

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA



PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA NUPEP - NÚCLEO DE PESQUISAS EM  
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

JULLIANO HENRIQUE SANTOS DE FARIA

CONVERTOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO  
FULL-BRIDGE PARA APLICAÇÕES EM CÉLULA A  
COMBUSTÍVEL

UFU - 2012

JULLIANO HENRIQUE SANTOS DE FARIA<sup>1</sup>

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO  
FULL-BRIDGE PARA APLICAÇÕES EM CÉLULA A  
COMBUSTÍVEL

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Ciências

Dr. Ernane Antônio Alves Coelho (UFU) – Orientador

Dr. Marcos Antônio Severo Mendes (UFMG-MG)

Dr. Luiz Carlos de Freitas (UFU)

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

**UBERLÂNDIA – 2012**

---

<sup>1</sup> A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

CONVERTOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO  
FULL-BRIDGE PARA APLICAÇÕES EM CÉLULA A  
COMBUSTÍVEL

JULLIANO HENRIQUE SANTOS DE FARIA

Dissertação de mestrado apresentada por Julliano Henrique Santos de Faria à  
Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência  
(NUPEP), como parte dos requisitos necessários para **obtenção do título de Mestre em  
Ciências no domínio da Engenharia Elétrica**

---

Prof. Ernane A. A. Coelho , Dr

Orientador

---

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.

Coordenador da Pós-Graduação

À minha mãe Maritelma, ao meu Pai Adilson, ao meu filho Álvaro e minha esposa Juliana, que sempre acreditaram e me apoiaram, sendo a razão do meu esforço e perseverança.

# AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, prof. Ernane A. A. Coelho, pela disposição, dedicação e profissionalismo empregados para a conclusão deste trabalho.

Ao Henrique José Avelar, doutorando junto ao grupo de eletrônica de potência, pelos conselhos, ensinamentos, empenho, incansável dedicação à engenharia, apoio e experiência de vida transmitida.

Ao meu professor, Luiz Carlos de Freitas e Luiz Carlos Gomes de Freitas, por ter me apoiado e me ajudado no início do mestrado, o qual foi fundamental para minha continuação.

Ao Diógenes Simão Rodovalho, Lucas Sampaio e Parreira, todos doutorandos junto ao grupo da eletrônica de potência, pela grande ajuda e conselhos prestados.

Ao Leandro Vilefort e Natália Costa, ambos mestrandos junto ao grupo da eletrônica de potência, por compartilhar conhecimentos e pela amizade.

Aos demais membros do núcleo de pesquisa em eletrônica de potência, pela colaboração, apoio e ajuda prestada.

Aos meus pais, meu filho e minha esposa, pelo amparo, motivação e amor, que foram fundamentais para a conclusão deste trabalho e para minha vida.

À FAPEMIG pelo financiamento do projeto.

À CAPES pela bolsa de estudos.

A Deus, por sempre estar ao meu lado, estando presente em todos os meus passos.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e implementação de um sistema de condicionamento de energia de Células a Combustível de baixa potência, visando a alimentação do elo CC de sistemas inversores conectados à rede.

São analisadas as condições de geração da célula a combustível e aquelas impostas pela aplicação, as quais devem ser contempladas na operação do conversor e ainda apresentadas algumas justificativas para a opção pelo conversor *Full-Bridge*.

São apresentados os detalhes de projeto do conversor, incluindo os aspectos da planta e do respectivo controle em malha fechada, o qual é implementado de forma digital utilizando como plataforma um processador digital de sinais em ponto fixo.

Visando a análise de desempenho do conversor projetado, são apresentados resultados de simulação e experimentais.

**Palavras-Chave:** Conversores CC-CC, Full-Bridge, Fontes Alternativas de Energia, Célula a Combustível, Elevador de tensão.

# ABSTRACT

**This paper presents the study and implementation of a power conditioning system Fuel Cells low power in order to supply the DC link inverter systems connected to the network.**

**We analyze the conditions for generation of fuel cell and those imposed by the application, which must be addressed in the operation of the converter and also presented some justifications for choosing the Full-Bridge Converter. The details of the converter design, including aspects of the plant and of its closed-loop control, which is implemented in digital form as a platform using a digital signal processor fixed point.**

**In order to analyze the performance of the converter designed are presented simulation and experimental results.**

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>O CONVERSOR ELEVADOR .....</b>	<b>4</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	4
2.2	ANÁLISE QUALITATIVA .....	6
2.2.1	<i>PRINCÍPIOS OPERACIONAIS.....</i>	<i>6</i>
2.2.2	<i>FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR FULL-BRIDGE.....</i>	<i>8</i>
2.2.3	<i>ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR .....</i>	<i>10</i>
2.2.4	<i>ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR.....</i>	<i>11</i>
2.2.5	<i>Modelo Matemático do Conversor.....</i>	<i>11</i>
2.3	ANÁLISE QUANTITATIVA .....	19
2.3.1	<i>METODOLOGIA DE PROJETO .....</i>	<i>19</i>
2.3.2	<i>CONTROLE EM MALHA FECHADA .....</i>	<i>31</i>
2.4	CONCLUSÃO .....	38
<b>3</b>	<b>DIAGRAMAS DE CIRCUITOS DE CONTROLE, POTÊNCIA E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>40</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	40
3.2	DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	40
3.3	DIAGRAMA DO CIRCUITO DE CONTROLE .....	43
3.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	44
3.5	CONCLUSÃO .....	48
<b>4</b>	<b>O CONVERSOR IMPLEMENTADO .....</b>	<b>50</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	50
4.2	CÉLULA A COMBUSTÍVEL.....	50
4.3	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO.....	53
4.3.1	<i>DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR.....</i>	<i>53</i>
4.3.2	<i>DIAGRAMA ELÉTRICO DO CONVERSOR.....</i>	<i>54</i>



4.4	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS .....	63
4.4.1	<i>Diagrama de Blocos contendo o Módulo DSP.....</i>	<i>65</i>
4.4.2	<i>Malha de Tensão.....</i>	<i>66</i>
4.4.3	<i>Módulo de Desenvolvimento - DSP.....</i>	<i>67</i>
4.4.4	<i>SOFTWARE PARA PROGRAMAÇÃO.....</i>	<i>68</i>
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	69
4.6	CONCLUSÃO.....	82
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>83</b>
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>85</b>
	<b>APÊNDICE A – CÓDIGO DE PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR .....</b>	<b>87</b>
	<b>APÊNDICE B – PLANILHA DE PROJETO .....</b>	<b>93</b>
	<b>APÊNDICE C – ARTIGO INDUSCON 2010.....</b>	<b>94</b>
	<b>ANEXO I – MÓDULO DOS SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO NUPEP .....</b>	<b>100</b>
	<b>ANEXO II – MÓDULO ADAPTADOR DE TENSÃO NUPEP</b>	<b>101</b>
	<b>ANEXO III – DATASHEET DAS CHAVES.....</b>	<b>102</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Conversor “Full-Bridge” - Fonte: em [21].....	5
Figura 2.2: Conversor “Push-Pull” – Fonte: em [22].....	5
Figura 2.3: Circuito do Conversor Full-Bridge. ....	7
Figura 2.7: Principais formas de onda do conversor. (a) Tensão nas chaves $M_1$ e $M_4$ ; (b) Tensão nas chaves $M_2$ , $M_3$ ; (c) Tensão no primário do transformador $T_1$ ; (d) Tensão no filtro de saída ( $V_f$ ) e na saída conversor ( $V_o$ ); (e) Corrente no indutor do filtro de saída ( $I_{Lf}$ ) e na saída conversor ( $I_o$ ). ....	9
Figura 2.8: Circuito de Potência do Conversor Full-Bridge.....	12
Figura 2.9: Circuito do conversor Buck, equivalente do Conversor Full-Bridge.....	12
Figura 2.10: Conversor Buck com chave $M_1$ Conduzindo ( $T_{on}$ ). ....	13
Figura 2.11: Conversor Buck com chave $M_1$ Bloqueada ( $T_{off}$ ). ....	13
Figura 2.12: Diagrama de Blocos do Sistema com Controlador Integrado. (Fonte: Britto, J. R. (2009) [10]). ....	32
Figura 2.13: Diagrama de Blocos do Controlador PI Digital (Fonte: Britto, J. R. (2009) [10]). ....	33
Figura 2.14: Tela do aplicativo SISOTOOL do Matlab®. ....	35
Figura 2.15: Tela do aplicativo SISOTOOL para inserir equações e valores constantes. ....	35
Figura 2.16: Tela para definição automática das constantes $K_p$ e $K_i$ .....	36
Figura 2.17: Diagrama de Bode e Gráfico do Lugar das Raízes do controlador.....	37
Figura 2.18: Tempo de estabilização da Tensão de saída do conversor promovida pelo controlador.....	38
Figura 3.1: Diagrama elétrico do circuito de Potência simulado do conversor Full-Bridge. ....	42
Figura 3.2: Diagrama lógico do controle de chaveamento do conversor. ....	43

Figura 3.3: Operação do circuito de controle em PWM.....	44
Figura 3.5: Tensão e Corrente nas chaves SW1, SW2, SW3 e SW4. ....	45
Figura 3.6: Forma de onda da corrente e tensão no primário dos transformadores. ....	46
Figura 3.7: Forma de Onda da Tensão e da Corrente no Diodo Retificador.....	47
Figura 3.9: Simulação de degrau de carga na saída do conversor.....	48
Figura 4.1: Especificações da Célula a Combustível. ....	51
Figura 4.2: Diagrama de Blocos da Célula a Combustível. ....	51
Figura 4.3: Curva da característica VI da célula a combustível NEXA™, de 1,2kW, da Ballard [4] [5]. ....	52
Figura 4.4: Célula a Combustível utilizada. ....	52
Figura 4.5: Diagrama de blocos do sistema proposto.....	53
Figura 4.6: Imagem do sistema implementado.....	54
Figura 4.7: Diagrama Elétrico do circuito de potência do Conversor. ....	55
Figura 4.8: Imagem do protótipo do conversor proposto implementado. ....	57
Figura 4.9: <i>Gate Driver</i> em placa de circuito impresso feito pela NuPEP-UFU. ....	63
Figura 4.10: Diagrama de Blocos do Módulo DSP.....	66
Figura 4.11: Ferramenta de Desenvolvimento eZdsp™ for TMS320F2812.....	67
Figura 4.26: Tela do software CODE COMPOSER® 3.1.0. ....	68
Figura 4.13: Sinal de Controle das Chaves – PWM.....	69
Figura 4.14: Degrau de Tensão – De 120 Vcc a 150 Vcc – Carga 700 ohms – Fonte: Bateria.....	70
Figura 4.15: Degrau de Tensão – De 150 Vcc a 120 Vcc – Carga 700 ohms – Fonte: Bateria.....	70
Figura 4.16: Degrau de Tensão – De 300 Vcc a 380 Vcc – Carga 400 ohms – Fonte: Célula a Combustível. ....	71
Figura 4.17: Degrau de Tensão – De 380 Vcc a 300 Vcc – Carga 400 ohms – Fonte: Célula a Combustível. ....	71

Figura 4.18: Degrau de Carga – De 700 para 350 ohms – Tensão de 150 Vcc – Fonte:Bateria. ....	72
Figura 4.19: Degrau de Carga – De 350 para 700 ohms – Tensão de 150 Vcc – Fonte:Bateria. ....	73
Figura 4.20: Degrau de Carga, com tensão de 370 Vcc e carga variada de 350Ω para 700Ω - Ensaio com Célula a Combustível. ....	73
Figura 4.21:Degrau de Carga, com tensão de 370 Vcc e carga variada de 700Ω para 350Ω – Ensaio com Célula a Combustível.....	74
Figura 4.22: Tensão de Entrada e Saída do Conversor, resultado com alto overshoot e anterior à conclusão do protótipo – Ensaio com Bateria de 12 Vcc.....	75
Figura 4.23: Tensão nas Chaves e Corrente no Primário dos Transformadores – Ensaio com Célula a Combustível.....	76
Figura 4.24: Tensão no Primário dos Transformadores – Antes e Após o Capacitor de Desacoplamento cc – Ensaio com Célula a Combustível.....	77
Figura 4.25: Corrente no Primário e Tensão no Capacitor de Desacoplamento – Ensaio com Célula a Combustível.....	78
Figura 4.26: Corrente de Entrada do Conversor e tensão na chave M3 – Ensaio com Célula a Combustível. ....	78
Figura 4.27: Comparação entre Tensão de entrada, Tensão na Chave M3 e Corrente de Entrada – Ensaio com Célula a Combustível. ....	79
Figura 4.28: Corrente no Primário dos transformadores e Tensões nas Chaves M1 e M2 – Ensaio com Célula a Combustível.....	79
Figura 4.29: Corrente no Primário e Tensão no Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.....	80
Figura 4.30: Tensão no Diodo Retificador e Corrente no Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.....	81
Figura 4.31: Tensão de Saída do Conversor e Corrente do Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.....	81

# LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Valores de $k_j$ e $x$ para alguns tipos de núcleo.....	23
Tabela 4.1: Componentes. ....	56
Tabela 4.2: Características do DSP [11], [12] e [15].....	65

# SIMBOLOGIA

$M_1$	Chave tipo Mosfet
$SW_1$	Chave
$V_0$	Tensão de Saída
$I_0$	Corrente de Saída
$V_f$	Tensão no Filtro de saída
$\delta$	Razão Cíclica do Conversor
$T_{on}$	Tempo da Chave ligada
$T_{off}$	Tempo da Chave desligada
$K_p$	Constante Proporcional
$K_i$	Constante Integral

# 1 INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, a matriz energética mundial, no que se refere à oferta é distribuída em sete tipos de fontes [16] – Petróleo, correspondente a 34,3%; Carvão mineral, equivalente a 25,1%; Gás natural com 20,9%; Energias renováveis com 10,6%; Nuclear com 6,5%, hidráulica com 2,2% e outras com 0,4%.

Em relação ao consumo, a matriz energética mundial está distribuída da seguinte forma [16] – Derivados de Petróleo com 42,3%; Eletricidade com 16,2%; Gás natural com 16%; energias renováveis com 13,7%; carvão mineral com 8,4%; e outras com 3,5%.

Como descrito acima, o consumo de energia elétrica equivale a 16,2% de toda a energia consumida no mundo, que tem como fontes geradoras diversas fontes, como: Usinas térmicas a carvão mineral contribuindo com 39,8%; Usinas térmicas a gás natural com 19,6%; Usinas hidrelétricas com 16,1%; Usinas nucleares com 15,7%; Usinas térmicas que utilizam petróleo com 6,7%; e outras fontes de energia correspondente a 2,1%, as quais parte deste percentual pode-se atribuir à fontes alternativas de energia [16].

No Brasil, a energia elétrica corresponde a 18,1% do consumo total de energia, tendo sua geração distribuída da seguinte forma: 81,7% hidráulica, 8,5% petróleo e derivados, 2,7% Nuclear e 7,0% outras fontes [24].

Com a preocupação pelo meio ambiente e sua conservação, surgiu uma necessidade em elaborar um modelo de matriz energética mundial, e foi em 1979 que este modelo propôs mudanças para acontecerem ao longo das décadas seguintes. A partir deste modelo, estão ocorrendo diversas pesquisas e estudos que viabilizam a utilização em larga escala de energia limpa e renovável [7].

Desta forma, o enfoque atual está voltado para as “Fontes Alternativas de Energia”, dentre as quais, as mais importantes são: Eólica, Solar e Hidrogênio. Estes tipos de fontes energéticas estão sendo pesquisadas exaustivamente, pois são inesgotáveis, limpas, a produção de energia elétrica através delas é compacta quando comparadas às grandes usinas hidrelétricas e podem ser encontradas em abundância na natureza.

Neste trabalho foi utilizada a Célula a Combustível como fonte de energia elétrica. Estas Células aproveitam a energia liberada nas reações químicas provenientes da interação hidrogênio x oxigênio para a geração de energia elétrica. Dentre os diversos tipos de célula a combustível existentes, foi utilizada uma do tipo PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cel) [1].

A célula a combustível é composta por uma associação série de células, denominada de pilha, cada célula pode gerar cerca de 1,23 V a vazio e 0,7 V à potência nominal [17]. A tensão a vazio e a corrente de curto circuito, mesmo sendo teoricamente independentes, devido a seus aspectos construtivos e de projeto, se relacionam quanto ao tamanho da pilha que estabelecerá o nível de tensão, e a seção transversal da célula que corresponde à corrente gerada. A célula a combustível utilizada pode fornecer uma tensão entre 20 Vcc a plena carga e 45 Vcc a vazio [1][6][7].

Para permitir que esta energia seja adequada aos padrões atuais de distribuição é necessário condicioná-la por meio de conversores energia. É neste contexto que se aplica os conversores estáticos de energia desenvolvidos com eletrônica de potência..

Este condicionamento visa a alimentação de sistemas inversores, os quais operam conectados à rede elétrica da concessionária de energia, mais especificamente em sistemas monofásicos fase-neutro, com tensão nominal de 127 V eficaz e frequência de 60 Hz. Para permitir a operação do inversor em uma dinâmica satisfatória, o elo CC deve ser alimentado com uma tensão significativamente superior à tensão de pico da rede elétrica, isto é, tipicamente superior a 300 V para uma tensão de pico da rede de aproximadamente  $180 V (\sqrt{2} \cdot 127 V)$ . Uma tensão inferior reduz a capacidade de imposição de corrente no filtro de saída, reduzindo o nível da ação de controle do sistema, prejudicando a dinâmica.

A Célula utilizada foi a Nexa® 1200W, da Ballard, e sua funcionalidade, dinâmica, faixas de tensão fornecida, proteções, características do tipo da fonte e o modelo elétrico estão detalhados em [1].

Este trabalho propõe o desenvolvimento e montagem de protótipo de um conversor CC-CC Full-Bridge para elevação da tensão fornecida por uma célula a combustível, a fim de alimentar o barramento CC de um inversor [1] com uma tensão de saída estável e com controle digital em malha fechada.



Nos capítulos seguintes, serão descritos todos os passos para o desenvolvimento do conversor proposto, da seguinte forma:

- **CAPÍTULO 2:** Trata da análise qualitativa, descrevendo os princípios operacionais e teóricos, abordando uma análise estática e dinâmica do conversor proposto. Apresenta ainda, uma análise quantitativa, com todos os passos de projeto e seus respectivos cálculos. Finalizando, realiza o projeto do controlador para malha fechada do tipo Proporcional Integral (PI).

- **CAPÍTULO 3:** Apresenta diagramas resultantes do projeto, referindo-se à simulação do circuito de potência e controle, com seus resultados, para serem comparados posteriormente com os resultados experimentais.

- **CAPÍTULO 4:** Descreve detalhadamente todas as partes do conversor implementado, apresentando o diagrama de blocos de todo o sistema, formas construtivas, diagramas do circuito de potência e de controle, conforme construído. Neste capítulo, foram explicitadas ainda as principais dificuldades encontradas, e como foram solucionadas. Por fim, os resultados experimentais demonstrados neste capítulo, comprovam os princípios operacionais e seu desempenho quanto à sua resposta dinâmica deste conversor.

## 2 O CONVERSOR ELEVADOR

### 2.1 INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC elevador constitui na atualidade um problema a ser equacionado para sistemas de condicionamento de energia de células a combustível de baixa potência em aplicações de geradores distribuídos conectados à rede. O baixo nível de tensão tipicamente fornecido pelas células a combustível conduz à manipulação de correntes elevadas. Todo o problema correspondente a este conversor seria eliminado, caso a produção de células com tensões de operação mais elevadas fosse viabilizada. Do ponto de vista da Eletrônica de Potência seria uma simplificação substancial do sistema.

Se por um lado deve-se buscar frequências de operação acima da faixa audível, de forma a não prejudicar uma característica importante das células que é a operação silenciosa, por outro lado, o nível de corrente a ser processado limita a elevação da frequência devido não só aos aspectos de perdas nos semicondutores e elementos magnéticos, mas também devido aos aspectos de EMI (“Electromagnetic Interference”).

São vários os aspectos a serem considerados na escolha da topologia adequada para o estágio de elevação da tensão da célula a combustível. Encontra-se na literatura uma série de trabalhos para sistemas de 10kW como o apresentado em [21], onde são utilizados 2 ou mais conversores operando em paralelo. Apesar do nível de potência do projeto, os resultados experimentais publicados encontram-se muito aquém da potência nominal, o que sinaliza possíveis dificuldades neste tipo de implementação. Algumas propostas encontradas podem ser consideradas como 2 sistemas de 5kW acoplados de forma a estabelecer um sistema 240/120V, com 2 fases defasadas de 180°. A expectativa nesta pesquisa é chegar a um protótipo de 1kW.

Para ilustrar uma das relações de compromisso nesta escolha são apresentadas por meio das Figuras 2.1 e 2.2, duas opções de implementação do estágio de elevação de tensão propostas em [21] e [22], respectivamente. Por uma questão de simplificação, as figuras mostram apenas uma unidade conversora, mas as propostas originais consideram unidades operando em paralelo, por questões já mencionadas anteriormente.

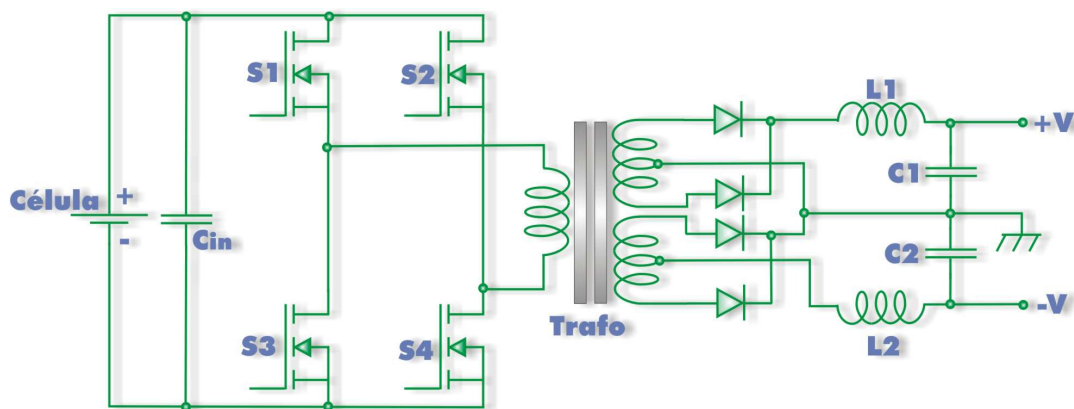


Figura 2.1: Conversor “Full-Bridge” - Fonte: em [21].

Na Figura 2.1 tem-se o conversor “Full-Bridge”. Sua operação nos 4 quadrantes leva ao melhor aproveitamento do núcleo do transformador. Outra vantagem é que os interruptores ficam submetidos à tensão de entrada. A desvantagem é a utilização de 4 interruptores, o que aumenta o custo. A saída simétrica utilizada possibilita a implementação de um inversor com apenas 2 interruptores.

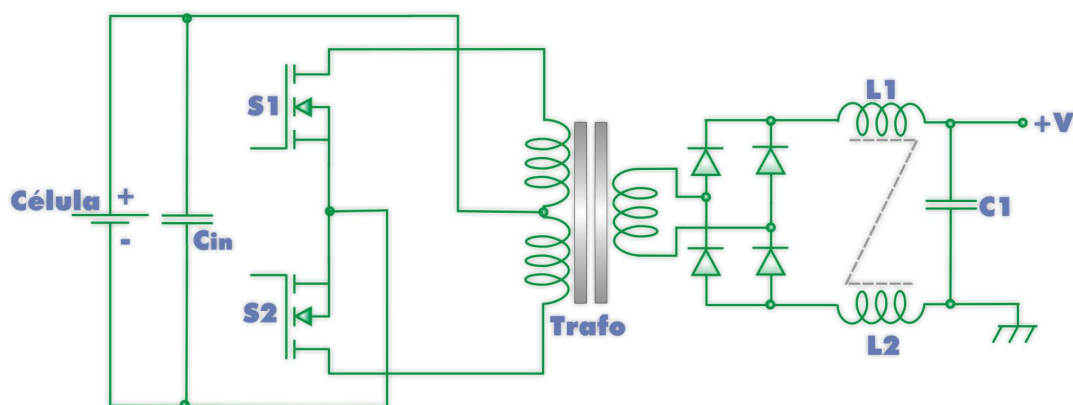


Figura 2.2: Conversor “Push-Pull” – Fonte: em [22].

A Figura 2.2 apresenta o conversor “push-pull”, onde observa-se a redução de número de interruptores (2) em relação ao circuito anterior, em contrapartida, tais interruptores ficam submetidos à duas vezes a tensão de entrada, além da necessidade do duplo enrolamento primário. Cada enrolamento trabalha meio ciclo e a duplicidade implica o aumento da área da janela do núcleo, o que reduz o aproveitamento do transformador. A saída monopolar implica um inversor em ponte completa, mais caro que a versão anterior. Os indutores acoplados melhoram a atuação da filtragem.

Para uma dada potência, as opções acima podem apresentar graus distintos de adequação nos quesitos custo, eficiência e robustez.

Nota-se nas duas estruturas, Figuras 2.1 e 2.2, a presença de um transformador. O nível de elevação exigido pela aplicação só pode ser obtido satisfatoriamente via transformador, assim o projeto deste será também uma parte importante desta etapa. As publicações [21] e [22] indicam a tecnologia planar como a adequada para o transformador em questão, mas tal implementação requer tanto a disponibilidade de recursos laboratoriais específicos, quanto a disponibilidade de núcleos de ferrite no mercado adequados à produção de transformadores planares.

Portanto, neste capítulo são apresentadas as seguintes análises para o conversor *Full-Bridge*: Qualitativa, que apresenta o equacionamento e os gráficos teóricos deste conversor, bem como seu modelo matemático; Quantitativa, que apresenta a metodologia de projeto e cálculos para esta aplicação.

Cumprе ressaltar, ainda, a apresentação do controlador para aplicações em malha fechada, o qual foi utilizado neste conversor, com seus respectivos cálculos e diagramas.

## **2.2 ANÁLISE QUALITATIVA**

A análise qualitativa do conversor Ponte Completa CC-CC PWM com topologia *Full-Bridge*, consiste na apresentação do aspecto operacional, o modelo matemático, as formas de onda, etapas de funcionamento e detalhes da comutação [2], [6], [3] e [8].

### **2.2.1 PRINCÍPIOS OPERACIONAIS**

O princípio de funcionamento do conversor Full-Bridge (Ponte Completa) é conhecido há tempos pelos profissionais atuantes em Eletrônica de Potência. Pode-se dizer que este deriva-se do conversor *Buck* e do conversor *Forward*. O conversor *Forward* é uma espécie de *Buck* isolado, onde a presença do transformador permite ao desenvolvedor ajustar o ganho do conversor mantendo a ação de controle ou razão cíclica numa faixa adequada visando o melhor desempenho. No caso do *Forward*, o transformador é subutilizado, pois a excursão do campo magnético no núcleo é monopolar, ou seja, o fluxo magnético excursiona apenas pela metade do ciclo de histerese do núcleo.

Para haver melhor aproveitamento do transformador, utiliza-se a topologia de inversor em ponte completa ou *Full-Bridge*, com a finalidade de promover a oscilação da corrente contínua de forma simétrica. Da mesma forma faz-se necessária a retificação em ponte completa na saída.

Com o objetivo de eliminar um possível componente contínuo na corrente do transformador, devido a desbalanço no tempo de comutação das chaves da ponte inversora, o capacitor  $C_b$  série é inserido no circuito do primário do transformador.

O circuito do conversor Full-Bridge é mostrado na Figura 2.3.

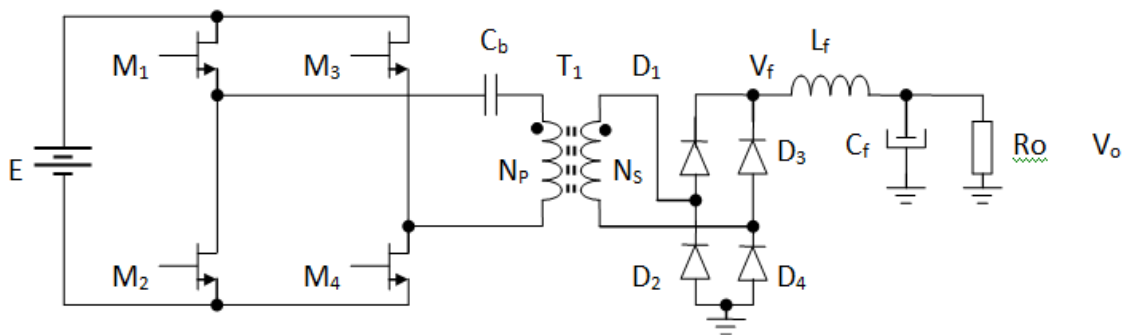


Figura 2.3: Circuito do Conversor Full-Bridge.

No circuito acima a fonte  $E$  representa uma fonte de corrente contínua qualquer. Como mencionado acima, o capacitor  $C_b$  é chamado de capacitor de bloqueio e serve para bloquear a componente contínua da tensão aplicada ao transformador  $T_1$ , evitando que ocorra a saturação do núcleo de ferrite do transformador.

As etapas de funcionamento deste conversor são apresentadas a seguir, sendo que nesta análise a tensão de saída será considerada constante, igual à tensão média  $V_o$ . O capacitor de bloqueio é calculado de forma que a queda de tensão em seus terminais não ultrapasse 5% do valor  $E$ , de forma que pode ser desconsiderado na análise inicial de funcionamento.

Observe que em nenhuma hipótese as chaves de cada braço do conversor ( $M_1$  e  $M_2$  ou  $M_3$  e  $M_4$ ) podem ser acionadas simultaneamente, pois isto provocaria um curto circuito no braço da ponte, tendo como elemento primário de energia a Célula a Combustível, este curto seria na saída desta. Desta forma, o tempo de condução de cada chave ( $T_{ON}$ ) não deve ultrapassar 45% do período de chaveamento ( $T_S$ ), visando a garantia de um tempo morto, definindo assim uma relação cíclica máxima:

$$\delta_{\text{máx}} = 0.45 \quad \rightarrow \quad (\delta = T_{\text{ON}}/T_s) \quad (2.1)$$

Nas análises que seguem os componentes foram considerados ideais, por tratar-se dos aspectos teóricos deste conversor, conseqüentemente o transformador também foi considerado desta forma, desprezando assim a corrente de magnetização.

As etapas de funcionamento do conversor Full-Bridge estão descritas em [13].

## 2.2.2 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR *FULL-BRIDGE*

Na Figura 2.7 são apresentadas as principais formas de onda do conversor *full-bridge*.

Pode ser observado que o período da tensão aplicada ao filtro de saída é igual à metade do período de chaveamento (a frequência no filtro de saída é o dobro da frequência de chaveamento), isto traz como vantagem um tamanho reduzido dos elementos do filtro de saída, em comparação com outros conversores cuja frequência do filtro é igual à de chaveamento.

A tensão de saída do conversor, correspondente à tensão média no capacitor de filtro ( $C_f$ ), calculado pela Equação 2.4 [18].

$$V_o = \frac{2T_{\text{ON}}}{T_s} V_s - V_D = 2\delta V_p \frac{N_s}{N_p} - V_D \Rightarrow V_o = 2\delta (E - V_{\text{MF}}) \frac{N_s}{N_p} - V_D \quad (2.4)$$

onde:

E: Tensão da fonte;

$V_{\text{MF}}$ : Tensão nas chaves;

$V_p$ : Tensão no primário do transformador;

$\delta$ : Razão Cíclica;

$N_s$ : Número de espiras no secundário do transformador;

$N_p$ : Número de espiras no primário do transformador;

$V_D$ : Tensão no diodo retificador;

$V_o$ : Tensão de saída do conversor;

$T_{ON}$ : Tempo da chave ligada;

$T_S$ : Período de chaveamento.

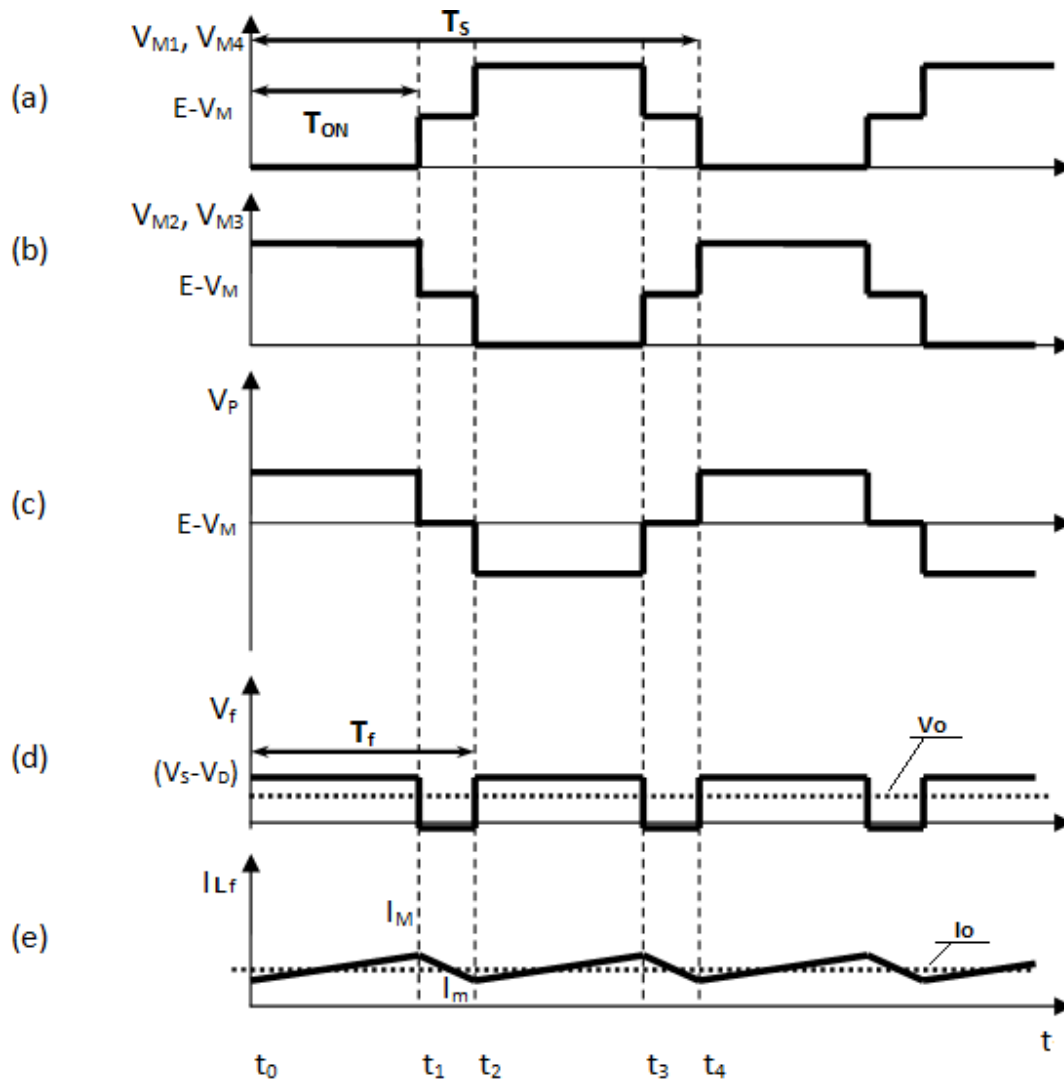


Figura 2.4: Principais formas de onda do conversor. (a) Tensão nas chaves  $M_1$  e  $M_4$ ; (b) Tensão nas chaves  $M_2, M_3$ ; (c) Tensão no primário do transformador  $T_1$ ; (d) Tensão no filtro de saída ( $V_f$ ) e na saída conversor ( $V_o$ ); (e) Corrente no indutor do filtro de saída ( $I_{Lf}$ ) e na saída conversor ( $I_o$ ).

O filtro de saída deve ser calculado considerando um regime de condução contínua. Desta forma deve-se especificar uma carga mínima, que corresponde à máxima resistência de saída que garante tal regime para o conversor. Na falta de dados sobre a carga mínima, geralmente escolhe-se um valor de corrente de saída mínima igual a 10% da corrente em carga nominal do conversor, visando reduzir o consumo, caso a carga mínima seja representada por uma resistência interna da fonte.

A Figura 2.7 (e) apresenta o regime de condução contínua no filtro de saída. Quando a potência fornecida pelo conversor for 10% da nominal, a corrente mínima no indutor do filtro de saída será nula ( $I_m$ ), e a corrente máxima ( $I_M$ ) será igual a duas vezes a corrente média de saída ( $I_{Omin}$ ).

