

GLÁUCIO ROBERTO TESSMER HAX

**ESTUDO DE UM CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO DESTINADO
A ELEVAR A AUTONOMIA DE UMA UPS COMERCIAL
UTILIZANDO CÉLULAS A COMBUSTÍVEL**

Florianópolis 2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DE UM CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO DESTINADO
A ELEVAR A AUTONOMIA DE UMA UPS COMERCIAL
UTILIZANDO CÉLULAS A COMBUSTÍVEL**

Dissertação submetida à

Universidade Federal de Santa Catarina

Como parte dos requisitos para a

Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

GLÁUCIO ROBERTO TESSMER HAX

Florianópolis, fevereiro de 2009

ESTUDO DE UM CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO DESTINADO A ELEVAR A AUTONOMIA DE UMA UPS COMERCIAL UTILIZANDO CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Gláucio Roberto Tessmer Hax

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina”.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



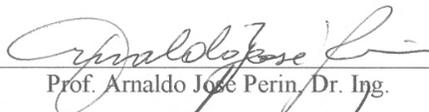
Prof.ª Katia Campos de Almeida, Ph.D

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

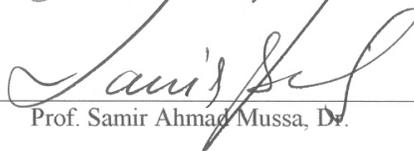
Banca Examinadora:



Eng. Alexandre Saccol Martins, Msc.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Para minha mãe Loni Tessmer Hax e minha irmã Amanda Tessmer Hax

À memória de meu pai Lino Hax

“A luz do sol é uma forma de energia, e os ventos e as marés são manifestações de energia. Por acaso nós a estamos usando? Oh não! Queimamos madeira e carvão, como inquilinos que botam fogo na cerca da frente da casa.”

Thomas Edison (1843-1931)

“Um homem é um sucesso se pula da cama de manhã e vai dormir à noite, e nesse meio tempo faz o que gosta.”

Bob Dylan

Agradecimentos

Para minha mãe Loni Hax, minha irmã Amanda Hax e para Dadá, vocês sabem o quanto este trabalho é importante para mim, agradeço seu apoio e amor incondicionais.

Esse trabalho não seria possível sem a orientação segura do professor Ivo Barbi, fiquei muito honrado em termos trabalhado juntos e na confiança depositada por ele durante essa tarefa.

Aos membros da banca: engenheiro Alexandre Saccol Martins, professores Arnaldo José Perin e Sammir Ahmad Mussa pelas correções e sugestões de melhoria do trabalho.

Ao estudante e futuro engenheiro Ayres Ulyssea pelo esforço e dedicação em todas as etapas dessa pesquisa.

Aos meus colegas de mestrado Roberto Coelho, Mateus Maccarini, Gabriel Tibola, Rodrigo da Silva, Ronieri de Oliveira, Tiago Jappe, Gierri Waltrich, Bruno Dupczak, Gustavo Flores e Josué Dias, foi uma honra ter convivido dois anos com pessoas tão brilhantes e inteligentes.

Aos doutorandos André Luiz Fuerback e Elói Agostinni Junior, que muito ajudaram a resolver problemas com os resultados experimentais. Ao colega Roberto Francisco Coelho por ter revisado esse texto com tanta dedicação.

Aos colegas estudantes e companheiros do INEP, agradeço aos momentos de convívio e camaradagem.

Aos demais professores do Inep: Enio Valmor Kassick, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes,

Ao competente corpo técnico do INEP: Coelho, Pacheco, Fernando, Felipe e Regina, pelo apoio e ajuda.

Aos meus amigos inseparáveis: Adriano, André, Cristhiano e Fabrício, tenho certeza que nossa amizade é para toda a vida.

A todas as pessoas que de alguma forma colaboraram para a realização dessa pesquisa.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

ESTUDO DE UM CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO DESTINADO A ELEVAR A AUTONOMIA DE UMA UPS COMERCIAL UTILIZANDO CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

GLÁUCIO ROBERTO TESSMER HAX

Fevereiro de 2009

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-Chaves: Célula a Combustível, UPS, Conversores CC-CC Isolados,
Conversor *Forward*.

Número de Páginas: 149

Resumo: No presente trabalho estudou-se uma UPS de longa autonomia, utilizando Célula a Combustível, em substituição a baterias recarregáveis normalmente empregadas nessas aplicações. Um conversor de interligação entre a Célula e a UPS foi projetado, simulado e implementado, trazendo como variáveis controladas a tensão de saída e a corrente no indutor. O conversor é composto por quatro conversores *Forwards*, com entrada em paralelo e saída em série. Tal configuração tem o intuito de dividir a corrente de saída da Célula, e somar a tensão de saída de cada um dos conversores. O controle da tensão é também responsável por gerar a referência para o controle da corrente. Tanto a estrutura de potência, quanto de controle foram projetadas para não drenar uma corrente com ondulação da Célula, sendo que para a alta frequência foi incluído um filtro de entrada e, para eliminar os 120Hz de ondulação provenientes da UPS, utilizou-se o controle de corrente. Os testes experimentais realizados validaram o projeto e a idéia proposta.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree
of Master in Electrical Engineering

STUDY OF INTERCONNECTION CONVERTER TO IMPROVE THE AUTONOMY OF A COMMERCIAL UPS USING FUEL CELLS

GLÁUCIO ROBERTO TESSMER HAX

February of 2009

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronic and Electrical Drivers.

Keywords: Fuel Cell, UPS, Isolated DC/DC Converter, Forward Converter.

Number of Pages: 149

Abstract: A long-autonomy UPS using fuel cell instead of rechargeable batteries, normally used in those applications, was studied. A converter between fuel cell and UPS was designed, simulated and implemented, being controlled the output voltage and inductor current. Converter is composed of four forward converters, with parallel input and series output, with the purpose to divide the fuel cell output current and add the output voltage of each converter. Voltage controller is also responsible for generate the reference of current controller. Power stage and controllers were designed to drain a fuel cell current with small ripple, being necessary a high frequency input filter. Eliminating the 120Hz ripple, from the fuel cell, a current controller was employed. The experimental results validate the presented study.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1.....	3
1 CÉLULAS A COMBUSTÍVEL (CAC)	3
1.1 INTRODUÇÃO.....	3
1.2 ASPECTOS HISTÓRICOS DA CAC	3
1.3 O HIDROGÊNIO COMO COMBUSTÍVEL	6
1.3.1 Formas de Obtenção do Hidrogênio	7
1.4 CARACTERÍSTICAS DAS CÉLULAS A COMBUSTÍVEL.....	9
1.4.1 Motor de Hidrogênio.....	9
1.4.2 Células a Combustível (CaC).....	10
1.5 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DA PEMFC.....	16
1.6 RENDIMENTO E TENSÃO DA CAC.....	17
1.6.1 Ciclo de Carnot.....	18
1.6.2 Rendimento Químico de uma PEMFC.....	18
1.6.3 Tensão Teórica da PEMFC	21
1.6.4 Tensão da PEMFC em Operação.....	23
1.6.5 Parâmetros do Modelo Elétrico da PEMFC	25
1.7 CONCLUSÕES.....	27
CAPÍTULO 2.....	28
2 UPS DE LONGA AUTONOMIA	28
2.1 INTRODUÇÃO.....	28
2.2 FALHAS DA REDE ELÉTRICA.....	28
2.3 ELEMENTOS MAIS COMUNS ENCONTRADOS EM UPSS.....	29
2.4 CLASSIFICAÇÃO DAS UPS'S COM BATERIAS RECARREGÁVEIS	30
2.4.1 Definições Segundo a NBR 15014	30
2.5 PONTO DE PARTIDA PARA O PROJETO.....	35
2.5.1 Proposta Inicial.....	35
2.5.2 Conversor de Interligação.	37
2.5.3 Estrutura do Conversor de Interligação.....	43
2.5.4 Análise dos Primeiros Resultados Encontrados.....	48
2.6 NOVA PROPOSTA DE INTERLIGAÇÃO.....	49
2.6.1 Ponto de Conexão.....	49
2.7 CONCLUSÕES.....	51
CAPÍTULO 3.....	52
3 ANÁLISE ORIENTADA PARA PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO	52
3.1 INTRODUÇÃO.....	52
3.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR	52
3.2.1 Esforço dos Componentes.....	53
3.2.2 Filtro de Entrada.....	63
3.2.3 Projeto do Circuito Grampeador.....	66
3.2.4 Estimativas de Perdas no Conversor.....	68
3.3 CONCLUSÕES.....	68

CAPÍTULO 4.....	70
4 ANÁLISE DO CONTROLE DO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO	70
4.1 INTRODUÇÃO.....	70
4.2 REDUÇÃO DO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO PARA UM CONVERSOR <i>BUCK</i> EQUIVALENTE	70
4.3 CONTROLE DE CORRENTE	74
4.3.1 Malha do Controle de Corrente	74
4.3.2 Controle da Tensão	82
4.4 USO DOS CONTROLADORES NO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO	85
4.4.1 Medição e Controle de Tensão.	85
4.4.2 Medição e Controle de Corrente.....	86
4.5 CONCLUSÕES.....	88
CAPÍTULO 5.....	90
5 RESULTADOS SIMULADOS.....	90
5.1 INTRODUÇÃO.....	90
5.2 CIRCUITOS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO.	90
5.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO.....	91
5.3.1 Simulações com Carga Nominal.....	92
5.3.2 Simulações com Degrau de Carga.....	95
5.3.3 Simulações sem Carga na Saída	96
5.3.4 Simulações dos Sinais de Medição, Comando e Grampeador.....	97
5.4 CONCLUSÕES.....	99
CAPÍTULO 6.....	100
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	100
6.1 INTRODUÇÃO.....	100
6.2 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO.....	100
6.3 TESTE DO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO ALIMENTADO POR UMA FONTE CC E ALIMENTANDO UMA CARGA RESISTIVA.	101
6.4 TESTE DO CONVERSOR DE INTERLIGAÇÃO ALIMENTADO PELA PEMFC, TENDO COMO CARGA A UPS. 106	
6.4.1 Testes Aplicando Degrau de Carga.....	109
6.4.2 Teste da Ondulação de corrente da PEMFC.....	110
6.4.3 Testes Térmicos e de Rendimento	111
6.5 CONCLUSÕES.....	112
CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	114
APÊNDICE I.....	117
APÊNDICE II.....	122
APÊNDICE III	135
APÊNDICE IV	144
APÊNDICE V.....	146
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	148

LISTA DE ABREVIATURAS, SÍMBOLOS E UNIDADES

1. Abreviaturas e acrônimos

Símbolo	Significado
CaC	Células a Combustível
UPS	Uniterruptible Power Supply
GE	General Eletric
PEM	Próton Exchange Membrane
hs	Horas
PEMFC	Próton Exchange Membrane Fuel Cell
SPFC	Solid Polimer Fuel Cell
AFC	Alkaline Fuel Cell
PAFC	Phosphoric Acid Fuel Cell
COPEL	Companhia Paranaense de Energia Elétrica
MCFC	Molten Carbonate Fuel Cell
SOFC	Solid Oxide Fuel Cell
DMFC	Direct Methanol Fuel Cell
STP	Standard Temperature and Pressure
NBR	Normas Brasileiras
IEC	International Electrotechnical Commission
EMI	Interferência eletromagnética
RSE	Resistência série equivalente
PWM	Pulse Width Modulation
CI	Circuito integrado
PI	Controlador proporcional integral
Conv.	Conversor
Interlig.	Interligação

2. Símbolos adotados nos circuitos e equações

Símbolo	Significado	Unidade
H	Hidrogênio	-
H ₂	Molécula de Hidrogênio	-
H ⁺	Próton de Hidrogênio	-

H ⁻	Elétron de Hidrogênio	-
O ₂	Molécula do Oxigênio	-
H ₂ O	Molécula da água	-
ΔH	Variação da Entalpia	J/mol
KOH	Hidróxido de Potássio	-
H ₃ PO ₄	Ácido Fosfórico	-
CO ₂	Gás Carbônico	-
η _{carnot}	Rendimento de Carnot	-
T _c	Temperatura da fonte fria	K
T _h	Temperatura da fonte quente	K
ΔG	Variação da energia livre de Gibbs	J
ΔS	Variação da entropia	J/(molxK)
η(T)	Rendimento em função da temperatura	-
T	Temperatura	K
gf	Energia Livre de Gibbs	J
hf	Entalpia	J/mol
cp	Calor específico	J/(KgxK)
sf	Entropia	J/(molxK)
N	Constante de Avogrado	/mol
E	Carga do Elétron	C
F	Constante de Faraday	C/mol
R	Constante Universal dos Gases	J/(gmolxK)
Q	Ação das massas em Reação	-
V _{nernst}	Tensão de Nernst	V
ΔV _{ativ}	Região das perdas por ativação	Ω
ΔV _{res}	Região das perdas resistivas	Ω
ΔV _{tm}	Região das perdas por transporte de massa	Ω
R _r	Resistência interna do modelo da CaC	Ω
R _a	Resistência de ativação do modelo da CaC	Ω
C _a	Capacitor interno do modelo da CaC	F
RL	Resistência de carga	Ω
CC	Corrente Contínua	A
CA	Corrente Alternada	A
t	Tempo	s
D1	Diodo 1 do conversor Forward	-
D _{rl}	Diodo de roda livre	-

D_{desm}	Diodo de desmagnetização	-
L_o	Indutância de saída	H
C_o	Capacitor de saída	F
R_o	Resistor de saída	Ω
I_s	Corrente do interruptor	A
I_{D1}	Corrente do diodo 1	A
I_{Dr1}	Corrente do diodo de roda livre	A
I_{Ddesm}	Corrente do diodo de desmagnetização	A
I_{L_o}	Corrente no indutor de saída	A
V_p	Tensão do enrolamento primário	V
V_s	Tensão do enrolamento secundário	V
V_{int}	Tensão sobre o interruptor	V
V_{com}	Pulso do comando do interruptor	V
N_p	Número de espiras do enrolamento primário	-
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário	-
V_d	Tensão do enrolamento desmagnetizante	V
D	Razão cíclica	-
V_o	Tensão de saída	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
I_M	Corrente máxima	A
I_m	Corrente mínima	A
ΔI	variação da corrente	A
f	Frequência de operação	Hz
i_c	Corrente do capacitor	A
ΔV_o	Variação da tensão de saída	V
C_o	Capacitor de saída	F
D_{in}	Diodo de entrada	-
D_{out}	Diodo de saída	-
L	Indutor	H
C	Capacitor	F
I_{loM}	Corrente máxima no indutor	A
I_{lom}	Corrente mínima no indutor	A
ΔI_{lo}	Ondulação da corrente no indutor	A
a	Relação de transformação	-
N_1	Número de espiras estimado para o primário	-
N_2	Número de espiras estimado para o secundário	-

