



## PROJETO DE CONVERSOR CC/CC PARA APLICAÇÕES AUTOMOBILÍSTICAS

André Abido Figueiró

Projeto de Graduação apresentado ao curso de Engenharia de Controle e Automação, da Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Rio de Janeiro  
Abril de 2013

PROJETO DE CONVERSOR CC/CC PARA APLICAÇÕES  
AUTOMOBILÍSTICAS

André Abido Figueiró

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO DA ESCOLA POLITÉCNICA  
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE  
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE  
ENGENHEIRO DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Examinado por:

---

Prof. Afonso Celso Del Nero Gomes, D.Sc.

---

Prof. Fernando Cezar Lizarralde, D. Sc.

---

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing. (Orientador)

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL  
ABRIL DE 2013

*"Em Ti está o repouso que faz  
esquecer todas as fadigas"*

# Agradecimentos

Gostaria de agradecer a minha família e a Deus, que foram minha força nos momentos difíceis e minha alegria nos bons momentos, e a todos que, de alguma forma, me aconselharam e me guiaram durante o curso de engenharia, principalmente meus colegas de turma, meus professores e meu orientador deste projeto.

Resumo do Projeto apresentado à Escola Politécnica/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação

## PROJETO DE CONVERSOR CC/CC PARA APLICAÇÕES AUTOMOBILÍSTICAS

André Abido Figueiró

Abril/2013

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Apresenta-se, neste projeto, o desenvolvimento de um conversor de alto ganho de nível de tensão em corrente contínua, tendo em vista a sua utilidade para veículos que utilizem células a combustível e será dividido em cinco capítulos.

Os três capítulos iniciais consistem em uma apresentação do tema e seus primeiros desenvolvimentos. O primeiro capítulo apresenta as motivações técnicas e econômico-sociais para o projeto e define o método a ser utilizado, o segundo apresenta os primeiros estudos sobre o assunto.

Os capítulos finais tratam do projeto e aplicação do conversor. O terceiro capítulo trata do projeto do circuito do conversor, o quarto apresenta a modelagem do protótipo e a simulação deste em um sistema mais amplo. Finalmente, o quinto capítulo apresenta os resultados finais e propõe desenvolvimentos futuros.

Abstract of Undergraduate Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Control and Automation Engineer

## DEVELOPMENT OF A DC/DC CONVERTER FOR AUTOMOTIVE APPLICATIONS

André Abido Figueiró

April/2013

Advisor: Walter Issamu Suemitsu

This paper presents the design of a high gain DC/DC converter for automotive applications. It deals both with the socioeconomic factors which motivate this converter development and with the circuit design, simulation, prototyping and prototype modeling.

Both simulation and prototyping play an important role in the design, since the simulations reduce the resources and time consumption, and the prototyping validate the simulations results, keeping them consistent with the reality.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação Prática . . . . .	1
1.2 Funcionamento e Aplicação da Célula a Combustível . . . . .	2
1.3 A Necessidade de Eficiência Energética nos Transportes . . . . .	4
1.4 A Necessidade de Conversores CC/CC de Alto Ganho na Indústria Automobilística . . . . .	4
1.5 Considerações a Respeito do Método . . . . .	6
1.5.1 Ganhos Práticos em se Usar Simulações . . . . .	6
1.5.2 A Importância de Testes Empíricos em Sistemas Complexos . . . . .	6
<b>2 Fundamentos Teóricos</b>	<b>8</b>
2.1 Considerações Iniciais . . . . .	8
2.1.1 Componentes Ativos . . . . .	8
2.1.2 Componentes Passivos . . . . .	9
2.2 Topologias Isoladas e Não-isoladas . . . . .	12
2.3 Topologias Não-isoladas . . . . .	12
2.3.1 <i>Boost</i> Simples . . . . .	12
2.3.2 <i>Boost</i> Entrelaçado . . . . .	15
2.4 Topologias Isoladas . . . . .	18
2.4.1 Ganho de Tensão Inerente ao Transformador . . . . .	19
2.4.2 Topologia Isolada de Ponte Completa . . . . .	19
<b>3 Projeto do Conversor de Ponte Completa</b>	<b>21</b>
3.1 Primeiro Protótipo . . . . .	21
3.1.1 Projeto . . . . .	21
3.1.2 Resultados Medidos . . . . .	23
3.1.3 Conclusões Acerca do Protótipo . . . . .	25
3.2 Modelagem das Perdas . . . . .	25

3.2.1	Modelagem Matemática . . . . .	25
3.3	Segundo Protótipo . . . . .	27
3.3.1	Fundamentos de <i>Soft-Switching</i> . . . . .	27
3.3.2	Circuito de Controle . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Modelagem do Sistema Célula-Convertor</b>	<b>32</b>
4.1	Comportamento do Segundo Protótipo em Malha Aberta . . . . .	33
4.2	Eficiência do Segundo Protótipo em Malha Aberta . . . . .	35
4.3	Modelagem do Segundo Protótipo . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Resultados Finais e Trabalhos Futuros</b>	<b>40</b>
5.1	Propostas para Trabalhos Futuros . . . . .	40
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>42</b>
<b>A</b>	<b>Simulações de Conversores Não-isolados</b>	<b>45</b>
<b>B</b>	<b>Modelo Dinâmico da Célula a Combustível</b>	<b>48</b>
<b>C</b>	<b>Simulação do <i>boost</i> entrelaçado conectado à célula a combustível.</b>	<b>52</b>
<b>D</b>	<b>Modelo das Perdas de Chaveamento do <i>MOSFET</i></b>	<b>54</b>

# Lista de Figuras

1.1	Diagrama dos sistemas presentes em um automóvel alimentado por uma célula a combustível. Em vermelho estão representados os fluxos elétricos e em azul os fluxos de matéria. . . . .	5
2.1	Pseudo-algoritmo para definição do diodo, onde $V_d$ é a tensão sobre os terminais do diodo e $Z$ é a impedância do diodo. . . . .	9
2.2	Gráfico tensão-corrente de um diodo típico [1]. . . . .	9
2.3	Pseudo-algoritmo para definição do <i>MOSFET</i> , onde $V_{ds}$ é a tensão entre o dreno e a fonte, $V_g$ é a tensão sobre o <i>gate</i> e $Z$ é a impedância entre o dreno e a fonte . . . . .	10
2.4	Comportamento típico de um <i>MOSFET</i> e regiões linear e de saturação. A região de corte se caracteriza por um $V_{gs} - V_{th}$ nulo. . . . .	10
2.5	Circuito dobrador de tensão. . . . .	11
2.6	Circuito dobrador de tensão operando no semi-ciclo negativo. . . . .	11
2.7	Circuito dobrador de tensão operando no semi-ciclo positivo. . . . .	11
2.8	Representação da lei de Ampère. . . . .	12
2.9	Circuito de um <i>boost</i> simples. . . . .	13
2.10	Circuito de um <i>boost</i> simples com a chave $S_1$ fechada. . . . .	13
2.11	Corrente no indutor $I_1$ no <i>boost</i> simples no ciclo de chaveamento, em modo descontínuo ( $T_\delta \neq T_{off}$ ). . . . .	14
2.12	Corrente no indutor $I_1$ no <i>boost</i> simples no ciclo de chaveamento, em modo contínuo ( $T_\delta = T_{off}$ ). . . . .	15
2.13	Corrente no indutor $I_1$ ( $I_L$ ), tensão de saída no capacitor $C_1$ ( $U_o$ ) e tensão entre os terminais do indutor $L_1$ ( $U_L$ ). . . . .	16
2.14	Comportamento típico do ganho de Tensão em função do ciclo de serviço (D) para um <i>boost</i> simples e <i>boost</i> entrelaçado de três fases. Obtido a partir de simulações em <i>software Matlab<sup>®</sup>/Simulink<sup>®</sup></i> . . . . .	17
2.15	Circuito de um <i>boost</i> entrelaçado de n fases. . . . .	17
2.16	Sinais de atuação das chaves ( $S_1, S_2$ e $S_3$ ) de um conversor <i>boost</i> de três fases. Os valores de tempo de 0 a 1 representam um período de chaveamento. . . . .	18

2.17	Circuito de um conversor isolado do tipo <i>Flyback</i> . . . . .	18
2.18	Circuito de um conversor isolado do tipo ponte completa. . . . .	20
3.1	Diagrama do circuito implementado no primeiro protótipo. . . . .	22
3.2	Conversor de tensão por ponte completa em um estado de transferência de potência. . . . .	28
3.3	Conversor de tensão por ponte completa em um estado de transição. . . . .	29
3.4	Sinais de chaveamento de um conversor de ponte completa em cada lado da ponte completa. O sinal positivo ativa o <i>MOSFET</i> superior e o sinal negativo, o inferior. . . . .	30
3.5	Circuito de chaveamento dos <i>MOSFET</i> , com o transformador de isolamento. . . . .	30
3.6	Circuito de controle do segundo protótipo. . . . .	30
3.7	Circuito de potência do segundo protótipo. . . . .	31
4.1	Representação dos subsistemas do sistema célula-conversor, assim como as principais variáveis que o afetam. . . . .	32
4.2	Dados experimentais e regressão linear do comportamento da fonte de alimentação utilizada para o protótipo, modelada como uma fonte de Thèvenin. . . . .	33
4.3	Dados experimentais de tensão e corrente da saída do conversor. . . . .	34
4.4	Dados experimentais de tensão e corrente da saída do conversor, assim como a regressão linear responsável por estabelecer o equivalente de Thèvenin do conversor. São considerados valores de corrente acima de 0,05 ampères. . . . .	34
4.5	Dados experimentais das correntes de entrada e de saída do conversor, assim como a regressão linear que define o ganho de corrente. Vale notar a significativa dispersão das medições. . . . .	35
4.6	Estimativa da eficiência energética do conversor, obtida a partir de dados experimentais. . . . .	36
4.7	Tensão de saída em função da corrente de saída no conversor em malha fechada. . . . .	37
4.8	Ganho máximo de tensão do conversor em função da corrente de saída. . . . .	37
4.9	Comportamento da corrente de entrada quando o conversor é submetido a um degrau na carga, de circuito aberto para $47 \Omega$ . . . . .	38
4.10	Resposta da tensão de saída a um degrau de $47 \Omega$ na carga, considerando o conversor em malha fechada. . . . .	39
4.11	Modelo simplificado em <i>Matlab</i> <sup>®</sup> / <i>Simulink</i> <sup>®</sup> do segundo protótipo. . . . .	39

A.1	Esquema do conversor <i>boost</i> simples <i>Matlab</i> <sup>®</sup> / <i>Simulink</i> <sup>®</sup> . Os valores dos componentes estão em $\mu\text{F}$ , $\mu\text{H}$ e $\Omega$ e a frequência de operação é de 10KHz. . . . .	45
A.2	Esquema do conversor <i>boost</i> entrelaçado de três fases. <i>Matlab</i> <sup>®</sup> / <i>Simulink</i> <sup>®</sup> . Os valores dos componentes estão em $\mu\text{F}$ , $\mu\text{H}$ e $\Omega$ e a frequência de operação é de 10KHz. . . . .	46
A.3	Gráfico comparativo dos ganhos simulados dos conversores simples e entrelaçado, assim como o ganho teórico, representado por $\frac{T_{on}}{T_{off}} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$ . . . . .	47
B.1	Diagrama em <i>Simulink</i> <sup>®</sup> utilizado para a obtenção da resposta estática da célula a combustível. . . . .	51
B.2	Tensão de saída e potência fornecida pela célula a combustível em função da corrente circulando entre seus terminais. . . . .	51
C.1	Esquema do conversor <i>boost</i> entrelaçado de três fases conectado à célula de combustível. <i>Matlab</i> <sup>®</sup> / <i>Simulink</i> <sup>®</sup> . Os valores dos componentes estão em $\mu\text{F}$ , $\mu\text{H}$ e $\Omega$ e a frequência de operação é de 20KHz e o ciclo de seriço está em 40 %. . . . .	52
C.2	Corrente circulando na célula a combustível operando com um conversor entrelaçado de três fases nos primeiros momentos de execução (acima) e em estado permanente (abaixo). . . . .	53
D.1	Foto do primeiro protótipo na bancada de testes. . . . .	56
D.2	Foto do segundo protótipo . . . . .	57

# Lista de Tabelas

3.1	Relação de componentes do primeiro protótipo . . . . .	23
3.2	Medições realizadas em ensaio no primeiro protótipo. . . . .	24
3.3	Variáveis e resultados das simulações de perdas no chaveamento para diferentes <i>MOSFETs</i> . . . . .	26
A.1	Resultados obtidos das simulações para <i>boost</i> simples e entrelaçado. .	46

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação Prática

Podemos observar, nos tempos recentes, uma crescente preocupação com questões ambientais, tanto por parte de cientistas e organismos governamentais, quanto por parte da população em geral. Em pesquisa conduzida em 2009 pelo Senado Federal [2], 97% dos entrevistados demonstraram alguma preocupação com as mudanças climáticas, o que demonstra uma concordância do público em geral com as ações públicas tomadas nesse sentido.

Com o avanço da regulamentação em questões ambientais e dos custos associados a estas [3], assim como a crescente preocupação da opinião pública e a maior importância econômica e social dessas questões, podemos notar um evidente direcionamento do setor produtivo a se adequar a essas novas exigências sociais e econômicas, culminando na urgente necessidade do desenvolvimento e viabilização econômica de fontes adequadas de energia [4].

Tendo em vista tal necessidade, devemos enfatizar o uso de sistemas capazes de utilizar energia renovável e de prover maior eficiência energética [5]. Além disso, é imprescindível que tais sistemas apresentem a possibilidade de se tornarem técnica e economicamente viáveis, de tal modo que desenvolver tecnologias capazes de atender a esses critérios técnicos e ambientais é considerado um dos grandes desafios desse início de século [6].

Dentre as tecnologias em desenvolvimento que podem vir a se adequar a tais necessidades, se destacam as capazes de utilizar fontes sustentáveis para produzir eletricidade. A energia na forma de eletricidade apresenta uma série de vantagens de ordem técnica, como a facilidade de transmissão e de transformação em outros tipos de energia, além da significativa infraestrutura existente adequada para o uso de tal forma de energia, não só em equipamentos industriais como também em aparelhagem de uso doméstico, o que faz da eletricidade um fator econômico essencial,

difícilmente podendo ser substituído em todas as suas utilizações [5]. Vale notar que boa parte dessas novas tecnologias geradoras de energia elétricas produzem tensões e frequências variáveis em CA (como é o caso das usinas eólicas) ou tensões variáveis em CC (como é o caso da geração fotovoltaica), fazendo com que tais tensões tenham que ser retificadas, alternadas ou controladas, o que representa um amplo campo de trabalho para a eletrônica de potência.

O universo das tecnologias capazes de converter energia disponível no meio-ambiente em eletricidade é vasto, dentre elas podemos citar, sem exaurir as possibilidades, as usinas eólicas, de biomassa, hidroelétricas, maremotrizes, células fotoelétricas e, finalmente as células a combustível [7],[5]. Cada qual com suas circunstâncias de utilização mais adequadas, de acordo com suas vantagens e desvantagens comparativas. Este documento busca tratar da utilização de células a combustível.

## 1.2 Funcionamento e Aplicação da Célula a Combustível

Células a combustível são dispositivos capazes de converter energia potencial na forma de ligações atômicas (ou seja, na forma de energia química) em energia elétrica [8], sendo, portanto, pertinente a comparação com ao menos duas tecnologias já utilizadas largamente nos dias atuais que são capazes de desempenhar função semelhante.

A primeira comparação leva em conta que a conversão de energia química em eletricidade é de imediato associado a baterias, onde eletricidade é gerada por uma reação de oxidação-redução [9], portanto utilizando de uma reação química controlada para a geração de energia elétrica. As pilhas e baterias podem ser utilizadas para armazenar energia por um único ciclo, sendo descartadas posteriormente, servindo como fonte de eletricidade para pequenos equipamentos portáteis, ou para armazenar energia por diversos ciclos de carga e recarga, servindo como dispositivo de armazenagem de energia elétrica. Tal ciclo de recarga, devido a limitações de corrente, em geral exigem significativo gasto de tempo, o que não é desejável e prejudica o uso de baterias recarregáveis em certas aplicações [10].

As células a combustível, embora a princípio semelhantes às baterias recarregáveis, apresentam uma enorme vantagem sobre estas. A célula a combustível permite um fluxo contínuo de reagentes e produtos em seu interior, o que a torna capaz de continuamente converter energia química em elétrica, bastando que seja possível descartar os produtos da reação e abastecer o dispositivo com os reagentes necessários para a operação. Devido a tal fato, podemos considerá-las não somente um meio de armazenamento de energia, mas um meio de conversão de energia química

em elétrica, já que a energia é armazenada em meio externo à célula em si, ou seja, no combustível [8].

A segunda comparação pertinente tem em vista que a conversão em larga escala da energia potencial na forma de ligações atômicas em eletricidade é, nos dias atuais, feita através da combustão seguida do uso da energia térmica para a geração de eletricidade. Tal conversão é feita através de motores a combustão interna convencionais (ciclo de Otto ou Diesel) ou Turbomáquinas acoplados mecanicamente a um gerador. Em geral, Motores a gasolina ou álcool (ciclo de Otto) são utilizados para potências inferiores a alguns poucos Kw, e têm maior utilização em veículos de pequeno porte e geradores de porte residencial. Motores convencionais a Diesel são utilizados em uma ampla faixa, de poucos Kw para até cerca de 20 Mw, para geração de energia em termoelétricas de pequeno porte e indústrias, além de veículos terrestres de pequeno à grande porte e veículos marítimos, se destacando pela maior eficiência da queima. Finalmente, turbinas a diesel ou gás natural são amplamente utilizadas para grandes potências, de até 240 Mw, assim como em aplicações que exigem uma boa relação peso/potência, como em aeronaves [11]. Embora as turbinas em si apresentem baixa eficiência, o uso de reaproveitamento de calor em sistemas termoelétricos podem trazer uma eficiência de até cerca de 60% [12]. Devido ao alto custo das células de combustível e sua ineficaz relação peso/potência se comparada à turbomáquinas [11], teremos em vista somente sua utilização como substituta de motores a combustão interna convencionais, tendo como objetivo a utilização em veículos terrestres de pequeno e médio porte.

Tendo em vista tal utilização, é pertinente a comparação entre a célula a combustível e o sistema composto de um motor de combustão interna acoplado a um gerador. Tal sistema se assemelha à célula de combustível justamente no ponto no qual as baterias diferem, ou seja, na existência de um fluxo constante de combustível e produto, mas diferem justamente no ponto onde essas se assemelham, ou seja, na existência de uma reação química explosiva, ao invés da reação controlada e gradual como acontece nas baterias e células a combustível. A conversão direta de energia química em elétrica confere maior eficiência energética à célula a combustível em relação ao sistema motor-gerador, que se utiliza de uma reação de queima, reaproveitando a energia térmica por meio do trabalho desempenhado pela expansão dos gases.

A utilização de células a combustível se apresenta, portanto, de grande interesse justamente para a substituição de motores a combustão interna em automóveis como fonte de energia utilizável para a locomoção e atuação dos demais sistemas do automóvel, se destacando devido a sua menor emissão de poluentes e maior eficiência energética.