### 2.2.3 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR

O equacionamento básico do conversor Full-Bridge mostrado abaixo é apenas do ponto de vista teórico, não considerando componentes parasitas do sistema, objetivando simplificar o modelo [3].

$$V_o = \frac{E}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (2.5)$$

$$V_{CEmax} = E \quad (2.6)$$

$$P_i = \frac{E}{2} \times i_{TR1} \times \frac{T_s}{T} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.7)$$

Então:

$$i_{TR1} = \frac{P_o}{\eta} \times \frac{T_s}{T} \times \frac{2}{E} \quad (2.8)$$

Considerando um rendimento de 80% ( $\eta = 0,8$ ), tem-se:

$$i_{TR1} = \frac{2}{0,8} \times \frac{P_o}{E} \times \frac{T_s}{T} \quad (2.9)$$

Sendo:

$V_o$  = Tensão na saída do Conversor;

$E$  = Tensão de entrada do Conversor;

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

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

$D$  = Razão Cíclica do conversor;



$V_{CEmax}$  = Tensão no capacitor de saída;

$P_i$  = Potência de entrada do conversor;

$P_o$  = Potência de saída do conversor;

$T_s$  = Tempo que a chave permanece no estado ligado;

$T$  = Tempo do período de comutação;

$I_{TR1}$  = Corrente média no primário do transformador;

Considerando  $T = T_s$  (potência máxima) tem-se:

$$i_{TR1} \cong \frac{3 \times P_o}{E} \quad (2.10)$$

No cálculo do filtro de saída deve-se considerar que a frequência da tensão  $V_f$  e corrente  $I_{Lf}$  é o dobro da frequência de chaveamento, como pode ser observado na Figura 2.7.

## 2.2.4 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR

O objetivo desta seção é apresentar a modelagem para pequenos sinais e/ou variações, a fim de obter os parâmetros de sintonia do controlador PI (Proporcional Integral).

## 2.2.5 MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR

A modelagem deste conversor tem por objetivo levantar a função de transferência deste conversor, comparando a tensão de saída ( $V_{Co}$ ) em relação à razão cíclica ( $\delta$ ). Esta relação é importante para obter por meio de programas de simulação computacional, um ajuste aproximado para o controlador PI a ser utilizado.

A Figura 2.8 mostra o circuito de potência do conversor *Full-Bridge*, a fins de modelagem matemática, os semicondutores e transformadores serão considerados ideais.

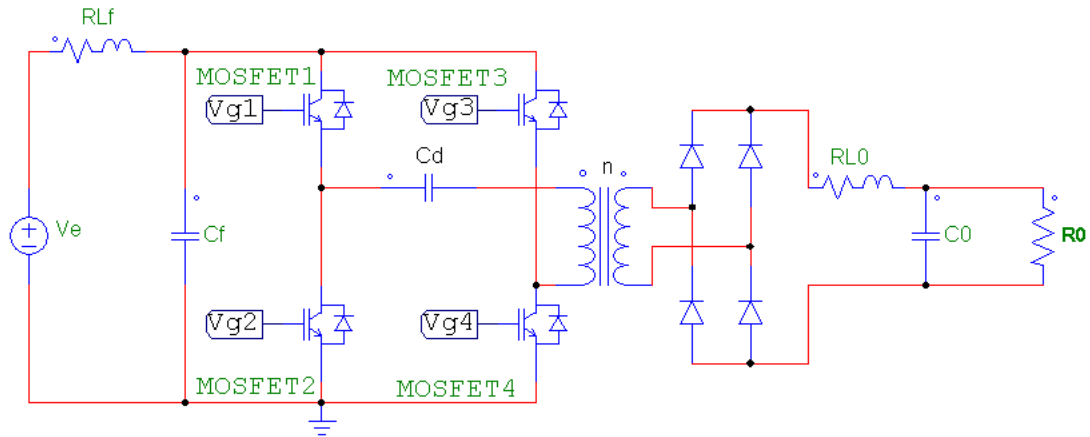


Figura 2.5: Circuito de Potência do Conversor Full-Bridge.

Para simplificar, será considerado o conversor Buck, como mostrado na Figura 2.9.

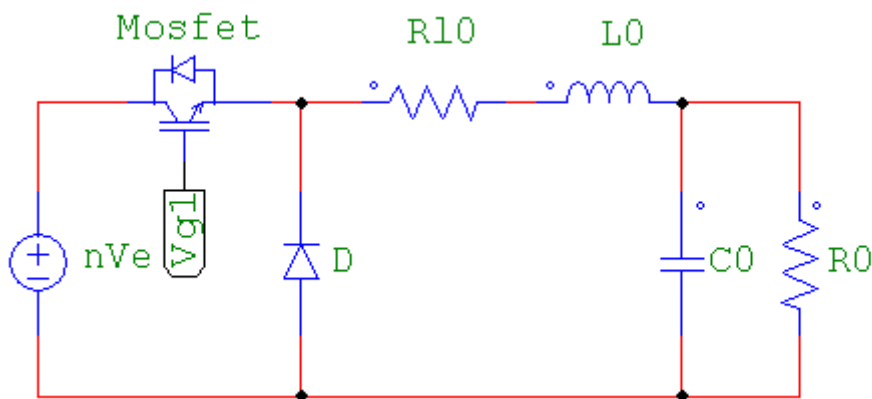


Figura 2.6: Circuito do conversor Buck, equivalente do Conversor Full-Bridge.

Neste caso a tensão de entrada do Buck foi considerada como o produto entre a relação de transformação do transformador elevador e a tensão fornecida pela Célula a Combustível, conforme Figura 2.9.

Nas Figuras 2.10 e 2.11 é mostrado o conversor Buck operando para as condições de chave ligada ( $T_{on}$ ) e Chave desligada ( $T_{off}$ ), respectivamente, considerando o modo de operação contínuo.

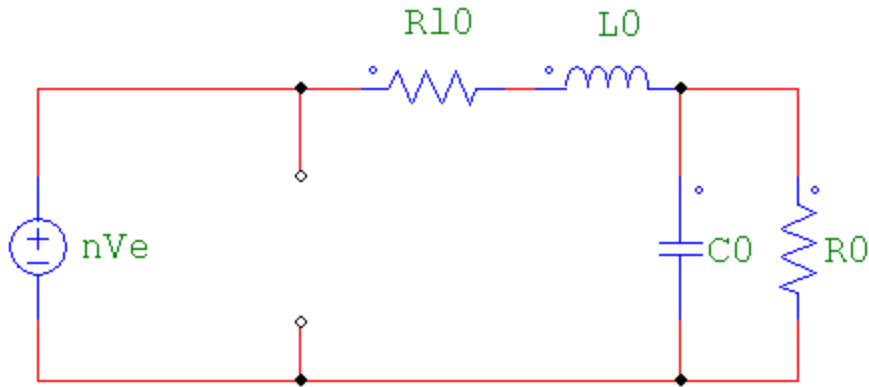


Figura 2.7: Conversor Buck com chave M1 Conduzindo (Ton).

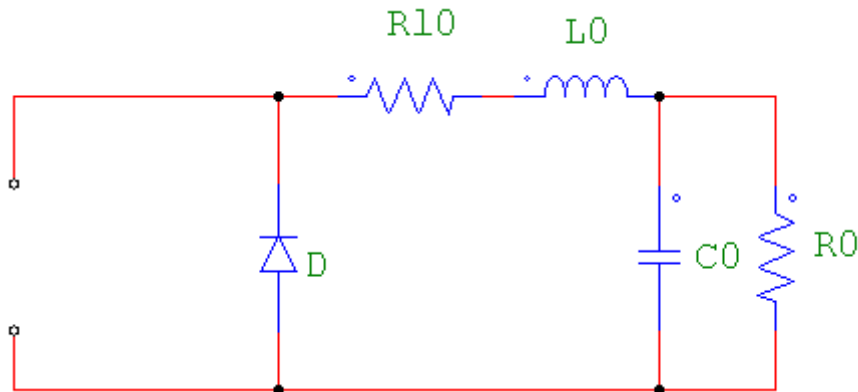


Figura 2.8: Conversor Buck com chave M1 Bloqueada (Toff).

- A chave  $M_1$  conduzindo e o diodo  $D$  bloqueado, durante  $\delta T$  (Figura 2.10);
- A chave  $M_1$  bloqueada e o diodo  $D$  conduzindo, durante  $(1 - \delta)T$  (Figura 2.11);

Conforme teoria de espaço médio de estados [6] [9] [14] tem-se as seguintes equações:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot Ve \text{ durante } \delta T \quad (2.11)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot Ve \text{ durante } (1 - \delta)T \quad (2.12)$$

Onde,

$$\delta = T_{on}/T_s \quad (2.13)$$

Analisando o circuito do conversor mostrado na Figura 2.9, retira-se as variáveis de estado do sistema, que são, tensão nos capacitores e corrente nos indutores [9], desta forma segue a equação (2.14).

$$x = [i_{L0} \ v_{C0}]^T \quad (2.14)$$

Continuando a análise acima, são obtidas as equações de estado do conversor, como pode ser visto nas equações de (2.15) a (2.22).

$$i_{C0} = -i_0 + i_{L0} \quad (2.15)$$

$$i_{C0} = -\frac{1}{R_0} \cdot v_{C0} + i_{L0} \quad (2.16)$$

$$v_{L0} = -v_{C0} - r_{L0} \cdot i_{L0} + V_e \quad (2.17)$$

$$L_0 \frac{di_{L0}}{dt} = -v_{C0} - r_{L0} \cdot i_{L0} + V_e \quad (2.18)$$

$$\frac{di_{L0}}{dt} = -\frac{1}{L_0} \cdot v_{C0} - \frac{r_{L0}}{L_0} \cdot i_{L0} + \frac{V_e}{L_0} \quad (2.19)$$

$$C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_0} + i_{L0} \quad (2.20)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_0 \cdot C_0} + \frac{i_{L0}}{C_0} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_0} + i_{L0} \\ L_0 \frac{di_{L0}}{dt} = -v_{C0} - r_{L0} \cdot i_{L0} + V_e \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_0 \cdot C_0} + \frac{i_{L0}}{C_0} \\ \frac{di_{L0}}{dt} = -\frac{1}{L_0} \cdot v_{C0} - \frac{r_{L0}}{L_0} \cdot i_{L0} + \frac{V_e}{L_0} \end{cases} \quad (2.22)$$

A equação (2.22) pode ser escrita na forma matricial demonstrada pela equação (2.23).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C0} \\ \dot{i}_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \cdot V_e \quad (2.27)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Com base nas equações de (2.23) a (2.26), é possível determinar as equações para os estágios  $T_{on}$  e  $T_{off}$ , apresentada nas equações (2.27) a (2.30) respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C0} \\ \dot{i}_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \cdot V_e \quad (2.27)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C0} \\ \dot{i}_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_e \quad (2.30)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} V_{C0} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Como o objetivo da modelagem é o projeto dos controladores PI, o modelo do conversor apresentado nas equações (2.27) e (2.30) será linearizado em torno de um ponto de operação. Daí a necessidade de inserir uma perturbação para uma análise criteriosa da ação do compensador.

A perturbação será identificada através de um “~” sobre as variáveis, como mostrado abaixo:

$$x = X + \tilde{x} \quad (2.33)$$

$$\delta = D + \tilde{\delta} \quad (2.34)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (2.35)$$

$$v_i = V_i + \tilde{v}_i \quad (2.36)$$

Para a aplicação em questão, serão consideradas apenas perturbações em “X” e em “ $\delta$ ”.

Com a identificação das perturbações necessárias para uma análise mais eficiente, será mostrada abaixo a inserção da mesma na equação de valores médios.

$$\frac{d(X + \tilde{x})}{dt} = \left( A_1(D + \tilde{\delta}) + A_2(1 - (D + \tilde{\delta})) \right) (X + \tilde{x}) + \left( B_1(D + \tilde{\delta}) + B_2(1 - (D + \tilde{\delta})) \right) v_i \quad (2.37)$$

Separando a equação dos valores médios da equação de pequenos sinais, tem-se:

$$\frac{dX}{dt} = (A_1D + A_2(1 - D))X + (B_1D + B_2(1 - D))v_i \quad (2.38)$$

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A_1D + A_2(1 - D))\tilde{x} + ((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)v_i)\tilde{\delta} + A_1\tilde{\delta}\tilde{x} - A_2\tilde{\delta}\tilde{x} \quad (2.39)$$

Simplificando e adotando que o produto entre dois pequenos sinais possam ser desprezados, tem-se:

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = A_s\tilde{x} + B_d\tilde{\delta} \quad (2.40)$$

Sendo a derivada de um valor médio X nula, determina-se o X por:

$$\frac{dX}{dt} = 0 \quad (2.41)$$

$$X = -A_s^{-1} B_s v_i \quad (2.42)$$

Por meio das equações (2.40), (2.41) e (2.42) obtém a relação apresentada em (2.43), e aplicando-se a Transformada de Laplace na equação da derivada de pequenos sinais (2.40) obtêm-se:

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = (sI - A_s)^{-1} B_d \quad (2.43)$$

onde I é a matriz identidade com as mesmas dimensões de “A<sub>s</sub>”.

Ao analisar as equações de (2.11) a (2.43), calcula-se os termos “A<sub>s</sub>”, “B<sub>s</sub>”, “B<sub>d</sub>” e “X”, para que a partir destes seja calculado a equação de saída pela entrada.

O primeiro termo a ser calculado será o “A<sub>s</sub>”, conforme mostrado abaixo.

$$A_s = A_1 \cdot \delta + A_2 \cdot (1 - \delta) \quad (2.44)$$

Após os cálculos, utilizando as equações (2.24) e (2.31), tem-se a equação (2.45):

$$A_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 \cdot C_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & -\frac{r_{L0}}{L_0} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Calcula-se então o termo “B<sub>s</sub>”, utilizando as equações (2.25) e (2.32) conforme mostrado abaixo.

$$B_s = B_1 \cdot \delta + B_2 \cdot (1 - \delta) \quad (2.46)$$

Após os cálculos tem-se:

$$B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_0} \cdot \delta \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Deve-se calcular agora o “X” para posterior cálculo do “B<sub>d</sub>”.

$$X = -(A_S^{-1} \cdot B_S \cdot U) \quad (2.48)$$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{R_0}{R_{L_0} + R_0} \cdot D \cdot V_i \\ 1 \\ \frac{1}{R_{L_0} + R_0} \cdot D \cdot V_i \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Como último termo, calcula-se o termo “B<sub>d</sub>”, utilizando-se das equações (2.24), (2.31), (2.25) e (2.32), a partir da equação (2.37).

$$B_d = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_i \quad (2.50)$$

Sendo “V<sub>i</sub>” a tensão de entrada, tem-se “B<sub>d</sub>” uma função de “V<sub>i</sub>”, como mostrado abaixo.

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_0} \cdot V_i \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Finalmente a equação de transferência é obtida pela seguinte relação:

$$\frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = (sI - A_S)^{-1} \cdot B_d = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{C_0} \\ \tilde{I}_{L_0} \end{bmatrix} = \frac{\tilde{V}_{C_0}(s)}{\tilde{\delta}(s)} \quad (2.52)$$

$$(sI - A_S)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{(sL_0 + R_{L_0}) \cdot R_0 \cdot C_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} & \frac{R_0 L_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} \\ \frac{-R_0 L_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} & \frac{(s R_0 C_0 + 1) \cdot L_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{C_0} \\ \tilde{I}_{L_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} \cdot V_i \\ \frac{(s R_0 C_0 + 1)}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} \cdot V_i \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Como o objetivo é apenas a relação da tensão de saída pela razão cíclica, considera-se apenas a primeira linha da matriz da equação (2.54).

Logo:

$$\frac{\tilde{V}_{C_0}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \left[ \frac{R_0}{s^2 R_0 C_0 L_0 + s R_0 C_0 R_{L_0} + s L_0 + R_{L_0} + R_0} \right] \quad (2.55)$$



## 2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

Esta seção apresenta os parâmetros e os aspectos práticos de projeto, cálculos, dimensionamento de componentes e também o projeto do controlador.

### 2.3.1 METODOLOGIA DE PROJETO

A metodologia adotada para o projeto baseou-se na apresentada no livro do PRESSMAN [2], que considera além as especificações dos componentes, o projeto e construção de todos os componentes eletromagnéticos, bem como dos compensadores.

Para auxílio nos cálculos do projeto, foi desenvolvida uma planilha em Excel baseada em [2] e [18], constante no Apêndice B.

#### 2.3.1.1 Especificações do Conversor *Full-Bridge*

As especificações para a fonte chaveada a ser construída são:

- topologia:	<i>Full-Bridge</i>
- potência de saída:	1000 W
- tensão de entrada:	22 a 50 Vcc
- tensão de saída:	380 Vcc
- frequência de chaveamento:	20 kHz
- $\Delta B$ :	3200 Gauss
- rendimento ( $\eta$ ):	80%
- variação de tensão da saída:	19 V
- variação da corrente de saída:	0,79 A
- densidade de corrente:	3,5 A/mm <sup>2</sup>
- $T_{on}$ máximo (nas chaves):	40%
- Fator de Ocupação – Ocupação do enrolamento na área da janela do núcleo do transformador (SF):	0,25

Tanto a tensão de entrada quanto a tensão de saída deste conversor, foram definidas em função da interface entre a Célula a Combustível *Ballard Nexa*<sup>TM</sup> e o conversor, e entre o Conversor e o Inversor ligado à rede (Carga), respectivamente.

Para o dimensionamento do conversor *full-bridge*, deve-se determinar as piores situações de trabalho que envolvem a mínima e máxima tensão de entrada e a máxima e mínima relação cíclica.

Como o conversor será utilizado com uma fonte de tensão contínua na entrada, os valores mínimos e máximos especificados para esta fonte serão utilizados na determinação da relação de transformação. Estes valores são importantes, pois nos piores casos o circuito deve fornecer uma tensão de saída dentro do especificado, mesmo que:

- à carga plena, a tensão de entrada for mínima ( $E_{\min}$ ) e a razão cíclica máxima ( $\delta_{\max}$ ),
- ou à carga mínima, a tensão de entrada for máxima ( $E_{\max}$ ) e a razão cíclica mínima ( $\delta_{\min}$ )

A razão cíclica máxima é especificada como um fator de segurança para que os *MOSFETs* de um braço da ponte H não conduzam ao mesmo tempo, em torno de 40% neste caso, sendo usada no cálculo da relação de transformação sob tensão máxima.

A razão cíclica mínima é calculada para que o circuito consiga manter a saída na tensão especificada, um valor abaixo de  $\delta_{\min}$  fará o circuito trabalhar em regime de condução descontínua.

O primeiro passo do projeto é calcular a potência de entrada, a corrente de entrada para a tensão máxima, para a tensão mínima e a corrente de saída.

A potência de entrada ( $P_e$ ) é igual à potência de saída ( $P_s$ ) dividida pelo rendimento esperado do conversor ( $\eta$ ). Considerando um rendimento de 80%, temos:

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} \quad (2.56)$$

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} = \frac{1000}{0,80} = 1250 \text{ W} \quad (2.57)$$

A partir destas especificações, determinam-se as correntes nominais da fonte, como:

$$I_{pft\ Vin\ Min} = \frac{P_s}{\eta \cdot \delta_{max} \cdot V_{in\ Min}} = 71,02\ A \quad (2.58)$$

$$I_{e\ Max} = I_{e\ Vin\ Min} = I_{pft\ Vin\ Min} \cdot \sqrt{\delta_{max}} = 63,52\ A \quad (2.59)$$

$$I_{pft\ Vin\ Max} = \frac{P_s}{\eta \cdot \delta_{max} \cdot V_{in\ Max}} = 31,25\ A \quad (2.60)$$

$$I_{e\ Min} = I_{e\ Vin\ Max} = I_{pft\ Vin\ Max} \cdot \sqrt{\delta_{max}} = 27,95\ A \quad (2.61)$$

Onde:

$I_{pft\ Vin\ Min}$  = Corrente de pico no primário do transformador máxima, ou seja, para Tensão de Entrada Mínima;

$I_{pft\ Vin\ Max}$  = Corrente de pico no primário do transformador mínima, ou seja, para Tensão de Entrada máxima;

$I_{e\ Max}$  = Corrente eficaz máxima de entrada do conversor a plena carga;

$I_{e\ Min}$  = Corrente eficaz mínima de entrada do conversor a plena carga;

$\delta_{max}$  = Razão cíclica máxima;

$P_s$  = Potência de Saída do conversor;

$P_e$  = Potência de Entrada do conversor;

$\eta$  = Rendimento do conversor;

### 2.3.1.2 Cálculo da Relação de Transformação

A relação de transformação é necessária para que o conversor consiga manter a tensão especificada, mesmo quando a tensão de entrada for mínima e a razão cíclica for máxima, ou seja, a pior condição de operação deste conversor.

A relação de transformação pode ser determinada a partir da (2.62):

$$\frac{N_P}{N_S} = 2 \cdot \delta_{\text{máx}} \frac{(V_{\text{In Min}} - V_{\text{Mosfet}})}{(V_o + V_D)} \quad (2.62)$$

Substituindo os dados do projeto, obtemos:

$$\frac{N_P}{N_S} = 2,0,4 \frac{(22 - 1)}{(380 + 1)} = 0,0441 \quad (2.63)$$

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{1}{0,0441} = 23 \quad (2.64)$$

### 2.3.1.3 Escolha do Núcleo do Transformador

A maioria dos projetos de transformadores para fonte chaveada utiliza o cálculo do produto das áreas do núcleo, como um ponto de partida para a determinação do tamanho de núcleo a ser utilizado [2] e [18]. A equação (2.65) representa o produto entre a Área efetiva do núcleo e a Área da janela do núcleo.

$$A_p = \left( \frac{3.98 \times P_s \times 10^4}{k_j \times B \times f} \right)^z \quad (2.65)$$

onde:  $P_s$  = potência de saída (Watts)

$B$  = variação do campo magnético (Tesla)

$k_j$  = coeficiente de densidade de corrente nos fios

$f$  = frequência de chaveamento (Hz)

$z = 1/(1-x)$

No caso do conversor *full-bridge*, a excursão do campo magnético se dá nos 1º e 3º quadrantes, podendo ser especificada como sendo 3200Gauss, ou 0.32T, para o caso de um núcleo de ferrite comum.

Os valores de  $k_j$  e  $x$  são dependentes do tipo de núcleo e do acréscimo de temperatura ( $\Delta T$ ) esperado no indutor/transformador, sem ventilação forçada, sendo obtidos a partir tabela a seguir.

Tabela 2.1: Valores de  $k_j$  e  $x$  para alguns tipos de núcleo

<b>Modelo de Núcleo</b>	<b><math>k_j</math> <math>20^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 60^\circ\text{C}</math></b>	<b>x</b>
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 [18], 1997, p.58

Escolhendo, por exemplo, um núcleo do tipo EE, com um valor para  $\Delta T$  de  $30^\circ\text{C}$ , temos:

$$k_j = 63.35 \times (30)^{0.54} \Rightarrow k_j = 397.6 \quad (2.66)$$

$$x = 0.12 \Rightarrow z = 1.1364 \quad (2.67)$$

Substituindo os dados em (2.65):

$$A_p = \left( \frac{3.98 \times 1000 \times 10^4}{397.6 \times 0.32 \times 20 \times 10^3} \right)^{1.1364} \Rightarrow A_p = 22.759 \text{ cm}^4 \quad (2.68)$$

O núcleo escolhido deve ter o valor de  $A_p$  acima do calculado que neste caso o EE-65/33/26 atenderia, no entanto, o núcleo escolhido foi EE-76/50/25, para trabalhar com temperatura mais baixa e uma faixa para saturação maior.

O núcleo escolhido tem as seguintes especificações:

$$A_e = 6,45 \text{ cm}^2 \quad (\text{área efetiva})$$

$$A_w = 9,75 \text{ cm}^2 \quad (\text{área da janela do núcleo})$$

$$l_e = 21,77 \text{ cm} \quad (\text{comprimento efetivo})$$

$$\text{MLT} = 16,02 \text{ cm} \quad (\text{comprimento da espira média})$$

$$A_p = 62,91 \text{ cm}^4 \quad (\text{produto das áreas efetiva e da janela do núcleo: } A_p = A_e \times A_w)$$

$$Al = 5315 \text{ nH} \quad (\text{fator de indutância: nH/espira}^2)$$

$$V_e = 140,42 \text{ cm}^3 \quad (\text{volume efetivo})$$

#### 2.3.1.4 Dimensionamento dos Condutores

Para dimensionar os condutores que serão utilizados nos enrolamentos do primário e do secundário do transformador, deve-se levar em consideração que este transformador será utilizado em alta frequência, portanto precisamos considerar o efeito pelicular de corrente, ou efeito skin. Este efeito relaciona a penetração da corrente no condutor com sua frequência e quanto maior esta frequência de operação mais superficial a corrente circula no condutor e maior a necessidade de diminuir sua seção e aumentar o número de condutores em paralelo.

Desta maneira, precisamos calcular o diâmetro máximo do condutor a partir do cálculo do efeito skin, para que possamos usar efetivamente todo o cobre do condutor. Para calcular o diâmetro máximo destes condutores, utilizamos a fórmula dada por [2]:

$$D_{pen} = \frac{7.2}{\sqrt{f}} \quad (2.69)$$

Onde  $f$  é a frequência da corrente no transformador, que no caso é de 20 kHz, assim:

$$D_{pen} = \frac{7.2}{\sqrt{20000}} \Rightarrow D_{pen} = 0.054 \text{ cm} \quad (2.70)$$

Deve-se utilizar um número de fios com diâmetro menor ou igual a 0,108cm, de forma que a área total seja igual ou maior que a área requerida.

Consultando a tabela de fios, vemos que o diâmetro de 0,08118cm corresponde ao fio #20AWG, que tem uma área de cobre de 0,0051759 cm<sup>2</sup>, e cujo diâmetro com isolamento é igual a 0,089 cm. Com estes valores calculados, podemos agora definir o número de condutores que precisaremos para conduzir toda a corrente que passará pelo primário e secundário deste transformador. Para isto, devemos considerar a densidade

de corrente do fio utilizado para que possamos calcular a área efetiva de cobre necessária para tal condução. Desta forma:

Conforme a equação (2.59), a corrente eficaz máxima de entrada é:

$I_e \text{ Max} = 63,52 \text{ A}$  e considerando a densidade de corrente de  $350 \text{ A/cm}^2$ .

$$A_{cu} = \frac{63,52 \text{ A}}{350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,1815 \text{ cm}^2 \quad (2.71)$$

$$N_{\text{Condutores}} = \frac{A_{cu}}{A_{\text{condutor}}} = \frac{0,1815}{0,0051759} = 36 \text{ fios} \quad (2.72)$$

Neste foram utilizados 40 fios no enrolamento do primário do transformador.

Sendo a corrente de saída conforme mostrado abaixo, tem-se:

$I_s = 2,63 \text{ A}$  e densidade de corrente de  $350 \text{ A/cm}^2$ .

$$A_{cu} = \frac{2,63 \text{ A}}{350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,00752 \text{ cm}^2 \quad (2.73)$$

$$N_{\text{Condutores}} = \frac{A_{cu}}{A_{\text{condutor}}} = \frac{0,00752}{0,0051759} = 1,45 \quad (2.74)$$

Ao arredondarmos o resultado acima obtemos 2 fios 20 AWG no secundário do transformador, por conveniência de projeto, serão utilizados 5 fios de 20 AWG, que obedece ao critério que diz que a área total de cobre tem que ser igual ou maior que a área requerida.

Desta maneira, o transformador será construído com 40 condutores em paralelo no primário e somente 5 condutores em paralelo no secundário.

### 2.3.1.5 Cálculo do Número de Espiras

Tendo em vista que a fonte em questão é elevadora de tensão, com entrada de 22 V a 50 V e regulando 380 V na saída, e conforme mostrado no item 2.3.1.2, a relação entre o secundário e o primário do transformador será de 23 vezes, portanto tem-se que calcular o número de espiras no primário para que possa gerar um campo magnético

capaz de induzir a tensão requerida em seu secundário. Os cálculos estão demonstrados abaixo:

$$N_p > \frac{V_{e\ Min}}{2 \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{T_{on\ Max}} \cdot 10^{-8}} \quad (2.75)$$

Considerando que  $T_{on} = 40\%$  do período total, ou seja,

$$T_{on} = 0,4 \cdot \frac{1}{20\ \text{kHz}} = 2 \times 10^{-5}\text{s} \quad (2.76)$$

Substituindo pelos dados de projeto, temos:

$$N_p \geq \frac{22}{2 \times 6,45 \times \frac{3200}{2 \times 10^{-5}} \times 10^{-8}} \geq 1,07\ \text{Espiras} \quad (2.77)$$

Como não são utilizados números fracionários para definir o número de espiras dos enrolamentos, o número calculado é arredondado para o próximo inteiro, mas neste caso, por conveniência de projeto será adotado 4 espiras no primário deste transformador.

Para o cálculo do número de espiras do secundário, temos:

$$N_s = \frac{N_s \cdot T \cdot V_o}{V_{e\ Min} \cdot 2 \cdot T_{on\ Max}} \quad (2.78)$$

$$N_s = \frac{4 \cdot 5 \times 10^{-5} \cdot 380}{22 \cdot 2 \cdot 2 \times 10^{-5}} = 86,36 \cong 87\ \text{Espiras} \quad (2.79)$$

Com o número de espiras do primário e do secundário, podemos tirar a relação de transformação deste transformador com a seguinte equação:

$$\frac{1}{n} = \frac{N_s}{N_p} = \frac{87}{4} = 21,75 \quad (2.80)$$

Escolhidos o número de espiras do primário e do secundário no qual será feita a regulação, pode-se calcular a razão cíclica mínima a partir da equação (2.81):



$$\delta_{\min} \leq \frac{V_o + V_D}{2 \left[ (V_{e \text{ Máx}} - V_M) \frac{N_S}{N_P} \right]} \quad (2.81)$$

Substituindo os valores do projeto tem-se:

$$\delta_{\min} \leq \frac{380 + 1}{2[(50 - 1)21,75]} = 0,18 \quad (2.82)$$

Com este valor de razão cíclica, a tensão de saída pode ser ajustada para o valor desejado (380V) mesmo que a tensão de entrada seja máxima (50V).

### 2.3.1.6 Cálculo das Indutâncias do Transformador

Para o cálculo aproximado da indutância do primário e do secundário deste transformador, utilizamos o fator de indutância relacionado ao núcleo utilizado. O núcleo utilizado nesta montagem possui um  $A_L = 5315 \text{ nH/espira}^2$ , então calculamos as indutâncias da seguinte maneira [18]:

$$L_P = \frac{A_L \cdot N_P^2}{10^9} = \frac{5315 \times 4^2}{10^9} = 85,04 \mu\text{H} \quad (2.83)$$

$$L_S = \frac{A_L \cdot N_S^2}{10^9} = \frac{5315 \times 87^2}{10^9} = 40,23 \text{ mH} \quad (2.84)$$

### 2.3.1.7 Cálculo do Filtro de Saída

Para o cálculo do indutor e capacitor de saída, são utilizadas as equações encontradas em [2]:

$$L_o = \frac{\delta_{\max} \times V_o \times T}{\Delta I_o} \quad (2.85)$$

$$L_o = \frac{0,4 \times 380 \times 5 \cdot 10^{-5}}{0,79} = 9,62 \text{ mH} \quad (2.86)$$

Para calcular o núcleo deste indutor, deve-se levar em conta a energia que deve ser armazenada, com a equação dada por [18]:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L_o \cdot (I_o + I_{o \text{ min}})^2 \quad (2.87)$$

$$E = \frac{1}{2} \cdot 9,62 \cdot 10^{-3} (2,63 + 0,395)^2 = 44,1 \text{ mJ} \quad (2.88)$$

Para determinar o núcleo, será considerado um  $\Delta T \leq 30^\circ \text{ C}$ , que é a variação de temperatura máxima no núcleo do indutor, para calcularmos o  $K_j$ . O cálculo de  $K_j$  é dado pela tabela encontrada em [18], reproduzida na Valores de  $k_j$  e  $x$  para alguns tipos de núcleo, e é dependente do tipo de núcleo que será utilizado.

Para um núcleo do tipo EE, tem-se:

$$k_j = 63.35 \Delta T^{0.54} \Rightarrow k_j = 397.55 \quad (2.89)$$

A variável  $x$  a ser utilizada nos cálculos também é dependente do núcleo, e o seu valor igual a +0,12 para o núcleo escolhido.

O último fator que falta ser determinado é o fator de utilização da janela,  $k_u$ . Este é um número aproximado, e foi adotado exclusivamente para este projeto o valor de 0,25.

Com todas as variáveis determinadas, podemos prosseguir para o cálculo de  $A_p$ , dado pela Equação (2.90) encontrada em [18]:

$$A_p = \left( \frac{2 \times E \times 10^4}{k_u \times k_j \times B_{\text{máx}}} \right)^z \quad (2.90)$$

$$Z = \frac{1}{1 - X} = \frac{1}{1 - 0,12} = 1,1364 \quad (2.91)$$

$$A_p = \left( \frac{2 \times 44,1 \cdot 10^{-3} \times 10^4}{0,25 \times 397,6 \times 0,32} \right)^{1,1364} = 43,61 \text{ cm}^4 \quad (2.92)$$

Com este valor, podemos fazer uma escolha inicial para o núcleo do indutor, lembrando que a verificação do valor de  $B_{\text{max}}$  deve ser feita ao final, para confirmar se o núcleo não correrá o risco de entrar na região de saturação.

Consultando a tabela de núcleos, o modelo EE-65/33/39 mostra-se suficiente, pois a condição de escolha de um núcleo é ter o  $A_p$  maior que o calculado.

As características do núcleo escolhido são:

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 5,48 \text{ cm}^2$$

$$l_e = 14,7 \text{ cm}$$

$$MLT = 13,89 \text{ cm}$$

$$A_p = 43,71 \text{ cm}^4$$

$$A_l = 10800 \text{ nH}$$

$$V_e = 117,31 \text{ cm}^3$$

O número de espiras do indutor é determinado pela equação [18]:

$$N = \sqrt{\frac{L_o}{A_L}} \quad (2.93)$$

$$N = \sqrt{\frac{9,62 \cdot 10^{-3}}{10800 \cdot 10^{-9}}} \cong 30 \text{ Espiras} \quad (2.94)$$

Utilizaremos 30 Espiras para produzir este indutor, já que este valor calculado é a indutância mínima para o filtro de saída, e podemos aumentar a indutância para melhorar a regulação da fonte.

Definido o núcleo e o número de espiras, deve-se definir também o “gap” ou entreferro. Normalmente utilizamos papel para produzir este entreferro, por ser um material não magnético, bastante fino e moldável. Para efetuar este cálculo, utilizamos a Equação 2.95 [18]

$$l_g = \frac{\mu_0 \times N^2 \times A_e}{L_o \times 10^6} \times 10^4 \quad (2.95)$$

$$l_g = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \times 30^2 \times 7,98}{9,62 \cdot 10^{-3} \times 10^6} \times 10^4 = 9,37 \cdot 10^{-3} \text{ mm} \quad (2.96)$$

A última etapa é calcular o fio que será utilizado para enrolar o indutor. Para isso, temos que calcular a densidade de corrente para o acréscimo de temperatura especificado anteriormente. Para isso utilizamos [18]:

$$J = k_j \times A_p^{-x} \quad (2.97)$$

$$J = 397,55 \times 43,71^{-0,12} = 252,65 \text{ A/cm}^2 \quad (2.98)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente de saída da fonte chaveada é dada por [18]:

$$A_{cu} = \frac{I_o}{J} \quad (2.99)$$

$$A_{cu} = \frac{2,63}{252,65} = 10,41 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (2.100)$$

Para este valor da área de cobre, podemos utilizar o fio AWG17, com área de cobre de 0.010379 cm<sup>2</sup>. Devido ao efeito pelicular, será considerado 4 fios AWG20, totalizando uma área de 0,0207 cm<sup>2</sup>.

Agora que tem-se o indutor de saída devidamente projetado, a fim de obter o filtro de saída, deve-se ainda calcular o capacitor de saída.. A Equação (2.101) apresenta a fórmula conforme [2]:

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6} \times dI}{dV} \quad (2.101)$$

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6} \times 0,96}{3,8} = 22 \text{ uF} \quad (2.102)$$

Onde:

Co = Capacitor do Filtro de Saída

dI = Variação da corrente permitida na saída em Amperes

dV = Variação da tensão permitida na saída em Volts

### 2.3.1.8 Cálculo do Capacitor de Desacoplamento

O capacitor de desacoplamento é utilizado para evitar a circulação de corrente CC no núcleo, o que faria o núcleo do transformador saturar, aumentando as perdas e podendo chegar até à sua destruição. Este fenômeno ocorre devido aos tempos diferentes de chaveamento das chaves do conversor, fazendo com que um dos braços conduza mais tempo que o outro. Este capacitor é colocado em série com o primário do transformador [2].

Seu cálculo é dado por:

$$C_b = \frac{I_{ipft} V_{in\ Min} \times T_{ON}}{0,1 \times V_{in\ Min}} \quad (2.103)$$

$$C_b = \frac{71,02 \times 16 \cdot 10^{-6}}{0,1 \times 25} = 455 \text{ uF} \quad (2.104)$$

## 2.3.2 CONTROLE EM MALHA FECHADA

Para o conversor Full-Bridge, podem ser utilizadas duas estratégias de controle, *Phase Shift* e *PWM (Pulse Width Modulation)*. Como pretendia-se utilizar um controlador em plataforma digital, optou-se pela técnica PWM, cuja respectiva interface apresenta-se incorporada à plataforma. Assim, foi definida a utilização de um controlador PI (Proporcional e Integral) baseado em sistemas digitais através do DSP TMS320F2812 [12], [6] e [14].