A_e	Área útil do núcleo magnético	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
K_w	Fator de utilização do enrolamento	-
B_{\max}	Varição máxima do fluxo magnético	T
J_{\max}	Densidade de corrente máxima	A/cm^2
N_e	Número de espiras	-
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo	H/m
δ	Distância do entreferro	mm
Δ	Profundidade de operação devido ao efeito pelicular	cm
d_{\max}	Diâmetro máximo que o condutor pode ter	cm
S_{cobre}	Área de cobre necessária para conduzir a corrente	cm^2
K_p	Fator de utilização do Primário	-
ΔB	Excursão do fluxo magnético	T
η_T	Rendimento estimado para o transformador	-
V_F	Quedas de tensão consideradas após o enrolamento secundário	V
n_{cond}	Número de condutores em paralelo para cada enrolamento	-
S_{isol}	Área externa de cada condutor	cm^2
S_{tot}	Área total ocupada pelos enrolamentos	cm^2
K_u	Possibilidade de execução	-
P_{cobre}	Perdas no cobre	W
ρ_{fio}	Resistividade por comprimento do condutor	Ω/cm
I_{pef}	Corrente eficaz do enrolamento	A
L_{fio}	Comprimento total de fio do enrolamento	cm
K_H	Coefficiente de perdas por histerese	-
K_E	Coefficientes de perdas por correntes parasitas	
V_e	Volume do núcleo	cm^3
R_{nucleo}	Resistência térmica do núcleo	Ω
ΔT_p	Varição da temperatura do núcleo	K
S	Interruptor	-
$V_{S\max}$	Tensão máxima no interruptor	V
$V_{S\text{med}}$	Tensão média no interruptor	V
$I_{S\text{med}}$	Corrente média no interruptor	A
$I_{S\text{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor	A
V_{D1}	Tensão máxima no diodo 1	V
$I_{D1\text{Max}}$	Corrente máxima no diodo 1	A
$I_{D1\text{ef}}$	Corrente eficaz do diodo 1	A

V_{Drl}	Tensão máxima no diodo de roda livre	V
I_{DRIMax}	Corrente máxima no diodo de roda livre	A
I_{DRImed}	Corrente média no diodo de roda livre	A
I_{DRIef}	Corrente eficaz no diodo de roda livre	A
P_{cond}	Perdas por condução	W
P_{com}	Perdas por comutação	W
r_{don}	Resistência do mosfet em condução	Ω
t_f	Tempo que a corrente do interruptor vai de zero até o regime	s
t_r	Tempo que a corrente vai do regime até atingir zero	s
V_{dint}	Queda de tensão interna do diodo em condução	V
t_b	Tempo em que ocorre a comutação do diodo	s
T_j	Temperatura de junção	$^{\circ}C$
P_{tot}	Perdas totais dos interruptores	W
R_{ja}	Resistência entre a junção e o ambiente, dado do fabricante	Ω
T_a	Temperatura Ambiente	$^{\circ}C$
I_{in}	Corrente de entrada do conversor de interligação	A
I_{CaC}	Corrente drenada da PEMFC	A
ωp_1	Freqüência dos pólos do filtro LCLC	r/s
ωz_1	Freqüência dos zeros do filtro LCLC	rad/s
D_{gram}	Diodo do grampo	-
C_{gram}	Capacitor do grampo	F
R_{gram}	Resistor de grampo	Ω
P_{gram}	Potência dissipada no grampeador	W
l_1	Indutância de dispersão do enrolamento primário	H
l_2	Indutância de dispersão secundária refletida ao primário	H
l_d	Indutância de dispersão desmagnetizante refletida ao primário	H
I_m	Corrente da indutância magnetizante	A
V_{gram}	Tensão do grampo	V
ΔV_{gram}	Variação da tensão de grampeamento	V
L_{eq2}	Indutância equivalente no secundário	H
N_{2eq}	Número de espiras equivalentes do secundário	-
C_{2eq}	Capacitância equivalente no secundário	F
R_{eq}	Resistência equivalente no secundário	
$I_L(t)$	Corrente no indutor do <i>Buck</i> equivalente	A
Δi_L	Perturbação na corrente do indutor	A
$d(t)$	Razão cíclica variável	-

$\Delta d(t)$	Perturbação na razão cíclica	-
L_{eq}	Indutância equivalente refletida ao primário	H
$C_{i(s)}$	Controlador de corrente	-
$H_{i(s)}$	Planta da corrente	-
K_{pwm}	Ganho na geração dos pulsos PWM	-
$K_{medição}$	Ganho na medição da corrente	-
R_{1sub}, R_{2sub}	Resistores de entrada do subtrator	Ω
R_{3sub}, R_{33sub}	Resistor de realimentação do subtrator	Ω
C_{1sub}, C_{11sub}	Capacitores do subtrator	F
$G_{sub}(s)$	Função de transferência do subtrator	-
$G_{filt}(s)$	Função de transferência do filtro de alta frequência	-
C_{filt}	Capacitor do filtro de alta frequência	F
R_{filt}	Resistor do filtro de alta frequência	Ω
R_4, R_5	Resistores de entrada do controlador de corrente	Ω
R_6, R_{66}	Resistores da realimentação do controlador de corrente	Ω
C_2, C_{22}	Capacitores da realimentação do controlador de corrente	F
$C_v(s)$	Controlador de tensão	-
G_{ci}	Ganho do controlador de corrente	-
$H_v(s)$	Planta de tensão	-
G_{MV}	Ganho do medidor de tensão	-
I_{Leq}	Corrente no indutor equivalente	A
C_{eq}	Capacitância equivalente refletida ao primário	F
R_{eq}	Resistência equivalente refletida ao primário	Ω
I_{Leq}	Corrente no indutor equivalente	A
$I_{Co}(t)$	Corrente no capacitor equivalente	A
$I_{Req}(t)$	Corrente do resistor equivalente	A
R_7, R_8	Resistores de entrada do controlador de tensão	Ω
R_9, R_{99}	Resistores de realimentação do controlador de tensão	Ω
C_3, C_{33}	Capacitores de realimentação do controlador de tensão	F
V_{comp}	Tensão na saída do controlador de tensão	V
$V_o'_{med}$	Amostra da tensão de saída	V
V_o'	Tensão na saída do divisor resistivo	V
D_g	Diodo do gate	-
R_g	Resistor de Gate	Ω

Símbolos de unidades de grandezas físicas

Símbolo	Significado
W	Watt
°C	Graus Celsius
m	Metros
mol	Quantidade de matéria
J	Joule
VA	Volt Ampere
V	Volt
K	Kelvin
Pa	Pascal
C	Coulomb
atm	Atmosferas
Ω	ohm
F	Farad
A	Ampere
T	Tesla
Hz	Hertz
H	Henry
dB	decibéis
s	segundos

INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos, o aquecimento global vem surgindo como assunto relevante, que preocupa a maioria das nações. Muitos atribuem como sua principal causa a emissão de CO_2 na atmosfera, proveniente principalmente de combustíveis derivados do petróleo. Não se formulou, ainda, uma teoria definitiva para a causa desse aquecimento, mas muito se fala em redução das emissões, através de combustíveis alternativos.

O petróleo é utilizado na maior parte dos veículos de transporte empregados atualmente, sendo que sua queima emite uma grande quantidade de CO_2 . A troca desse combustível por um menos poluente, poderia reduzir a emissão de gases nocivos ao meio ambiente.

Neste contexto, o hidrogênio, que é um gás presente em grande quantidade na natureza e praticamente livre de poluição em seu uso final, quando utilizado em Células a Combustível gera, como subprodutos, apenas calor e água pura. As células, por características próprias, podem ser usadas em veículos, alimentando seus motores elétricos, tornando-os mais limpos e silenciosos.

A importância do estudo do hidrogênio é crescente. Num futuro próximo a humanidade terá que conviver com esse combustível e com os adventos que ele trará. Dessa forma, conhecê-lo e saber tirar dele o máximo proveito, é inevitável.

Essa dissertação de mestrado trata de uma forma de utilização da energia gerada por Células a Combustível, aplicadas, neste caso, a uma UPS de longa autonomia, em substituição das baterias que normalmente são utilizadas. Tal pesquisa realizou-se no ano de 2008 e faz parte do programa de pós-graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, no Instituto de Eletrônica de Potência.

As UPSs tornam-se cada vez mais necessárias, sendo que a cada dia, é maior o número de cargas que necessitam de fornecimento ininterrupto de energia. Suas aplicações precisam de estruturas cada vez mais confiáveis e que possam atender as cargas supridas por muito mais tempo, mesmo sem a presença de rede da concessionária.

O primeiro capítulo apresenta um apanhado histórico das Células a Combustível. As características do hidrogênio, bem como as formas de obtenção são estudadas. Os principais tipos de Células, as características e aplicações de cada uma são, também, apresentadas. Um cálculo de eficiência teórica é realizado, demonstrando as vantagens da Célula em relação ao motor de combustão.

O capítulo dois traz estudos sobre as UPS, seus tipos, aplicações e configurações mais utilizadas. Um primeiro conversor de interligação é estudado. Ensaio com um protótipo demonstram que o mesmo atende às especificações, mas drena uma corrente pulsada da Célula, prejudicial ao seu funcionamento. Um novo ponto de conexão, entre a célula e a UPS é proposto, juntamente com uma nova estratégia de controle.

Os capítulos três e quatro apresentam os projetos da estrutura de potência e controle do conversor de interligação, a metodologia na definição dos componentes é demonstrada. O controle da tensão, além de fixar a tensão de saída, cria a referência para o controle de corrente. A dinâmica dos controladores é diferente, sendo a malha de tensão mais lenta em relação à de corrente.

Os capítulos cinco e seis apresentam os resultados do estudo. O primeiro, por meio de simulação e, o segundo, através da implementação de um conversor, construído para validar todos os estudos realizados. O conversor apresentou resultados satisfatórios, já que a corrente drenada da Célula possui ondulações em níveis aceitáveis pelo fabricante. A UPS foi testada por um longo tempo e, enquanto a instalação possuir suprimento de hidrogênio, a carga estará sendo alimentada.

Ao final de cada capítulo são apresentadas conclusões sobre os assuntos tratados e, no fim do trabalho, apresentam-se as considerações finais, contendo todas as idéias e impressões impostas pela pesquisa, bem como, algumas sugestões para trabalhos futuros. Ainda, são incluídos apêndices com as planilhas de cálculos mais relevantes, esquemáticos e lista completa de componentes.

CAPÍTULO 1

Células a Combustível (CaC)

1.1 Introdução

Células a Combustível são dispositivos que convertem energia química em elétrica. No presente trabalho estudam-se as CaCs que possuem como reagentes o Hidrogênio e o Oxigênio, gerando energia limpa e sem emissão de poluentes [1].

Este capítulo será iniciado com a apresentação de um apanhado histórico sobre as Células a Combustível, bem como a utilização do hidrogênio como fonte de energia. Apresentar-se-á, então, o princípio de funcionamento de uma CaC através do cálculo da eficiência química e de um estudo sobre as perdas deste dispositivo. Também será determinado um modelo elétrico equivalente para a mesma.

1.2 Aspectos Históricos da CaC

Os primeiros estudos teóricos relacionados à célula a combustível foram descritos pelo suíço Christian Friedrich Schoenbein (1799-1868), em 1838. No ano seguinte, o inglês William Robert Grove (1811-1896) obteve resultados experimentais semelhantes em seu laboratório. Destarte, pode-se atribuir a Schoenbein a descoberta dos fenômenos e a Grove a invenção da tecnologia. A [Figura 1-1](#) apresenta os dois pesquisadores.



Figura 1-1 - William Grove e Christian Schoenbein.

Segundo o livro publicado por um dos descendentes de Shoenbein [2], têm-se comprovações da troca de correspondência e, inclusive, da amizade entre as famílias dos cientistas. Tal documento também afirma que Grove leu a primeira publicação de Schoenbein para então realizar seus primeiros testes. Grove colocou dois eletrodos de platina imersos em ácido sulfúrico diluído, conectados em dois tubos fechados, um com oxigênio e o outro com hidrogênio. Neste experimento, ele notou a circulação de corrente elétrica entre os eletrodos e que o nível de água do recipiente subiu. Após essa primeira constatação, ele montou outro experimento com 26 células em série, e percebeu a dificuldade em se obter densidades de correntes mais altas. Essa célula ficou conhecida inicialmente como “Célula de Grove”.

O termo Célula a Combustível (*Fuel Cell*) foi inicialmente utilizado por Ludwig Mond e Carl Langer [1], que em 1889 obtiveram uma substancial melhoria na confecção dos eletrodos, passando a fabricá-los de forma porosa, o que aumentou em muito a área de contato direta com os eletrólitos. A partir de então, passou-se a cogitar e testar o uso de CaCs em veículos. Um exemplo famoso desses testes foi realizado por Harry Karl Ihrig, da empresa Allis-Chalmers, que utilizou CaCs para tracionar um trator, conforme apresentado na Figura 1-2. Esse experimento foi realizado em 1959.



Figura 1-2 - Trator da empresa Allis-Chalmers, tracionado por 1008 CaC [1].

Outros grandes avanços nos estudos da CaC foram realizados por Francis T. Bacon, que em 1939 propôs que energia elétrica de baixo custo fosse utilizada para obtenção do hidrogênio, usando-o como uma forma de armazená-la. Com os estudos de Bacon, desenvolveu-se durante a Segunda Guerra Mundial uma CaC com eletrólito

alcalino que foi utilizada no submarino Royal. Esses mesmos estudos foram utilizados nos projetos espaciais Apollo entre 1963 e 1969.

A degradação dos eletrólitos era o grande problema para a utilização das CaCs. Com o intuito de tornar esses equipamentos mais robustos, confiáveis e duráveis, a *General Electric* (GE) juntamente com a *Du Pont*, desenvolveu uma membrana conhecida como *Nafion*®. Essa descoberta trouxe um ganho tecnológico para as CaCs, e para os eletrolisadores, que também passaram a utilizar essa membrana [1]. Porém, as células não despertaram interesse comercial muito grande, sendo utilizadas para aplicações muito específicas, como as militares, espaciais e acadêmicas.

