

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ELETROTÉCNICA

***PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC
PARA APLICAÇÃO EM PILHA A
COMBUSTÍVEL***

LINO TIMÓTEO CONCEIÇÃO DE BRITO



Rio de Janeiro, RJ – Brasil

Fevereiro de 2010

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC PARA APLICAÇÃO EM
PILHA A COMBUSTÍVEL**

Lino Timóteo Conceição de Brito

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovada por:

Walter Issamu Suemitsu, Dr.Ing.
(Orientador)

Sidney Odocio do Almo Torres, M.Sc.

Frederico Caetano Jandre Assis Tavares, D.Sc.

Rio de Janeiro, RJ – Brasil

Fevereiro de 2010

DEDICATÓRIA

Dedicado a
Ana Carla, Ângela, Leandra, Timóteo, Ângelo e
Albertino.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Walter Issamu Suemitsu, Frederico Caetano J. Assis Tavares, Silvio Carlos Aníbal de Almeida e Felipe Padilha pela paciência e auxílio para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Alguns conversores CC-CC são analisados, com a intenção de aumentar a tensão de saída de uma pilha e obter uma corrente de saída com uma ondulação menor que 1%. Com o uso de conversores, alguns problemas como o baixo valor da tensão de saída podem ser resolvidos.

Este trabalho tem o objetivo de descrever algumas características elétricas estáticas e dinâmicas de uma pilha a combustível, que usa O_2 e H_2 como reagentes, e também descrever a curva de polarização.

Uma breve abordagem de conceito sobre a eletroquímica da pilha a combustível foi feita neste trabalho, ressaltando as perdas que ocorrem quando a pilha está em operação.

Circuitos protetores de chaves comutadoras também são abordados, sendo apresentados os circuitos para análise de casos em relação aos seus componentes físicos contidos, também chamados “snubbers”. Esses circuitos protegem os dispositivos semicondutores contra altas taxas de variação de corrente e tensão.

Finalizando, será mostrado um experimento para a obtenção de duas das resistências que compõe o modelo eletroquímico da pilha, e por último os resultados obtidos para o conversor proposto e seu objetivo.

É usado o Simulink[®], uma ferramenta do programa Matlab[®], e o programa Excel[®].

Palavras-chaves: Pilha a combustível, conversor CC-CC.

ABSTRACT

Some DC-DC converters are analyzed to increase the fuel cell output voltage and to get a fuel cell output current ripple smaller than 1%. With the use of converters, some problems as the small value of the output voltage can be solved.

This work has the objective to describe some statics and dynamics electrical characteristics of the fuel cell; it uses O₂ and H₂ as reagents, and also to describe the polarization curve.

A small electrochemical approaching is done in this work. It indicates losses that occur when the fuel cell is operating.

Circuits to protect commutator keys are also approached, and they are presented to analysis cases to relation with their physical components existent in these circuits also called “snubbers”. These circuits protect the semiconductors devices against high oscillations of current and voltage rates.

Finalizing will be shown an experience to obtain two of the resistances that compose the fuel cell electrochemical model, after that, it will be shown the results for the converter proposed and its objective.

It is used the Simulink[®], a Matlab[®] program tool, and the Excel[®] program.

Keys words: Fuel cell, snubbers, converters.

ÍNDICE

<u>RESUMO</u>	-----	iii
<u>ABSTRACT</u>	-----	iv
<u>LISTA DE FIGURAS</u>	-----	vii
<u>LISTA DE TABELAS</u>	-----	ix
<u>LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS</u>	-----	xx
<u>CAPÍTULO I</u>	-----	1
<u>INTRODUÇÃO</u>	-----	1
<u>CAPÍTULO II</u>	-----	3
<u>FUNCIONAMENTO DA PILHA A COMBUSTÍVEL</u>	-----	3
<u>2.1 - Diferenças básicas entre célula eletroquímica e eletrólise</u>	-----	3
<u>2.2 – Funcionamento básico da pilha a combustível</u>	-----	4
<u>2.3 – Comparação e tipos de pilhas a combustível mais usual</u>	-----	7
<u>2.4 – Características estáticas da PEMFC</u>	-----	10
<u>2.5 – Propriedades dinâmicas da pilha</u>	-----	12
<u>2.5.1 – Método de interrupção da corrente</u>	-----	14
<u>CAPÍTULO III</u>	-----	15
<u>ESTUDO SOBRE OS PRINCIPAIS CONVERSORES CC-CC E INVERSORES</u>	-----	15
<u>3.1 – Chaves comutadoras</u>	-----	15
<u>3.2 – Tipos de chaves semicondutoras</u>	-----	15
<u>3.2.1 – O Tiristor (SCR) – “Silicon Controlled Rectifier”</u>	-----	15
<u>3.2.2 - O GTO (“Gate-Turn-Off Thyristor”)</u>	-----	16
<u>3.2.3 – O BJT (“Bipolar Junction Transistor”)</u>	-----	16
<u>3.2.4 - O MOSFET (“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”)</u>	-----	16
<u>3.2.5 - O IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”)</u>	-----	16
<u>3.3 – A técnica de Modulação por largura de pulsos (PWM; Pulse Width Modulation)</u>	-----	17
<u>3.4 – Principais conversores CC –CC</u>	-----	18
<u>3.4.1 - Abaixador de Tensão (“Buck”)</u>	-----	18
<u>3.4.2 - Elevador de tensão (“Boost”)</u>	-----	19
<u>3.4.3 – Abaixador-Elevador de Tensão (“Buck-Boost”)</u>	-----	19
<u>3.4.4 - “Cúk”</u>	-----	20
<u>3.4.5 - “Zeta”</u>	-----	21
<u>3.4.6 - “SEPIC” (Single Ended Primary Inductor Converter)</u>	-----	21
<u>3.4.7 – “Flyback”</u>	-----	22

<u>3.4.8 – Inversor</u> -----	23
<u>3.4.8.1 – Definição</u> -----	23
<u>3.4.8.2 – PWM seno – triângulo</u> -----	25
<u>3.5 – Proteções para conversores</u> -----	26
<u>3.5.1- Snubber para altas correntes</u> -----	29
<u>3.5.2- Snubber para altas tensões</u> -----	30
<u>CAPÍTULO IV</u> -----	38
<u>ANÁLISE EXPERIMENTAL</u> -----	39
<u>4.1 – Introdução</u> -----	39
<u>4.1.1 – O Método de Interrupção de Corrente</u> -----	39
<u>4.1.2 – O conversor Tensão-Corrente</u> -----	40
<u>4.1.3 – Experimento</u> -----	42
<u>4.2 – O conversor “boost” para pilha a combustível</u> -----	43
<u>4.2.1 – Aplicativo e modelo proposto pelo artigo</u> -----	43
<u>4.2.2 – Limite para o ganho de tensão</u> -----	44
<u>4.2.3 – Redução da corrente de “ripple”</u> -----	46
<u>4.2.4 – Conversor “Boost” proposto</u> -----	47
<u>CAPÍTULO V</u> -----	56
<u>CONCLUSÃO FINAL</u> -----	56
<u>5.1 – Conclusão</u> -----	56
<u>5.2 – Trabalhos futuros</u> -----	57
<u>BIBLIOGRAFIA:</u> -----	58
<u>APÊNDICE</u> -----	61

LISTA DE FIGURAS

	Pag.
Figura 2.1 – Eletrolizador mostrando a formação de H_2 e O_2 a partir da água.....	03
Figura 2.2 – Princípio de funcionamento da pilha combustível ou hidrogênio.....	05
Figura 2.3 – Os componentes básicos da pilha a combustível.....	06
Figura 2.4– Empilhamento mostrando as placas bipolares da pilha a combustível.....	07
Figura 2.5 – Curva de polarização, mostrando as quedas de tensão na pilha.....	11
Figura 2.6 – Carga e descarga do capacitor, mostrando o tempo para carregar e descarregar.....	12
Figura 2.7 – Tensão no capacitor registrando um tempo maior.....	12
Figura 2.8 – Esquema do Double Charge Layer, mostrando a dupla camada de carga.....	13
Figura 2.9 – Circuito eletroquímico equivalente.....	14
Figura 3.1 – Diagrama de acionamento da chave comutadora – Eixo vertical representando a tensão (V) e eixo horizontal representando o tempo (t).....	17
Figura 3.2 – Conversor Abaixador de Tensão.....	18
Figura 3.3 – Conversor Elevador de Tensão.....	19
Figura 3.4 – Conversor Abaixador-Elevador de Tensão.....	19
Figura 3.5 – Conversor Cúk.....	20
Figura 3.6 – Conversor “Zeta”.....	21
Figura 3.7 – Conversor “SEPIC”.....	21
Figura 3.8 – Conversor flyback com filtro e transformador no lugar do indutor.....	22
Figura 3.9 – Inversor monofásico de onda completa (“full bridge”).....	24
Figura 3.10 – PWM seno – triângulo. (a) Em tensão de saída máxima. (b) Em tensão de saída reduzida. (c) Em metade da tensão e metade da frequência.....	25
Figura 3.11 – Circuito amaciador para proteger o dispositivo semiconductor, no caso da figura é um tiristor, de alto dv/dt . O circuito é colocado em paralelo com o dispositivo semiconductor.....	27
Figura 3.12 – Gráfico para o tempo de recuperação reversa t_{rr} . A corrente cai rapidamente quando o dispositivo semiconductor entra em estado de bloqueio. O instante t_b determina se a recuperação é suave ou rápida.....	28

Figura 3.13 – Circuito de proteção que opera em paralelo com o dispositivo semicondutor.....	28
Figura 3.14 – Circuito protetor de alta corrente e alta tensão.....	29
Figura 3.15 – Circuito para carga resistiva em $t = 0$	32
Figura 3.16 – Circuito equivalente para carga indutiva antes de o diodo conduzir.....	33
Figura 4.1 – Bancada de testes para o Método de Interrupção de Corrente, mostrando os principais equipamentos.....	40
Figura 4.2 – Gráfico após interromper a corrente.....	40
Figura 4.3 – Conversor tensão-corrente, usado para interromper a corrente (diagrama).....	41
Figura 4.4 – Conversor tensão-corrente.....	42
Figura 4.5 – Gráfico da tensão terminal da PaC.....	43
Figura 4.6 – Conversor Boost não ideal.....	44
Figura 4.7 – Conexão de dois conversores “boost” em cascata.....	45
Figura 4.8 – Comparação da curva de ganho ideal e não ideal.....	46
Figura 4.9 – Conexão de dois conversores “boost” em paralelo.....	47
Figura 4.10 – Dois conversores “boost” em paralelo, composto por dois estágios.....	47
Figura 4.11 – Tensão terminal da PaC.....	49
Figura 4.12 – Corrente passando pela PaC sem o filtro.....	49
Figura 4.13 – Corrente da PaC adicionando o filtro.....	50
Figura 4.14 – Corrente no indutor L_{11}	50
Figura 4.15 – Corrente no indutor L_{12}	51
Figura 4.16 – Soma das correntes dos indutores do primeiro estágio.....	51
Figura 4.17 – Tensão no capacitor C_1	52
Figura 4.18– Corrente no indutor L_{21}	52
Figura 4.19 – Corrente no indutor L_{22}	53
Figura 4.20 – Corrente total nos dois indutores do segundo estágio.....	53
Figura 4.21 – Tensão no segundo estágio (capacitor C_2).....	54
Figura 4.22 – Corrente de saída no conversor proposto.....	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação entre diversos tipos de PaCs.....	09
Tabela 4.1 – Valores dos componentes do conversor proposto.....	48

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

<i>CHP</i>	- Combined Heat and Power
<i>AFC</i>	- Alkaline Fuel Cell
<i>PEM</i>	- Proton Exchange Membrane Membrane Fuel cell
<i>PAFC</i>	- Phosphoric Acid Fuel Cell
<i>SOFC</i>	- Solid Oxide Fuel Cell
<i>MCFC</i>	- Molten Carbonate Fuel Cell
<i>DMFC</i>	- Direct Methanol Fuel Cell
<i>ZAFC</i>	- Zinc Air Fuel Cell
<i>J</i>	- Densidade de corrente
<i>I</i>	- Corrente no condutor
<i>S</i>	- Área transversal do condutor
<i>BJT</i>	- Bipolar Junction Transistor
<i>C</i>	- Capacitância (F)
<i>PaC</i>	- Pilha a combustível
<i>D</i>	- Ciclo de trabalho
<i>D₁, D₂</i>	- Diodos
<i>d, D₁₁</i>	- Diodos
<i>D₁₂, D₂₁</i>	- Diodos
<i>D₂₂</i>	- Diodo
<i>FET</i>	- Field Effect Transistor
<i>GTO</i>	- Gate-Turn-Off Thyristor
<i>I_d</i>	- Corrente de entrada do conversor (A)
<i>IGBT</i>	- Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>I_o</i>	- Corrente de saída (A)
<i>L</i>	- Indutância (H)
<i>MCT</i>	- Mos-Controlled Thyristor
<i>MOSFET</i>	- Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>PWM</i>	- Pulse Width Modulation
<i>R</i>	- Resistência (W)

R_{act}	- Resistência de ativação (W)
R_{con}	- Resistência de concentração (W)
$R_o, R_L, R_k,$	
R_d, R_c	- Resistências de fonte, indutor, chave, diodo e capacitor, respectivamente, (W)
R_{ohm}	- Resistência ôhmica (W)
SCR	- Silicon Controlled Rectifier
T_{off}	- Tempo de não condução
T_{on}	- Tempo de Condução
T_{riac}	- Triode for Alternating Current
T_s	- Período de chaveamento
V_{act}	- Tensão de ativação (V)
V_{con}	- Tensão de concentração (V)
V_d	- Tensão de entrada do conversor (V)
V_{fc}	- Tensão nos terminais da pilha (V)
V_o	- Tensão de saída (V)
V_s	- Tensão de saída (V)
V_{sm}	- Tensão máxima de saída (V)

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Com o aumento gradativo de poluentes emitidos na atmosfera e as conseqüentes mudanças climáticas, há uma necessidade de se produzir energia por meio de fontes limpas, principalmente para suprir a necessidade de energia dos vários países em crescimento.

A primeira célula a combustível foi criada no século XIX por Sir Willian, na Inglaterra. Os materiais para a construção de pilhas a combustível ainda é caro, porém com as pesquisas, diminuiu-se a quantidade de material usado na construção e ainda é bastante restrito o uso de pilhas a combustível em *notebooks*, telefones celulares, geração de energia em locais de difícil acesso, telecomunicações e sistemas híbridos, onde se usa a pilha com outros tipos de fontes de energia. Os estudos de Eletrônica de Potência vêm realizando pesquisas a fim de controlar de maneira eficiente esses dispositivos.

A célula de combustível ou hidrogênio é um dispositivo que tem como produto a eletricidade e os subprodutos são água e calor, isto é, elementos não agressores ao meio ambiente. Ela transforma energia química em elétrica, utilizando o processo inverso da eletrólise da água. Na verdade é uma pilha que usa gás hidrogênio no anodo e oxigênio no catodo, sendo o primeiro o combustível e o segundo o oxidante. O H_2 também pode ser obtido através da reforma do metano (CH_4) e o O_2 através do ar.

Como as células a combustível geram uma tensão muito baixa para aplicações práticas, elas são empilhadas de modo a fornecer uma tensão suficientemente alta para serem utilizadas como fontes de tensão. Por esse motivo, as células a combustível empilhadas recebem o nome de pilhas a combustível, nome que será utilizado neste trabalho, pois o objetivo do mesmo é estudar aplicações em tensões acima de 100V.

A pilha a combustível é um dispositivo que ainda não tem vantagem econômica sobre outras fontes de energia, mas é uma opção como fonte alternativa. Sua vida útil não é determinada pela quantidade de reagentes armazenados (pilhas comuns), que podem ser recarregadas, mas sim limitada pela corrosão, degradação do eletrólito ou defeitos em seus componentes. Outra diferença com as pilhas comuns é que as pilhas a combustível não armazenam energia, e sim geram. A Pac é uma boa alternativa para gerar energia não agressora

ao meio ambiente. É possível que em um futuro próximo esta fonte alternativa de energia se torne mais barata e mais comum no uso de eletrodomésticos e veículos.

Qualquer combustível pode ser queimado no anodo e qualquer fluído oxidante pode ser usado no catodo, porém prefere-se o gás hidrogênio como combustível, devido a sua alta reatividade, alta densidade energética e possibilidade de obtenção a partir de hidrocarbonetos. O gás oxigênio é preferido devido ao seu alto potencial como oxidante e sua fácil obtenção a partir do ar.

A tensão de saída sem carga acoplada é cerca de 1,23V [1]. A tensão entre os eletrodos pode variar entre 0,5 e 0,9V, quando operando em plena carga. Já a corrente máxima que circula é da ordem de 1000 mA [2].

CAPÍTULO II

FUNCIONAMENTO DA PILHA A COMBUSTÍVEL

2.1 - Diferenças básicas entre célula eletroquímica e eletrólise

Na eletrólise tem-se a eletricidade sendo transformada em energia química, visto pela deposição de massa. Na pilha a combustível o processo é inverso. Na pilha há uma reação química gerando corrente elétrica, enquanto na eletrólise, uma corrente elétrica gera uma reação química.

Nas pilhas o catodo é o pólo positivo e o anodo é o pólo negativo. Na eletrólise ocorre o inverso, o catodo é o pólo negativo e o anodo é o pólo positivo.

Nota-se que os sinais negativos e positivos são inversos para pilha e eletrólise. Porém uma coisa não muda: no anodo sempre ocorrem oxidações e no catodo sempre ocorrem reduções.