Abaixo é ilustrado o diagrama de blocos simplificado de um sistema com um controlador PI integrado.

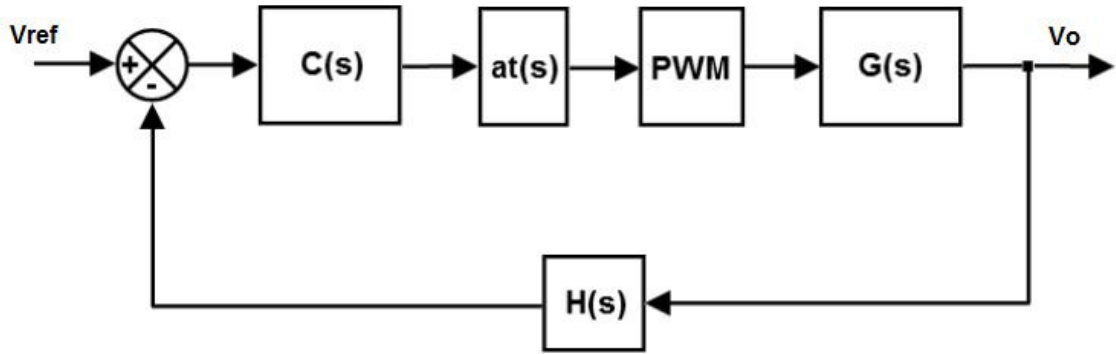


Figura 2.9: Diagrama de Blocos do Sistema com Controlador Integrado. (Fonte: Britto, J. R. (2009) [10]).

Onde:

$V_{ref}$ : Tensão de referência do sistema de controle;

$C(s)$ : Função de transferência do Controlador PI;

$at(s)$ : Função atraso;

$G(s)$ : Função de Transferência do Conversor;

PWM: Ganho do Modulador;

$H(s)$ : Função da malha de realimentação.

Como o controlador é baseado em um sistema digital, trabalha-se com equações no domínio (Z), desta forma o diagrama de blocos utilizado é mostrado abaixo:

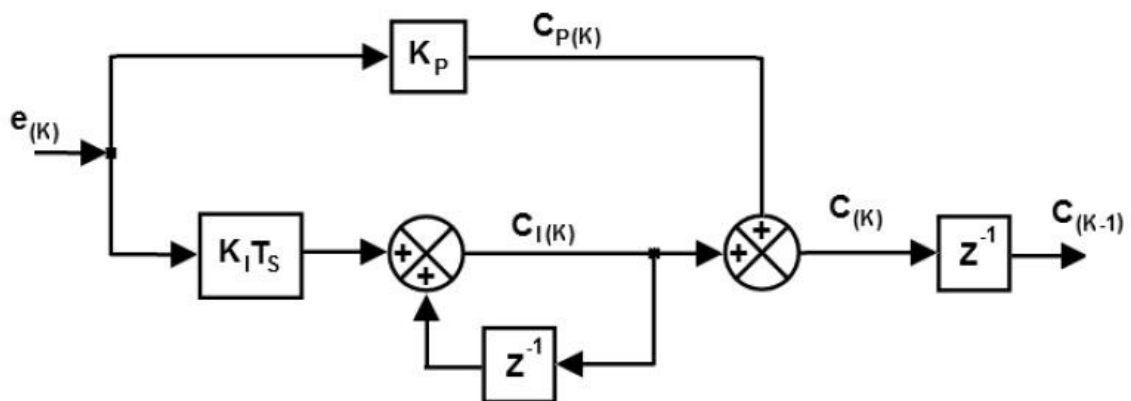


Figura 2.10: Diagrama de Blocos do Controlador PI Digital (Fonte: Britto, J. R. (2009) [10]).

Onde:

KP: Ganho Proporcional;

Ki: Ganho Integral;

e(k): Erro atual;

CP(k): Valor de saída do Controlador proporcional atual;

CI(k): Valor de saída do Controlador integral atual;

CI(k-1): Valor de saída do Controlador integral anterior;

C(k): Valor de saída do Controlador PI atual;

T(S): Tempo de amostragem.

Abaixo são apresentadas as funções de transferência do controlador PI e do controlador PI discreto respectivamente:

$$C(S) = \frac{K_P S + K_i}{S} \quad (2.105)$$

$$C(S) = K_P + K_i T_S \frac{z}{(z-1)} \quad (2.106)$$

Como pode ser observado na equação (2.106), para parametrizar o controlador PI é necessário calcular as constantes  $K_P$  e  $K_i$ . A definição destas constantes foi auxiliada pelo software Matlab® através do aplicativo SISOTOOL e RLTOOL, conforme demonstrado abaixo.

Definição da função de transferência por meio da equação (2.55), utilizando arquivo com extensão “.mat” do Matlab®:

```
“  
  
L = 5.0e-3; RL = 0.4;  
  
C = 110e-6;  
  
Ro = 144.4;  
  
num = Ro;  
  
den = [Ro*L*C (Ro*C*RL + L) (RL + Ro)];  
  
VoDVe = tf(num,den);  
”
```

>> G = VoDVe

Transfer function:

144.4

-----  
7.942e-005 s^2 + 0.01135 s + 144.8

”

Logo a função de transferência é:

$$G(S) = \frac{144,4}{1,942^{-0,05}S^2 + 0,01135 S + 144,8} \quad (2.107)$$

Tendo a equação (2.107) é possível calcular por meio dos aplicativos SISOTOOL e RLTOOL as constantes  $K_P$  e  $K_i$ , conforme mostrado abaixo.

Na Figura 2.14 está a tela de apresentação do aplicativo, o diagrama de blocos do controlador PI e o menu disponível para sua navegação.

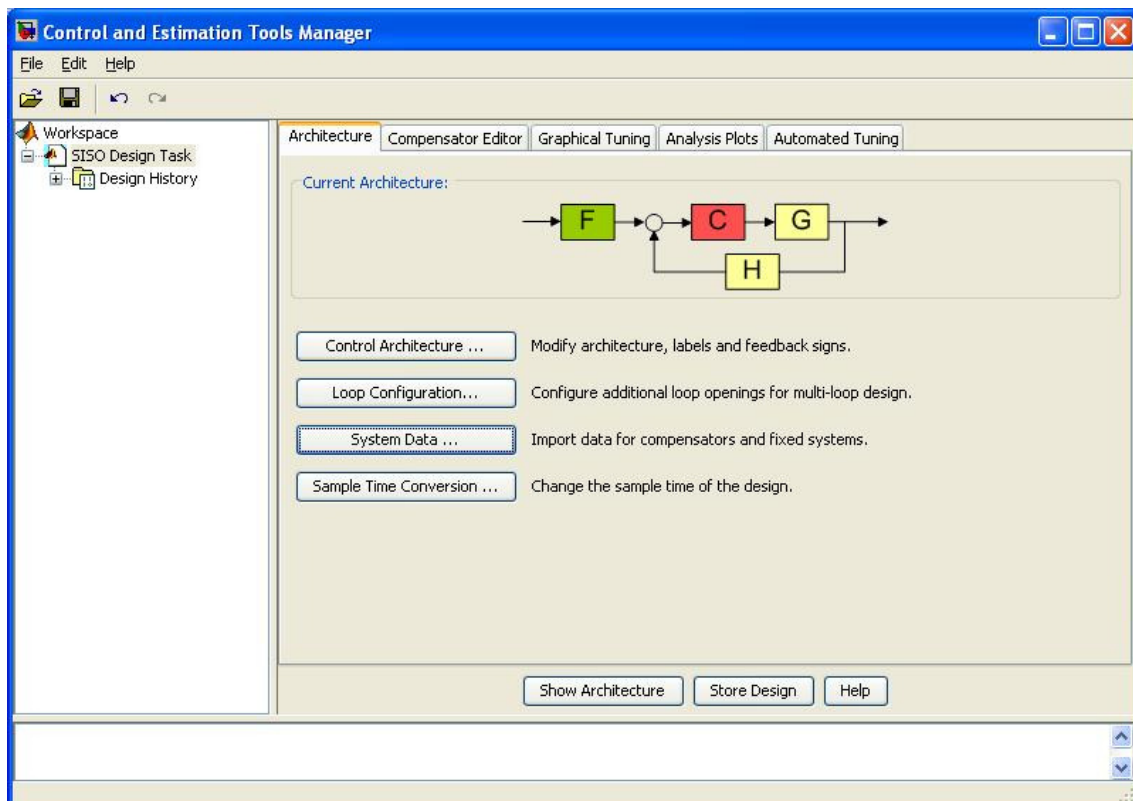


Figura 2.11: Tela do aplicativo SISOTOOL do Matlab®.



Selecionando o item System Data, conforme Figura 2.15, insere a equação (2.107) em G(S) e os valores para H(S) e F(S) para subsidiar os cálculos.

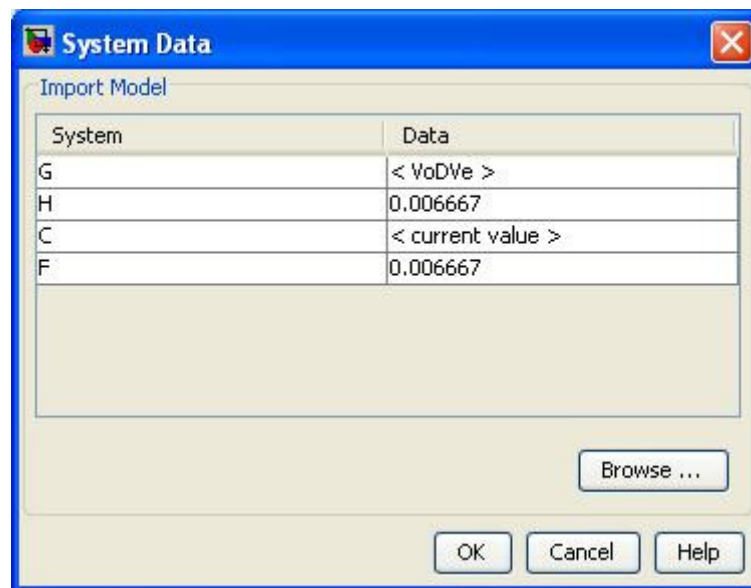


Figura 2.12: Tela do aplicativo SISOTOOL para inserir equações e valores constantes.

Em seguida, ao entrar na aba *Automated Tuning*, como pode ser visto na Figura 2.16, deve-se escolher o tipo de controle (PI), para que o sistema seja capaz de calcular os valores para  $K_P$  e  $K_i$  automaticamente.

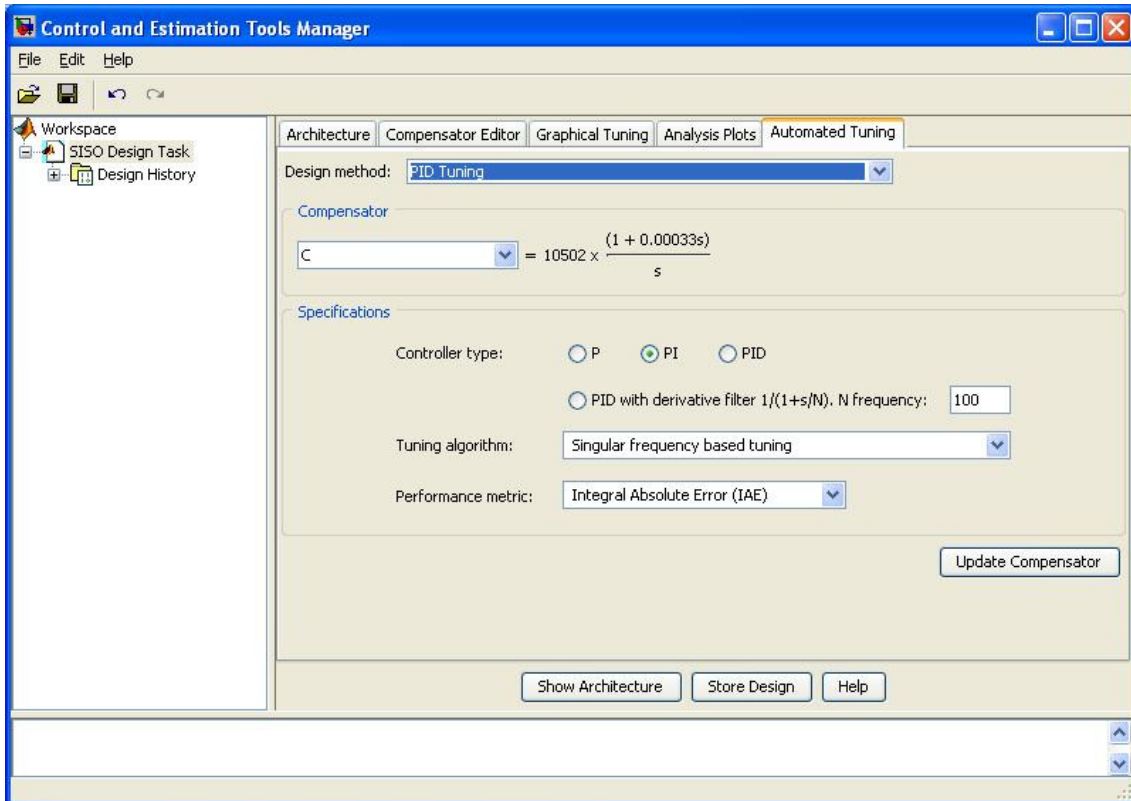


Figura 2.13: Tela para definição automática das constantes  $K_p$  e  $K_i$ .

A Equação (2.108) ilustra a equação teórica do controlador PI, que a partir dela serão retirados as constantes  $K_p$  e  $T_i$  [9][14].

$$C(S) = \frac{K_p}{T_i} \times \frac{(1 + T_i \cdot S)}{S} \quad (2.108)$$

Conforme a Equação da Figura 2.16, as constantes  $K_p$  e  $T_i$  são respectivamente:

$$T_i = 0,00033 \quad (2.109)$$

$$K_p = 10502 \times 0,00033 = 3,4657 \quad (2.110)$$

Como resposta, o Matlab® retorna os Diagramas de Bode e o Gráfico do Lugar das Raízes do controlador projetado, conforme Figura 2.17.

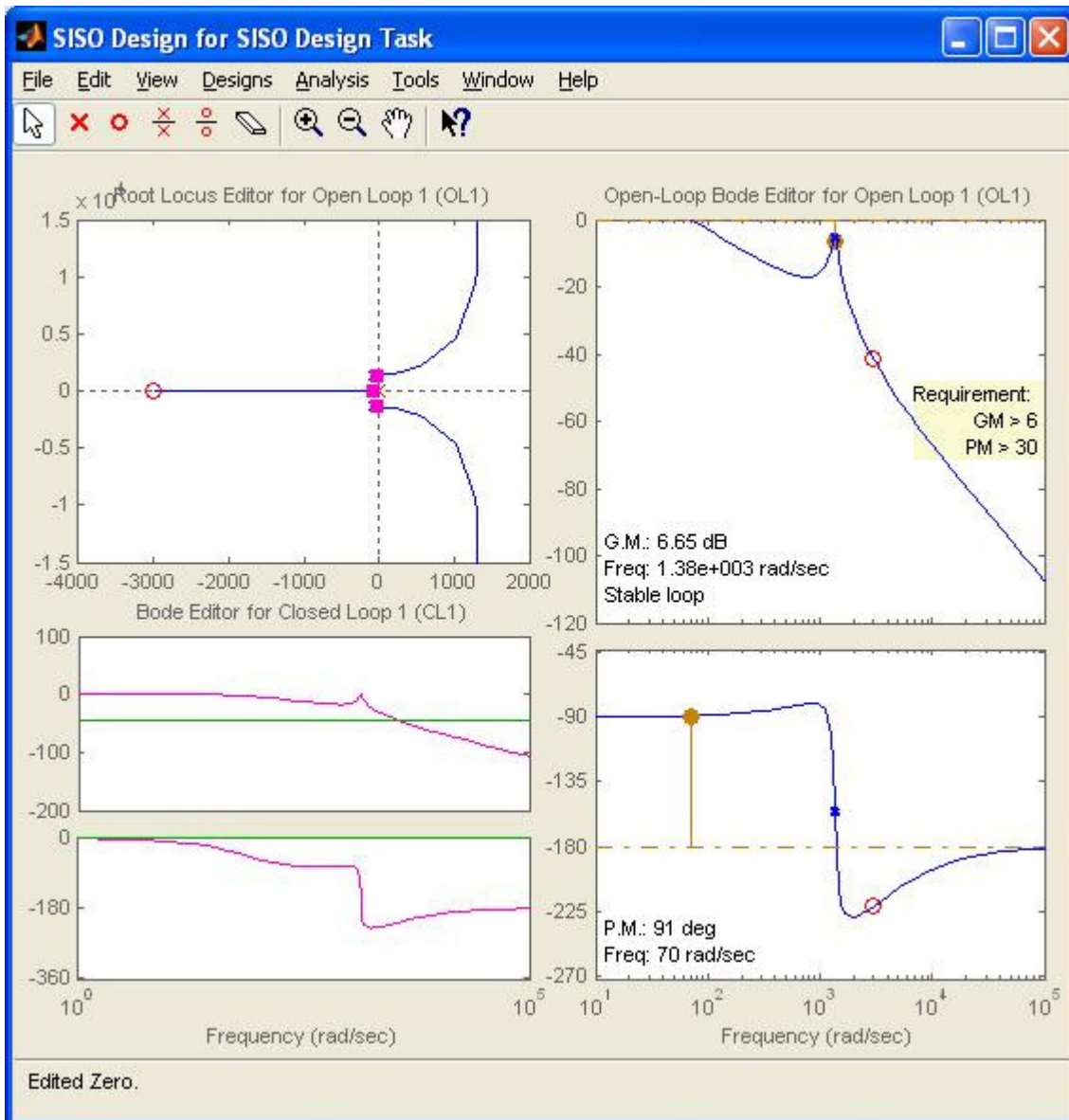


Figura 2.14: Diagrama de Bode e Gráfico do Lugar das Raízes do controlador.

A simulação do comportamento dinâmico do controlador foi feita no aplicativo *LTI Viewer for SISO Design* e mostra que sua estabilização ocorre em aproximadamente 20 ms, conforme Figura 2.18.

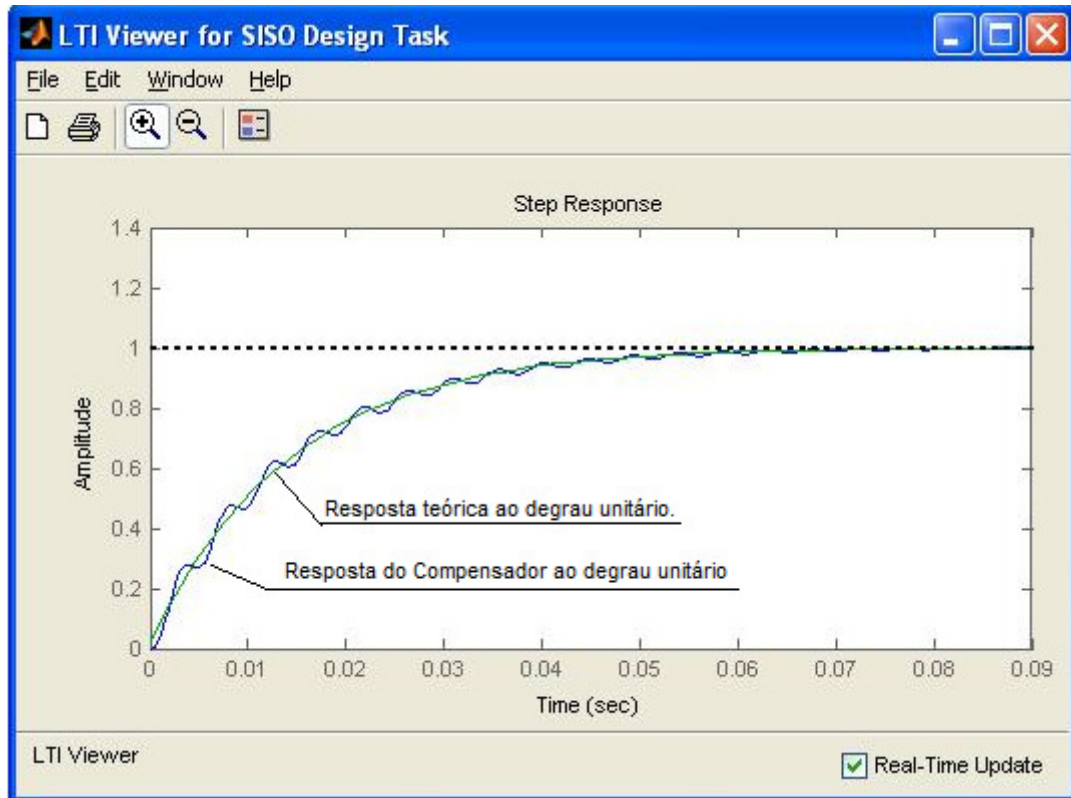


Figura 2.15: Tempo de estabilização da Tensão de saída do conversor promovida pelo controlador.

A simulação do conversor completo com controlador PI digital integrado no software PSIM®, será mostrado no capítulo 3.

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentada a análise quantitativa e qualitativa de um conversor Full-Bridge aplicado ao condicionamento de energia de uma Célula a Combustível, tendo como objetivo adequar sua tensão de saída para alimentação de um sistema inversor a ser conectado à rede [1].

A análise qualitativa abordou os aspectos teóricos do conversor, como formas de onda básicas, equações básicas, estágios de funcionamento e modelo matemático.

Esta análise descreveu toda a metodologia de projeto, os cálculos realizados e a determinação dos parâmetros de suportabilidade dos componentes.

Foi projetado ainda o controlador em malha fechada, que tem por objetivo reduzir o erro de saída do conversor e melhorar seu tempo de resposta.

Neste capítulo foram definidos os parâmetros de projeto visando à especificação de componentes, bem como a construção do protótipo do conversor.

## **3 DIAGRAMAS DE CIRCUITOS DE CONTROLE, POTÊNCIA E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO**

### **3.1 INTRODUÇÃO**

Este capítulo é dedicado à apresentação do segundo passo na concepção do protótipo. Será apresentado, o diagrama elétrico do conversor com seus respectivos componentes e o diagrama de controle conforme implementado no DSP.

Além dos diagramas citados acima, serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor, nas chaves, no primário do transformador, no secundário do transformador, após o retificador e na saída do conversor para a carga, bem como o gráfico de comportamento da Potência deste conversor.

Este conversor foi simulado inicialmente como sendo um *full-bridge* convencional, com um filtro de entrada, uma ponte inversora, um transformador, um retificador e um filtro de saída, mas ao analisar os resultados obtidos, foi constatada a necessidade de alterar seu esquemático, colocando assim dois transformadores, dois retificadores e dois filtros de saída, conforme descrito no item 3.2.

Inicialmente foi considerado o controle *Phase-Shift*, mas por razões de implementação digital e da disponibilidade da interface PWM integrada ao DSP, o melhor tipo de chaveamento encontrado para este conversor, levando em conta sua potência e as limitações de laboratório, foi o PWM, conforme mostrado no item 3.3.

### **3.2 DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA**

Neste item será apresentado o diagrama elétrico de potência do conversor *Full-Bridge*, conforme Figura 3.1, com alguns ajustes para possibilitar resultados mais aproximados com o conversor construído, ajustes estes como a inserção de componentes parasitas e componentes para simular perdas por condução nos componentes.

Como pode ser observado, foram utilizados dois transformadores em paralelo, com dois retificadores independentes, ligados em série apenas na saída para a carga, isto foi necessário devido a limitações de disponibilidade de núcleos no laboratório. Com o objetivo de sanar esta limitação, foram encomendados três transformadores para a

empresa Tecnotrafo (<http://www.tecnotrafo.ind.br/>), conforme especificações calculadas no Capítulo 2, nos quais apenas um seria utilizado e os outros dois seriam sobressalentes, mas os transformadores fornecidos não alcançaram os resultados esperados, apresentando uma relação de transformação inferior ao requisitado pelo sistema, sendo necessário portanto utilizar duas unidades.

A Figura 3.1 mostra o circuito simulado, com dados dos componentes passivos, e a inserção de elementos parasitas, tendo como finalidade, aproximar ao máximo os resultados de simulação aos experimentais.

Estes elementos parasitas são:

- RL1
- A resistência do conjunto RC1
- R1
- L2
- L3
- A resistência do conjunto RL2
- A resistência do conjunto RL3

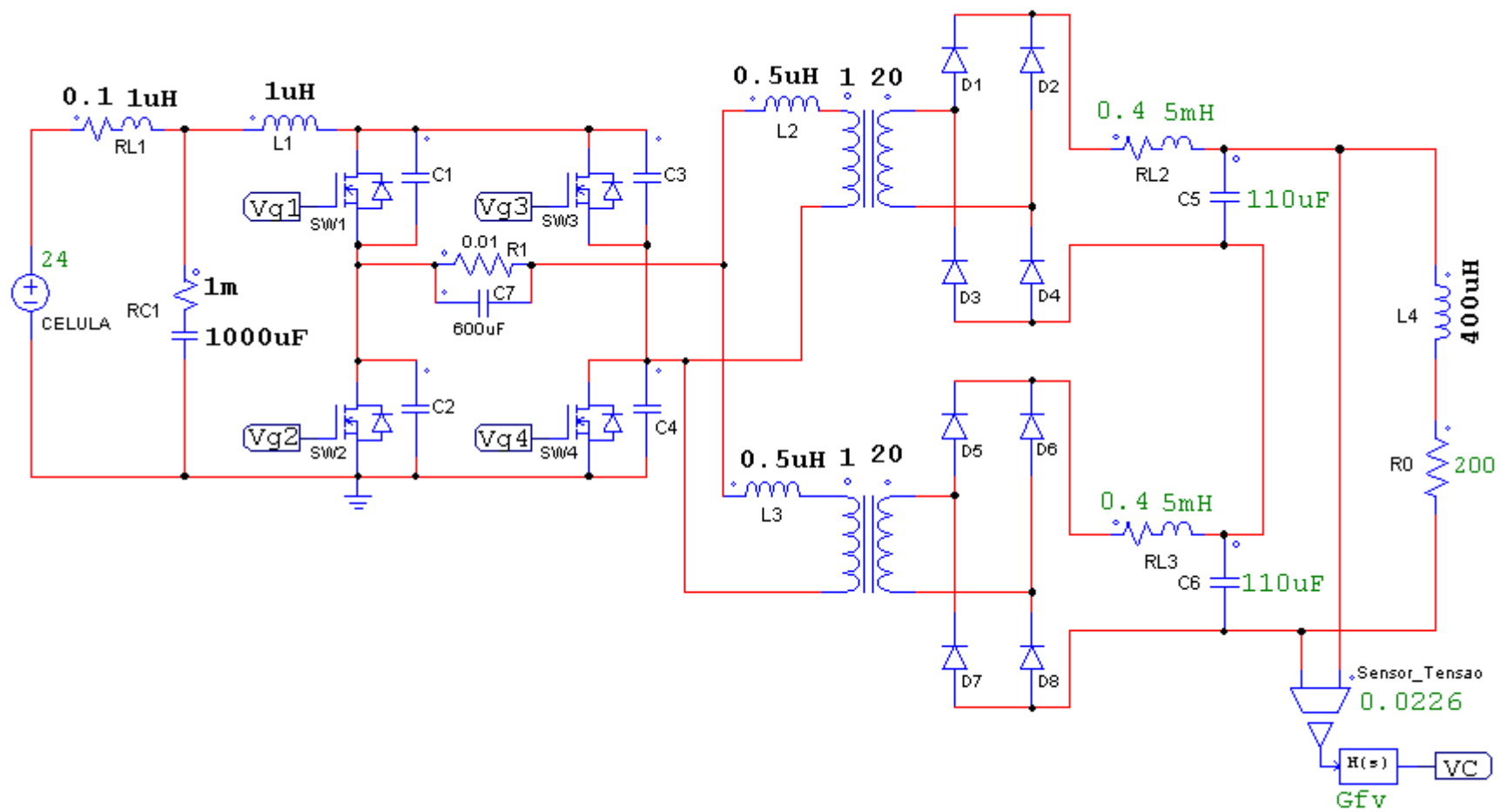


Figura 3.1: Diagrama elétrico do circuito de Potência simulado do conversor Full-Bridge.



### 3.3 DIAGRAMA DO CIRCUITO DE CONTROLE

Neste item será apresentado o circuito de controle utilizado neste conversor, composto por realimentação através de sensor de tensão, referência numérica da tensão de saída, compensador PI, gerador de onda triangular na frequência de chaveamento, comparadores e isoladores.

A lógica de controle foi implementada por meio da modulação PWM devido a complexidade de programar a modulação *phase-shift* no DSP utilizado. Foi considerado também as limitações impostas pela alta potência e o fato do tempo morto do *gate-driver* ser fixo e equivalente a aproximadamente 10% do período de chaveamento.

A Figura 3.2 mostra o diagrama da lógica de controle utilizada e na Figura 3.3 apresenta as formas de onda de operação.

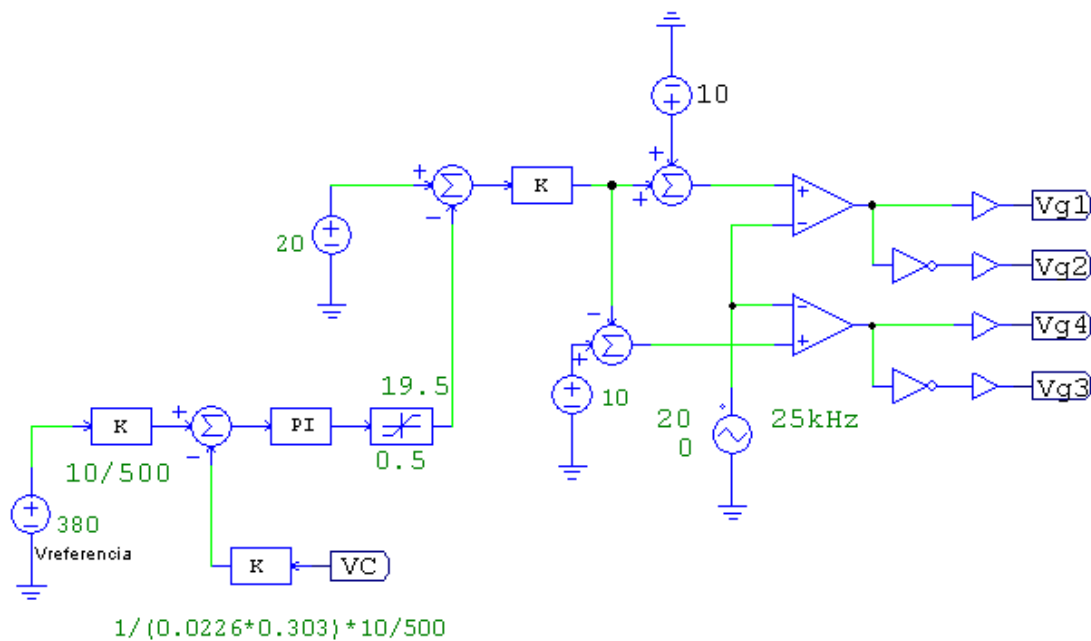


Figura 3.2: Diagrama lógico do controle de chaveamento do conversor.

A Figura 3.3-a apresenta primeiramente a onda triangular em 25 kHz juntamente com as tensões de referência para os comparadores, VCMP1 e VCMP2; em seguida a Figura 3.3-b apresenta os sinais de comando para as chaves Vsw1 e Vsw4; tem-se ainda a comutação das chaves Vsw2 e Vsw3 na Figura 3.3-c; e finalmente a Figura 3.3-d mostrado no Vpwm, que é a tensão no primário do transformador.

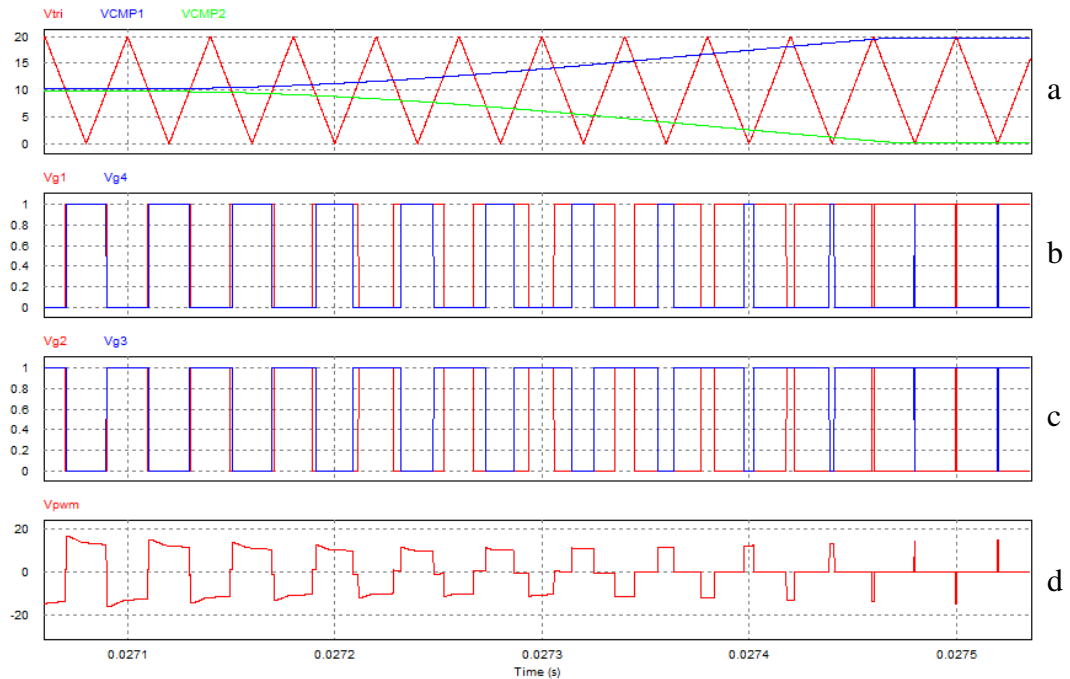


Figura 3.3: Operação do circuito de controle em PWM.

### 3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste item serão mostradas todas as formas de onda resultantes de simulações do conversor apresentado, bem como suas respectivas análises.

As simulações apresentam basicamente as formas de onda de corrente e tensão na entrada do conversor, nas chaves, no primário do transformador antes do capacitor de desacoplamento, no primário do transformador após o capacitor de desacoplamento, nos diodos do retificador, na saída do conversor para a carga e a resposta dinâmica do conversor a um degrau de carga.

A Figura 3.4 mostra as formas de onda da corrente e da tensão na entrada do conversor, ou seja, na saída da célula combustível, mas como não está sendo utilizado o modelo da célula, esta forma de onda simboliza apenas uma oscilação causada na corrente de entrada pelo conversor.

Como o ensaio foi realizado em malha fechada e os componentes considerados ideais, uma aproximação ao sistema real foi alcançada pela inclusão de elementos parasitas na simulação. Estes componentes juntamente com os elementos

armazenadores de energia do conversor, causaram esta oscilação inicial na corrente, principalmente pelos valores iniciais de  $V_{Cf}$  e  $I_{Cf}$  partirem de valores nulos.

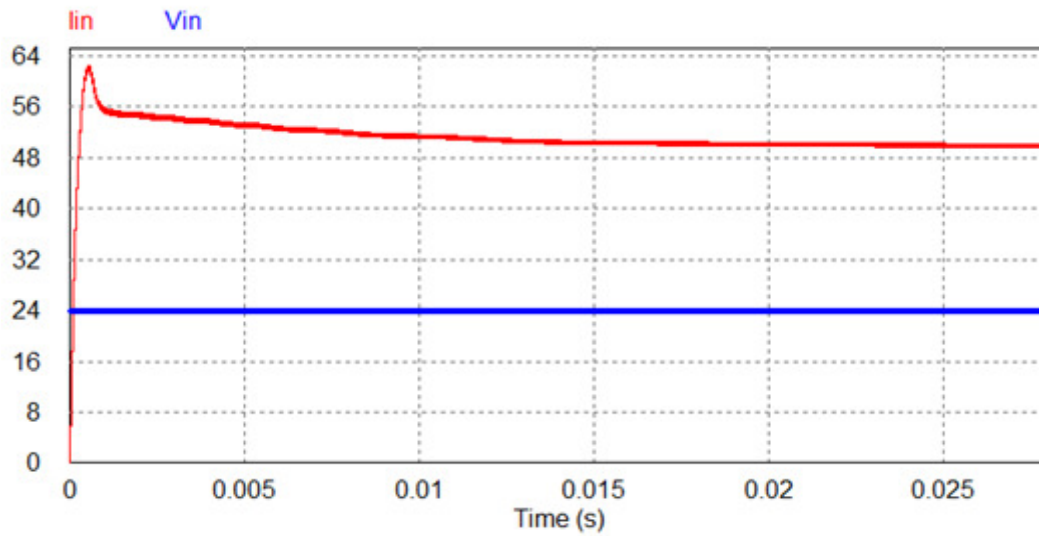


Figura 3.4: Forma de onda na entrada do conversor.