A necessidade de desenvolvimento de outras tecnologias de eletrólitos, tanto para geração estacionária, como para utilização veicular, proporcionou novas descobertas, como o uso de ácido fosfórico, e a de eletrólito de polímero sólido (PEM). Desde então as pesquisas passam a ter como foco, o aumento da densidade de potência dessas CaCs.

Na atualidade, tem-se a preocupação em diminuir a emissão de gases poluentes, principalmente após os recentes estudos sobre o efeito estufa. Como a principal causa dessas emissões é a frota veicular, que aumenta constantemente e, como nos últimos anos vem aumentando a densidade de potência das CaCs, essa poderá se tornar a alternativa mais viável aos veículos, em substituição aos combustíveis fósseis.

Inúmeras montadoras de automóveis lançaram nos últimos anos carros equipados com motores elétricos. A eletricidade utilizada para tracionar esses veículos é proveniente de CaCs. Uma dessas fabricantes é a Japonesa Toyota, com o modelo apresentado na Figura 1-3.



Figura 1-3 - Carro da Toyota movido a hidrogênio com célula a combustível [3]

Evidentemente, a utilização em massa das CaCs requer uma forma viável e barata para a obtenção de hidrogênio e este fato corresponde hoje ao maior empecilho para que se possa popularizar a tecnologia.

1.3 O Hidrogênio como Combustível

O Hidrogênio é o elemento químico de número “1” com símbolo “H”, o qual é composto por um elétron e, seu núcleo, por apenas um próton. Na temperatura ambiente é um gás diatômico (H_2), incolor e inodor. É o elemento mais abundante do universo, estando presente principalmente nas estrelas. Está na combinação de várias das substâncias existentes na natureza. No estado puro é a menor das moléculas, e um dos gases menos densos.

Em [4] são citadas as seguintes características energéticas e de armazenamento:

- Produz uma chama incolor, de difícil detecção;
- Apesar de queimar em alta temperatura, produz pouca irradiação térmica;
- Não corrosivo;
- Não tóxico;
- Altamente inflamável, cerca de três vezes mais que a gasolina;
- Difícil de ser armazenado em alta pressão;
- Apresenta tendência ao vazamento, por ser a menor molécula existente;
- Baixa energia de ignição;
- Alta velocidade da chama, em torno de sete vezes a da gasolina.

Segundo [5], o hidrogênio não pode ser considerado um combustível primário, pois dificilmente é encontrado no seu estado puro, estando normalmente associado a outros elementos. Em situações atuais, para obtê-lo necessita-se empreender processos químicos e térmicos que demandam uma quantidade de energia. Apesar disto, o hidrogênio apresenta algumas vantagens que o qualificam como o combustível que tende a substituir os combustíveis fósseis, sendo elas:

- Alto poder calorífico;
- Não é tóxico;
- Tem facilidade de reação com outros elementos;
- O subproduto de suas reações para se obter energia, é a água pura;
- Não emite gases que produzem o efeito estufa.

No Brasil, a produção de hidrogênio está em torno de 180 mil toneladas por ano, sendo que praticamente a totalidade dessa produção está destinada à indústria petrolífera, alimentícia, fertilizantes e de aço [5]. Para o uso energético têm-se apenas plantas de

demonstração. Estima-se que atualmente no mundo tem-se 63 MW de potência instalada para geração estacionária e quatro MW para geração veicular. São valores pequenos se comparados com a demanda energética atual, e mostra o quanto é necessário evoluir na utilização das CaCs.

1.3.1 Formas de Obtenção do Hidrogênio

Para se obter o hidrogênio puro são empregados processos que normalmente necessitam de dois insumos, o energético e o químico. Em alguns casos, o insumo químico e o energético são os mesmos, já que parte deste é usado como fonte de energia do processo. A Tabela 1.1 apresenta a descrição dos principais processos.

Tabela 1.1- Processos, insumos químicos e energéticos para produção de hidrogênio [5].

Processo	Insumo Químico	Insumo Energético
Reforma de Etanol	Etanol	Etanol
Eletrólise	Água	Eletricidade
Reforma de Gás Natural	Gás Natural	Gás Natural
Gaseificação de Biomassa	Biomassa	Biomassa
Biológico (biogás)	Biomassa	Calor, eventualmente
Alternativos	Água e biomassa	Calor, eventualmente luz

1.3.1.1 Reforma de Etanol

Tem como princípio de funcionamento a adição de 50% de água com 50% de etanol, sendo essa mistura aquecida a uma temperatura de 700°C. Ocorre então que o etanol gaseificado quebra as suas moléculas, transformando-se em gás formado por hidrogênio, monóxido e dióxido de carbono. O gás resultante é separado em duas câmaras, uma com hidrogênio e a outra com os demais gases. Ressalta-se que o monóxido e o dióxido são liberados para a atmosfera, o que faz com que esse método não seja livre de emissões danosas ao meio-ambiente.

Para o Brasil a reforma do etanol, é uma fonte de hidrogênio promissora, pois atualmente o país é o maior produtor de cana de açúcar do mundo e, segundo [5], tem a possibilidade de aumentar sua área plantada.

1.3.1.2 Eletrólise

É o processo mais difundido para se obter o hidrogênio. Consiste em eletrodos imersos em água pura, submetidos a uma diferença de potencial. A água libera hidrogênio e oxigênio em forma de gás. É o inverso do que ocorre na CaC, com o inconveniente de se consumir muito mais energia para a produção de hidrogênio do que é obtido com o processo inverso.

No Brasil a reserva hidráulica é considerada grande, com aproximadamente 256497 MW de capacidade de geração. Vislumbra-se que no futuro possam-se utilizar fontes de energia de baixo custo, como eólica ou solar, para alimentar eletrolisadores. O hidrogênio obtido seria uma forma de acumular essa energia para uso em períodos do dia em que se faça necessária a adição de outras fontes na rede. Um bom exemplo é o sistema brasileiro de geração de energia, que está dimensionado para suprir as necessidades dos horários de maior consumo, compreendido entre 17 hs e 22 hs. No restante do dia usar-se-ia a água desperdiçada no vertedor das usinas para alimentar grandes eletrolisadores que produziriam hidrogênio, para posteriormente serem usados em outros períodos do dia por grandes gerações estacionárias de células a combustível.

1.3.1.3 Reforma de Gás Natural

O processo de obtenção do hidrogênio a partir da reforma do gás é muito semelhante à reforma do etanol, mudando apenas o combustível. Para uma produção em grande escala, como no caso da indústria petroquímica, esse é o método mais utilizado, principalmente por ser o mais barato. Tem como desvantagem a emissão, mesmo que pequena, de derivados de carboneto, presentes originalmente no gás. Assim, não há nesse caso, uma fonte de energia totalmente limpa e livre de emissões.

O diferencial positivo para o uso dessa técnica é a grande reserva de gás natural existente no Brasil, em torno de 426 bilhões m³. Como o país possui uma estrutura já montada para sua distribuição, que permite a interligação de praticamente todo o território nacional, pode-se afirmar que do ponto de vista da logística de produção e distribuição, esse método de obtenção torna-se atraente para a realidade contemporânea do país.

1.3.1.4 Gaseificação de Biomassa e Conversão Biológica

No Brasil, as principais fontes de energia da biomassa são o bagaço da cana e os resíduos de madeira. O primeiro é proveniente das plantações de cana-de-açúcar destinadas à produção de etanol e açúcar e, o segundo, destinado à indústria da madeira e celulose.

Como método de extração, tem-se a gaseificação e a biodigestão ou decomposição anaeróbica [5]. No Brasil, atualmente tem-se como utilização comercial biodigestores que extraem os gases da biomassa usados em motores de combustão interna. Essa tecnologia é estudada e implementada com utilização de dejetos suínos, bovinos e de aves (frangos), criados em grande escala em algumas regiões específicas do país.

É uma maneira de se obter energia de dejetos que poluem e degradam o ambiente em que estão inseridos. Tem como vantagem o fato de minimizar esse impacto, mas também não é totalmente livre de emissões, e com a tecnologia atual, não se consegue obter o hidrogênio com o grau de pureza necessário para utilizar nas CaCs.

1.3.1.5 Processos Alternativos

São os processos mais utópicos e estão muito longe de um aproveitamento industrial em larga escala. Consiste na bioprodução, em que o metabolismo de algas e bactérias em temperatura e pressão controladas permite obtenção de hidrogênio. Um dos entraves dessa tecnologia é a baixa produtividade. Para uma utilização comercial, com os conhecimentos atuais, o tamanho das colônias torna essa prática inviável.

Finalizando, esses são os cinco métodos de obtenção de hidrogênio encontrados na literatura. É interessante salientar que todos têm, de alguma forma, uma boa projeção e justificativa para utilização futura no Brasil, indicando que o país pode vir a se tornar um produtor de hidrogênio em grande escala.

1.4 Características das Células a Combustível

As células a combustível são, com certeza, uma das formas mais promissoras da utilização do hidrogênio para a produção de energia, mas não são a única. Pode-se citar ainda, o motor de combustão a hidrogênio. Essa seção destina-se a apresentar um breve apanhado sobre as características dessas duas formas de conversão de energia, dando um foco maior para as CaCs.

1.4.1 Motor de Hidrogênio.

Os motores de hidrogênio possuem o mesmo princípio dos motores a combustão, porém, seu rendimento se mostra superior aos abastecidos com derivados de petróleo, tendo como vantagem o fato de não emitirem monóxidos ou dióxidos de carbono.

Este rendimento, a exemplo do que ocorre com os motores a combustão, é limitado pelo ciclo de Carnot, o que acarreta uma menor eficiência, em relação à CaC. A vantagem sobre os derivados de petróleo se deve a maior capacidade calorífica do combustível [4].

Algumas empresas estão atualmente lançando motores para utilização em ônibus, como por exemplo, a Ford, que em 2006 anunciou a produção em série dessa tecnologia [6].

Motores de hidrogênio estão em franco desenvolvimento. Contudo, devem suportar uma energia de queima maior que os convencionais, o que aumenta seus custos, já que necessitam ter uma maior robustez.

1.4.2 Células a Combustível (CaC)

O princípio do funcionamento das CaCs pode ser compreendido utilizando conceitos básicos de eletroquímica. A célula é composta por dois eletrodos chamados de anodo e catodo, entre os quais se têm o eletrólito, que pode ser líquido ou sólido. O eletrólito tem como característica o fato de ser condutor de cargas positivas e um bom isolante elétrico.

O anodo é alimentado com hidrogênio e o catodo com oxigênio. No anodo a molécula do hidrogênio é separada em elétrons e prótons, os prótons são conduzidos pelo eletrólito que é bom condutor iônico. Os elétrons bloqueados pelo eletrólito são conduzidos externamente através de uma carga, produzindo trabalho elétrico. No catodo, esses elétrons voltam a encontrar os prótons, e juntamente com as moléculas de oxigênio formam água.

Todo este processo pode ser entendido observando-se a Figura 1-4, onde nota-se também, como resultado dessa reação, a geração de calor.

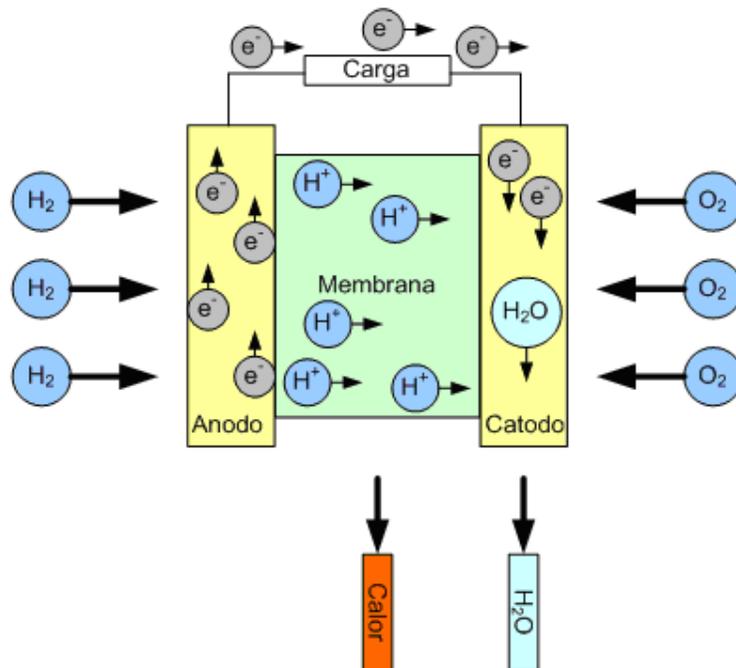


Figura 1-4 - Princípio básico de funcionamento do CaC.

Basicamente, pode-se entender o funcionamento da CaC, como sendo uma conversão química de energia, que utiliza como combustíveis o hidrogênio e o oxigênio para produzir energia elétrica, e tem como subprodutos a água e o calor. O calor gerado se deve ao fato da reação ser exotérmica, na qual a variação da entalpia é negativa [8].

Outra maneira de compreender como a CaC opera, seria analisando suas reações químicas. Na equação (1.1) tem-se a reação no anodo, onde ocorre a separação da molécula do hidrogênio.



No catodo, os prótons, elétrons e as moléculas de oxigênio formam água e calor, conforme apresentado na equação (1.2).



Segundo [7] a formação da molécula da água é determinada pela equação (1.3), onde a variação da entalpia negativa libera calor, o que caracteriza uma reação exotérmica.



A temperatura de operação da CaC é um fator determinante e limitador em sua utilização. Temperaturas altas são utilizadas para acelerar o processo de reação química. Em alguns modelos de CaCs o calor gerado é utilizado em sistemas de co-geração, entre a energia térmica e a energia química, aumentando o rendimento do sistema como um todo. A temperatura de operação determina qual deve ser o material do eletrólito utilizado pela CaC, sendo que esses materiais determinam as diferentes células e suas aplicações.

1.4.2.1 Tipos de Células a Combustível.

Dentre as formas de se classificar as CaCs, a mais usual consiste em diferenciá-las segundo a temperatura de operação, e a tecnologia dos materiais usados em sua construção [1].

Nos eletrodos, com o intuito de acelerar as reações químicas, tem-se a presença de catalisadores, que podem ter em sua composição diversos materiais, prevalecendo o níquel e a platina. Alguns tipos de CaCs, que trabalham em altas temperaturas, necessitam de catalisadores menores, permitindo, ainda, a redução de custos. As características citadas são fundamentais para a escolha do modelo de CaC que será utilizada em cada aplicação.

Na célula estudada nesse trabalho, a *Próton Exchange Membrane Fuel Cell*, que opera em temperaturas mais baixas, o catalisador tem que estar presente em maior quantidade, o que aumenta os custos do referido modelo.

