizada foi um quinto da frequência de chaveamento, o zero foi alocado uma década abaixo da frequência de corte e o polo foi alocado no dobro da frequência de chaveamento. Os parâmetros resultantes são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do controlador de corrente

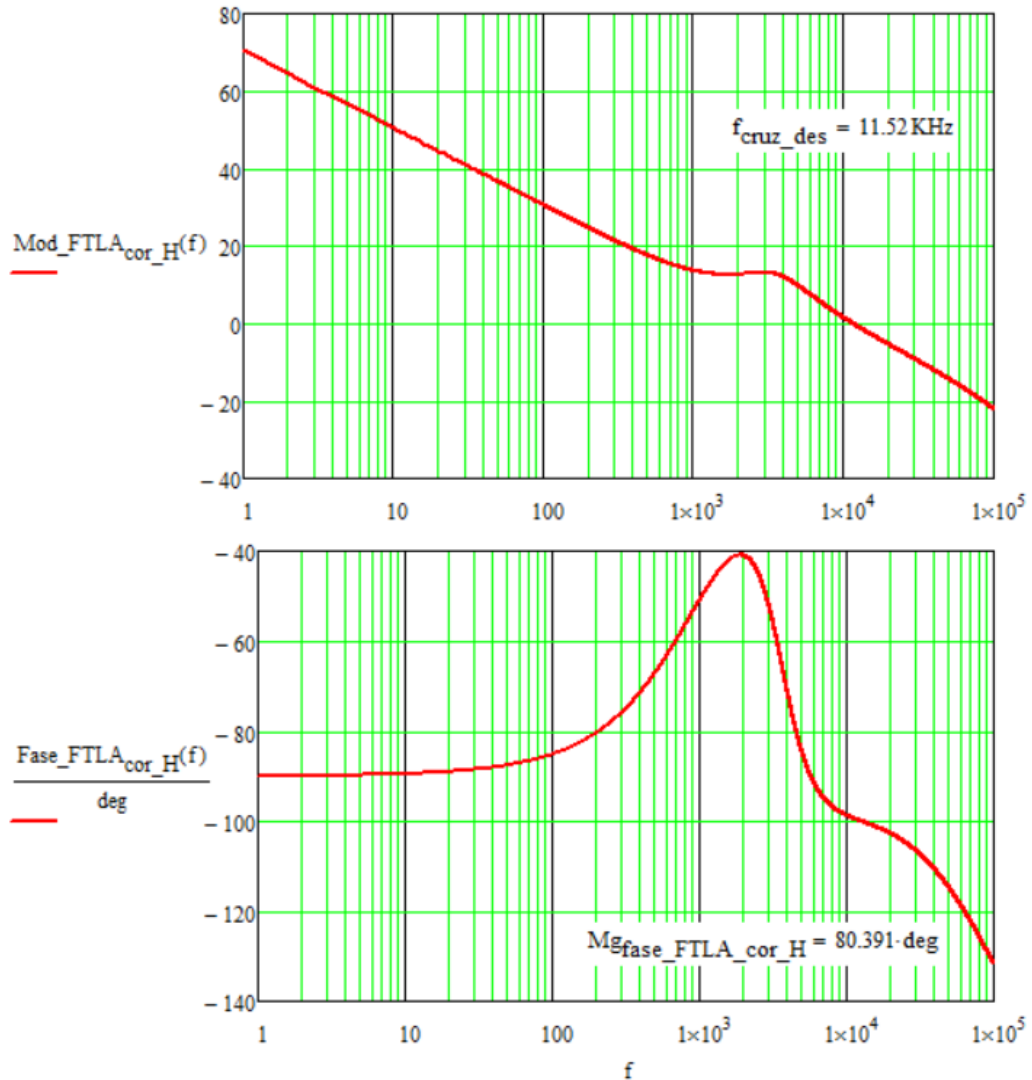
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Frequência de corte	11,52 kHz
k	11920
Frequência do zero	1,152 kHz
Frequência do polo	115,2 kHz

Fonte: Autor (2017)

A Figura 23 mostra o diagrama de Bode da planta em laço aberto juntamente com o controlador de corrente  $C_i(s)$ , onde pode ser visto a frequência de corte e

margem de fase, que atendem os critérios de projeto.

Figura 23 – Diagrama de Bode da planta  $G_i(s)$  + controlador  $C_i(s)$

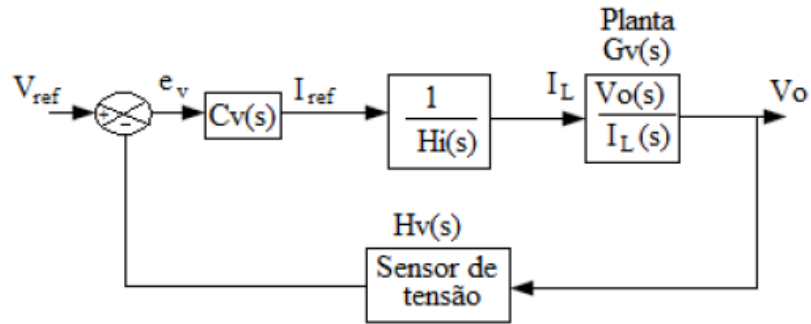


Fonte: Autor (2017)

### 3.2.4 Malha de tensão (malha externa)

Conforme demonstrado em (BATSCHAUER, 2012), quando a malha interna é no mínimo 10 vezes mais rápida que a malha externa, a malha interna pode ser simplificada por um ganho, sendo mostrado o digrama em blocos resultantes da malha de controle da tensão na Figura 24. Foi utilizado um sensor de tensão com ganho 0,1.

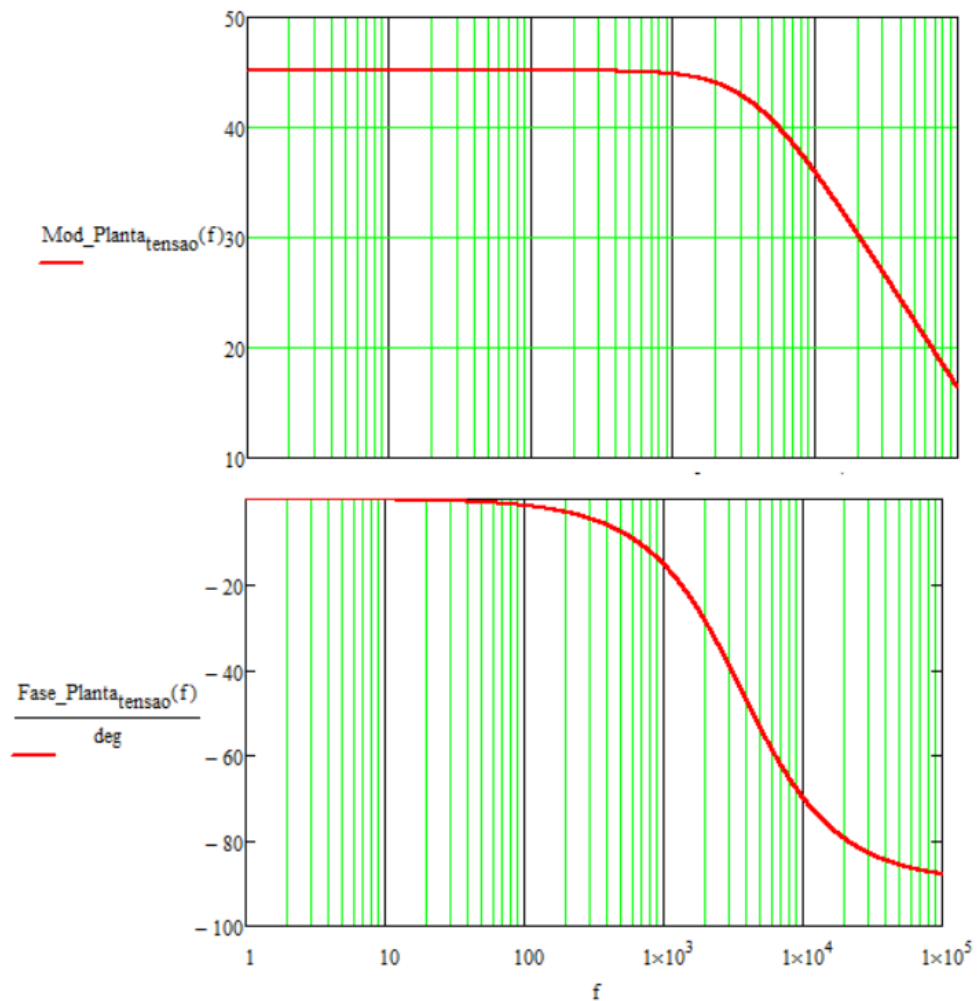
Figura 24 – Malha de controle de tensão



Fonte: (BATSCHAUER, 2012)

A planta de  $G_v(s)$  é mostrada na equação (46). O diagrama de bode da planta da tensão é mostrado na Figura 25.

$$G_v(s) = \frac{V_o}{i_L(s)} = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o + 1} \quad (46)$$

Figura 25 – Diagrama de Bode da planta de tensão  $G_v(s)$ 

Fonte: Autor (2017)

Novamente, para implementação do controlador foi utilizado o diagrama de Bode de módulo e fase. O controlador, neste caso, deve atender os requisitos de projeto:

- Frequência de cruzamento de aproximadamente 1 kHz.
- Margem de fase maior de 60°.
- Sobressinal menor que 30%.
- Erro em regime nulo.