A Figura 3.5 mostra as formas de onda de tensão e corrente nas chaves,  $V_{sw1}/V_{sw4}$  e  $V_{sw2}/V_{sw3}$ . Este ensaio foi realizado com uma carga equivalente a 722 Watts.

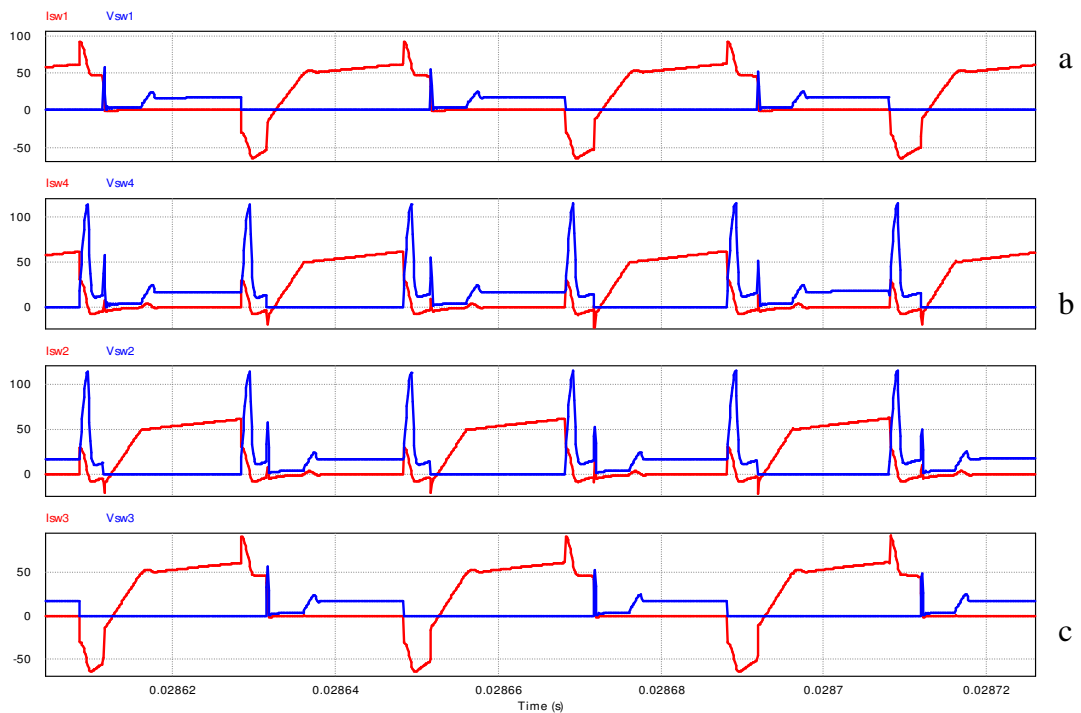


Figura 3.5: Tensão e Corrente nas chaves SW1, SW2, SW3 e SW4.

A tensão e corrente nas chaves mostram uma pequena oscilação nos instantes de mudança de estado, devido à ressonância causada pela combinação  $RL_2$ ,  $RL_3$  e  $C_7$  da Figura 3.1. Tais oscilações apresentam picos que podem ser prejudiciais aos componentes do conversor, mas ao analisar seus limites pode-se concluir que estão dentro da faixa aceitável para as chaves escolhidas, que de acordo com o datasheet do componente (Anexo III), a corrente é de 180A e a tensão é de 100V.

A Figura 3.6 mostra a forma de onda da corrente e da tensão no primário do transformador, após o capacitor de desacoplamento.

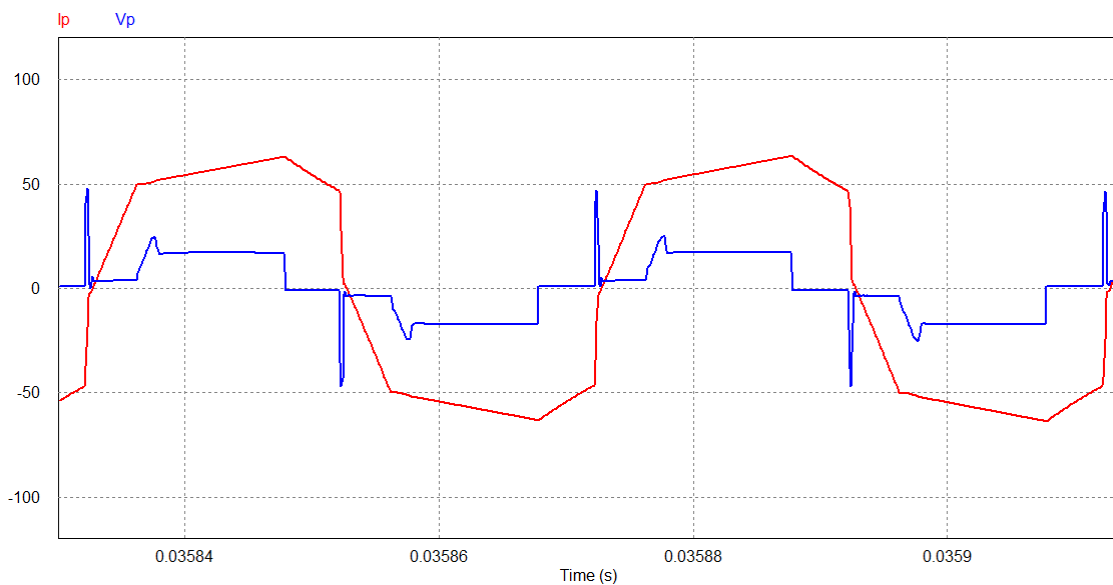


Figura 3.6: Forma de onda da corrente e tensão no primário dos transformadores.

Como pode ser observado, na mudança de estado, as oscilações mostradas no item 3.2.4 permanecem, pois obedecem a equação 3.1.

$$V_{pwm} \cong V_p = \frac{(V_{sw2} + V_{sw3}) - (V_{sw1} + V_{sw4})}{2} \quad (3.1)$$

A Figura 3.7 mostra a tensão em um diodo retificador, que por sua vez, pode ser adotada para todos os outros diodos dos retificadores devido a sua similaridade.

Podem ser observados nesta figura os picos de tensão podendo alcançar 550V, mas conforme as especificações dos diodos escolhidos estes picos estão dentro de sua faixa de operação.

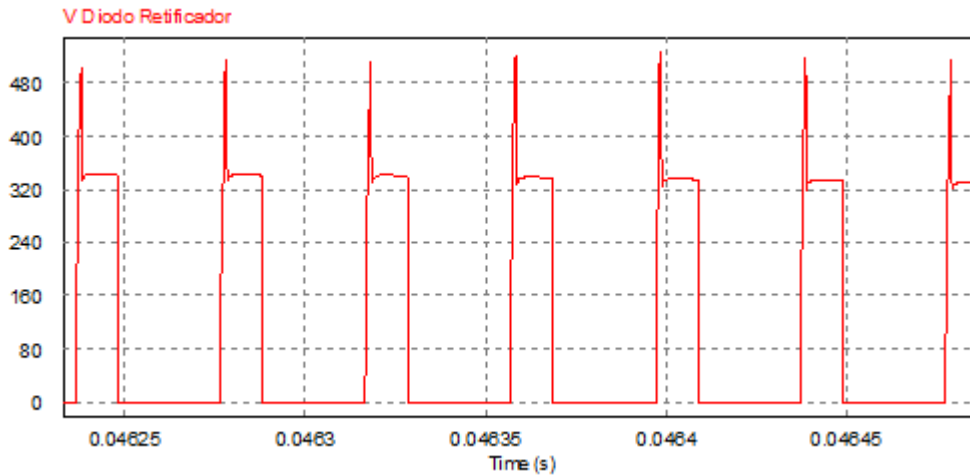


Figura 3.7: Forma de Onda da Tensão e da Corrente no Diodo Retificador.

Figura 3.8 mostra as formas de onda de saída do conversor, com um pequeno ripple, como previsto nas especificações de projeto no capítulo 2.

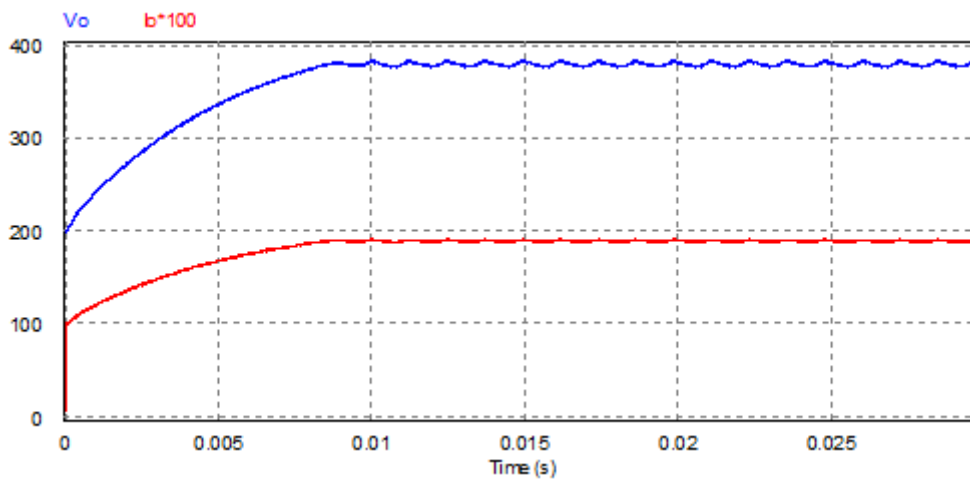


Figura 3.8: Formas de onda de Corrente e Tensão na saída do conversor.

Como mostrado na figura, o gráfico referente à corrente está multiplicado por 100 com a finalidade de melhorar a visualização gráfica.

Ao comparar os tempos de resposta do sistema nas Figuras 3.8 e 2.18, é possível verificar que a resposta da simulação do sistema é mais rápida do que a resposta projetada para o compensador PI.

A Figura 3.9 mostra a resposta dinâmica do conversor em simulação, no momento que se aplica um degrau de carga, de  $400\Omega$  (361 W) para  $200\Omega$  (722 W).

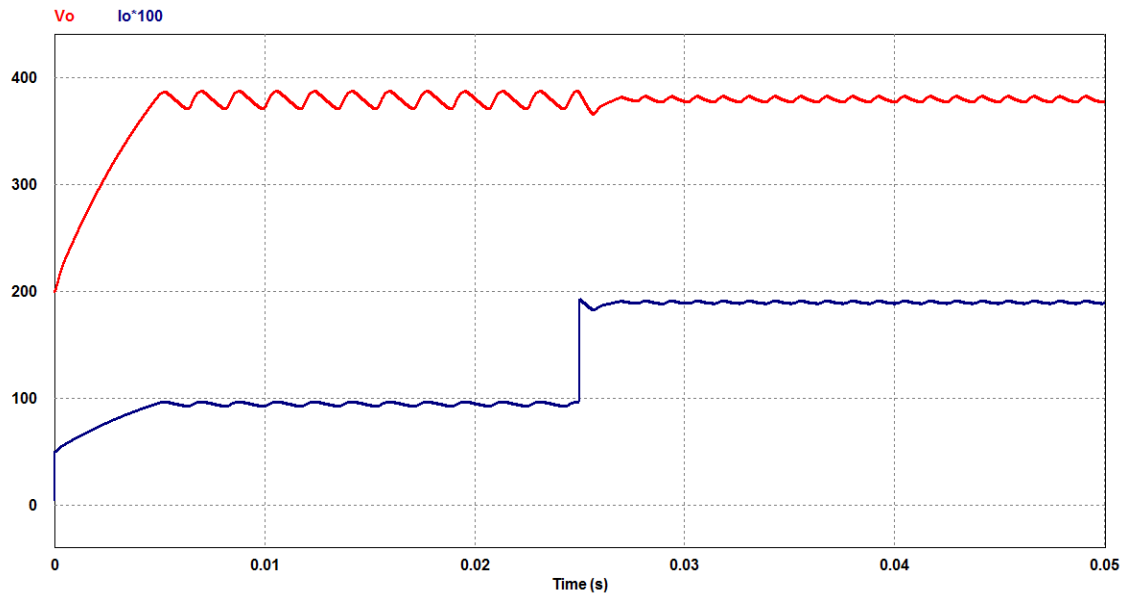


Figura 3.9: Simulação de degrau de carga na saída do conversor.

Onde:

$V_o$  = Tensão de Saída do conversor;

$I_o * 100$  = Mostra o comportamento da corrente de saída do conversor durante o degrau de carga, multiplicado por um fator  $k$  igual a 100, para facilitar sua visualização.

### 3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado os diagramas de potência e controle, e a simulação do conversor. No diagrama de controle, mostrou-se a lógica de operação do PWM, com a forma de onda triangular e as tensões de comando denominadas de TCMP1 e TCMP2.

Inicialmente, na simulação, foram mostradas as formas de onda de corrente e tensão na entrada do conversor, mesmo não sendo com o modelo da célula a combustível, se faz válida para demonstrar o efeito causado pelo conversor a uma fonte C-C, apresentando um resultado satisfatório.

Em seguida foram mostradas as formas de onda da corrente e tensão nas quatro chaves, apresentando oscilações dentro da faixa permitida pelos componentes do conversor, com resultado satisfatório.

O item subsequente apresentou as formas de onda da corrente e da tensão no primário dos transformadores, com uma oscilação na tensão dentro da faixa de operação dos componentes do conversor. Simulação considerada satisfatória.

Na simulação da forma de onda da tensão no diodo do retificador, mostrou um pico de tensão devido ao reflexo do primário do transformador, mas dentro da faixa de operação do diodo, apresentado resultado satisfatório.

Como resultado da simulação como um todo, obteve-se as formas de onda da corrente e da tensão na saída do conversor, apresentando o resultado esperado e considerado satisfatório.

Com a finalidade de teste, foi realizado um ensaio de degrau de carga, sendo variado de 35% para 70% da carga máxima ( $133\Omega$ ), o resultado mostrou-se satisfatório.

A simulação e o teste realizado serviram de parâmetro para a construção do protótipo, desta forma serão mostrados os resultados experimentais no Capítulo IV.

## **4 O CONVERSOR IMPLEMENTADO**

### **4.1 INTRODUÇÃO**

Este capítulo aborda a construção do protótipo, como terceiro passo do trabalho, contemplando cada estágio, seus componentes, diagramas e funcionamento.

Contempla ainda as formas de ondas e os resultados experimentais deste conversor, como último passo da proposta deste trabalho, bem como a citação das principais dificuldades encontradas e o que foi feito para superá-las.

Após a apresentação de toda a concepção física do trabalho e seus respectivos circuitos implementados, será apresentado o módulo de desenvolvimento do DSP utilizado, o software de desenvolvimento, o firmware criado, as teorias e os cálculos abordados pelo projeto do compensador e gerador de onda PWM.

Este capítulo demonstrará os mínimos detalhes da montagem e do funcionamento do protótipo aqui apresentado, permitindo assim ser reproduzido facilmente.

A metodologia utilizada para este capítulo será a de apresentar o diagrama de blocos do circuito em questão, detalhamento, dificuldades, soluções de problemas, , características técnicas e desempenho comparado ao esperado.

### **4.2 CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

A célula a combustível utilizada neste sistema com a finalidade de fornecer energia elétrica ao conversor é da marca Ballard®, modelo NEXA™ com 1,2 kW de potência, conforme Figura 4.1.





Figura 4.1: Especificações da Célula a Combustível.

Com a finalidade de posicionar a célula a combustível no sistema, a Figura 4.2 apresenta seu diagrama de blocos.

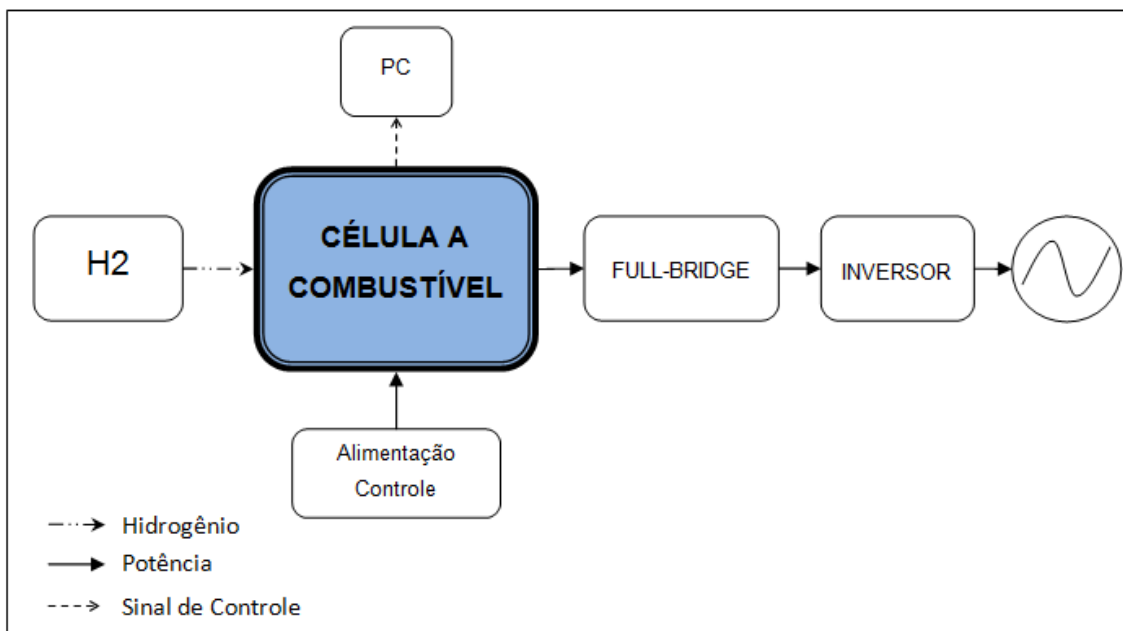


Figura 4.2: Diagrama de Blocos da Célula a Combustível.

A célula a combustível, por tratar-se de uma fonte não linear, apresenta uma variação de tensão em sua saída em consequência da potência drenada. Através de

testes realizados com a carga eletrônica ELA-1500, levantou-se a curva característica tensão-corrente desta célula, conforme Figura 4.3 [4] e [5].

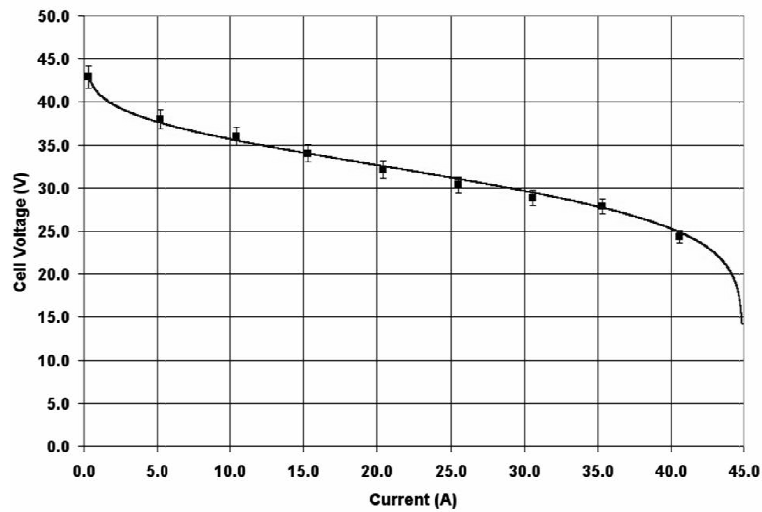


Figura 4.3: Curva da característica VI da célula a combustível NEXA™, de 1,2kW, da Ballard [4] [5].

Como pode ser observado na curva apresentada na Figura 4.3, a tensão nos terminais da célula varia consideravelmente com a corrente, de aproximadamente 45V a vazio para 25V à potência nominal, ou seja, com a corrente em torno de 40A [4] e [5].

A Figura 4.4 ilustra a Célula a Combustível utilizada, com sua entrada de Hidrogênio e a saída de potência.

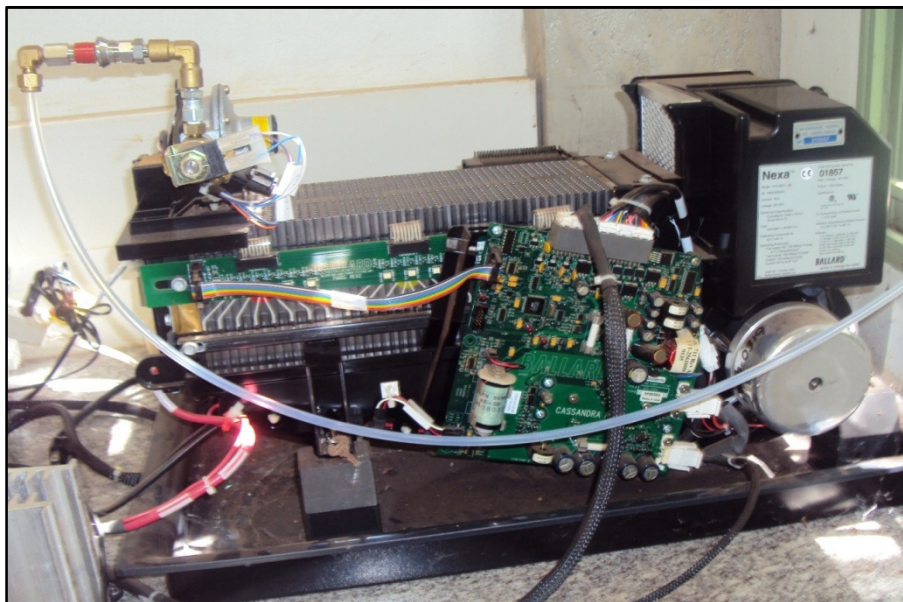


Figura 4.4: Célula a Combustível utilizada.

### 4.3 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

Neste item será descrito o sistema físico tal como foi construído, dividido por módulos, com uma abordagem detalhada para cada um deles, , análise e descrição do desempenho, bem como dificuldades encontradas e soluções apresentadas.

Inicialmente será descrito o conversor por completo, em seguida será desmembrado em módulos e apresentados individualmente da seguinte forma: Célula a Combustível, Ponte Inversora, Capacitores de Desacoplamento CC, Transformadores, Retificadores, Módulo Sensor de Tensão, Módulo Adaptador de Níveis de Tensão e *Gate Driver*.

#### 4.3.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR

O diagrama de blocos geral do sistema proposto por este trabalho é apresentado pela Figura 4.5.

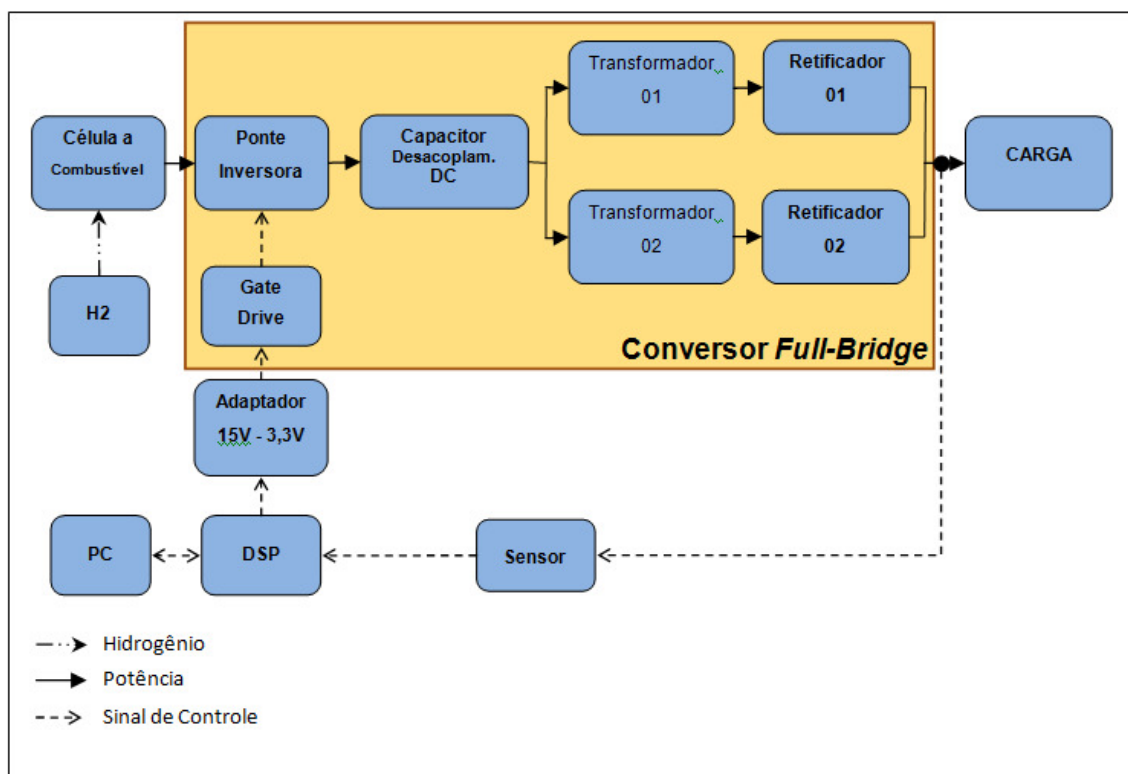


Figura 4.5: Diagrama de blocos do sistema proposto.

Este diagrama mostra a célula a combustível alimentada por hidrogênio, gerando energia elétrica a ser transferida para o conversor *Full-Bridge*, o qual é composto por: ponte inversora, capacitor de desacoplamento de corrente contínua, transformadores de elevação e retificadores. O diagrama mostra ainda uma malha de controle composta por: sensor de tensão, processador digital de sinais – DSP, computador, adaptador de níveis de tensão e *gate-driver*.

A Figura 4.6 ilustra todo o sistema implementado conforme diagrama de blocos apresentado na Figura 4.5.

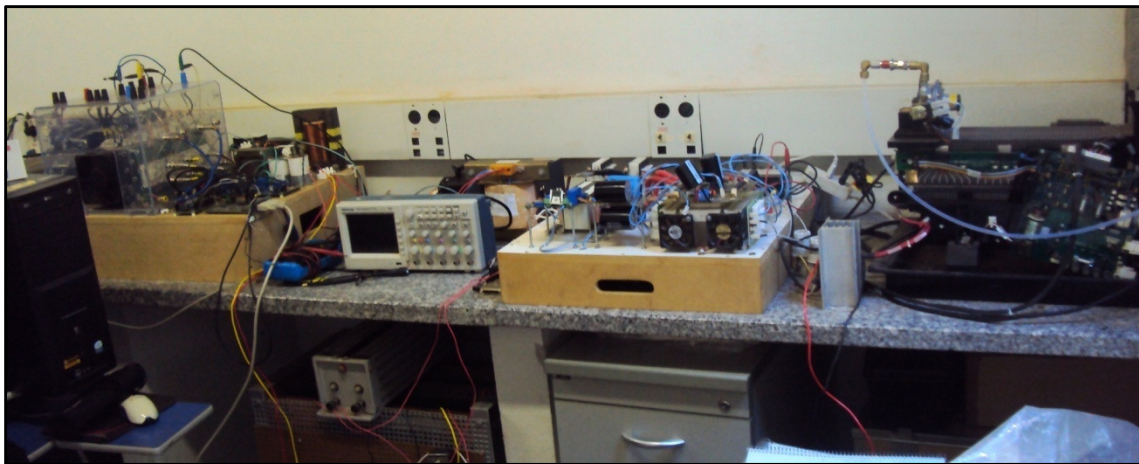


Figura 4.6: Imagem do sistema implementado.

Sendo da direita para a esquerda: Célula a Combustível, Conversor proposto e a carga, a qual caracteriza-se por um inversor PWM senoidal conectado em paralelo com a rede de energia elétrica [1].

### 4.3.2 DIAGRAMA ELÉTRICO DO CONVERSOR

O diagrama elétrico do conversor é mostrado na Figura 4.7, nele estão detalhados todos os componentes utilizados e a seguir suas respectivas especificações. Este diagrama apresenta apenas o circuito de potência e a ligação entre o circuito de potência e a malha de controle.

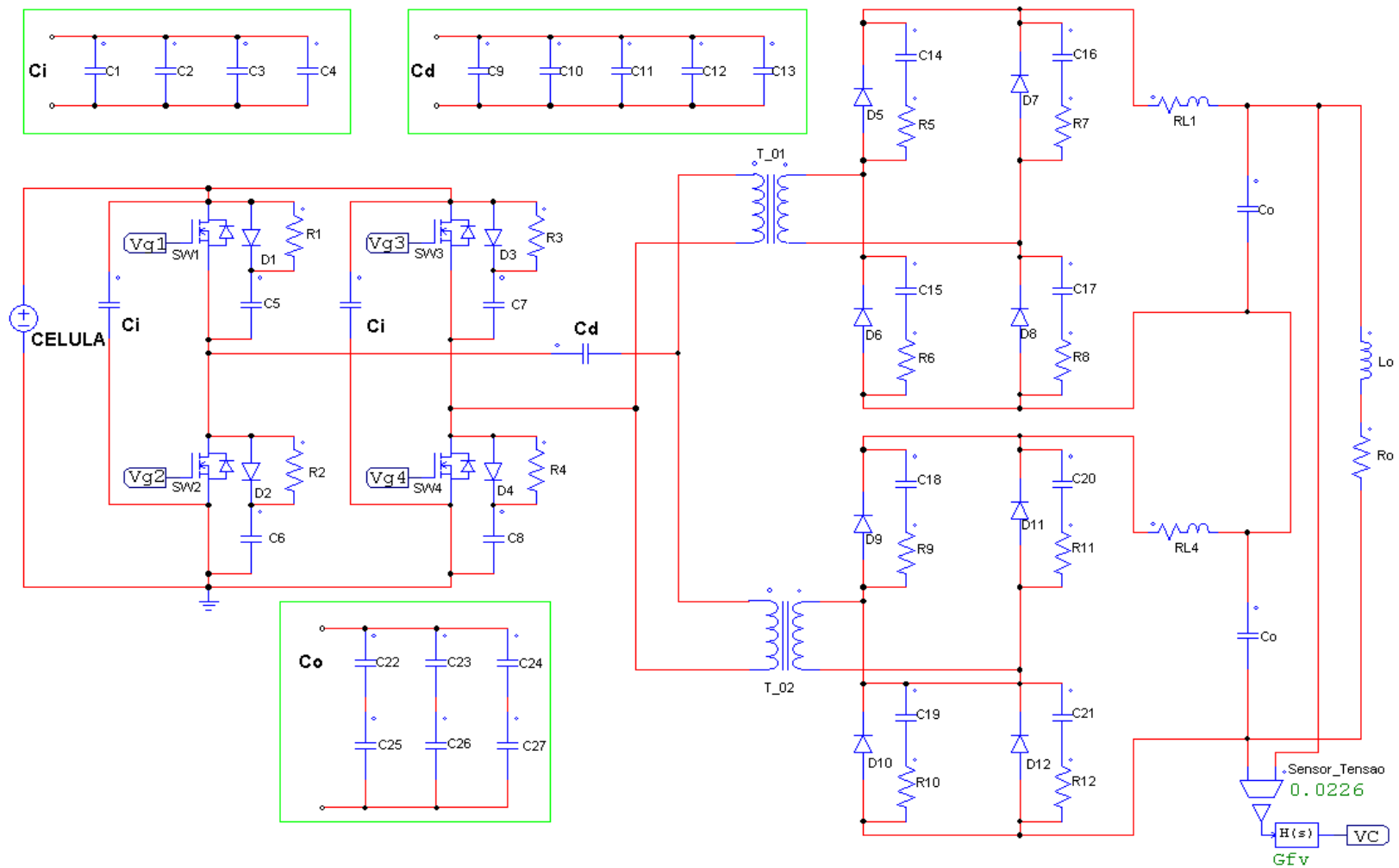


Figura 4.7: Diagrama Elétrico do circuito de potência do Conversor.

Tabela 4.1: Componentes.

<b>COMPONENTE</b>	<b>DESCRIÇÃO</b>
<b>CÉLULA</b>	Célula a Combustível Nexa™, 310-0027, 1200W, Marca Ballard.
<b>SW1, SW2, SW3 e SW4</b>	SK260MB10, Semikron, Mosfet 100V 230A
<b>D1, D2, D3 e D4</b>	BY206, Philips, 350V, 400mA, Diodo Retificador de Rápida Recuperação.
<b>D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11 e D12</b>	RHRP8120, 8A, 1200V, Diodo Ultra Rápido (trr<55ns).
<b>R1, R2, R3 e R4</b>	47 ohms, 5Watts, 5%
<b>R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11 e R12</b>	47 ohms, 10Watts, 5%
<b>C1 e C2</b>	6,8 uF, 100V, Filme de Poliéster
<b>C3</b>	105nF, 250V, Cerâmico
<b>C4</b>	1000uF, 250V, Eletrolítico
<b>C5, C6, C7 e C8</b>	27pF, 250V, Filme de Poliéster
<b>C9, C10, C11 e C12</b>	22uF, 630Vcc, Eletrolítico não polarizado, PPE-MPP-FC
<b>C13</b>	10uF, 305Vac, Filme de Poliéster, 338 4 MKP, Vishay
<b>C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20 e C21</b>	1nF, 1600V, Filme de Poliéster
<b>C22 e C25</b>	220uF, 400Vcc, Eletrolítico
<b>C23 e C26</b>	2,2 nF, 1600V
<b>C24 e C27</b>	27pF, 250V, Filme de Poliéster
<b>RL1 e RL2</b>	0,4 ohm, 5mH, 4A, 25kHz, Núcleo 65/33/26, 130 Espiras, 3 x 22 AWG.
<b>T_01 e T_02</b>	Relação 1:22, $V_p = 25$ V, $V_s = 400$ V, $f = 25$ kHz, $I_p = 45$ A, $I_s = 4$ A
<b>Lo e Ro</b>	Carga, Inversor acoplado à rede de energia elétrica [1].

A Figura 4.8 mostra o protótipo do conversor Full-Bridge implementado. A seguir todos os módulos que compõem o conversor serão explicitados.

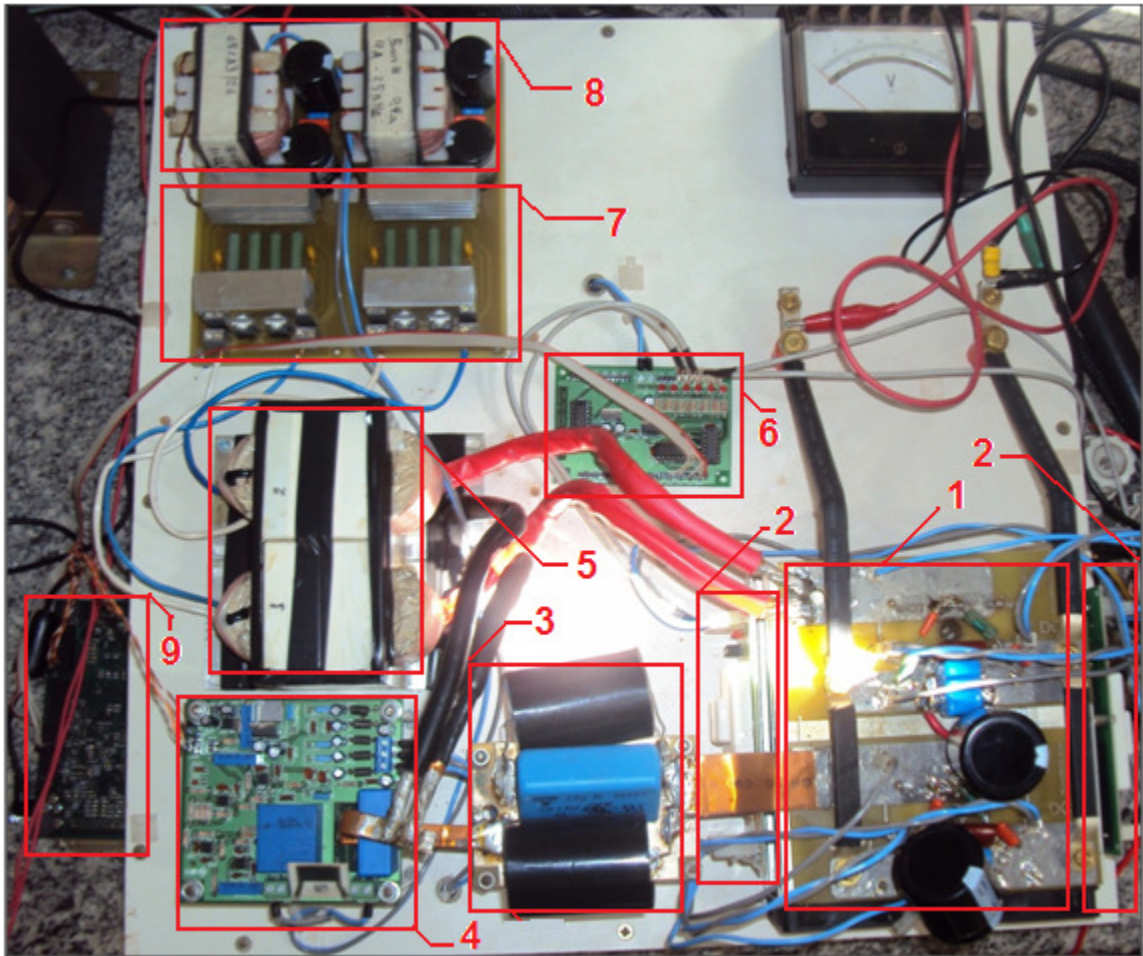


Figura 4.8: Imagem do protótipo do conversor proposto implementado.