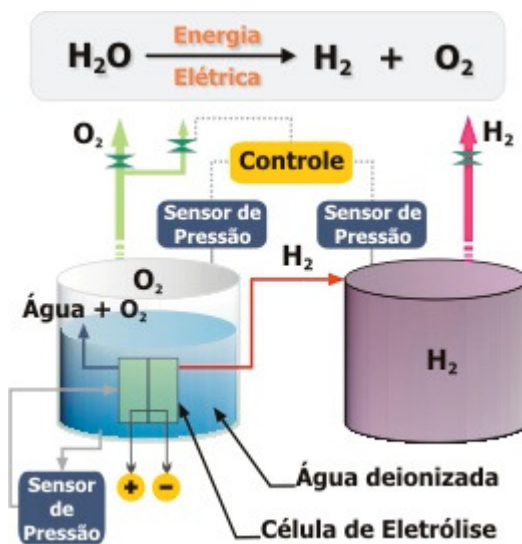


Figura 2.1 – Eletrolisador mostrando a formação de H₂ e O₂ a partir da água [3]

A figura 2.1 mostra um eletrolisador. O gás hidrogênio e gás oxigênio são produzidos a partir da eletrólise da água. A água sofre transformações, com uma corrente elétrica, e há a formação de H₂ e O₂.

2.2 – Funcionamento básico da pilha a combustível

O catalisador (platina) acelera a reação química, agindo na molécula de H₂ transformando-a em dois prótons H⁺ e liberando dois elétrons que percorrem um circuito elétrico. A membrana polimérica pode ser feita de “nafion”, mas pode ser de outro material, é responsável pela condução dos íons H⁺ do anodo para o catodo. Ao chegar ao catodo, os prótons reagem com a molécula de O₂ formando água.

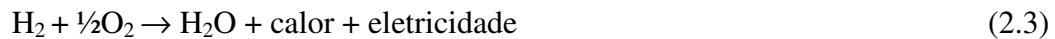
No anodo tem-se a seguinte reação pelo catalisador, dada pela equação 2.1:



No catodo ocorre a reação dada pela equação 2.2:



A reação global fica então da forma dada pela equação 2.3:



A membrana ideal é permeável apenas aos prótons (H⁺) e teoricamente não passará água (H₂O), hidrogênio (H₂) nem oxigênio (O₂). Na prática, existe a perda por cruzamento de combustível, que será mencionada mais adiante.

É necessário manter um nível adequado de umidade na membrana trocadora de prótons, para haver uma boa condutividade de íons H⁺. Um aspecto importante é que quando a membrana polimérica está muito seca, a resistência elétrica da pilha a combustível diminui. Quando a membrana está muito úmida, prejudica a oxidação do combustível e a redução do oxidante e há conseqüente redução da potência elétrica.

Costuma-se usar o teflon, para vedar em volta dos eletrodos porosos, para não haver vazamento de combustível e oxidante nos eletrodos, uma vez que são porosos. Esse problema, caso não fosse evitado, poderia causar uma explosão.

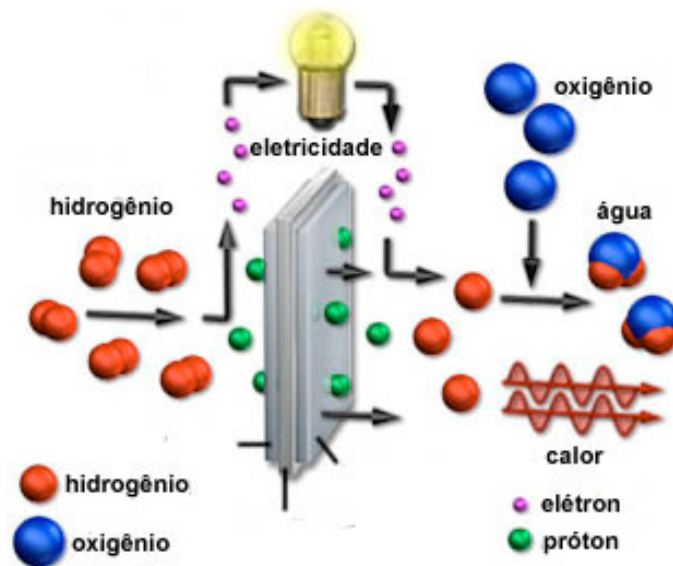
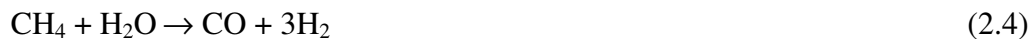


Figura 2.2 – Princípio de funcionamento da pilha combustível ou hidrogênio [4]

O gás hidrogênio pode ser obtido a partir da reforma do metano (CH_4), pela eletrólise da água (H_2O). A reação é endotérmica e ocorre em temperatura elevada, em torno de 700°C e é necessário um catalisador. A reação química que descreve este processo é fornecida pela equação 2.4:



Esta situação, a presença de CO (monóxido de carbono) devido à reação química acima, apresenta um problema, pois as pilhas de baixa temperatura são envenenadas pelo monóxido de carbono resultante na reação. A reação a seguir ocorre a temperaturas elevadas e também é necessário um catalisador. Algumas dezenas de ppm (partes por milhão) são o bastante para prejudicar o desempenho da pilha. Para solucionar este problema é necessária uma reação chamada “water gas shift”, que elimina o CO presente. A equação 2.5 descreve esse processo.



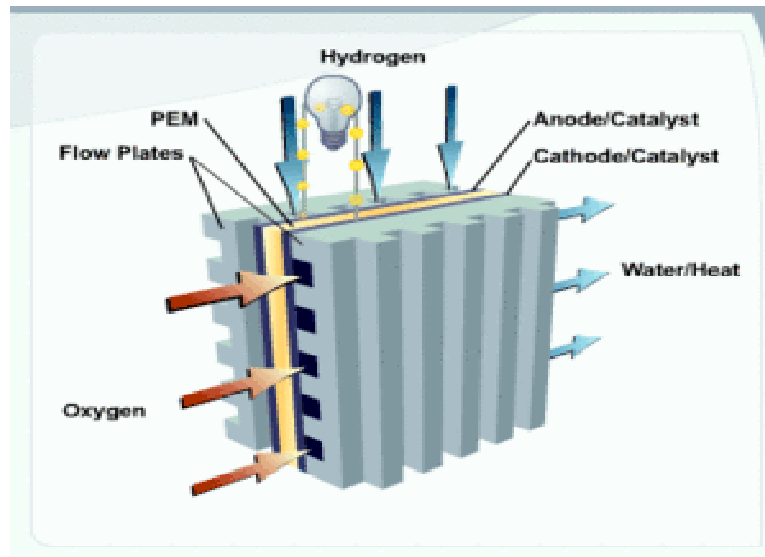


Figura 2.3 – Os componentes básicos da pilha a combustível [5]

Ao fazer o empilhamento em série, o contato entre as pilhas é feito pelas placas bipolares, assim em uma face (ânodo) da placa bipolar é injetado gás hidrogênio, enquanto na face oposta (cátodo) é injetado gás oxigênio, e desta forma fazendo a conexão série. A placa bipolar é responsável pela coleta de elétrons, e por esse motivo deve ser construída com material bom condutor de eletricidade. A placa bipolar possui ranhuras ou canais de fluxo (Flow Plates da figura 2.3) por onde é percorrido o fluxo de gases de alimentação. A placa bipolar é mostrada na figura 2.4.

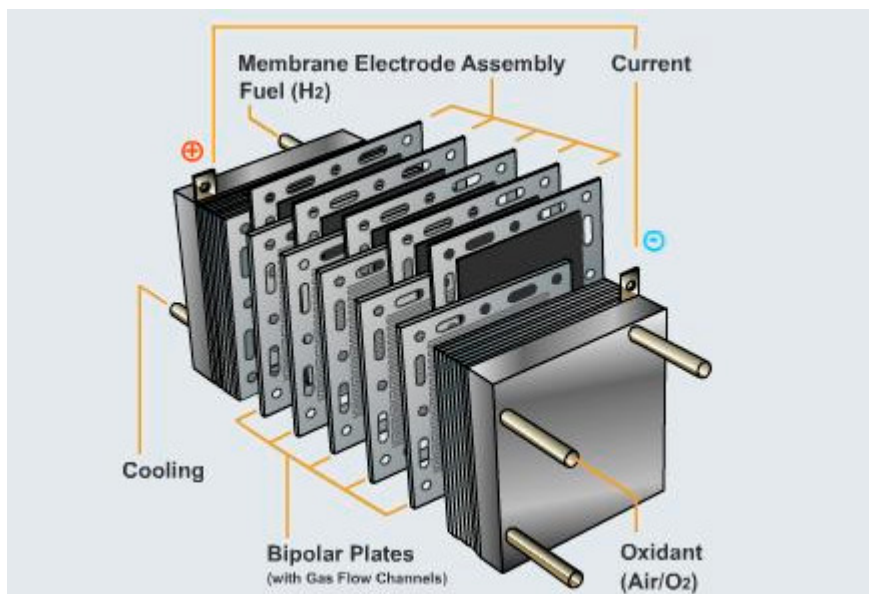


Figura 2.4– Empilhamento mostrando as placas bipolares da pilha a combustível [6]

Muitas vezes, para se obter uma potência mais elevada, colocam-se as pilhas unitárias em série, formando um empilhamento, aumentando também a tensão. Nesse caso, a placa que é responsável pela difusão dos gases, possui um lado diretamente ligado ao anodo, por onde é difundido o gás hidrogênio e a outra face em contato com o catodo, onde é difundido o gás oxigênio.

2.3 – Comparação e tipos de pilhas a combustível mais usual

A PaC do tipo “Proton Exchange Membrane”(PEM) é mais indicada para uso em carros, ônibus, aplicações portáteis e sistemas mistos de energia e calor – “Combined Heat and Power” (CHP) [7]. Esta pilha tem esse nome devido ao fato de ser usada uma membrana polimérica feita de “nafion”, um composto orgânico, sendo admissível somente a passagem de íons H^+ pela membrana. Usa como combustível o gás hidrogênio e como oxidante o gás oxigênio.

Existe também a Pilha a Combustível Alcalina ou “Alkaline Fuel Cell” (AFC). Nela, o eletrólito é uma solução alcalina, tendo sido utilizada nas missões Apollo e em testes de tratores para a agricultura, carros e equipamentos para a navegação. Porém, o desenvolvimento da PEM causou o declínio dessas PaCs e atualmente elas são pouco utilizadas [7]

A Pilha a Combustível de Ácido Fosfórico ou “Phosphoric Acid Fuel Cell” (PAFC) foi a primeira a ser utilizada comercialmente e é empregada em grandes veículos [7].

A Pilha a Combustível de Óxido Sólido ou “Solid Oxide Fuel Cell” (SOFC) tem o custo do catalisador menos elevado se comparado com as três pilhas anteriormente citadas. Também é possível o uso de vários tipos de combustíveis como metanol, etanol, gasolina, diesel e etc. A reforma de gás natural é mais fácil e o calor pode ser aproveitado para gerar energia. As desvantagens são a inicialização mais lenta e a necessidade de dispositivos de ventilação e proteção [7].

Existe ainda a Pilha a Combustível de Carbonatos Fundidos ou “Molten Carbonate Fuel Cell” (MCFC), que usa o níquel como catalisador. Possui o eletrólito líquido, composto de uma mistura quente e corrosiva de carbonato de lítio, potássio e sódio [7].

Outra pilha é a Pilha a Combustível de Metanol Direto ou “Direct Methanol Fuel Cell” (DMFC) que usa também uma membrana polimérica como eletrólito, semelhante à PEM. Esse mecanismo usa diretamente o metanol no anodo, de onde o catalisador retira o hidrogênio do combustível. Tem seu uso vinculado aos meios de transporte, telefonia celular, computadores e uso militar [7].

A Pilha a Combustível Zinco-Ar ou “Zinc Air Fuel Cell” (ZAFC) tem o anodo composto por zinco, e alimentado por hidrogênio ou hidrocarbonetos [7]. O princípio de operação consiste na oxidação do zinco, assim o O_2 é o oxidante e o Zn é o redutor. É usada há muito tempo em baterias não recarregáveis, onde partículas de Zinco se transformam em Óxido de Zinco [8].

A Pilha a Combustível Alumínio-Ar possui o anodo constituído por uma placa de alumínio. O catodo é poroso ao oxigênio do ar e o eletrólito é líquido, sendo uma solução de cloreto de sódio [9]. O Zinco é o agente redutor e o O_2 , o oxidante.

Pilha	Temperatura de operação	de	Eficiência elétrica	Potência
PEMFC	Entre 50 e 100°C		De 35 a 45%	Menos que 250kW
AFC	Entre 60 e 120°C		De 35 a 55%	Entre 300W e 5kW
PAFC	Aproximadamente 220 °C		Aproximadamente 40%	Aproximadamente 200kW
SOFC	Aproximadamente 1000 °C		Mais de 50%	Entre 2kW até a ordem de MW
MCFC	Aproximadamente 650 °C		Mais de 50%	Entre 200kW até a ordem de MW
DMFC	Entre 50 e 120 °C		Aproximadamente 40%	Entre 50 e 250kW
ZAFC	Aproximadamente 700 °C		–	Entre 5kW e 1MW

Tabela 2.1 – Comparação entre diversos tipos de PaCs [7]

É importante mencionar que as pilhas que trabalham com altas temperaturas, acima de 650 °C, têm a vantagem que seu produto térmico pode ser aproveitado em sistemas de co-geração, podendo acionar turbinas a vapor e aumentando assim o aproveitamento de energia. Porém, a desvantagem está no fato de seus materiais serem caros para suportarem as condições cíclicas de deformação térmica e as tensões envolvidas nesse processo, reduzindo sua vida útil.

É importante esclarecer que a célula usada nos experimentos que seguem é a tipo PEM e a análise será feita sobre esta PAC.

2.4 – Características estáticas da PEMFC

Como todo dispositivo, a pilha a combustível também possui perdas. Parte da energia transformada não é convertida totalmente em eletricidade, sendo uma parcela transformada em calor. Existem quatro tipos de perdas na conversão energia química – eletricidade. São elas as perdas por ativação, perdas por cruzamento de combustível ou corrente interna, as perdas ôhmicas e por concentração (transporte de massa).

a) Perdas por ativação

Essa perda é devido à energia de ativação necessária para dar início a toda reação química. Na pilha a combustível de baixa temperatura, essa perda é mais acentuada do que nas de altas temperaturas. A queda de tensão devido a esse tipo de perda não é linear.

b) Perdas por cruzamento de combustível

Uma pequena parte do combustível pode atravessar a membrana, indo diretamente para o catodo. Nesse caso o combustível reage com o oxigênio no catodo, ao invés de se transformar em íons. Isso gera calor, mas nesse caso não há geração de energia, pois os elétrons gerados nesse processo não atravessam o circuito externo.

c) Perdas ôhmicas

Como o nome indica, são as perdas que ocorrem devido à resistência elétrica da PaC e à resistência da membrana pela passagem de prótons.

d) Perdas por concentração

Esse tipo de perda surge devido ao consumo de reagentes. À medida que os reagentes vão sendo consumidos, existe uma diminuição em sua concentração, pois eles vão se diluindo. Se a corrente exigida pela carga aumenta, deve haver também um aumento do fluxo dos gases que entra pela PaC. Porém, a tubulação de entrada da pilha a combustível apresenta certa resistência à passagem de fluxo, havendo assim queda de pressão do gás. Quando o oxigênio é obtido do ar, o aumento da corrente causa um maior consumo do gás oxigênio e diminui sua concentração. Sendo assim essas perdas são causadas por ineficiência da alimentação dos reagentes.

Na figura 2.5 está representada a curva de polarização, onde são indicadas as perdas envolvidas no processo de operação da PaC.

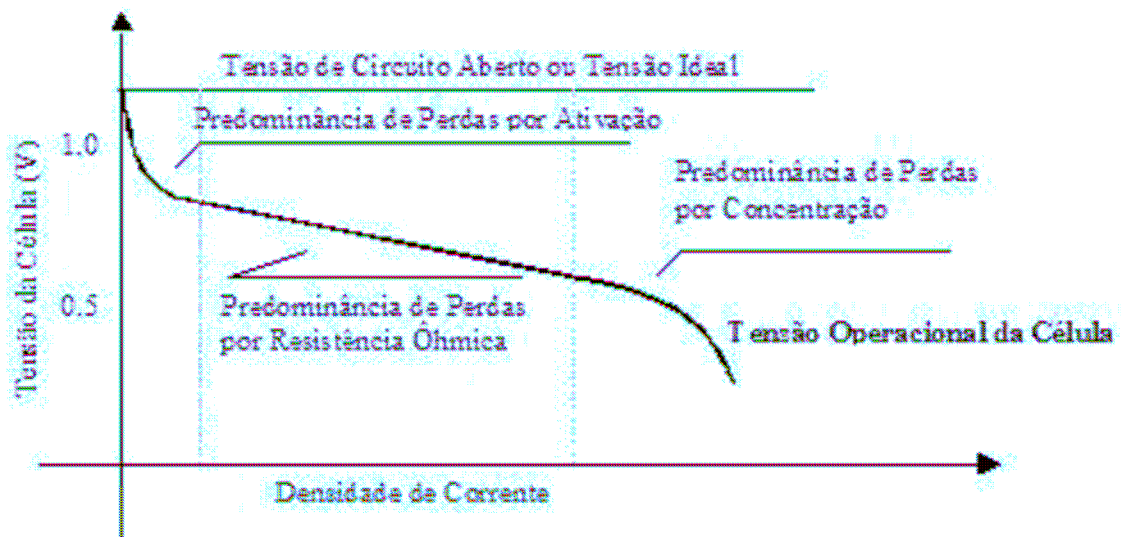


Figura 2.5 – Curva de polarização, mostrando as quedas de tensão na pilha [10]

Define-se densidade de corrente a relação entre a corrente total que atravessa um condutor pela área da seção perpendicular ao sentido da corrente, onde J é a densidade de corrente, I é a corrente, em ampères, e S é a área do transversal do condutor. A densidade de corrente é dada pela equação 2.6.

$$J = \frac{I}{S} \quad (2.6)$$

Observa-se que as perdas por ativação e por concentração não são lineares, enquanto a perda ôhmica é uma faixa linear, obedecendo a Lei de Ohm. A perda por ativação ocorre para baixas densidades de corrente e a perda por concentração em altas densidades de corrente.