O controlador utilizado foi do mesmo modelo da malha de corrente (tipo 2), a frequência de corte da malha de tensão (fcv) utilizada foi uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente, a frequência do zero foi alocada uma década abaixo da frequência de corte da malha de tensão e a frequência do polo foi alocado no dobro da frequência de chaveamento. Os parâmetros resultantes são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do controlador de tensão

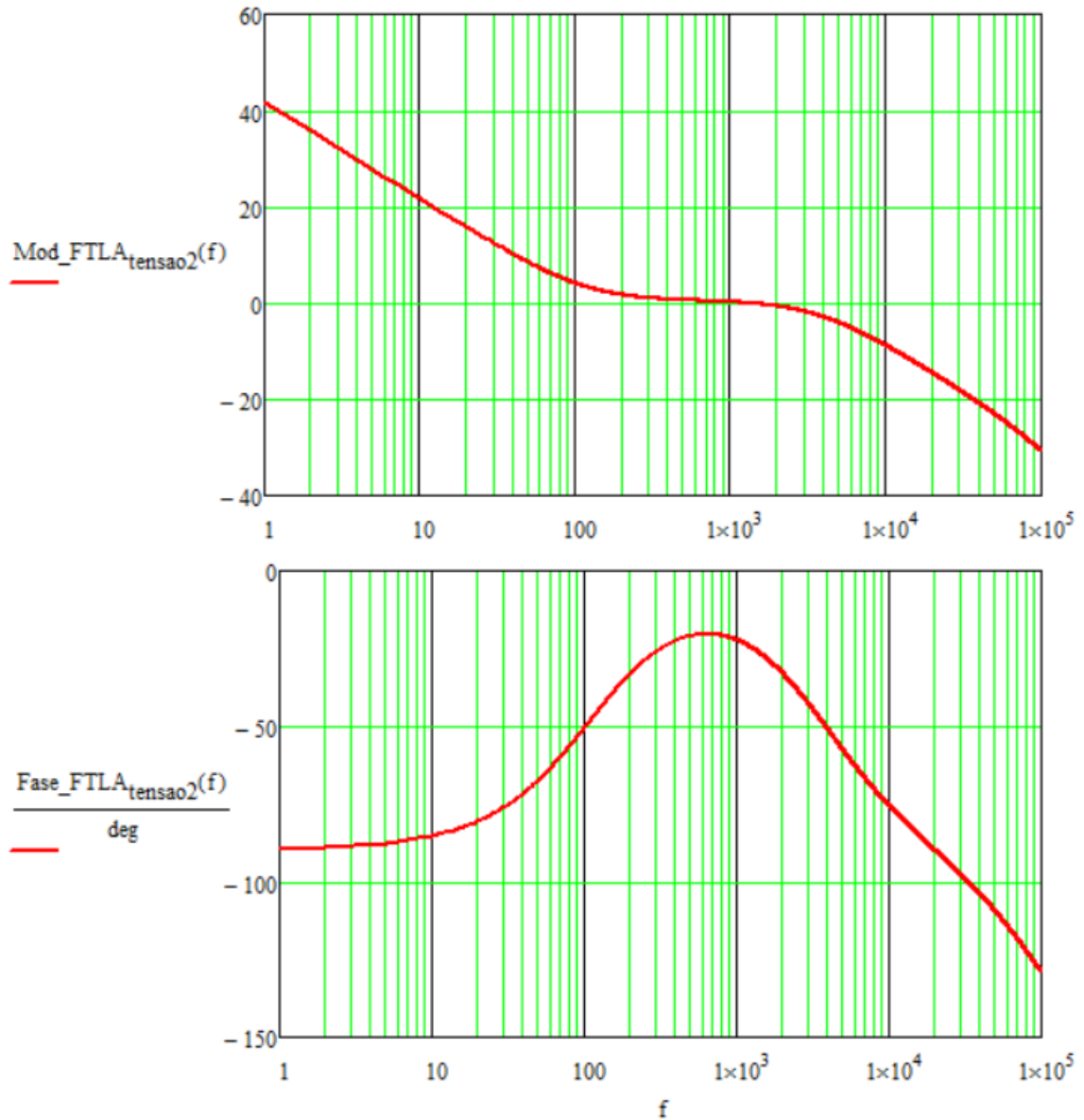
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Frequência de corte	1,152 kHz
k	42.026
Frequência do zero	115,2 Hz
Frequência do polo	115,2 kHz

Fonte: Autor (2017)

A Figura 26 mostra o diagrama de Bode da planta em laço aberto juntamente com o controlador de tensão  $C_v(s)$ , onde pode ser visto a frequência de corte e margem de fase, que atendem os critérios de projeto.



Figura 26 – Diagrama de Bode da planta  $G_v(s)$  + controlador  $C_v(s)$



Fonte: Autor (2017)

### 3.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a metodologia de projeto adotada, baseada na proposta de (FARIA, 2012), para o dimensionamento dos componentes de um conversor Full-Bridge utilizado na elevação da tensão de um banco de baterias, aplicado na criação de um barramento de tensão contínua que alimenta um ou mais inversores de tensão, utilizados nos sistemas de geração e cogeração de energia a partir de fontes intermitentes.

O transformador elevador de tensão do conversor Full-Bridge foi dimensionado

considerando a metodologia e os problemas encontrados em (FARIA, 2012), como o não alcance dos valores teóricos obtidos em (MELLO, 2000) e (PRESSMAN, 1998). Além deste, também os componentes inerentes ao circuito foram dimensionados, como os transistores de potência da ponte inversora (primário), o capacitor de desacoplamento, os diodos retificadores de saída, indutor de filtro e capacitor de filtro (saída).

Foi projetado ainda um controlador em malha fechada, com o objetivo de estabilizar a tensão de saída em 190V, independente da carga a ser acionada, e melhorar o tempo de resposta às variações de carga.

## 4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Far-se-á a seguir uma exposição dos resultados obtidos com o ensaio prático do conversor proposto nesta pesquisa, bem como uma discussão crítica a respeito destes.

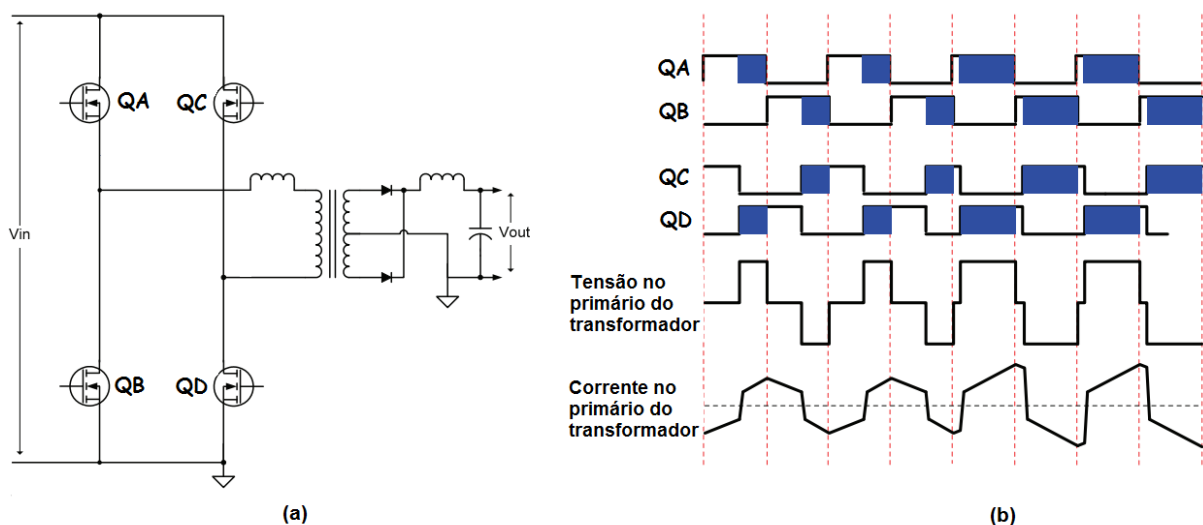
### 4.1 Simulação em malha aberta

Neste item será apresentado o circuito de potência simulado sem malha de controle, o diagrama de acionamento das chaves do conversor, além das tensões e correntes nas chaves, no primário e secundário do transformador, e da saída, a fim de verificar o circuito projetado.

O conversor projetado foi o conversor Full-Bridge com retificação de saída em ponte completa (FARIA, 2012). Devido a disponibilidade de apenas dois diodos retificadores de alta tensão em laboratório utilizou-se uma retificação com derivação central na saída (BARBI, 2007).

Para o acionamento dos interruptores, utilizou-se a técnica conhecida como *phase-shift*, demonstrado na Figura 27 (INSTRUMENTS, 2014) e utilizado no trabalho de (MELO, 2007).

Figura 27 – Circuito e formas de onda do conversor Full-Bridge operando com *phase-shift*. (A) Circuito do conversor Full-Bridge. (B) Acionamentos dos MOSFETs e formas de onda da corrente e tensão do primário do transformador.