Legenda:

1. Ponte Inversora;
2. Gate-Driver 1 e 2;
3. Capacitor de Desacoplamento cc;
4. Módulo Sensor de Tensão e Corrente;
5. Transformadores 1 e 2;
6. Módulo Adaptador de Níveis de Tensão;
7. Retificadores 1 e 2;
8. Filtros de Saída 1 e 2;
9. Processador Digital de Sinais;

A ponte inversora está na entrada de conversor e tem por finalidade transformar a corrente contínua fornecida pela célula a combustível em corrente alternada, com a finalidade de ampliar a tensão de entrada através de um transformador.

A ponte inversora é acionada por um sinal PWM através *Gate-Driver*, que por sua vez recebe sinal do DSP, que ao comandar a ponte inversora, transmite energia para os transformadores elevadores, passando antes pelo capacitor de desacoplamento, de modo a evitar a circulação de um componente contínuo de corrente pelo transformador, devido ao desbalanço entre os tempos de condução das chaves da ponte inversora.

Conforme Tabela 4.1, as chaves utilizadas foram da marca *Semikron*®, Modelo *SK260MB10*, Tipo *Mosfet*, com tensão máxima suportada de 100V e Corrente máxima de 230A. A utilização destas chaves foi por disponibilidade no laboratório, sendo sobre dimensionada para a aplicação.

Foram utilizados ainda *Snubbers* para diminuir as tensões de pico nas chaves e um filtro capacitivo a fim de diminuir as oscilações causadas pelo efeito ressonante entre os elementos indutivos e capacitivos.

Todos os componentes presentes na montagem do protótipo, estão ilustrados no diagrama da Figura 4.7 e na Tabela 4.1. Os Mosfets estão locados abaixo das placas de circuito impresso, fixados ao dissipador térmico.

O capacitor de desacoplamento  $c_c$  tem uma função muito importante para o sistema, pois garante que não haverá corrente contínua no primário do transformador, evitando assim sua saturação e perda por aquecimento.

Esta corrente contínua pode aparecer pelo fato das chaves não serem ideais e terem diferentes tempos de comutação, podendo ter um semiciclo pouco maior que o outro, acarretando na componente contínua da corrente no primário do transformador, o levando à saturação.

Pelo fato da reatância capacitiva apresentar impedância infinita para componentes de frequência igual a zero, o capacitor opera como um filtro para tal.

A Figura 4.7 e a Tabela 4.1 mostram o diagrama elétrico e os respectivos componentes da ponte capacitiva, que utiliza seis capacitores em paralelo, com a finalidade de aumentar a capacitância e diminuir sua resistência equivalente. A capacitância elevada permite a anulação



de um determinado nível de componente contínuo de corrente ou o aumento significativo da queda de tensão série, a qual reduziria o nível de tensão no primário do transformador.

Inicialmente foram utilizados 3 capacitores de 10uF, totalizando 30uF, mostrando-se insuficiente para o bom funcionamento do conversor, acarretando em ressonância com componentes indutivos do sistema e sobre aquecimento. Desta forma, aumentou-se a capacitância equivalente para 98uF, alcançando assim o resultado esperado.

No item 2.3.1.8, foi calculado o capacitor que deveria ter sido utilizado nesta aplicação, porém, o valor de projeto é muito grande, dificultando assim sua implementação, partiu-se de 5% do valor projetado, aumentando-se gradualmente até o conversor comportar-se como esperado, aproximadamente 25%.

O transformador de elevação tem por objetivo receber tensão da ponte inversora e elevá-la ao nível estabelecido pela sua relação de transformação.

O fator limitante da tensão de saída do conversor não é a carga do transformador, mas sim da razão cíclica imposta à ponte inversora pelo DSP.

Devido à potência do conversor, um transformador com as características necessárias para seu funcionamento ideal teria que utilizar um núcleo maior que os normalmente encontrados no mercado brasileiro, portanto tornou-se de difícil construção, optou-se então por um transformador com menor relação de transformação e que operasse próximo aos seus valores nominais.

Nos primeiros testes o transformador respondeu satisfatoriamente, mas quando o teste foi à plena carga e por um tempo maior que 10 minutos, a tensão de saída do conversor ficou comprometida, a razão cíclica de operação era máxima e seu núcleo apresentou sobreaquecimento, comprometendo a dinâmica do sistema.

Como solução propôs-se a ligação de um segundo transformador em paralelo, conforme Figura 4.7, alcançando assim resultados satisfatórios, como: Tensão de saída regulada, razão cíclica trabalhando a meio ajuste a potência nominal, a temperatura dos núcleos dos transformadores próxima da ambiente.

Os transformadores utilizados foram fabricados pela empresa *Tecnotrafo Indústria e Comércio Importação e Exportação Ltda*, conforme as seguintes características: Relação 1:22, Vp: 25, Vs: 400V, 25kHz, Ip: 45A, Is: 4A.

Ao pensar em utilizar dois transformadores, inicialmente era para ser em paralelo no primário e em série no secundário, mas somando-se as tensões na saída, haveria picos de tensão de 1600 V aproximadamente, extrapolando o limiar de suportabilidade dos diodos retificadores.

Desta forma, o arranjo adotado foi, paralelo no primário e secundário individualizado, com duas pontes retificadoras independentes, conforme Figura 4.7.

O retificador de um conversor Full-Bridge deve ser bastante robusto, principalmente quando se trata de uma fonte primária não linear, que neste caso é a célula a combustível, a qual oscila sua tensão conforme a potência fornecida, entre 45 V e 25 V, apresentado na Figura 4.3.

Como os transformadores tem uma relação de 1:22, logo, a vazio, o retificador terá na extremidade de sua ponte retificadora a tensão que aproxima-se de 1000 V e, a plena carga seria algo em torno de 550 V. Esta variação na tensão de entrada o torna um componente sensível do conversor, que requer bastante critério ao projetá-lo.

Primeiramente, os diodos da ponte retificadora devem suportar grandes picos de tensão, devem ser ultrarrápidos e devem conter *snubbers* em paralelo para evitar sobreaquecimento. O indutor do filtro de saída deve ser grande o suficiente para manter a corrente operando em modo contínuo considerando uma potência mínima de 10% da nominal, evitando picos de tensão e corrente nas chaves e nos diodos. E por fim, o capacitor do filtro de saída deve ser dimensionado adequadamente, de modo a manter o *ripple* da tensão de saída dentro de limites adequados à operação do sistema inversor que será conectado à rede.

Inicialmente, ao optar-se por utilizar dois transformadores, seria adotado apenas um retificador, pois os transformadores seriam em paralelo no primário e em série no secundário, com isso foi constatado sobre tensão na ponte retificadora, algo em torno de 1600 V, ultrapassando assim a tensão máxima admissível pelos diodos.

Desta forma, decidiu-se por ligar os transformadores em paralelo no primário e individualizado no secundário com a conexão uma ponte retificadora para cada transformador. As pontes retificadoras seriam ligados em série para produzir a tensão de saída e deste modo os diodos estariam submetidos à tensão de cada enrolamento secundário.

Todos os componentes e o diagrama elétrico construtivo estão apresentados na Tabela 4.1.

A Figura 4.7-7 mostra o protótipo do retificador, inserido no sistema e operando satisfatoriamente. Os cálculos referentes aos filtros  $L_f C_f$  estão indicados no item 2.3.1.7.

O módulo sensor de tensão e corrente foi desenvolvido pelo Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência do programa de pós graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia – Anexo I, para auxiliar as pesquisas em obtenção de corrente e tensão e com o mínimo de interferências externas.

Este módulo tem capacidade de realizar leituras de correntes até 50 A e tensões até 500 V, no entanto, para este trabalho foi utilizado apenas o sensor de tensão. Para permitir seu funcionamento, deve-se alimentá-lo com uma tensão simétrica de 15 Vcc, ou seja, +15 Vcc, 0 Vcc, -15Vcc..

Seu princípio de funcionamento compreende em ler a tensão na saída do conversor através do sensor de tensão de efeito Hall, que por sua vez disponibiliza um sinal de tensão proporcionalmente menor e galvanicamente isolado, para que assim seja tratado analogicamente e disponibilizado na escala de 0 a 3,3 Vcc diretamente ao DSP.

Este módulo conta com ajustes de *off-set* através de potenciômetros dispostos em sua placa.

O sensor de tensão é um item fundamental do sistema, pois é ele que faz a leitura da tensão de saída do conversor e envia o sinal para o DSP realizar a correção, desta forma é imprescindível que seja uma medição confiável de elevada exatidão e precisão.

A Figura 4.7-4 apresenta o Módulo em operação.

O módulo adaptador de níveis de tensão foi desenvolvido pelo Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência do programa de pós graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia no ano de 2009, tendo como finalidade auxiliar as pesquisas quanto às conversões de níveis de tensão de sinais digitais entre o DSP, que utiliza a tensão de 3,3 Vcc, e dispositivos eletrônicos que utilizam 15 Vcc, como os *gate-drivers*.

Para este trabalho, o adaptador de níveis de tensão tem por objetivo adequar as tensões entre o DSP e o *Gate Driver*, ou seja, conversão de 3,3 Vcc para 15 Vcc, do PWM que aciona as chaves, e também de 15 Vcc para 3,3 Vcc, pois o *gate-driver* possui um sinal de erro que deve ser lido pelo DSP.

Sua alimentação é através de uma fonte de 15 Vcc monopolar.

A finalidade do *Gate Driver* é de realizar a interface entre o DSP e as chaves da ponte inversora, o dispositivo adotado é da marca Semikron®, modelo SKHI21A, para operação de MOSFETS e tem como principais características o descrito abaixo [23]:

- Duplo acionamento de chaves Mosfet;
- Intertravamento de Tempo Morto entre as chaves, com a finalidade de evitar curto circuito do Barramento CC;
- Monitoramento da tensão de alimentação. Uma tensão regulada de 15 V deve ser aplicada ao *Driver*. Se a tensão cai abaixo de 13 V, a condição de erro é ativada;
- Monitoramento da tensão dreno-fonte  $V_{ds}$ . Após a entrada em condução do *Mosfet*, o monitoramento da tensão  $V_{ds}$  é ativado e se esta tensão ultrapassar um valor de referência, o *Mosfet* será desligado independentemente do sinal de controle, pois uma tensão  $V_{ds}$  elevada implica sobrecorrente no *Mosfet*.

Considerado que o *Gate Driver* precisa de um sinal de controle de 15 Vcc, e o DSP disponibiliza um sinal digital de 3.3 Vcc, necessita-se do adaptador de níveis de tensão, como mostrado no item 4.3.8.

Este modelo de *Gate Driver* tem como default, um tempo morto entre o chaveamento das chaves de 4.3 us, ou seja, mesmo que haja uma falha no sinal de controle enviado pelo DSP, podendo causar um curto-circuito, o *Gate Driver* impõe este tempo morto para uma segurança maior para o sistema.

Para utilização deste *Gate Driver* faz-se necessária a implementação de uma placa de circuito impresso contendo o circuito de ajuste, leds de sinalização, conectores, e os resistores e capacitores de polarização. Esta placa, conforme mostrado na Figura 4.9 e 4.7-2, foi implementada pelo Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência do programa de pós graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia no ano de 2009.

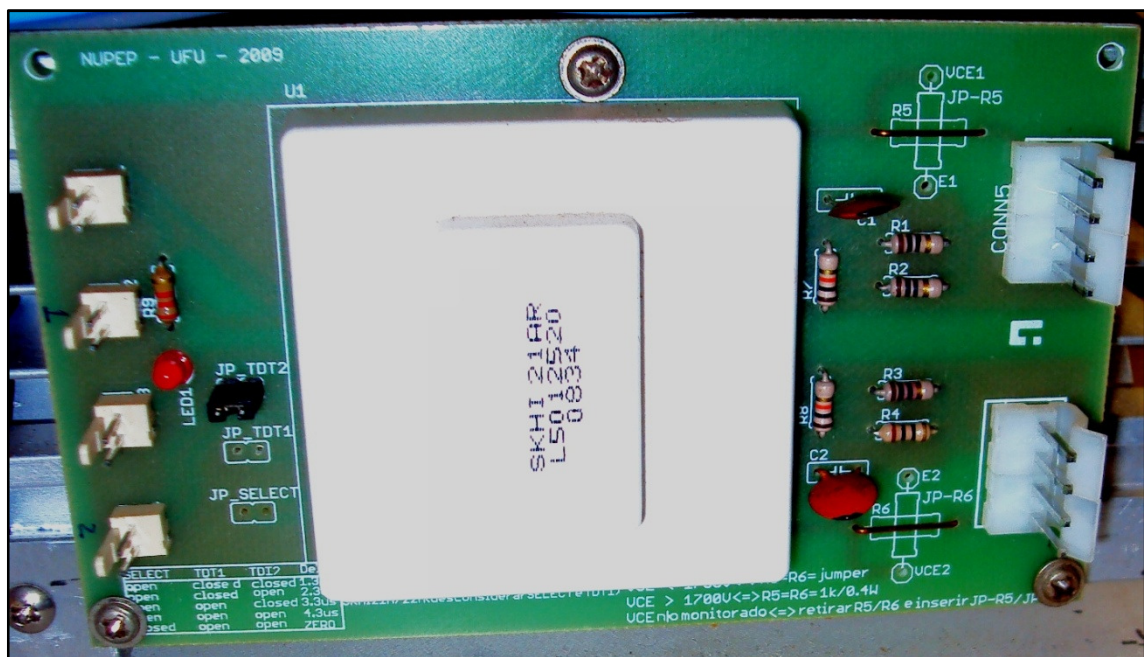


Figura 4.9: Gate Driver em placa de circuito impresso feito pela NuPEP-UFU.

#### 4.4 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS

O Processador Digital de Sinais, mais conhecido como DSP, é um dos componentes mais versáteis existentes na atualidade, com ele é possível criar diversas aplicações em tempo real, podendo realizar milhares de cálculos por segundo. Para o uso na Eletrônica de Potência, este dispositivo está associado diretamente ao controle e geração de sinais para comutação das chaves.

O DSP utilizado é o TMS320F2812, de 32 bits de ponto fixo e em algumas referências pode ser chamado também de DSC (Digital Signal Controller). No cálculo em ponto fixo não existe o expoente para o escalonamento das variáveis, fato que dificulta a elaboração do código de controle em relação às plataformas com aritmética em ponto flutuante. A implementação de cálculos em ponto fixo requer uma preocupação constante do projetista para não haver a perda significativa de resolução de uma variável do processo ou sua saturação. No caso da presente implementação foi utilizada a biblioteca matemática *Qmath* da *Texas Instruments*.

Por tratar-se de um dispositivo que necessita de diversos circuitos auxiliares e de difícil implementação em laboratório, optou-se por utilizar o módulo de desenvolvimento da *Spectrum Digital* [11], que disponibiliza as portas de comunicação com o computador, as

entradas A/D, portas digitais e entrada de alimentação, facilitando o desenvolvimento do projeto.

Este DSP utiliza a CPU F2812, que é baseada na arquitetura *Harvard*, ou seja, é composto por barramentos de programa e de dados distintos, com uma diferença com os demais, pode realizar operações entre registradores, instruções de único ciclo e de manipulação de bit, permitindo assim a escrita de um dado no mesmo instante da leitura de outro. Esta arquitetura é chamada pela *Texas Instruments* de *Harvard Modificada* [15].

Esta arquitetura detém poderosos modos de endereçamento, permitindo ao compilador, assim como ao desenvolvedor, gerar firmwares em linguagem C, além de ter um número reduzido e simplificado de instruções, denominado de RISC (*reduced instruction set computing*) [15]

Esta CPU contém três temporizadores de 32 bits, para o gerenciamento de sistemas operativos em tempo real. Está presente ainda um multiplicador 32 x 32 bits e um hardware também de 32 bits para operações lógicas e aritméticas, podendo executar em paralelo uma multiplicação e uma operação de adição ao mesmo tempo [15].

Uma ferramenta disponível nesta CPU que foi bastante utilizada chama-se JTAG, que é um poderoso recurso em tempo real de troca de dados entre o DSP e o computador, podendo assistir diversas variáveis, enquanto o código está sendo executado, sem qualquer atraso para o mesmo [15].

Como recursos matemáticos, este DSP é capaz de realizar multiplicações e acumulá-las (MAC) até 32 x 32 bits, podendo chegar internamente a 64 bits, caso necessite de cálculos mais complexos, sendo este em ponto fixo. Juntamente com este recurso, o mesmo é capaz de realizar multiplicações de até 16 x 16 bits em ponto flutuante e acumulá-las em pilha, utilizando o chamado Duplo Mac (DMAC).

Para o acesso à memória, são utilizados dois métodos de localização, sendo o primeiro denominado por Modo de Endereçamento Direto e o segundo por Modo de Endereçamento Indireto. O modo de endereçamento direto gera endereços de 22 bits para acesso à memória a partir de duas fontes: uma de 16 bits denominada por Página de Dados (DP), e outros 6 bits retirados da instrução. Já o modo de endereçamento indireto utiliza um dos oito registradores XARn de 32 bits disponíveis para gerar endereços de 32 bits.

O Pipeline é uma característica neste DSP, que faz com que as instruções sejam acumuladas em uma pilha protegida de 8 estágios, liberando uma a uma por ciclo de máquina,

que neste caso, operando a 150 MHz, é de 6.67ns por instrução. Com isto, é alcançada uma alta velocidade se comparada a outros dispositivos similares do mercado.

As características do DSP utilizado está descrito na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Características do DSP [11], [12] e [15]

CARACTERÍSTICAS	DESCRIÇÃO
<b>Modelo</b>	TMS320F2812
<b>Frequência</b>	150MHz
<b>Tempo do ciclo de instrução</b>	6,7ns
<b>Consumo</b>	Baixo (3,3 V para I/Os e 1,8 V para o núcleo)
<b>Suporte</b>	JTAG
<b>CPU</b>	32 bits, Multiplicação 16 x 16 ou 32 x 32
<b>Memória Interna</b>	128kb <i>Flash EEPROM</i>
<b>Timers</b>	3 de 32 bits
<b>Gerenciadores de Eventos</b>	2 <i>Event Manager</i>
<b>Conversores AD</b>	16 (2x8) Canais AD/s de 12 bits Multiplexados com tempo de conversão de 80ns. Conversão simples ou simultânea.
<b>I/Os</b>	56 programáveis individualmente

#### 4.4.1 DIAGRAMA DE BLOCOS CONTENDO O MÓDULO DSP

O objetivo deste diagrama é situar o módulo DSP no sistema do conversor, com suas respectivas conexões.

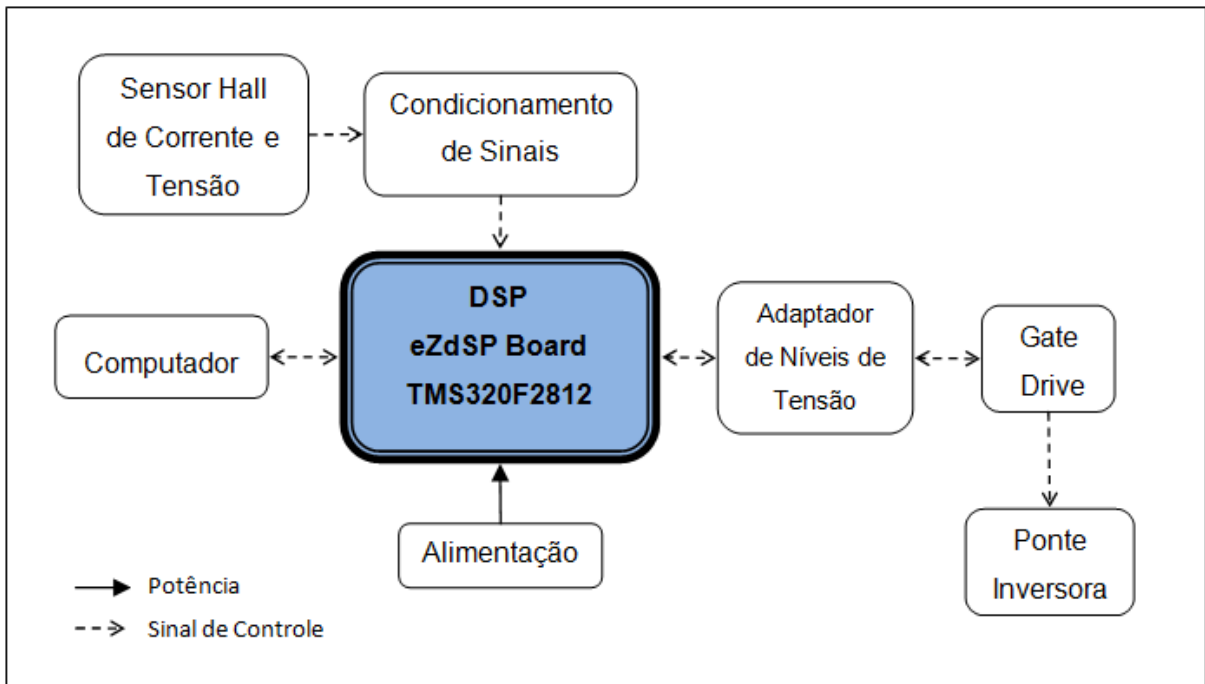


Figura 4.10: Digrama de Blocos do Módulo DSP.

Como pode ser visto na Figura 4.10, o DPS é capaz de adquirir os sinais de tensão e corrente da planta e atuar no comando dos *Mosfets* por meio dos *Gate-Drivers*. Pode ainda detectar uma situação de erro enviada pelos *Gate-Drivers*. A interface com o computador permite a depuração do programa e amostragem *off-line* de grandezas do processo.

O código de controle a ser executado no módulo eZdsp mostrado na Figura 4.10 será apresentado na próxima seção.

#### 4.4.2 MALHA DE TENSÃO

A malha de tensão do conversor está ilustrada claramente no diagrama da Figura 4.5.

Sua operação compreende em: ler através do Módulo Sensor de Tensão a tensão de saída do conversor, enviar este dado a entrada A/D do DSP, que por sua vez executará a lógica apresentada pela Figura 4.24. Então controlará o PWM de cada uma das chaves da ponte inversora. A lógica foi demonstrada na Figura 3.2.

O código fonte executado no DSP é apresentado na íntegra no Apêndice A sendo detalhado a seguir.

A tensão de referência é fixada em 380 Vcc ( $V_{ref} = 380$ ), pois esta é a tensão necessária para que o sistema de conexão à rede, objeto da aplicação, apresenta uma dinâmica



satisfatória. É aplicado ao  $V_{ref}$  por sua vez, um fator  $k$  de multiplicação, com a finalidade de adequar o valor de 380 V aos valores trabalhados internamente pelo DSP. Por meio de ensaios de calibração, o ganho do sistema de medição de tensão foi definido em  $K_{adc} = 0,020877$ .

Na Figura 3.2, a entrada do sinal de controle denominada por  $VC$ , advém do módulo sensor de tensão. O valor do ganho de entrada do DSP é definido por:

$$K = \frac{1}{0,0226 \times 0,303} \cdot \frac{10}{500} \quad (4.1)$$

Esta constante  $K$  é definido pelo ganho do sensor de tensão de efeito Hall que é igual a **0,0226**, pelo ganho do condicionamento de sinais que é **0,303** e pelo fator  $K_{adc}$ , que por aproximação pode ser considerado como “10/500” ou 0,020877.

Para que os cálculos internos ao DSP sejam valores em escala, compensa-se os ganhos do sensor de tensão, juntamente com o ganho de condicionamento de sinal. Em seguida, calcula-se o sinal de erro a ser compensado pelo  $PI$  para a determinação da ação de controle, a qual deve ser saturada no valor máximo admissível para a razão cíclica.

#### 4.4.3 MÓDULO DE DESENVOLVIMENTO - DSP

O módulo de desenvolvimento é do fabricante SPECTRUM DIGITAL® [11], modelo *TMS320F2812 eZdsp™*, o qual é mostrado na Figura 4.25.

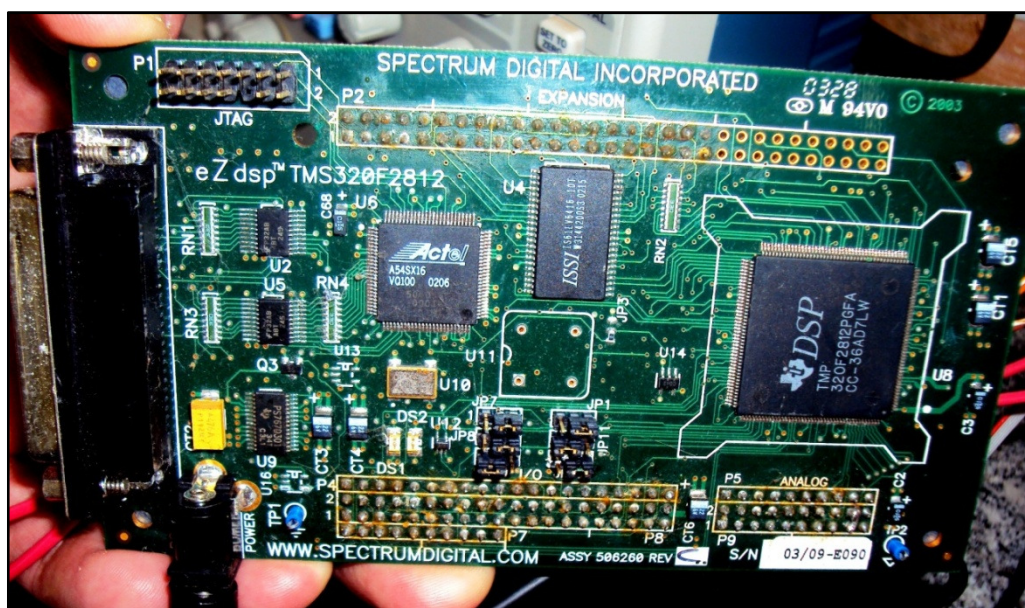


Figura 4.11: Ferramenta de Desenvolvimento eZdsp™ for TMS320F2812.

## 4.4.4 SOFTWARE PARA PROGRAMAÇÃO

O software utilizado é o mesmo disponibilizado pelo fabricante [12], *Code Composer Studio® 3.1.0*.

Com ele é possível escrever o firmware, gravar no DSP, iniciar, pausar e parar sua operação, bem como monitorar variáveis pré-estabelecidas. Conta ainda com a função *Debug*, que auxilia na busca de erros e falhas de operação do firmware, por meio da função JTAG, disponível para o modelo do DSP utilizado.

Este software conta com uma tela que permite desenhar o gráfico da entrada A/D escolhida, que para o caso é a tensão de saída do conversor (*Vout*).

Está presente ainda uma interface chamada *WATCH*, que em tempo real é possível interagir com o DSP, sentando flags, valores de referência e acompanhando ponteiros e variáveis.

A Figura 4.26 mostra a tela de desenvolvimento.

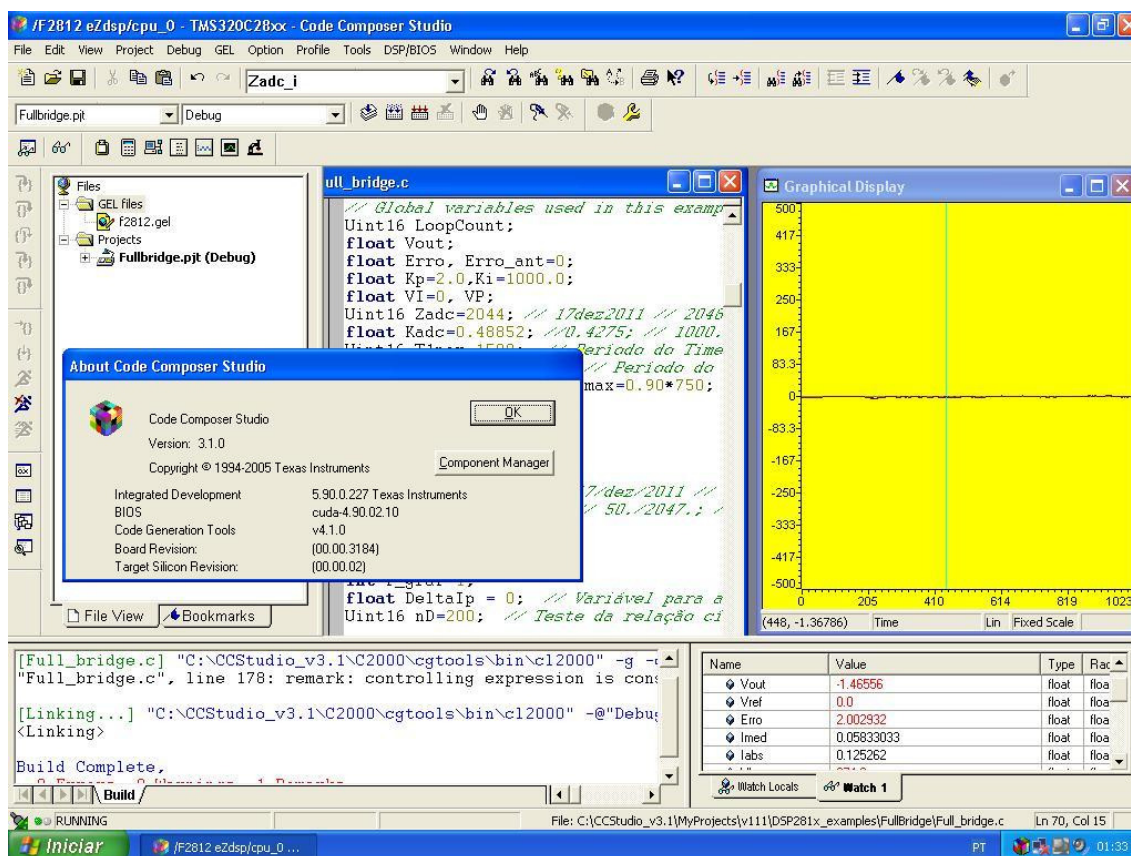


Figura 4.12: Tela do software CODE COMPOSER® 3.1.0.

## 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste item serão apresentados os resultados experimentais obtidos através de ensaios realizados com o protótipo projetado e construído conforme mostrado anteriormente.

São apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor, nas chaves, no primário e secundário dos transformadores, nos diodos retificadores e na saída do conversor, bem como, ensaios de transitórios através de degraus carga.

Por indisponibilidade de uma gama de cargas em laboratório, realizou-se ensaios de degraus de tensão a fim de demonstrar a dinâmica do conversor.

Inicialmente, a figura 4.13 mostra o sinal do PWM que controla os MOSFETS, ou seja, o sinal de controle da saída dos *Gate-Drivers* para as chaves.

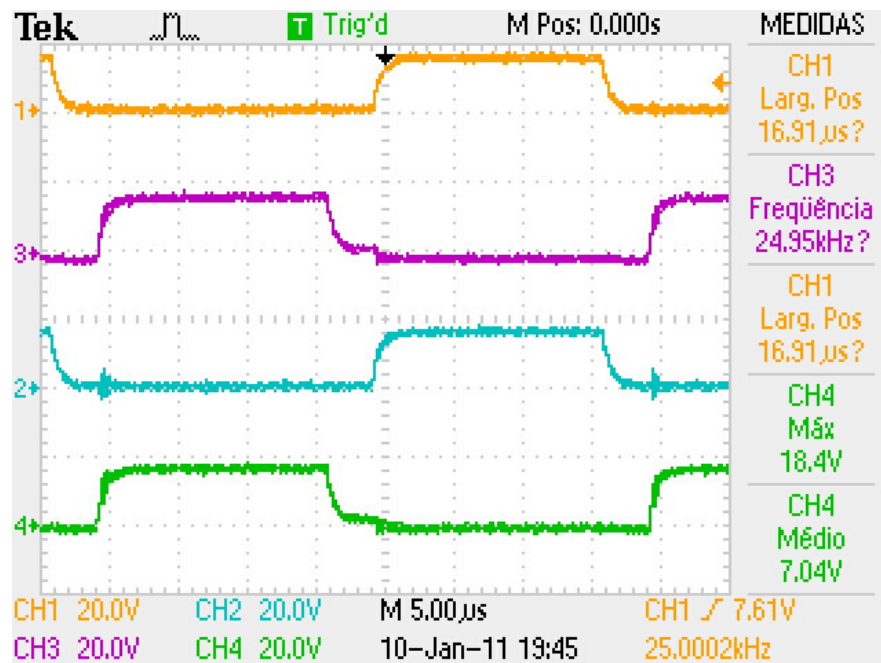


Figura 4.13: Sinal de Controle das Chaves – PWM.

Ao observar a Figura 4.13, pode-se verificar o tempo morto de 4,3 µs, *default* para este modelo de *Gate-Driver*, conforme mencionado no item 4.3.2.

Para analisar a dinâmica do conversor, deveriam ser realizados testes em várias potências, contudo por limitações de laboratório não há a disponibilidade de tantas cargas. No entanto, serão apresentados testes de degraus de tensão utilizando como fonte bateria e célula

a combustível, para ser verificada a dinâmica do conversor e as influências da célula em seu controle.

A Figura 4.14 ilustra o Degrau de Subida de tensão utilizando como fonte uma bateria de 12 Vcc e tensão de referência no DSP de 150 Vcc.

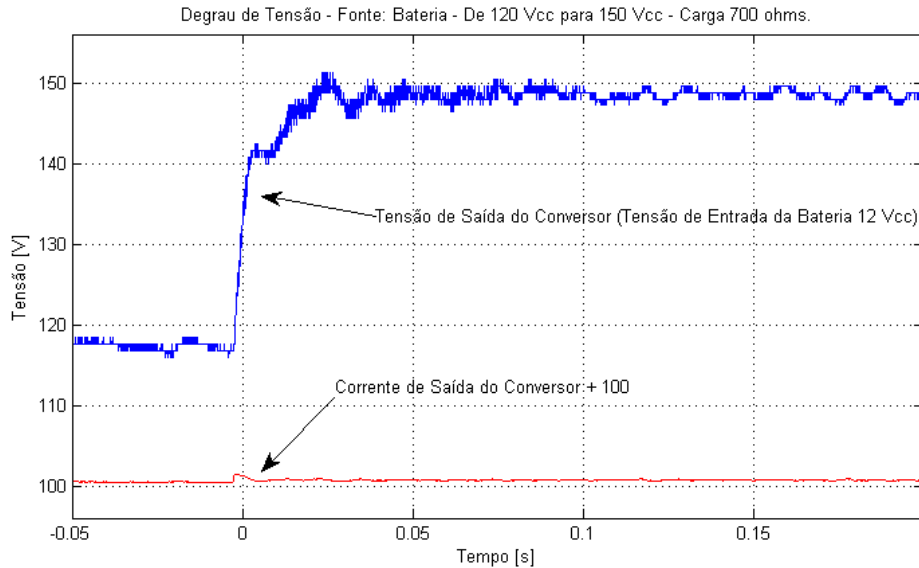


Figura 4.14: Degrau de Tensão – De 120 Vcc a 150 Vcc – Carga 700 ohms – Fonte: Bateria..

A Figura 4.15 apresenta o inverso da Figura 4.14, um degrau de tensão de 150 Vcc para 120 Vcc, utilizando como fonte uma bateria de 12 Vcc.

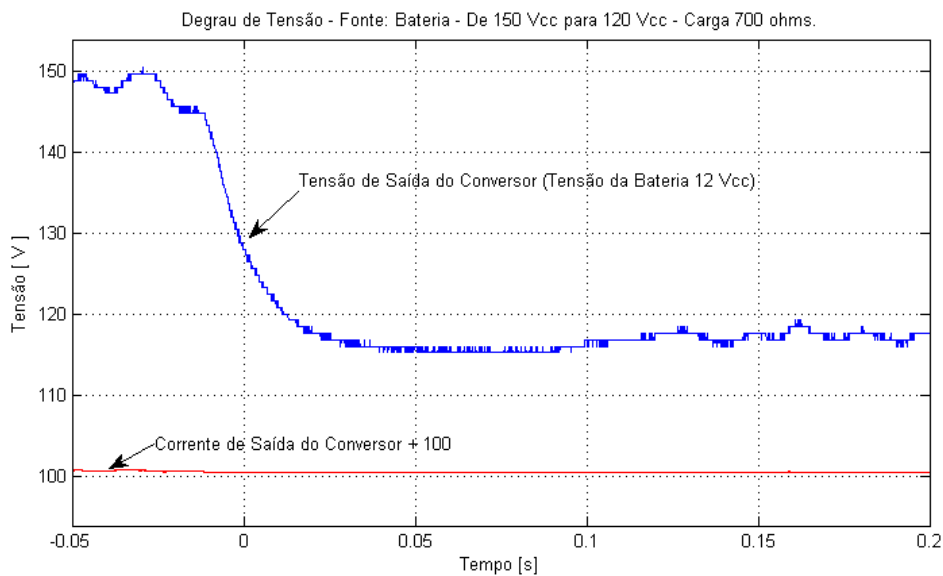


Figura 4.15: Degrau de Tensão – De 150 Vcc a 120 Vcc – Carga 700 ohms – Fonte: Bateria..