## 1.3 A Necessidade de Eficiência Energética nos Transportes

De acordo com [13], o setor de transportes representa uma parcela considerável do consumo de energia nos países desenvolvidos, chegando a cerca de 28 % da energia total utilizada. Além disso, mais de 90% da energia utilizada nos transportes é oriunda de combustíveis fósseis, o que não só aumenta a dependência econômica em relação a esse recurso, como também gera sérios problemas advindos da poluição concentrada nos grandes centros urbanos, comprometendo a saúde e bem estar dos cidadãos.

Agravando tal questão, está a baixa eficiência energética dos veículos a combustíveis fósseis. Os picos de aceleração e a perda de energia nas frenagens se soma à grande variação de eficiência energética dos motores a combustão em função da potência gerada para resultar em uma baixíssima eficiência energética global desses veículos.

Como solução para tal baixa eficiência é adequado o uso de acumulação de energia, que pode se dar através da acumulação e recuperação de energia cinética, conhecida como *KERS* ou através de baterias, em conjunto com um sistema bi-direcional de conversão de energia cinética e elétrica, o que é chamado de sistema híbrido-elétrico.

Este projeto se focará no sistema híbrido-elétrico, que apresenta, além dos ganhos de eficiência citados, maior flexibilidade no uso da energia acumulada, expandindo as possibilidades de controle, como, por exemplo, controle de velocidade de cruzeiro e de gerenciamento de desligamento do motor a combustão, além de possibilitar o uso de células a combustível, que introduzem significativos ganhos de eficiência em relação aos motores a combustão.

## 1.4 A Necessidade de Conversores CC/CC de Alto Ganho na Indústria Automobilística

Por motivos de ordem técnica, as células a combustível não devem ser conectadas diretamente nem aos motores nem tampouco aos demais sistemas do automóvel. Entre tais motivos estão a baixa velocidade de resposta, a inexistência de capacidade de armazenamento de eletricidade e a pequena capacidade de pico em relação com a capacidade média, o que faz vantajoso o desenvolvimento de um chamado sistema híbrido [14], ou seja, a integração da célula a sistemas de armazenamento, como baterias e ultra-capacitores por meio de um barramento de energia 1.1 operando em uma tensão relativamente estável, ou seja, com oscilações de pequena amplitude e

grande período.

Vale notar que, em geral, o barramento central de veículos elétricos deve operar em tensões relativamente altas [15], para que seja possível aplicar uma alta potência ao sistema de locomoção sem que isso implique em grandes perdas resistivas devido a altas correntes circulantes. Já as células a combustível operam em tensões em geral mais baixas e instáveis, o que traz a necessidade de adequação da tensão em corrente contínua (CC) de saída da célula ao nível de tensão CC utilizado no barramento dos veículos elétricos.

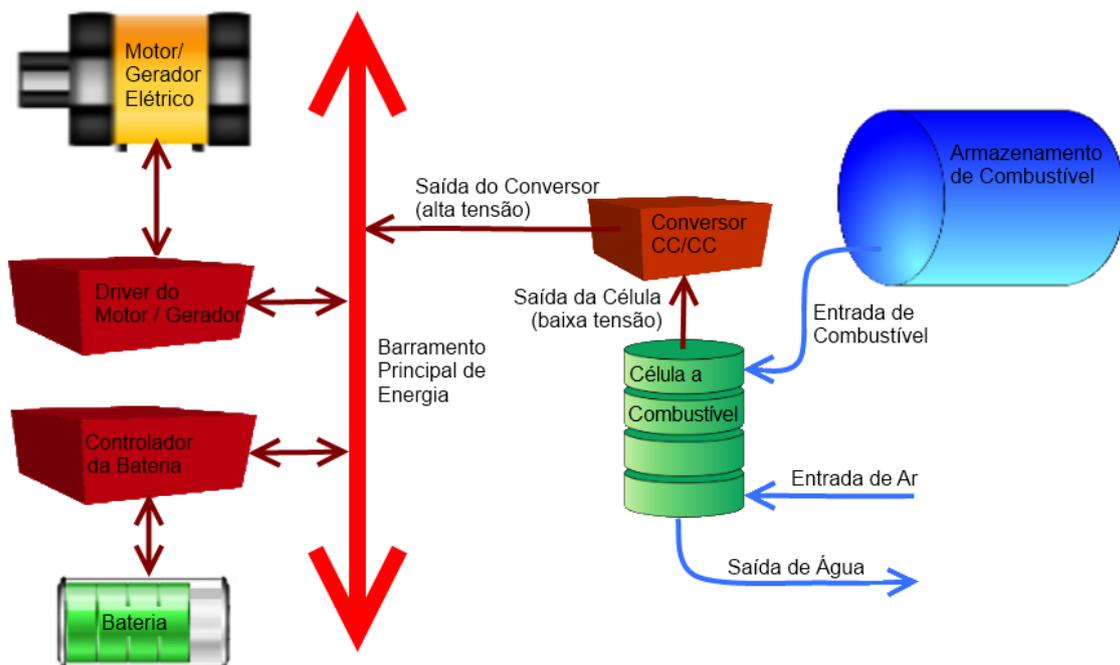


Figura 1.1: Diagrama dos sistemas presentes em um automóvel alimentado por uma célula a combustível. Em vermelho estão representados os fluxos elétricos e em azul os fluxos de matéria.

Para a adequação da célula para o uso visado precisamos desenvolver algum tipo de conversor de nível de tensão CC para servir de interface entre a célula a combustível e o barramento de energia elétrica do veículo, elevando e estabilizando a tensão de saída da célula.

Tais conversores se utilizam de uma fonte de tensão em corrente contínua para fornecer uma tensão superior, também em corrente contínua, para a carga. Os conversores aqui analisados se utilizam de chaveamento eletrônico, em combinação com componentes passivos (como indutores e capacitores) para gerar níveis de tensão superiores. O controle sobre a tensão de saída é efetuado através da variação do ciclo de serviço do sinal que controla o chaveamento, e nos permitiria, entre outras potencialidades, manter a tensão de saída relativamente estável mesmo com variações na carga e na tensão fornecida pela fonte ao circuito.

## 1.5 Considerações a Respeito do Método

Compreendendo que toda atividade humana é limitada pelos recursos físicos e pelo tempo disponível para tal atividade, é razoável que nos utilizemos dos meios disponíveis para bem utilizarmos esses recursos. Sob a perspectiva econômica, portanto, é imprescindível nos utilizarmos dos fatos já devidamente investigados e sistematizados na forma de conhecimento objetivo para alcançarmos objetivos mais complexos. Tal perspectiva está em perfeita consonância com a tradição acadêmica, de forma que nos é não só útil e cômodo, mas também satisfatório que utilizemos da melhor forma possível nosso tempo e recursos, utilizando ,sempre que possível, conhecimento já sistematizado.

### 1.5.1 Ganhos Práticos em se Usar Simulações

Tendo em vista tal perspectiva, é evidente que o uso de observações e sínteses previamente validadas na forma de modelos analíticos pode nos poupar esforço vão, maximizando nossa capacidade de geração de conhecimento e nos permitindo investigar sistemas mais complexos do que seria previamente possível.

Por motivos práticos utilizaremos o *software Matlab<sup>®</sup>/Simulink<sup>®</sup>* para a modelagem do sistema. Tal *software* nos disponibiliza a programação com auxílio de diagramas de blocos e outras ferramentas gráficas, bem como a integração com programação por linha de código, nos possibilitando tanto a simplicidade da programação em alto nível quanto a flexibilidade da programação em baixo nível. Além do citado, o *software* nos fornece uma série de métodos de cálculo numérico já implementados, assim como modelos de componentes elétricos e eletrônicos úteis ao nosso projeto, permitindo, assim, que nos foquemos na atividade finalística.

### 1.5.2 A Importância de Testes Empíricos em Sistemas Complexos

Embora as simulações nos permitam significativa economia de tempo e recursos, ainda há, devido ao grande número de variáveis e a relativa incerteza em relação a elas, a necessidade da montagem física de dispositivos mais complexos. Tal necessidade se dá devido à propagação de pequenos erros e aproximações feitas na modelagem de componentes mais simples do sistema, que podem vir a ter significativo impacto no desempenho ou funcionalidade geral do sistema.

Tal propagação de erro pode se tornar ainda mais significativa na presença de elementos inter-dependentes e não-lineares, tornando o sistema quanto menos previsível quanto mais significativas forem tais presenças [16].

Devido à importância de tais fatores, consideramos de grande valia a utilização de protótipos reais, uma vez definidas as características fundamentais de projeto por meio de simulações adequadas. De tal forma nos utilizamos das ferramentas adequadas para utilização adequada do tempo e recursos sem comprometimento da funcionalidade real e segura do dispositivo projetado.

# Capítulo 2

## Fundamentos Teóricos

### 2.1 Considerações Iniciais

Os conversores CC-CC utilizam diodos e dispositivos de chaveamento, como transistores *MOSFET*, *IGBT* e outras tecnologias de semicondutores que são chamados de componentes ativos, para controlar a passagem de corrente nos capacitores e indutores, chamados componentes passivos. Dentre os componentes ativos, nos limitaremos a analisar o comportamento dos diodos e *MOSFET*'s. Já dentre os componentes passivos, três fenômenos são de grande importância para o projeto de conversores de tensão, o primeiro deles associado a capacitores e os dois seguintes a indutores e seus campos magnéticos.

#### 2.1.1 Componentes Ativos

Por motivos práticos, ao menos em um primeiro momento, definiremos diodo como um dispositivo que permite o fluxo de corrente somente em um sentido, apresentando impedância nula nesse sentido e infinita no sentido contrário, como demonstrado no pseudo-algoritmo 2.1 . Embora tal definição não corresponda perfeitamente à realidade, que é representada pela imagem 2.2 ela nos é adequada ao menos para etapas iniciais do projeto.

Pelos mesmos motivos práticos, consideraremos os transistores *MOSFET* como chaves eletrônicas perfeitas quando polarizadas positivamente. Consideraremos também que o *MOSFET* operará sempre com um diodo com polaridade contrária, o que nos traz o comportamento descrito no pseudo-algoritmo 2.3. Tal aproximação só é válida se o *MOSFET* for operado somente nas regiões de saturação e corte [17]. Um comportamento típico do *MOSFET*, considerando a corrente no dreno em função da tensão dreno-fonte, para diferentes tensões no gate é apresentado na

Se  $V_d > 0$   
 $Z = 0$ ;  
 Senão  
 $Z = \text{infinito}$ ;

Figura 2.1: Pseudo-algoritmo para definição do diodo, onde  $V_d$  é a tensão sobre os terminais do diodo e  $Z$  é a impedância do diodo.

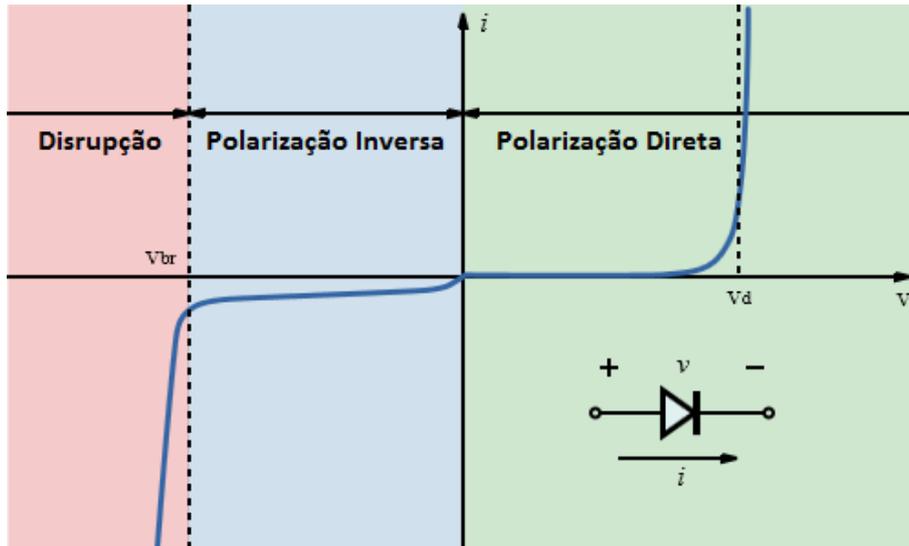


Figura 2.2: Gráfico tensão-corrente de um diodo típico [1].

figura 2.4.

## 2.1.2 Componentes Passivos

Dentre os componentes passivos, o primeiro dos três fenômenos a ser considerado é o armazenamento de energia no capacitor, que se comporta de acordo com a equação  $i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{dv(t)}{dt}$ . Vale observar que só ocorre variação de tensão no capacitor se houver significativa corrente circulando no componente. Tal comportamento pode ser pertinentemente demonstrado no circuito dobrador de tensão, representado na figura 2.5.

No circuito demonstrado uma fonte CA, com tensão de pico  $V_p$ , alimenta o circuito. No semi-ciclo negativo, representado pela figura 2.6, a tensão de pico carrega o capacitor  $C_1$ , circulando pelo diodo  $D_1$ . Como, idealmente, a impedância entre o capacitor e a fonte é nula durante a carga e infinita durante a descarga, a tensão do capacitor se mantém  $V_p$  durante o semi-ciclo negativo.

```

{
  Se  $V_{ds} > 0$ 
    Se  $V_g = \text{verdadeiro}$ 
       $Z = 0;$ 
    Senão
       $Z = \text{infinito};$ 
  Senão
     $Z = 0;$ 
}

```

Figura 2.3: Pseudo-algoritmo para definição do *MOSFET*, onde  $V_{ds}$  é a tensão entre o dreno e a fonte,  $V_g$  é a tensão sobre o *gate* e  $Z$  é a impedância entre o dreno e a fonte

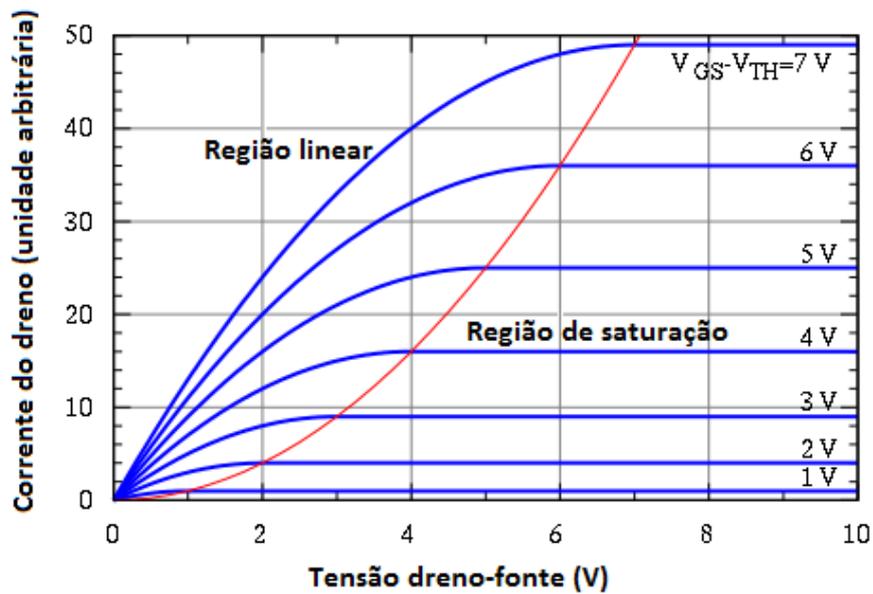


Figura 2.4: Comportamento típico de um *MOSFET* e regiões linear e de saturação. A região de corte se caracteriza por um  $V_{gs} - V_{th}$  nulo.

No semi-ciclo positivo, representado na figura 2.7, o capacitor  $C_1$  já está carregado, a tensão da fonte é somada à do capacitor citado, já que  $C_1$  se encontra em série com esta. Logo, o capacitor  $C_2$  é carregado com a tensão de pico  $2V_p$ . A tensão média de saída do circuito se mantém contínua e próxima ao dobro da tensão de pico da fonte enquanto a impedância da carga conectada à saída for desprezível em relação à impedância dos capacitores e a tensão da fonte for muito superior à tensão de saturação dos diodos.

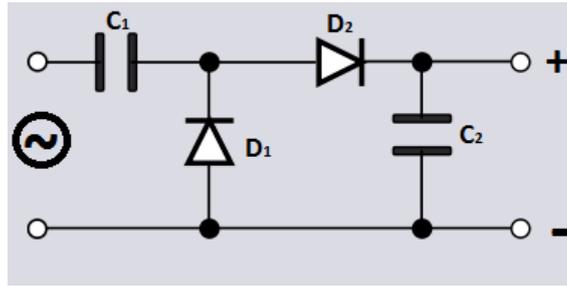


Figura 2.5: Circuito dobrador de tensão.

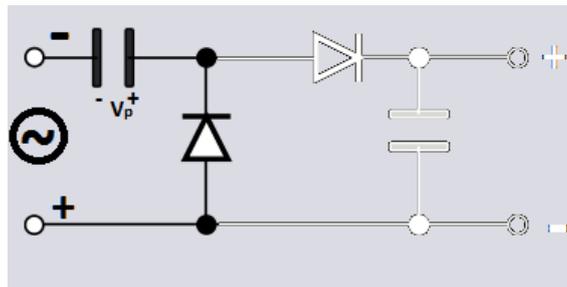


Figura 2.6: Circuito dobrador de tensão operando no semi-ciclo negativo.

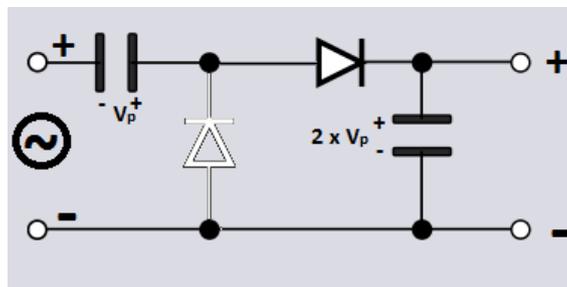


Figura 2.7: Circuito dobrador de tensão operando no semi-ciclo positivo.

O segundo fenômeno a ser observado é o armazenamento de energia no indutor, que se comporta de acordo com a equação  $v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$ . O indutor, portanto, armazena energia proporcional à corrente circulante no componente, se opondo a alterações na corrente circulante. Nos aprofundaremos melhor acerca do funcionamento dos indutores na seção 2.3, onde apresentaremos o circuito *boost* simples.

Finalmente, o terceiro fenômeno a ser considerado é o acoplamento magnético. O acoplamento magnético ocorre quando dois ou mais indutores envolvem um mesmo material ferromagnético e será aqui exemplificado para um par de indutores acoplados.