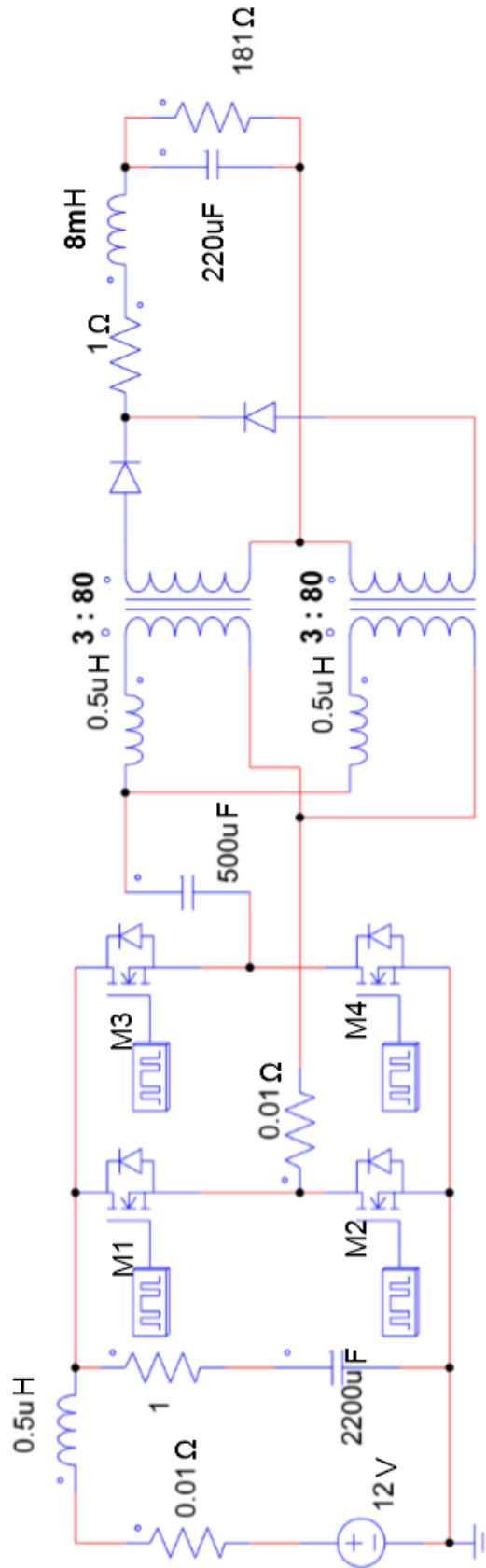
FONTE – (INSTRUMENTS, 2014) e Autor (2016)

#### 4.1.1 Circuito de potência simulado

O circuito de potência foi simulado considerando os valores de indutância e número de espiras dos enrolamentos do transformador obtidos por meio do projeto apresentado no capítulo 3. A tensão de simulação escolhida foi a tensão mais crítica projetada, 12V. Esta tensão é a mais crítica para os componentes do circuito pois apresenta a maior corrente, e conseqüentemente, maiores interferências eletromagnéticas.

Para a simulação do transformador com derivação central de saída foram utilizados dois transformadores conectados em paralelo no primário e em série no secundário. No circuito simulado, que é apresentado na Figura 28, foram adicionadas algumas reatâncias não comentadas até então. Elas têm a função de simular as impedâncias parasitas nos cabos, capacitores e no transformador. A inserção destes elementos faz com que os resultados da simulação se aproximem dos valores experimentais. A simulação foi feita em condição de potência máxima (200W).

Figura 28 – Circuito de potência do conversor Full-Bridge simulado



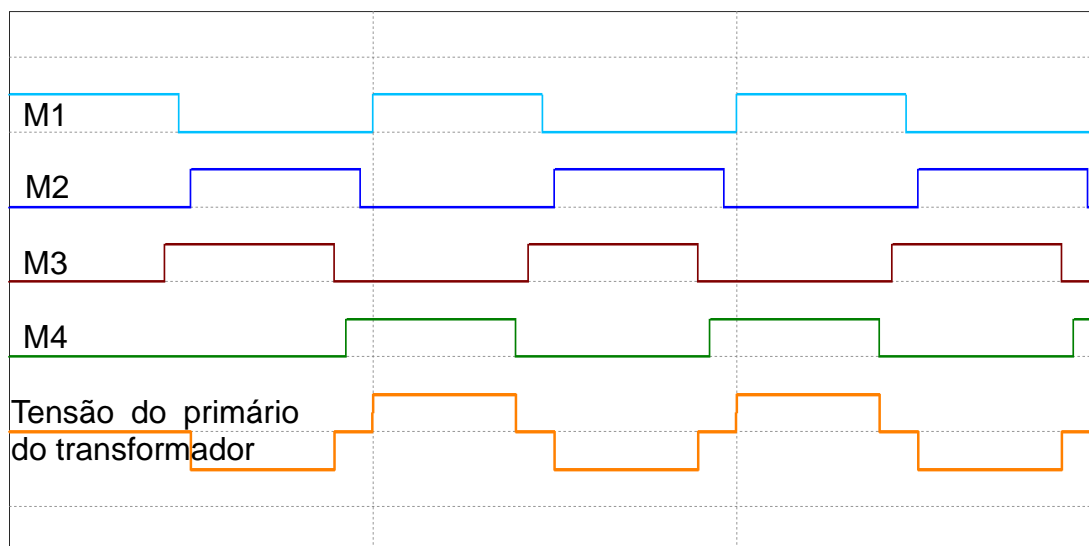
FONTE – Autor (2016)

#### 4.1.2 Circuito de controle

O circuito de controle não foi implementado na simulação. Nesta os gatilhos (*gates*) dos MOSFETs são acionados por simuladores de pulso, e desde do início da simulação são acionados considerando a razão cíclica de aproximadamente 80%.

A Figura 29 apresenta o resultado da simulação dos sinais de comando dos interruptores (M1, M2, M3 e M4) de acordo com a técnica proposta, e também a tensão de saída da ponte inversora. Na Figura 29, um tempo de 3 ciclos, 104,1667us, é simulado.

Figura 29 – Comando das chaves do conversor Full-Bridge simulado



Fonte: Autor (2016)

#### 4.1.3 Resultados da simulação

Neste tópico serão apresentadas as formas de onda mais importantes do conversor Full-Bridge, demonstrando assim o seu funcionamento, bem como suas análises.

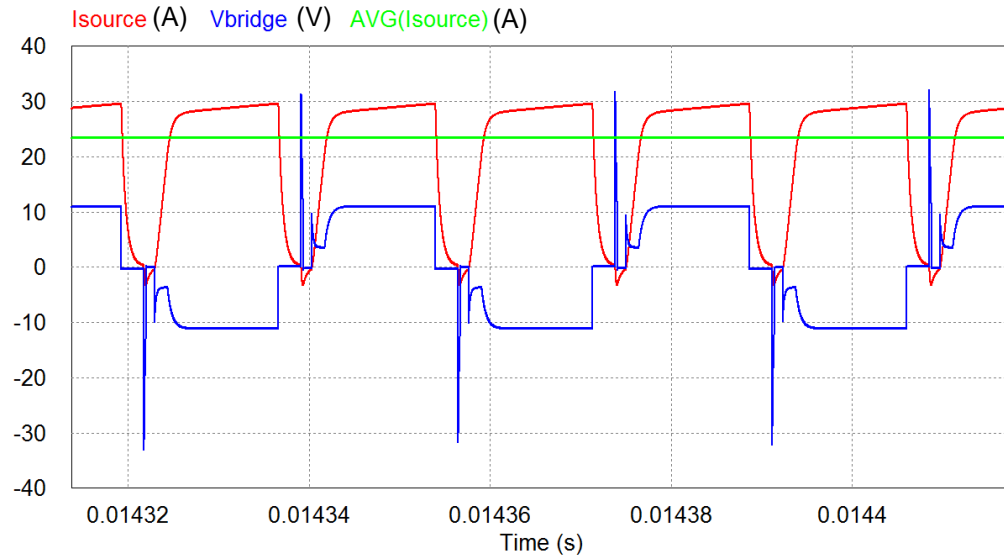
A simulação foi realizada em malha aberta, ou seja, sem malha de controle, por isto nem degraus de carga e nem o transitório inicial são apresentados, apenas o funcionamento em uma condição de regime após a estabilização da tensão de saída.

A Figura 30 apresenta a corrente da fonte ( $I_{source}$ ). Esta corrente apresentou vales negativos, embora seja uma fonte DC. O vale negativo representa a devolução de energia à fonte através dos diodos, quando a chave seguinte conduz. Este

fenômeno também causa picos de tensão no primário do transformador ( $V_{bridge}$ ).

A corrente média de entrada ( $AVG(I_{source})$ ) ficou em aproximadamente 24 A, comprovando a corrente máxima calculada ( $I_{eficazmax} = 23,29A$ ).