A Figura 4.16 mostra o ensaio de Degrau de Tensão utilizando como fonte a Célula a Combustível, com referência variando de 300 Vcc para 380 Vcc e carga de 400 ohms.

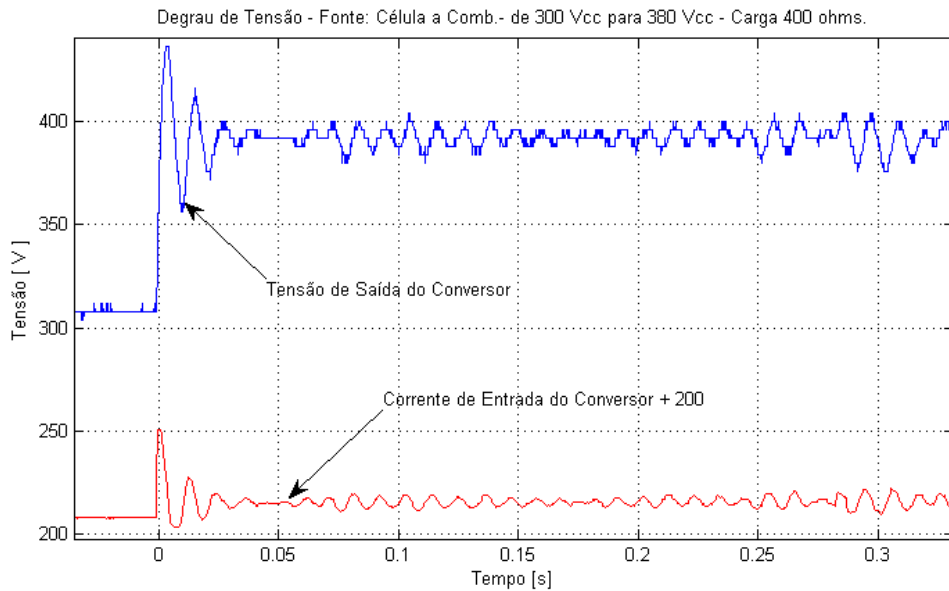


Figura 4.16: Degrau de Tensão – De 300 Vcc a 380 Vcc – Carga 400 ohms – Fonte: Célula a Combustível.

A Figura 4.17 apresenta o ensaio de degrau de tensão utilizando a Célula a Combustível como fonte, tensão variando de 380 Vcc para 300 Vcc e Carga de 400 ohms.

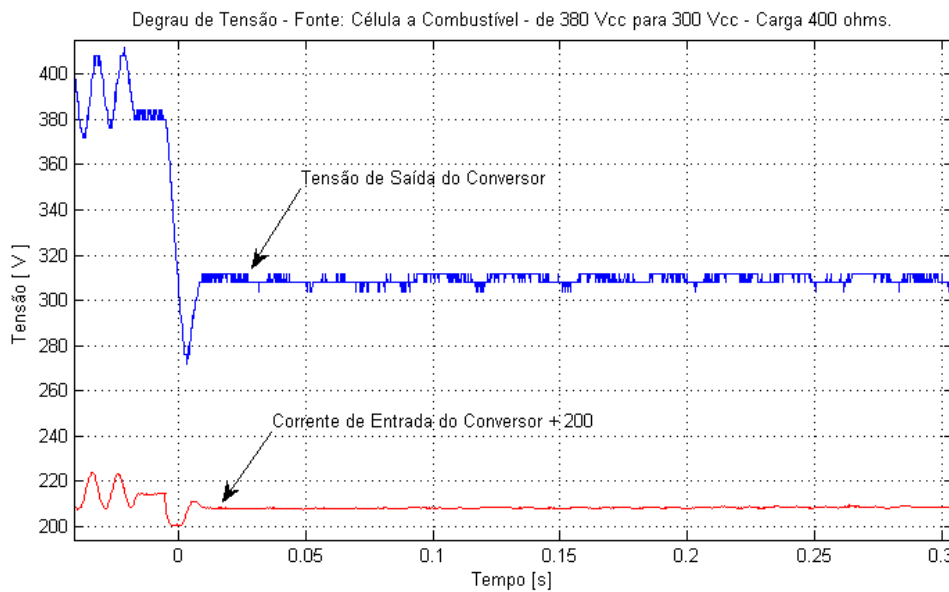


Figura 4.17: Degrau de Tensão – De 380 Vcc a 300 Vcc – Carga 400 ohms – Fonte: Célula a Combustível.

Nos resultado experimentais acima, pode ser verificado a influência do controle da Célula a Combustível no controle do conversor *Full-Bridge*, isto ficou claramente evidenciado pelo fato dos ensaios utilizando a Bateria como fonte ser mais estáveis, ou seja, com menos oscilações.

A Figura 4.18 apresenta o ensaio com Degrau de Carga, utilizando a Bateria como fonte de energia e variando sua carga de 700 para 350 ohms, com uma tensão de referência igual a 150 Vcc.

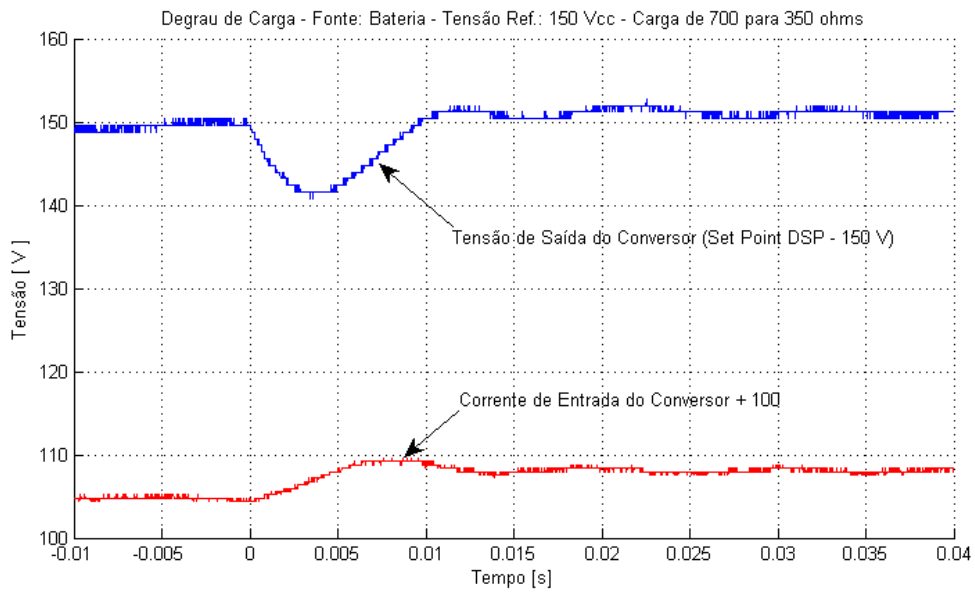


Figura 4.18: Degrau de Carga – De 700 para 350 ohms – Tensão de 150 Vcc – Fonte:Bateria.

A Figura 4.19 apresenta o ensaio com Degrau de Carga, sendo variada de 350 para 700 ohms com tensão de referência igual a 150 Vcc e utilizando bateria de 12 Vcc como fonte de energia.

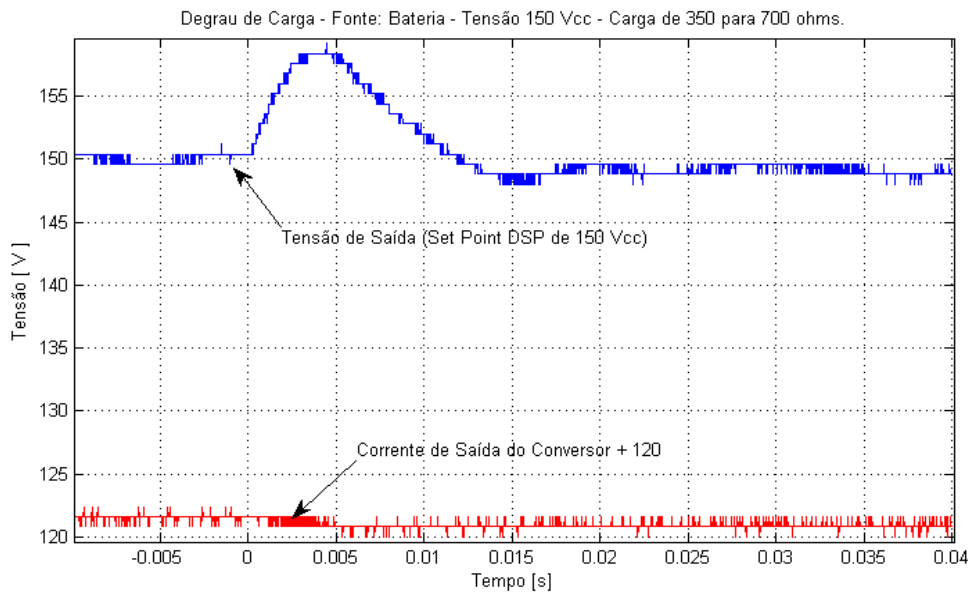


Figura 4.19: Degrau de Carga – De 350 para 700 ohms – Tensão de 150 Vcc – Fonte: Bateria.

A Figura 4.20, mostra um ensaio de Degrau de Carga, que a uma tensão constante de 370 V, varia-se a carga de 350  $\Omega$  para 700  $\Omega$ , ou seja, de 391 W para 195 W. No momento deste degrau, a tensão de saída do conversor varia, mas se estabiliza em 50 ms, a tensão de entrada estabiliza-se em aproximadamente 100 ms, pois a resposta da célula é mais lenta se comparada a do conversor, e a corrente de entrada leva os mesmos 100 ms para voltar para regime permanente.

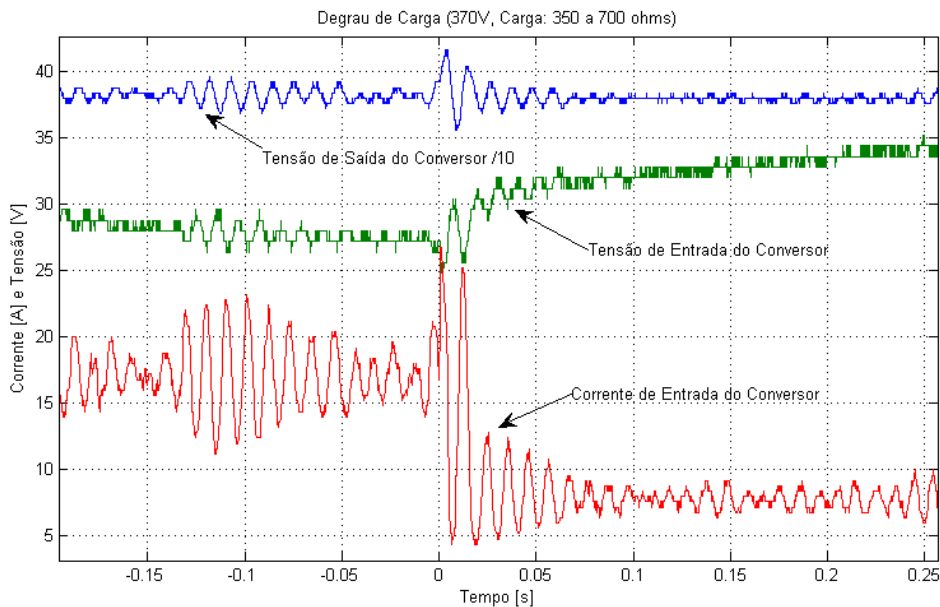


Figura 4.20: Degrau de Carga, com tensão de 370 Vcc e carga variada de 350 $\Omega$  para 700 $\Omega$  - Ensaio com Célula a Combustível.

Fazendo ensaio Degrau de Carga inverso ao apresentado na Figura 4.20, como mostrado na Figura 4.21.

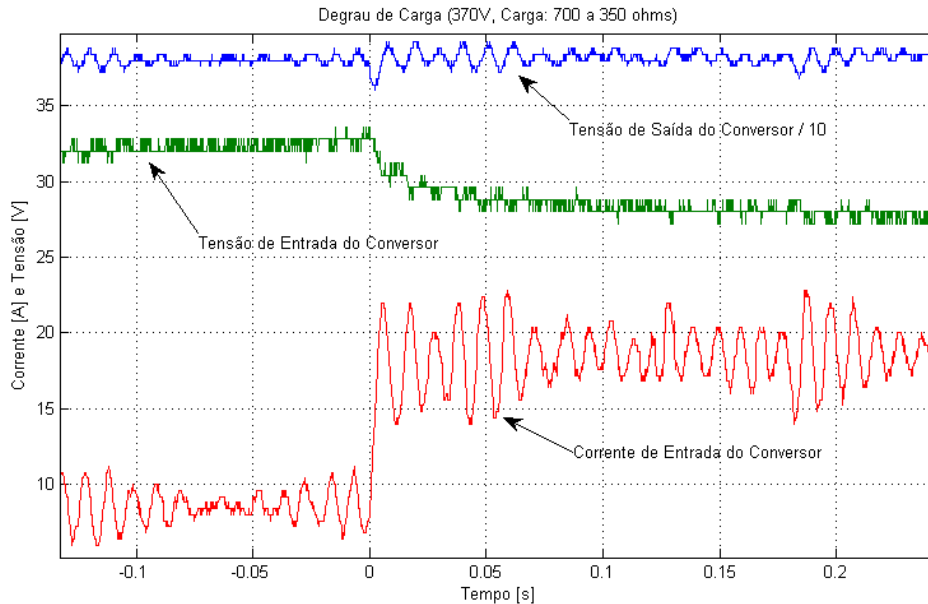


Figura 4.21: Degrau de Carga, com tensão de 370 Vcc e carga variada de 700Ω para 350Ω – Ensaio com Célula a Combustível.

Ao comparar as Figuras 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21, pode-se verificar uma maior oscilação nas formas de onda proveniente de ensaios com a Célula a Combustível, e mais uma vez fica comprovado a influência do controle da Célula a Combustível no controle do Conversor Full-Bridge.

Porém, para todos os casos acima este conversor, bem como seu controle atendeu satisfatoriamente o objetivo proposto. Isto pode ser observado no momento do transitório, onde demonstra que a resposta do conversor é mais rápida em relação a resposta dinâmica da Célula a Combustível utilizada.

Na montagem deste protótipo, uma das maiores dificuldades encontradas foi o alto valor do *overshoot*, que apresentava níveis preocupantes, ou seja, próximo dos limites de suportabilidade dos Mosfets utilizados.

De acordo com a Figura 4.22, a tensão no primário dos transformadores apresenta overshoot de aproximadamente 15% acima do valor da tensão de entrada, e considerando a tensão de entrada igual a 12 V, têm-se um overshoot de aproximadamente 14 V. Ao considerar esta situação sobre uma chave, teria uma tensão de aproximadamente 26 V, ou seja, 117% acima da tensão de entrada.



A Célula a Combustível, operando a vazio, disponibiliza uma tensão na entrada deste conversor de aproximadamente 45 V, portanto, considerando o overshoot de 117% , teria uma tensão de aproximadamente 97,5 V, que está muito próximo da tensão limite para as chaves, que é de 100 V, Anexo III.

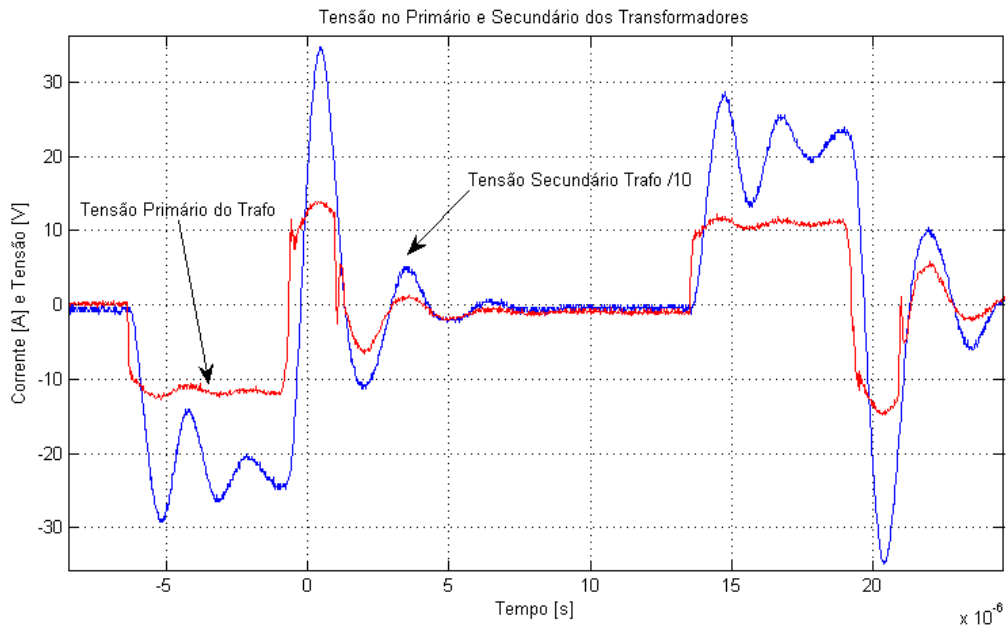


Figura 4.22: Tensão de Entrada e Saída do Conversor, resultado com alto overshoot e anterior à conclusão do protótipo – Ensaio com Bateria de 12 Vcc.

Da mesma forma, o overshoot da tensão no secundário do transformador apresentado na Figura 4.22, poderia causar a queima dos diodos retificadores, por sobretensão.

Como solução, foram utilizados capacitores para supressão de surtos, com baixa resistência série equivalente e alta suportabilidade de tensão, para reduzir o *ripple*. E aumentou-se a capacitância do capacitor de desacoplamento CC, para diminuir o *overshoot*, ambos ilustrados em “Ci” e “Cd” respectivamente, na Figura 4.7.

A Figura 4.23 ilustra a tensão na chave M3 e a corrente no Primário dos transformadores, mesmo não sendo as mesmas grandezas presentes na Figura 4.22, pode ser verificado que as oscilações foram minimizadas

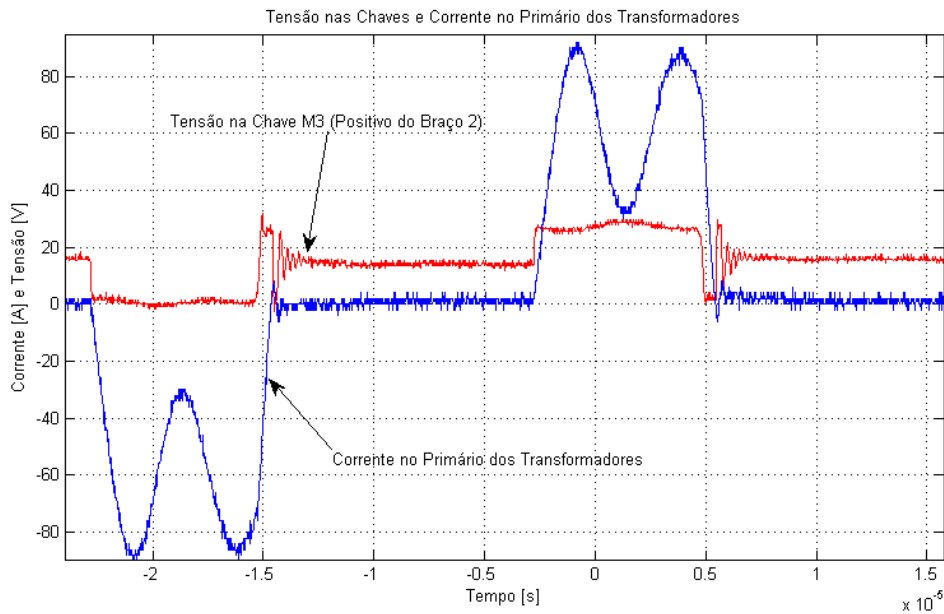


Figura 4.23: Tensão nas Chaves e Corrente no Primário dos Transformadores – Ensaio com Célula a Combustível.

Na Figura 4.23, está ilustrado a forma de onda da tensão na Chave SW3, conforme Figura 4.7, e a forma de onda da corrente no primário dos transformadores, antes do capacitor de desacoplamento. Este ensaio foi realizado com a tensão de referência para a saída de 380 V, tensão de saída real de 391 V, tensão de entrada do conversor de 30,6 V e carga de 300  $\Omega$  e potência de 509,6 Watts.

Como pode ser observadas nas formas de onda da tensão e corrente apresentadas na Figura 4.23, no momento de fechamento, a tensão comporta-se bem, não apresentando qualquer tipo de sobretensão, mas no momento de abertura, é detectada uma pequena oscilação, porém por ser considerada baixa torna-se irrelevante.

Além da importância citada acima, o capacitor de desacoplamento cc, tem como principal funcionalidade, eliminar a circulação de corrente cc no primário do transformador, evitando sua saturação. A Figura 4.24 mostra claramente sua atuação.

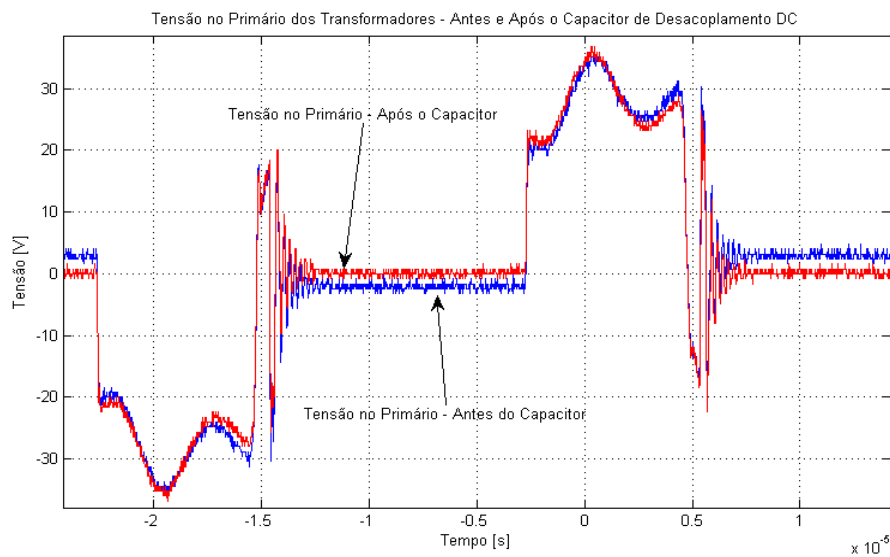


Figura 4.24: Tensão no Primário dos Transformadores – Antes e Após o Capacitor de Desacoplamento cc – Ensaio com Célula a Combustível.

Comparando a Figura 4.24 com a Figura 4.22, verifica-se que o aumento dos capacitores de desacoplamento cc diminuiu o overshoot, absorvendo a energia armazenada pelas indutâncias parasitas do sistema. Para aumentar sua eficiência, este capacitor deve ficar no barramento, o mais próximo possível das chaves.

Por ser um componente importante e expressivo neste conversor, o capacitor de desacoplamento exerce uma grande influência nestas oscilações, e garante também um bom funcionamento para os transformadores, evitando que os mesmos trabalhem com o núcleo saturado devido à circulação do componente contínuo de corrente. A Figura 4.25 está demonstrando sua ação filtrante, comparada com a corrente no primário dos transformadores.

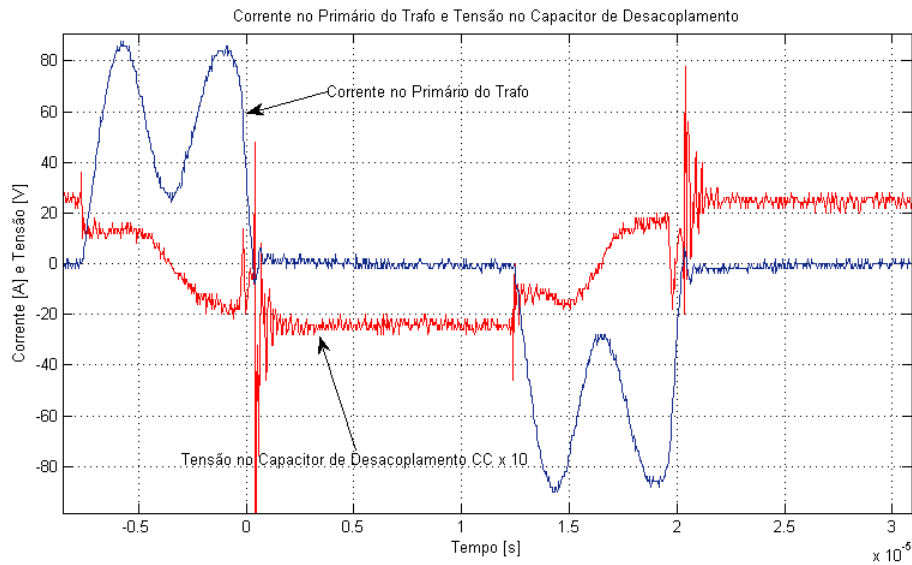


Figura 4.25: Corrente no Primário e Tensão no Capacitor de Desacoplamento – Ensaio com Célula a Combustível.

A Figura 4.26 apresenta a tensão na Chave M3 e a corrente de entrada do conversor, comprovando a eficiência do filtro de entrada do conversor.

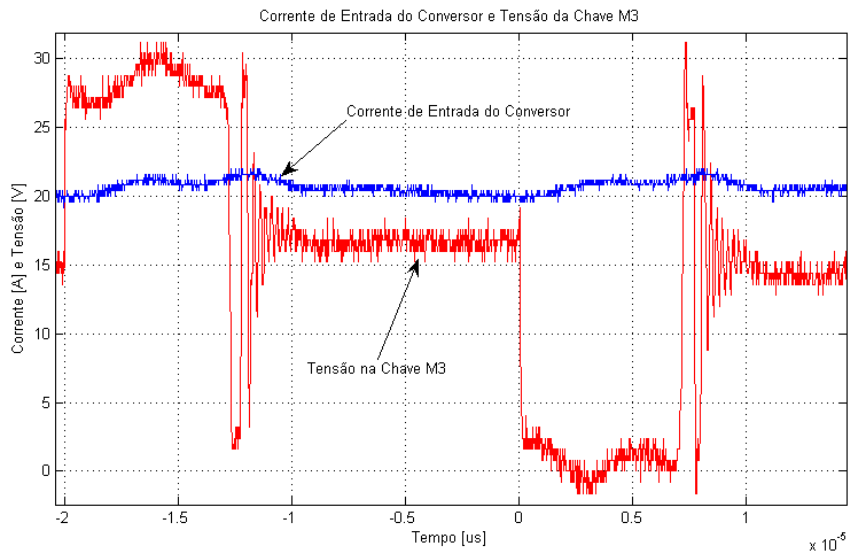


Figura 4.26: Corrente de Entrada do Conversor e tensão na chave M3 – Ensaio com Célula a Combustível.

A Figura 4.27, mostra as formas de onda de tensão na chave M3, a tensão no primário dos transformadores e ainda, a corrente de entrada do conversor, confirmando que estas oscilações não são em detrimento da corrente de entrada.

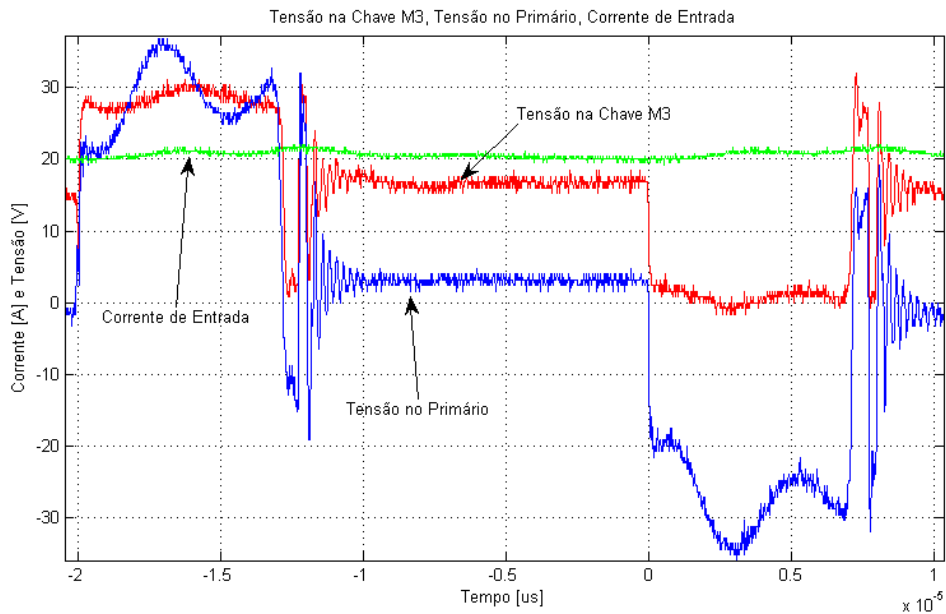


Figura 4.27: Comparação entre Tensão de entrada, Tensão na Chave M3 e Corrente de Entrada – Ensaio com Célula a Combustível.

A Figura 4.28 mostra a corrente no primário dos transformadores e as tensões nas chaves, com uma oscilação que é proveniente da ressonância dos elementos capacitivos e indutivos do conversor.

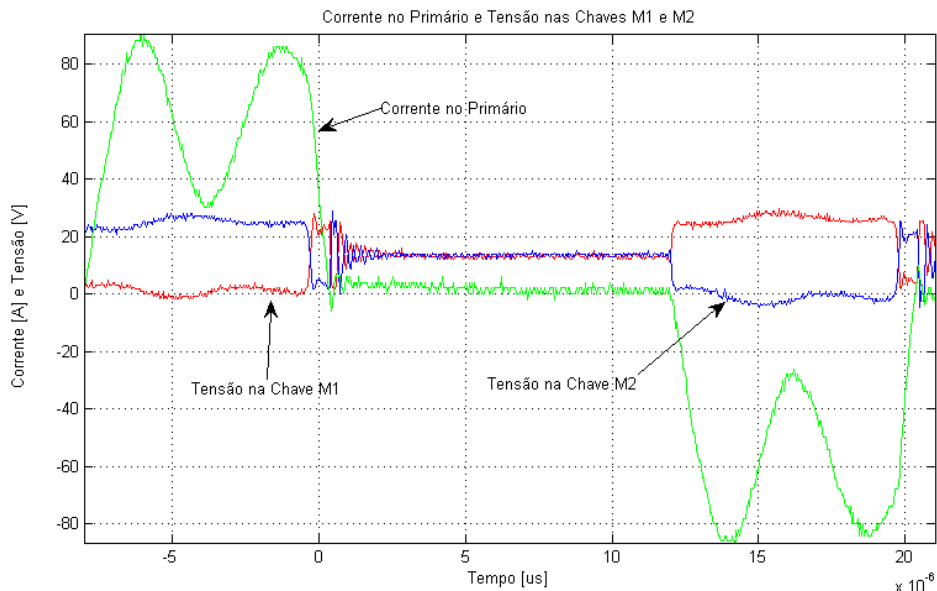


Figura 4.28: Corrente no Primário dos transformadores e Tensões nas Chaves M1 e M2 – Ensaio com Célula a Combustível.

A Figura 4.29 mostra o comportamento da Tensão no Secundário de um dos transformadores e a corrente de entrada no Primário destes transformadores.

Apesar na grande oscilação presente na tensão do secundário do transformador, está dentro do limite aceitável e da curva de suportabilidade de tensão reversa dos diodos dos retificadores.

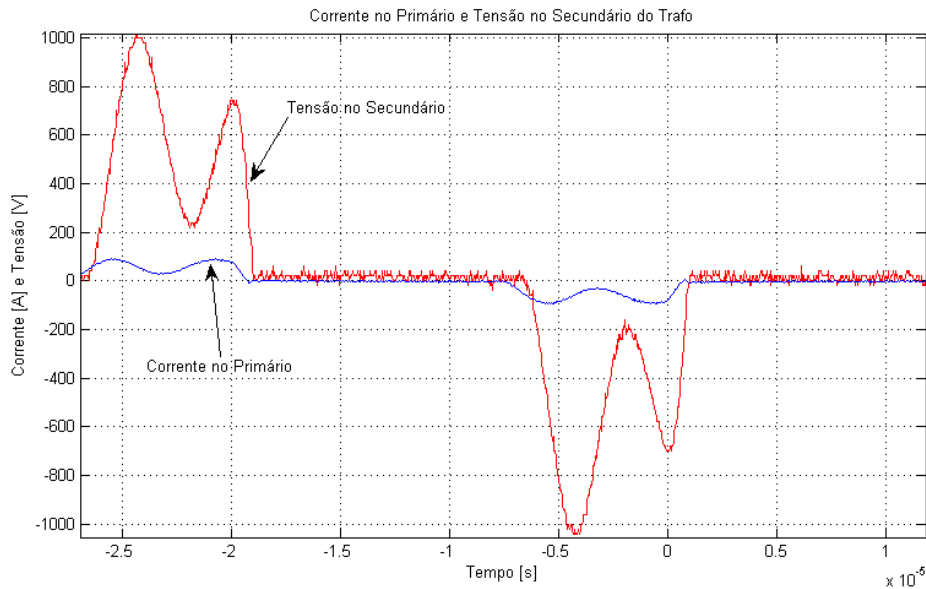


Figura 4.29: Corrente no Primário e Tensão no Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.

A Figura 4.30 apresenta a tensão nos diodos e a corrente no secundário dos transformadores, estando conforme a teoria do conversor implementado. A tensão de suportabilidade dos diodos retificadores utilizados é de 1200 Vcc, portanto o pico de 1000 Vcc indicado na Figura 4.30 está dentro deste limite.

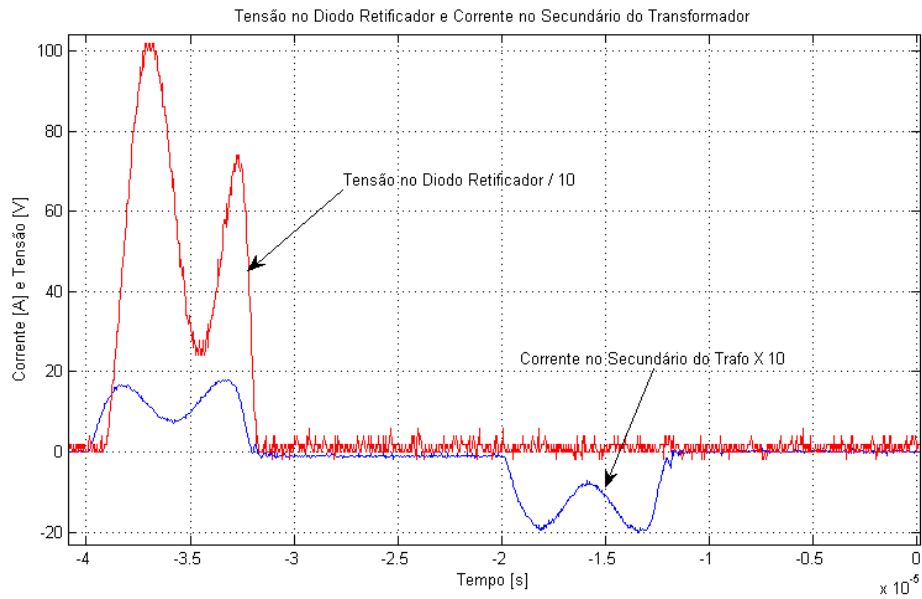


Figura 4.30: Tensão no Diodo Retificador e Corrente no Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.

Com a finalidade de avaliar a atuação do filtro de saída, a Figura 4.31 mostra a corrente no secundário do transformador, sendo de forma pulsada, e mostra ainda a tensão de saída do conversor, bem delimitada e estável, demonstrando que o Filtro LC de saída deste conversor está operando satisfatoriamente.

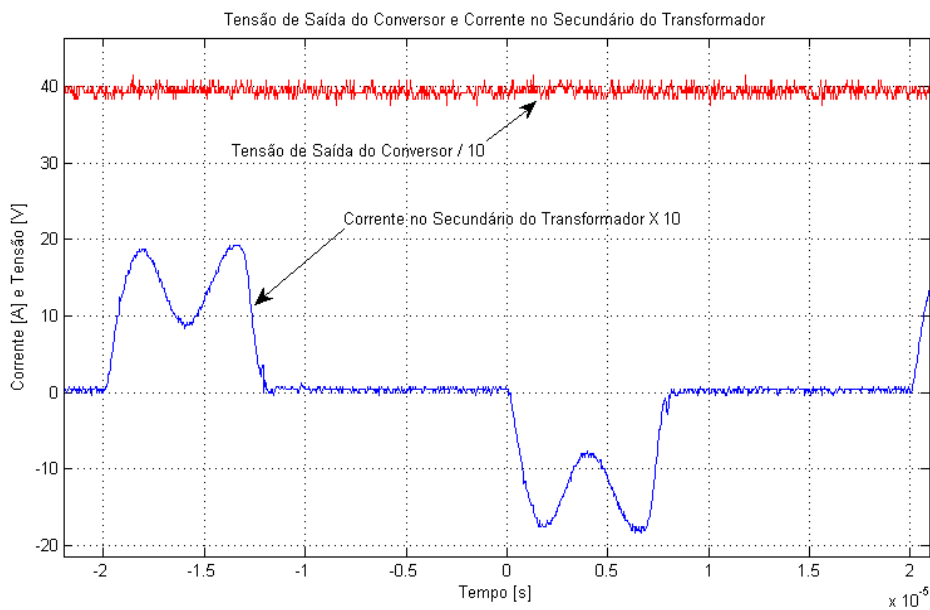


Figura 4.31: Tensão de Saída do Conversor e Corrente do Secundário do Transformador – Ensaio com Célula a Combustível.