As células que têm como reagentes, o hidrogênio e o oxigênio, podem ser alimentados com o ar ambiente, ou seja, a concentração de oxigênio presente em nosso ar atmosférico, em torno de 20,94% de sua composição, é suficiente para o correto funcionamento da CaC. Embora a utilização do ar como combustível seja vantajosa em alguns aspectos, algumas desvantagens relacionadas com rendimento e tensão gerada acabam sendo evidenciadas.

A seguir são apresentados os principais tipos de CaCs:

Próton Exchange Membrane Fuel Cells (PEMFC)- Também conhecida como *Solid Polimer Fuel Cell* (SPFC), foi utilizada pela primeira vez pela NASA em 1960, em seus veículos espaciais [8]. É o modelo existente no INEP e também a tecnologia de CaC mais estudada dos últimos anos. Concentra a maior densidade de potência entre todos os tipos de CaCs [1].

A PEMFC possui um eletrólito sólido, normalmente o *Nafion*TM, e uma fina camada de Platina utilizada como catalisador. O *Nafion*TM é um polímero, cuja composição química e estrutural é demonstrada em [8], que permite a passagem dos prótons do hidrogênio (H⁺). Tem uma grande resistência elétrica, e não conduz os elétrons presentes nessas moléculas.

O *Nafion*TM possui alta resistência a reações químicas destrutivas, e uma boa conformação mecânica ao ser colocado entre as placas dos eletrodos, pode ser usado em pequenas espessuras (50 µm) e absorve grandes quantidades de água. Essa última característica torna-se um pré-requisito para a sua utilização, pois as membranas devem, em uma quantidade controlada, estarem hidratadas com água [8].

As células tipo PEMFC operam entre 50 e 80°C, e por isso possuem um tempo de partida baixo, utilizam o oxigênio presente no ar atmosférico para as reações e trabalham com uma eficiência entre 48 a 60%. É o modelo ideal para a utilização veicular ou portátil.

Alkaline Fuel Cell (AFC)- Foi o primeiro modelo de CaC a ser utilizado, teve um salto de desenvolvimento nos anos 40, por F.T. Bacon, em Cambridge. A partir desses avanços passou a ser utilizada em programas espaciais [8].

A AFC é composta por um eletrólito líquido. Sua composição depende das condições de pressão e temperatura de operação da CaC, e na maioria das aplicações, é formado por hidróxido de potássio (KOH) dissolvido em água que, via bombeamento, circula pelos eletrodos da AFC. Em aplicações terrestres, como geração estacionária, a concentração de KOH está em torno de 30 a 35% e a temperatura máxima de operação estabelece-se em torno de 90°C. Esses valores são determinados para que as CaCs tenham sua vida útil estendida. Em aplicações espaciais, essas células podem operar em

até 260° C, alcançando, assim, um excelente rendimento, em torno de 70%, mas comprometendo sua vida útil.

Além disso, a AFC necessita de hidrogênio e oxigênio puros para funcionar e, para alcançar rendimentos melhores, utilizam catalisadores, que podem ser de platina, ouro e prata [9]. Por ter o eletrólito circulante entre o anodo e o catodo, pode-se controlar a temperatura de operação da AFC.

Sua aplicação caiu em desuso com o surgimento de outras tecnologias, e por ser muito sensível às impurezas de seus combustíveis como, por exemplo, a presença do dióxido de carbono. Sua aplicação depende de novas tecnologias que inibam essa sensibilidade, para que as AFCs possam novamente ser utilizadas em geração estacionária, usos espaciais ou grandes embarcações navais.

Phosphoric Acid Fuel Cell (PAFC)- É o modelo de célula mais estudado e difundido para utilização de geração estacionária nesses últimos 30 anos [9], tem como eletrólito o Ácido Fosfórico (H_3PO_4). Mesmo operando em temperaturas mais altas que a célula tipo PEM e AFC, podendo chegar a 200° C, necessita de catalisadores para acelerar as reações químicas.

A PAFC é utilizada em gerações estacionárias com plantas que operam na faixa de 200 KW até de 20 MW, podendo operar em escolas, hospitais, grandes centros comerciais, etc. No Brasil, a Companhia Paranaense de Energia (COPEL) possui dois geradores de 200 KW instalados com reformadores de gás natural. A Figura 1-5 apresenta uma imagem dessa planta.



Figura 1-5 - Planta estacionária de geração de energia utilizando CaC do tipo PAFC [10].

A temperatura mais elevada pode ser utilizada para co-geração de energia, ou seja, o aproveitamento da energia térmica gerada pela PAFC para geração termoelétrica.

Nesse caso, podem-se atingir rendimentos de 85%. Possui também como vantagem uma maior tolerância à presença de CO₂ em seus eletrodos, podendo assim ser usada com reformadores de gás natural.

Molten Carbonate Fuel Cell (MCFC)- Alguns consideram esse tipo de CaC como sendo a segunda geração de CaCs. Foi produzida após a PAFC, porém seus princípios de funcionamento e construção já eram conhecidos cinco anos antes da PAFC [9]. Possui um eletrólito líquido formado por uma solução de carbonatos (Lítio, Potássio e/ou Sódio). Para que o eletrólito passe a conduzir íons é necessário que a célula opere a temperaturas da ordem de 600 a 700°C.

Assim, por operar em temperaturas mais altas, não necessita de um catalisador com custo tão elevado quanto a PEMFC e PAFC, pode-se substituir a Platina pelo Níquel. Em altas temperaturas as perdas de reação química são menores, de modo que o rendimento da geração elétrica dessa CaC pode chegar a 60%, e aproveitando o calor gerado na co-geração de energia, esse rendimento pode alcançar cerca de 80% [9 11].

Na MCFC é necessária a presença de CO₂ no anodo, juntamente com o hidrogênio, devido ao tipo de eletrólito que reage com os íons de H₂O e CO₂. Assim, a MCFC não é totalmente livre de emissões de CO₂, o que caracteriza essa tecnologia como não sendo totalmente limpa. Porém, essa emissão é pequena em relação à queima de combustíveis e o sistema apresenta uma boa eficiência.

A MCFC é utilizada em gerações estacionárias atreladas a reformadores que possibilitem a utilização da co-geração. A alta temperatura de operação impossibilita a utilização dessa CaC em veículos, pois seu tempo de partida é muito alto.

Solid Oxide Fuel Cell (SOFC)- Se a MCFC era considerada a segunda geração de CaCs em alta temperatura, a SOFC é a terceira, utilizando, como eletrólito, material cerâmico sólido. Esse tipo de material possui Zircônia em sua composição, uma mistura de metais com cerâmicos, e conduz íons apenas quando atinge a temperatura de 800° C, de modo que esse tipo de CaC opere em temperaturas que podem chegar a 1000° C.

Devido à alta temperatura, utilizam-se catalisadores de menor custo, como por exemplo, o Níquel. Por possuir eletrólito sólido, a SOFC se mostra mais estável que as outras CaCs que operam em altas temperaturas, porém essa característica traz como problemas o custo dos materiais utilizados para que se alcance uma vida útil aceitável.

A SOFC é utilizada para geração estacionária em altas potências, algo em torno de 1 MVA. A co-geração realizada com a energia térmica produzida por essa CaC é uma excelente saída para o aumento da eficiência geral do sistema.

Direct Methanol Fuel Cell (DMFC)- Como um dos grandes problemas com a utilização do hidrogênio se deve à dificuldade de transporte e armazenamento, essa

tecnologia apresenta-se como uma boa solução do problema, pois a célula extrai a energia diretamente do metanol, sem a necessidade do reformador. Ocorre uma emissão de dióxido e monóxido de carbono que, comparada com os motores a combustão, é pequena.

A tecnologia da DMFC é semelhante à PEMFC, usando inclusive a mesma membrana como eletrólito. Opera em uma temperatura de 90° C, sendo uma tecnologia nova, aplicada principalmente ao uso veicular.

Para salientar as principais características de cada tipo de CaC montou-se a Tabela 1.2, baseada em [9].

Tabela 1.2 - Características dos principais tipos de CaCs [9].

Tipo de CaC	Temperatura de operação (°C)	Densidade de potência (mW/cm²)	Níveis de Potência (KW)	Eficiência elétrica/ química (%)	Vida Útil (horas)	Áreas de Aplicação
PEMFC	50-80	350	0,01-1000	45-60	>40000	Portátil, espacial, veicular, estacionária
AFC	60-90	200	10-100	40-60	>10000	Espacial, móvel
PAFC	160-220	200	100-5000	55	>40000	Geração distribuída
MCFC	600-700	100	1000-100000	60-65	>40000	Geração distribuída em alta potência
SOFC	800-1000	240	100-100000	55-65	>40000	Geração distribuída em alta potência
DMFC	90	230	0,001-100	34	>10000	Portátil, veicular

A referida tabela apresenta os valores de eficiência química da CaC, sem levar em consideração a possibilidade de co-geração para aproveitamento da energia térmica produzida, principalmente pelas células de alta temperatura.

A partir de agora este trabalho tratará, com maior ênfase, as CaCs do tipo PEMFC.

1.5 Aspectos Construtivos da PEMFC

Conforme citado anteriormente, a PEMFC possui eletrólito sólido, constituído de um material isolante elétrico e bom condutor de íons. A Figura 1-6 apresenta a configuração básica de uma única pilha da PEMFC.

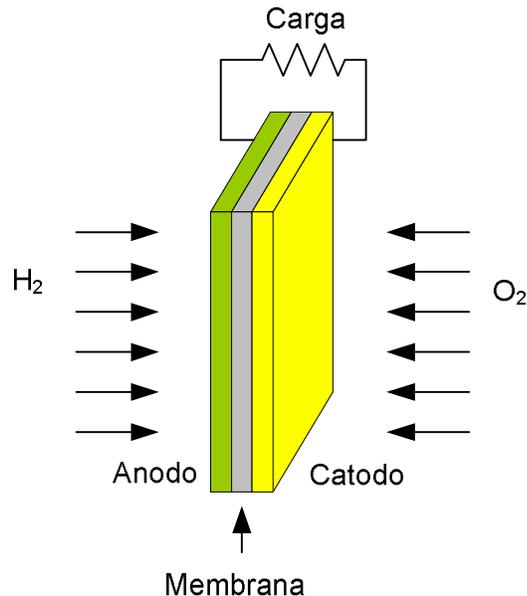


Figura 1-6 - Representação construtiva de uma pilha da PEMFC.

A tensão de saída de uma única pilha é baixa. Como exemplo, citando-se o caso da PEMFC disponível no INEP que, sem carga conectada, a tensão pode chegar a 1 V e, com carga essa tensão é de 0,6 V [12]. Tal fato implica na necessidade de se conectar as pilhas em série, para que se consiga elevar o valor da tensão drenada da PEMFC. Basicamente, pode-se dizer que a célula é uma associação série de varias pilhas, sendo que o número dessas associações define a faixa de trabalho da tensão de saída.

O método utilizado para elevar a tensão traz como inconveniente a circulação da corrente em todas as pilhas, ou seja, a corrente drenada pela carga é a mesma que passa por todos os eletrodos. Para diminuir os problemas com perdas, a área de contato desses eletrodos é aumentada, fazendo com que a corrente não passe por um único ponto entre as placas.

Evidentemente, a elevação da área útil do eletrodo leva ao aumento do volume da PEMFC e, conseqüentemente, a uma diminuição da densidade de potência processada por volume ocupado. Uma forma de conexão usada por fabricantes e descrita em [8], é apresentada na Figura 1-7.

As placas bipolares inseridas entre a associação das pilhas são ótimas condutoras elétricas e possuem ranhuras nas superfícies de contato. As ranhuras servem para injeção do Hidrogênio nos anodos, e Oxigênio nos catodos. Com isso, consegue-se uma distribuição uniforme tanto da corrente que passa pelas pilhas, pois se aumenta as áreas de contato com as placas bipolares, quanto dos combustíveis através das ranhuras.

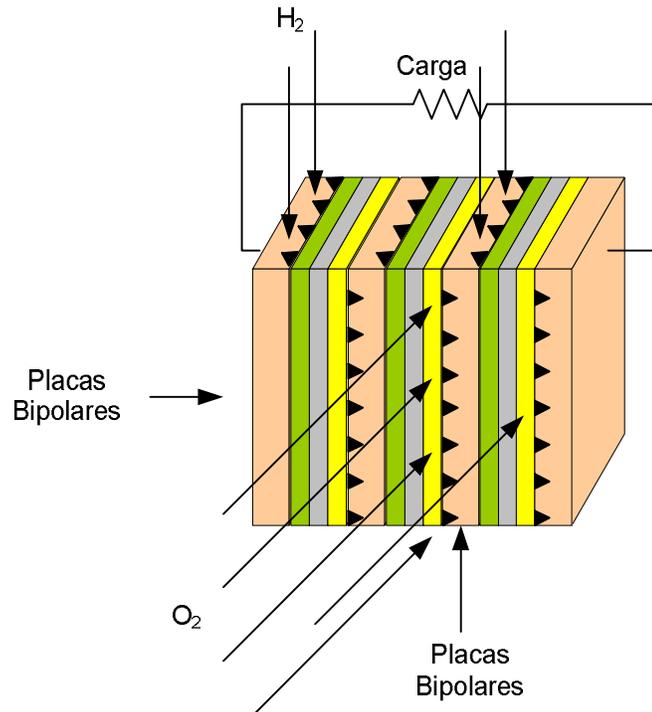


Figura 1-7 - Exemplo de associação em série das pilhas que formam uma PEMFC.

1.6 Rendimento e Tensão da CaC

Já foi relatado que as CaCs possuem um rendimento maior que os motores a combustão. Contudo, esta informação deve ser analisada com cuidado, uma vez que enquanto todos os motores a combustão estão com seus rendimentos condicionados ao ciclo de Carnot, o rendimento das CaCs é determinado por uma reação química, e não por uma queima de combustível.

Em virtude de, na maioria das aplicações, a energia fornecida pelas CaCs não poder ser diretamente utilizada, necessitando passar por outros estágios de conversão, há diminuição do rendimento final do sistema alimentado por ela. Para compreender tal diferença de rendimentos, será demonstrada uma breve revisão comparativa entre os resultados obtidos pela combustão, e através das reações químicas das CaCs.