2.5 – Propriedades dinâmicas da pilha

Antes de apresentar o circuito equivalente da PaC é importante observar uma noção de como funciona o capacitor. O capacitor ou condensador é um dispositivo que armazena energia elétrica. Quando está descarregado, ele demora cerca de cinco constantes de tempo (RC – produto da resistência pela capacitância) para se carregar em 100%. Demora o mesmo tempo para descarregar completamente.

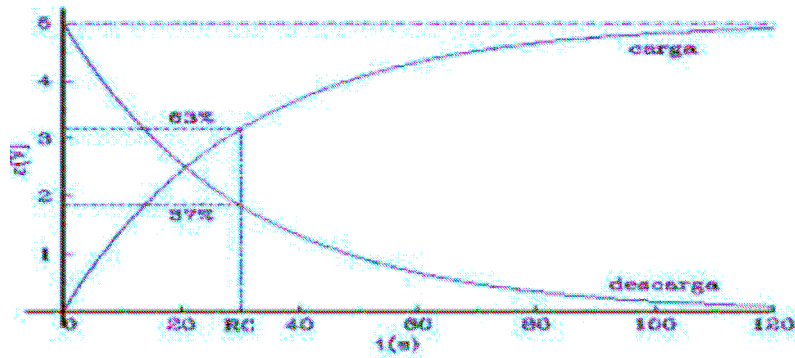


Figura 2.6 – Carga e descarga do capacitor, mostrando o tempo para carregar e descarregar, adaptado de [11]

A constante de tempo, RC , onde R denota a resistência e C a capacitância do circuito simples, é por definição, o tempo necessário para o dispositivo carregar sua energia de 63% de seu valor final, ou descarregar até remanescer 37% de toda a carga.

Outro aspecto importante é que o capacitor tem sua tensão atrasada em relação à corrente, isto é, inicialmente, a tensão só aparece em seus terminais depois de surgir uma corrente.

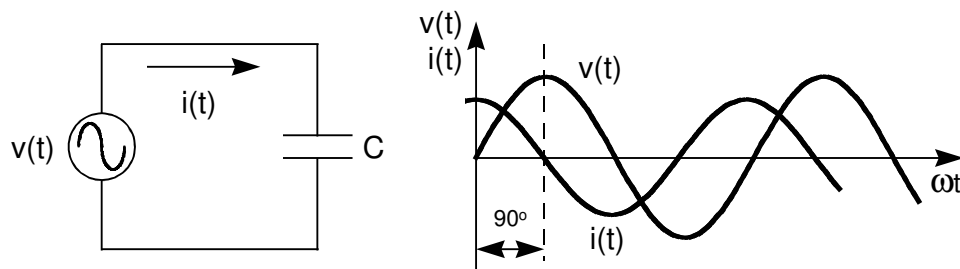


Figura 2.7 – Tensão no capacitor registrando um tempo maior [12]

Um fenômeno que ocorre na pilha é o chamado “Double Charge Layer”. Quando duas superfícies são colocadas em contato, as cargas ficam em suas superfícies ou há transferência de cargas de uma para a outra. No caso da PaC, a interface eletrodo-eletrólito funciona como um capacitor. Na PEM esses dois casos ocorrem simultaneamente.

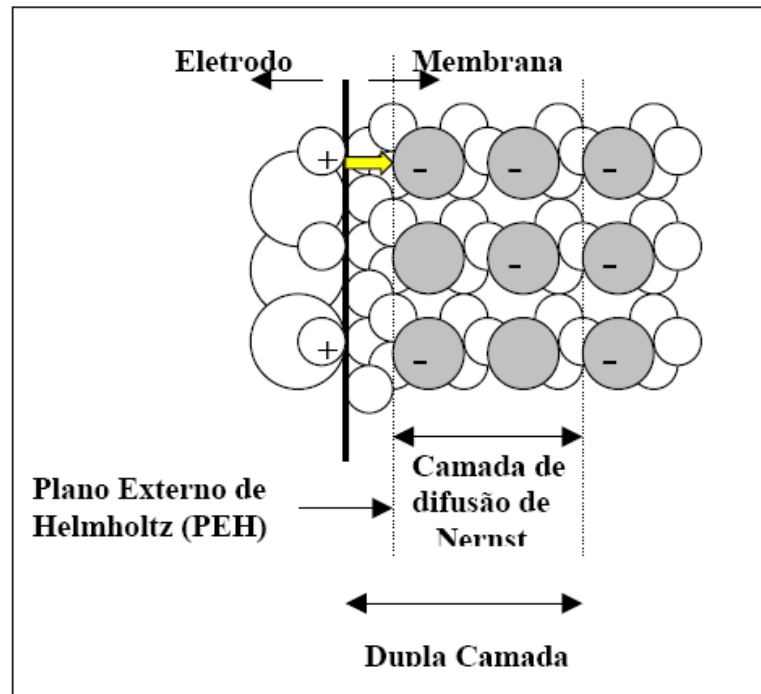


Figura 2.8 – Esquema do Double Charge Layer, mostrando a dupla camada de carga [5]

Com essas informações, é possível deduzir um circuito equivalente eletroquímico para a PaC.

A tensão reversível (E_{nernst}), indicada na figura 2.9, e representa a tensão de circuito aberto, ou seja, sem a carga. Ao se conectar uma carga, aparecerá uma corrente e surgindo assim queda de tensões nos resistores da figura 2.9. Observa-se que a capacitância de ativação C só afeta as perdas por ativação e concentração, não afetando assim a perda ôhmica. As resistências R_{con} , R_{act} e R_{ohm} serão responsáveis pelas quedas de tensão de concentração, ativação e ôhmica, respectivamente.

Desse modo, qualquer alteração de corrente na PaC acarretará uma variação lenta de tensão para um novo valor, nas quedas por concentração e ativação, o que não ocorre na perda

ôhmica, que varia instantaneamente. A queda de tensão de ativação está sujeita ao efeito capacitivo, por isso sua tensão responde lentamente à variação de corrente.

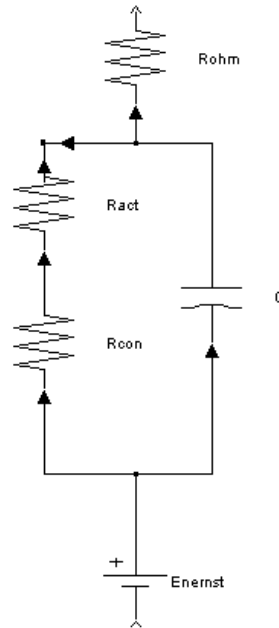


Figura 2.9 – Circuito eletroquímico equivalente [5]

2.5.1 – Método de interrupção da corrente

Existe uma maneira de se obter a tensão ôhmica e de ativação através de um gráfico. Esse método consiste em parar a corrente em um instante qualquer, e obter através de um osciloscópio conectado à pilha os valores de V_{act} e V_{ohm} . Este método será avaliado experimentalmente neste trabalho e será possível estimar duas das resistências (ôhmica e ativação) que compõe o modelo eletroquímico equivalente. Ao interromper a corrente, é obtido através de um osciloscópio, um gráfico que, por inspeção visual, se obtém o valor das quedas de tensão ôhmica e de ativação e, divididas pela corrente de operação da PaC estima-se os valores das referidas resistências.

CAPÍTULO III

ESTUDO SOBRE OS PRINCIPAIS CONVERSORES CC-CC E INVERSORES

3.1 – Chaves comutadoras

As características desejadas para uma chave comutadora devem atender à menor perda de energia possível em seu acionamento. Sendo assim, quando ativada, a queda de tensão deve ser a mínima possível e a condução de corrente deve ser elevada. Já quando desativada, deve bloquear a corrente, evitando qualquer tipo de fuga e deve suportar elevadas tensões. O tempo para iniciar os processos de condução (“turn-on”) e bloqueio (“turn-off”) deve ser o menor possível, evitando assim perdas.

Em Eletrônica de Potência é comum a utilização de semicondutores funcionando como chaves controláveis que determinam o fluxo de corrente. Há diversos tipos dessas chaves que geralmente são de Silício. Uma nova tecnologia está surgindo, é os dispositivos semicondutores a base de Carbeto de Silício e são capazes de suportar tensões de até 20 vezes maior que os dispositivos de Silício, além de apresentarem quedas de tensão inferiores quando em condução, também possuem boas condições de chaveamento e alta capacidade de bloqueio até em altas temperaturas.

3.2 – Tipos de chaves semicondutoras [13]

3.2.1 – O Tiristor (SCR) – “Silicon Controlled Rectifier”

O Tiristor se comporta como um diodo retificador. Ele passa a conduzir corrente quando um pulso de corrente no sentido positivo é aplicado no “gate”. Porém esse dispositivo não pode ser desativado pelo gatilho ou “gate”, sendo necessário, que por influência do próprio circuito, a corrente se torne um valor negativo, e aí sim o Tiristor é desativado.

3.2.2 - O GTO (“Gate-Turn-Off Thyristor”)

Os tiristores tradicionais só param de conduzir quando a corrente no “gate” cai abaixo de um determinado valor, chamado de corrente de manutenção. Nesse caso, são necessários circuitos especiais para o “desligamento” do tiristor. No caso do GTO, para o seu desligamento, é necessária uma tensão negativa entre o “gate” e o catodo e assim causando uma corrente negativa no “gate”.

3.2.3 – O BJT (“Bipolar Junction Transistor”)

É necessária uma aplicação constante de corrente de base para mantê-lo no estado ativado. Possui três terminais: base, coletor e emissor. Sua corrente de coletor é praticamente igual à de emissor e sua potência é dado pelo produto da tensão coletor-emissor pela corrente de coletor. Possui um ganho de corrente, β , onde a corrente de base será multiplicada por esse ganho para encontrar a corrente de emissor.

3.2.4 - O MOSFET (“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”)

Seu tempo de chaveamento é muito pequeno devido à sua constituição física, em que somente um tipo de carga (positiva ou negativa) se movimenta no interior do dispositivo. Para mantê-lo ativado é preciso uma aplicação contínua de tensão entre o “gate” e “source” (G-S).

Para o experimento de se obter uma ondulação não superior a 1%, neste trabalho, será usada a chave semicondutora denominada Mosfet.

3.2.5 - O IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”)

Sua estrutura é semelhante ao MOSFET e tem uma alta impedância de “gate”, o que requer uma energia comparativamente pequena para chavear o dispositivo. Tem frequência de chaveamento média, podendo chegar ao máximo a 20khz.

3.3 – A técnica de Modulação por largura de pulsos (PWM; Pulse Width Modulation)

Definindo-se T_{on} como o período de condução da chave e como T_{off} , o período de desligamento, e T_s como o período total ($T_{on} + T_{off}$), tem-se a técnica representada na figura 3.1. Como característica, o valor médio do sinal pode ser alterado, mudando o período T_{on} e consequentemente T_{off} .

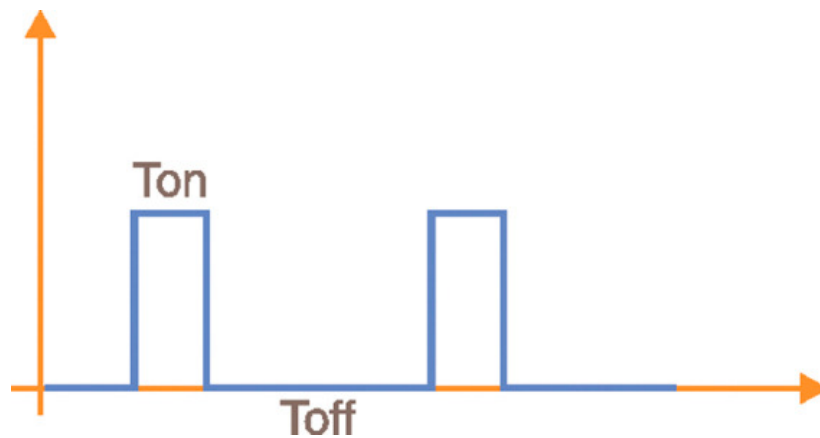


Figura 3.1 – Diagrama de acionamento da chave comutadora – Eixo vertical representando a tensão (V) e eixo horizontal representando o tempo (t) [14]

É importante observar que cada etapa de chaveamento, isto é, conduzir e não conduzir, na figura 3.1, leva a uma perda de energia que caracteriza uma dissipação de potência na chave comutadora.

Chama-se ciclo de trabalho a grandeza D , igual a T_{on}/T_s . Essa grandeza tem relação com os conversores CC-CC analisados posteriormente. A seguir, V_d e I_d representam, respectivamente, a tensão e corrente de entrada e V_o e I_o representam a tensão e corrente de saída, nesta ordem.

3.4 – Principais conversores CC –CC

Dentre os principais conversores CC-CC, destacam-se o “Buck”, também chamado Step-down, o “Boost”, conhecido como Step-up, o “Buck-Boost”, e o “Cúk”. Cada um deles será detalhado a seguir.

3.4.1 - Abaixador de Tensão (“Buck”)

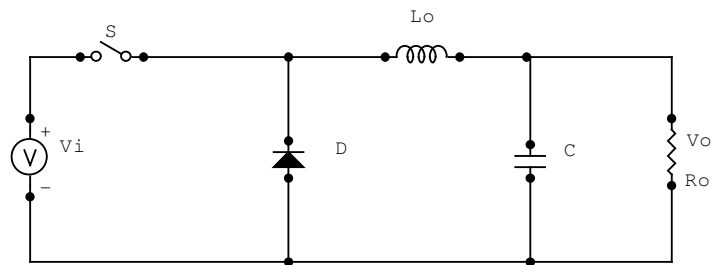


Figura 3.2 – Conversor Abaixador de Tensão [13]

Quando a chave conduz, a tensão na indutância será $V_i - V_o$ e quando a chave não conduz, a tensão na indutância será $-V_o$. Assim:

$$(V_i - V_o)D - V_o(1 - D) = 0 \quad (3.1)$$

De acordo com o nome, sua tensão de saída possui um valor médio menor que a de entrada. Nesse dispositivo, o ciclo de trabalho é dado por $D = T_{on}/T_s = V_o/V_i = I_i/I_o$ e D sempre estará entre 0 e 1.

3.4.2 - Elevador de tensão (“Boost”)

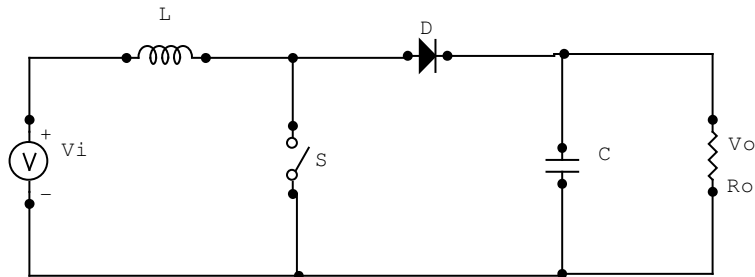


Figura 3.3 – Conversor Elevador de Tensão [13]

Na figura 3.3, quando a chave conduz, a tensão na indutância será V_i . Quando a chave não conduz, a tensão no indutor será $V_i - V_o$, assim:

$$V_i D + (V_i - V_o)(1 - D) = 0 \quad (3.2)$$

Sua tensão de saída é maior que o sinal de entrada e o ciclo de trabalho é dado por $1/(1-D) = V_o/V_i = I_i/I_o$. O capacitor tem como função manter um nível de tensão constante na saída. Quando a chave conduz, o indutor é carregado e quando a chave é aberta, o indutor descarrega a energia para a saída.

3.4.3 – Abaixador-Elevador de Tensão (“Buck-Boost”)

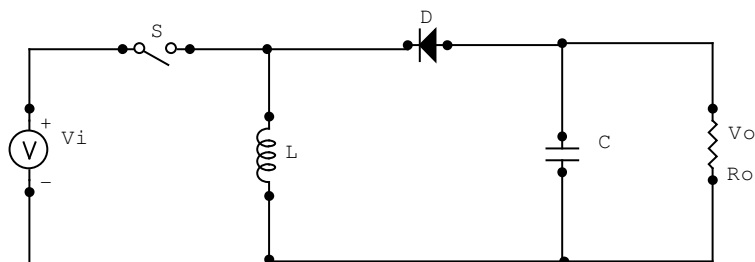


Figura 3.4 – Conversor Abaixador-Elevador de Tensão [13]

Este é um meio termo entre os dois conversores mencionados anteriormente. Sua saída pode ser menor ou maior que a tensão de entrada. Seu ciclo de trabalho é dado por $V_o/V_i = I_i/I_o = -D/(1-D)$. Sua saída tem sinal contrário à entrada.