## 4.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os aspectos técnicos relativos à construção do protótipo do conversor, detalhando assim todos os elementos utilizados, dispositivos, métodos de instalação, diagramas de blocos, e por fim, resultados experimentais.

No detalhamento do projeto, está descrito cada componente utilizado e como foi instalado, montou-se um diagrama de blocos de todo o sistema a fim de explicitar as características de cada um deles.

Comentaram-se as particularidades de projeto, os problemas encontrados e suas soluções, para cada bloco do sistema.

Foi apresentado ainda, o módulo de desenvolvimento do Processador Digital de Sinais utilizado, bem como, seu software.

Nos resultados experimentais, apresentou-se formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor, nas chaves, no primário e no secundário do transformador, nos diodos retificadores e na saída do conversor.

Nestes resultados, o conversor operou conforme a teoria do Full-Bridge, apresentando algumas oscilações que advém de ressonância LC de componentes do sistema.

Foi apresentado, também no item 4.4 (Resultados Experimentais), a resposta transitória do conversor, que submetido a ensaios de degrau de carga e de tensão, foi considerado satisfatório para todos os casos.

Após todos os testes, o conversor atendeu seu objetivo, operando de forma adequada até a potência testada, que foi de 72% da potência nominal.



## 5 CONCLUSÃO GERAL

O objetivo principal do presente desenvolvimento foi o condicionamento da energia fornecida por uma célula a combustível, visando a alimentação de um inversor fonte de tensão para a injeção de energia na rede da concessionária de distribuição de energia elétrica.

Atualmente as fontes alternativas de energia estão cada vez mais comuns em aplicações comerciais, residenciais e automotivas, dentre elas, pode-se ressaltar a geração fotovoltaica, a geração eólica e a geração por hidrogênio por meio de célula a combustível. Dentre estas, a célula a combustível apresenta uma solução bastante atrativa, pois se consegue armazenar e transportar com facilidade o hidrogênio ocupando um pequeno volume.

Esta tecnologia mostra-se bastante viável, pois seu custo está cada vez menor, sua geração pode ser totalmente controlada e apresenta um rendimento muito maior do que máquinas térmicas. Uma das causas que leva ao desenvolvimento de um conversor que tem por finalidade elevar sua tensão, é pelo fato que a tensão fornecida por equipamentos de potência até 1200 Watts está entre 20 Vcc e 50 Vcc, sendo insuficiente para alimentar um barramento de corrente contínua de um inversor de frequência para gerar tensões de 127/220 Vac conectado em paralelo na rede.

Desta forma, avaliou-se o melhor tipo de conversor, que poderia converter maior potência, e optou-se pelo conversor do tipo ponte completa isolada (o conversor Full-Bridge). Mesmo tratando-se de um conversor consagrado no meio de pesquisa relacionada à eletrônica de potência, este ainda tem limitações tecnológicas, quando relacionado à sua potência, relação de elevação de tensão, estabilidade da tensão de saída, suportabilidade dos componentes, dentre outros.

Diversas dificuldades foram encontradas no seu desenvolvimento, como o alto valor de capacitância de desacoplamento calculada no projeto, ; a exigência de um grande núcleo para construção de um transformador, que por limitações de laboratório, optou-se por utilizar dois transformadores; em consequência disto, tiveram que ser utilizados, dois retificadores em conjunto com filtros de saída independentes, sendo associados em paralelo na saída, objetivando alcançar a tensão desejada.

Com as soluções acima, conseguiu-se com que o PWM do conversor ponte completa operasse com razão cíclica próxima a 50%, obtendo uma boa resposta dinâmica para o conversor.

Quando de sua conclusão, e depois de realizados todos os testes, este conversor foi utilizado na aplicação para o qual foi concebido [1], o condicionamento de energia entre a célula a combustível e o inversor de frequência acoplado à rede de distribuição, desenvolvido por este núcleo de pesquisa. Alcançando assim, um resultado satisfatório para potência de até 450 Watts para uma célula de 1200 Watts.

Como sugestão para trabalhos futuros para este conversor, a proposta tange os seguintes aspectos:

- Aumento de potência;
- Melhora da resposta dinâmica para altas potências maiores que 1,2 kW fornecidas a cargas como o inversores conectados em paralelo com a rede da concessionária;
- Realizar o controle da corrente média no primário do transformador, com a finalidade de eliminar o capacitor de desacoplamento.

## 6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] AVELAR, Henrique José. Estudo e desenvolvimento de um sistema de energia baseado em célula a combustível para injeção de potência na rede elétrica, 2012. 163 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, jul. 2012.

[2] Pressman, A. I. (1998). *Switching Power Supply Design* (2nd Edition ed.). Massachusetts, Wb, USA: McGraw-Hill.

[3] Vieira, J. B. (n.d.). *Fontes Chaveadas*. Uberlândia, MG, Brasil: Própria.

[4] Faria, J. H. S. ; AVELAR, Henrique José ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; FREITAS, L. C. G. ; COELHO, E. A. A. . Conversor Boost atuando como Carga Eletrônica a Corrente Controlada para fins de Teste de uma Célula a Combustível. In: 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2010, São Paulo.

[5] H.J. Avelar, E.A.A. Coelho, J.R. Camacho, J.B. Vieira Júnior, L.C. Freitas , and M. Wu, “PEM Fuel Cell Dynamic Model for Electronic Circuit Simulator,” *IEEE Electrical Power & Energy Conference*, 2009. Montreal, Canada.

[6] J.A. Pomilio, “Fontes Chaveadas”. [WWW]. Campinas: UNICAMP. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> [Acessado em: 02/02/2010].

[7] E.A.A. Coelho, E.R.M. Damasceno, H.J. Avelar, J.B. Vieira Júnior, J.R. Camacho, L.C. Freitas, “Conversor CC-CC Elevador para Fonte de Energia Baseada em uma Célula a Combustível”, *Congresso Brasileiro de Automática*, 2008. Juiz de Fora, Brasil.

[8] Rashid, M. H. (1999). *ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - Circuitos, Dispositivos Aplicações*. (C. A. Favato, Trans.) São Paulo, SP, Brasil: Prentice-Hall, Inc.

[9] Nise, N. S. (2002). *Engenharia de Sistemas de Controle* (3 ed.). (B. S. Filho, Trans.) Rio de Janeiro, RJ, Brasil: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A.

[10] Britto, J. R. (2009). *ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE CONVERSÃO EM ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO*. Universidade Federal de Uberlândia, Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Uberlândia: Própria.

[11] SPECTRUM DIGITAL. *TMS320F2812* <http://www.spectrumdigital.com>.

- [12] TEXAS INSTRUMENTS. Processadores Digitais (DSP, TMS320F2812). Disponível em – [www.ti.com](http://www.ti.com) .
- [13] BARBI, I.; POTIKER, FABIANA. Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com comutação suave. Ed dos autores. Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina. 1999.
- [14] OGATA, KATSUHIKO. Engenharia de Controle Moderno. Terceira Ed.. Rio de Janeiro. Editora Prentice-Hall do Brasil. 1998.
- [15] Frank Bormann, C28X Tutorial, University of Applied Sciences, Zwickau, Germany.
- [16] Barros, E. V. (2007, Junho). A matriz energética mundial e a competitividade das nações: Bases de uma nova geopolítica. *ENGEVISTA*, 47 a 56.
- [17] Serpa, L. A. (2004). *ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA GERADOR DE ENERGIA EMPREGANDO CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM*. Florianópolis - SC: UFSC.
- [18] L. F. P. Mello, “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”, 9 edição, Editora Érica, São Paulo, 2000.
- [19] R. W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”, 1 edição, Editora Chapman & Hall, 1997.
- [20] Semikron, Semitop 3. SK 260MB10, 2004 – [www.semikron.com](http://www.semikron.com).
- [21] Nergaard, Troy A. (2002), Modeling and Control of a Single-Phase, 10 kW Fuel Cell Inverter, Thesis submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, July 25, 2002, Blacksburg, VA,
- [22] Todorovic, M. H., Palma, L., Choi, W., Dowling, C., Humphrey, D., Tarbell, D., Enjeti, P., Howze, J. (2003) Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System with DSP Control for Residential Use, Fuel Cell Seminar, November 3, 2003, Miami, Florida.
- [23] Semikron, Semidriver® SKHI 21A – Catalog 000913 – [www.semikron.com](http://www.semikron.com).
- [24] Brasil. Empresa de Pesquisa Energética. Balanço Energético Nacional 2012 – Ano base 2011: Resultados Preliminares. Rio de Janeiro: EPE, 2012, 51 p;

# APÊNDICE A - CÓDIGO DE PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR

```
// TI File $Revision: /main/3 $
// Checkin $Date: July 2, 2007 11:33:46 $
//#####
// FILE: Full_bridge.c//
// TITLE: DSP281x ADC Example Program.//
// ASSUMPTIONS://
// This program requires the DSP281x V1.00 header files.
// As supplied, this project is configured for "boot to H0" operation.
// Make sure the CPU clock speed is properly defined in
// DSP281x_Examples.h before compiling this example.
// Connect signals to be converted to A0 and A1.
///// DESCRIPTION:
// This example sets up the PLL in x10/2 mode, divides SYSCLKOUT
// by two to reach a 75Mhz HSPCLK (assuming a 30Mhz XCLKIN). The
// clock divider in the ADC is not used so that the ADC will see
// the 75Mhz on the HSPCLK. Interrupts are enabled and the EVA
// is setup to generate a periodic ADC SOC on SEQ1. Two channels
// are converted, ADCINA0 and ADCINA1.
// Watch Variables:
// Vout
// ConversionCount Current result number 0-9
// LoopCount Idle loop counter
//#####
// $TI Release: DSP281x Header Files V1.11 $
// $Release Date: September 26, 2007 $
//#####

#include "DSP281x_Device.h" // DSP281x Headerfile Include File
#include "DSP281x_Examples.h" // DSP281x Examples Include File

#define Npts 12 // número de pontos para a média móvel

#define DIM 1024

#pragma DATA_SECTION(Vout_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(I_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(tempo, "my_sect");

float Vout_table[DIM];
float I_table[DIM];
float tempo[DIM];

// Prototype statements for functions found within this file.
interrupt void adc_isr(void);
interrupt void timer1_isr(void);
void init_eva(void);

// Global variables used in this example:
Uint16 LoopCount;
float Vout;
float Erro, Erro_ant=0;
float Kp=2.0,Ki=1000.0;
float VI=0, VP;
Uint16 Zadc=2048; //Zero inicial
float Kadc=0.48852; //0.4275; //ganho do ADC (anterior=1000./2047.)
//Uint16 Tlper=1500; // Período do Timer1 p/ 25kHz
```

```

Uint16 Tlper=3750;          // Período do Timer1 p/ 20kHz
//int CMPmin=0.25*750, CMPmax=0.90*750; // 1500 equivale ao período do
Timer1
int CMPmin=0.20*1875, CMPmax=0.80*1875; // 3750 equivale ao período do
Timer1
int CMP1, CMP2;
float Vref=100;
float Iout, Iabs;
float Imed=0, Iacc=0;
int Imed_count=0;
Uint16 Zadc_i=2048;
float Kadc_i=0.020877; //ganho do ADC (anterior=50./2047.)
float I_max=45;
float vet_I[1024];
int i_cnt=0;
int f_graf=1;
float DeltaIp = 0;        // Variável para alterar o valor de Ip_med
//Uint16 nD=200; // Teste da relação cíclica em malha aberta

// Para o cálculo da média móvel:
float med_Vout, vet_Vout[Npts];
int k;

main()
{
// Step 1. Initialize System Control:
InitSysCtrl();

EALLOW;
// Enable PWM pins
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x1; // HSPCLK = SYSCLKOUT/2
// Enable PWM pins
GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x000F; // EVA PWM 1-4 pins
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA6 = 1; // Pino A6 como saída
EDIS;

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
PieVectTable.T1PINT = &timer1_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected
registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
init_eva();
InitAdc(); // For this example, init the ADC

```

```

// Step 5. User specific code, enable interrupts:

// Enable ADCINT in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1; // ADC
PieCtrlRegs.PIEIER2.all = M_INT4; // Timer1 Period
// PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx6 = 1; // Timer1 Underflow
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1 (para interrupção do ADC:
ADCINT)
IER |= M_INT2; // Enable CPU Interrupt 2 (para interrupção do Timer1:
T1PINT)
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

LoopCount = 0;

// Configure ADC
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0001; // Setup 2 conv's on SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 1st SEQ1
conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Setup ADCINA1 as 2nd SEQ1
conv.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1; // Enable EVASOC to start SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Enable SEQ1 interrupt (every
EOS)
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 1; // FCLKadc = HSPCLK/(2*ADCCLKPS)
= 75MHz/(2*1) = 37.5MHz
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 2; // The width of SOC pulse is
ADCTRL[11:8] + 3 times the ADCLK period.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; // ADCCLK =
FCLKadc/(CPS+1) = 37.5MHz/(0+1) = 37.5MHz

// Enable Period interrupt bits for GP timer 1
// Count up, x128, internal clk, enable compare, use own period
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1;
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT = 1;

// Wait for ADC interrupt
while(1)
{
    LoopCount++;
}

}

void init_eva()
{
// EVA Configure T1PWM, T2PWM, PWM1-PWM6
// Initialize the timers

EvaRegs.T1CON.all = 0xC842;

//T1per = 1500; // Timer1 period = 1/25kHz
T1per = 3750; // Timer1 period = 1/20kHz
// Initialize EVA Timer1
EvaRegs.T1PR = T1per;
EvaRegs.T1CNT = 0x0000; // Timer1 counter

```

```

// Calcula limites para saturação dos comparadores dos PWMs:
CMPmax = 0.80*(EvaRegs.T1PR>>1);
CMPmax = 0.80*(EvaRegs.T1PR>>1);
CMPmin = 0.20*(EvaRegs.T1PR>>1);

EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 1; // 0 = não gera SOC

// Drive T1PWM by compare logic (TCMPOE = 1)
  (**NÃO USADO NESTE PROGRAMA**)
EvaRegs.GPTCONA.bit.TCMPOE = 1;
// Polarity of GP Timer 1 Compare = 1=01b ==> Active low      (**NÃO
USADO NESTE PROGRAMA**)
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1PIN = 1;

// Initialize compare values for PWM1-PWM4
EvaRegs.CMPR1 = EvaRegs.T1PR >> 1; // Relação cíclica inicial mínima:
// (50% de T1per
==> mínimo da meia escala)
EvaRegs.CMPR2 = EvaRegs.T1PR - EvaRegs.CMPR1; // CMPR2 = complemento de
CMPR1

EvaRegs.ACTRA.all = 0x005A;

EvaRegs.DBTCONA.all = 0x0518; // Disable deadband ( 5 * SYSCLK/2 )
EvaRegs.COMCONA.all = 0x8200;
}

interrupt void adc_isr(void)
{
// Medida da tensão de saída:
Vout = (float) ( (int) ((AdcRegs.ADCRESULT0 >>4) - Zadc)) * Kadc;
// Calcula a média dos últimos Npts:
med_Vout = 0;
for (k=0;k<=Npts-2;k++)
{
vet_Vout[Npts-k] = vet_Vout[Npts-k-1];
med_Vout = med_Vout + vet_Vout[Npts-k];
}
vet_Vout[1]=Vout;
med_Vout = med_Vout + Vout;
Vout = med_Vout / Npts;
Vout_table[i_cnt] = Vout;
tempo[i_cnt] = tempo[i_cnt-1]+1/EvaRegs.T1PR;

// Medida da corrente de saída:
Iout = (float) ( (int) ((AdcRegs.ADCRESULT1 >>4) - Zadc_i)) * Kadc_i;
I_table[i_cnt] = Iout;
Iacc = Iacc + Iout;
Imed_count = Imed_count+1;
if (Imed_count>=1000)
{
Imed = Iacc/1000;
Imed_count = 0;
Iacc = 0;
}
if (Iout>0)
Iabs = Iout;
else

```



```

    Iabs = -Iout;

switch (f_graf)
{
    case 1:
        vet_I[i_cnt] = Vout;
        break;
    case 2:
        vet_I[i_cnt] = Iabs;
        break;
    case 3:
        vet_I[i_cnt] = Imed;
        break;
    default:
        vet_I[i_cnt] = Iout;
}

i_cnt = i_cnt+1;
if (i_cnt>1023)
{
    i_cnt = 0;
}

if (Iabs>I_max)
    Vref = 0;

Erro = Vref - Vout;
// Ação Integral (Período de amostragem = 1/25e3):
VI = VI + Ki*(Erro + Erro_ant)/(2.0*25e3);
// Saturar o valor de VI:
if (VI>CMPmax)
    VI = CMPmax;
else
    if (VI<0)
        VI = 0;
VP = Kp*Erro; // Ação Proporcional
Erro_ant = Erro; // Armazena valor anterior
do erro
    CMP1 = (VI + VP); // Ação Prop+Int
// CMP1 = nD; // Teste da relação cíclica em malha aberta
// Saturar o valor de CMP1 (CMP para PWM1 e PWM2):
if (CMP1>CMPmax)
    CMP1 = CMPmax;
else
    if (CMP1<CMPmin)
        CMP1 = CMPmin;
nD = CMP1;
CMP2 = EvaRegs.T1PR - CMP1 + DeltaIp; // Complemento da meia escala CMP2
(CMP para PWM3 e PWM4)
EvaRegs.CMPR1 = CMP1;
EvaRegs.CMPR2 = CMP2;

// Reinitialize for next ADC sequence
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE

// GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIOA6 = 1; // Inverte o bit 15 do
conector 8
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIOA6 = 1; // apaga o bit 15 do conector 8

```

```

    return;
}

interrupt void timer1_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA6 = 1;    // seta o bit 15 do conector 8
    // GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIOA6 = 1;    // Inverte o bit 15 do
conector 8
    // Reinitialize for next ADC sequence
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;    // Clear INT SEQ1 bit
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;    // Soft Start SEQ1

    // Enable more interrupts from this timer
    EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1;
    // EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT9; // T1UFINT
    EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT7; // T1PINT
    // Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 2
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2; // Acknowledge interrupt to PIE
    // GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIOA6 = 1;    // Inverte o bit 15 do
conector 8
}
conector 8}

```

## 7 APÊNDICE B – PLANILHA DE PROJETO

Parâmetros de Projeto											
Tensão Mínima de Entrada (V)	Tensão Máxima de Entrada (V)	Frequência (Hz)	Tensão de Saída (V)	Potência de Saída (W)	Flux Change (Gauss) $\Delta B$	Rendimento	Ripple da Tensão na Saída	Varição de Tensão na Saída (V)	Varição de Corrente na Saída (%)	Varição de Corrente na Saída (A)	
22	50	20000	380	1000	3200	0,8	5%	19,0	30%	0,79	
Densidade de Corrente (A/mm <sup>2</sup> )	Ton Máximo (%)	Space Factor	Período (s)	Ton Máximo (s)	Ipft (A)	Irms (A)	Potência de Entrada (W)	Corrente de Saída (A)	Ipft (A) para Vemáx	Irms (A) para Vemáx	Densidade de corrente (A/mm <sup>2</sup> )
3,5	40	0,25	0,00005	0,00002	71,02	63,52	1250	2,63	31,25	27,95	241,849801

Núcleo do Transformador											
Ab.Ae (cm <sup>4</sup> )	Núcleo recomendado	Núcleo Utilizado	Ae (cm <sup>2</sup> )	Aw (cm <sup>2</sup> )	Le (cm)	MLT (cm)	Ap (cm <sup>4</sup> )	Al (nH)	Ve (cm <sup>3</sup> )	Ab.Ae (cm <sup>4</sup> )	Ab.Ae (cm <sup>4</sup> )
11,72	EE-55/28/21	EE-76/50/25	6,45	9,75	21,8	16,02	62,91	5315	140,42	62,89	24,96 11,72382

Condutores								
Skin Depth (cm)	Diâmetro Máximo dos Condutores (cm)	AWG recomendado	AWG utilizado	Diâmetro do Cobre (cm)	Área do Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro com Isolante (cm)	Área com Isolante (cm <sup>2</sup> )	Resistência do fio ( $\Omega/cm$ )
0,0510	0,1019	19	20	0,08118	0,00517593	0,089	0,006221139	0,000333

Primário				Secundário				
Número de Espiras no Primário	Indutância do Primário (H)	Bitola do Primário (cm <sup>2</sup> )	Número de condutores do Primário	Relação de transformação	Número de Espiras no Secundário	Indutância do Secundário (H)	Bitola do Secundário (cm <sup>2</sup> )	Número de condutores do Secundário
3	47,8E-6	0,1815	36	0,04188	65	22,5E-3	0,0075	2

Indutor do Filtro de Saída							
Indutor de Saída (H)	Energia no Indutor (J)	Tipo de Núcleo	$\Delta T$ (°C)	Kj	X	Ap (cm <sup>4</sup> )	Z
9,6E-3	44,1E-3	EE	30	397,5503	0,12	43,6084689	1,1364
Núcleo recomendado	Núcleo Utilizado	Ae (cm <sup>2</sup> )	Aw (cm <sup>2</sup> )	Al (nH)	Ab.Ae (cm <sup>4</sup> )	Le (cm)	Permeabilidade Efetiva ( $\mu e$ )
EE-65/33/39	EE-65/33/39	7,98	5,48	10800	43,71	14,7	1583,22
Lg (mm)	Número de Espiras	J (A/cm <sup>2</sup> )	Acu (cm <sup>2</sup> )	AWG recomendado	AWG	Área do Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro com Isolante (cm)
0,00937	30	252,65	0,0104	17	16	0,01309008	0,1390

Capacitor de Saída (F)	Capacitor de Desacoplamento (F)
3,3E-6	645,7E-6

Campos amarelos são parâmetros de entrada

Campos vermelhos são parâmetros de saída, baseados no livro do Pressman

Campos verdes são parâmetros de saída, baseados no livro do Melo

Campos marrom claro são parâmetros de saída, dependentes das tabelas de Núcleo e Fios

## Conversor Boost atuando como Carga Eletrônica a Corrente Controlada para fins de Teste de uma Célula a Combustível

Julliano H. S. de Faria, Henrique J. Avelar, João B. Vieira Jr., Luiz C. Gomes de Freitas, Ernane A. A. Coelho  
Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia  
jullianohenrique@hotmail.com, havelar@araxa.cefetmg.br, batista@ufu.br, lcgfreitas@yahoo.com.br, ernane@ufu.br

**Abstract**-This paper presents the study and implementation of an electronic load for fuel cell testing. In a typical fuel cell electrical testing, it is necessary to draw a controllable dc current from it, thus an electronic load based on the boost converter is connected to the cell to control its output current. The design procedure and simulation results are presented. In order to validate the design method and verification of the effectiveness of the converter in this application, experimental results are also presented.

**Keywords**-Electronic Load, Boost Converter, Fuel Cell.

### I. INTRODUÇÃO

Para o estudo das características de uma célula a combustível faz-se necessário o uso de uma carga eletrônica com corrente controlada. Tal tipo de carga é encontrada no mercado a um custo relativamente elevado [1][2], em torno de US\$7500, sendo que algumas destas cargas utilizam transistores operando na região ativa [3]. Os circuitos de condicionamento de potência, bem como as cargas eletrônicas, devem garantir que o *ripple* de corrente não exceda a especificação do fabricante, 35% pico-a-pico a uma frequência de 120Hz para o modelo Nexa® [4], sendo que os dispositivos semicondutores da atualidade permitem implementar conversores chaveados perfeitamente capazes de atender tal especificação, não sendo necessário recorrer à utilização de dispositivos com operação na região ativa. A eliminação de componentes harmônicos resultantes do chaveamento na célula a combustível exige o adequado projeto dos elementos de filtro da corrente a ser drenada [2]. Desta forma, a construção de uma carga eletrônica chaveada que possa substituir as cargas convencionais encontradas no mercado apresenta-se como uma opção interessante em aplicações envolvendo o teste de células a combustível.

Na literatura científica encontram-se poucos artigos específicos sobre o assunto, como os estudos sobre um conversor *full-bridge* para conversão DC-DC e DC-AC na realização de uma carga eletrônica [5], o uso de um conversor *buck* atuando como carga eletrônica aplicada a células combustíveis e painéis solares [2], além de estudos sobre o uso do MOSFET linear para obter a característica de painéis solares através do tratamento das tensões e correntes obtidas nos testes [1].

Do ponto de vista da corrente a ser drenada da fonte sob teste, a topologia *boost* seria a mais adequada, oferecendo um melhor controle desta corrente, já que a entrada deste conversor comporta-se como uma fonte de corrente. Além disso, sua característica de conversor elevador permite aumentar a tensão advinda da célula a combustível para a utilização de cargas resistivas com valores mais elevados (50Ω 1kW ou associações destes) disponíveis em nossos laboratórios.

Outro aspecto importante, é que a capacidade operacional destas cargas exige normalmente uma interface de conexão com algum dispositivo *host*, isto exige um controle mais elaborado quando este tem de atuar em dispositivos operando na região ativa. No caso do controle digital de um conversor chaveado, existe no mercado uma gama enorme de microcontroladores e DSPs, os quais dispõem de entradas analógicas, saída PWM e interfaces de comunicação, englobando o controle e supervisão em um mesmo dispositivo.

### II. CONVERSOR BOOST COMO CARGA ELETRÔNICA

#### A. Características necessárias à carga eletrônica

O conversor *boost* já é utilizado para o controle da corrente de entrada de circuitos retificadores de forma a reduzir a distorção harmônica da corrente, como pode ser observado em várias aplicações de pré-reguladores para a correção do fator de potência [6][7].

Para o uso específico do *boost* como carga eletrônica, deve-se levar em conta as características da fonte a ser testada. A Fig. 1 mostra a curva de polarização de uma célula a combustível NEXA®, de 1,2kW, obtida através de testes com uma carga eletrônica ELA-1500, e a resposta obtida do modelo da célula feito no PSIM® [8].

Como pode ser observado na Fig. 1, a tensão nos terminais da célula varia consideravelmente com a corrente, de aproximadamente 45V a vazio para 25V em torno de 40A.

A carga eletrônica deve permitir drenar da fonte uma corrente constante, determinada por uma referência, a qual pode excursionar na faixa apresentada na Fig. 1. O sistema deve ter uma banda passante capaz fazer a corrente acompanhar as evoluções dinâmicas da referência, como degraus de corrente.

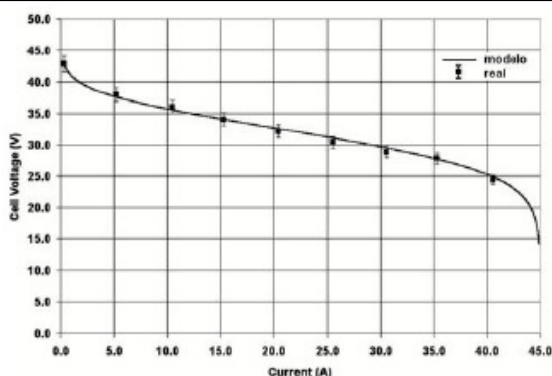


Fig. 1. Comparação entre modelo e valores medidos para a curva de polarização de uma célula a combustível NEXA®, de 1,2kW, da Ballard [8].

O conversor *boost* serve a este propósito, com apenas um valor fixo de resistência na sua saída, conforme será visto a seguir.

### B. Características do conversor boost

A Fig. 2 mostra o circuito do conversor elevador *boost*. As relações entre a tensão de saída ( $V_o$ ) e a tensão de entrada ( $V_e$ ) e entre a corrente de saída ( $I_o$ ) e a corrente de entrada ( $I_e$ ) são descritas por (1) e (2).

$$V_o = \frac{1}{1-d} V_e \quad (1)$$

$$I_o = (1-d) I_e \quad (2)$$

Onde  $d$  é a razão cíclica do conversor, determinada pela relação entre o tempo em que a chave  $M_1$  permanece ligada ( $T_{ON}$ ) e o período de chaveamento ( $T$ ):

$$d = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3)$$

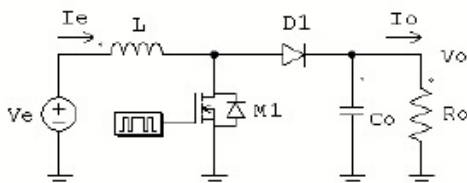


Fig. 2. Circuito do conversor elevador *boost*.

Em aplicações do *boost* como conversor CC-CC elevador de tensão deve-se evitar altos valores de relação cíclica, devido à elevada variação no ganho estático do conversor, como pode ser visto na Fig. 3, o que exigiria malhas adicionais de controle para a adequada estabilização do sistema. Neste tipo de aplicação, esta região também provoca a circulação de altos níveis de corrente no conversor, fato que eleva as perdas e inviabiliza o uso do *boost* em aplicações onde uma alta elevação de tensão é necessária, como na conexão entre uma célula a combustível e um inversor, para a geração de energia nos padrões residenciais e industriais.

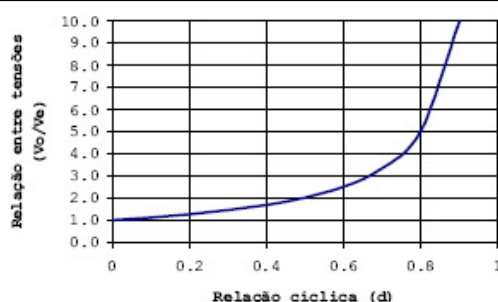


Fig. 3. Relação  $V_o/V_e$  em função da razão cíclica  $d$  em um conversor *boost*.

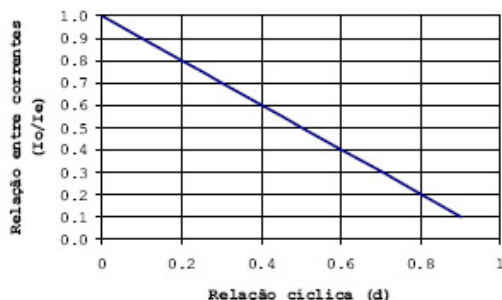


Fig. 4. Relação  $I_o/I_e$  em função da razão cíclica  $d$  em um conversor *boost*.

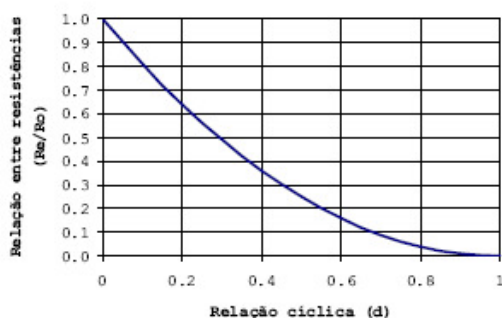


Fig. 5. Relação  $R_e/R_o$  em função da razão cíclica  $d$  em um conversor *boost*.

Para a aplicação como carga eletrônica, a variável a ser controlada é a corrente de entrada, a qual apresenta uma relação linear com a corrente de saída em função da razão cíclica, como mostra a Fig. 4.

A carga eletrônica opera como uma resistência variável, sendo necessária a determinação da relação entre tal resistência variável ( $R_e$ ) vista pela fonte de entrada e a resistência de saída do conversor ( $R_o$ ). Tal relação é deduzida de (1) e (2), sendo apresentada em (4):

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = (1-d)^2 R_o \quad (4)$$

A relação entre  $R_e$  e  $R_o$  é quadrática, mas permite um controle em um ampla faixa de variação, desde valores próximos a  $R_o$  ( $d \approx d_{MÍN}$ ) a valores bem pequenos ( $d \approx d_{MÁX}$ ), como visto na Fig. 5.

### C. Dimensionamento do conversor boost para atuar como carga eletrônica

O conversor será controlado por corrente, tendo como limite superior a máxima corrente de entrada a ser drenada da célula a combustível. As chaves  $M_1$  e  $D_1$  devem suportar esta corrente máxima, ou devem ser utilizadas chaves em paralelo de forma a suportar a corrente total.

O limite superior da razão cíclica deve ser escolhido de forma que a tensão máxima de saída do conversor seja inferior à máxima tensão das chaves  $M_1$  e  $D_1$  disponíveis, 20% inferior à máxima tensão das chaves, como margem de segurança. Da curva de polarização da célula a combustível, tem-se que a máxima razão cíclica ocorrerá quando a corrente for máxima e a tensão da célula mínima, desta forma, usando (1) obtém-se:

$$d_{MÁX} < 1 - \frac{V_{e_{MÍN}}}{0,2 \times V_{M1_{MÁX}}} \quad (5)$$

O valor do resistor de saída deve ser definido de tal forma que possa ser drenada a máxima corrente da célula, o que ocorre quando a tensão da célula é mínima e a razão cíclica do conversor é máxima. Invertendo (4), obtém-se:

$$R_o < \frac{V_{e_{MÍN}}}{I_{e_{MÁX}} (1 - d_{MÁX})^2} \quad (6)$$

Por outro lado, o valor de  $R_o$  não deve ser pequeno, para que a corrente mínima não seja maior que a menor corrente a ser drenada da célula sob teste:

$$R_o > \frac{V_{e_{MÁX}}}{I_{e_{MÍN, desejada}} (1 - d_{MÍN})^2} \quad (7)$$

Verificou-se que quanto maior o valor do resistor de saída menor poderá ser a corrente mínima do conversor, portanto, valores próximos ao máximo de  $R_o$  devem ser preferidos.

Na aplicação como carga eletrônica é desejável que o *ripple* na corrente a ser drenada da fonte sob teste seja o menor possível. Assim, o cálculo do indutor será feito considerando-se o máximo *ripple* desejado na corrente de entrada ( $I_{ripple\_máx}$ ). Na célula a combustível a tensão diminui com a corrente, e o valor da relação cíclica que leva ao máximo *ripple* não é de fácil estimativa, desta forma, para efeito de projeto, a tensão da célula é considerada constante e igual à máxima tensão da célula. Com uma tensão constante, o *ripple* na corrente de entrada será máximo na máxima relação cíclica do *boost*. Estas considerações levam a um valor de indutância maior que o necessário para garantir o *ripple* desejado:

$$L \approx \frac{V_{e_{MÁX}} \times d_{MÁX} \times T}{I_{ripple\_máx}} \quad (8)$$

De forma diferente, a regulação da tensão de saída não é importante neste tipo de aplicação, assim, o cálculo do capacitor de saída ( $C_o$ ) do conversor pode ser feito de maneira tradicional [9], para maiores valores de ondulação  $\Delta V_o$ :

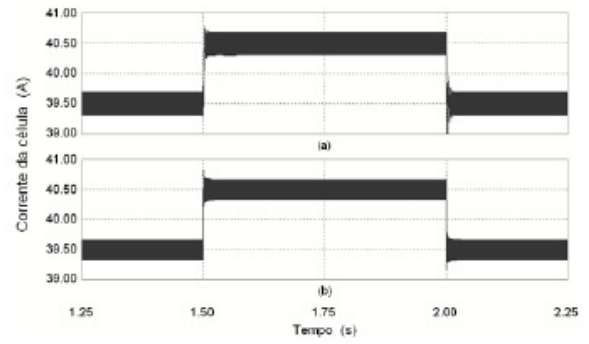


Fig. 6. Simulação do *ripple* na corrente da célula: (a) sem filtro e indutor do *boost* igual a  $1800\mu\text{H}$ ; (b) com filtro  $L, C_f$  na entrada do conversor *boost*,  $L_f = 40\mu\text{H}$ ,  $C_f = 10\mu\text{F}$  e  $L = 180\mu\text{H}$ .

$$C_o > \frac{I_{o_{MÁX}} \times d_{MÁX} \times T}{\Delta V_o} \quad (9)$$

### D. Modelo do circuito incluindo filtro de entrada

Algumas fontes não admitem grandes variações na corrente de saída, como é o caso das células a combustível [2], necessitando de filtros para reduzir o *ripple* de corrente.

O cálculo do indutor através de (8) leva a valores de indutância elevados, mas a utilização de um filtro adicional ( $L, C_f$ ) de pequeno valor na entrada permite reduzir consideravelmente o indutor do *boost*, mantendo o mesmo nível de *ripple*, como pode ser observado na Fig. 6.

O circuito completo do conversor, incluindo o filtro  $L, C_f$  pode ser visto na Fig. 7, onde a corrente de entrada é realimentada para um controle mais preciso da mesma.