A corrente circulante em um dos indutores produz um campo magnético proporcional ao número de espiras do indutor, magnetizando o material ferromagnético

em seu interior, de acordo com a lei de Biot-Savart [18]. A variação do campo magnético no material por sua vez, gera no segundo indutor uma tensão proporcional à sua variação, de acordo com a lei de Ampère ( $\oint_C B dl = \mu_0 I_C$ , figura 2.8, onde  $B$  é o campo magnético,  $C$  é o fio,  $\mu_0$  a permeabilidade magnética e  $I_C$ , a corrente circulante no fio). Portanto, vale notar que, para uma fonte de tensão CA, as tensões no primeiro e segundo indutor acoplado são determinadas pela relação de espiras entre esses [19]. Tal fenômeno é de fundamental importância para os conversores CC/CC isolados, que serão analisados na seção 2.4.

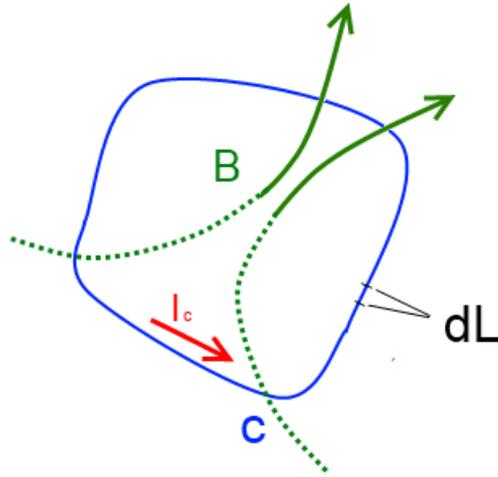


Figura 2.8: Representação da lei de Ampère.

## 2.2 Topologias Isoladas e Não-isoladas

Os conversores CC/CC elevadores de tensão podem ser classificados entre conversores não-isolados e conversores isolados. Conversores não-isolados em geral utilizam a energia armazenada em um indutor durante um ciclo de chaveamento para fazer com que a tensão de saída se eleve acima da tensão de entrada, e em geral são derivações da topologia *boost* simples ou *buck-boost*. Já conversores não isolados se utilizam de um transformador que, tendo corrente alternada circulante no enrolamento primário, gera uma tensão no enrolamento secundário relacionada à do enrolamento primário pela relação de espiras do transformador.

## 2.3 Topologias Não-isoladas

### 2.3.1 *Boost* Simples

Tendo em conta as considerações acerca do comportamento dos indutores, podemos propor uma topologia extremamente simples para elevação de tensão [20].

A topologia *boost* simples, apresentada na figura 2.9, utiliza um dispositivo eletrônico de chaveamento, representado no circuito como  $S_1$  para alternar entre carga e descarga da energia armazenada no indutor  $L_1$ .

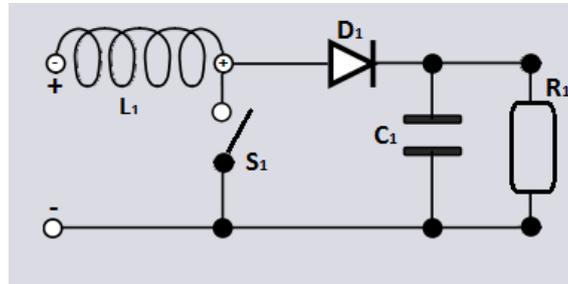


Figura 2.9: Circuito de um *boost* simples.

Consideraremos a chave  $S_1$  inicialmente aberta, o capacitor  $C_1$  com carga inicial  $U_o$  e o indutor  $L_1$  com uma corrente inicial  $I_0$  em um instante  $T_0$ . Quando a chave  $S_1$  é fechada, o diodo é polarizado inversamente de forma que o sistema passa a se comportar como dois circuitos independentes, como demonstrado na figura 2.10. O circuito 1 armazena energia no indutor e o circuito 2 transfere energia do capacitor para a carga.

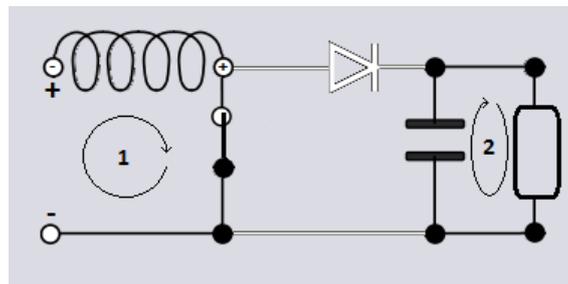


Figura 2.10: Circuito de um *boost* simples com a chave  $S_1$  fechada.

No circuito 1, desprezando a resistência da chave e da fiação, o indutor é alimentado com a tensão da fonte  $U_i$  e sinal convencionalmente negativo. Considerando a equação  $v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$ , haverá incremento da corrente a uma razão de  $\frac{U_i}{L_1}$  e sinal positivo.

Já no circuito 2, o capacitor transfere energia para a carga, tendo uma queda de tensão a uma taxa inicial de  $\frac{1}{R_1 * C_1}$ . Considerando  $T_{on}$  como o tempo durante o qual a chave permanece fechada, quando a chave for novamente aberta, a corrente no indutor será  $I_0 + T_{on} * \frac{U_i}{L_1}$ . Consideraremos, para fins práticos, a tensão do capacitor aproximadamente constante. Tal aproximação de ordem zero é válida quando  $\frac{1}{R_1 * C_1} \ll T_{on}$ .

Após o tempo  $T_{on}$ , a chave será aberta novamente, fazendo com que a tensão entre os terminais do indutor passe a ser  $U_i - U_o$ , que, como será demonstrado em análise

posterior, é um valor negativo. A tensão entre os terminais de  $L_1$  fará com que a corrente no componente caia a uma razão de  $\frac{U_i - U_o}{L_1}$ . Chamaremos de  $T_\delta$  o tempo durante o qual ainda há tensão no indutor enquanto a chave se encontra aberta e de  $T_{off}$  o tempo durante o qual a chave permanece aberta. Vale notar que  $T_\delta$  e  $T_{off}$  não necessariamente são iguais, ocorrendo diferenciação entre eles quando o sistema operar em modo descontínuo, ou seja, quando a corrente no indutor eventualmente chega a zero.

Considerando o dispositivo operando em estado permanente, como a energia armazenada em um indutor depende da corrente circulando no componente (de acordo com  $E = (\frac{1}{2}) * L * (I_L)^2$ ), a corrente após o tempo  $T_\delta$  deve ser equivalente à corrente em  $T_0$ . Podemos, portanto, determinar o ganho do conversor através da equação  $T_{on} * (\frac{U_i}{L_1}) + T_\delta * \frac{U_i - U_o}{L_1} = 0$ , de onde  $\frac{T_{on}}{T_\delta} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$ , o que confirma a hipótese de  $U_o$  ser sempre superior a  $U_i$ .

Dependendo dos componentes e da carga no conversor, este pode operar de dois modos diferentes. Como citado anteriormente, tal classificação depende do fato de a corrente no indutor se tornar nula ou não. Se o tempo  $T_\delta$  for menor do que  $T_{off}$ , a corrente se anulará ao final de  $T_\delta$ , permanecendo nula até que a chave  $S_1$  seja novamente fechada, como demonstrado no gráfico 2.11. Vale notar que, como não há variação de corrente no indutor entre o fim do período  $T_\delta$  e do  $T_{off}$ , não haverá, também, tensão entre os terminais do componente citado. Tal modo de operação é chamado de modo descontínuo.

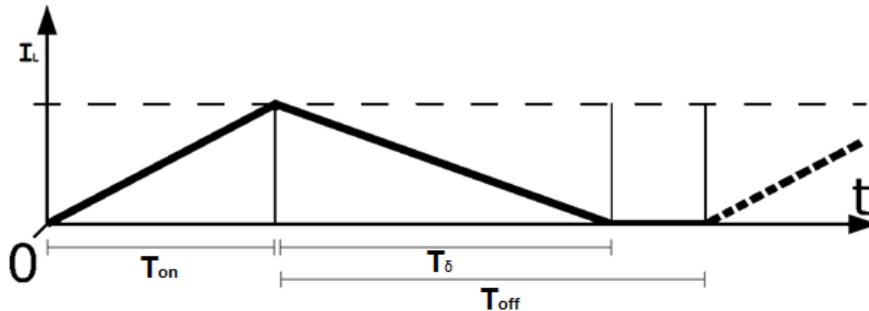


Figura 2.11: Corrente no indutor  $I_L$  no *boost* simples no ciclo de chaveamento, em modo descontínuo ( $T_\delta \neq T_{off}$ ).

Alternativamente, quando os tempos  $T_{off}$  e  $T_\delta$  são iguais, não há interrupção total da corrente no indutor, de modo que o componente está sempre sendo carregado ou descarregado. Tal comportamento é explicitado no gráfico 2.12. Por motivos de simplificação, nos aprofundaremos somente no funcionamento do conversor operando em modo contínuo.

Na operação em modo contínuo, como  $T_\delta = T_{off}$ , pode-se utilizar a equação  $\frac{T_{on}}{T_{off}} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$  para obter o ganho de tensão do conversor. Vale notar que, embora

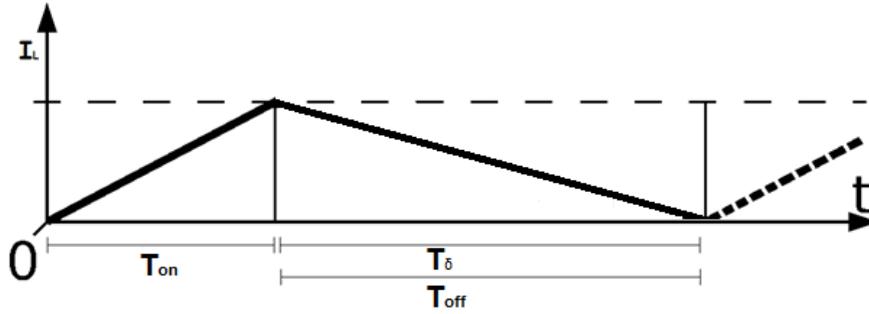


Figura 2.12: Corrente no indutor  $I_L$  no *boost* simples no ciclo de chaveamento, em modo contínuo ( $T_\delta = T_{off}$ ).

para efeitos de cálculo tenhamos utilizado  $U_o$  como um valor constante, haverá pequenas oscilações em seu valor. Tais oscilações, também chamadas de *ripple*, são causadas pelos ciclos de carga e descarga do capacitor. Enquanto a chave  $S_1$  permanece fechada e o circuito 2 desacoplado, a tensão de  $C_1$  decai exponencialmente em relação à tensão máxima  $U_{oM}$ , de acordo com  $U_o = U_{oM} * e^{\frac{-t}{C_1 * R_1}}$ . Quando a chave volta a ser aberta, o capacitor passa a ser carregado novamente, seguindo uma curva exponencial.

É importante notar que se as variações de tensão forem de pequena amplitude em relação à tensão total, como se espera que sejam, pode-se aproximá-las por equações lineares, de forma que a tensão varie a uma taxa constante entre  $T_0$  e  $T_0 + T_{on}$  de  $U_{oM}$  a  $U_{om}$  e volte a subir a uma taxa constante entre  $T_0 + T_{on}$  e  $T_0 + T_{on} + T_{off}$ , para  $U_{oM}$  novamente. De acordo com as equações, considerando a aproximação linear, pode-se obter a equação:  $U_{oM} - U_{om} = U_{oM} * \frac{T_{on}}{C_1 * R_1}$ . A corrente no indutor, a tensão de saída e a tensão no indutor são exemplificados no gráfico 2.13

### 2.3.2 Boost Entrelaçado

Em uma análise mais profunda do conversor *boost* simples, pudemos observar que tal topologia não atende aos critérios necessários para a aplicação visada. Entre as suas deficiências estão uma baixa eficiência energética quando operado com grandes ganhos de tensão e a dificuldade em se alcançar tais ganhos de tensão, devido a estas mesmas perdas de eficiência.

Como o ganho de tensão na topologia *boost* cresce a medida que o ciclo de serviço também cresce, para altos ganhos de tensão, o tempo entre o desligamento e o religamento da chave eletrônica, no nosso caso um *MOSFET*, é muito curto, fazendo com que o tempo de resposta e a capacitância de tal componente não seja mais desprezível. Na prática, o *MOSFET* não corta totalmente a corrente no circuito, fazendo com que este não opere da maneira modelada anteriormente e não seja capaz de produzir o ganho de tensão previsto pela equação  $\frac{T_{on}}{T_{off}} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$ . Além disso, as

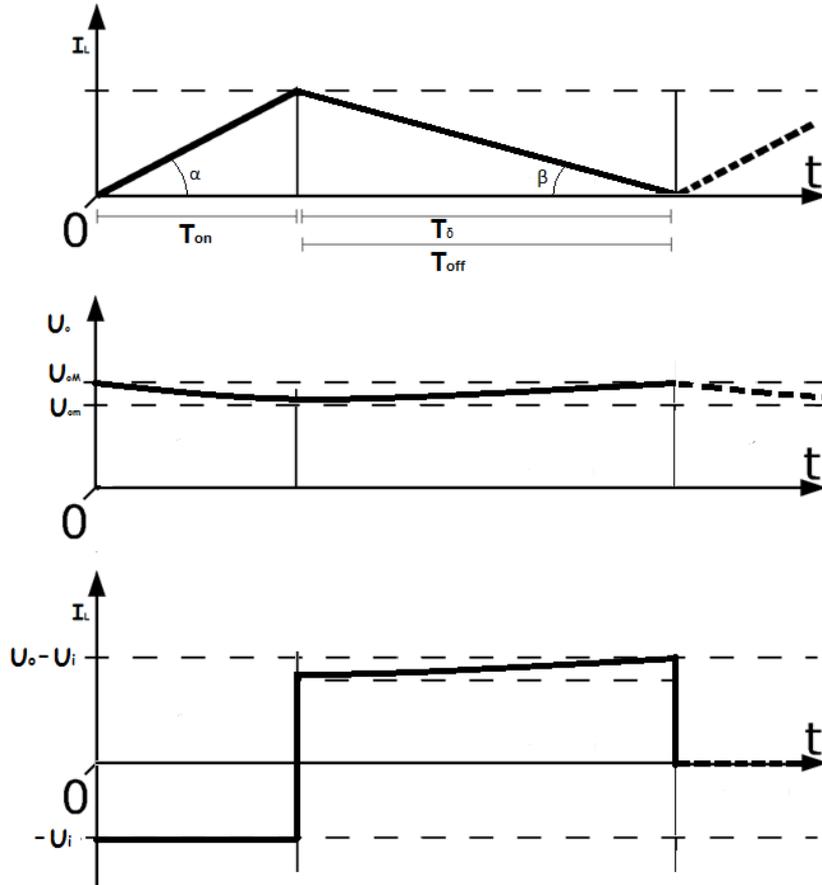


Figura 2.13: Corrente no indutor  $I_1$  ( $I_L$ ), tensão de saída no capacitor  $C_1$  ( $U_o$ ) e tensão entre os terminais do indutor  $L_1$  ( $U_L$ ).

perdas resistivas no indutor  $L_1$  passam a ser mais significativas. É pertinente deixar claro que o ganho de tensão irá decair para ciclos de serviço tão menores quanto maior for a frequência de operação. Como a operação em potências maiores exigirá maiores frequências de operação, devido ao incremento da corrente de saída e a necessidade de manter o *ripple* pequeno, somado às limitações práticas de tamanho do capacitor  $C_1$ , que filtra as oscilações em tal tensão, as perdas de conversão no *boost* simples tendem a ser altas. Um modelo dos conversores analisados se encontra em A.

Tendo em vista tais limitações, buscamos como alternativa a utilização de *boosts* entrelaçados. Um *boost* entrelaçado consiste na associação de vários *boosts* simples em paralelo, com uma defasagem de  $\frac{360^\circ}{n}$  entre cada *boost*, sendo  $n$  o número de *boosts* associados. Uma representação de tal conversor, com  $n$  *boosts* associados é apresentada em 2.15.

Um comportamento típico do ganho do conversor *boost* simples em função do ciclo de serviço, assim como o comportamento do ganho em um *boost* entrelaçado

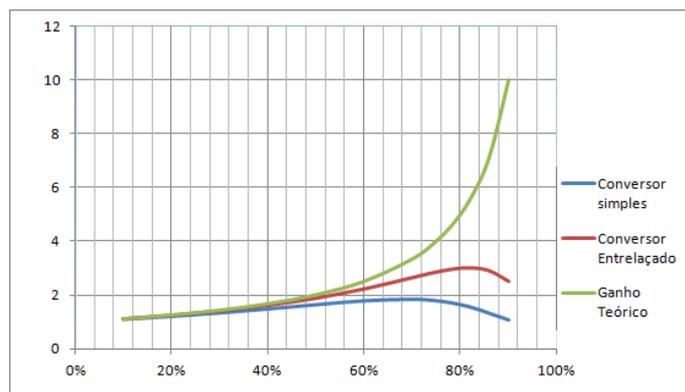


Figura 2.14: Comportamento típico do ganho de Tensão em função do ciclo de serviço (D) para um *boost* simples e *boost* entrelaçado de três fases. Obtido a partir de simulações em *software Matlab<sup>®</sup>/Simulink<sup>®</sup>*.

é apresentado na figura 2.14. Tal resultado foi obtido a partir das simulações presentes no apêndice A, para diferentes ciclos de serviço. Como se pode observar, tal abordagem apresenta diversas vantagens sobre o *boost* simples. Primeiramente, há uma divisão da corrente média de operação entre os indutores, que operarão em paralelo, diminuindo as perdas resistivas, proporcionais à corrente circulante, assim como as perdas não-lineares devido à saturação magnética nos núcleos de cada indutor. Além disso, é possível reduzir as perdas de chaveamento, já que é possível obter uma frequência aparente de operação, sob a perspectiva da variação de tensão (*ripple*)  $n$  vezes superior à frequência de operação do dispositivo de chaveamento sendo  $n$  o número de conversores associados. Tal possibilidade se deve ao fato de os conversores associados atuarem em defasagem, como representado, para um *boost* de três fases, no gráfico 2.16.

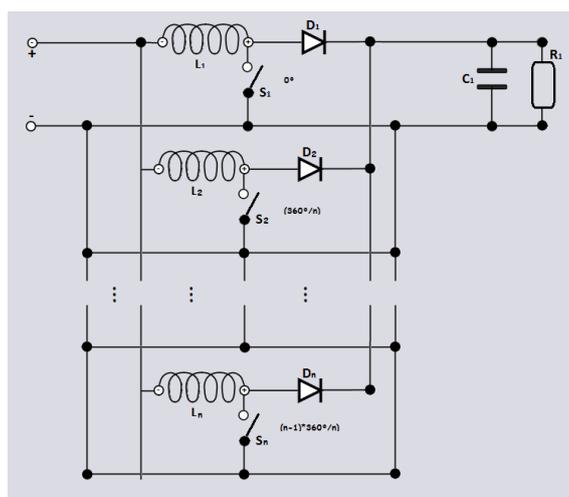


Figura 2.15: Circuito de um *boost* entrelaçado de  $n$  fases.

Além dos conversores *boost* entrelaçados, podemos citar outras topologias, como os conversores multinível [21], um aperfeiçoamento do *boost* simples, além de topo-

logias derivadas de conversores *buck-boost*, como as topologias *SEPIC* e *Ćuk*.