3.4.4 -“Cúk”

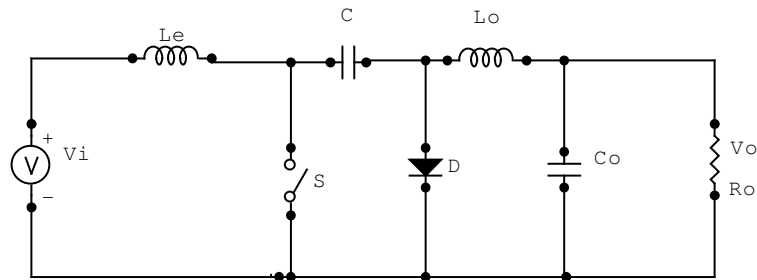


Figura 3.5 – Conversor Cúk [13]

Opera com o mesmo princípio de dualidade do conversor anterior. Seu sinal de saída pode ser menor ou maior que a tensão de entrada. O ganho é o mesmo do “Buck-boost”. Seu sinal de saída também é oposto à entrada.

Com a chave aberta, as correntes provenientes de L_e e L_o passam pelo diodo, que está diretamente polarizado. Com a chave fechada, as correntes provenientes de L_e e L_o passam pela chave e o diodo fica polarizado inversamente.

A tensão em L_e é $V_i - V_c$, quando a chave está aberta e V_i para a chave na posição fechada. Assim:

$$V_i D T_s + (V_i - V_c)(1 - D) T_s = 0 ; V_c = \frac{1}{1-D} V_i \quad (3.3)$$

A tensão em L_o será V_o para chave aberta e $V_c + V_o$ para a posição fechada, resultando em:

$$(V_c + V_o) D T_s + V_o(1 - D) T_s = 0 ; V_c = -\left(\frac{1}{D}\right) V_o \quad (3.4)$$

Combinando as duas equações 3.3 e 3.4 para V_c , chega-se a relação $-D/(1 - D)$, conhecida como ganho de tensão. O ganho de tensão também é negativo, semelhante a Buck-Boost.

3.4.5 - “Zeta”

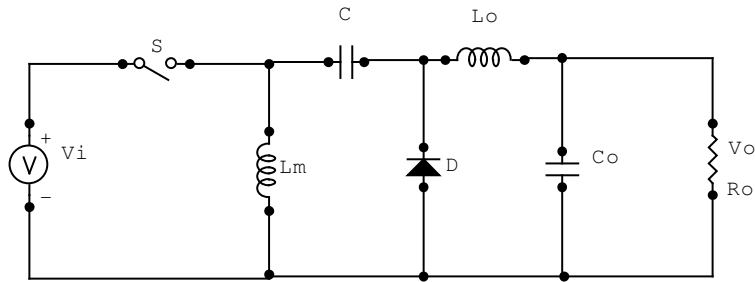


Figura 3.6 – Conversor “Zeta” [15]

Inicialmente a chave S está fechada e a tensão no capacitor C é V_o . A tensão em cada indutor é V_i , pois o diodo D está bloqueado. Os indutores armazenam energia nesse instante da fonte de entrada. A descarga de C nesse instante carrega C_o .

No instante seguinte a chave S é aberta, o diodo D conduz e a tensão V_o aparece em cada indutor L_m e L_o . O indutor L_m transfere energia para o capacitor C e o indutor L_o , para a carga.

Como a potência de entrada é igual à potência de saída, supondo os dispositivos ideais, e considerando o princípio da conservação de energia no indutor L_m , a seguinte equação é válida:

$$\int V I dt = \text{constante}$$

$$I_m \cdot V_i \cdot T_{on} = I_m \cdot V_o \cdot T_{off} \quad (3.5)$$

Assim, $V_o/V_i = T_{on}/T_{off} = D/(1 - D)$.

I_m é a corrente que passa pelo indutor L_m ,

Sua tensão de saída possui o mesmo sinal que a tensão de entrada.

3.4.6 - “SEPIC” (Single Ended Primary Inductor Converter)

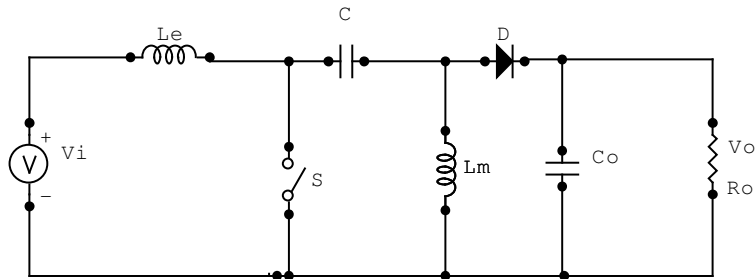


Figura 3.7 – Conversor “SEPIC” [16]

Quando a chave está aberta, a tensão em L_e será $V_i - V_c$ e quando fechada será $+V_i$. Assim:

$$(V_i - V_c)(1 - D)T_s + V_iDT_s = 0 \quad ; \quad V_c = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3.6)$$

Analogamente para L_m , quando a chave está aberta a tensão será $+V_o$ e quando fechada, $V_o - V_c$. Desse modo:

$$(V_o - V_c)DT_s + V_o(1 - D)T_s = 0 \quad ; \quad V_c = \frac{V_o}{D} \quad (3.7)$$

Combinando as duas equações 3.6 e 3.7 para V_c , o ganho será $\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D}$. A tensão de saída tem o mesmo sinal da tensão de entrada.

3.4.7 –“Flyback”

É muito comum o uso deste conversor. É um derivado do “Buck-boost”, possuindo características semelhantes e usa um transformador acoplado. Nesse caso o transformador assume o lugar do indutor. A tensão de saída depende apenas da relação de espiras primária e secundária. O princípio de operação é o mesmo do conversor “Boost” [17].

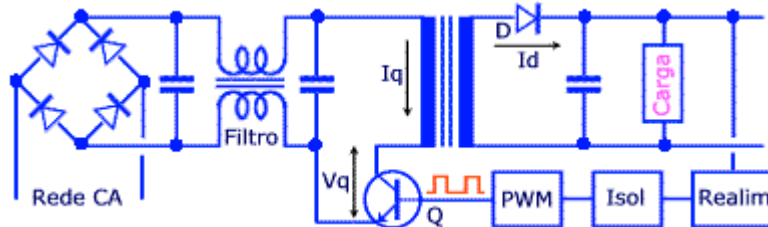


Figura 3.8 – Conversor flyback com filtro e transformador no lugar do indutor [17]

A corrente de entrada é retificada e passa por um filtro para não haver retorno de frequências indesejadas devido ao chaveamento [17].

3.4.8 – Inversor

3.4.8.1 – Definição

O inversor é um dispositivo que consiste em converter uma corrente contínua em um sinal alternado de frequência desejada. Desse modo, pode-se obter um sinal alternado de saída com frequência e amplitude desejáveis, de acordo com a relação de uma onda triangular portadora e uma onda de referência. A figura 3.9 mostra um inversor monofásico composto por diodos e transistores como chaves.

O funcionamento consiste em chavear esses transistores e sendo assim, quando $TR1$ está em seu estado ativado, a tensão na carga será $V_d/2$. Quando $TR2$ está ativado a tensão na carga aparecerá $-V_d/2$. Procedimento análogo para os transistores $TR3$ e $TR4$. Lembrando que quando $TR1$ está ativado, $TR2$ deverá estar desativado e assim também ocorre com $TR3$ e $TR4$. Caso isto não acontecesse, ocorreria um curto circuito.

A figura 3.9 mostra um inversor de dois ramos (“leg”), o que permite que a tensão na carga seja o dobro daquela se fosse usado apenas um ramo (“half bridge”).

Com o desenvolvimento de inversores é possível o uso desses dispositivos, juntamente com PaCs, onde a tensão de saída da pilha a combustível pode ser transformada em uma tensão alternada e ser enviada para a rede elétrica.

DC-AC INVERTER CIRCUITS

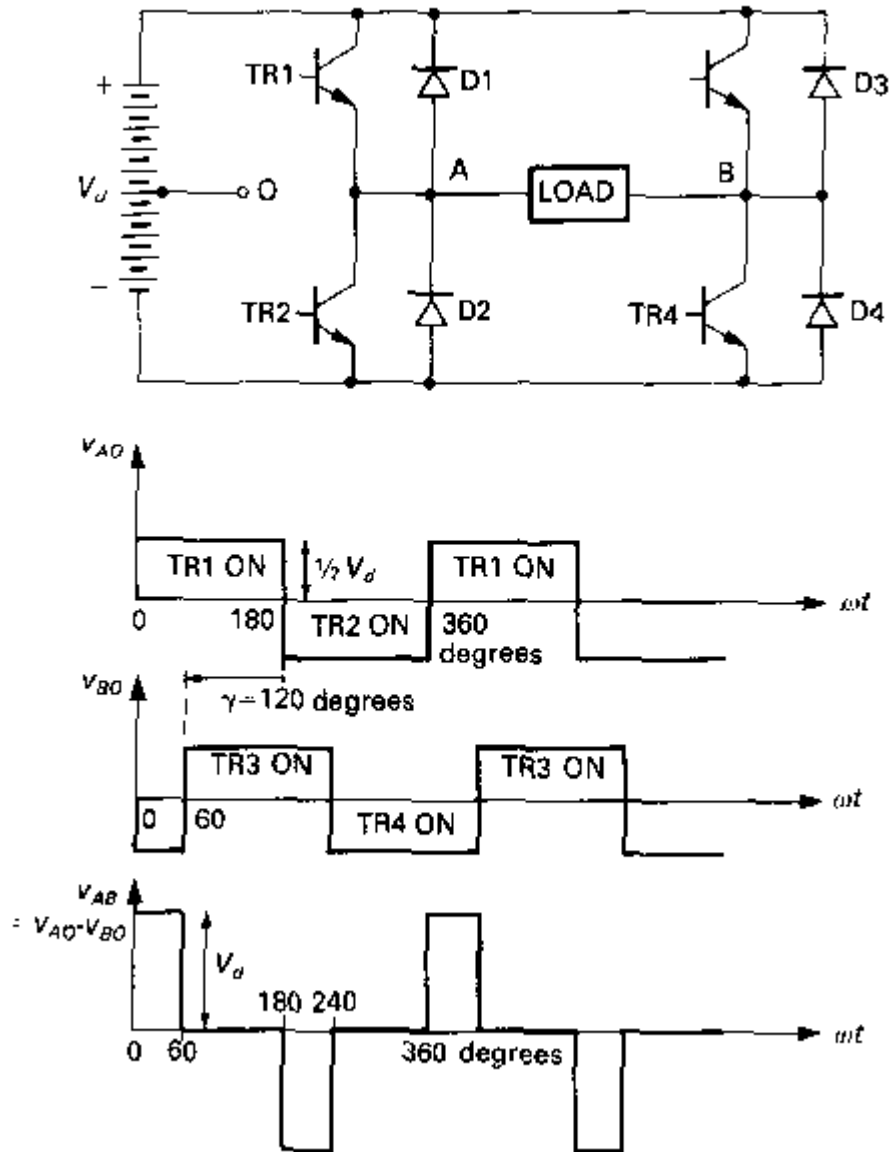


Figura 3.9 – Inversor monofásico de onda completa (“full bridge”) [18]

3.4.8.2 – PWM seno – triângulo

A técnica PWM seno – triângulo consiste em comparar uma onda portadora triangular com um sinal senoidal de referência. Assim se transforma um sinal de nível CC em um sinal alternado.

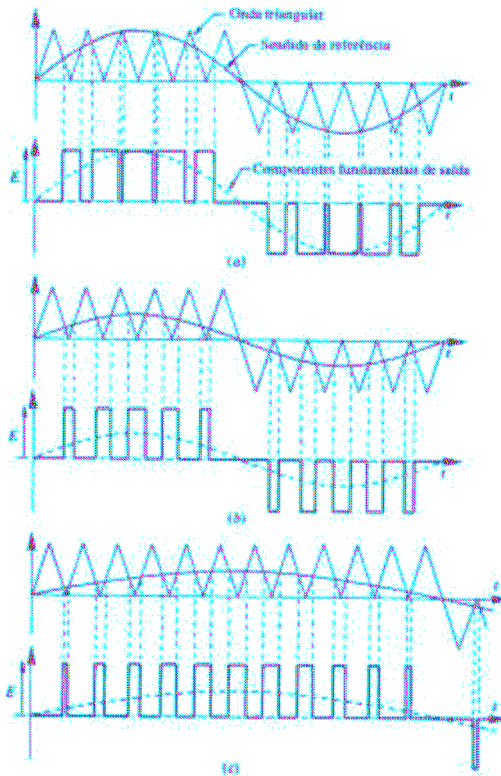


Figura 3.10 – PWM seno – triângulo. (a) Em tensão de saída máxima. (b) Em tensão de saída reduzida. (c) Em metade da tensão e metade da frequência. [18]

A figura 3.10 mostra a comparação de uma senóide (sinal de referência ou de controle) com uma onda portadora triangular. Chamando de V_s a tensão da onda senoidal e de V_t a tensão da onda triangular, tem-se que:

Quando $V_s > V_t$, a tensão resultante será V_d ;

Quando $V_s < V_t$, a tensão resultante será zero; sendo V_d a tensão de pico da onda resultante quadrada.

Pode-se aproximar essa onda resultante por uma senóide. Define-se razão de modulação de amplitude como M_a e é numericamente igual a V_s/V_t . Analogamente, define-se razão de modulação de frequência como $M_f = F_t/F_s$, sendo F_t e F_s as frequências da onda triangular e senoidal, nesta ordem. Desse modo, pode-se manipular a amplitude e frequência do sinal de saída, de acordo com valores desejáveis.

3.5 – Proteções para conversores

Devido ao aspecto eletroquímico da PaC, isto é, o fato da energia elétrica ser originária de reações químicas, a corrente de saída assume valores altos e a tensão, valores baixos, comparativamente a outros sistemas, e essa corrente elevada ocasiona perdas. É difícil fabricar pilhas com alto valor de tensão, e para obtê-las seria necessário construí-las ocupando um grande volume. Outro problema é que a variação da tensão de saída segue o mesmo ritmo da carga, ou seja, muda de acordo com a demanda de corrente da carga. Assim é difícil ajustar a produção de energia com a demanda de potência da carga.

Através de conversores apropriados, é possível manipular a tensão de saída com um nível desejado.

O tiristor apresenta uma característica chamada tempo de recuperação reversa, que é o tempo que o dispositivo leva para se recuperar de uma mudança na polaridade da tensão. Também há outros inconvenientes, como a alta variação de tensão nesses dispositivos (alto dv/dt) e problemas de chaveamentos. Além disso, o indutor que forma o tipo de conversor apresenta uma resistência em série, o que limita o ciclo de trabalho, interferindo na tensão de saída.

Para contornar o problema de alto dv/dt , um circuito “snubber” é colocado em paralelo com o dispositivo. Esse circuito é composto de um resistor e um capacitor em série. É útil no auxílio à comutação de tiristores.

Considerando uma corrente constante na carga, quando o tiristor é desativado, o capacitor se carrega com a corrente que passa pela carga e como a tensão é praticamente linear, este capacitor determinará o dv/dt . Quando o tiristor entrar em condução o capacitor se descarregará pelo resistor do “snubber”. A resistência não pode ser muito baixa, exatamente para limitar a injeção do impulso de corrente no tiristor [19].

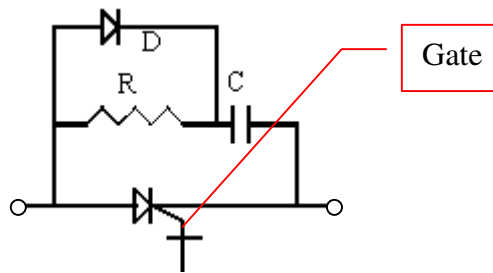


Figura 3.11 – Circuito amaciador para proteger o dispositivo semiconductor, no caso da figura é um tiristor, de alto dv/dt . O circuito é colocado em paralelo com o dispositivo semiconductor.

[19]

O “snubber” também serve para limitar altas taxas de corrente (alto di/dt). Nesse caso o “snubber” é formado por um resistor e um indutor, servindo como um suavizador para o desligamento. Com o aumento dessa variação de corrente, a potência dissipada na condução do tiristor pode ser considerável. Na figura 3.12, o tempo t_a determina uma corrente negativa (I_{rr}) que é proporcional à relação di/dt , assim quanto menor esta relação menor será esse pico de corrente I_{rr} , desde que $I_{rr} = t_a * di/dt$ [20]. A relação t_b/t_a é conhecida como fator de suavidade [20]. Quando t_b é pequeno, chama-se recuperação abrupta (fast recovery) e já para um tempo t_b maior, dá-se o nome de recuperação suave (soft recovery), t_{rr} é medido entre o cruzamento de I_{rr} por zero até 25% da corrente reversa máxima [20].

Os altos valores de tensão e corrente ocorrem quando o dispositivo semiconductor é bloqueado e quando conduz, respectivamente. Os circuitos amaciadores que possuem resistores são chamados dissipativos, enquanto os que não possuem resistores são chamados de regenerativos [21].