Figura 30 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte

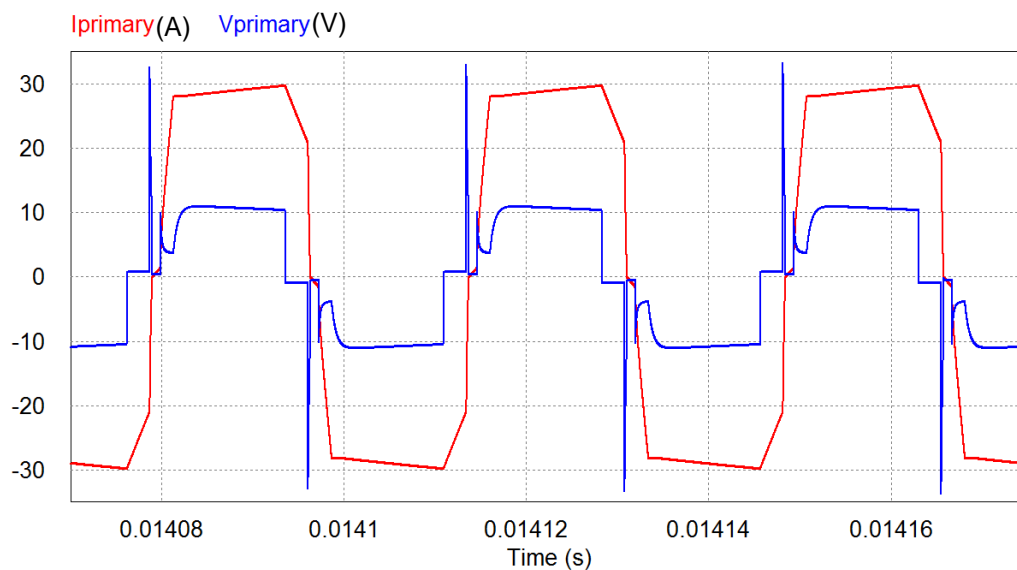


Fonte: Autor (2016)

A Figura 31 apresenta a tensão no enrolamento primário do transformador ( $V_{primary}$ ) e a corrente neste mesmo enrolamento ( $I_{primary}$ ), capturadas após o capacitor de desacoplamento.

É possível verificar que a corrente de pico ficou aproximadamente 3 A acima do valor da corrente calculada ( $I_{pkVinmin} = 26,04 A$ ). Mesmo com esta diferença no valor, ela possui o mesmo formato da corrente apresentada em (FARIA, 2012) e descrita em (BARBI, 2007).

Figura 31 – Tensão e corrente no primário do transformador



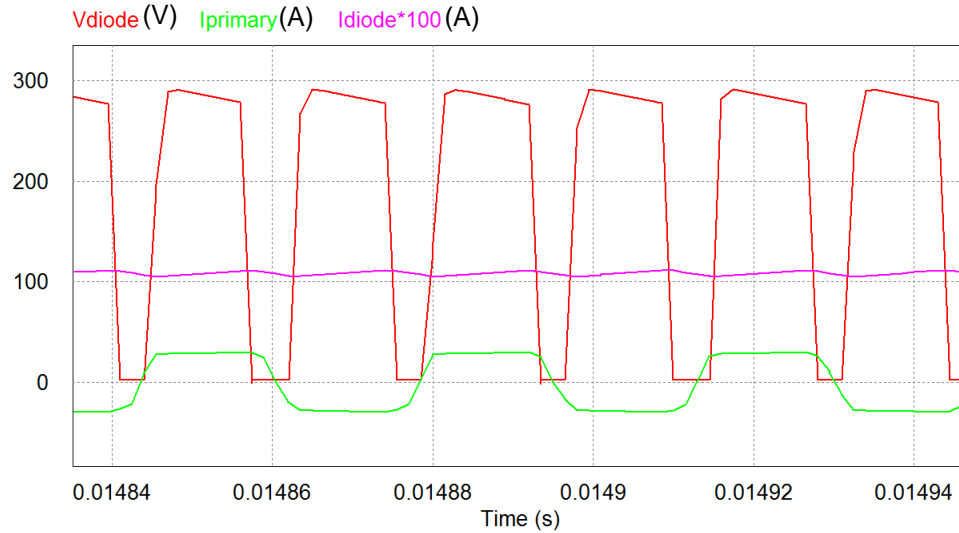
Fonte: Autor (2016)

Os próximos sinais analisados na simulação foram a tensão e a corrente após os diodos retificadores de saída. A tensão de pico de saída ficou próximo aos 300V, como esperado.

Conforme o dimensionamento do indutor de saída a corrente de saída teve seu regime contínuo garantido. A corrente variou entre 1,02 A e 1,2 A, resultando em uma variação de 0,18 A, valor este abaixo da variação especificada em projeto ( $\Delta_{i_{out}} = 0,21$  A). Na Figura 32 a corrente de saída ( $I_{diode}$ ) teve seu sinal multiplicado por 100, para melhor visualização. Também a corrente do primário ( $I_{primary}$ ) foi inserida para fins de referência entre os períodos de comutação.



Figura 32 – Tensão e corrente após os diodos de saída



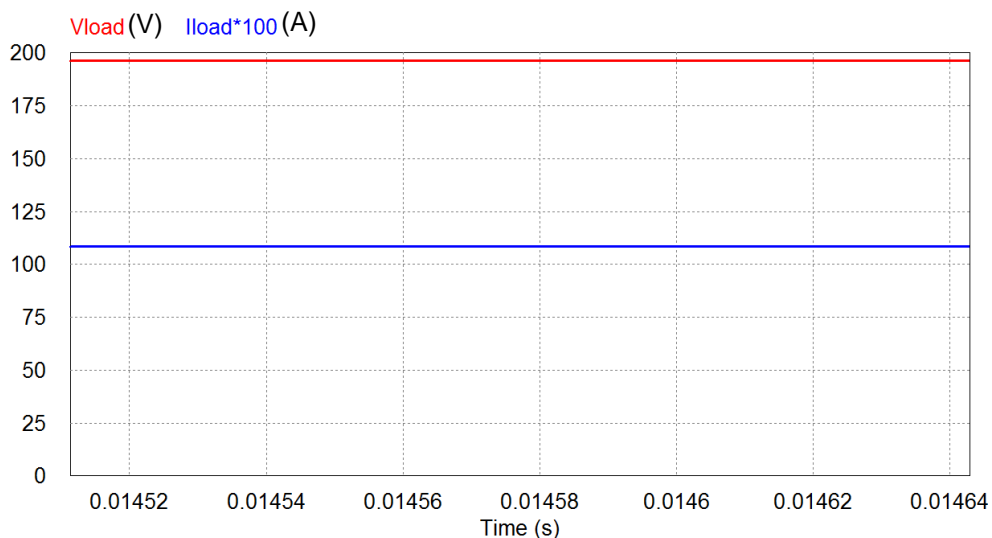
Fonte: Autor (2016)

Por fim a Figura 33 apresenta a tensão de saída  $V_{load}$  e a corrente de saída  $I_{load}$ . Novamente a corrente de saída foi multiplicada por 100 para melhor visualização.

A variação da tensão de saída ficou abaixo dos 0,02V medido no software, caracterizando que os componentes de saída, indutor e capacitor, foram dimensionados corretamente. A tensão de saída estabilizou-se em 196,3V.

De acordo com a potência e a tensão de saída, esperava-se que a corrente de saída estabilizasse próximo a 1,05A. A corrente encontrada na simulação ficou próximo aos 1,08A.

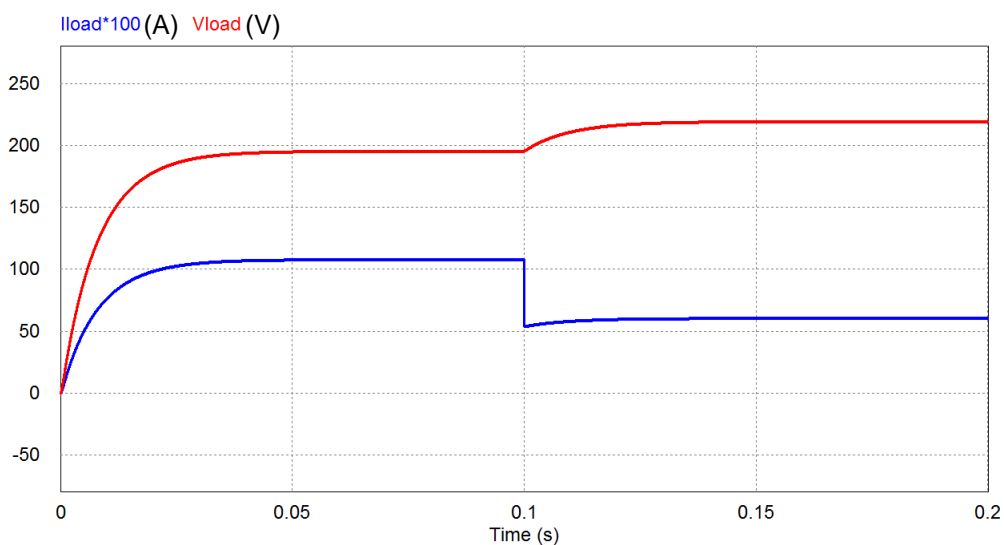
Figura 33 – Tensão e corrente carga



Fonte: Autor (2016)

Após a simulação do circuito projetado com carga nominal foi realizado um degrau de carga de 100% para 50%, a fim de verificar o comportamento da tensão e da corrente de saída sem a malha de controle. Conforme a Figura 34, quando a resistência da carga aumenta a corrente ( $I_{load}$ ) diminui para 0,6 A e a tensão de saída ( $V_{load}$ ) sobe para aproximadamente 220V, visto que a razão cíclica permanece constante.