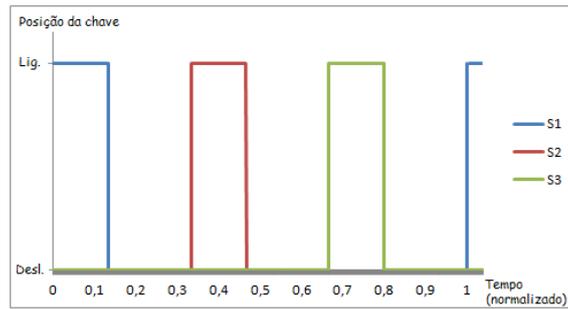


Figura 2.16: Sinais de atuação das chaves ( $S_1, S_2$  e  $S_3$ ) de um conversor *boost* de três fases. Os valores de tempo de 0 a 1 representam um período de chaveamento.

## 2.4 Topologias Isoladas

Embora possa se obter ganhos significativos de eficiência ao utilizar topologias não-isoladas mais complexas, como o *boost* entrelaçado e *SEPIC*, permanecem limites práticos para os ganhos de tensão, já que a operação em altos ciclos de serviço, necessária para ampliação de tais ganhos, implica em maiores perdas por chaveamento, em fenômeno explicado em 2.3.2. Além disso, há grandes variações na corrente de entrada, de modo a fazer com que a corrente de entrada de pico seja muitas vezes superior à corrente média, o que traz problemas no dimensionamento dos componentes, sobretudo os ativos, e pode danificar a célula a combustível [14]. Para eliminar tais limitações, buscamos desenvolver topologias isoladas de conversores de tensão. Topologias isoladas se caracterizam pela presença de um transformador, de forma que há isolamento galvânico entre a entrada e a saída do sistema. Na figura 2.17 é demonstrado, como exemplo de conversor isolado, o conversor do tipo *Flyback*, onde se observa a presença de um transformador, representado por  $T_1$ .

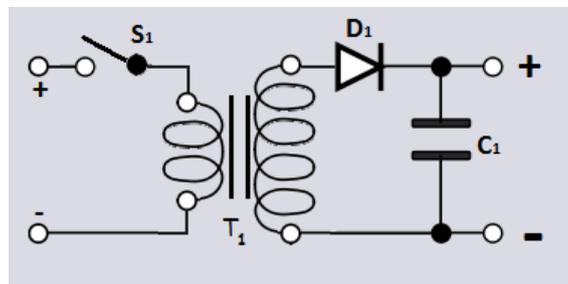


Figura 2.17: Circuito de um conversor isolado do tipo *Flyback*.

### 2.4.1 Ganho de Tensão Inerente ao Transformador

A principal motivação para o desenvolvimento de conversores isolados se dá devido a sua forma de converter tensão, que difere da dos conversores não isolados. Enquanto nos conversores não isolados a energia armazenada no indutor é utilizada para elevar a tensão, no conversor isolado a tensão é elevada por um transformador, cabendo ao chaveamento gerar corrente alternada para que o transformador opere corretamente. Como no transformador o ganho de tensão é fixado pela relação entre o número de espiras no enrolamento primário e secundário, o ganho de tensão não apresenta limitação prática, ao contrário dos conversores não-isolados.

Para que seja possível reduzir as perdas no transformador em si, o conversor deve ser capaz de operar em frequências relativamente altas, de maneira a tornar possível a utilização de um transformador com núcleo menor que, com materiais adequados, traz uma redução significativa das perdas no núcleo do transformador [19].

### 2.4.2 Topologia Isolada de Ponte Completa

Dentre as topologias citadas, se destaca a topologia de ponte completa, já que esta apresenta menores ondulações de corrente e tensão sobre os elementos de chaveamento, tornando-a mais adequada para conversores de maior potência e reduzidas ondulações de entrada e saída de tensão e corrente *ripple*, trazendo menor necessidade de elementos de filtragem e menores riscos à célula a combustível e demais componentes do sistema elétrico do veículo [14], C.

Devido à presença do transformador, foram consideradas desnecessárias simulações para estimar os ganhos de tensão, uma vez que estes podem ser alterados por uma mera alteração na relação de espiras do transformador, sem que isso, mantendo-se inalteradas as demais condições, prejudique o funcionamento e eficiência do conversor [19].

Tendo em vista a complexidade dos componentes específicos e dos efeitos parasíticos atuantes sobre estes, foi descartado o uso da simulação como maneira única de estimar a eficiência energética do conversor, sendo considerado mais adequado o projeto e montagem de um protótipo, com as subseqüentes medições de eficiência.

A topologia isolada de ponte completa caracteriza-se pela presença de dois pares de elementos de chaveamento, formando uma ponte-H, como representado na figura

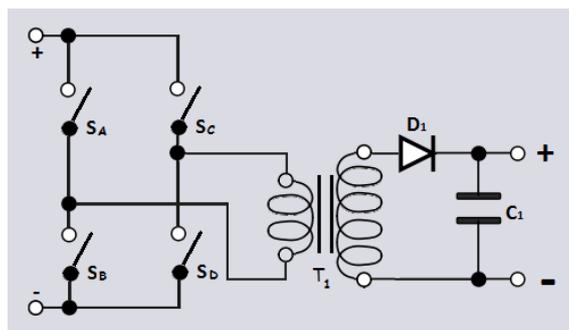


Figura 2.18: Circuito de um conversor isolado do tipo ponte completa.

# Capítulo 3

## Projeto do Conversor de Ponte Completa

### 3.1 Primeiro Protótipo

#### 3.1.1 Projeto

Como um de nossos objetivos é o desenvolvimento de um conversor com alta eficiência energética, é de suma importância que façamos uma estimativa adequada das perdas de energia nos componentes do circuito, e, então, busquemos maneiras viáveis de reduzi-las significativamente até níveis aceitáveis.

Por tal motivo, tendo em vista a dificuldade de mensurar todas as perdas presentes no conversor e mesmo de simular o circuito com precisão para componentes específicos disponíveis comercialmente, assim como pelos motivos explicitados em 1.5.2, foi construído um protótipo para o conversor *boost* de ponte completa. O conversor utilizou circuitos integrados com transistores *MOSFET* para formar a ponte-H.

Para o chaveamento, foi utilizado um par de circuitos integrados, cada um contendo um par de *MOSFET*'s, formando meia ponte-H. Tais circuitos integrados possuem *drivers* de atuação, tendo sua entrada em nível de tensão *TTL* [22]. Tal funcionalidade permite que o chaveamento seja controlado diretamente por um microcontrolador, o que confere maior flexibilidade ao protótipo, uma vez que alterações em sua operação podem ser efetuadas por meio somente de uma re-programação do microcontrolador, descartando a necessidade de constantes alterações de hardware.

A ponte-H foi alimentada por uma tensão nominal de 24 V CC, proveniente de uma fonte padrão *ATX*, conectada a capacitores eletrolíticos utilizados para filtrar possíveis oscilações na tensão de entrada.

A saída da ponte, ou seja, a tensão entre os terminais de saída dos dois circui-

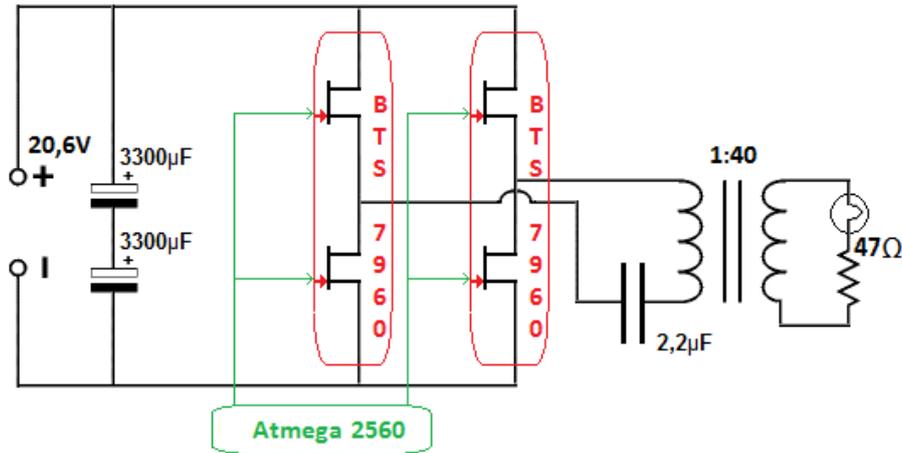


Figura 3.1: Diagrama do circuito implementado no primeiro protótipo.

tos integrados, foi conectada à espira primária de um transformador com núcleo de ferrite com relação de espiras de 1:40. Em série com a espira primária foi conectado um capacitor do tipo MEB, capaz de suportar tensões positivas ou negativas. Tal capacitor é responsável por evitar que haja algum componente contínuo de corrente entre os terminais da espira, o que traria perdas resistivas excessivas na espira primária, além de uma possível saturação do núcleo de ferrite e eventuais danos ao transformador [23].

Para facilitar a operação e o projeto, além de simplificar as medições de perdas, não foi implementado um circuito retificador entre a espira secundária do transformador e a carga. Tal abordagem não apresenta impacto sobre a carga utilizada, já que optou-se por uma carga puramente resistiva para o ensaio. A carga é composta por um resistor de valor conhecido em série com uma lâmpada incandescente, o que nos permite medir com precisão a corrente e tensão de saída, com o auxílio de um osciloscópio.

Para a geração do sinal de chaveamento foi utilizado um microcontrolador *Atmega*<sup>®</sup> 2560, que apresenta grande facilidade de programação ao se utilizar o sistema *Arduino*<sup>®</sup>. O sistema *Arduino*<sup>®</sup> engloba uma placa de desenvolvimento com conversor USB para serial a nível TTL e um sistema de *bootloader*, que permite que o microcontrolador seja programado pela interface serial citada, além de suporte a linguagem C com interface amigável e o compilador correspondente.

Embora o *Arduino*<sup>®</sup> possua compilador para linguagem C, o uso de tal instrumento se mostra inadequado, já que o uso de linguagem de alto nível causa maior tempo de execução do programa e, o que é ainda mais crítico, insere atrasos não-determinísticos na execução. Como é desejável que o sinal de chaveamento seja possivelmente gerado em frequências relativamente altas e sem a ocorrência de atrasos não-determinísticos de fase, o microcontrolador foi programado em linguagem

*Assembly*, com interrupções externas desabilitadas. Tal abordagem permitiu o cálculo preciso dos tempos de execução e o conseqüente controle total sobre a frequência de operação e os atrasos de fase do sinal de chaveamento.

Para teste foi gerado, como sinal de chaveamento, um par de ondas quadradas em contra-fase, na frequência de 81 Khz e com ciclo de serviço de 50%. Os sinais gerados pelo microcontrolador são transmitidos para os circuitos integrados de chaveamento através de um acoplamento capacitivo, responsável por aumentar a impedância para as portas de saída do microcontrolador.

Um resumo mais detalhado dos componentes, com suas respectivas funções e valores é apresentado na tabela [3.1].

Tabela 3.1: Relação de componentes do primeiro protótipo

Componente	Quantidade	Especificação	Função
Arduino <sup>®</sup> Mega	1	Placa de microcontrolador com interface USB e <i>clock</i> de 16Mhz	Gera sinais de chaveamento em 5V a partir de programação em <i>Assembly</i>
BTS 7960	2	<i>Half-Bridge</i> 7 + 9 m $\Omega$ com <i>driver</i> de atuação TTL	Chaveia a tensão de entrada para gerar corrente alternada a ser elevada pelo transformador
Capacitor Eletrolítico	2	16 V, 3300 $\mu$ F	Filtra tensão de entrada, evitando picos e quedas repentinas de tensão no conversor.
Capacitor cerâmico	2	1 $\mu$ F	Acoplamento capacitivo para sinal de chaveamento, limita corrente nos pinos de saída do microcontrolador
Capacitor MEB	1	2,2 $\mu$ F	Filtra componente contínuo de corrente entre os terminais da espira do transformador
Transformador de ferrite	1	Relação de espiras: 1:40 Núcleo de ferrite	Eleva tensão AC da saída do chaveamento para a saída do conversor propriamente dito
Carga	-	Lâmpada em série com resistor de 47 $\Omega$	Permite fluxo de corrente e propicia sua medição com precisão

### 3.1.2 Resultados Medidos

Uma vez em operação, foi dado início um experimento para determinar as perdas de potência no circuito. Em um primeiro momento, se mediu a tensão e corrente de entrada com o auxílio de um osciloscópio e um resistor de 0,5  $\Omega$ . Verificou-se que a tensão e corrente de entrada não variam significativamente e, então, foi utilizado um voltímetro e um amperímetro para medição em corrente contínua. Mediu-se uma tensão de entrada de 20,6 V e corrente de entrada de 427 mA.

Em seguida, conectou-se ao resistor da carga uma das pontas de prova do osciloscópio e à carga total (Resistor em série com a Lâmpada), a segunda ponta de

prova. Foi possível medir uma tensão de saída de 98 V R.M.S. e uma corrente de 74 mA .

As potências de entrada e saída foram calculadas em 8,80 W e 7,25 W, respectivamente, acarretando numa eficiência de 82%. De acordo com medidas de tensão e corrente em pontos intermediários do conversor, foi possível obter a eficiência não só do conversor como um todo, mas também da ponte-H e do transformador separadamente.

Operando na mesma faixa de tensão, com uma potência de entrada de 8,80 W, a eficiência do transformador foi próxima a 96%, enquanto a eficiência da ponte-H foi inferior a 86%. Um resumo das medições obtidas é apresentado na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Medições realizadas em ensaio no primeiro protótipo.

Sistema	Tensão de entrada	Corrente de entrada	Tensão de saída	Corrente de saída	Eficiência
Conversor	20,6 V DC	427 mA DC	98V RMS	74mA RMS	82,4%
Ponte H	20,6V DC	427 mA DC	17,7 V RMS	427 mA RMS	85,9%
Transformador	17,7 V RMS	427 mA RMS	98 V RMS	74 mA RMS	95,9%

Além das medições feitas à frequência fixa de 81 Khz, foi verificado se a eficiência do conversor se altera significativamente com a variação da frequência de chaveamento. Tal experimento foi executado alterando-se o limite do contador do microcontrolador, gerando sinais de diferentes frequências. Um amperímetro e um voltímetro foram responsáveis pela medição da potência de entrada, enquanto o osciloscópio foi responsável pela medição da tensão de saída e, com o auxílio de um resistor, da corrente de saída. Observou-se que a tensão de entrada se mostrou relativamente estável, e que a variação de potência de saída pôde ser observada na intensidade luminosa emanada pela lâmpada. Portanto, a medição foi executada continuamente, observando-se a intensidade luminosa e a corrente de entrada do circuito, enquanto se variava a frequência de operação. Em pontos de notável variação de uma das variáveis, a medição foi executada seguindo-se o mesmo procedimento do experimento realizado à frequência fixa.

As medições indicaram variação significativa da eficiência em função da frequência. Observou-se eficiência do conversor inferior a 50% em frequências superiores a 120 Khz, embora a eficiência do transformador não esteja abaixo de 90% em nenhuma das frequências medidas entre 20 Khz e 200 Khz. Tal resultado indica que em frequências maiores o chaveamento se torna menos eficiente, impactando de maneira significativa na eficiência total do sistema, o que está de acordo com os experimentos observados em [24].

Como foi verificado que a maior parte das perdas ocorre na ponte-H, é razoável que se foque os esforços em aumentar a eficiência dessa parte do circuito, já que os possíveis ganhos são superiores aos de alterar a estrutura do transformador. Tendo

em vista os dados obtidos, buscamos compreender melhor as perdas nessa parte do circuito.

De acordo com [25], as perdas em transistores *MOSFET* podem ser separadas em dois tipos, as perdas de condução e as perdas de chaveamento. As perdas de condução são perdas ôhmicas e, logo, podem ser calculadas por meio da corrente circulante na ponte e das resistências dreno-fonte (*drain-source*) especificadas na folha de dados (*Datasheet*) do componente [22].

Tendo em mãos os dados necessários, podemos aplicar a lei de Ohm para calcular a perda de condução na ponte-H. Tendo em conta a corrente circulante de 427 mA e a resistência nominal de  $7 + 9 \text{ m}\Omega$ , obtivemos uma perda de 2,9 mW, o que é insignificante frente à potência total do sistema. Tal resultado nos leva a considerar somente as perdas por chaveamento.

### 3.1.3 Conclusões Acerca do Protótipo

A partir dos resultados medidos, foi possível concluir que o protótipo construído, embora funcional, se mostra insatisfatório para as necessidades específicas de eficiência do projeto, de forma que é necessário buscar formas de reduzir as perdas de energia no conversor.

De acordo com as medições, assim como fontes externas [24], [25] e [22], foi possível definir os componentes de chaveamento como principal fonte de ineficiência no sistema. Vale notar que, embora a eficiência supere 80%, tal valor só se confirma para uma pequena faixa de potência, reduzindo-se rapidamente para valores inferiores a 60% para potências significativamente maiores ou menores da aqui apresentada. Tal ineficiência se deu devido à utilização de chaveamento não ressonante (*hard-switching*), de forma que é imperativo utilizar chaveamento ressonante para reduzir as perdas do sistema, o que será feito em 3.3, após um estudo mais aprofundado acerca das perdas por chaveamento.

Além da ineficiência, limitações de projeto devem ser consideradas, já que o protótipo construído não permite a defasagem entre as meias-pontes que compõe a ponte-H, fazendo com que não seja possível aterar o ciclo de serviço e, portanto, controlar a tensão de saída, o que sugere a elaboração de um novo protótipo que venha a considerar tais fatores.

## 3.2 Modelagem das Perdas

### 3.2.1 Modelagem Matemática

De acordo com a modelagem presente no anexo D, foi possível determinar as perdas de chaveamento esperadas para alguns componentes disponíveis comercial-

mente. Foram pré-selecionados componentes com tempos de ativação e desativação baixos ( $T_{ri}$  e  $T_{fi}$ ), assim como componentes com pequena resistência interna. Tais informações, assim como os dados necessários para as simulações foram extraídos da folha de dados. Quando não disponíveis, foram utilizados valores típicos. Neste caso, os valores foram marcados com \*.

O componente utilizado no primeiro protótipo (BTS7960) também foi incluído, para que se pudesse validar os resultados da simulação contra os dados obtidos empiricamente. As variáveis utilizadas para a simulação, assim como os resultados desta, se encontram na tabela 3.3. As perdas são estimadas para operação com tensão nominal de entrada de 48V, a não ser no caso do componente utilizado no primeiro protótipo (BTS7960), que é simulado para as condições utilizadas no protótipo, para efeito de validação.

Tabela 3.3: Variáveis e resultados das simulações de perdas no chaveamento para diferentes *MOSFETs*.