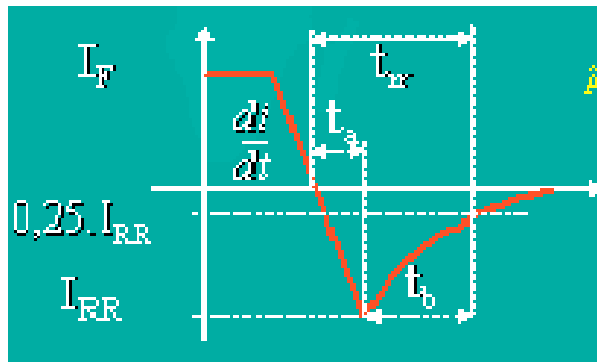


Figura 3.12 – Gráfico para o tempo de recuperação reversa t_{rr} . A corrente cai rapidamente quando o dispositivo semicondutor entra em estado de bloqueio. O instante t_b determina se a recuperação é suave ou rápida. [20]

Com o circuito amaciador é possível resolver o problema de altas tensões e altas correntes que possam aparecer nos terminais de um dispositivo de chaveamento. A figura 3.13 representa um circuito “snubber” para limitar altas correntes. O circuito “snubber” é conectado em paralelo com o dispositivo semicondutor, ou seja, em seus terminais é conectado o dispositivo semicondutor. A causa desses altos valores é o intervalo de tempo pequeno envolvido no chaveamento.

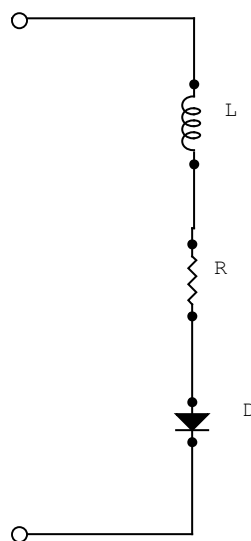


Figura 3.13 – Circuito de proteção que opera em paralelo com o dispositivo semicondutor [21]

Este circuito também pode ser aperfeiçoado para se obter um protetor de alta tensão e alta corrente, como na figura 3.14.

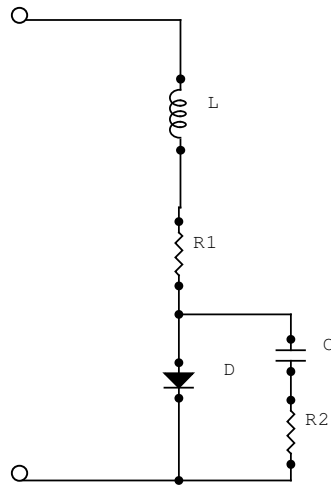


Figura 3.14 – Circuito protetor de alta corrente e alta tensão [21]

3.5.1 - Snubber para altas correntes

Considerando o circuito da figura 3.13, a tensão no dispositivo semicondutor será dada por:

$$\frac{Ldi}{dt} + Ri = V \quad (3.8a)$$

Onde V é a tensão no dispositivo semicondutor, e i é a corrente no circuito amaciador.

A solução dessa equação diferencial é dada por:

$$i(t) = I_{max} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) \quad (3.8b)$$

I_{max} vale: $\frac{V}{R}$. Então a taxa de variação da corrente em relação ao tempo será dada pela derivada da expressão (3.8b) que vale:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{\max}R}{L} e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3.8c)$$

Quando t vale zero essa taxa de corrente assume o valor máximo e equivale a:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} = \frac{RI_{\max}}{L} = \frac{V}{L} \quad (3.8d)$$

Conforme apresentado na equação (3.8d), a taxa de corrente é inversamente proporcional ao valor da indutância, e se essa indutância for considerada do próprio circuito (indutâncias parasitas dos cabos de alimentação), o que é equivalente a micro ou milihenrys ocorrerá altas taxas de corrente no início da comutação. Observa-se que durante o chaveamento essa taxa de variação da corrente é máxima, e essa taxa não depende da resistência de carga. Pode-se resolver este problema controlando a indutância L , elevando-se o seu valor. Esse valor é especificado como na inequação (3.8):

$$L > \frac{V}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max}} \quad (3.8)$$

3.5.2 - Snubber para altas tensões

A figura 3.14 mostra um circuito amaciador que influencia tanto altas correntes como altas tensões.

Quando o componente semiconductor estiver em estado de bloqueio, a tensão que aparecerá em seus terminais será a mesma nos terminais do capacitor, uma vez que não circula corrente pelo circuito. Quando a chave está em estado de bloqueio, sua tensão aparecerá nos terminais do capacitor da figura 3.14. Após o chaveamento, o capacitor descarrega e a corrente i_s , proveniente dessa descarga, flui pelo diodo. A tensão no capacitor é dada pela solução da equação diferencial do circuito “snubber” formado apenas por C e R_2 da figura 3.14:

$$\frac{Cdv}{dt} = -\frac{v}{R_2} \quad (3.9a)$$

A tensão no capacitor será então descrita pela equação (3.9b):

$$v(t) = V e^{-\frac{t}{R_2 C}} \quad (3.9b)$$

E a corrente descrita pela equação (3.9c):

$$i(t) = \frac{V}{R_2} e^{-\frac{t}{R_2 C}} \quad (3.9c)$$

Quando $t = 0$, no instante da comutação, a corrente é máxima e assume o valor:

$$I_{S_{max}} = \frac{V}{R_2} \quad (3.9d)$$

Sendo assim, a corrente total (I_{total}) que passa pelo diodo será a soma das duas correntes para cada “snubber”:

$$I_{total} = I_{max} + I_{S_{max}} = \frac{V}{R} + \frac{V}{R_2} = V \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.9e)$$

Considerando a equação para a corrente total, como na situação somente para o controle de altas correntes, o valor de controle para a indutância é análogo a este caso e, portanto:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{I_{max} R}{L} e^{-\frac{Rt}{L}} \implies \left(\frac{di}{dt} \right)_{max} = R \frac{I_{total}}{L} \\ L &> \frac{V(R+R_2)}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{max}} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Que é o valor mínimo para L .

Quando $R_2 \gg R$, o que ocorre na maioria das vezes, a inequação (3.9) se reduz à inequação (3.8).

A seguir serão analisadas duas situações para a limitação de altas taxas de tensão:

I. SITUAÇÃO I – Carga resistiva

Nessa situação, supõem-se o dispositivo bloqueado e com uma tensão V . A indutância é considerada desprezível e a resistência R_r será $R + R_2$. A figura 3.15 mostra esse circuito. I_s é a corrente que passa pela resistência e V_o a tensão no capacitor.

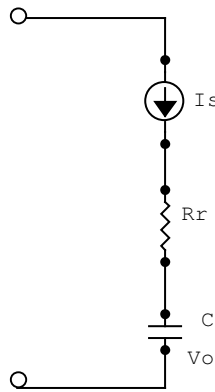


Figura 3.15 – Circuito para carga resistiva em $t = 0$ [21]

Aplicando a equação diferencial relativa ao circuito da figura 3.15, a corrente instantânea $i_s(t)$ é dada pela equação (3.10b):

$$R_r \frac{di_s}{dt} + \frac{i_s}{C} = 0 \quad (3.10a)$$

$$i_s(t) = \frac{V}{R_r} e^{-\frac{t}{R_r C}} \quad (3.10b)$$

Para esta corrente instantânea, a tensão instantânea no capacitor C será:

$$V_o = \frac{1}{C} \int_0^t i_s dt = V \left(1 - e^{-\frac{t}{R_r C}} \right) \quad (3.10c)$$

A derivada dessa expressão (3.10c) ou taxa de variação dessa tensão com o tempo é expressa pela equação (3.10d):

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V}{R_r C} e^{-\frac{t}{R_r C}} \quad (3.10d)$$

Essa expressão assume seu valor máximo em $t = 0s$. Para que essa tensão não prejudique o dispositivo semicondutor, a capacitância mínima é dada na inequação (3.10):

$$C > \frac{V}{R_r \left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{max}} \quad (3.10)$$

II. SITUAÇÃO II – Carga indutiva

Nesse caso a indutância tem um valor considerável e o circuito equivalente do “snubber” assume a configuração descrita na figura 3.16.

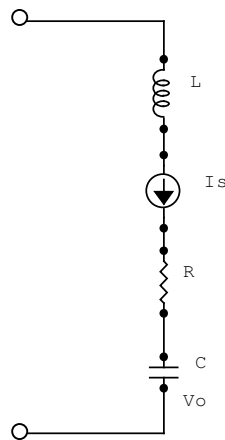


Figura 3.16 – Circuito equivalente para carga indutiva antes de o diodo conduzir [21]

A equação diferencial para este circuito RLC fica conforme apresentado na equação (3.11a), sendo V a tensão nos terminais do dispositivo semicondutor:

$$V = V_o + \frac{RCdV_o}{dt} + Ld\left(\frac{Cd^2V_o}{dt^2}\right) \quad (3.11a)$$

Sua equação diferencial, arrumando os termos para $V_o(s)$ é dada como:

$$LCs^2 + RCs + 1 = V \quad (3.11b)$$

A resposta no domínio do tempo equivale a:

$$V_o(t) = V \left[1 - e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(\cos wt + \frac{R}{2wL} \text{sen} wt \right) \right] \quad (3.11c)$$

E o valor de w é obtido de acordo com a equação (3.11d):

$$w = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \right)} \quad (3.11d)$$

Derivando-se a expressão (3.11c), encontra-se:

$$\begin{aligned} \frac{dV_o(t)}{dt} &= V \left[\frac{R}{2L} e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(\cos wt + \frac{R}{2wL} \text{sen} wt \right) - e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(-w \text{sen} wt + \frac{R}{2L} \cos wt \right) \right] = \\ &= \frac{V e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(\frac{R^2}{4L^2} + w^2 \right)}{w} \text{sen} wt = \\ &= \frac{V e^{-\frac{Rt}{2L}}}{wLC} \text{sen} wt \end{aligned} \quad (3.11e)$$

Derivando-se a expressão (3.11e) e igualando a zero, obtém-se o valor máximo.

$$\begin{aligned} \frac{d^2 V_o(t)}{dt^2} &= \frac{V}{wLC} \left(w e^{-\frac{Rt}{2L}} \cos wt - \frac{R}{2L} e^{-\frac{Rt}{2L}} \text{sen} wt \right) = \\ &= \frac{V e^{-\frac{Rt}{2L}}}{wL^2 C} \left(wL \cos wt - \frac{R}{2} \text{sen} wt \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.11f)$$

A expressão (3.11f) é satisfeita se:

$$tgwt = \frac{2wL}{R} \quad (3.11g)$$

E para este caso:

$$senwt = \frac{wL}{\sqrt{[\left(\frac{R}{2}\right)^2 + w^2L^2]}} \quad (3.11h)$$

Fazendo combinações com as equações (3.11c), (3.11d) e (3.11f), o valor máximo para a variação de tensão pode ser obtido com a equação (3.11i):

$$\left(\frac{dV_o(t)}{dt}\right)_{max} = V e^{-\frac{Rt}{2L}} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.11i)$$

Da expressão (3.11g) é possível calcular o tempo t_{max} para que a variação de tensão atinja o seu máximo:

$$t_{max} = \frac{1}{w} \arctg\left(\frac{2wL}{R}\right) \quad (3.11j)$$

E substituindo em (3.11i), encontra-se esta taxa de variação máxima:

$$\left(\frac{dV_o(t)}{dt}\right)_{max} = V e^{-\left(\frac{R}{2wL}\right)\arctg\left(\frac{2wL}{R}\right)} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

De acordo com a relação exposta acima, L e C são inversamente proporcionais, assim para se obter a mesma limitação de dV/dt , aumentando-se a indutância, deve-se diminuir a capacitância do circuito.

Ainda nessa situação, a indutância poderá assumir valores baixos ou elevados. Isso será detalhado a seguir.

a) Indutância com valor baixo

Nesse caso, despreza-se o valor da indutância e este caso se assemelha à situação I. Assim a capacitância assumirá um valor mínimo que será expresso pela inequação (3.12):

$$C > \frac{V}{R \left(\frac{dV_o(t)}{dt} \right)_{max}} \quad (3.12)$$

b) Indutância crítica

O valor crítico da indutância é obtido quando $w = 0$. Então, fazendo-se $w = 0$ na expressão (3.11d), tem-se:

$$L = \frac{R^2 C}{4} \quad (3.13a)$$

Para ângulos pequenos a , $\sin a = \operatorname{tg} a$, a em radianos. Desse modo, para $w = 0$, $\operatorname{tg} wt$ tende à zero, logo:

$$t_{max} = \frac{1}{w} \operatorname{arctg} \left(\frac{2wL}{R} \right) = \frac{\frac{1}{w} 2wL}{R} = \frac{2L}{R} = \frac{RC}{2} \quad (3.13b)$$

Combinando as expressões (3.11i) e (3.13b)

$$\left(\frac{dV_o(t)}{dt} \right)_{max} = \frac{0,37V}{\sqrt{LC}} \quad (3.13c)$$

Agora substituindo (3.13a) em (3.13c) determina-se a capacitância mínima na expressão (3.13):

$$C > \frac{0,74V}{R \left(\frac{dV_o(t)}{dt} \right)_{max}} \quad (3.13)$$

c) **Indutância alta**

Quando a indutância assume valores elevados, a relação R/L tende a zero e a carga entra em ressonância, a equação (3.11d) se torna:

$$w = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.14a)$$

A equação (3.11c) passa a ser da seguinte forma:

$$V_o(t) = V (1 - \cos wt) \quad (3.14b)$$

Assim, quando dV_o/dt é máximo, tem-se:

$$tgwt_{max} = \frac{2wL}{R} = 2L \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.14c)$$

Como L é muito grande em relação a R , wt_{max} será aproximadamente $\pi/2$, e assim, a expressão (3.14d) é válida:

$$t_{max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (3.14d)$$

Derivando-se (3.14b), chega-se a expressão:

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = wV \sin wt = \frac{V}{\sqrt{LC}} \sin wt \quad (3.14e)$$

Derivando-se novamente (4.14e):

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} = w^2 V \cos wt \quad (3.14f)$$

Igualando-se (3.14f) a zero, a condição de valor máximo será: $wt = \pi/2$ e

$$t_{\max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (3.14g)$$

Analisando-se a expressão (3.14e) e de acordo com o valor máximo para dV/dt chega-se ao valor mínimo da capacitância, dada pela expressão (3.14):

$$C > \frac{\frac{V^2}{L}}{\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max}} \quad (3.14)$$

De acordo com a expressão (3.14), L e C são inversamente proporcionais para um valor fixo de dV/dt .

Os circuitos amaciadores conseguem limitar as altas taxas de variação de tensão e corrente. O conhecimento dos dispositivos que compõem esses circuitos, tais como indutores e capacitores, é necessário para essa limitação. Desse modo, é possível resolver esses problemas escolhendo uma indutância ou capacitância de valor adequado.

ANÁLISE EXPERIMENTAL

4.1 – Introdução

Os dois experimentos a seguir representam o Método de Interrupção de Corrente e a aplicação de um conversor para elevar a tensão de saída da pilha a combustível. O primeiro consiste em obter uma estimativa visual das tensões e resistências ôhmica e de ativação. O segundo será uma combinação de dois conversores “boost” para elevar a tensão sem precisar do uso de indutância elevada ou do aumento da frequência de chaveamento e conseqüentemente, não aumentar o volume do dispositivo e diminuir as perdas de energia, respectivamente.

4.1.1 – O Método de Interrupção de Corrente

Baseado no item 2.5.1 do capítulo 2, foi realizado, no LEP (Laboratório de Engenharia Pulmonar) do Centro de Tecnologia da UFRJ, um experimento para se obter graficamente, de um osciloscópio conectado aos terminais da pilha, os valores de V_{act} e V_{ohm} . A bancada de testes está mostrada na figura 4.1:

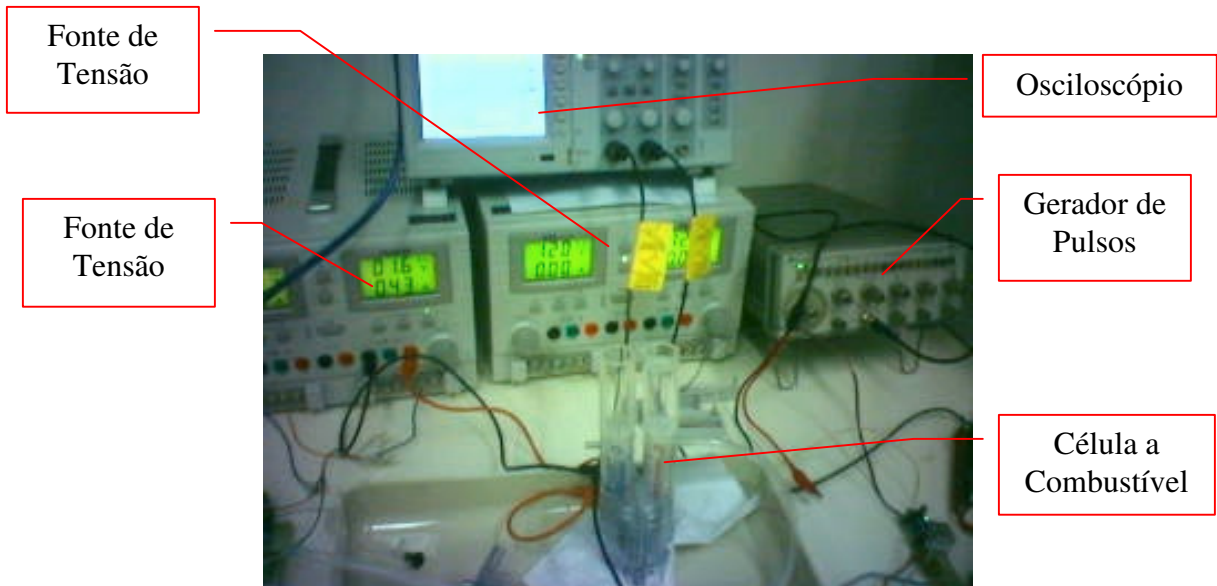


Figura 4.1 – Bancada de testes para o Método de Interrupção de Corrente, mostrando os principais equipamentos.