Figura 34 – Degrau de carga 100% - 50% sem malha de controle



Fonte: Autor (2017)

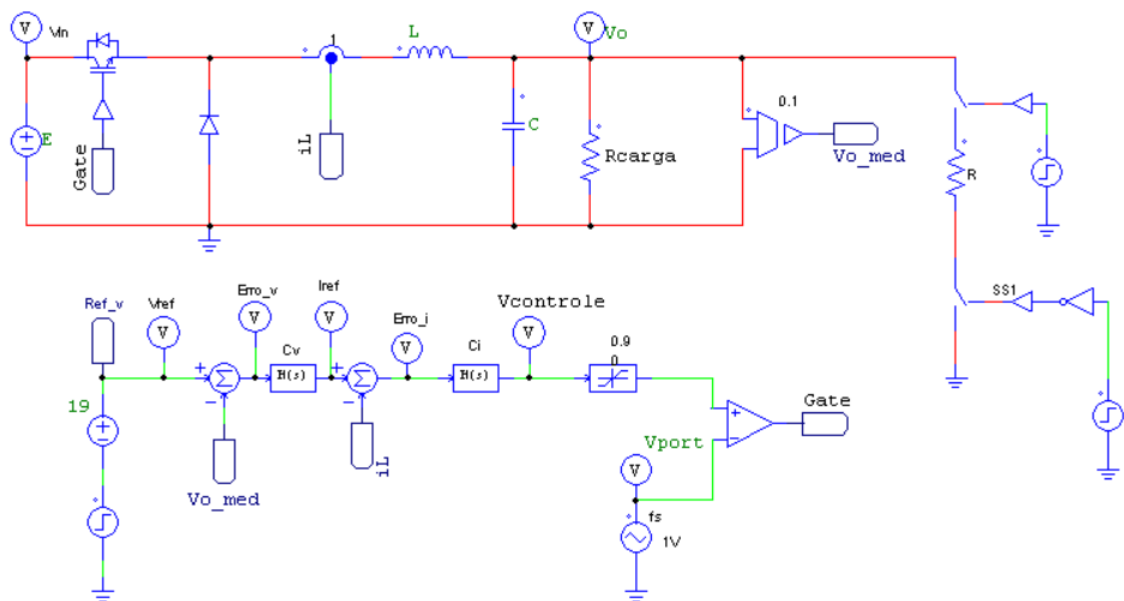
#### 4.1.4 Conclusão

Os resultados das simulações realizadas foram úteis para comprovar os dimensionamentos dos interruptores (MOSFETs), diodos, transformador e indutores do circuito de potência, realizadas no capítulo 3. Os resultados também apresentaram grande similaridade com os obtidos por (FARIA, 2012) em seu protótipo, e com as formas de ondas teóricas descritas em (BARBI, 2007).

#### 4.2 Simulação em malha fechada

A Figura 35 apresenta o circuito utilizado para as simulações em malha fechada.

Figura 35 – Circuito utilizado para simulação



Fonte: Autor (2017)

A Tabela 7 mostra os parâmetros utilizados para as simulações em malha fechada. Os parâmetros  $k_i$ ,  $k_v$ , e todos os índices da função de transferência do controlador foram obtidos através do software mathcad.

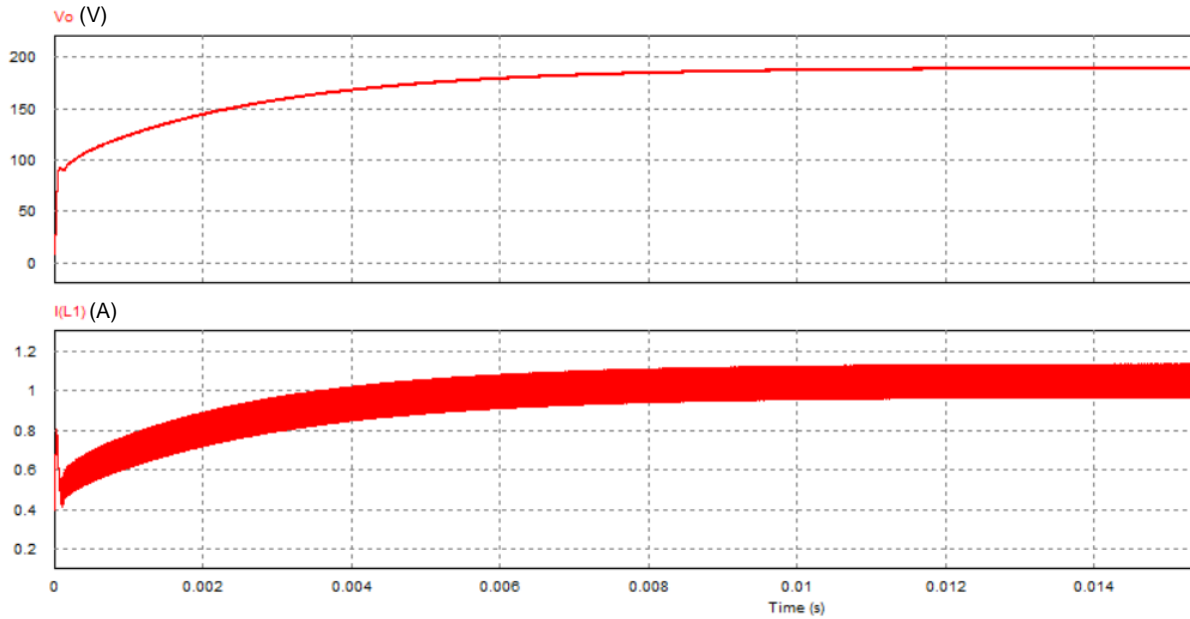
Tabela 7 – Parâmetros utilizados para as simulações

E	320V	Tensão de entrada
C	240nF	Capacitor de saída
L	8mH	Indutor de saída
R	180,5Ω	Resistência de carga
Fs	57,8kHz	Frequência de operação
Vo	190V	Tensão de saída
Parâmetros do controle de corrente		
Ki	1,192*10 <sup>4</sup>	Constante proporcional
B2	0	Numerador, índice de s <sup>2</sup>
B1	1,382*10 <sup>4</sup>	Numerador, índice de s <sup>1</sup>
B0	1	Numerador, índice de s <sup>0</sup>
A2	1,382*10 <sup>-6</sup>	Denominador, índice de s <sup>2</sup>
A1	1	Denominador, índice de s <sup>1</sup>
A0	0	Denominador, índice de s <sup>0</sup>
Parâmetros do controle de tensão		
Kv	40	Constante proporcional
B2v	0	Numerador, índice de s <sup>2</sup>
B1v	1,382*10 <sup>-3</sup>	Numerador, índice de s <sup>1</sup>
B0v	1	Numerador, índice de s <sup>0</sup>
A2v	1,382*10 <sup>-6</sup>	Denominador, índice de s <sup>2</sup>
A1v	1	Denominador, índice de s <sup>1</sup>
A0v	0	Denominador, índice de s <sup>0</sup>

Fonte: Autor (2017)

A Figura 36 mostra as formas de onda da tensão de saída Vo e corrente no indutor IL1 no acionamento do circuito a plena carga. O tempo de estabilização da tensão é de aproximadamente, 12 ms.

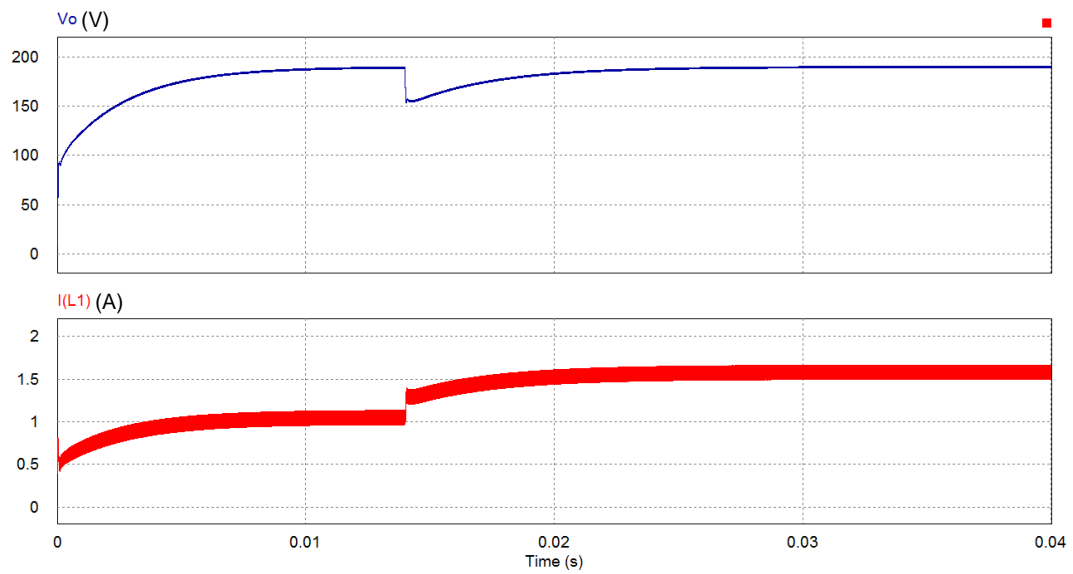
Figura 36 – Tensão de saída e corrente no indutor em malha fechada



Fonte: Autor (2017)

A Figura 37 apresenta o comportamento da tensão de saída  $V_o$  e da Corrente de saída  $I_{L1}$  na presença de um degrau de carga, com uma variação de 100% para 150%. A tensão de saída sofre uma perturbação instantânea (ocorre uma queda da tensão de saída), porém o controle atua e após aproximadamente 12 ms a tensão e a corrente atingem a estabilidade nesta nova condição de operação.