1.6.1 Ciclo de Carnot

É o ciclo realizado pela máquina de Carnot, que nunca foi criada, e seu equacionamento restringe o rendimento de uma máquina térmica. Trabalha entre duas fontes, uma quente e outra fria, sendo essa última, na maioria das vezes, na temperatura ambiente [7]. A equação (1.4), determina esse rendimento.

$$\eta_{carnot} = \left(1 - \frac{T_c}{T_h}\right) \times 100\% \quad (1.4)$$

Onde:

T_c = Temperatura da fonte fria em Kelvin;

T_h = Temperatura da fonte quente (K).

A segunda lei da Termodinâmica é enunciada da seguinte maneira: "Para haver conversão contínua de calor em trabalho, um sistema deve realizar ciclos entre fontes quentes e frias, continuamente. Em cada ciclo, é retirada certa quantidade de calor da fonte quente (energia útil), que é parcialmente convertida em trabalho, sendo o restante rejeitado para a fonte fria (energia dissipada)"

Todo o calor dissipado para o ambiente reduz o rendimento das máquinas térmicas. Para aumentá-lo, o motor a combustão deveria ser o mais frio possível, mesmo que esteja ocorrendo uma queima de combustíveis em seu interior. Todo o aquecimento externo que existe em um motor é, na realidade, ocasionado por suas perdas, e isso independe do combustível. Ou seja, se dois motores com combustíveis diferentes estiverem trabalhando sob as mesmas temperaturas quente e fria, seus rendimentos serão idênticos. Para se obter um rendimento de 100%, a temperatura fria deveria ser o zero absoluto.

1.6.2 Rendimento Químico de uma PEMFC

O rendimento da reação química que ocorre em uma PEMFC é usualmente determinado como sendo a relação da energia elétrica liberada por ela e a energia que seria obtida com a queima dos seus combustíveis, tendo como produto água em estado líquido ou gasoso [8,1]. Para determinar o seu rendimento, deve-se conhecer algumas definições da termodinâmica:

Energia de Gibbs: Mede o trabalho útil de um sistema isotérmico e isobárico. Quando um sistema passa de um estado para outro, a energia livre de Gibbs (ΔG) é o trabalho trocado entre o sistema e o meio envolvente, subtraído o trabalho das forças de pressão durante uma transformação reversível do mesmo estado inicial para o mesmo estado final.

Entalpia: É a energia interna total de um sistema. É a forma usada para determinar o conteúdo calorífico de uma substância química. A entalpia de formação molar, representada por ΔH , é a variação da entalpia dos elementos fundamentais de uma reação, quando comparadas nas condições normais de pressão e temperatura (*Standard Temperature and Pressure, STP*, com $T=298,15$ K; e $P=100$ kPa).

Entropia: É a grandeza da Termodinâmica que mede a parte da energia que não pode ser transformada em trabalho, sendo representada por ΔS .

O rendimento teórico final de uma PEMFC é determinado pela razão da variação da energia livre de Gibbs pela variação da entalpia de formação molar, conforme mostrado na equação (1.5).

$$\eta(T) = \frac{\Delta \overline{gf}(T)}{\Delta \overline{hf}(T)} \quad (1.5)$$

Sendo que a variação da energia livre de Gibbs é representada pela equação (1.6).

$$\Delta \overline{gf}(T) = \overline{gf}H_2O(T) - [\overline{gf}H_2(T) + \overline{gf}O_2(T)] \quad (1.6)$$

E a variação da entalpia de formação molar pela equação (1.7)

$$\Delta \overline{hf}(T) = \overline{hf}H_2O(T) - [\overline{hf}H_2(T) + \overline{hf}O_2(T)] \quad (1.7)$$

A variação da energia livre de Gibbs depende da entalpia e da entropia da reação, sendo essa dependente do calor específico dos reagentes e do produto. A entalpia dependente da temperatura é representada pela equação (1.8).

$$\overline{hf}(T) = \overline{hf} \int_{T_o}^T cp(T) dT \quad (1.8)$$

Onde $cp(T)$ representa o calor específico de cada um dos reagentes e do produto. A energia livre de Gibbs pode ser representada pela diferença entre a entalpia e a entropia, conforme a equação (1.9).

$$\overline{gf}(T) = \overline{hf}(T) - \overline{sf}(T) \times T \quad (1.9)$$

A entropia é representada em função da temperatura e dependente do calor específico dos reagentes, conforme a equação (1.10).

$$\overline{sf}(T) = \overline{sf} \int_{T_o}^T \frac{1}{T} cp(T) dT \quad (1.10)$$

O calor específico dependente da temperatura é diferente para cada substância, seja ela pura ou uma mistura. Para os reagentes e o produto da reação da PEMFC se conhece as equações do hidrogênio, oxigênio e da água, tal como apresenta a equação (1.11) [7].

$$\begin{aligned}
 cp(H_2O)(T) &= 143,05 - 58,047 \times T^{0,25} + 8,257 \times T^{0,5} - 0,036989 \times T \\
 cp(H_2)(T) &= 56,505 - 22222,6T^{-0,75} + 116500T^{-1} - 560700T^{-1,5} \\
 cp(O_2)(T) &= 37,432 + 2,0102 \times 10^{-5} \times T^{1,5} - 178570T^{-1,5} - 2368800T^{-2}
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

Os valores de entalpia e entropia em STP estão representados na Tabela 1.3. A água possui valores diferentes, quando o resultado da reação é líquida ou gasosa.

Conhecendo os calores específicos, que dependem da temperatura da reação, pode-se determinar a variação da entalpia e da entropia conforme as equações (1.10) e (1.8). Assim, encontra-se a variação da energia de Gibbs conforme a equação (1.9)

Tabela 1.3 - Entalpia e entropia dos reagentes a STP [1].

Reagente ou produto	$\frac{o}{hf}$ (J/mol)	$\frac{o}{sf}$ (J/molK)
H ₂	0	130,678
O ₂	0	205,148
H ₂ O (líquido)	-285830	69,950
H ₂ O (gasoso)	-241826	188,834

Após determinar a energia de Gibbs e a entalpia, pode-se substituir o resultado na equação (1.5) e determinar o rendimento máximo para a reação. Em [1] é desenvolvido um exemplo de cálculo do rendimento máximo para uma temperatura de 25° C, na qual obtém-se 82,96% como resposta. Na Figura 1-8 tem-se um gráfico que representa o rendimento teórico máximo de uma PEMFC sob uma variação de temperatura.

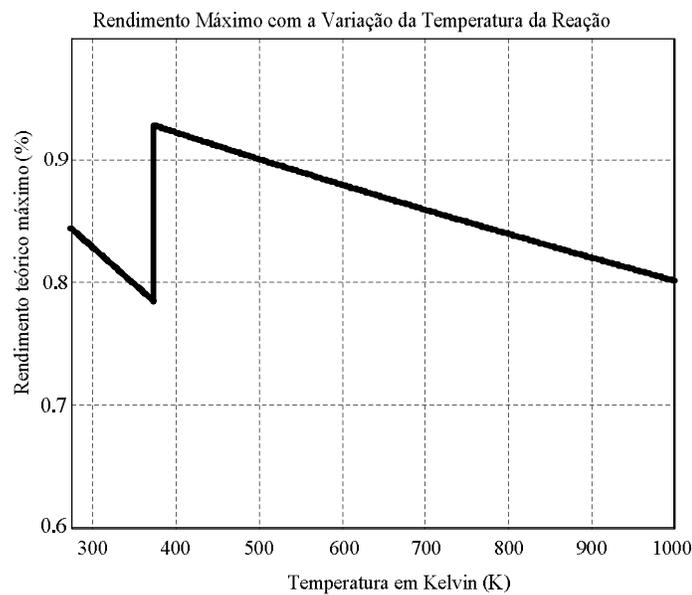


Figura 1-8 - Rendimento máximo de uma CaC sob uma variação da temperatura.

Nota-se claramente uma descontinuidade na curva do gráfico, decorrida da mudança de estado físico da água (do líquido para o gasoso). Nessa mudança, acontece uma alteração da entropia do produto da reação, conforme demonstrado na Tabela 1.3.

A eficiência calculada para uma dada temperatura é um valor maior que o real, pois não leva em consideração todas as outras perdas existentes na PEMFC. Essas perdas serão tratadas no decorrer deste capítulo. Com o presente cálculo da reação química, pode-se também calcular as tensões teóricas geradas em cada pilha da PEMFC.

1.6.3 Tensão Teórica da PEMFC

Sabendo como se comportam as reações de uma PEMFC, e conhecendo a carga de um elétron e o número de Avogadro, pode-se determinar qual a tensão teórica gerada em uma pilha. Conforme visto anteriormente, a energia livre de Gibbs determina o trabalho elétrico realizado pela reação química completa. Sendo assim, a partir dos valores das constantes determinadas em (1.12), pode-se determinar qual a tensão teórica gerada por uma pilha.

$$\begin{aligned} N &= 6,022 \times 10^{23} / mol \\ e &= 1,6021 \times 10^{-19} C \\ F &= 96485,309 C / mol \end{aligned} \quad (1.12)$$

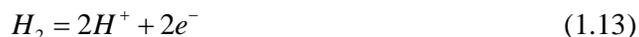
Sendo:

N = Constante de Avogadro;

E = Carga do elétron;

F = Constante de Faraday, que representa a carga em um *mol* de substância.

As reações químicas nos eletrodos descritas em (1.13) determinam qual é a tensão máxima obtida nessa reação.



Igualando-se a energia livre de Gibbs ao trabalho elétrico das reações químicas, tem-se a tensão demonstrada na equação (1.14) [8,1].

$$V_{id} = -\frac{\Delta g^f}{2 \times F} \quad (1.14)$$

Deve-se ressaltar que essa equação traz a variação da energia livre de Gibbs dependente da temperatura dos reagentes e não considera as variações de concentração e pressão dos mesmos. A equação de Nernst permite encontrar a tensão gerada por uma pilha elementar com uma concentração de íons diferentes da unidade. Essa equação também pode ser aplicada para cálculos de titulação da oxi-redução. A equação da tensão de Nernst é demonstrada em sua forma mais conhecida em (1.15).

$$\overline{\Delta gf} = \overline{\Delta gf^o} + R \times T \times \ln(Q) \quad (1.15)$$

Sendo:

$\overline{\Delta gf^o}$ = a variação da energia livre para condições padrões;

R = Constante universal dos gases, (8,315JK⁻¹mol⁻¹);

T = Temperatura (K);

Q = Expressa à ação das massas em reação

Em [8], tem-se uma dedução detalhada desta equação para chegar a uma aplicação em CaCs do tipo PEMFC. A resposta para essa expressão é apresentada em (1.16), que demonstra como se comporta o valor da tensão teórica de uma pilha com a mudança da pressão dos reagentes.

$$V_{Nernst} = V_{id}^o + \frac{R \times T}{2 \times F} \times \ln \left(\frac{P_{H_2} \times P_{O_2}}{P_{H_2O}} \right) - \Delta sf^o \times (T - 298,15K) \quad (1.16)$$

Fica demonstrado que a tensão de Nernst pode variar com a temperatura e com a pressão dos reagentes. A Figura 1-9 apresenta essa característica através de um gráfico, em que se variam a pressão e a temperatura, e obtêm-se diferentes tensões teóricas.

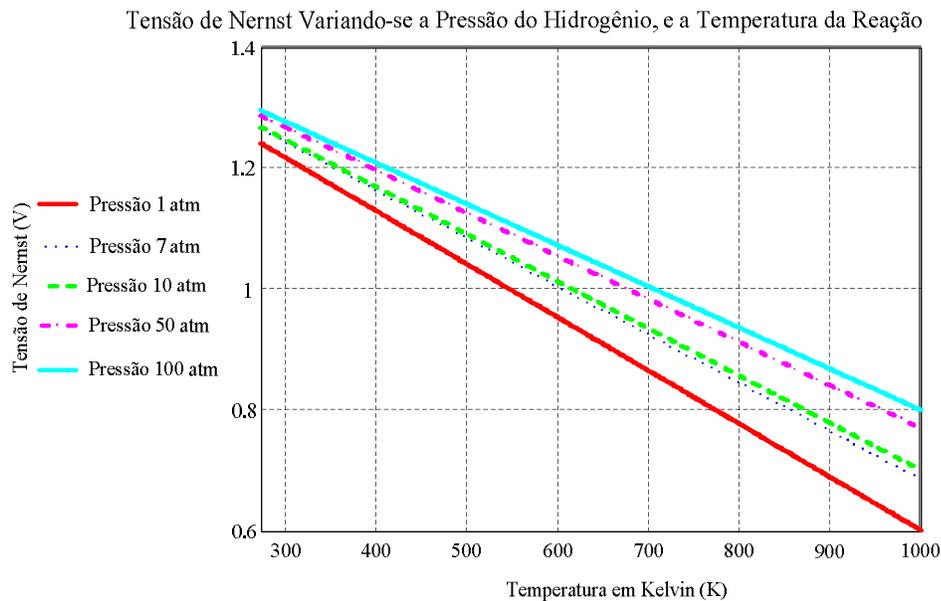


Figura 1-9 - Tensão de Nernst de uma pilha básica com a variação da temperatura em Kelvin, e da pressão em atm.

Para cada uma dessas curvas foi fixada a pressão dos reagentes, variando a temperatura de trabalho (eixo x). Nota-se claramente que a tensão aumenta com o aumento da pressão de um dos reagentes, (hidrogênio no caso da Figura 1-9) e que diminui com o aumento da temperatura. É importante salientar que a tensão de Nernst é teórica e se aplica a uma pilha que não está transportando corrente alguma.

1.6.4 Tensão da PEMFC em Operação

A tensão de Nernst não pode ser considerada a tensão de circuito aberto, pois é necessário considerar que a PEMFC possui correntes de circulação interna que associadas com suas resistências, provocam quedas de tensão. É próprio das células possuírem áreas de comportamentos diferentes e, para encontrar um modelo mais preciso, seriam necessários muitos parâmetros de difícil obtenção, com grande complexidade e conhecimentos em eletroquímica.

Para a maioria das aplicações existentes, pode-se ter um modelo mais simplificado da PEMFC, baseado em um circuito elétrico equivalente que atende o comportamento da mesma. Uma curva que representa o comportamento da tensão nos terminais em função da densidade de corrente drenada da pilha é demonstrada por [8], onde notam-se diferentes pontos de operação. A Figura 1-10 apresenta essa representação gráfica.