O experimento consistiu em interromper a corrente de operação normal em um pequeno instante. A figura 4.2 representa a forma de onda após interromper a corrente. Nesse gráfico é possível fazer uma estimativa do valor das resistências de ativação e ôhmica, por inspeção. Assim, verificando-se as suas respectivas tensões, pode-se dividi-las pela corrente de operação em regime normal e calcular as resistências.

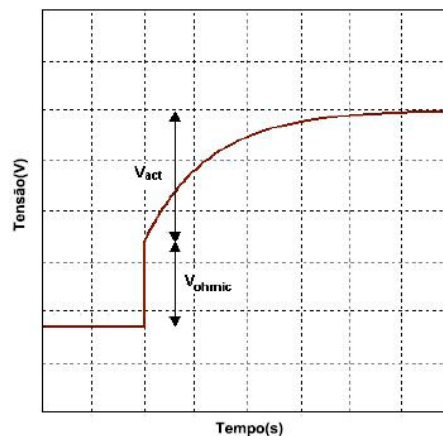


Figura 4.2 – Gráfico após interromper a corrente [22].

4.1.2 – O conversor Tensão-Corrente

O conversor *tensão-corrente* foi aplicado neste método. Para o dispositivo, V_{in} representa uma tensão contínua.

Parâmetros:

R : ajustável para $V_{ref} = 0.1V$ no máximo e valendo $10k\Omega$.

R_g : 22 ohms.

R_p : 0.1 ohms com incerteza de 1%.

C_1 : 10mF.

$$I_b = V_{ref}/R_p$$

$P = (V_b * V_{ref} - V_{ref}^2)/R_p$, que é a potência no Mosfet, V_b é a tensão da bateria (fuel cell) e V_{ref} é a tensão forçada no resistor R_p .

O amplificador operacional (TLC 82), na figura 4.3, tem a propriedade de sua corrente de entrada ser sempre zero. Sendo assim, qualquer tensão aplicada em uma das entradas, aparecerá a mesma tensão na outra entrada. Isso caracteriza um amplificador operacional ideal.

O IRFZ44 é um Mosfet que possui uma entrada chamada de “gate”. A parte superior é chamada de “dreno” e a inferior “source”. Então a corrente de dreno será aproximadamente a corrente de saída (“source”).

Qualquer tensão aplicada na entrada do amplificador operacional aparecerá no terminal do resistor R_p . Sendo R_p igual a 0.1 ohms, é válida a seguinte relação: $I_b = 10V_{ref}$.

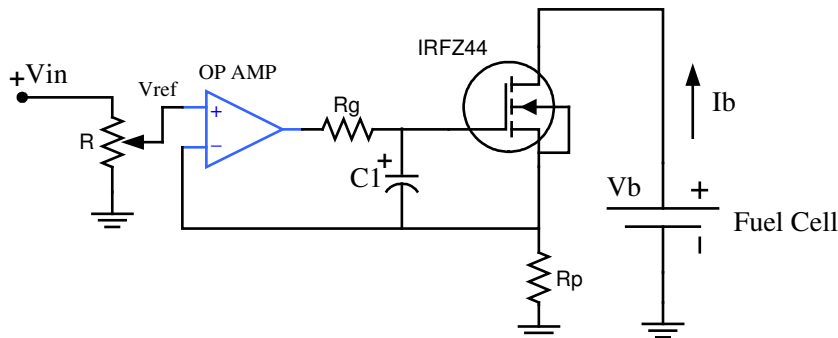


Figura 4.3 – Conversor tensão-corrente, usado para interromper a corrente (diagrama).

A figura 4.4 representa o conversor usado nos testes. Da direita para esquerda tem-se o par de fios vermelho e azul, que são conectados à saída da pilha; o par de fios azul e branco que é ligado aos terminais do resistor de 0,1 ohms, saída; o par de fios amarelo e branco (entrada V_{in}) e os três fios à esquerda que são conectados ao amplificador operacional.



Figura 4.4 – Conversor tensão-corrente.

4.1.3 – Experimento

Neste experimento usaram-se duas fontes “PS-5100”, sendo que uma delas serviu para fazer a eletrólise da água (que gera o hidrogênio necessário para a PaC) e a outra para alimentar o Amplificador Operacional. Outro equipamento foi o “3312A Function Generator Modulation”, que serviu para chavear o “gate” do Mosfet.

Como a técnica envolvia manipulação de corrente, preferiu-se trabalhar com pouca alimentação de gás hidrogênio, por questões de segurança.

Chaveando-se o Mosfet com uma onda quadrada de 1HZ, esse método então funcionou como uma interrupção seqüencial da corrente, onde foi encontrado o seguinte conjunto de pontos, traduzidos no gráfico da figura 4.5, construído no programa Excel[®]:

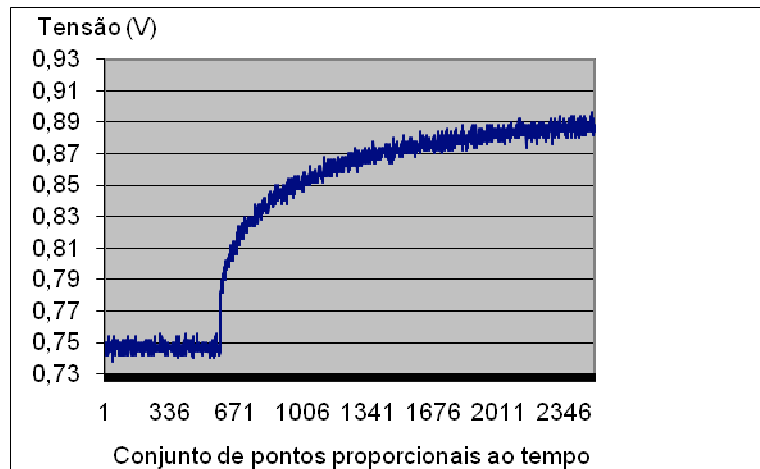


Figura 4.5 – Gráfico da tensão terminal da PaC

Foi usada uma alimentação positiva e negativa com valor de 12V e -12V para o amplificador operacional. Como interpretação do gráfico, a tensão ôhmica é o segmento vertical, que vai de aproximadamente 0,75V até aproximadamente 0,785V. Já a tensão de ativação é o restante, de 0,785V até aproximadamente 0,9V. A corrente era aproximadamente 1A, até que com a interrupção foi à zero aproximadamente no ponto 569.

Com esse gráfico é possível fazer uma estimativa para a resistência ôhmica (R_{ohm}). A corrente sendo 1A e a V_{ohm} aproximadamente $0,785 - 0,75 = 0,035V$, tem-se uma resistência R_{ohm} igual a 35mW. Também é possível estimar a resistência de ativação. Pelo modelo equivalente, a corrente no capacitor será zero, pois é de nível CC e toda a corrente então fluirá pela resistência de ativação. Pelo gráfico V_{act} vale $0,9 - 0,785V$, dando um valor de aproximadamente 0.115V e portanto, R_{act} será em torno de 115mW.

4.2 – O conversor “boost” para pilha a combustível

4.2.1 – Aplicativo e modelo proposto pelo artigo

Os modelos a seguir se baseiam em um artigo consultado em [23]. Sendo que, foi usado o programa Simulink[®], uma ferramenta do programa Matlab[®]. O Simulink[®] resolve problemas e modelos encontrados em sistemas mecânicos e elétricos, realizando simulações e gráficos em relação ao tempo.

O referido artigo propõe uma diferença entre o conversor “boost” com dispositivos ideais e não ideais. Propõe também um modelo para se obter uma ondulação de corrente de saída menor que 1%.

4.2.2 – Limite para o ganho de tensão [23]

Considerando o conversor ideal, isto é, sem as resistências da fonte, do indutor, diodo, capacitor e chave, são possíveis provar que o ganho tende a um valor infinito. Porém considerando estas resistências, também é possível demonstrar que este mesmo ganho assume um valor limitado. A figura 4.6 mostra o conversor com suas resistências, significando características não ideais.

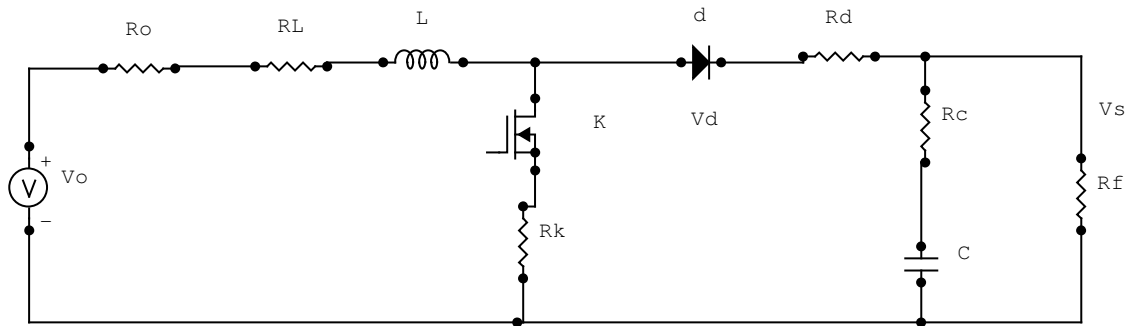


Figura 4.6 – Conversor Boost não ideal [23]

Quando a chave k e d estão em estado ativado, a queda de tensão V_k e V_d será zero. A equação (4.1) é obtida:

$$V_o = I [R_o + R_L + D \cdot R_k + (1 - D)R_d] + (1 - D)V_s \quad (4.1) [23]$$

Sabe-se que:

$$V_s = (1 - D)R_f I \quad (4.2a)$$

$$V_{fc} = V_o - R_o I \quad (4.2b)$$

A razão de conversão que antes era $1/(1-D)$ passa a ser fornecida pela equação (4.2):

$$\frac{V_o}{V_{fc}} = \frac{(1-D)R_f}{[(1-D)2R_f + (1-D)R_d + R_k \cdot D + R_L]} \quad (4.2)$$

E o valor máximo da tensão de saída será:

$$V_{sm} = \frac{V_o}{\left\{ \frac{(R_d - R_k)}{R_f} + 2 \sqrt{\frac{R_L + R_k + R_o}{R_f}} \right\}} \quad (4.3) [23]$$

Onde R_o , R_L , R_k , R_d , R_c são as resistências associadas a fonte, indutor, chave, diodo e capacitor, nesta ordem, e R_f é a resistência de carga.

De acordo com a fórmula da tensão máxima de saída, verifica-se que o ganho depende das resistências provenientes da característica não ideal e o conversor clássico falha quando se deseja trabalhar com tensões bem elevadas.

Uma possível solução para este tipo de problema é colocar vários conversores “boost” em série, fazendo uma conexão em cascata. A figura 4.7 ilustra um exemplo.

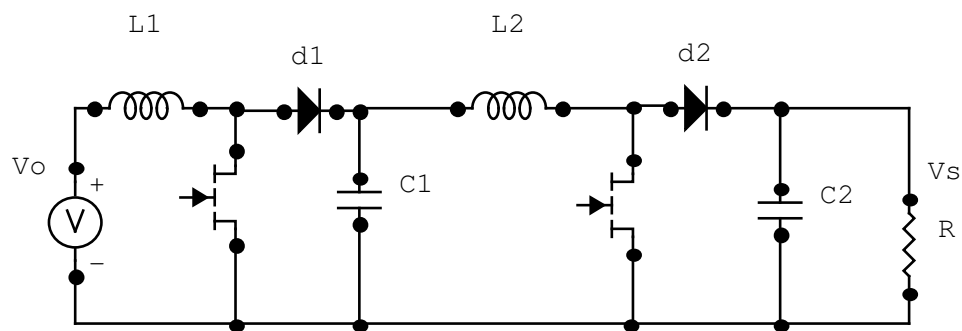


Figura 4.7 – Conexão de dois conversores “boost” em cascata [23]

A figura 4.8 mostra a comparação entre o ganho do conversor ideal e não ideal. O gráfico foi gerado com o auxílio do Matlab[®]. A curva em azul representa a variação do ganho, caso o conversor fosse ideal, mas com as características não ideais, esse ganho fica com um valor

limitado como na curva em vermelho. As duas curvas interceptam o eixo das ordenadas no valor 1. A abscissa de assíntota é a reta vertical em 1. A curva em azul é o próprio ganho, $\frac{1}{1-D}$, e a curva em vermelho é definida por $\frac{V_s}{V_{fc}}$.

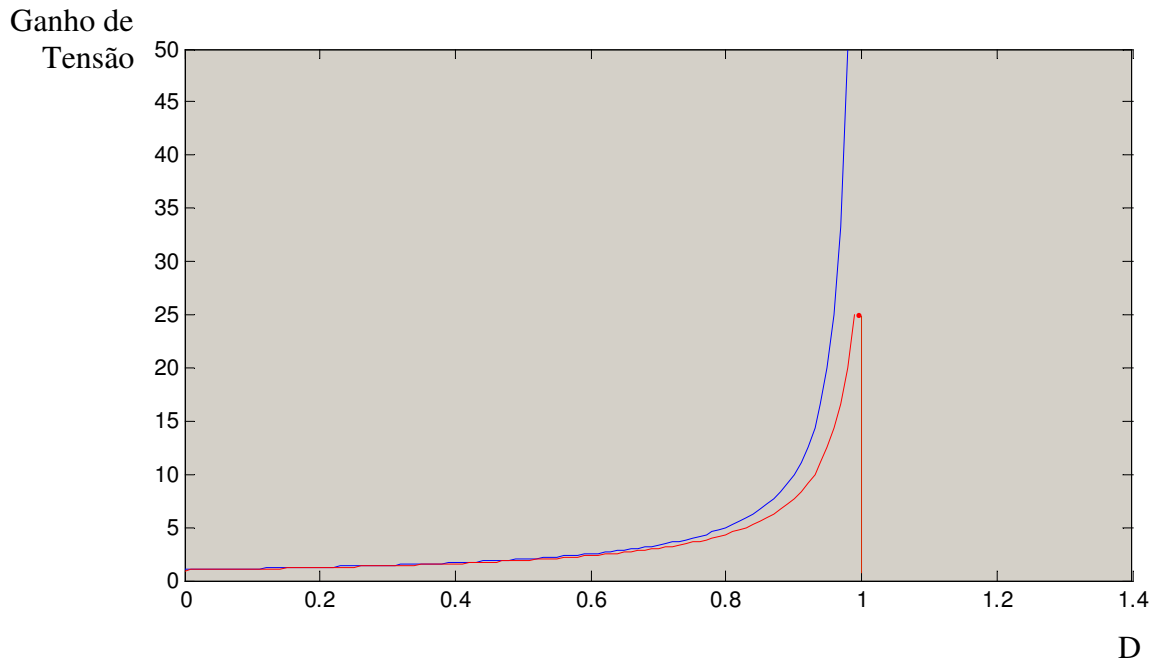


Figura 4.8 – Comparação da curva de ganho ideal e não ideal [23]

4.2.3 – Redução da corrente de “ripple”

Duas maneiras de diminuir a amplitude da corrente de “ripple” é aumentar a frequência de chaveamento ou usar um indutor de valor mais elevado. O primeiro caso implica em um aumento de perda de energia e o segundo caso causa um aumento de peso e volume para o sistema.

Para evitar os dois problemas mencionados anteriormente, usam-se dois conversores “boost” conectados em paralelo, como mostrados na figura 4.9.

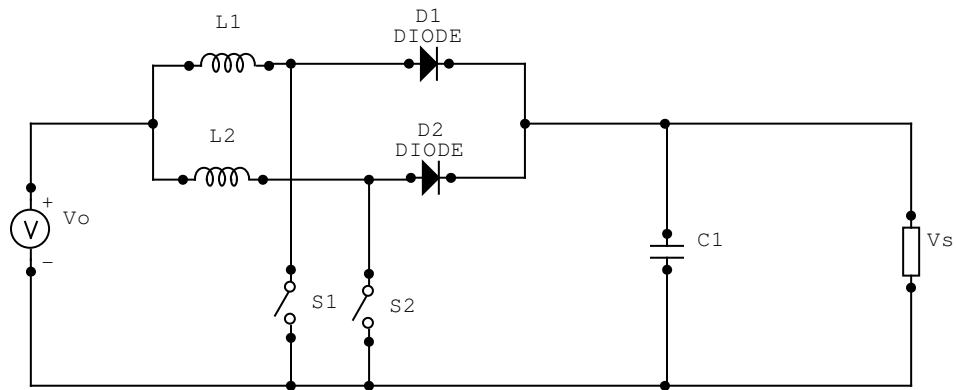


Figura 4.9 – Conexão de dois conversores “boost” em paralelo [23]

4.2.4 – Conversor “Boost” proposto

O objetivo do circuito é fornecer uma corrente de saída com uma ondulação menor que 1%. A corrente de operação da PaC deve ser a mais estável possível, isto é, de nível CC e, portanto, uma corrente com ondulação mínima é necessária. A figura 4.10 ilustra o conversor em estudo, composto por dois conversores “boost” em paralelo e conectados em série, a fim de aumentar o ganho.