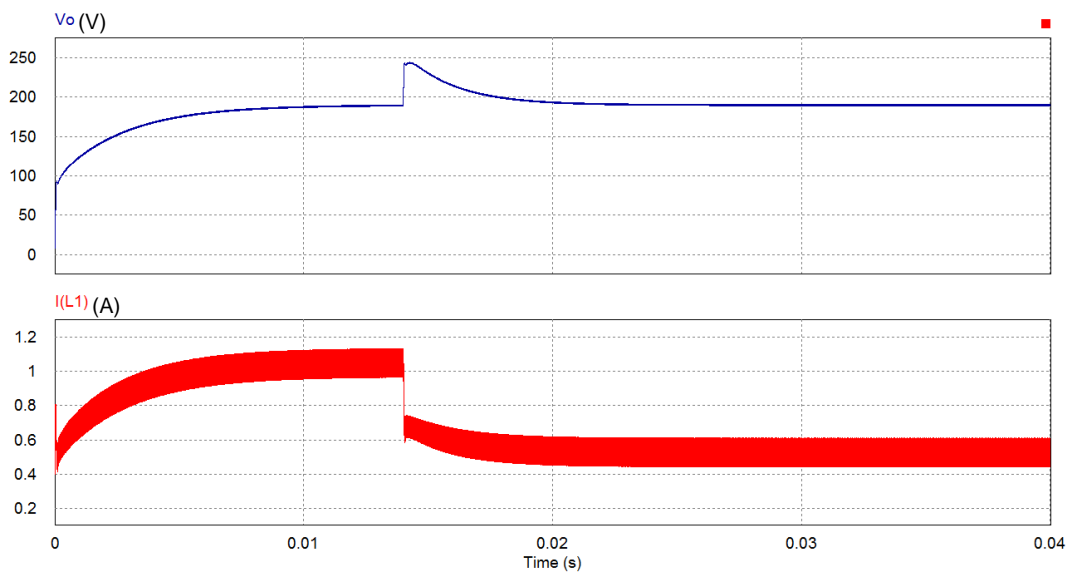
Figura 37 – Degrau de carga 100% =&gt; 150%



Fonte: Autor (2017)

Em uma nova variação de carga, a Figura 38 apresenta um degrau de carga de 100% para 50%. Novamente se percebe uma perturbação instantânea da tensão e da corrente, porém após 12 ms as mesmas já se encontram estabilizadas.

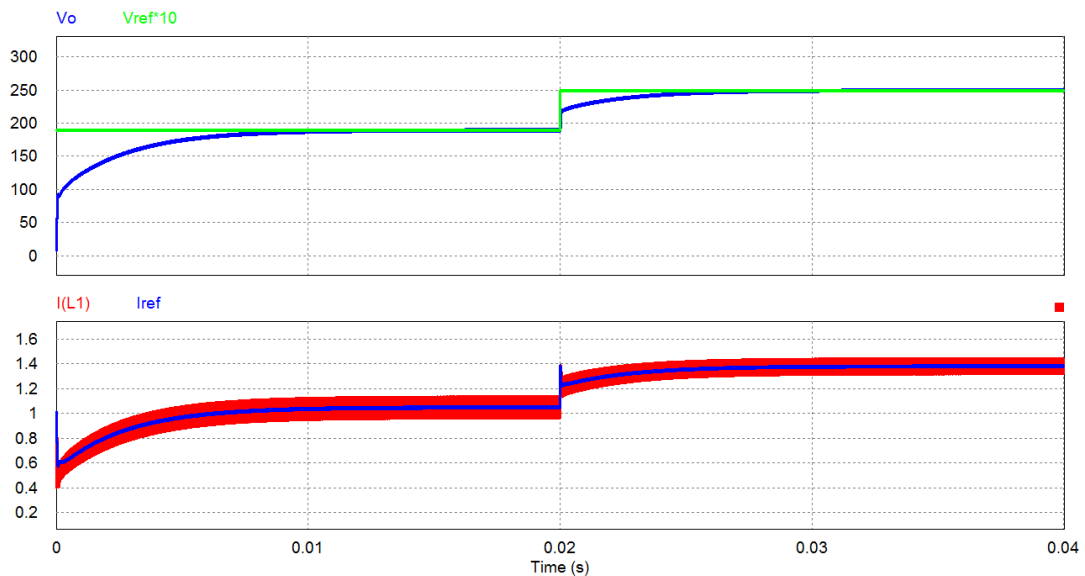
Figura 38 – Degrau de carga 100% =&gt; 50%



Fonte: Autor (2017)

A Figura 39 mostra a resposta do sistema de controle para um degrau de referência (variação da tensão de referência), onde são acrescentados 33% no valor desta tensão. Mais uma vez percebe-se que o sistema leva em torno de 12 ms para atingir o equilíbrio nesta nova condição, confirmando que o sistema de controle proposto é adequado para o objetivo deste projeto.

Figura 39 – Degrau de referência



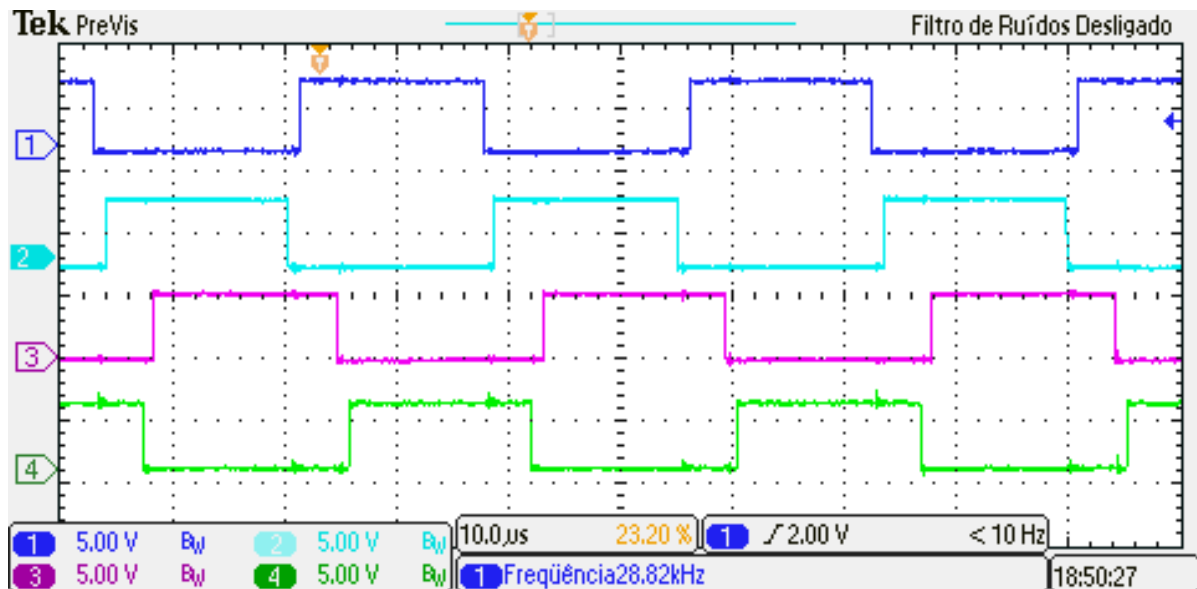
Fonte: Autor (2017)

### 4.3 Ensaios práticos com o conversor Full-Bridge

Neste tópico serão apresentadas as principais formas de onda do conversor Full-Bridge construído.

O primeiro sinal analisado é o comando dos Interruptores da ponte inversora. A Figura 40 apresenta estes sinais obtidos na saída do microprocessador, com o conversor operando com carga resistiva de 100W, o que representa 50% da carga nominal.