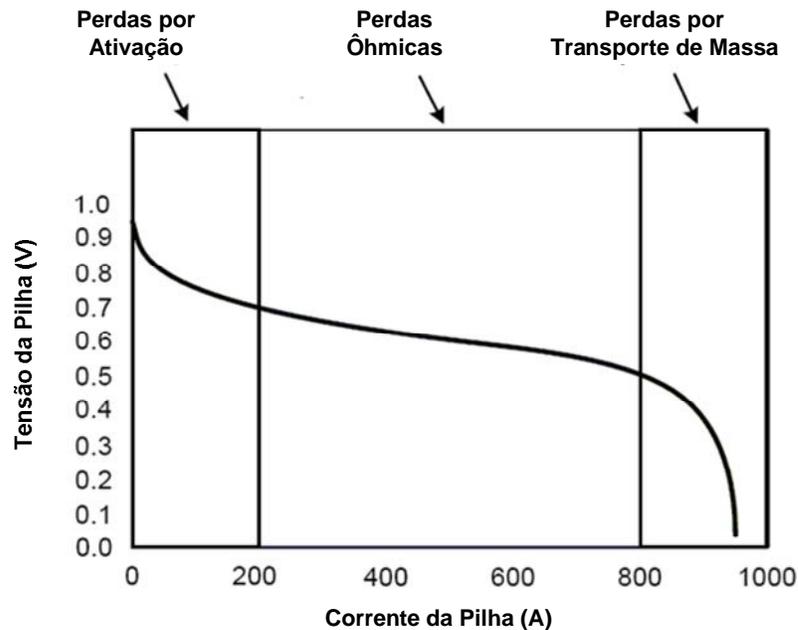


Figura 1-10 - Tensão pela corrente da CaC.

Nessa representação utilizada notam-se nitidamente três regiões de operação, que podem ser divididas como segue:

ΔV_{ativ} = Região de perdas por ativação;

ΔV_{res} = Região de perdas resistivas (ôhmica);

ΔV_{tm} = Região de perdas por transporte de massa.

1.6.4.1 Região das Perdas por Ativação

Essas perdas estão relacionadas com a velocidade de ativação e reações químicas da CaC. Um dos fatores que mais influencia estas perdas é a temperatura de operação. Conforme visto anteriormente, as reações ocorrem mais facilmente em temperaturas mais altas, já que não há a necessidade de catalisadores nestas condições. Na PEMFC, as perdas por ativação possuem uma importância maior, afinal este tipo de célula trabalha em temperaturas menores e, por consequência, suas reações químicas são mais lentas. As perdas por ativação, nesse caso, podem ter maior influência.

1.6.4.2 Região das Perdas Resistivas

A CaC possui perdas resistivas que aparecem durante a circulação de corrente, isso ocorre devido às resistências elétricas internas. Tal problema tem como agravante a associação série das pilhas com o intuito de aumentar a tensão de saída. Essa disposição faz com que a corrente fornecida percorra todas as pilhas que compõe a mesma. Essa perda também ocorre na resistência à condução dos íons que circulam pela membrana do eletrólito da PEMFC.

São as perdas mais lineares que ocorrem nas células e muitas vezes são as únicas que são levadas em consideração, dependendo do grau de precisão que está sendo requerido.

1.6.4.3 Região das Perdas por Transporte de Massas

Essas perdas aparecem em uma região em que a corrente extraída da PEMFC é muito grande e as instalações de fornecimento de hidrogênio não conseguem suprir a demanda do consumo. Devem-se principalmente a uma oposição ao fluxo do gás nas tubulações e a diminuição da concentração de oxigênio no catodo da PEMFC. Estão em uma região de operação muitas vezes indesejável.

1.6.4.4 Comportamento Dinâmico da PEMFC

Quando a corrente fornecida por uma PEMFC varia, ela apresenta comportamento de acumulador de energia, muito semelhante a um capacitor. Isso ocorre devido às grandes áreas de concentração de elétrons e íons separados pela membrana. A capacitância característica de uma PEMFC lhe confere característica de um sistema de primeira ordem.

Mediante o exposto, propõe-se, na Figura 1-11 um modelo elétrico equivalente para a PEMFC. Tal modelo será adotado no restante do trabalho.

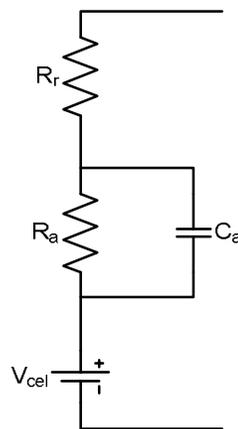


Figura 1-11 - Modelo elétrico equivalente de uma PEMFC.

O modelo apresentado, contempla as perdas causadas pela resistência interna (R_r), e pela resistência de ativação (R_a), além disso, o capacitor C_a é colocado para representar o comportamento de primeira ordem atribuído a PEMFC. As perdas por transportes de massa podem ser desprezadas em uma instalação de abastecimento de hidrogênio bem dimensionada e que permita com que a PEMFC não opere na região de sobrecarga.

1.6.5 Parâmetros do Modelo Elétrico da PEMFC

Os valores de cada um dos parâmetros elétricos utilizados para esse estudo foram retirados de [13], que usou como método de obtenção a interrupção da corrente e a medição do transitório. Os testes foram realizados na PEMFC existente nas dependências do INEP, que tem as seguintes características:

- Fabricante: Ballard ®
- Modelo: 310-002702
- Potência: 1200 W
- Tensão de saída: 26 a 43 V

A Tabela 1.4, apresenta os valores de cada um dos parâmetros da PEMFC Balar de 1200 W.

Tabela 1.4 - Valores correspondentes ao modelo da PEMFC [13].

V_{cel}	R_a	C_a	R_r
41 V	0,233 Ω	0,171 F	0,133 Ω

Para que se possa atestar que esses parâmetros estão adequados, realizou-se um teste com cargas resistivas em que variaram-se os valores de corrente e tensão fornecidos pela PEMFC. Esses valores foram comparados com uma simulação, cujo circuito é apresentado na Figura 1-12, onde o valor do resistor de carga (R_L) sofreu as mesmas variações que os ensaios em laboratório.

O intuito desse testes é encontrar um modelo adequado para a PEMFC, que possa ser usado na simulação da UPS de longa autonomia.

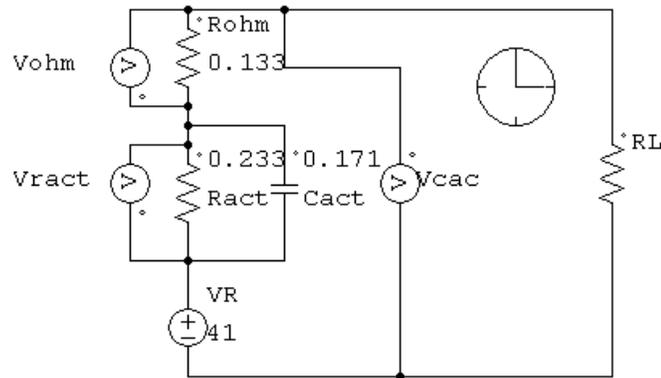


Figura 1-12 - Simulação com o modelo elétrico equivalente da PEMFC.

Os valores extraídos do teste e da simulação estão comparados e apresentados na Figura 1-13.

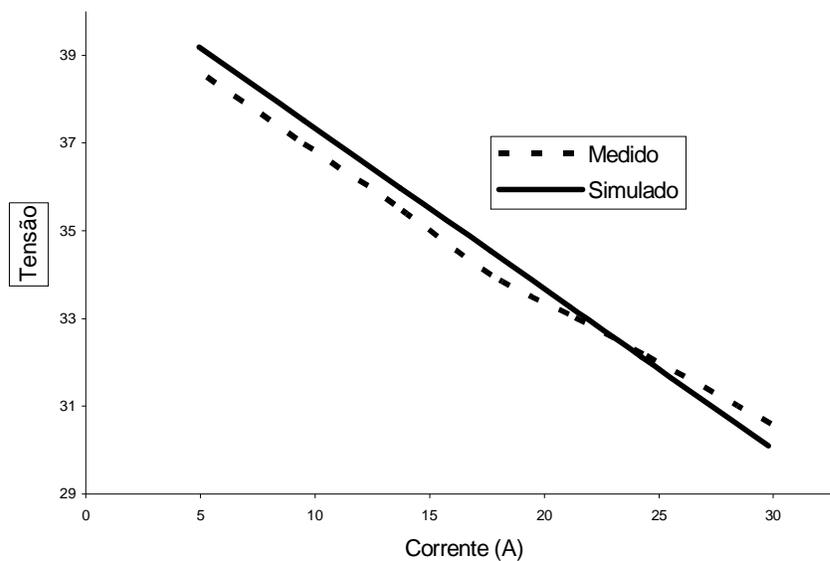


Figura 1-13 - Comparação entre parâmetros medidos com os simulados

O modelo da PEMFC obtido em [13] se aproxima muito do modelo real, e será adotado no estudo, tanto para projeto como para as simulações, que serão aqui apresentadas.

1.7 Conclusões

O hidrogênio pode ser considerado um vetor energético de grande potencial, inclusive com grandes possibilidades de exploração no Brasil, principalmente pelo fato de que, dos métodos apresentados para a sua obtenção, o país apresenta potencialidade em praticamente todos.

Essa fonte de energia pode ser considerada como livre de emissões atmosféricas com gases poluentes, porém deve-se tomar o cuidado de constatar como esse hidrogênio em estado puro foi obtido. Os reformadores, por exemplo, emitem gases poluentes durante o processo.

A obtenção de hidrogênio através de eletrólise utilizando fontes de energia alternativas de baixo custo mostrou-se uma solução viável no que concerne à busca pelo grau de pureza desejado, para utilização posterior em CaCs, sem poluição durante a separação da molécula da água.

O rendimento de uma CaC é superior aos motores de combustão, porém a tensão gerada por ela praticamente não possui aplicação direta, necessitando de estágios que processem a tensão e a corrente, adequando-os para que possa ser utilizada. Nesses casos, os rendimentos dos estágios de conversão devem ser analisados, pois eles diminuem a eficiência total do sistema.

Determinou-se um modelo elétrico para a PEMFC, que representa suas perdas e suas características de tensão e de corrente de saída, possibilitando as simulações e o projeto do sistema completo nos capítulos posteriores. Ressalta-se que as perdas consideradas no modelo serão, em sua maioria, perdas ôhmicas, pois a necessidade de análise proposta nesse trabalho não requer um modelo mais acurado.

CAPÍTULO 2

UPS de Longa Autonomia

2.1 Introdução

Uma *Uninterruptible Power Supply* (UPS) tem como função o fornecimento ininterrupto de energia para cargas em que a falta inesperada da mesma possa causar problemas ou atrasos nas atividades. As UPSs podem ser utilizadas na indústria, instalações comerciais, serviços hospitalares e em residências.

Seu emprego em escala industrial teve início na década de 70, onde os grandes sistemas de informática necessitavam que suas fontes de alimentação nunca fossem interrompidas. Com os computadores sendo produzidos para utilização residencial, as UPS foram se modificando na mesma proporção, adequando-se a essa realidade. Tal quadro tem como característica equipamentos que vão de alguns Volt-Ampéres (VAs) às instalações de potências maiores, com MVAs.

Este capítulo traz uma abordagem sobre as características das UPSs, com um foco maior nas estruturas *on-line* com baterias recarregáveis. Uma possibilidade de conexão entre a PEMFC e uma UPS comercial é apresentada, utilizando um conversor de interligação. Essa conexão é testada por meio de um protótipo, onde se realiza uma análise crítica, com pontos positivos e negativos da estrutura. No final, sugere-se um novo ponto de conexão.

2.2 Falhas da Rede Elétrica

Segundo [14], o sistema de distribuição de energia está sujeito a inúmeras falhas. Algumas interrompem totalmente o fornecimento de energia e outras causam distorções e variações que podem ser prejudiciais à carga. A Figura 2-1 apresenta graficamente os seis tipos mais recorrentes.

Nas falhas da rede, tem-se o fornecimento de energia totalmente interrompido, o que normalmente ocorre quando alguma proteção de distribuição é acionada. Sobre-tensão e sub-tensão são, respectivamente, quedas e elevações momentâneas de tensão, podendo ocorrer na partida ou desligamento de grandes cargas ou por descargas atmosféricas. Variações de frequência são muitas vezes causadas por alterações bruscas de carga ou curtos-circuitos. Surtos de tensão ocorrem por descargas atmosféricas que

não são atenuadas ou evitadas pelo sistema de distribuição, enquanto ruídos são, em sua maioria, causados por cargas não lineares, como retificadores de baixa qualidade, fontes chaveadas, aparelhos de solda e motores em geral.

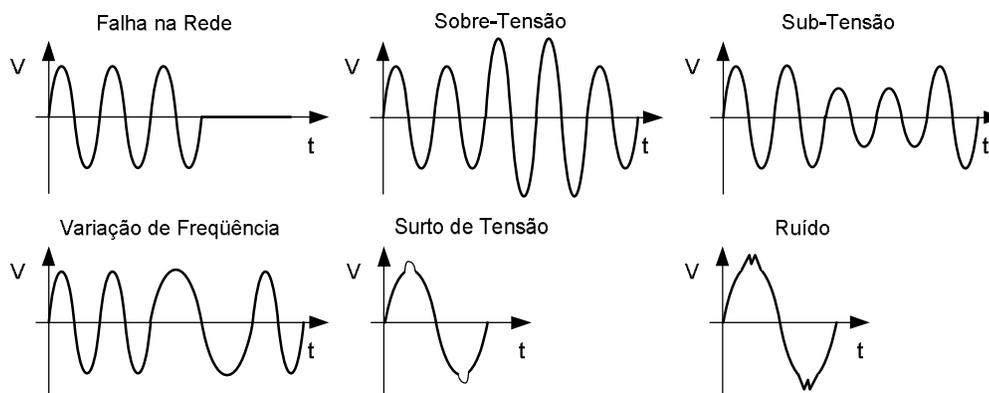


Figura 2-1 - Seis tipos de falhas presentes nas redes de alimentação

A UPS tem como função fazer com que as falhas não sejam percebidas pela carga, porém em alguns casos, elas são apenas amenizadas. Sua eficiência e classificação dependem muito do tipo de configuração adotado e, todas as estruturas aqui estudadas, têm como característica acumular parte da energia drenada da rede em baterias, para posteriormente utilizá-la em alguma falha de alimentação.