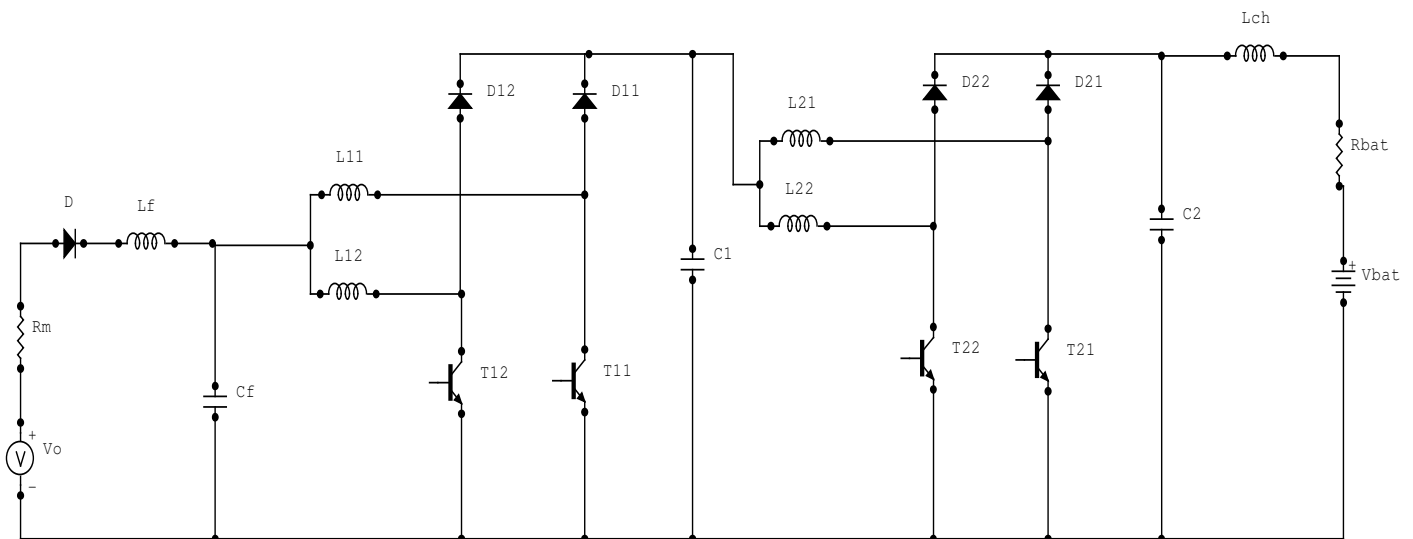


Figura 4.10 – Dois conversores “boost” em paralelo, composto por dois estágios [23]

O trecho L_f e C_f representa um filtro, a fim de atenuar a oscilação da corrente da pilha. O diodo D evita que correntes em sentido contrário possam fluir para a PaC e danificá-la. V_o

representa a tensão interna da PaC e juntamente com sua queda de tensão em sua resistência interna forma a tensão de saída da PaC, V_{fc} . I_1 representa a corrente que entra nos indutores L_{11} e L_{12} se ramificando em i_{11} e i_{12} , respectivamente. De modo análogo, i_2 representa a corrente que entra nos indutores L_{21} e L_{22} e suas respectivas correntes i_{21} e i_{22} . A queda de tensão no capacitor C_1 é a tensão do primeiro estágio, sendo a tensão em C_2 o segundo estágio.

O modelo feito no programa Simulink[®] se encontra no apêndice deste trabalho. Os valores numéricos dos parâmetros estão indicados na tabela 4.1.

	Filtro	Primeiro estágio	Segundo estágio
Indutor	10 mH	77 mH	271 mH
Resistor do indutor	0.17 mW	0.9 mW	3.1 mW
Capacitor	60 mF	15 mF	15 mF

Tabela 4.1 – Valores dos componentes do conversor proposto

Uma bateria de 621V foi colocada no final do circuito. A tensão interna da pilha foi fixada em 55V CC.

As figuras 4.11 a 4.22 foram obtidas através do Simulink[®] em conjunto com o espaço de trabalho “workspace” do programa Matlab[®]. O eixo horizontal dos gráficos a seguir representa o número de pontos, portanto não tem relação com a escala do tempo. Para cada estágio foram usados pulsos com um ciclo de trabalho igual a 50%, e a diferença de fases para cada estágio foi de 180°. A frequência de chaveamento foi de 10kHz para o primeiro estágio e 20kHz para o segundo estágio. A tensão terminal da PaC ficou de acordo com a figura 4.11.

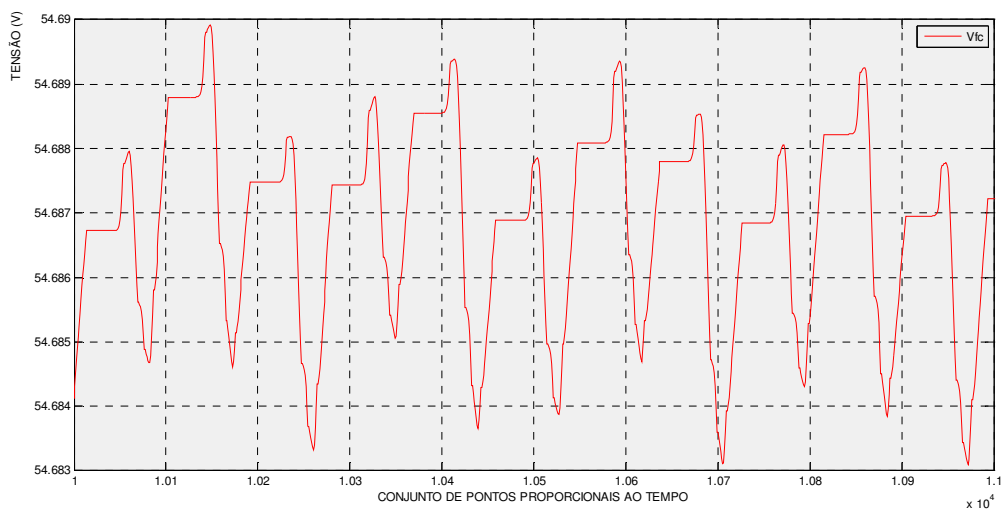


Figura 4.11 – Tensão terminal da PaC

Um filtro LC foi adicionado no início do circuito com o objetivo de reduzir a ondulação da corrente de entrada. A comparação entre as duas correntes é dada pelas figuras 4.12 e 4.13.

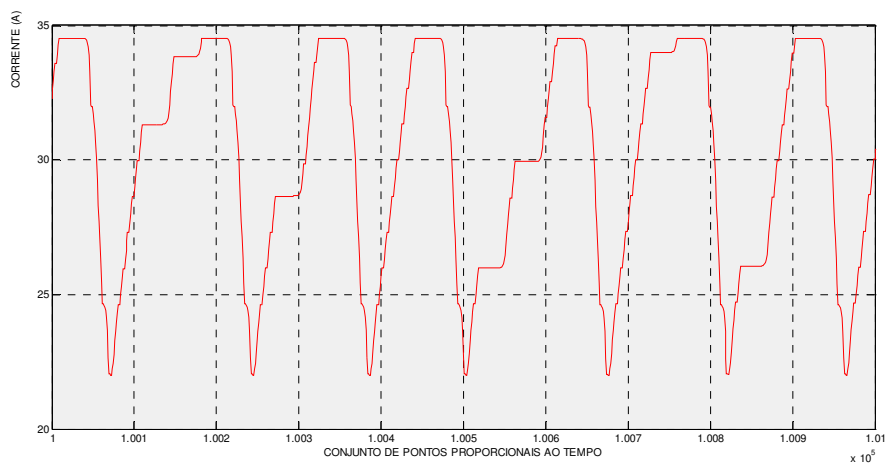


Figura 4.12 – Corrente passando pela PaC sem o filtro

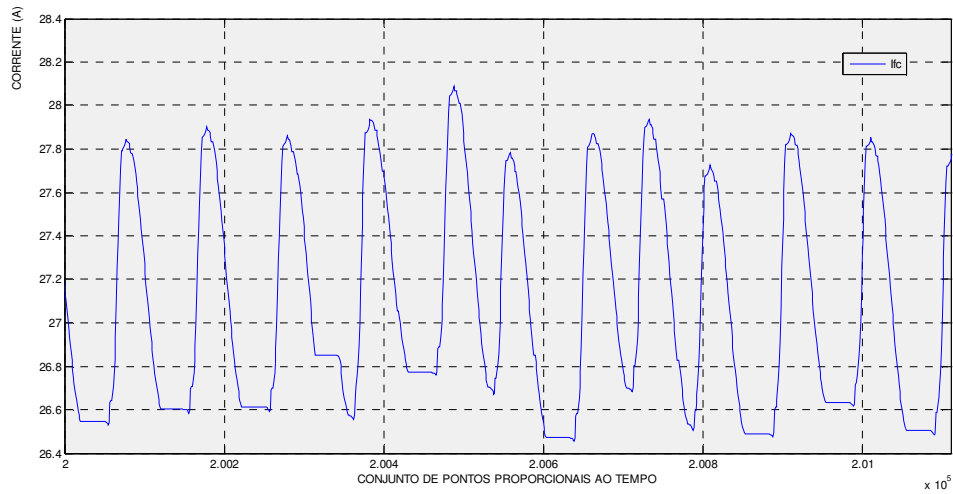


Figura 4.13 – Corrente da PaC adicionando o filtro

Com o gráfico da figura 4.13 foi possível notar uma redução considerável da corrente de “ripple”.

Também foram verificadas as correntes nos indutores do primeiro estágio, mostradas nas figuras 4.14, 4.15 e 4.16. Uma forma triangular caracteriza essas correntes por serem obtidas de uma integral de uma constante C.C. da tensão de entrada, explícita na equação (4.4).

$$V = L \frac{di}{dt} \quad \Rightarrow \quad i = \frac{1}{L} \int V dt \quad (4.4)$$

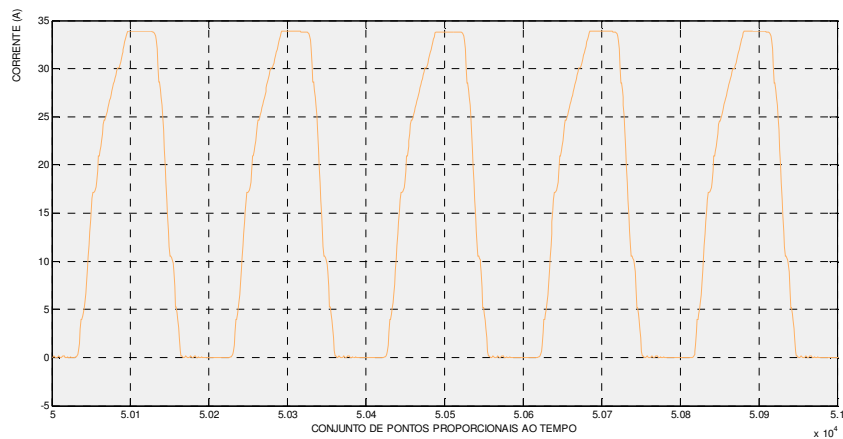


Figura 4.14 – Corrente no indutor L_{11}

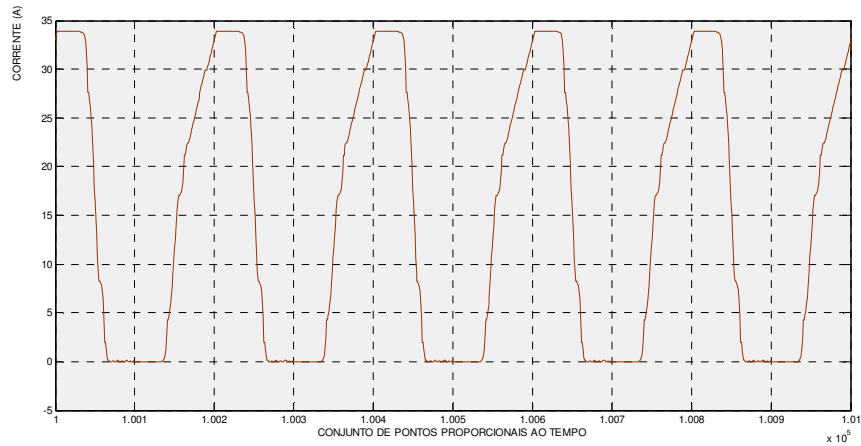


Figura 4.15 – Corrente no indutor L_{12}

O valor do período para as ondas de correntes para os indutores L_{11} e L_{12} foi de 0,1ms.

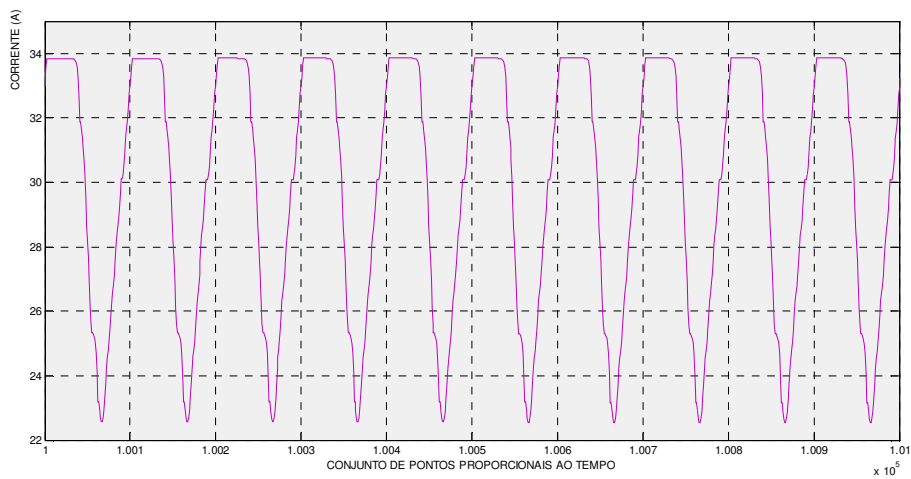


Figura 4.16 – Soma das correntes dos indutores do primeiro estágio

Como esperado a corrente de entrada antes dos indutores é a soma das correntes das figuras 4.14 e 4.15. Seu período vale 0,05ms.

O primeiro estágio representa um ganho de 2,7 p.u., em relação à tensão inicial de 55V. Esse ganho é a tensão nos terminais do capacitor C_1 e é ilustrada na figura 4.17. O período da onda encontrada para esta tensão foi de 0,05ms.

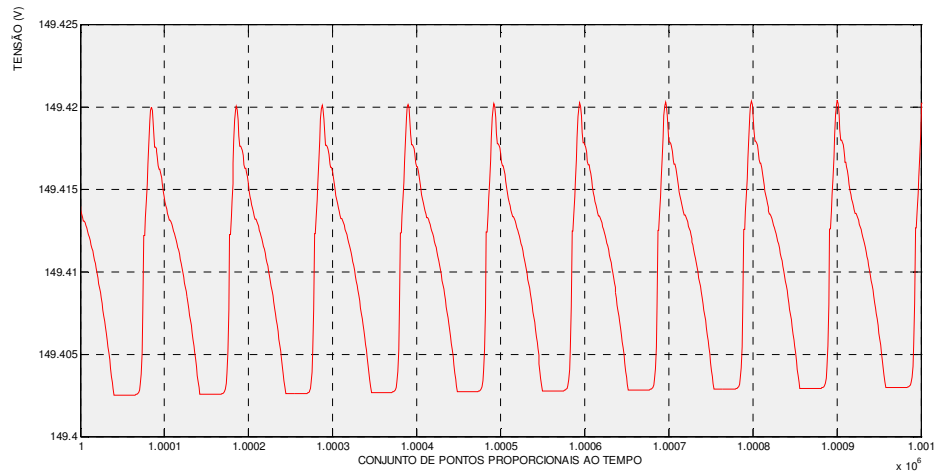


Figura 4.17 – Tensão no capacitor C_1

Procedimento análogo na obtenção das correntes do primeiro estágio é aplicado nos indutores do segundo estágio, que são representadas pelas figuras 4.18 a 4.20.

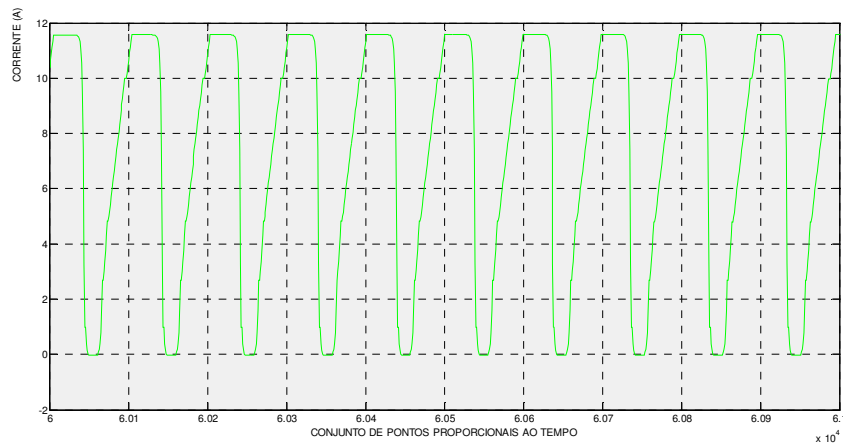


Figura 4.18– Corrente no indutor L_{21}

Os períodos para as correntes em L_{21} e L_{22} foram iguais a 0,05ms.