Figura 40 – Full-Bridge – comandos dos mosfets



Fonte: Autor (2016)

Onde:

**CH1** = Comando do MOSFET superior (Hi) esquerdo,

**CH2** = Comando do MOSFET inferior (Lo) esquerdo,

**CH3** = Comando do MOSFET superior (Hi) direito,

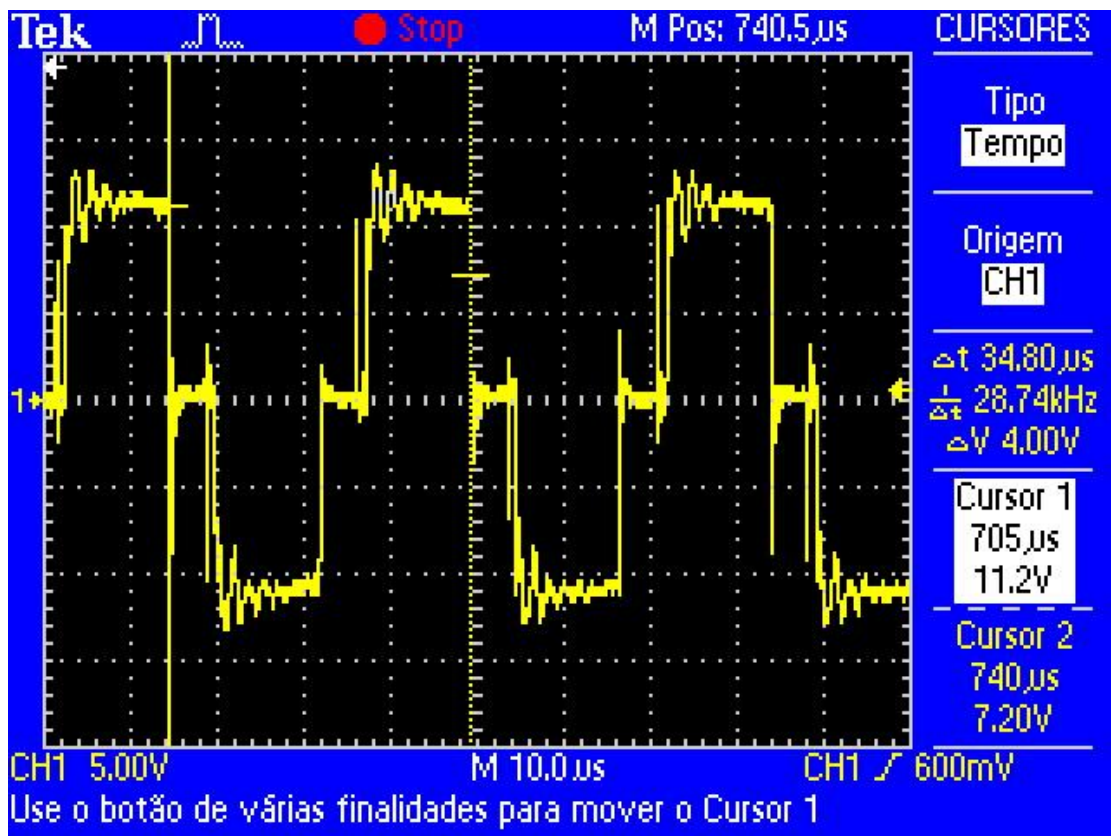
**CH4** = Comando do MOSFET inferior (Lo) direito.

Observa-se que os comandos do braço da ponte inversora (HI e LO) são complementares, e neste foi inserido um tempo morto (*dead time*), via software, de aproximadamente  $1\mu\text{s}$ . O tempo morto é importante pois evita o curto circuito franco do barramento através dos interruptores de um mesmo braço (em série). A Figura 40 apresenta a técnica *phase-shift* implementada, realizando a inversão na ponte inversora.

Devido à ausência de um osciloscópio de 5 canais no laboratório, para apresentar a tensão de saída da ponte completa junto com os sinais de comando dos interruptores, foi utilizado um segundo osciloscópio. A Figura 41 apresenta a tensão de saída da ponte inversora do conversor Full-Bridge, acionada com os comandos apresentados na Figura 40.



Figura 41 – Full-Bridge – tensão de saída (100W)



Fonte: Autor (2016)

Onde:

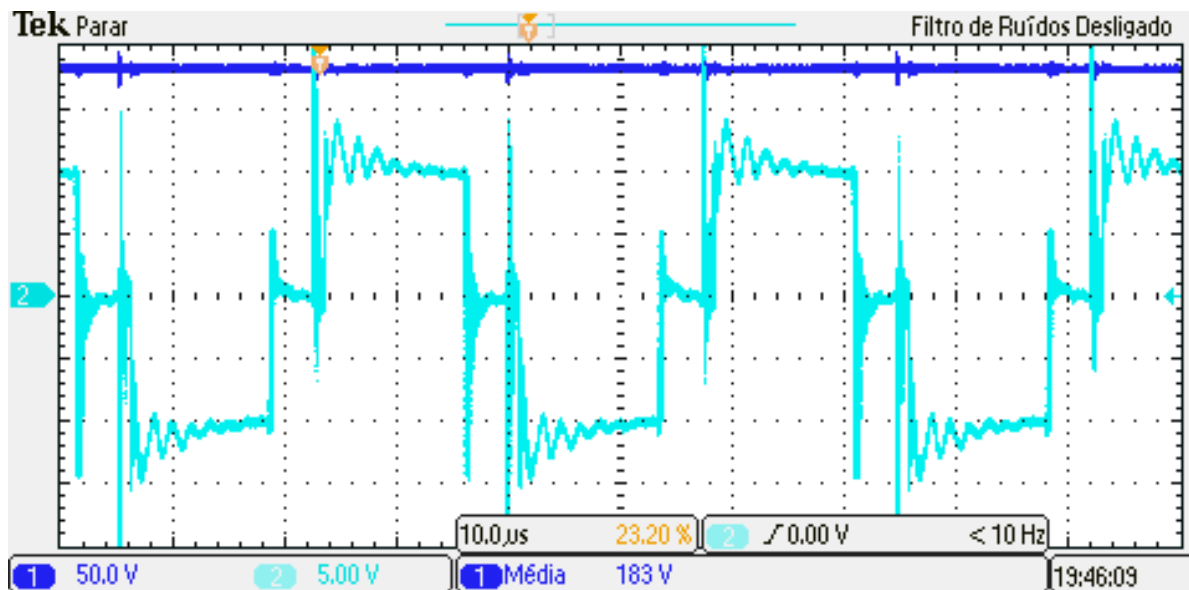
**CH1** (segundo osciloscópio) = Tensão de saída da ponte inversora.

Conforme especificado, a frequência de operação adotada para o conversor Ponte Completa foi 28,8 kHz. Observa-se também a presença de alguns picos de tensão na abertura das chaves. Alguns destes ruídos foram verificados também na simulação e são decorrentes da comutação da corrente entre chaves e diodos, quando da abertura dos interruptores.

O próximo teste realizado foi em regime permanente e com carga resistiva plena (200W). Tentou-se medir a corrente da bateria nesta condição com uma ponteira de corrente, mas não foi possível observá-la devido aos vários ruídos apresentados. Tentou-se também observar a corrente através de um banco de resistores de baixa resistência (5mΩ) disponível no laboratório, mas novamente o ruído impediu que ela fosse corretamente visualizada. Além destas para eliminação do ruído tentou-se adicionar capacitores de filtro na entrada do conversor, aumento dos cabos e das regiões de solda, mas novamente sem resultados.

Na sequência, a Figura 42 apresenta as formas de onda da tensão da ponte inversora antes do capacitor de desacoplamento e a tensão após os filtros de saída. O valor da tensão média de saída é obtido através da função *measure* do osciloscópio e é apresentado na parte inferior da imagem.

Figura 42 – Full-bridge – operação em regime com carga plena



Fonte: Autor (2016)

Onde:

**CH1** = Tensão de saída,

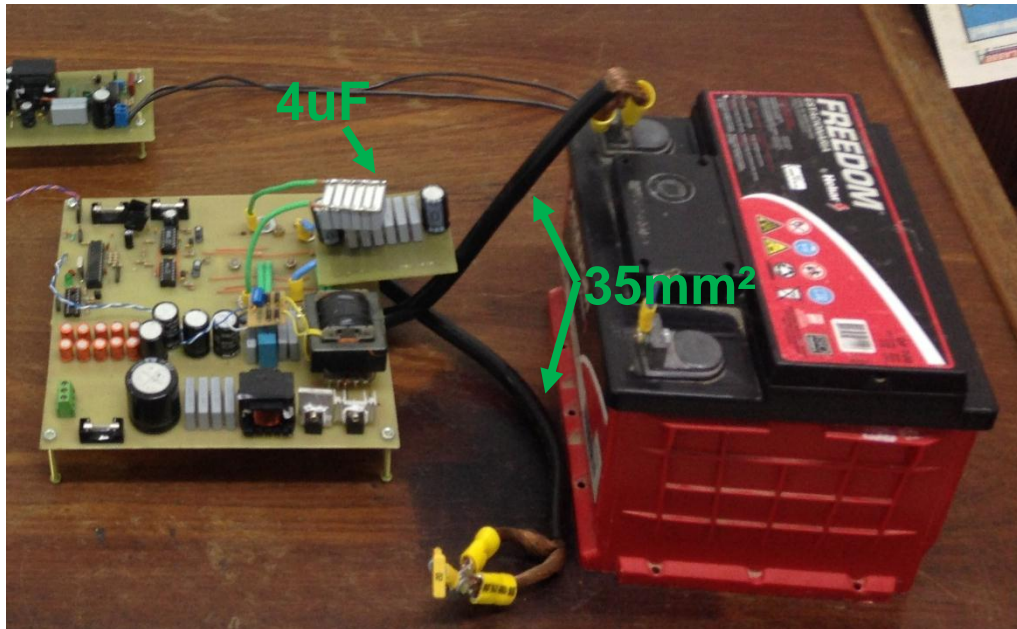
**CH2** = Tensão da ponte inversora.