Variável	Unidade	IRF640N	IRF2807	IRFP260N	BTS7960
$T_{ri}$	ns	19	64	60	1000
$T_{fi}$	ns	5,5	48	48	1000
$U_{dd}$	V	48	48	48	24
$U_{dr}$	V	48	48	48	24
$U_{drr}$	V	48	48	48	24
$U_{pl}$	V	5,5	4	5	5
$C_{gd1}$	pF	600	1000	2000	2000*
$C_{gd2}$	pF	75	250	200	200*
$R_g$	$\Omega$	2,5	2,5	2,5	2,5*
$R_{ds}$	m $\Omega$	150	13	40	8
$I_d$	A	30	30	30	2
$I_{doff}$	$\mu$ A	25	25	25	1
$Q_{rr}$	$\mu$ C	0,929	0,410	1,9	1,9*
$U_{dd}$	kHz	81	81	81	81
$Pot_{perda}$	W	96,6	192,62	335,48	9
$Pot_{entrada}$	W	1440	1440	1440	48
$Perda_{energia}$	-	6,71%	13,65%	23,30%	18,74%

Como pode ser observado, tendo em mente que as simulações feitas consideram o pior caso, as perdas calculadas, tendo como referência o primeiro protótipo, se mostram adequadas. A simulação indica uma perda de 18,74 % no chaveamento, ao passo que as medições indicam 14,1 % de perda, o que fortalece a hipótese de que as simulações possam ser utilizadas como estimativa superior das perdas no chaveamento, facilitando a escolha dos componentes.

De acordo com as mesmas simulações foi possível selecionar o componente mais adequado. O *MOSFET* IRF640N apresenta perdas muito inferiores a qualquer um dos componentes analisados. Tal resultado indica, de acordo com a tabela 3.3, que os tempos de ativação ( $T_{ri}$ ) e desativação ( $T_{fi}$ ) têm maior importância na eficiência do componente do que a resistência interna  $R_{ds}$  do componente.

Tendo em vista uma melhoria da eficiência do sistema, um novo protótipo se faz necessário, utilizando o componente de chaveamento selecionado a partir das simulações aqui apresentadas. Como o componente em si não apresenta *Driver TTL* integrado como o dispositivo utilizado no protótipo anterior, se faz necessário o desenvolvimento de um novo sistema de controle e atuação com as capacidades de corrente necessárias para atuar no componente, o que elimina a possibilidade de utilização da plataforma *Arduino*<sup>®</sup>. Devido a tal impossibilidade, se faz adequado o uso de um circuito integrado de controle que possua a capacidade de operar em chaveamento ressonante, de modo a reduzir as perdas provenientes do chaveamento.

## 3.3 Segundo Protótipo

### 3.3.1 Fundamentos de *Soft-Switching*

Devido ao fato de as perdas de energia no conversor ocorrerem principalmente no chaveamento, é imperativo que se busque maneira adequada de reduzir significativamente tais perdas para que o sistema apresente resultado satisfatório. De acordo com pesquisas disponíveis [26], [27] e [28], uma maneira adequada de atingir tais resultados é utilizando chaveamento por tensão ressonante (ou *Zero-Voltage Switching*). O chaveamento por tensão ressonante se utiliza de um atraso de fase entre cada meia-ponte, em conjunto com os componentes passivos, sendo eles a capacitância entre os terminais da chave eletrônica e a indutância característica do transformador, para atuar a chave eletrônica em momentos nos quais a tensão entre seus terminais seja nula.

O funcionamento do chaveamento por tensão ressonante pode ser observado tomando-se a figura 3.2 como condição inicial. A corrente flui do terminal positivo pelo *MOSFET*  $Q_A$ , pelo transformador e sua indutância (representada por  $L_R$ ) e pelo *MOSFET*  $Q_D$  para o terminal negativo. Como há corrente circulando por  $L_R$ , o indutor se encontra carregado.

Em um momento posterior, representado na figura 3.3, o *MOSFET*  $Q_D$  é desligado, fazendo com que a capacitância  $C_D$  seja carregada. A tensão sobre o *MOSFET*  $Q_C$ , portanto, se torna nula, fazendo com que ele possa ser ativado com baixas perdas de energia.

De maneira análoga, as capacitâncias dos *MOSFET* são utilizadas para permitir o chaveamento com tensões nulas sobre ele. A sequência de chaveamento é representada pelo gráfico 3.4

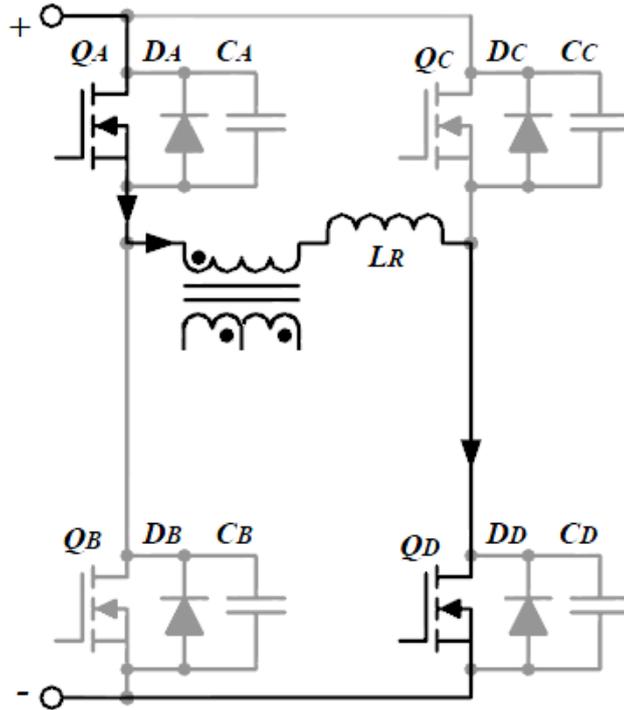


Figura 3.2: Conversor de tensão por ponte completa em um estado de transferência de potência.

### 3.3.2 Circuito de Controle

Para gerar os sinais de chaveamento para o protótipo, optamos por utilizar um circuito integrado dedicado, o que elimina a necessidade do projeto de circuitos analógicos de controle de *drivers* de atuação para os *MOSFET*. O circuito integrado utilizado, *CI 3879* [29] opera em frequência fixa e tem como referência um oscilador interno e pode operar até 300kHz. O circuito possui uma malha de realimentação para controle de tensão de saída e para limitação de corrente, além de implementar a lógica de controle necessária para atingir chaveamento por tensão ressonante.

As saídas do circuito possuem potência suficiente para atuar os *MOSFET* em alta frequência, mas, por motivo de isolamento e para garantir a presença de saídas simétricas, é utilizado um par de transformadores de ferrite, cujas saídas são conectadas à fonte e ao *gate* de cada um dos *MOSFET*. Tal parte do circuito é apresentada na figura 3.5

O circuito integrado implementa também ações de segurança, como limitação de corrente ciclo-a-ciclo, desligamento por corrente excessiva e lógica de *Soft Start*, que permite que o sistema inicialize sem causar picos de corrente que poderiam prejudicar os componentes do sistema célula-conversor.

Para o correto funcionamento do conversor, os parâmetros que definem a frequência, os tempos de atraso entre os chaveamentos, além da realimentação de tensão e corrente, devem ser ajustados. Tal ajuste é feito por meio de componentes passivos,

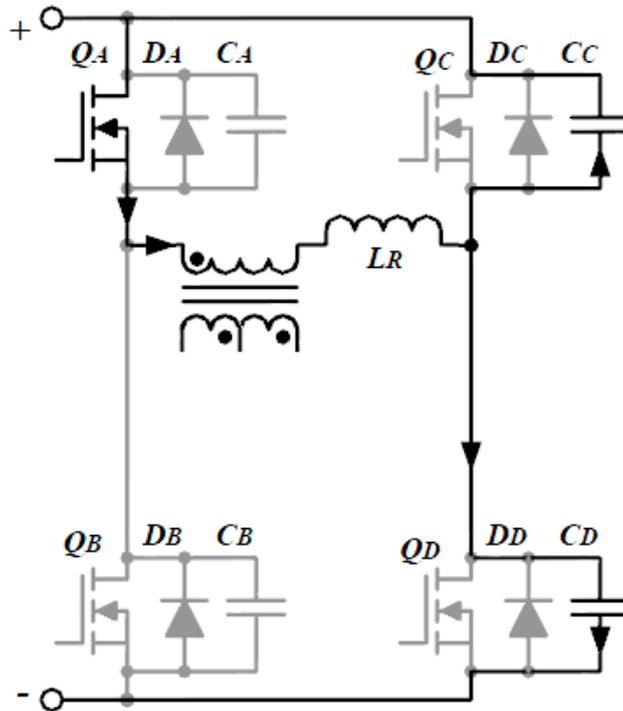


Figura 3.3: Conversor de tensão por ponte completa em um estado de transição.

resistores e capacitores, conectados aos pinos do circuito integrado. A escolha de tais componentes segue os parâmetros disponíveis na folha de dados do componente, assim como resultados empíricos obtidos. O conversor completo é apresentado nas figuras 3.6 e 3.7, referentes ao circuito de controle e de potência, respectivamente.

Vale destacar o funcionamento da realimentação de tensão. A tensão de saída, já retificada e filtrada alimenta um divisor de tensão, gerando um sinal de tensão compatível com o circuito de controle. Tal sinal é direcionado para um amplificador operacional, que pode ser utilizado para definir a dinâmica de controle, o que no caso específico desse projeto foi deixado de lado, fazendo com que o amplificador operacional opere como um amplificador inversor de alto ganho.

A saída do amplificador operacional é comparada com o sinal dente-de-serra do gerador *PWM*, responsável por controlar a defasagem entre o chaveamento de cada meia-ponte e, portanto, o ciclo de serviço. Quando o sinal dente-de-serra alcança a referência gerada pelo amplificador de tensão, o ciclo de transferência de potência é interrompido.

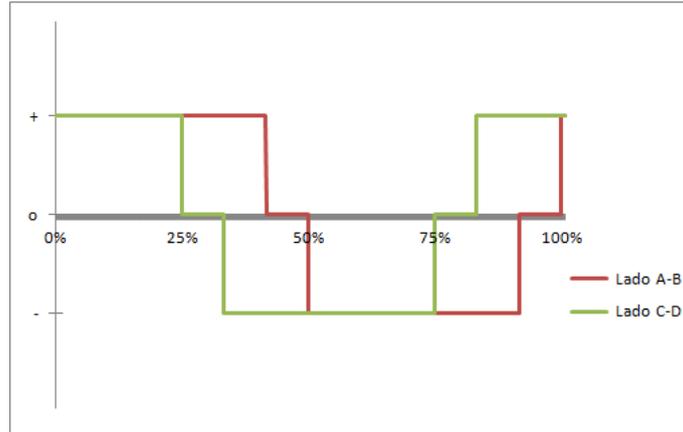


Figura 3.4: Sinais de chaveamento de um conversor de ponte completa em cada lado da ponte completa. O sinal positivo ativa o *MOSFET* superior e o sinal negativo, o inferior.

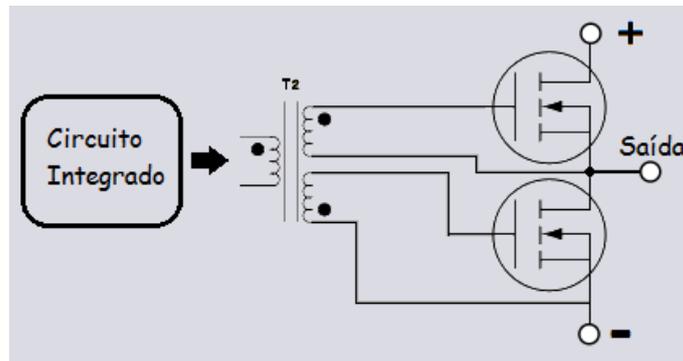


Figura 3.5: Circuito de chaveamento dos *MOSFET*, com o transformador de isolamento.

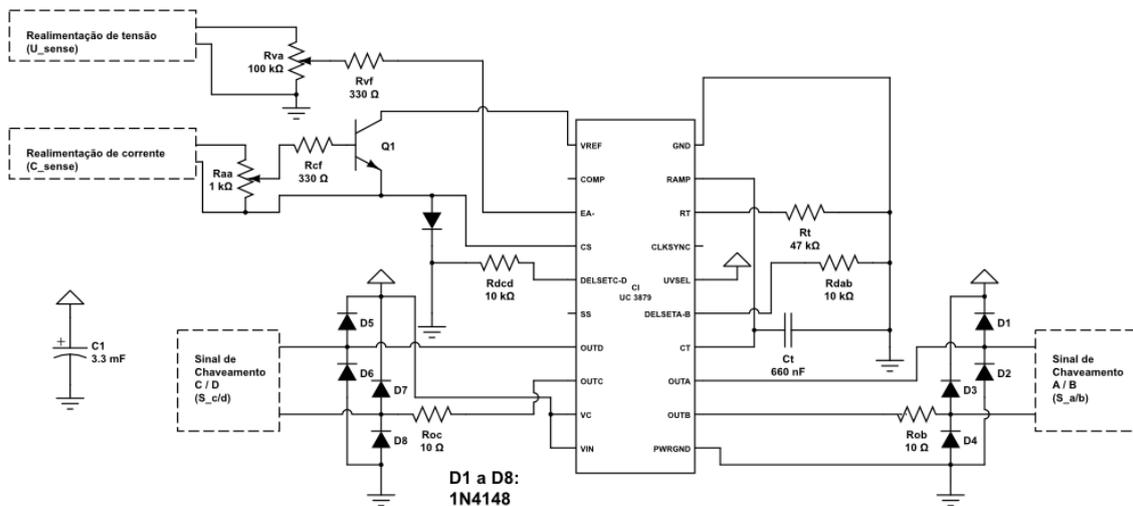


Figura 3.6: Circuito de controle do segundo protótipo.

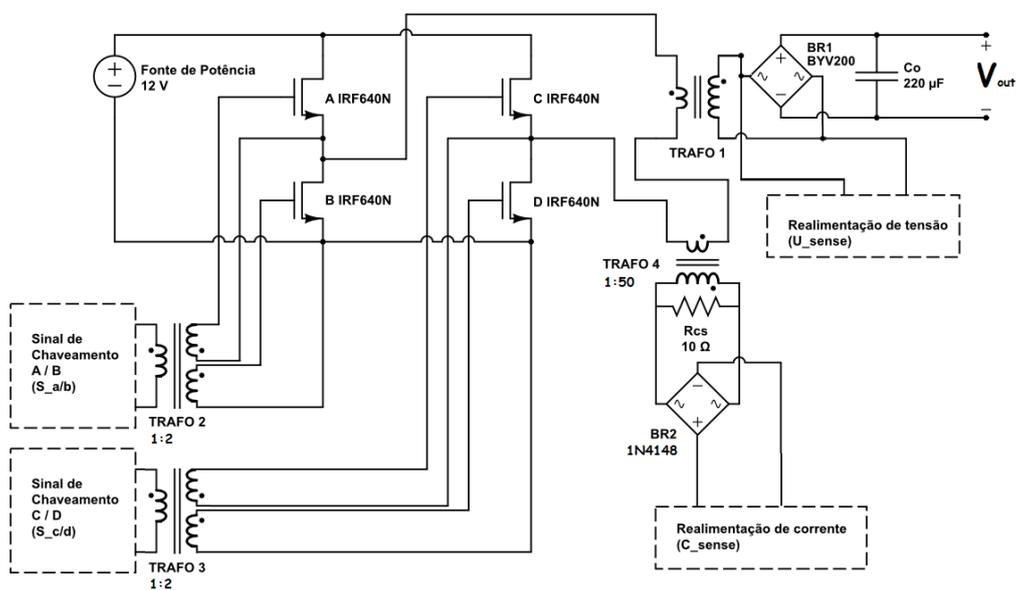


Figura 3.7: Circuito de potência do segundo protótipo.

# Capítulo 4

## Modelagem do Sistema Célula-Convertor

Uma vez desenvolvido o conversor, é necessário testá-lo, não só com cargas estáticas, mas como também com cargas variáveis, em uma situação que se assemelhe à operação no automóvel. Tal medida se faz necessária devido ao aumento da complexidade dinâmica do sistema ao se conectar o conversor aos demais equipamentos. Uma representação gráfica dos subsistemas que compõe sistema a ser testado é apresentada, assim como as principais variáveis envolvidas, na figura 4.1

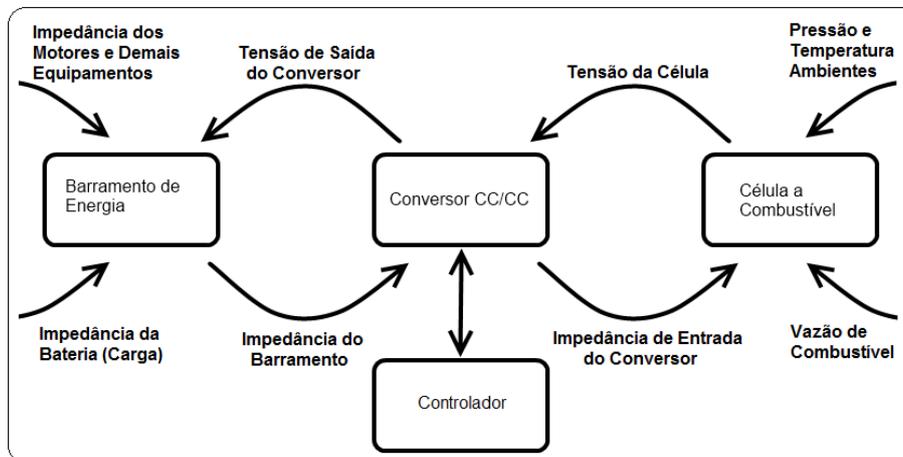


Figura 4.1: Representação dos subsistemas do sistema célula-convertor, assim como as principais variáveis que o afetam.

Devido à indisponibilidade física da célula a combustível, o sistema deve ser testado por meio de simulações. Para que as simulações sejam uma boa representação da realidade, é imperativo que se desenvolva modelos adequados dos subsistemas envolvidos na simulação. Tais sistemas são o conversor de tensão CC/CC, com a respectiva malha de controle, a célula a combustível e o barramento de energia com os demais equipamentos conectados a este.

Os modelos do conversor CC/CC e da célula a combustível serão apresentados nas seções 4.3 e B, após um estudo acerca do comportamento dinâmico do segundo protótipo desenvolvido 4.1. Já o barramento central de energia terá sua dinâmica desconsiderada, já que pelo próprio conceito estabelecido, espera-se que este apresente uma tensão constante, a ser regulada pelo módulo de controle da bateria e eventuais sistemas de filtragem, como ultra-capacitores e reguladores de tensão.

## 4.1 Comportamento do Segundo Protótipo em Malha Aberta

Uma vez em operação, utilizando um osciloscópio para aquisição de dados, é possível determinar o comportamento estático e dinâmico do conversor desenvolvido, para diferentes regiões de operação. Para tal, foi estimado primeiramente o comportamento da fonte que alimenta o sistema, em conjunto com o resistor utilizado para medir a corrente fornecida por esta. Posteriormente, foi estimado o comportamento tensão-corrente da saída do conversor, assim como a relação entre suas correntes de entrada e de saída, ambos em malha aberta.

Os resultados medidos para a fonte de alimentação são representados no gráfico tensão-corrente 4.2, assim como uma estimativa dos parâmetros físicos por meio de regressão linear, de modo que os coeficientes de ordem zero e um da reta traçada representam, respectivamente, a tensão da fonte na ausência de carga e a resistência de Thèvenin da fonte de tensão, medida em ohms.