2.3 Elementos mais Comuns Encontrados em UPSs

A arquitetura interna de uma UPS é, na maioria das vezes, formada por alguns elementos básicos, presentes nas diferentes configurações que o sistema possa vir a ter, dos quais se pode citar:

Retificador de Entrada: É conectado à rede de alimentação. Tem a função de converter tensão alternada em contínua, tornando-a adequada para ser usada no carregador de baterias ou no inversor de saída, quando esse estiver presente;

Carregador de Baterias: Na presença da rede elétrica, parte da energia fornecida é utilizada para carregar ou manter a carga das baterias. O carregador é um conversor normalmente alimentado pela tensão contínua da saída do retificador de entrada;

Baterias: São os elementos acumuladores de energia, normalmente em forma química. Na falha da rede de alimentação, as baterias devem suprir a carga conectada na saída da UPS.

Inversor de Saída: A partir da tensão CC proveniente do retificador ou das baterias, alimenta as cargas conectadas em sua saída. Em muitos casos, é responsável

por manter a carga alimentada independentemente das falhas da rede, já que sua tensão e frequência são controladas.

Chave Estática: Quando ocorrer uma falha na UPS ou alguma necessidade de manutenção, transfere a tensão de entrada diretamente para a saída.

De uma forma geral, algumas arquiteturas de UPS podem não apresentar todos os elementos citados, mas geralmente esses estão presentes na maioria das configurações básicas [14]. A terminologia aqui usada é também encontrada na NBR 15014.

2.4 Classificação das UPSs com Baterias Recarregáveis

As UPSs podem ser definidas pela forma como sua tensão de saída se comporta em relação às grandezas de entrada, como frequência e tensão. Conforme apresentado em [15], tem-se três definições relatadas na seqüência:

- VFI- A tensão de saída da UPS é independente da alimentação, frequência e tensão de entrada;
- VI- A tensão de saída é dependente da potência de linha e a frequência é afetada pela entrada em alguns limites de variações;
- VFD- A tensão de saída é dependente das mudanças da entrada, tanto da tensão quanto da frequência.

Dentre os grupos apresentados, podem-se ter outras definições. Quanto às formas de onda na saída do inversor, podem ser sinusoidais, não sinusoidais ou distorcidas até certo limite determinado pela IEC 61000-2-2. Uma classificação condicionada aos limites de tensão, trazendo inclusive curvas de tolerância, é apresentada em [15].

2.4.1 Definições Segundo a NBR 15014

A Associação Brasileira de Normas Técnicas validou em 30 de janeiro de 2004 a NBR 15014, que traz definições de terminologia e arquitetura para um sistema ininterrupto de energia que nela são denominados de *nobreaks*. Dependendo da disposição dos elementos básicos que compõem a UPS, apresentados no item 2.3, a mesma pode ser classificada de maneiras diferentes.

2.4.1.1 Arquitetura *Nobreak Stand-By*

A Figura 2-2 apresenta o diagrama básico da arquitetura do *Nobreak*, onde a tensão e frequência de saída dependem da entrada.

Nessa arquitetura, com a presença da rede, a chave estática conecta a entrada diretamente à saída. Quando a alimentação apresenta alguma falha, a chave estática transfere a carga para o inversor (CC/CA), retirando energia das baterias. Quando a rede

se restabelece, passa a suprir novamente as cargas, enquanto o inversor desconecta as baterias do sistema.

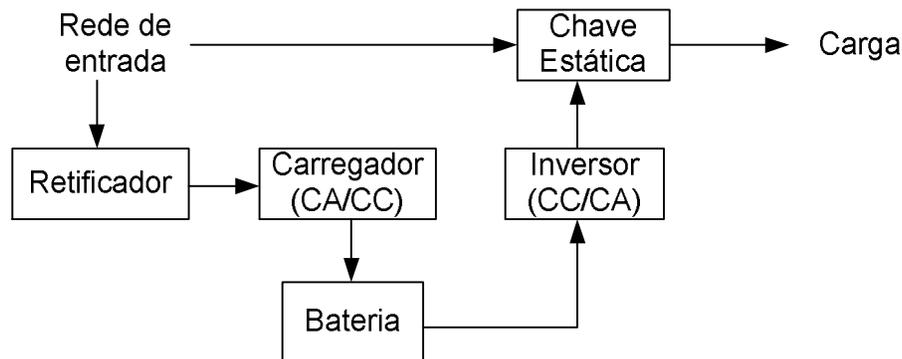


Figura 2-2 - UPS com arquitetura Stand-By.

A carga está protegida contra falhas da rede, porém, se ocorrerem variações de tensão e freqüência, surtos ou a rede de alimentação possuir ruídos, essas falhas serão transmitidas para a carga.

Segundo [14], tal arquitetura faz com que a UPS seja um equipamento de baixo custo e presente, na maioria dos casos, forma de onda quadrada em sua saída, quando a carga estiver sendo alimentada pelo inversor. Não é indicada para aplicações com cargas sensíveis, que necessitam de uma alimentação senoidal, principalmente pela interrupção da alimentação, que ocorre todas as vezes que houver falhas da rede. Essa arquitetura possui baixa autonomia e não tem características de condicionador de energia, ou seja, se na entrada existir uma tensão de baixa qualidade com ruídos, por exemplo, estes se refletirão na saída.

2.4.1.2 Arquitetura Nobreak Interativo

A arquitetura *Nobreak* Interativo possui semelhanças com a topologia *Stand-by* [14]. Tal arquitetura possui três possibilidades de estruturas e todas apresentam tensão de saída dependente da de entrada, porém possuindo um condicionador de tensão, o que traz a possibilidade de proteger a carga contra sobre e subtensões. O estabilizador presente nessa arquitetura, muitas vezes, não consegue corrigir variações bruscas da tensão, pois sua dinâmica é mais lenta que a maioria das perturbações.

A Figura 2-3 apresenta uma das arquiteturas, a interativa convencional, que é muito semelhante a *Stand-by*, porém com um estabilizador de tensão colocado entre a entrada e a chave estática.

Com a rede presente, a chave estática conecta a entrada à saída. O estabilizador em série corrige as variações da tensão de entrada, porém por ser lento, não atua sobre

as mais abruptas, que assim acabam atingindo a carga. Na falha da rede, as baterias, que estavam sendo recarregadas, passam a fornecer energia para a carga.

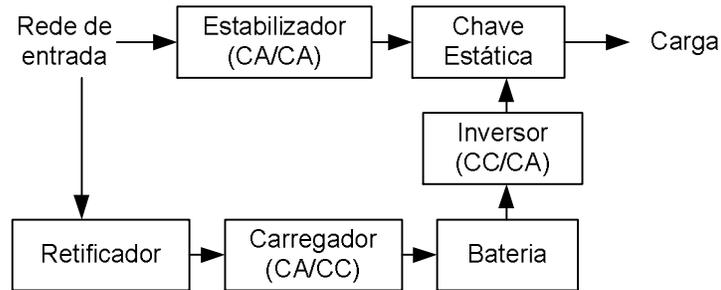


Figura 2-3 - UPS com arquitetura interativa convencional.

A Figura 2-4 apresenta a arquitetura interativa ferorrressonante que traz, como mudança em relação à convencional, um transformador ferorrressonante, com função de estabilizar a tensão, localizado após a chave estática.

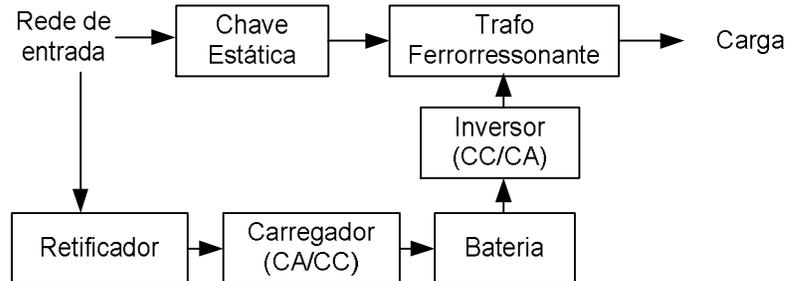


Figura 2-4 - UPS com arquitetura interativa ferorrressonante.

O transformador ferorrressonante é normalmente muito pesado e causa muitas distorções na tensão de saída [14]. Por operar sempre próximo a região de saturação do núcleo, trabalha com temperatura muito elevada, apresentando, com o passar do tempo, um nível de ruído audível muito intenso.

A Figura 2-5 apresenta a arquitetura interativa de simples conversão, que possui um conversor bidirecional. Tal conversor tem como funções carregar as baterias, na presença da rede e, na falta dela, suprir a carga com a energia advinda das baterias. Além disso, também opera como condicionador de tensão.

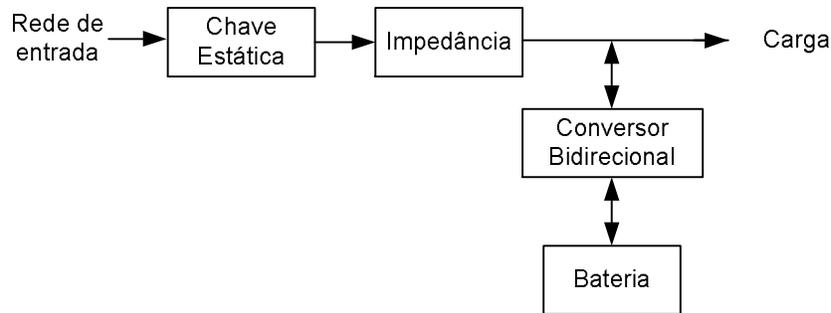


Figura 2-5- UPS com arquitetura interativa simples conversão.

Quando a rede está presente, a tensão de saída é condicionada pelo conversor bidirecional, que também carrega as baterias. Na falta da rede, o sentido da potência se inverte, e as baterias passam a alimentar a carga.

2.4.1.3 Arquitetura Nobreak On-Line

A Figura 2-6 apresenta a arquitetura *On-Line*, que apresenta independência completa das tensões de entrada e de saída. Toda a energia fornecida pela UPS é processada pelo inversor, cujos parâmetros de tensão e de frequência são controlados.

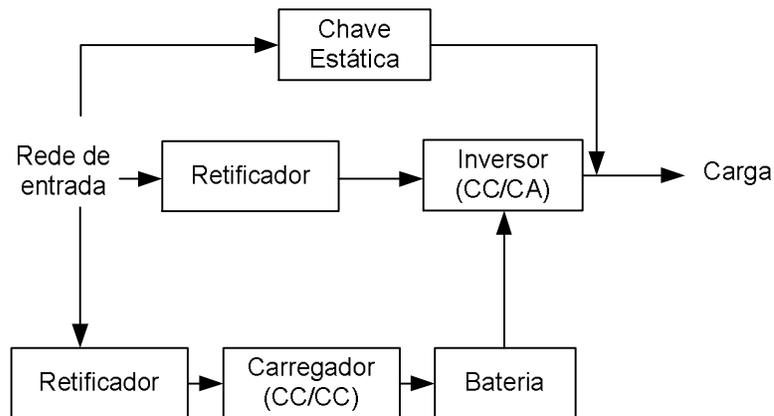


Figura 2-6 - UPS com arquitetura On-Line.

A arquitetura *On-Line* consegue proteger a carga contra todas as falhas anteriormente citadas e a tensão de saída é totalmente condicionada pelo inversor. Na presença da rede, a tensão de entrada é retificada, enquanto o inversor alimenta a carga com tensão e frequência controladas. A rede, através do retificador e do carregador (CC/CC), mantém a carga das baterias para uma possível falha. Se essa ocorrer, as baterias passam a fornecer energia para a carga da saída através do inversor.

Ocorrendo algum problema de funcionamento da UPS, como sobrecarga, falhas em alguns dos conversores e necessidade de manutenção, a chave estática transfere a

tensão de entrada para a saída, mantendo a alimentação da carga, porém, sem o condicionamento proporcionado pelo inversor.

A UPS *On-Line* é a que apresenta melhores resultados e proporciona maior qualidade da energia entregue à carga. Se o foco da instalação for a qualidade, essa é a arquitetura mais recomendada. Algumas vezes, circuitos independentes, incorporados a UPS, são utilizados para carregar as baterias, elevando a vida útil e o rendimento das mesmas.

A Figura 2-7 apresenta uma estrutura comercial de UPS, que será estudada neste trabalho. Essa arquitetura se enquadra na definição *on-line* da NBR 15014 e VFI da IEC 62040-3.

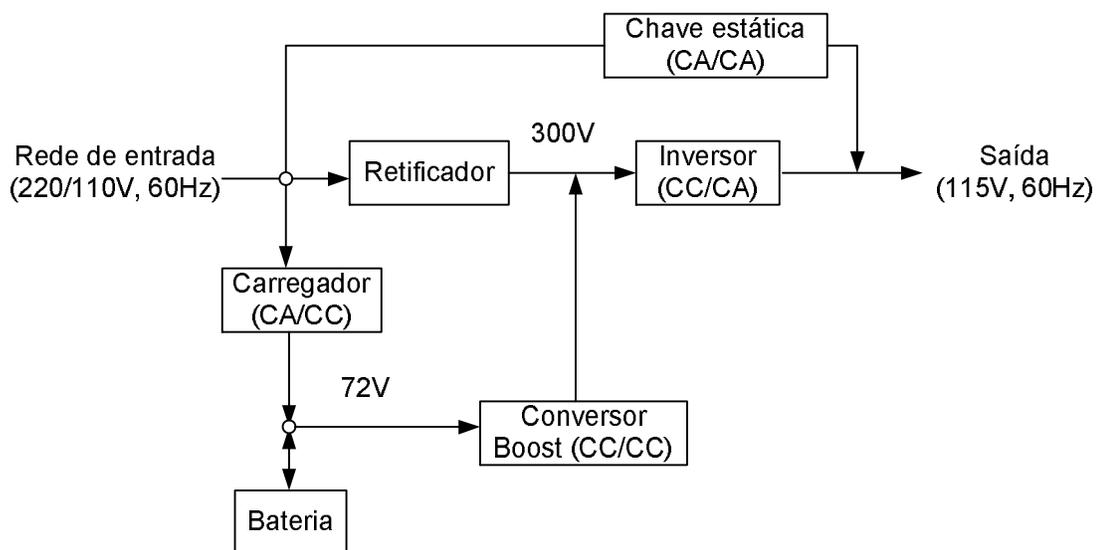


Figura 2-7 - Estrutura do nobreak estudado.

Nessa estrutura, nota-se que as variações na tensão de entrada não se propagam para a saída. O inversor mantém a tensão e a frequência de saída fixas durante as variações na alimentação.