Para a obtenção da função de transferência do circuito, foi utilizado o método de variáveis de estado médio [9], onde pequenas perturbações são utilizadas para obter o modelo linear de um conversor chaveado em torno de um ponto de operação. Este método é dividido em etapas, descritas a seguir.

#### 1. Descrição do espaço de estados

O conversor é considerado em modo de condução contínua da corrente nos indutores, sendo assim, há apenas duas configurações de funcionamento do conversor:

- a chave  $M_1$  conduzindo e o diodo  $D_1$  bloqueado, durante  $dT$ ;

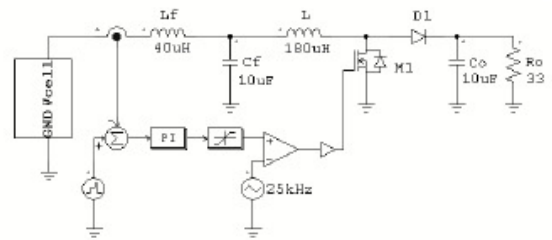


Fig. 7. Circuito completo da carga eletrônica.

- a chave M1 bloqueada e o diodo D1 conduzindo, durante  $(1-d)T$ .

Desta forma, obtêm-se as seguintes equações:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 v_i \quad ; \text{durante } dT \quad (10)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 v_i \quad ; \text{durante } (1-d)T \quad (11)$$

As variáveis de estado para o circuito da Fig. 7 são:

$$x = \begin{bmatrix} i_{Lf} & v_{Cf} & i_L & v_{Co} \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

Da análise das configurações de funcionamento do circuito da Fig. 7, encontram-se as matrizes  $A_1$  e  $B_1$  para  $T_{ON}$  e  $A_2$  e  $B_2$  para  $T_{OFF}$ :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

2. Definição da expressão média das variáveis de estado sobre o período

$$\dot{x} = A_s x + B_s v_i \quad (15)$$

Onde:

$$A_s = A_1 d + A_2 (1-d) \quad e \quad B_s = B_1 d + B_2 (1-d) \quad (16)$$

3. Introdução de pequena perturbação no sistema

Todas as variáveis serão decompostas em um valor médio (CC – representado por uma letra maiúscula) somado a uma pequena perturbação (CA – representado por uma letra minúscula com um “~” sobreposto à letra), desta forma as variáveis serão:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ d &= D + \tilde{d} \end{aligned} \quad (17)$$

No presente caso não serão consideradas perturbações na tensão de entrada ( $v_i$ ) e na tensão de saída ( $v_o$ ), visto que a função de transferência desejada é da corrente de entrada ( $i_{Lf}$ ) pela razão cíclica ( $d$ ).

Como a variável de saída é uma das variáveis de estado,

também não é necessária a equação da saída do sistema ( $y$ ).

Aplicando a decomposição das variáveis de interesse, o sistema passa a ser representado por:

$$\frac{d(X + \tilde{x})}{dt} = \left( A_1 (D + \tilde{d}) + A_2 (1-D - \tilde{d}) \right) (X + \tilde{x}) + \left( B_1 (D + \tilde{d}) + B_2 (1-D - \tilde{d}) \right) V_i \quad (18)$$

Após separar as equações que envolvem os valores médios das equações que envolvem as perturbações e eliminando os termos que envolvem a multiplicação de pequenos sinais, como  $\tilde{x}\tilde{d}$ , obtêm-se:

$$\frac{dX}{dt} = A_s X + B_s V_i \quad (19)$$

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = A_s \tilde{x} + B_d \tilde{d} \quad (20)$$

Onde:

$$A_s = A_1 D + A_2 (1-D)$$

$$B_s = B_1 D + B_2 (1-D) \quad (21)$$

$$B_d = (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) V_i$$

O valor médio pode ser obtido pela equação (19), sabendo que a derivada de uma constante é nula:

$$X = -A_s^{-1} B_s V_i \quad (22)$$

4. Obter a função de transferência do sistema, aplicando a Transformada de Laplace na equação da derivada das perturbações

Substituindo  $X$  na equação (20) e aplicando a Transformada de Laplace, obtêm-se:

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = (sI - A_s)^{-1} B_d = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lf}(s) \\ \tilde{i}_L(s) \\ \tilde{v}_{Cf}(s) \\ \tilde{v}_{Co}(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

Sendo  $I$  a matriz identidade de mesmas dimensões da matriz  $A_s$ .

Seguindo o procedimento anterior, encontra-se a função de transferência da corrente de entrada da carga eletrônica ( $i_{Lf}(s)$ ) em função da razão cíclica ( $d(s)$ ) (24).

Através da função de transferência pode-se determinar a resposta em frequência do sistema (Fig. 8), permitindo assim calcular os valores dos ganhos do controlador Proporcional + Integral (PI) com o auxílio de ferramentas computacionais.

A título de comparação, na Fig. 8 estão representadas as respostas em frequência do circuito da Fig. 7, geradas através do simulador PSIM e aquela obtida pela função de transferência (24), onde se constata a similaridade das respostas obtidas pelos dois métodos.

$$\frac{\tilde{i}_{Lf}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_i}{(1-D)} \frac{C_o R_o s + 2}{L_f C_f L C_o R_o s^4 + L_f C_f L s^3 + R_o \left[ L_f C_f (1-D)^2 + C_o (L_f + L) \right] s^2 + (L_f + L) s - R_o (1-D)^2} \quad (24)$$

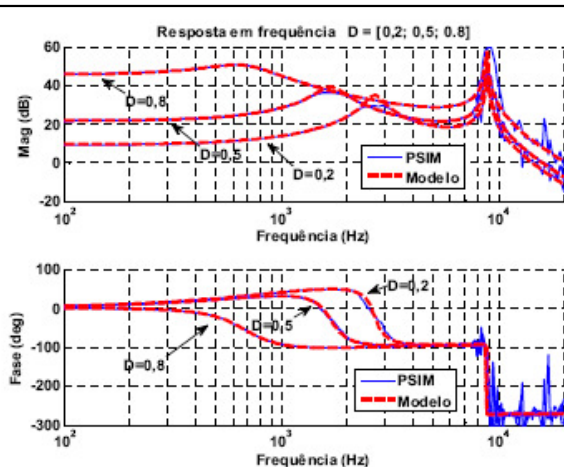


Fig. 8. Comparação entre as respostas em frequência do sistema, em função da razão cíclica, obtidas através da função de transferência determinada e através de simulação do conversor no PSIM.

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A célula a combustível é simulada através do modelo apresentado por [8][10]. O controlador utilizado é do tipo Proporcional + Integral (PI), com um circuito limitador na saída para manter a razão cíclica do conversor entre os valores mínimos e máximos especificados.

A TABELA I mostra os valores dos elementos e parâmetros utilizados na simulação.

TABELA I  
VALORES UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO.

Limites de projeto	Valores calculados	
$V_{Ml-m\acute{a}x} = 250 \text{ V}$	$V_{o-m\acute{a}x} = 200 \text{ V}$	$C_o = 10 \mu\text{F}$
$V_{o-m\acute{a}x} = 45 \text{ V}$	$\Delta V_o = 20 \text{ V}$	$L_f = 50 \mu\text{H}$
$V_{o-m\acute{a}n} = 25 \text{ V}$	$d_{m\acute{a}x} = 0,875$	$C_f = 10 \mu\text{F}$
$I_{ref-m\acute{a}n} = 5 \text{ A}$	$I_{o-m\acute{a}n} = 1,39 \text{ A}$	$K_p = 0,003$
$I_{ref-m\acute{a}x} = 40 \text{ A}$	$R_o = 33 \Omega$	$T_i = 0,0003$
$d_{m\acute{a}n} = 0,1$	$L = 180 \mu\text{H}$	
$f_{chav} = 25 \text{ kHz}$		

A Fig. 9 mostra a simulação da carga eletrônica drenando corrente do modelo da célula a combustível [8] em degraus, a fim de levantar a curva característica ( $V \times I$ ) da célula.

### IV. CONTROLE VIA PORTA SERIAL

Uma interface serial USB/SCI é utilizada para receber a referência de corrente gerada por um software que faça uso da porta serial do computador, como o MatLab ou LabView ou mesmo o Hyperterminal (caso sejam passados apenas valores constantes para a corrente de referência), automatizando desta forma o teste a ser feito. Esta interface é de grande importância, pois permite que várias formas de onda possam ser produzidas de forma bastante simplificada e possibilitando

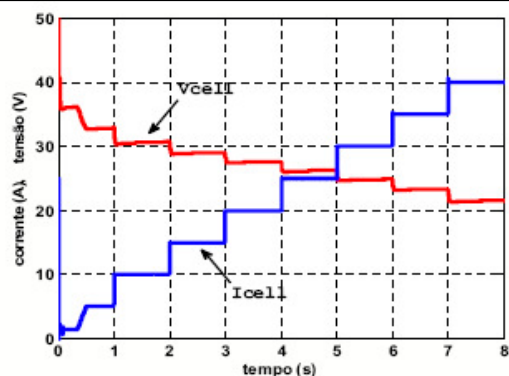


Fig. 9. Tensão e corrente da célula a combustível, para o teste de obtenção da curva de carga da célula.

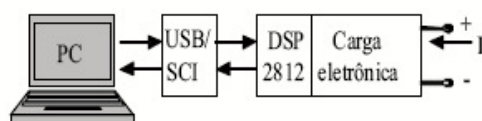


Fig. 10. Interface serial USB/SCI.

assim a execução de testes impossíveis de serem efetuados manualmente. A Fig. 10 mostra o esquema desta interface.

Os valores de referência são enviados pela interface ao DSP, que guarda o vetor de corrente para alterar a referência nos tempos corretos, podendo ainda enviar os valores de tensão e corrente do ensaio ao computador, a fim de traçar gráficos para visualização dos resultados. No caso de ensaios a corrente constante, o software da carga eletrônica permite o envio de informações solicitadas através de comandos pré-definidos, informando os valores de tensão e/ou corrente na carga eletrônica.

No software do DSP também estão previstos valores limite para a corrente da carga e da relação cíclica, evitando sobretensão nas chaves do conversor.

### V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do conversor foi montado, com o objetivo de fazer testes em uma célula a combustível Nexa de 1,2kW – da Ballard, devendo portanto drenar uma corrente de até 45A. Para evitar a queima das chaves do conversor por sobretensão, a relação cíclica do *boost* foi limitada a 0,875, correspondendo a uma tensão máxima nas chaves de 200V. O controle do conversor foi implementado com o uso de um DSP TMS320F2812, com um algoritmo Proporcional+Integral, frequência de chaveamento de 25kHz e igual frequência de amostragem. As curvas obtidas em testes do protótipo são mostradas nas figuras a seguir.

As Figs. 11 e 12 mostram os transitórios de subida e descida para um degrau da corrente controlada na entrada do conversor, da corrente mínima para 10A e de 10A para a



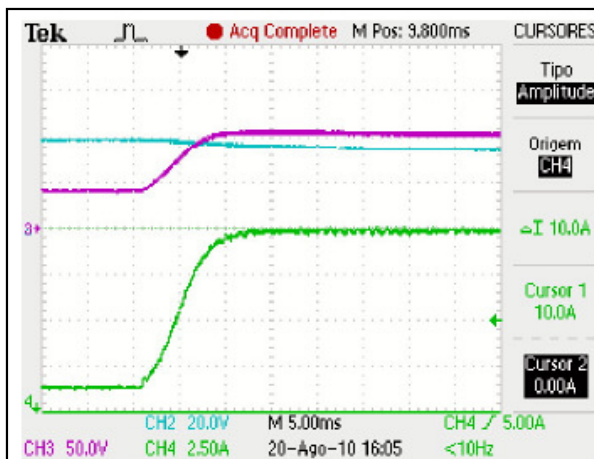


Fig. 11. Transiente de subida da corrente controlada (CH2), tensão na saída do conversor (CH3) e tensão da célula a combustível (CH4).

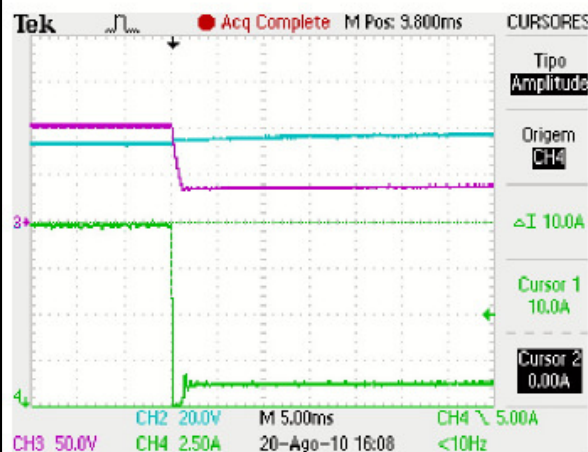


Fig. 12. Transiente de descida da corrente controlada (CH2), tensão na saída do conversor (CH3) e tensão da célula a combustível (CH4).

corrente mínima do conversor, respectivamente. Os oscilogramas mostram da redução da tensão na célula quando do aumento de corrente e a elevação desta tensão quando a corrente da célula é novamente reduzida.

A Figura 13 mostra os resultados do conversor drenando degraus de corrente em uma célula a combustível Nexa, de 1,2kW, a fim de obter a curva estática de tensão  $\times$  corrente. Devido aos componentes acessórios da célula a combustível, sua corrente interna é maior que a corrente disponível em seus terminais.

## VI. CONCLUSÃO

Uma solução para a construção de uma carga eletrônica foi apresentada, utilizando um conversor *boost* com controle de corrente drenada pela carga da fonte sob teste. As equações para o dimensionamento dos componentes da carga eletrônica foram levantadas, objetivando o uso da carga eletrônica em testes para levantamento das características de uma célula a

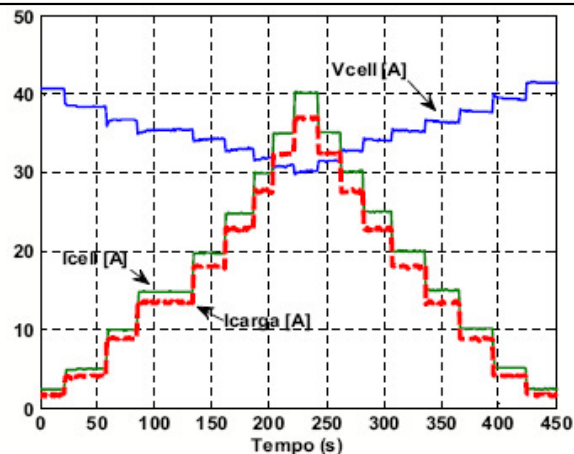


Fig. 13. Uso do conversor para drenar corrente de uma célula a combustível, a fim de levantar a sua curva estática de tensão  $\times$  corrente. A corrente interna da célula é maior que a corrente em seus terminais.

combustível NEXA® de 1,2kW, simulações do referido circuito e resultados práticos obtidos em um protótipo foram apresentados, demonstrando que a dinâmica do conversor projetado foi suficiente para acompanhar as variações de corrente desejada.

## AGRADECIMENTOS

Agradecemos à Fapemig (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais) pelo apoio financeiro ao projeto, à Thornton, pelos núcleos de ferrite cedidos.

## REFERÊNCIAS

- [1] Y. Kuai and S. Yuvarajan, "An electronic load for testing photovoltaic panels," *Journal of Power Sources*, vol. 154, n. 1, p. 308-313, 2006.
- [2] M. Kazerani, "A High-Performance Controllable DC Load," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, p. 1015-1020, 2007. Vigo.
- [3] Zentro-Elektrik, "Elektronische Last - Serie ELA 200/500/1500," 2005. (User's Manual).
- [4] Ballard. Nexa™ Power Module User's Manual. 2005.
- [5] O. Huilin and W. Gang, "The study of electronic load based on DSP," *First International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, p. 285-290, 2004.
- [6] L.H.S.C. Barreto, M.G. Sebastião, L.C. de Freitas, E.A.A. Coelho, V.J. Farias, J.B. Vieira Júnior, "Analysis of a Soft-Switched PFC Boost Converter Using Analog and Digital Control Circuits," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, p. 221-227, 2005.
- [7] D.D.R. Silva, E.A.A. Coelho, "Correção de Fator de Potência e Aumento da Suportabilidade dos Circuitos Retificadores a Afundamentos Temporários de Tensão," *XVII Congresso Brasileiro de Automática*, 2008, Juiz de Fora.
- [8] H.J. Avelar, E.A.A. Coelho, J.R. Camacho, J.B. Vieira Júnior, L.C. Freitas, and M. Wu, "PEM Fuel Cell Dynamic Model for Electronic Circuit Simulator," *IEEE Electrical Power & Energy Conference*, 2009. Montreal, Canada.
- [9] J.A. Pomilio, "Fontes Chaveadas". [WWW]. Campinas: UNICAMP. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> [Acessado em: 02/02/2010].
- [10] E.A.A. Coelho, E.R.M. Damasceno, H.J. Avelar, J.B. Vieira Júnior, J.R. Camacho, L.C. Freitas, "Conversor CC-CC Elevador para Fonte de Energia Baseada em uma Célula a Combustível", *Congresso Brasileiro de Automática*, 2008. Juiz de Fora, Brasil.

## 9 ANEXO I – MÓDULO DOS SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO NUPEP

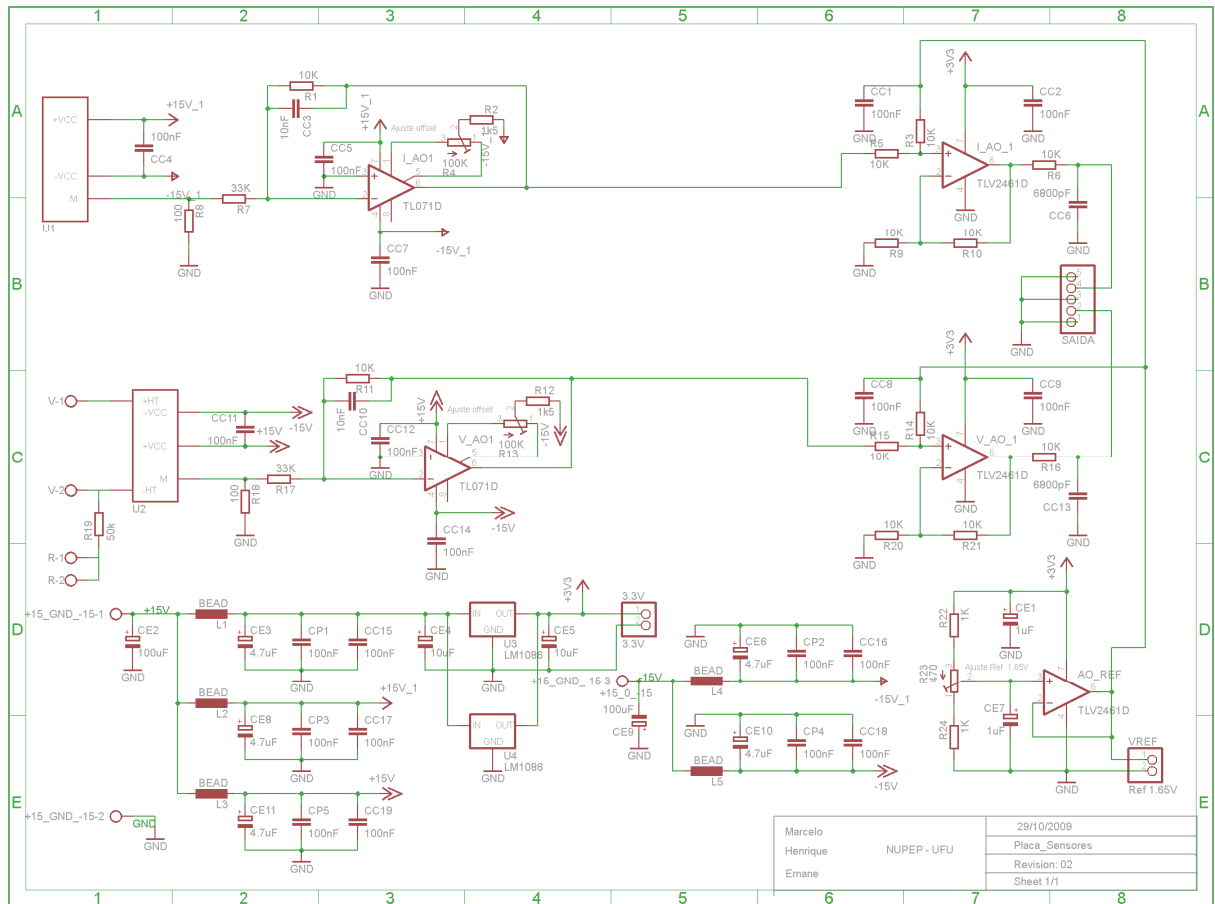


Figura Anexo I: Circuito de sensores de tensão e corrente (Fonte: Projeto de Iniciação Científica – Aluno Marcelo Rodrigues da S. Brito).

## 10 ANEXO II – MÓDULO ADAPTADOR DE TENSÃO NUPEP

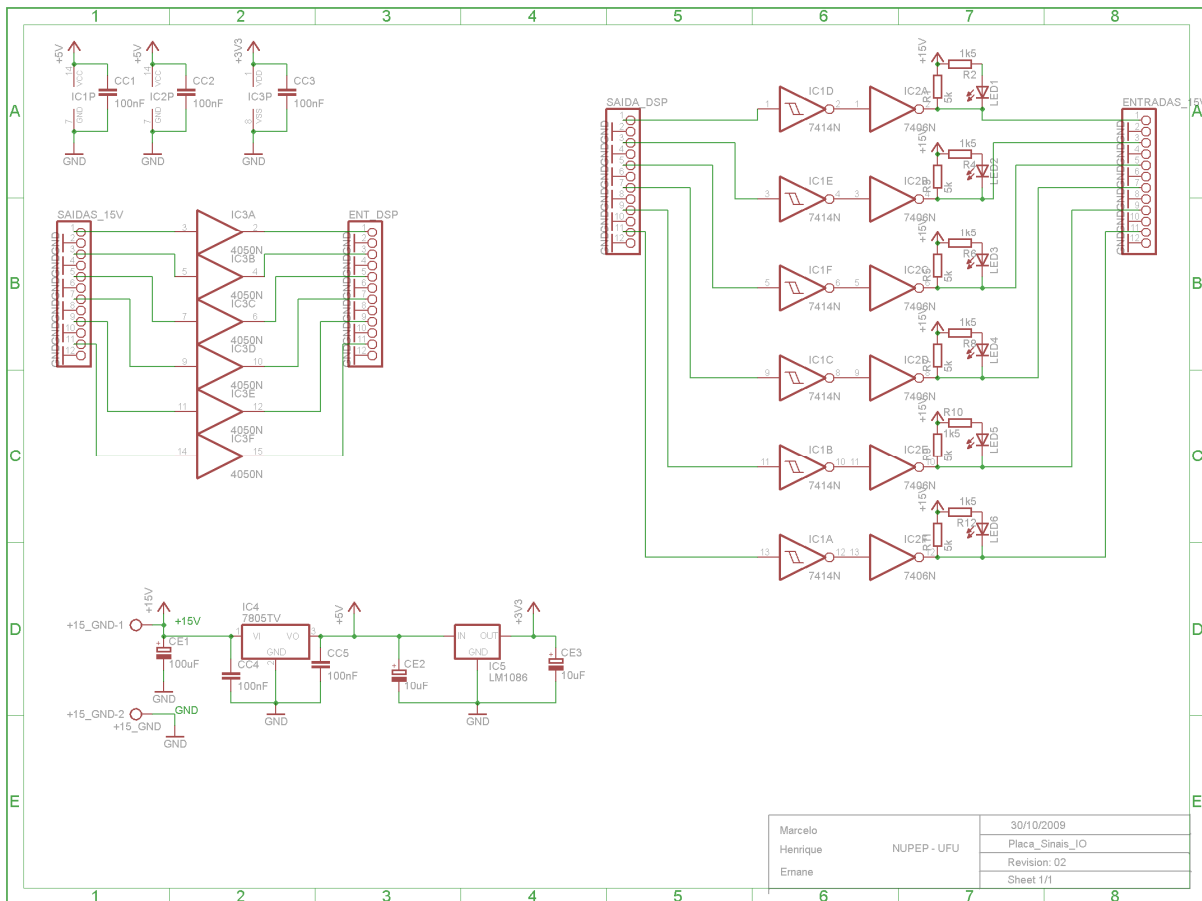
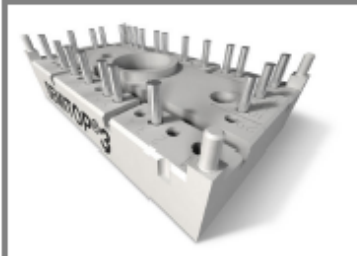


Figura Anexo II: Módulo Adaptador de Níveis de Tensão – 3,3 V para 15 V (Fonte: Projeto de Iniciação Científica – Aluno Marcelo Rodrigues da S. Brito).

# 11 ANEXO III – DATASHEET DAS CHAVES

## SK 260MB10



SEMITOP® 3

### Mosfet Module

SK 260MB10

Preliminary Data

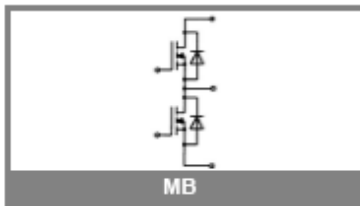
### Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Trench technology
- Short internal connections and low inductance case

### Typical Applications\*

- Low switched mode power supplies
- DC servo drives
- UPS

1) Maximum PCB temperature, at pins contact, 85°C



Absolute Maximum Ratings		T <sub>s</sub> = 25 °C, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
<b>MOSFET</b>			
V <sub>DS</sub>		100	V
V <sub>GS</sub>		±20	V
I <sub>D</sub>	T <sub>a</sub> = 25 (80) °C; 1)	230 (180)	A
I <sub>DM</sub>	t <sub>p</sub> < 1 ms; T <sub>a</sub> = 25 (80) °C; 1)	460 (360)	A
T <sub>j</sub>		-40...+150	°C
<b>Inverse diode</b>			
I <sub>F</sub> = -I <sub>D</sub>	T <sub>a</sub> = 25 (80) °C;	230 (180)	A
I <sub>FM</sub> = -I <sub>DM</sub>	t <sub>p</sub> < 1 ms; T <sub>a</sub> = 25 (80) °C;	460 (360)	A
T <sub>j</sub>		-40...+150	°C
<b>Freewheeling CAL diode</b>			
I <sub>F</sub> = -I <sub>D</sub>	T <sub>a</sub> = °C		A
T <sub>j</sub>			°C
T <sub>stg</sub>		-40 ... +125	°C
T <sub>sol</sub>	Terminals, 10 s	260	°C
V <sub>sol</sub>	a.c. 50 Hz, RMS, 1 min (1s)	2500 / 3000	V

Characteristics		T <sub>s</sub> = 25 °C, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>MOSFET</b>					
V <sub>BR(DSS)</sub>	V <sub>GS</sub> = 0 V; I <sub>D</sub> = 5,6 mA	≥ V <sub>DS</sub>			V
V <sub>GS(th)</sub>	V <sub>GS</sub> = V <sub>DS</sub> ; I <sub>D</sub> = 5,6 mA	2,5	3,3		V
I <sub>DSS</sub>	V <sub>GS</sub> = 0 V; V <sub>DS</sub> = V <sub>DSS</sub> ; T <sub>j</sub> = 25 (125) °C			100 (500)	µA
I <sub>GSS</sub>	V <sub>GS</sub> = 20V; V <sub>DS</sub> = 0 V			100	nA
R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub> = 300 A; V <sub>GS</sub> = 10 V; T <sub>j</sub> = 25 °C			2,5	mΩ
R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub> = 300 A; V <sub>GS</sub> = 10 V; T <sub>j</sub> = 125 °C		3,5	4,5	mΩ
C <sub>CHC</sub>	per MOSFET				pF
C <sub>iss</sub>	under following conditions:		27,6		nF
C <sub>oss</sub>	V <sub>GS</sub> = 0 V; V <sub>DS</sub> = 25 V; f = 1 MHz		2,9		nF
C <sub>rss</sub>			2,8		nF
L <sub>DS</sub>			2,2		nH
t <sub>d(on)</sub>	under following conditions:		410		ns
t <sub>r</sub>	V <sub>DD</sub> = 50 V; V <sub>GS</sub> = 10 V;		450		ns
	I <sub>D</sub> = 300 A				
t <sub>d(off)</sub>	R <sub>G</sub> = 25 Ω		1490		ns
t <sub>f</sub>			430		ns
R <sub>th(j-s)</sub>	per MOSFET (per module)			0,45 (0,23)	K/W
<b>Inverse diode</b>					
V <sub>SD</sub>	I <sub>F</sub> = 300 A; V <sub>GS</sub> = 0 V; T <sub>j</sub> = 25 °C		0,76		V
I <sub>RRM</sub>	under following conditions:		32		A
Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = 300 A; T <sub>vj</sub> = 125 °C; R <sub>G</sub> = 8,2 Ω		3		µC
t <sub>rr</sub>	V <sub>R</sub> = 50 A; di/dt = 900 A/µs				ns
<b>Free-wheeling diode</b>					
V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> = A; V <sub>GS</sub> = V				V
I <sub>RRM</sub>	under following conditions:				A
Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = A; T <sub>vj</sub> = °C				µC
t <sub>rr</sub>	V <sub>r</sub> = A; di/dt = A/µs				ns
<b>Mechanical data</b>					
M1	mounting torque			2,5	Nm
w			30		g
Case	SEMITOP® 3		T 24		

# SK 260MB10

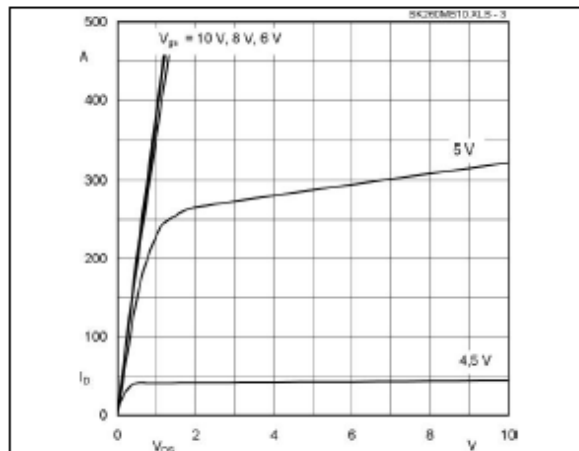


Fig. 3 Output characteristic,  $t_p = 80 \mu s$ ,  $T_j = 25^\circ C$

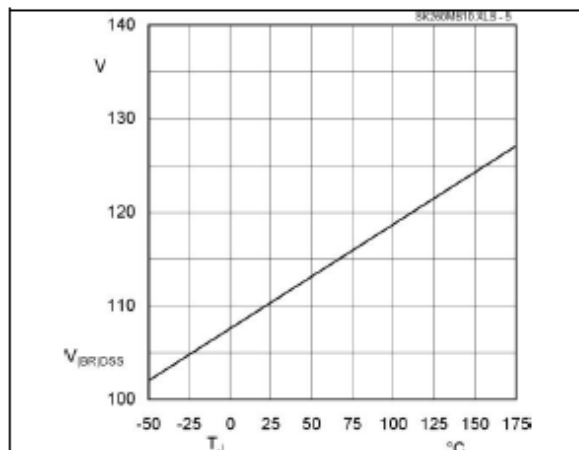


Fig. 5 Breakdown voltage vs. temperature

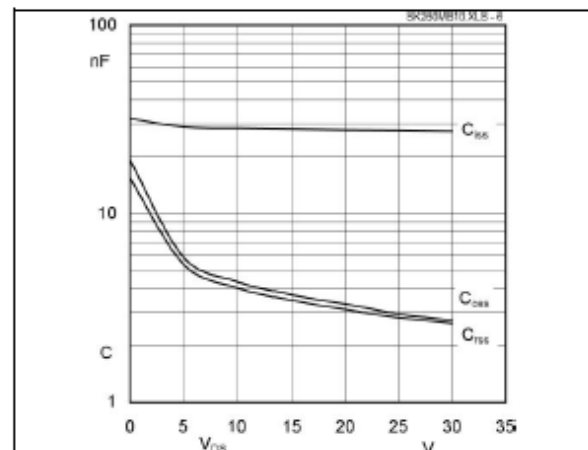


Fig. 6 Typ. capacitances vs. drain-source voltage

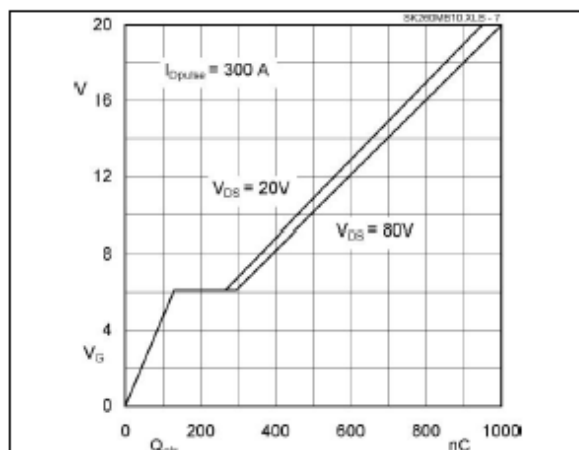


Fig. 7 Gate charge characteristic,  $I_{cp} = 300 A$

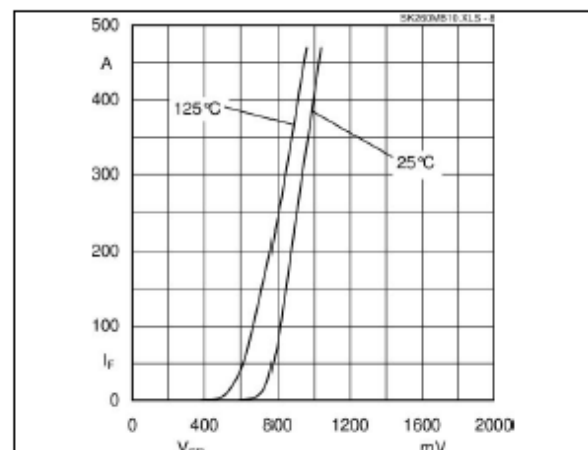
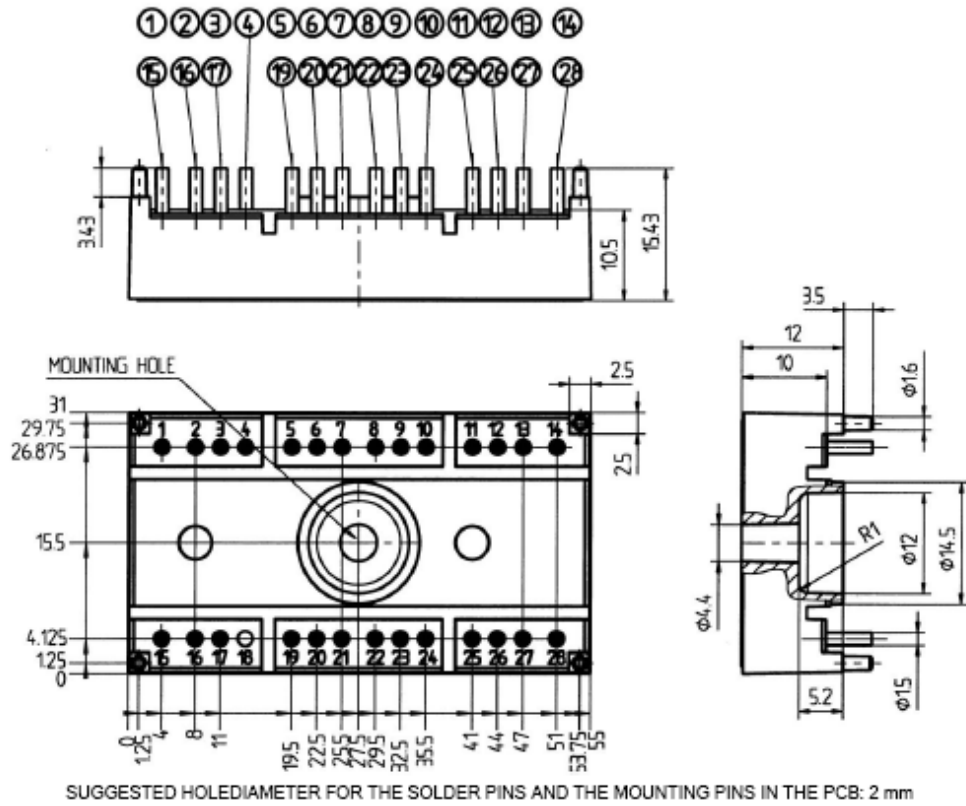


Fig. 8 Diode forward characteristic,  $t_p = 80 \mu s$

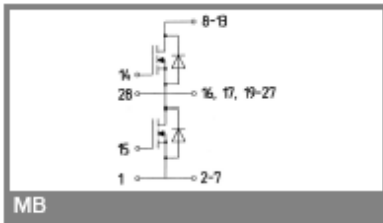
# SK 260MB10

Dimensions in mm



SUGGESTED HOLEDIAMETER FOR THE SOLDER PINS AND THE MOUNTING PINS IN THE PCB: 2 mm

Case T24



MB

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

\* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.