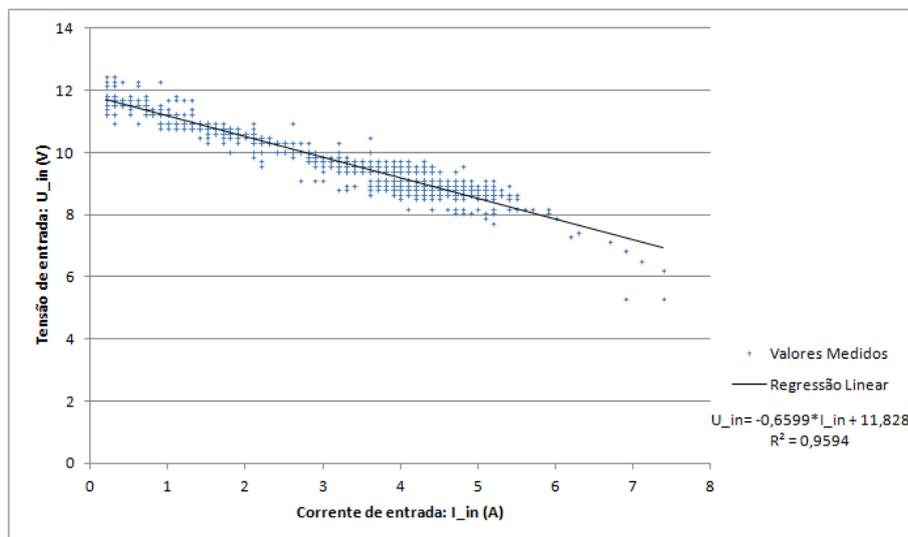


Figura 4.2: Dados experimentais e regressão linear do comportamento da fonte de alimentação utilizada para o protótipo, modelada como uma fonte de Thèvenin.

Em um segundo momento, realizou-se a medida do comportamento da saída do conversor, que é apresentado na figura 4.4. Vale notar que, devido à existência do

capacitor de filtragem na saída, os picos de tensão nas espiras do transformador fazem com que haja uma anormalidade no comportamento da tensão para cargas muito pequenas, que pode ser observada no gráfico citado.

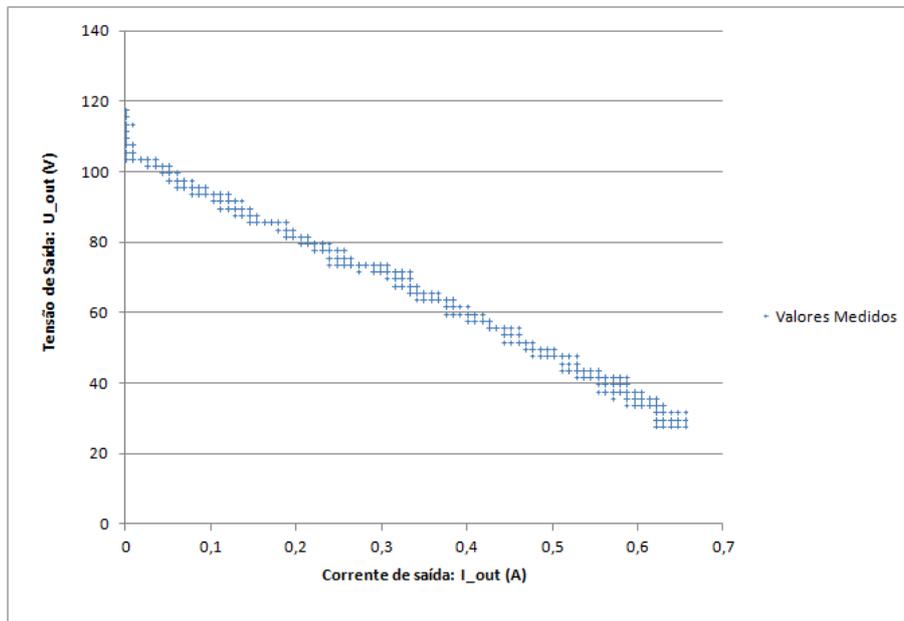


Figura 4.3: Dados experimentais de tensão e corrente da saída do conversor.

Por motivos de simplicidade do modelo, a região abaixo de 0,05 ampère será desconsiderada da regressão, de forma a eliminar a anormalidade observada. Os dados considerados, assim como a regressão linear que representa o modelo de Thèvenin equivalente do conversor são apresentados no gráfico 4.3. Vale lembrar que tal modelo não só engloba o protótipo, como também a fonte que o alimenta, e influi no comportamento deste.

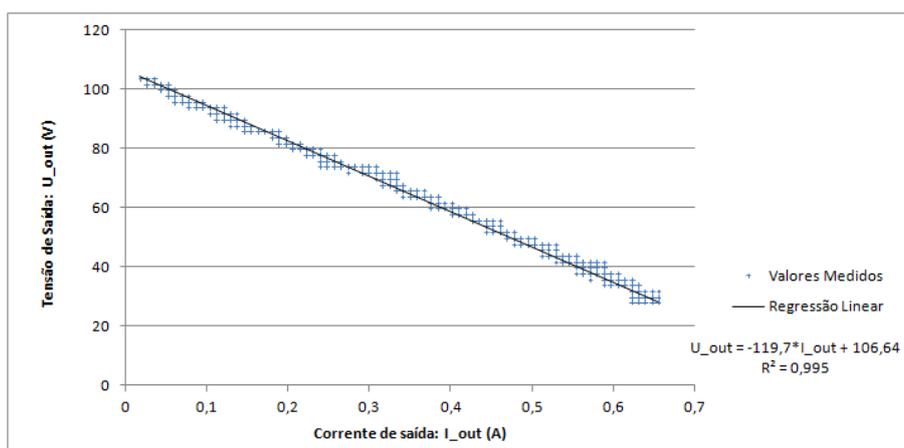


Figura 4.4: Dados experimentais de tensão e corrente da saída do conversor, assim como a regressão linear responsável por estabelecer o equivalente de Thèvenin do conversor. São considerados valores de corrente acima de 0,05 ampères.

Posteriormente, para estabelecer o modelo do conversor, é necessário isolar o

comportamento do conversor do comportamento da fonte. Para isso, foi medida a corrente de entrada em função da corrente de saída do conversor, de modo a estabelecer uma relação entre as duas funções estabelecidas anteriormente. Os resultados medidos, assim como a regressão linear que define o ganho de corrente são apresentados no gráfico 4.5. Vale notar que essa medida apresenta o menor coeficiente de correlação  $R^2$ , indicando que a aproximação linear é menos adequada para esses dados, em relação aos dados anteriores, de comportamento da fonte e da saída do conversor. Tal efeito se deve provavelmente ao fato de as medidas de corrente serem feitas de maneira indireta, o que introduz erro aleatório na medição, além do fato de o ganho de corrente não ser constante, causando um comportamento não linear no sistema.

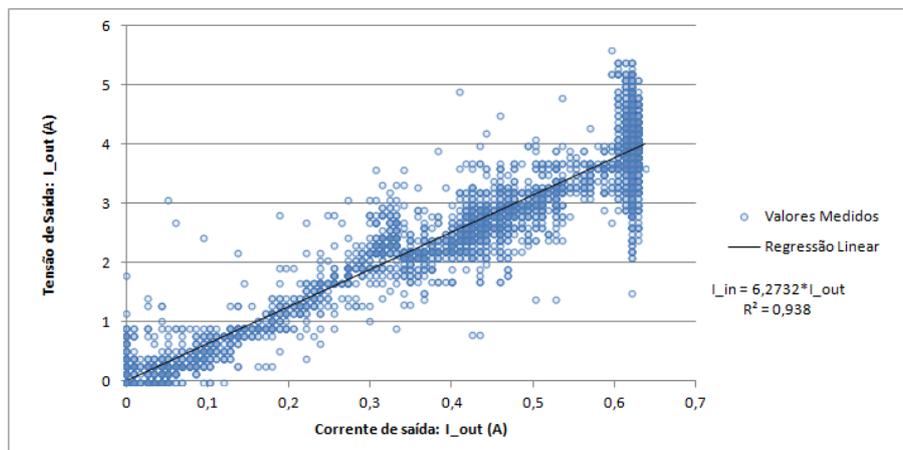


Figura 4.5: Dados experimentais das correntes de entrada e de saída do conversor, assim como a regressão linear que define o ganho de corrente. Vale notar a significativa dispersão das medições.

## 4.2 Eficiência do Segundo Protótipo em Malha Aberta

Uma vez estimados os equivalentes de Thèvenin da fonte de alimentação e da saída do conversor e tendo disponíveis os dados experimentais das correntes de entrada e de saída do conversor, é possível estimar a eficiência energética do conversor em função da corrente de saída. Vale notar que as relações tensão-corrente da fonte e da saída do conversor foram consideradas como determinísticas e lineares, já que o coeficiente de correlação ( $R^2$ ) das regressões lineares se mostrou alto. Já para o ganho de corrente foram considerados os dados experimentais. Tal abordagem é necessária, de um lado para a redução da dispersão das estimativas e, de outro, para manutenção da representação das não-linearidades presentes no comportamento do conversor.

A representação gráfica das estimativas de eficiência são apresentadas no gráfico 4.6. Vale notar que uma função linear não se mostrou adequada para a representação da função, sendo utilizada uma regressão linear com três graus de liberdade, gerando uma função de terceiro grau. Tal função só é válida nas proximidades dos valores de corrente de saída medidos, já que não há informações que permitam determinar o comportamento do ganho fora dessa região.

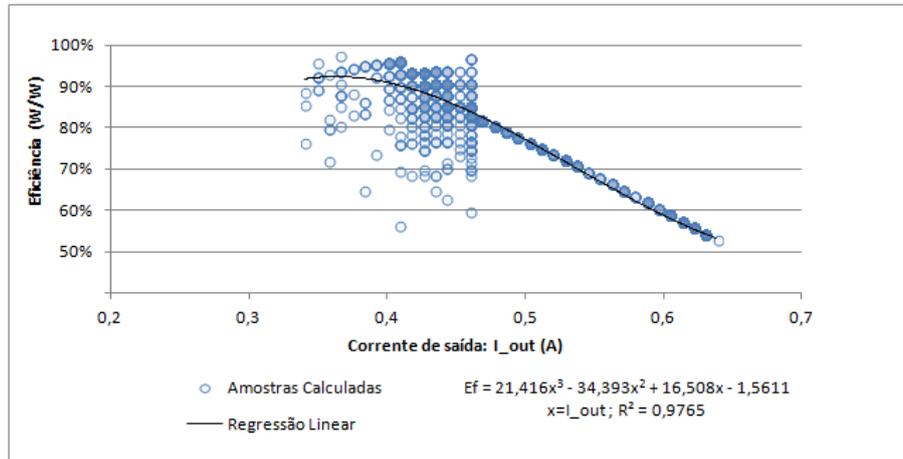


Figura 4.6: Estimativa da eficiência energética do conversor, obtida a partir de dados experimentais.

Analisando o gráfico das estimativas de eficiência, notamos uma clara tendência de redução da eficiência conforme a corrente de saída é ampliada, o que indica uma capacidade máxima de potência do protótipo. Após realizar medições nas tensões de entrada do conversor e das tensões no enrolamento primário do transformador, foi possível notar, para correntes altas, uma significativa queda de tensão nos *MOSFETS*. Tal queda de tensão indica que a tensão sobre o *gate* do dispositivo é insuficiente para chavear altas correntes, o que sugere um re-dimensionamento dos transformadores dos *drivers* de chaveamento.

### 4.3 Modelagem do Segundo Protótipo

Uma vez estabelecida a resposta em malha aberta do sistema, se faz necessário o estabelecimento da resposta do conversor com o sistema de controle ativo, ou seja, em malha fechada. As medidas foram feitas na saída do sistema, alterando-se a corrente de saída, de forma a obter a relação entre a corrente de saída e a tensão de saída do sistema. Os resultados são apresentados no gráfico 4.7. Vale notar que após uma corrente mínima de dez miliamperes, a tensão de saída é estabilizada com precisão, o que faz necessário somente uma resistência de carga para garantir a corrente mínima de operação no sistema.

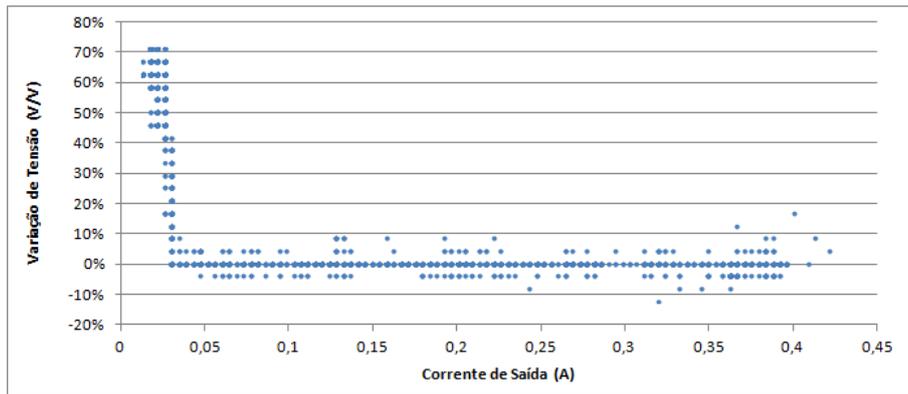


Figura 4.7: Tensão de saída em função da corrente de saída no conversor em malha fechada.

Embora haja uma regulação de tensão adequada, vale notar que há a limitação física imposta pelo ganho máximo do conversor. Ao contrário dos conversores não-isolados, tal ganho pode ser alterado facilmente durante o projeto, bastando que se altere a relação de espiras no transformador conectado à ponte-H do conversor. A relação entre o ganho máximo de tensão e a corrente de saída é apresentada no gráfico 4.8. O sistema deve operar sempre com um valor-alvo (*set point*) de tensão sempre inferior ao produto deste ganho pela tensão de entrada, de forma que tal relação deve ser levada em conta para a definição da relação de espiras do transformador principal, durante a fase de projeto.

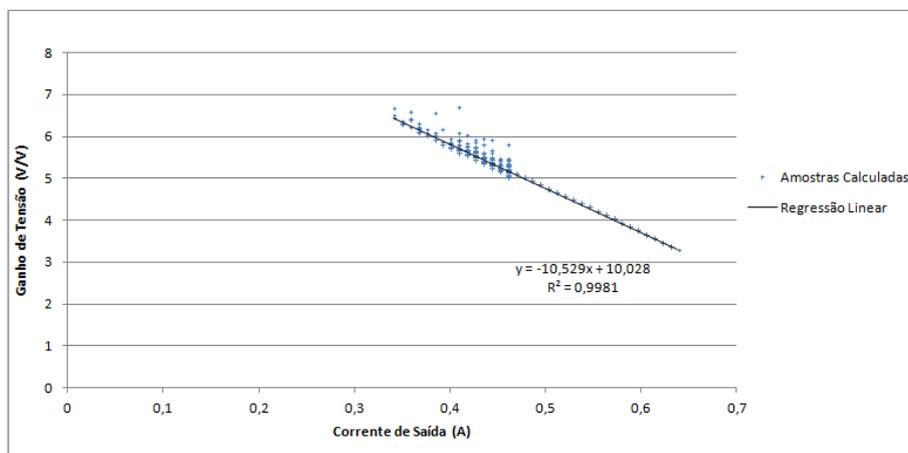


Figura 4.8: Ganho máximo de tensão do conversor em função da corrente de saída.

Posteriormente, é necessário estabelecer a resposta dinâmica do sistema, tendo em vista variações na carga. Para tal, a corrente sobre uma carga resistiva foi controlada por um *MOSFET*, de forma a gerar um sinal do tipo degrau na corrente de saída. A corrente de entrada apresentou uma dinâmica da ordem de poucas dezenas de milissegundos, o que é da ordem da dinâmica do capacitor de filtragem (de  $220 \mu\text{F}$ ), tendo em conta o resistor utilizado como carga (de  $47\Omega$ ), o que nos leva

a concluir que a dinâmica do conversor, entre a carga e a corrente de entrada, pode ser aproximada pelo capacitor de filtragem. O comportamento citado é apresentado no gráfico 4.9. Vale notar que tal comportamento tem o efeito de filtrar a corrente circulando na célula de combustível em relação à corrente de saída, sendo, portanto, desejável.

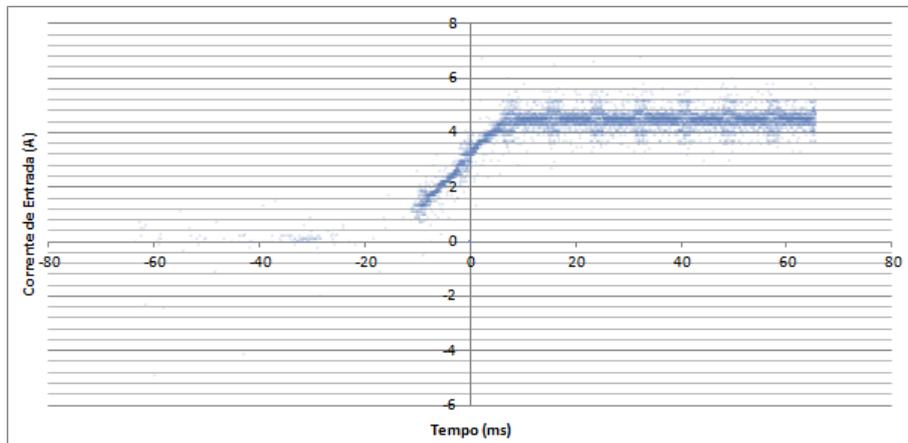


Figura 4.9: Comportamento da corrente de entrada quando o conversor é submetido a um degrau na carga, de circuito aberto para  $47 \Omega$ .

Tendo em vista a carga conectada ao conversor, é desejável que a tensão sobre esta permaneça constante, mesmo com alterações na corrente de saída do conversor. Para medir o comportamento da tensão de saída em malha fechada, foi estipulado um *set point* de tensão bem inferior ao valor máximo estabelecido no gráfico 4.8 e foi introduzido um degrau na carga, da ordem de  $47 \Omega$ . Os resultados indicam que não há variação significativa da tensão de saída, sendo sua variação muito inferior à ondulação (*ripple*) de tensão. Os resultados são apresentados no gráfico 4.10. Tendo em vista tal comportamento, não se faz necessário considerar dinâmicas na tensão de saída em relação à corrente de saída.

Finalmente, considerando as respostas obtidas, foi desenvolvido um modelo simplificado, em *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup>, do protótipo. O modelo considera as relações lineares obtidas nas medições deste capítulo, utilizando fatores de escala para simular uma célula a combustível com potência inferior à modelada em B e para simular um conversor com o transformador principal com uma relação de espiras diferente da utilizada no protótipo (por motivos de segurança, a relação de espiras foi mantida pequena no protótipo, garantindo que a tensão de saída permanecesse em níveis seguros, evitando, assim, choques elétricos). Uma representação gráfica do modelo é apresentada em 4.11.