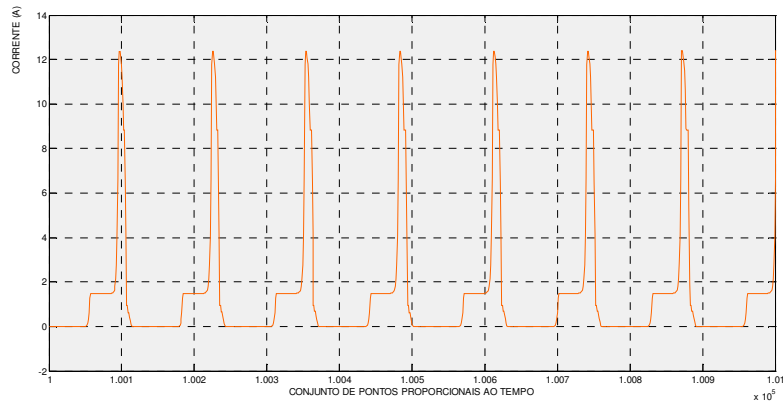


Figura 4.19 – Corrente no indutor L_{22}

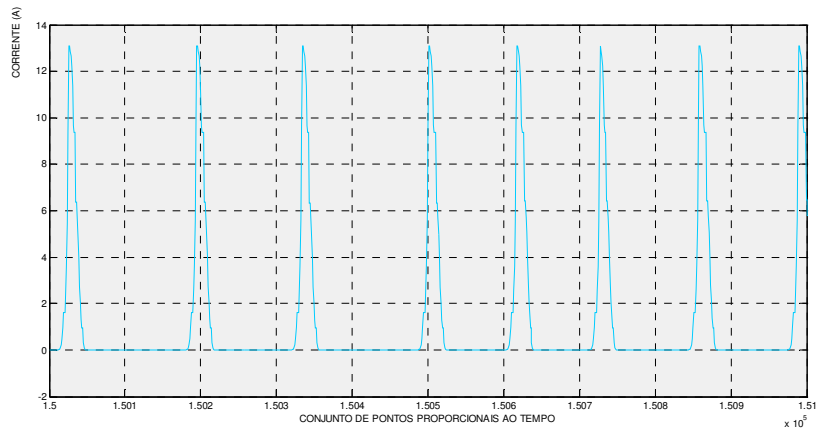


Figura 4.20 – Corrente total nos dois indutores do segundo estágio

De acordo com o gráfico da figura 4.20 foi possível observar que a soma das correntes nos dois indutores está de acordo com o esperado, demonstrando que o período encontrado foi de 0,025ms, metade do período encontrado para a corrente em cada indutor associado.

A figura 4.21 mostra a tensão de saída do circuito (segundo estágio), dando um ganho de tensão de 4,16 p.u. em relação ao primeiro estágio. O ganho total será o produto dos dois estágios, ou seja, $4,16 \times 2,7 = 11,25$ p.u. O período de ondulação para esta tensão foi de 0,025ms.

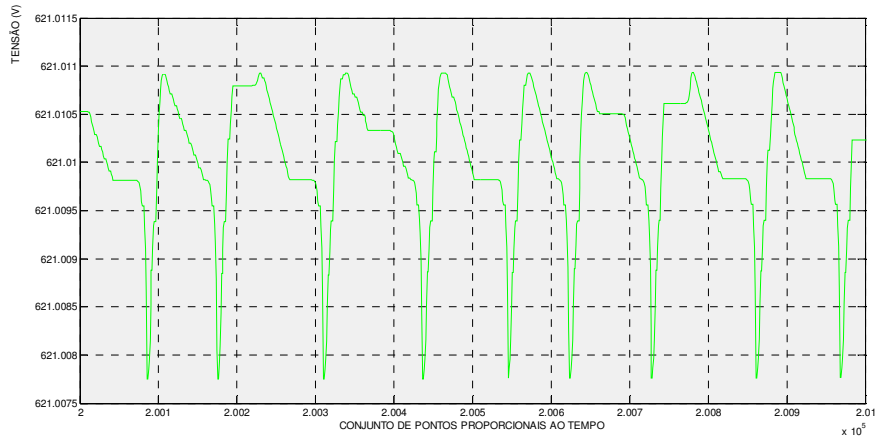


Figura 4.21 – Tensão no segundo estágio (capacitor C_2)

Finalmente a corrente de saída, representada na figura 4.22, tem uma ondulação de $1,725 - 1,708 = 0,017A$, o que dividido pelo valor de pico, aproximadamente $1,72A$, representa um percentual de $0,98\%$. E um período de ondulação semelhante ao da tensão final: $0,025ms$.

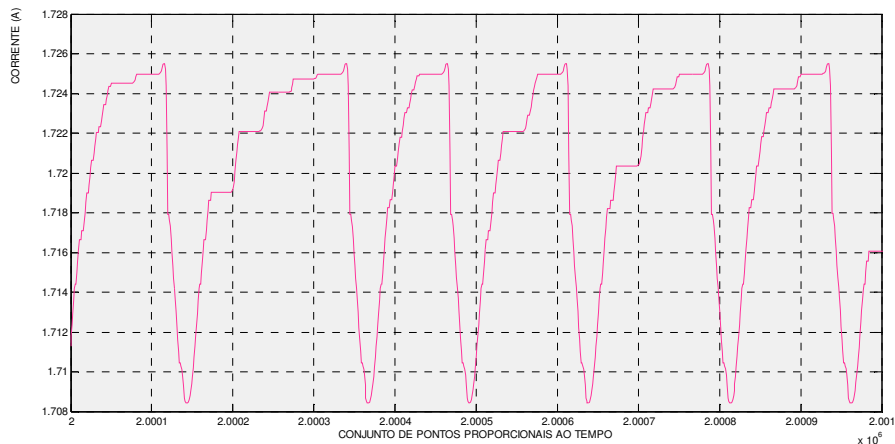


Figura 4.22 – Corrente de saída no conversor proposto

Foi constatado que para qualquer ciclo de trabalho, com uma diferença de fase de 180° a ondulação de corrente de entrada é sempre muito menor que a ondulação de correntes nos indutores. Foi verificado que essa defasagem é adequada para se obter uma ondulação de corrente baixa nos indutores [23]. A célula unitária gera tensão baixa, por isso costuma-se fazer um

empilhamento, em série, para gerar tensões mais elevadas. A PaC na simulação foi considerada como um empilhamento, gerando assim uma tensão de valor compatível no experimento.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO FINAL

5.1 – Conclusão

De acordo com os resultados obtidos, há uma dificuldade de se alcançar uma tensão de valor adequado, uma vez que a tensão de saída da pilha a combustível é naturalmente baixa em relação à corrente.

O uso de conversores eletrônicos é uma alternativa para resolver este problema, pois eleva a tensão de saída da PaC além de reduzir a ondulação da corrente de saída, sem precisar aumentar a frequência de chaveamento, o que aumentaria as perdas, e sem aumentar o peso e volume do dispositivo.

O conversor proposto neste trabalho descarta o uso de transformadores, o que barateia o custo e diminui o peso e volume do sistema.

Com o Método de Interrupção de Corrente foi possível obter, experimentalmente, as resistências de ativação e ôhmica, que aparecem quando a PaC é colocada em funcionamento.

As figuras 4.14 a 4.16 e 4.18 a 4.20 mostram formas de ondas aproximadamente triangulares, o que na teoria deveria ser ondas triangulares perfeitas, pois circuito simulado apresenta imperfeições, por exemplo, nos indutores de cada estágio, que apresentam características resistivas e representando assim características não ideais. Os referidos resistores foram considerados no circuito mostrado no apêndice deste trabalho.

Ainda no circuito proposto na figura 4.10 foi considerado uma resistência interna da fonte (PaC) em que sua tensão de saída dada pela figura 4.11 não é um sinal contínuo perfeito.

As formas de ondas encontradas nos resultados apresentam ondulações, e isso é possível pelo fato dos dispositivos serem considerados não ideais.

5.2 – Trabalhos futuros

Com os resultados obtidos no experimento, é possível diminuir as perdas, pois com a elevação da tensão, a corrente é reduzida e assim a energia dissipada também diminui. O fato de descartar o aumento da frequência de chaveamento, para se obter uma menor oscilação da corrente de saída da PaC, é uma boa alternativa para diminuir as perdas.

Muitos são os trabalhos que se podem realizar a fim de melhorar o rendimento e eficácia da célula a combustível. Dentre esses trabalhos e criação de dispositivos auxiliares, para aperfeiçoar sua tecnologia, pode-se citar: projetos de inversores a fim de se obter tensão e corrente alternada a partir da pilha a combustíveis e a possibilidade de conexão com a rede elétrica; equipamentos que se utilizam de outras fontes de energia, como painéis fotovoltaicos em conexão com a pilha; combinação das pilhas a combustível, como auxiliares, com outras fontes de energia; projetos de dispositivos capazes de aproveitar calor gerado pela PaC e usar em sistemas de co-geração, onde uma turbina poderá ser acionada por esse calor. Uma evolução dos dispositivos que compõem os conversores e pilhas será um bom caminho para melhorar o rendimento e a capacidade de energia.

BIBLIOGRAFIA:

- [1] BALDO, W. R.; ARA BUENO, S. A.; SALIBA, A. M.; SILVA, A. M.; LINARD, M. **ESTUDO DE ALGUNS PARÂMETROS DE PRODUÇÃO DE CONJUNTOS MEMBRANA/ELETRODO DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM**, São Paulo, p.2. Disponível em: <www.seeds.usp.br/pir/arquivos/congressos/.../RNCSEP%20B-133%20.pdf>. Acesso em: 16 dez. 2009.
- [2] Manual de Instrução. Starter Kit. Operation Instructions. *Solar Hydrogen Technology*.
- [3] Visita Virtual à Casa Solar Eficiente. Disponível em: <www.cresesb.cepel.br/casa_solar/visitavirtual.htm>. Acesso em: 10 dez. 2009.
- [4] IPEN. Centro de pilhas a combustível. **Pilha a Combustível tipo Membrana Condutora de Prótons**. São Paulo, 2006. Não paginado. Disponível em: <www.ipen.br/sitio/?idm=60>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [5] COSTA, R. A. *Modelagem computacional e análise do comportamento de pilhas a combustível de membrana polimérica em regime estático e dinâmico de carga*. Tese (Mestrado em Ciências) – Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia, 2005.
- [6] Disponível em: <portuguese.alibaba.com > ... > [Baterias](#) > [Células Combustíveis](#)>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [7] ANDERSEN, R. L. *Sistema de interligação entre módulos geradores de energia a partir de pilhas a combustível do tipo PEM e um banco de baterias*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2006. Disponível em: <www.ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/dissertacao_Romero.pdf>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [8] MORIMOTO, C. Zinc-Air e células de combustível: sucessoras da Li-Ion? GDH PRESS BLOG. 2009. Disponível em: <www.gdhpress.com.br/blog/zinc-air/>. Acesso em: 16 dez. 2009.

- [9] SCHWAB, F. C. C. **Células Combustíveis a alumínio: uma reavaliação oportuna para o planejamento energético brasileiro.** In: SIMPÓSIO DE EXCELÊNCIA EM GESTÃO E TECNOLOGIA. **Tópico Temático...** Resende-RJ: Faculdade de Engenharia da AEDB. p.7. Disponível em: <www.aedb.br/.../1296_CelulasCombustiveisaAluminio-umareavaliacaooportunaparaoplanejamentoenergeticobrasileiro_final.pdf>. Acesso em: 16 dez. 2009.
- [10] CAMACHO, J. R.; COSTA R.A. *Pilha combustível de membrana polimérica em regime estático e dinâmico de carga.* [S.I.:s.n.]. Disponível em: <www.camacho.prof.ufu.br/cba2004-rodolfo.pdf>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [11] UFRGS. Instituto de Física – *Circuito RC em série. Processos de carga e descarga.* Disponível em: <www.if.ufrgs.br/fis01202/Lab4.pdf>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [12] Instituto de Biofísica Carlos Chagas Filho. *Eletricidade e Eletrônica aplicadas à Biologia.* CIDADE, G. (Prof.). Cap.4 – Circuitos RC e RL com excitação Senoidal. Disponível em: <www.biof.ufrj.br/fisbio/restrito/bmb353/4_M.../ele.../Capit4.doc>. Acesso em: 25 mar. 2009.
- [13] MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. *Power Eletronics: Converters, Applications, and Design.* Volume único. 2.ed. EUA: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [14] Saber Eletrônica Online. *Solução por Software para implementar PWM em qualquer Microcontrolador PIC.* Disponível em: <www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/690>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [15] MARTINS, D.C.; ABREU, G.N.de; BARBI, I. *APLICAÇÃO DO CONVERSOR ZETA EM FONTES CHAVEADAS.* Universidade Federal de Santa Catarina. Disponível em: <www.fee.unicamp.br/revista_sba/volumes/v6n3/v6n3a04.pdf>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [16] POMILO, J. A. *Pré-Reguladores de Fator de Potência – CONVERSORES CÚK, SEPIC E ZETA COMO PFP.* Disponível em: <www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/pfp/Cap6.pdf>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [17] MSPC – Fontes de Alimentação. Disponível em: <www.mspc.eng.br/eletrn/fontes_120.shtml>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [18] Disponível em: <www.dca.fee.unicamp.br/~rangel/control/home.../inversor1.pdf>. Acesso em: 23 jun. 2009.

- [19] GOMES, F. S. ANNIBAL, L. C. S. da; CRUZ, M.; PASTORE, P. *GTO – Gate Turn-Off Thyristor*. Disponível em: <www.gta.ufrj.br/grad/01_1/gto/>. Acesso em: 17 dez. 2009.
- [20] REIS, F. S. dos. *Eletrônica de Potência – Diodos Semicondutores de Potência*. Disponível em: <www.ee.pucrs.br/~fdosreis/ftp/Aulas/Elopot_Grad_aula2.PPT>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [21] PINHEIRO, A. A.; BRITO, C. M. C. de; ANTUNES, F. (Prof). *CIRCUITOS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO*. Disponível em: <www.dee.ufc.br/~fantunes/Elet_Potencia/snubber.doc>. Acesso em: 04 dez. 2009.
- [22] ALMEIDA, S. C. A. de; FURTADO, J. G. M.; XAVIER, B. D.; GATTI, G. C.; RIBEIRO, R. M. *Modelagem e ensaio da curva de polarização de uma pilha a combustível de membrana polimérica*. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENERGIA. **Tópico Temático...**Rio de Janeiro: UFRJ.
- [23] HUANG, B.; SADLI, I.; MARTIN, J. P.; DAVAT, B. *Design of a High Power, High Step-Up Non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell applications*, 2006. P. 1-6. Disponível em: <ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4211352>.

APÊNDICE

Solução para $\frac{Ldi}{dt} + Ri = V$, eq (3.8a), pag 29:

$$Ls + R = 0;$$

$$s = -R/L; i(t) = K + ce^{-Rt/L}$$

$$LdK/dt + RK = V, K = \text{constante}; c = \text{constante};$$

$$0 + RK = V; K = V/R;$$

Supondo sem carga inicial, em $t=0$, $i(t)=0$;

$$V/R = -c; c = -V/R;$$

$$i(t) = I_{max} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}}\right), \text{ onde:}$$

$$I_{max} = V/R.$$

Solução para $\frac{Cdv}{dt} = -\frac{v}{R_2}$, eq (3.9a), pag 30;

$$Cs = -1/R_2$$

$$v(t) = ce^{-t/R_2C}; \text{ onde } c \text{ vale:}$$

V , devido à condição inicial da tensão no capacitor.

Dedução da equação (3.11c) da página 34:

A equação diferencial para a tensão será:

$$Ldi_s/dt + Ri_s + V_o = V; i_s = CdV_o/dt;$$

$$LCd^2V_o/dt^2 + RCdV_o/dt + V_o = V; \quad (1)$$

$LCs^2 + RCs + 1 = 0$; a solução desta equação homogênea será:

$$s = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}\right)}; s = -\frac{R}{2L} \pm w;$$

$$w = \sqrt{\left(-\frac{R^2}{4L^2} + \frac{1}{LC}\right)};$$

No domínio do tempo,

$$V_o = K + c_1 e^{-\frac{tR}{2L}} \operatorname{sen} wt + c_2 e^{-\frac{tR}{2L}} \operatorname{cos} wt; \quad (2)$$

Fazendo $K = V_o$ na equação (1), encontra-se $K = V$.

Dadas as condições iniciais para a tensão:

$$dV_o(t)/dt = 0, \text{ para } t=0,$$

$$\text{Derivando-se a equação (2) e igualando-se a zero, } c_1 = c_2 \frac{R}{2\omega L} \quad (3)$$

$$V + c_2 \frac{R}{2\omega L} e^{-\frac{tR}{2L}} \text{sen}\omega t + c_2 e^{-\frac{tR}{2L}} \text{cos}\omega t \quad (4)$$

$V_o(t) = 0$, para $t = 0$, tensão inicial no capacitor:

Fazendo-se $t = 0$ e igualando-se a zero a expressão (4);

$$c_2 = -V.$$

Explicação para a equação de tensão máxima de saída, equação (4.3), da página 45:

$$V_o = I [R_o + R_L + D.R_k + (1 - D)R_d] + (1 - D)V_s$$

$$V_s = (1 - D)R_f I$$

Substituindo V_s em V_o ,

$$\frac{V_s}{V_o} = \frac{(1 - D)R_f}{[(1 - D)^2 . R_f + (1 - D)R_d + D R_k + R_L + R_o]}$$

Resolvendo-se para V_s e fazendo o teste da derivada primeira em relação a D e igualando-se a zero, encontra-se,

$$D = 1 - \sqrt{\frac{R_L + R_k}{R_f}}$$

Substituindo-se em V_s/V_o , encontra-se o valor máximo para a tensão de saída,

$$V_{sm} = \frac{V_o}{\left\{ \frac{(R_d - R_k)}{R_f} + 2 \sqrt{\frac{R_L + R_k + R_o}{R_f}} \right\}}$$