A tensão na ponte inversora antes do capacitor de desacoplamento apresentou uma pequena distorção harmônica, porém não grande o suficiente para afetar o funcionamento do conversor. Estas distorções são causadas pelas indutâncias parasitas, e também foram observadas nos trabalhos de (SILVA, 2003) e (FARIA, 2012). Como solução para este problema os autores acima sugerem a minimização de perdas por condução da fonte de energia até a ponte inversora, além da adição de capacitores de baixa resistência série no barramento. Estas medidas foram adotadas já nos testes preliminares, sendo inseridos capacitores de baixa resistência série (filme de poliéster) no barramento, aumento da área de condução do cabo (35mm<sup>2</sup>) bem como a diminuição do comprimento do mesmo.

A imagem na Figura 43 apresenta estes elementos associados ao protótipo

desenvolvido.

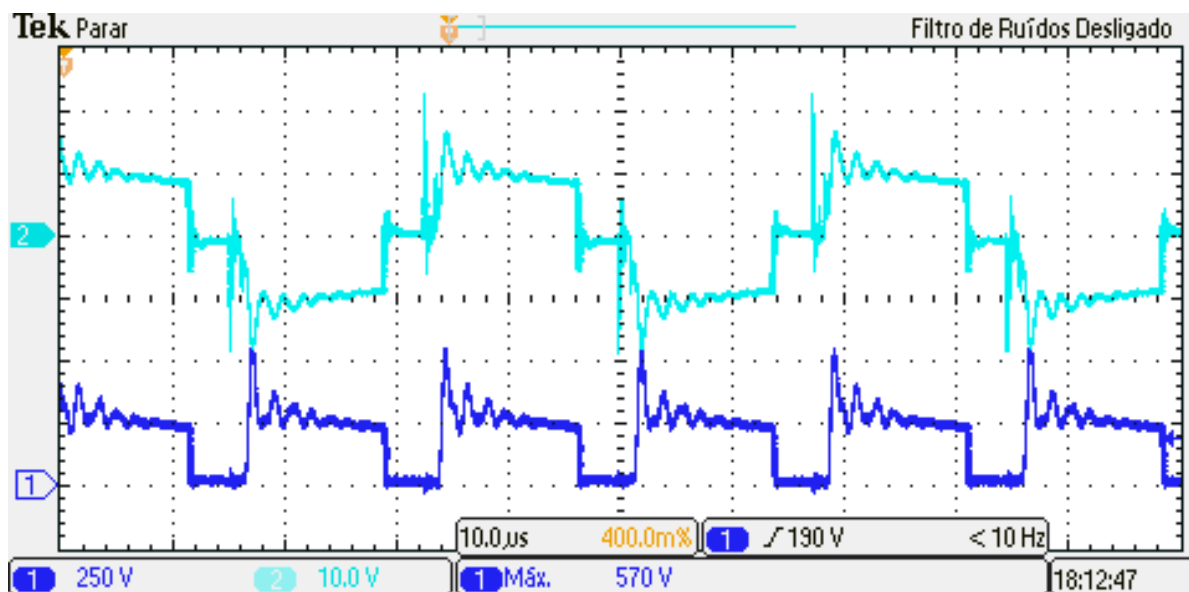
Figura 43 – Full-bridge – medidas para eliminação de ruídos



Fonte: Autor (2016)

Por fim foram analisadas as tensões no primário e secundário do transformador, com carga resistiva total. A Figura 44 apresenta a tensão no primário do transformador e a tensão no secundário do transformador retificado, após diodos e antes do indutor de filtro.

Figura 44 – Full-Bridge – transformador



Fonte: Autor (2016)

Onde:

**CH1** = Tensão no secundário do transformador retificado (após diodos),

**CH2** = Tensão no primário do transformador (após cap. desacoplamento),

É possível observar que as tensões nos enrolamentos secundários atingiram valores de pico de 570V. Este nível de tensão é gerado devido aos ruídos e distorções no primário, como descrito anteriormente. Mesmo assim o nível de tensão observado é a metade da tensão reversa que os diodos retificadores de saída devem suportar.

Conforme resultados apresentados é possível afirmar que o conversor Full-Bridge implementado apresentou bons resultados, além de comprovar os cálculos realizados para dimensionamento dos componentes.

## 5 CONCLUSÃO

O objetivo principal deste estudo foi o condicionamento da energia armazenada em baterias, proveniente de fontes renováveis de energia, visando a alimentação de um barramento CC para a utilização por inversores de frequência. Este projeto revelou, em geral, resultados muito parecidos com as expectativas iniciais, sobretudo a semelhança com outros trabalhos realizados.

No capítulo 2 foram apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC isolados e avaliou-se o melhor conversor que poderia converter maior potência frente a utilização do espaço do núcleo do transformador. O conversor Ponte Completa foi escolhido por apresentar um melhor aproveitamento do núcleo do transformador. Também foram apresentadas algumas características dos microcontroladores e baterias.

A metodologia de projeto foi apresentada no capítulo 3. Foram dimensionados os principais componentes passivos do circuito do conversor Full-Bridge. Além disto um estudo de uma malha de controle foi realizado com o objetivo de estabilizar a tensão de saída.

No capítulo 4 o circuito dimensionado foi simulado em malha aberta para validação do dimensionamento dos componentes. Todos os componentes dimensionados tiveram seus valores limites satisfeitos. Além disto as formas de ondas do conversor ficaram muito próximas as formas descritas na literatura.

O circuito equivalente do conversor Full-Bridge em malha fechada (conversor buck, operando em condução contínua), também foi simulado, sendo que a malha de controle apresentou uma boa resposta dinâmica.

O protótipo implementado apresentou um resultado semelhante ao comportamento descrito na literatura e na simulação em malha aberta. Contudo, como mencionado anteriormente algumas distorções foram percebidas. Mesmo adotando capacitores com baixa resistência série equivalente no barramento e cabos com diâmetro superdimensionados estas distorções não foram sanadas.

Estudos posteriores poderiam determinar uma melhor frequência de chaveamento ou até mesmo melhores layouts para este circuito.

Como sugestão para trabalhos futuros relacionados ao conversor Full-Bridge o autor sugere:

Retificação no secundário do transformador em ponte completa, dobrando

assim a tensão de saída para aplicar em sistemas cuja tensão seja 220V;

Utilização de uma frequência diferente de comutação, afim de verificar a interação com os ruídos apresentados;

## REFERÊNCIAS

- ALDABÓ, Ricardo. **Energia Solar**. 1. ed. São Paulo: Artliber, 2002. 157 p.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**. Brasília, p. 236. 2008.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional- PRODIST, Módulo 8 - Qualidade de energia**. Brasília, p. 62. 2010.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. 6. ed. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2006. 313 p.
- BARBI, Ivo. **Projeto de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2007. 332 p.
- BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. **Teoria fundamental da eletrônica de potência**. Apostila - Publicação interna. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2001.
- BATSCHAUER, Alessandro Luis. **Apostila da disciplina de controle de conversores estáticos**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, p. 230. 2012.
- BOCCHI, Nerilso.; FERRACIN, Luiz Carlos; BIAGGIO, Sonia Regina. **Pilhas e Baterias: Funcionamento e Impacto Ambiental**. [S.l.]: [s.n.]. 2000. p. 7.
- FARIA, Julliano Henrique Santos de. **Conversor CC-CC elevador de tensão full-bridge para aplicações em célula a combustível**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Pós Graduação em Engenharia Elétrica NUPEP - Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 102. 2012.

GERENT, Fernando Haeming. **Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não lineares**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 166. 2005.

INSTRUMENTS, Texas. **Phase-Shifted Full Bridge DC/DC Power Converter Design**. [S.l.], p. 55. 2014.

MARTINS, Denizar Cruz; DEMONTI, Rogers; BARBI, Ivo. **Usage of the Solar Energy from the Photovoltaic Panels for the Generation of Electrical Energy**. Telecommunications Energy Conference. Copenhagen: IEEE. 1999. p. 344.

MELLO, Luiz Fernando Pereira de. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. 9. ed. São Paulo: Erica, 2000.

MELO, Guilherme de Azevedo e. **Um sistema eletrônico de 2kW para emulação/simulação experimental da característica estática de saída, tensão (versus) corrente, de sistemas de geração com células combustível tipo PEM**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Ilha Solteira, p. 167. 2007.

OLIVEIRA, André Schneider de; ANDRADE, Fernando Souza de. **Sistemas Embarcados: hardware e o firmware na prática**. 2. ed. São Paulo: Érica, 2010. 316 p.

PEREIRA, Fábio. **Microcontroladores PIC: Técnicas Avançadas**. 2. ed. São Paulo: Érica, 2002.

POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. Apostila para a disciplina "Fontes Chaveadas". Universidade Estadual de Campinas. Campinas. 2010.

PRESSMAN, Abraham I.. **Switching Power Supply Design**. 2. ed. Massachusetts: McGraw-Hill, 1998.



SILVA, Douglas Pereira da. **Sistema eletrônico para processamento de energia solar fotovoltaica, operando na máxima transferência de potência, com aplicação na alimentação de refrigeradores convencionais.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 206. 2003.

SOUZA, Alexandre Ferrari de. **Projeto de Fontes Chaveadas.** Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 161.

THORNTON. Produtos. **Site da Thornton Eletrônica Ltda**, 2016. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>. Acesso em: 20 maio 2016.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael. **Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações.** 1. ed. São Paulo: Érica, 2012. 224 p.