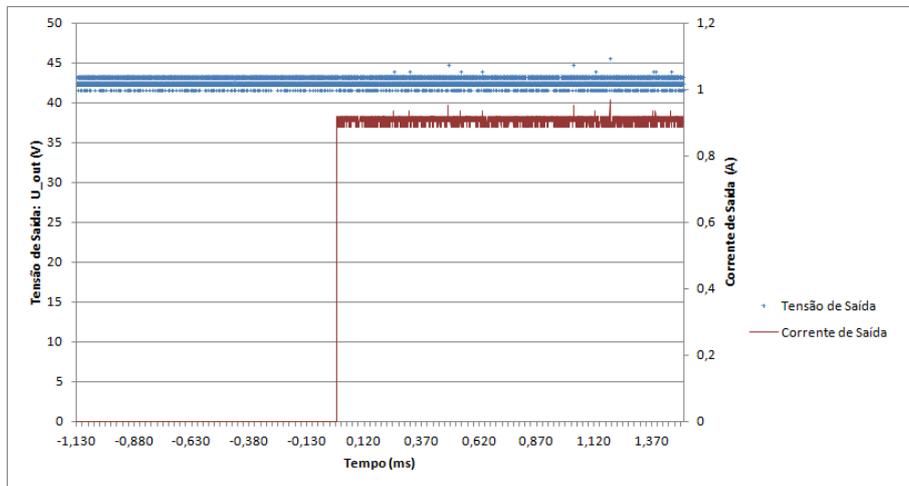


Figura 4.10: Resposta da tensão de saída a um degrau de  $47 \Omega$  na carga, considerando o conversor em malha fechada.

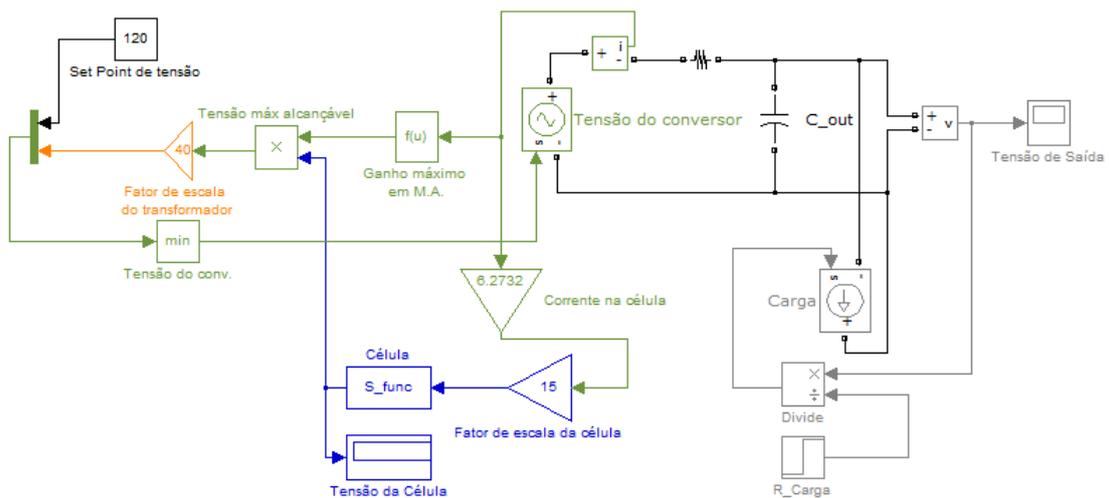


Figura 4.11: Modelo simplificado em *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup> do segundo protótipo.

# Capítulo 5

## Resultados Finais e Trabalhos Futuros

### 5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

Tendo em vista os resultados obtidos, podemos propor algumas abordagens complementares ao sistema desenvolvido, para melhoria da performance e da integração do dispositivo ao restante do sistema elétrico do automóvel. Isto constitui o alvo desse projeto. Tais melhorias compreenderiam sobretudo o sistema de controle, de modo a possibilitar uma resposta mais adequada às diversas exigências não só de eficiência energética, mas como também de velocidade de resposta e previsibilidade do sistema.

A primeira proposta é de utilizar o sistema de controle atual como uma malha interna, cabendo a ela limitar picos de corrente e regular a tensão em torno de um alvo específico. Por outro lado, uma malha externa se utilizaria de um microprocessador para implementar algoritmos de controle mais complexos, visando evitar flutuações em baixa frequência das tensões de saída e mantendo o carregamento das baterias dentro dos limites adequados de segurança para maximização da vida-útil.

Além do citado, a malha externa de controle deve ser capaz de alterar os parâmetros do controlador interno, como *delay* de chaveamento, frequência de operação e limitação de corrente, de modo a garantir o chaveamento ressonante independentemente da carga sobre o conversor. Tal objetivo pode ser alcançado utilizando métodos de *ZVS* em tempo real, disponível em [30].

Além do sistema proposto, é evidente, também, a necessidade do desenvolvimento de um sistema de controle que seja capaz de atuar como uma espécie de sistema supervisor, capaz de definir as necessidades de vazão de combustível na célula, estimar a carga das baterias e gerenciar seu carregamento, assim como controlar o desligamento do sistema célula-conversor ou demais dispositivos do automóvel

quando necessário por motivos de segurança.

Como citado em 4.2, há a necessidade do dimensionamento adequado dos transformadores de *driver* de atuação dos elementos de chaveamento para que seja possível operar o protótipo em correntes maiores e, conseqüentemente, maior potência.

Finalmente, pode ser conveniente desenvolver um modelo mais detalhado do conversor, o que exige um grande número de experimentos acerca da operação do protótipo em diferentes condições de operação, mas pode ser capaz de estimar com maior precisão o comportamento do protótipo, para sua simulação em conjunto com sistemas mais complexos.

# Referências Bibliográficas

- [1] STUDENT, I., KOON, A. “DIODE CHARACTERISTICS - ETR 148-91B”. .
- [2] DATASENADO. *O Brasileiro e as Mudanças Climáticas*. Relatório técnico, Secretaria de Pesquisa e Opinião Pública do Senado Federal, Brasília, novembro 2009.
- [3] BRANDT, C. T. *SUSTENTABILIDADE, PRODUÇÃO LUCRATIVA E ATUAÇÃO GOVERNAMENTAL PARA UMA ECONOMIA VERDE*. Relatório técnico, Núcleo de Estudos e Pesquisas do Senado, Brasília, junho 2012.
- [4] BORENSTEIN, S. *International Energy Outlook*. Relatório técnico, Energy Institute at Haas, Berkeley, California, dezembro 2011.
- [5] CONTI, J., HOLTBERG, P. *International Energy Outlook*. Relatório técnico, U.S. Energy Information Administration, Washington, DC, setembro 2011.
- [6] LAVADO, A. L. C. *OS ACTUAIS DESAFIOS DA ENERGIA. IMPLEMENTAÇÃO E UTILIZAÇÃO DAS ENERGIAS RENOVÁVEIS*. Mestrado em ciencias e tecnologias do ambiente, UNIVERSIDADE DE LISBOA, Lisboa, Portugal, 2009.
- [7] [www.mma.gov.br/clima/energia/energias-renovaveis](http://www.mma.gov.br/clima/energia/energias-renovaveis). Relatório técnico, Ministério do Meio Ambiente, Brasília, Dezembro 2012.
- [8] NUNES, J. B., DUARTE, A. C. *Projecto dum Sistema de Energia a partir duma Célula de Hidrogénio*. Relatório técnico, FEUP - PSTFC, Cidade do Porto, Portugal, 2005.
- [9] HARGROVES, K. *Chemistry Innovations in Sustainable Development - Lesson 12: Making Better Batteries*. Relatório técnico, The Natural Edge Project, 2008.
- [10] SIMPSON, C. *BATTERY CHARGING*. Relatório técnico, National Semiconductor, 2007.

- [11] RONNEY, P. D. *Hydrocarbon-fueled internal combustion engines*. Relatório técnico, Department of Aerospace and Mechanical Engineering University of Southern California, Los Angeles, CA.
- [12] CAUSEY, J. *Combined Cycle Systems For the Utility Industry*. Relatório técnico.
- [13] ADMINISTRATION, E. I. “Annual Energy Review”. 2006.
- [14] XU, H., KONG, L., WEN, X. “Fuel Cell Power System and High Power DC-DC converter”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 19, n. 5, pp. 1250–1255, 2004.
- [15] DEN BOSSCHE, P. V. *SAFETY CONSIDERATIONS FOR ELECTRIC VEHICLES*. Relatório técnico, CITELEC, Brussels, Belgium.
- [16] BARANGER, M. *Chaos, Complexity, and Entropy*. Relatório técnico, Center for Theoretical Physics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA.
- [17] CHENG, Y., HU, C. *MOSFET Modeling and BSIM3 User’s Guide*. 3 ed. New York, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [18] HAUS, H. A., MELCHER, J. R. *Eletromagnetic Field and Energy*. MIT Hypermedia Teaching Facility, 1998.
- [19] U.A.BAKSHI, BAKSHI, M. *Magnetic Circuits And Transformers*. 1 ed. Pune, India, Technical Publications Pune, 2008.
- [20] JACOB, J. M. *Power Electronics: Principles & Applications*. Thomson Learning, 2002.
- [21] MOUSA, M., HILM, M., AHMED, M., et al. “Optimum Design for Multilevel Boost Converter”. 2010.
- [22] INFINEON. “BTS 7960 Data Sheet”. 2004.
- [23] DE MELLO, L. F. P. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Érica Editora, 1987.
- [24] ANDERSSON, C. *Design of a 2.5kW DC/DC Fullbridge Converter*. Master of Science thesis, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Göteborg, Sweden, 2011.
- [25] GRAOVAC, D. D., PÜRSCHHEL, M., KIEP, A. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Relatório técnico, Infineon Technologies AG, Neubiberg, Deutschland, julho 2006.

- [26] LONG, C., REDDY, S., PAMARTI, S. “PowerEfficient Pulse Width Modulation DC-DC Converters with Zero Voltage Switching Control”. .
- [27] *Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations*. Relatório técnico, Texas Instruments, 2011.
- [28] STEIGERWALD, R. L., DONCKER, R. W. D., KERALUWALA, M. H. “A Comparison of High-Power DC-DC Soft Switched Converter Topologies”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, 1996.
- [29] BALOGH, L. “Phase-Shift Resonant Controller - UC3879 Datasheet”. .
- [30] XIEYZ, Y., GHAEMIY, R., SUNY, J., et al. “Implicit Model Predictive Control of A Full Bridge DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*.

# Apêndice A

## Simulações de Conversores Não-isolados

Para estimar o comportamento dos conversores *boost* simples e entrelaçado, foram desenvolvidos modelos em *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup>, com a utilização de *MOSFETs* como dispositivos de chaveamento.

As representações gráficas dos modelos do *boost* simples e entrelaçado com três fases estão presentes nas figuras A.1 e A.2, respectivamente.

Uma vez estabelecidos os modelos, as simulações foram executadas para diferentes ciclos de serviço, obtendo-se os resultados da tabela A.1. Os resultados, então, foram plotados, extrapolando-os entre as amostras obtidas por meio de uma curva *spline*. O gráfico correspondente à tabela A.1 é apresentado em A.3

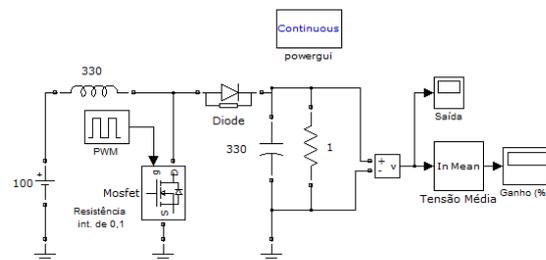


Figura A.1: Esquema do conversor *boost* simples *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup>. Os valores dos componentes estão em  $\mu\text{F}$ ,  $\mu\text{H}$  e  $\Omega$  e a frequência de operação é de 10KHz.

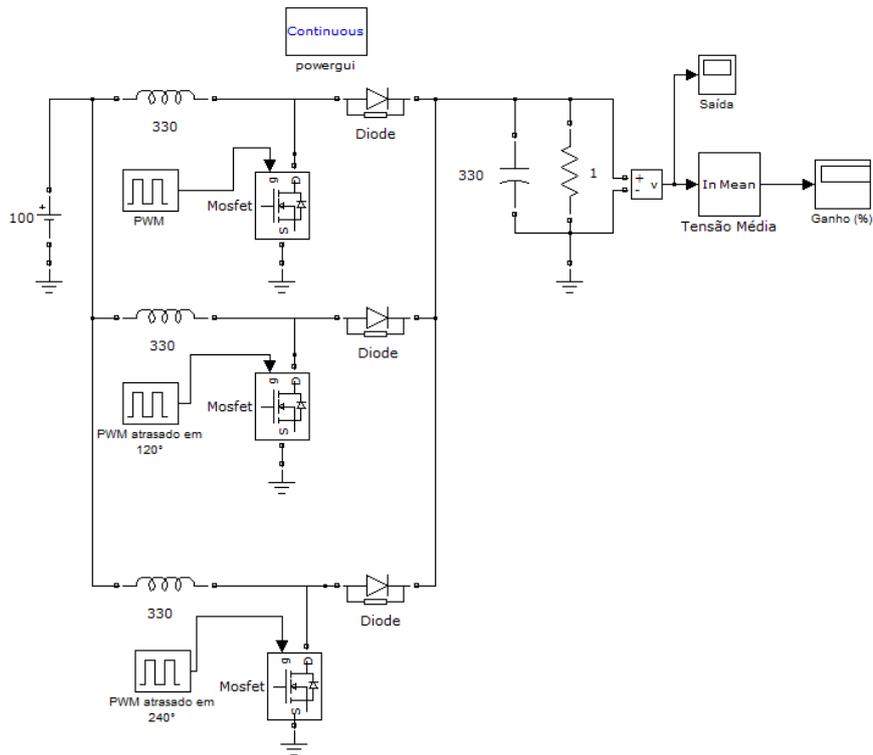


Figura A.2: Esquema do conversor *boost* entrelaçado de três fases. *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup>. Os valores dos componentes estão em  $\mu\text{F}$ ,  $\mu\text{H}$  e  $\Omega$  e a frequência de operação é de 10KHz.

Tabela A.1: Resultados obtidos das simulações para *boost* simples e entrelaçado.

Ciclo de Serviço	Ganho no <i>boost</i> simples	Ganho no <i>boost</i> entrelaçado	Resultado Teórico do <i>boost</i> Simples ( $\frac{T_{on}}{T_{off}} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$ )
10%	1,088	1,098	1,111
20%	1,202	1,229	1,250
30%	1,336	1,391	1,429
40%	1,488	1,598	1,667
50%	1,654	1,866	2,000
60%	1,805	2,213	3,500
70%	1,863	2,637	3,333
74%	1,825	2,808	3,846
78%	1,731	2,947	4,545
82%	1,566	3,005	5,556
86%	1,321	2,893	7,143
90%	1,062	2,495	10,000

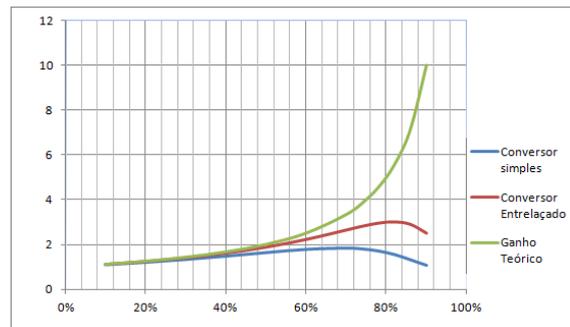


Figura A.3: Gráfico comparativo dos ganhos simulados dos conversores simples e entrelaçado, assim como o ganho teórico, representado por  $\frac{T_{on}}{T_{off}} + 1 = \frac{U_o}{U_i}$ .

# Apêndice B

## Modelo Dinâmico da Célula a Combustível

Para a modelagem da célula a combustível, foi utilizado o recurso da *S-function*, que permite a integração de cálculos em *script* do *Matlab*<sup>®</sup> com a interface gráfica e diagrama de blocos do *Simulink*<sup>®</sup>, de modo a permitir uma posterior integração do modelo da célula a combustível com os demais componentes disponíveis no *software*. Como não havia uma célula a combustível disponível para ensaio, foram utilizados os dados empíricos disponíveis [8].

Em um primeiro momento foi desenvolvido um modelo dinâmico da célula, baseado em uma *S-function*. A *S-function* calcula as derivadas das variáveis de estado e as saídas do modelo em cada iteração, cabendo ao algoritmo de cálculo numérico do *Simulink*<sup>®</sup> executar chamados à função de acordo com a base de tempo definida para a simulação. O modelo dinâmico da célula tem como entrada a corrente circulante e como saída a tensão entre os terminais da célula, sendo caracterizado pela seguinte *S-function*:

```
1
2 function [sys,x0,str,ts]= S_func(t,x,u,flag) %só é obrigatório ...
   colocar até o flag, os seguintes são definidos pelo usuário
3 %permite entrada de estado inicial Xi
4 %entrada= corrente; saída= corrente e tensão
5 c=1.5;
6 n=48;% número de células
7 A=100;%área de contato (cm2)
8 L=127*10^-4;%comprimento (cm)
9 T=333;%temperatura (Kelvin)
10 Po2=0.2095;%Pressão do oxigênio (atm)
11 Ph2=2;%Pressão do hidrogênio (atm)
```

```

12 Rc=0.0003;%ohms
13 B=0.016;%Volts
14 par1=-0.948;
15 par2=0.00277;
16 par3=7.22e-5;
17 par4=-1.15e-4;
18 csi=23;
19 Jn=0.022;%A/cm2
20 Jmax=0.672;%A/cm2
21 Co2=Po2/((5.08e6)*exp(-498/T));
22 E_potencial=1.229-(0.85e-3)*(T-298.5)+(4.31e-5)*T*...
23     (log(Ph2)+0.5*log(Po2));%tensão sem carga
24 switch flag
25
26     case 0 %inicialização
27         %sys=[1 0 2 2 0 1 ...
28             1];%Est.Cont.|Est.Disc.|Saídas|Entradas|0|Trans. ...
29             Direta|N de tempos de amostragem
30         s = simsizes ;
31         s.NumContStates = 1 ;
32         s.NumDiscStates = 0 ;
33         s.NumOutputs = 1 ;
34         s.NumInputs = 1;
35         s.DirFeedthrough = 1 ;
36         s.NumSampleTimes = 1 ;
37         sys = simsizes(s);
38         x0=0; %define estado inicial
39         str=[]; %não utilizado
40         ts=[0 0];%sampling para uso em sistemas discretos
41
42     case 1 %derivadas das variáveis de estado
43         I=u;
44         if I<0
45             I=0;
46         end
47         V_atuacao=-(par1+par2*T+par3*T*log(Co2)+par4*log(I)); ...
48             %queda de tensão na atuação
49         J=Jn+I/A;
50
51         Ro_m=181.6*(1+0.03*(I/A)+0.062*((T/303)^2)*(I/A)^2.5)/...
52             (csi-0.634-3*(I/A)*exp(4.18*(T-303)/T));
53         Rm=Ro_m*L/A;
54         V_ohm=I*(Rm+Rc);%queda resistiva
55         if J<Jmax
56             V_conv=-B*log(1-J/Jmax);%queda de conversão
57         else
58             V_conv=E_potencial-V_atuacao-V_ohm;

```

```

56     end
57     tal=(V_atuacao+V_conv);
58     if (E_potencial-x)<0
59         dV=0;
60     else
61         dV=I/c*(1-(x/tal));
62     end
63     sys=dV;      %sys= derivada da tensão
64
65     case 3 %saídas
66         I=u;
67         if I<0
68             I=0;
69         end
70         Ro_m=(181.6*(1+0.03*(I/A)+0.062*((T/303)^2)*(I/A)^2.5)/...
71             (csi-0.634-3*(I/A)*exp(4.18*(T-303)/T)));
72         if Ro_m~= real(Ro_m)
73             x=0;
74         end
75         Rm=Ro_m*L/A;
76         V_ohm=I*(Rm+Rc);%queda resistiva
77         sys=n*(E_potencial-V_ohm-x);%sys=saída
78
79     case {2 4 9}
80         sys=[];
81
82     otherwise
83         error(['flag inválida :',num2str(flag)]) ;
84
85 end

```

Posteriormente, tal modelo foi modificado para se comportar como um modelo estático da célula a combustível, caracterizado por uma curva tensão-corrente. Tal modelo foi utilizado para estimar a corrente na qual o dispositivo fornece maior potência. A figura B.1 apresenta o diagrama em *Simulink*<sup>®</sup> utilizado para a obtenção do gráfico tensão-corrente e potência-corrente, apresentados em B.2.

Para obter o modelo estático, bastou definir a capacitância da célula como insignificante, alterando a linha número 5 da *S-function* com o modelo dinâmico por um valor inferior a  $10^{-3}$ .

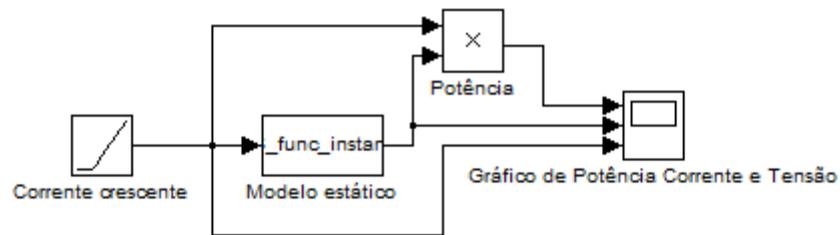


Figura B.1: Diagrama em *Simulink*<sup>®</sup> utilizado para a obtenção da resposta estática da célula a combustível.

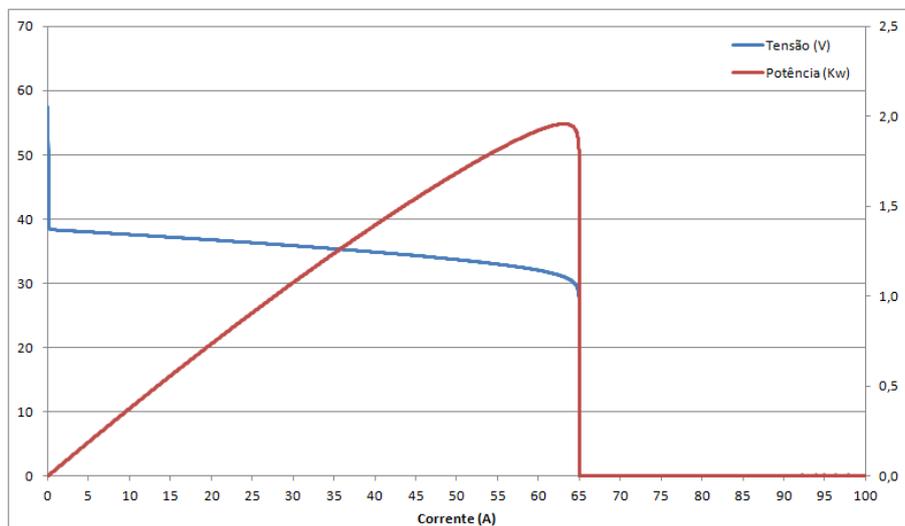


Figura B.2: Tensão de saída e potência fornecida pela célula a combustível em função da corrente circulando entre seus terminais.

# Apêndice C

## Simulação do *boost* entrelaçado conectado à célula a combustível.

Tendo em mãos um modelo adequado da célula a combustível (anexo B) e de um conversor *boost* entrelaçado (anexo A), desenvolvemos uma simulação contendo ambos os elementos conectados, que é representada na figura C.1 . Tal simulação resultou em informações importantes acerca dos efeitos das flutuações de corrente na célula a combustível e do pico de corrente nos primeiros momentos de operação do sistema, sendo possível observá-los no gráfico C.2. Tais flutuações podem causar danos à célula, de forma que optamos por buscar uma topologia mais adequada para a célula a combustível.

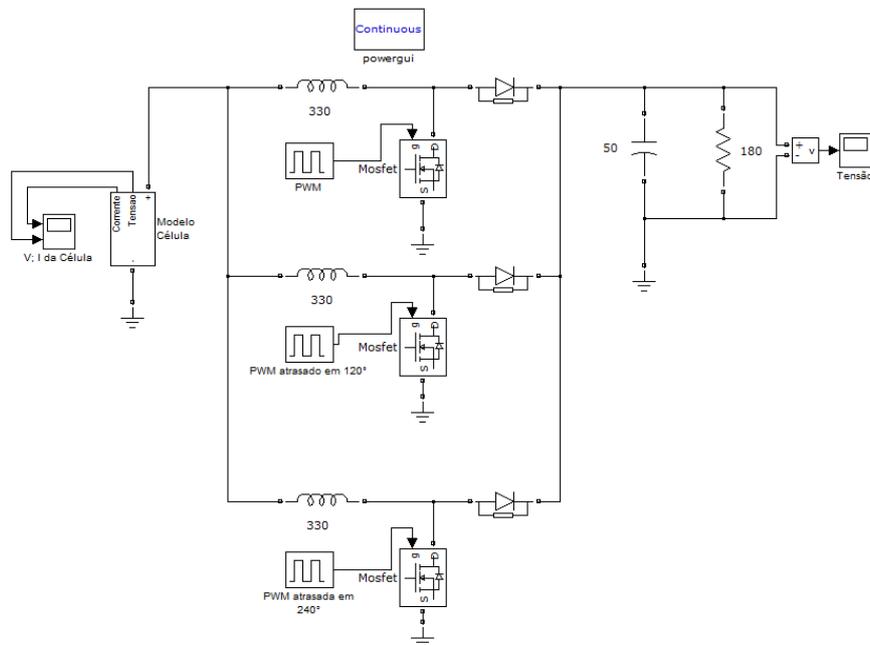


Figura C.1: Esquema do conversor *boost* entrelaçado de três fases conectado à célula de combustível. *Matlab*<sup>®</sup>/*Simulink*<sup>®</sup>. Os valores dos componentes estão em  $\mu\text{F}$ ,  $\mu\text{H}$  e  $\Omega$  e a frequência de operação é de 20KHz e o ciclo de serço está em 40 %.

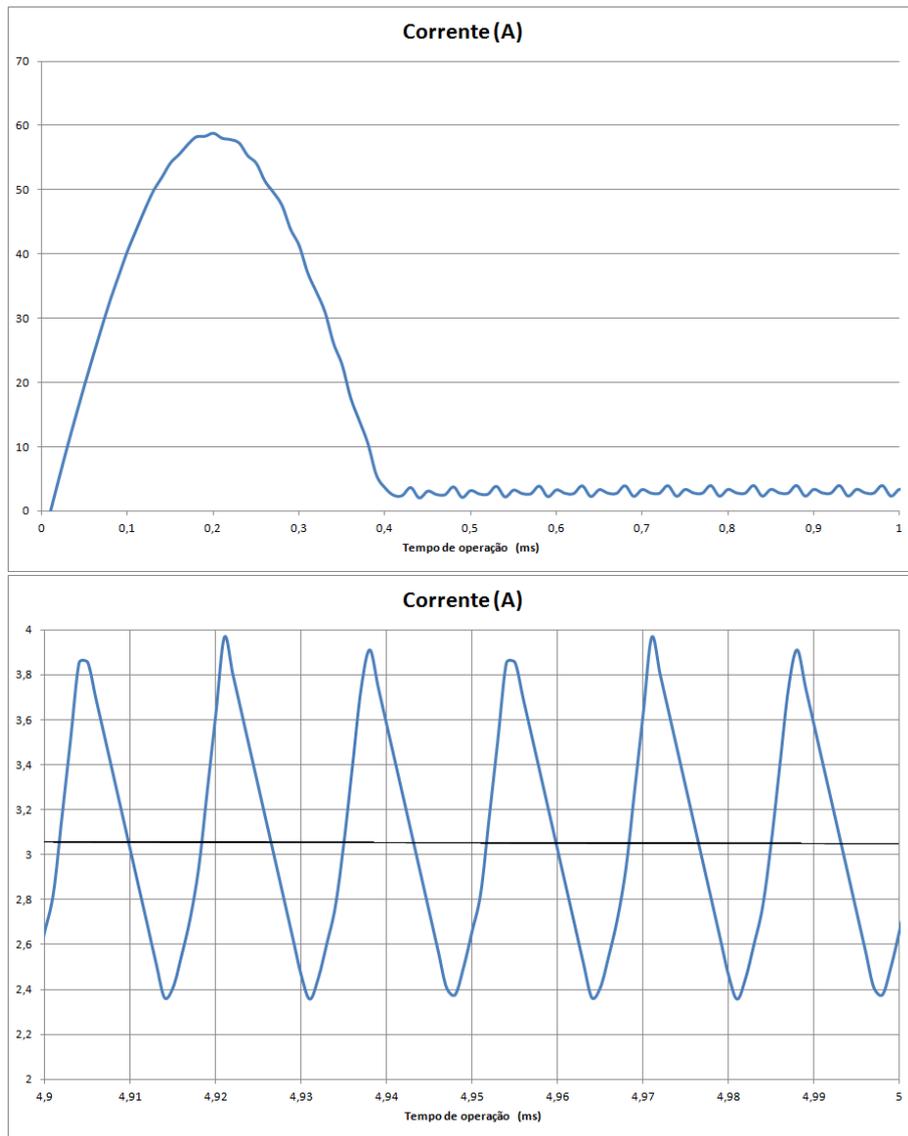


Figura C.2: Corrente circulando na célula a combustível operando com um conversor entrelaçado de três fases nos primeiros momentos de execução (acima) e em estado permanente (abaixo).

## Apêndice D

# Modelo das Perdas de Chaveamento do *MOSFET*

De acordo com [25], foi possível obter um método de cálculo para as perdas de chaveamento a partir de informações prontamente disponíveis nas folhas de dados dos componentes. As fórmulas obtidas foram adaptadas para *Matlab*<sup>®</sup>, para se ter o cálculo automático das eficiências ao se executar o *script*.

As perdas são separadas em perdas de ativação do *MOSFET* (EonM), de ativação do diodo reverso (EonD) e de desativação do *MOSFET* (EoffM), sendo as variáveis de cálculo definidas no início do *script*. O código é apresentado a seguir:

```
1 function [ eficiencia ] = MOSFET( freq,Udd,Id )
2 %Código de cálculo das perdas de chaveamento.
3 %-----Parâmetros do MOSFET:-----
4 %Tri - Rise Time
5 %Tfi - Fall Time
6 %Udd - Tensão de entrada *
7 %Udr - Tensão de saída
8 %Udrr - Tensão de reverse recovery (-Udd)
9 %Upl - Tensão de plateau do gate
10 %CGD1 - Capacitância Crss com Mosfet ligado (V=RDson*Ion)
11 %CGD2 - Capacitância Crss com Mosfet desligado (V=Udd)
12 %Rg - resistência em série com o gate
13 %Rds - resistência drain-source, Mosfet ligado
14 %Id - corrente no dreno, Mosfet ligado *
15 %Idoff - corrente no dreno, Mosfet desligado
16 %Qrr - carga de reverse recovery
17 %freq - Frequência de operação *
18
19 Tri=19;%ns
20 Tfi=5.5;%ns
```

```

21
22 %Udd=48;%V ---externa
23 Udr=Udd;%V ---=Udd
24 Udrr=Udd;%V ---=Udd
25 Up1=5.5;%V-----
26 CGD1=600;%pF ---em 2V-----
27 CGD2=75;%pF ---em 12V-----
28 Rg=2.5;%Ohms - externa
29 Rds=150;%mOhms
30 %Id=2;%A - externa
31 Idoff=25;%microA
32 Qrr=0.929;%microC
33
34 freq=freq*10^3;
35
36
37 %Escala:
38 Tri=Tri*10^-9;
39 Tfi=Tfi*10^-9;
40 CGD1=CGD1*10^-12;
41 CGD2=CGD2*10^-12;
42 Rds=Rds*10^-3;
43 Idoff=Idoff*10^-6;
44 Qrr=Qrr*10^-6;
45
46
47
48
49 Igon=(Udr-Up1)/Rg;
50 Tfu=(Udd-Rds*Id)*Rg*(CGD1+CGD2)/2*(Udr-Up1);
51 Igoff=-Up1/Rg;
52 Tru=(Udd-Rds*Id)*Rg*(CGD1+CGD2)/2*(Up1);
53 EonM=(Udd*Id*(Tri+Tfu)/2)+Qrr*Udd;
54 EonD=(0.25)*Qrr*Udrr;
55 EoffM=Udd*Idoff*(Tru+Tfi)/2;
56 %PotM=(EonM+EoffM)*freq;
57 %PotD=(EonD)*freq;
58 Pot=(EonD+EonM+EoffM)*freq;
59 eficiencia=2*Pot/(Udd*Id);
60
61
62 end

```

## Fotos dos Protótipos

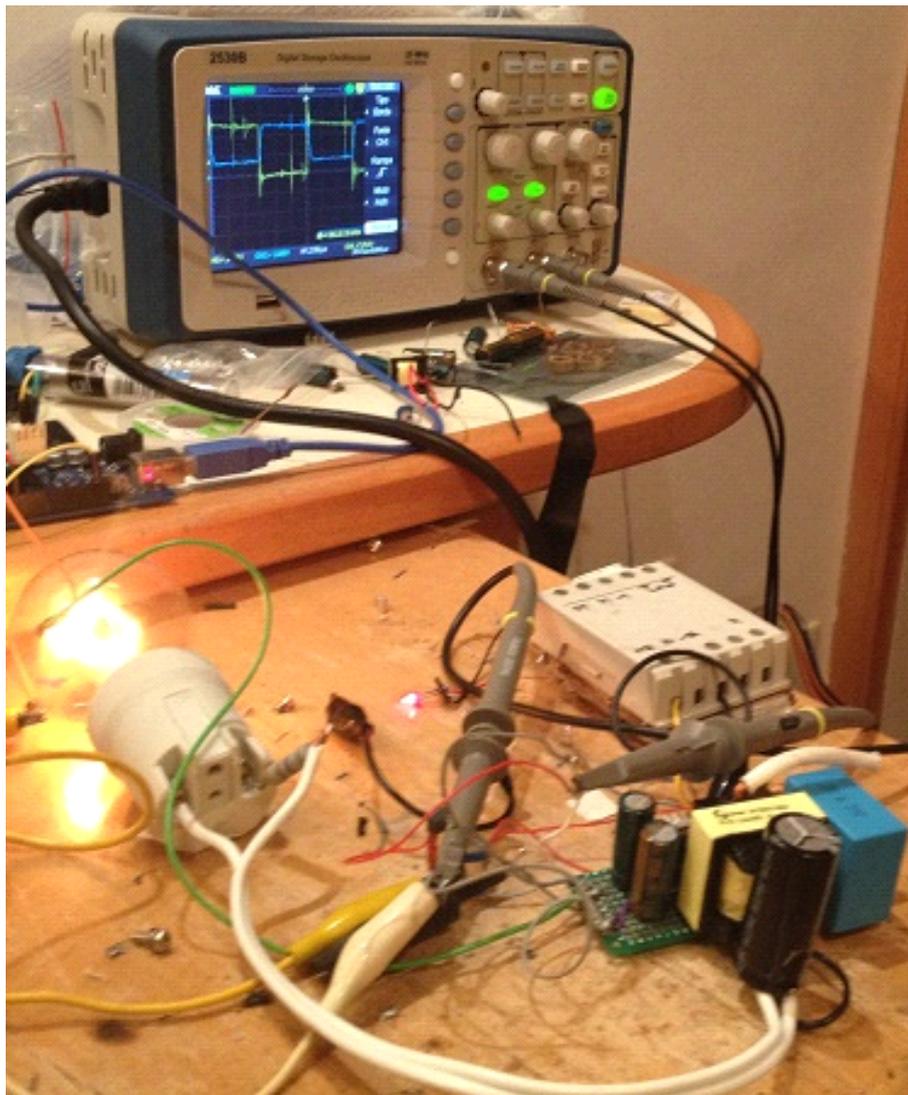


Figura D.1: Foto do primeiro protótipo na bancada de testes.

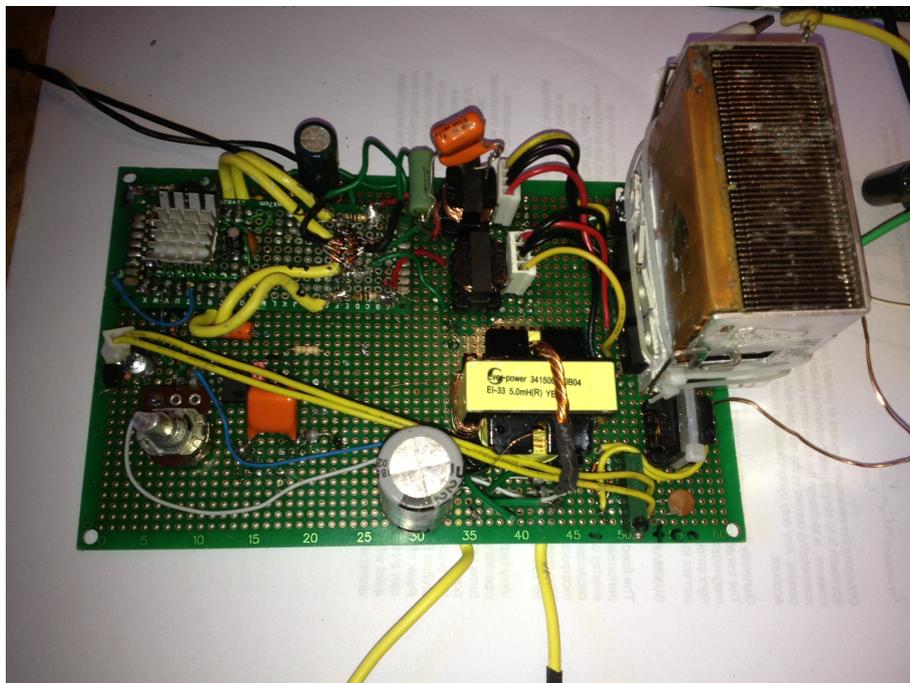


Figura D.2: Foto do segundo protótipo