Quando a rede de alimentação está presente, o retificador alimenta o barramento da entrada do inversor (CC/CA). Se a tensão nesse ponto ficar abaixo de 300 V, o conversor *Boost* (CC/CC) passa a alimentar a carga, drenando energia das baterias. A tensão de entrada pode então ter uma variação de mais ou menos 20%, ou seja, em uma aplicação que utiliza a tensão eficaz em 220 V, essa UPS pode ser alimentada em até 176 V. Qualquer tensão abaixo desse valor é considerada como uma falha da rede e as baterias assumem a carga, sem interromper sua alimentação. Enquanto a tensão de alimentação está presente, além de suprir a saída do inversor, mantém as baterias carregadas.

Segundo [16], a média de autonomia de um *nobreak*, quando está retirando energia das baterias, é de 20 minutos. Esse tempo pode ser considerado pequeno para algumas aplicações, de forma que, em alguns casos, uma maior autonomia é requerida. Para alcançar tal propósito, pode-se recorrer à utilização de um excedente de baterias, mas isso implica em um aumento do espaço necessário para armazená-las e o impacto ambiental causado também se eleva, uma vez que as baterias são constituídas por metais pesados usados em suas reações químicas. Outra maneira seria usar o tempo de autonomia do *nobreak* para acionar um gerador de energia e, então, suprir a falta da rede por um tempo maior. O gerador pode ser um motor a diesel ou uma fonte de energia renovável, que pode ser mais compacta, limpa e silenciosa. Uma dessas fontes, empregada neste trabalho, é a célula a combustível.

2.5 Ponto de Partida para o Projeto

No ano de 2006, os engenheiros Geraldo Cezar Rodrigues Sincero e Marlos Gatti Bottarelli, sob a orientação do Professor Ivo Barbi, desenvolveram um protótipo inicial que propunha a substituição das baterias de uma UPS comercial por uma PEMFC. Tal arquitetura tem autonomia relacionada à quantidade de hidrogênio na instalação e não à carga das baterias. O objetivo agora é realizar uma análise crítica dessa arquitetura.

2.5.1 Proposta Inicial

Uma UPS comercial de arquitetura *on-line* com 700 W de potência possui as seguintes especificações:

- Modelo: *Nobreak* Breakless 610AA- NEW/SD;
- Fabricante: CP Eletrônica.

Na falha da rede, a carga é alimentada por seis baterias conectadas em série, caracterizando um barramento de 72 V. A idéia inicial é substituí-las por uma célula a combustível.

A referida UPS tem a mesma estrutura interna que foi apresentada na Figura 2-7. Nos testes de laboratório, utilizar-se-á uma PEMFC, cujas características foram definidas no item 1.6.5. A Figura 2-8 apresenta a primeira idéia de conexão da PEMFC com a UPS comercial.

Na estrutura inicial, adotou-se como ponto de conexão o barramento de 72 V, que é constituído por seis baterias ligadas em série. Tal tensão é, então, elevada através de um conversor *Boost*, até alcançar 300 V, de forma a poder suprir o inversor CC/CA. O funcionamento dessa configuração fica descrito conforme segue:

- A tensão da rede de alimentação, estipulada dentro dos limites necessários ao funcionamento da UPS, é retificada para o barramento de entrada do inversor. A tensão de barramento será considerada normal se for igual ou superior a 300V.
- Parte da energia da rede de entrada é usada para carregar as baterias, através do Carregador CA/CC;
- A chave estática é usada para interligar a entrada diretamente à saída do *nobreak*, respeitando a tensão de saída que é de 115V eficaz. A interligação direta somente acontece na ocorrência de falhas de funcionamento ou na necessidade de manutenção;

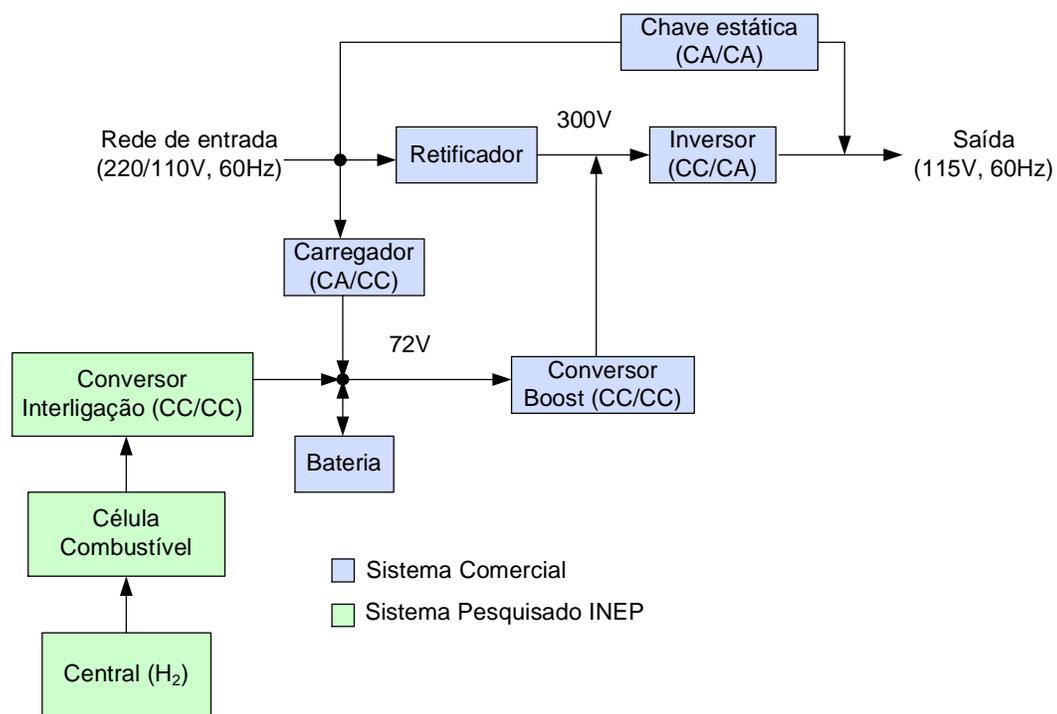


Figura 2-8 - Sistema de interligação inicialmente proposto.

- As baterias mantêm o barramento em 72 V. O conversor *Boost* CC/CC eleva tal tensão para 300 V. Enquanto a tensão retificada mantiver-se acima de 300V, o diodo do conversor *Boost* permanece reversamente polarizado e o retificador alimenta o inversor.
- Caso a tensão da rede decresça para valores inferiores a 20% do nominal, a tensão do barramento de entrada do inversor cai a valores inferiores a 300 V, e o diodo de saída do conversor *Boost* entra em condução, bloqueando o fornecimento de energia proveniente da rede e fazendo com que as baterias passem a suprir a carga ligada na saída do inversor;

- No instante que o controlador do *nobreak* detecta essa falha, habilita um sinal (fecha um contato elétrico), que será utilizado para ligar a PEMFC e essa, por sua vez, leva cerca de 1 minuto para partir totalmente e poder fornecer energia;
- Assim que a PEMFC partir, o conversor de interligação CC/CC eleva sua tensão para 72 V, e a mesma assume a energia que estará sendo solicitada pela carga;
- Quando a rede voltar a fornecer energia normalmente, o *nobreak* desabilita o sinal de falha de rede e a PEMFC, a partir desse instante, entra em processo de desligamento automático.
- As baterias, nesse caso, são usadas para suprir a carga na saída do inversor pelo período necessário à partida da PEMFC, algo em torno de um minuto. A autonomia do sistema fica condicionada a quantidade de hidrogênio estocado, sendo que algumas instalações permitem que o suprimento de hidrogênio seja sempre renovado, o que caracteriza um fornecimento ininterrupto de energia. Tal UPS opera por quanto tempo for necessário, sem falhas no abastecimento da carga.

2.5.2 Conversor de Interligação.

Um conversor de interligação foi implementado para esse primeiro trabalho. Sua estrutura será composta por quatro conversores *Forward*, com a entrada em paralelo e saída em série. A obtenção de uma tensão de saída superior a de entrada é possível devido os transformadores presentes nessa estrutura.

2.5.2.1 Conversor *Forward*

O conversor *Forward* é um conversor *Buck* isolado, possui entrada com características de fonte de tensão, e saída com características de fonte de corrente. O transformador possibilita que a tensão de saída tenha seu valor adequado, podendo ser maior ou menor que a entrada. A estrutura básica do conversor está apresentada na Figura 2-9.

O transformador do conversor necessita de um enrolamento de desmagnetização, com função de devolver a energia da indutância de magnetização para a fonte, evitando que seu núcleo sature.

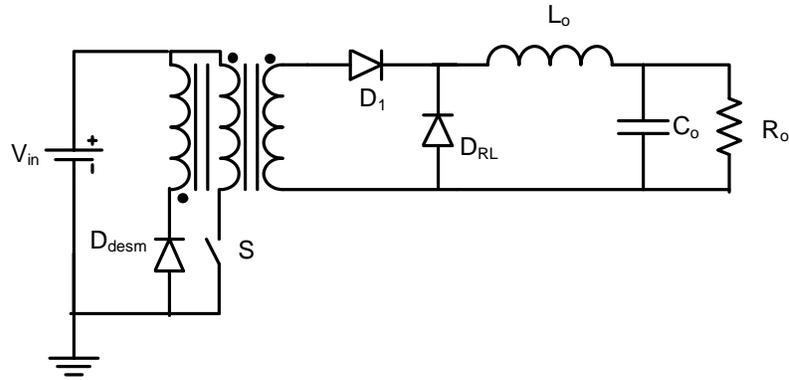


Figura 2-9 - Conversor Forward.

O conversor possui basicamente três etapas de funcionamento, conforme apresentado abaixo:

Primeira etapa de operação (t_0, t_1):

A primeira etapa inicia-se com o interruptor entrando em condução em t_0 . O transformador é magnetizado, o diodo D_1 diretamente polarizado conduz a corrente do secundário do transformador para a carga e a corrente do indutor L_o cresce linearmente. O diodo de roda livre D_{rl} tem sobre ele a tensão de saída, e o diodo de desmagnetização D_{desm} apresenta-se submetido a duas vezes a tensão de entrada. Essa etapa de operação é apresentada na Figura 2-10 e termina com o bloqueio do interruptor.

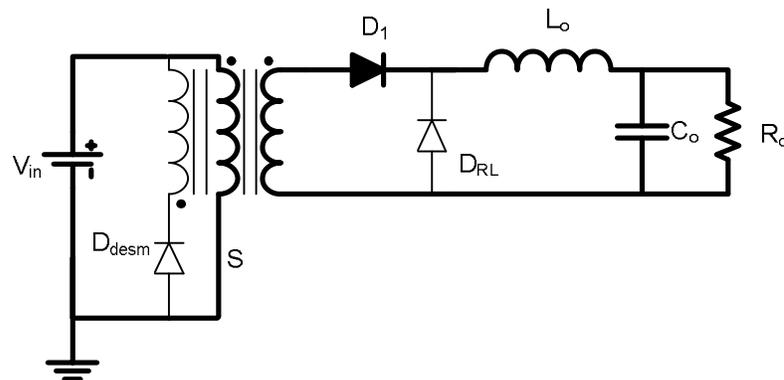


Figura 2-10 - Primeira etapa de operação.

Segunda etapa de operação (t_1, t_2):

A segunda etapa inicia-se com o bloqueio do interruptor. O diodo D_{rl} entra em condução para manter a corrente no indutor L_o , que passa a cair linearmente. No transformador, tem-se a inversão da polaridade de tensão e o diodo D_1 é bloqueado e faz com que D_{desm} entre em condução para que a energia acumulada na indutância magnetizante do transformador seja devolvida a fonte. Sobre o diodo D_1 tem-se a tensão

de saída, e sobre o interruptor o dobro da tensão de entrada. Essa etapa acaba quando toda a energia da indutância magnetizante do transformador já foi devolvida para a fonte, e está apresentada na Figura 2-11.

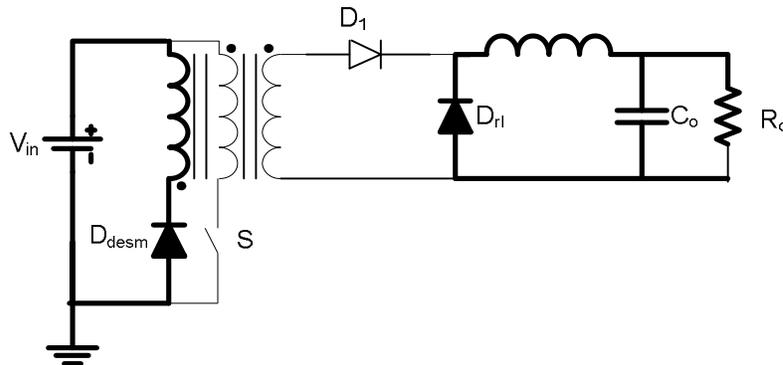


Figura 2-11 - Segunda etapa de operação.

Terceira etapa de operação (t_2, t_3):

A terceira etapa inicia-se com o bloqueio do diodo D_{desm} , significando que a energia da indutância magnetizante do transformador já foi devolvida para a fonte de entrada. O diodo D_{rl} mantém a corrente do indutor, que continua decrescendo linearmente, enquanto o capacitor C_o mantém a tensão na carga. A tensão aplicada ao diodo D_1 é nula, e o interruptor fica submetido à tensão de entrada. Esta etapa de operação acaba quando o interruptor entrar em condução novamente, iniciando assim a primeira etapa. A terceira etapa está apresentada na Figura 2-12.

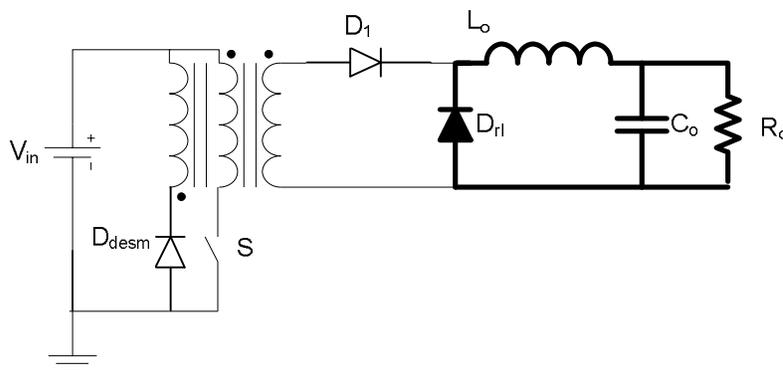


Figura 2-12 - Terceira etapa de operação.

2.5.2.2 Formas de onda.

O conversor *Forward* possui as formas de onda apresentadas na Figura 2-13. Nota-se como uma das desvantagens desse conversor o fato de a tensão aplicada ao interruptor ser multiplicada por dois no instante da desmagnetização.

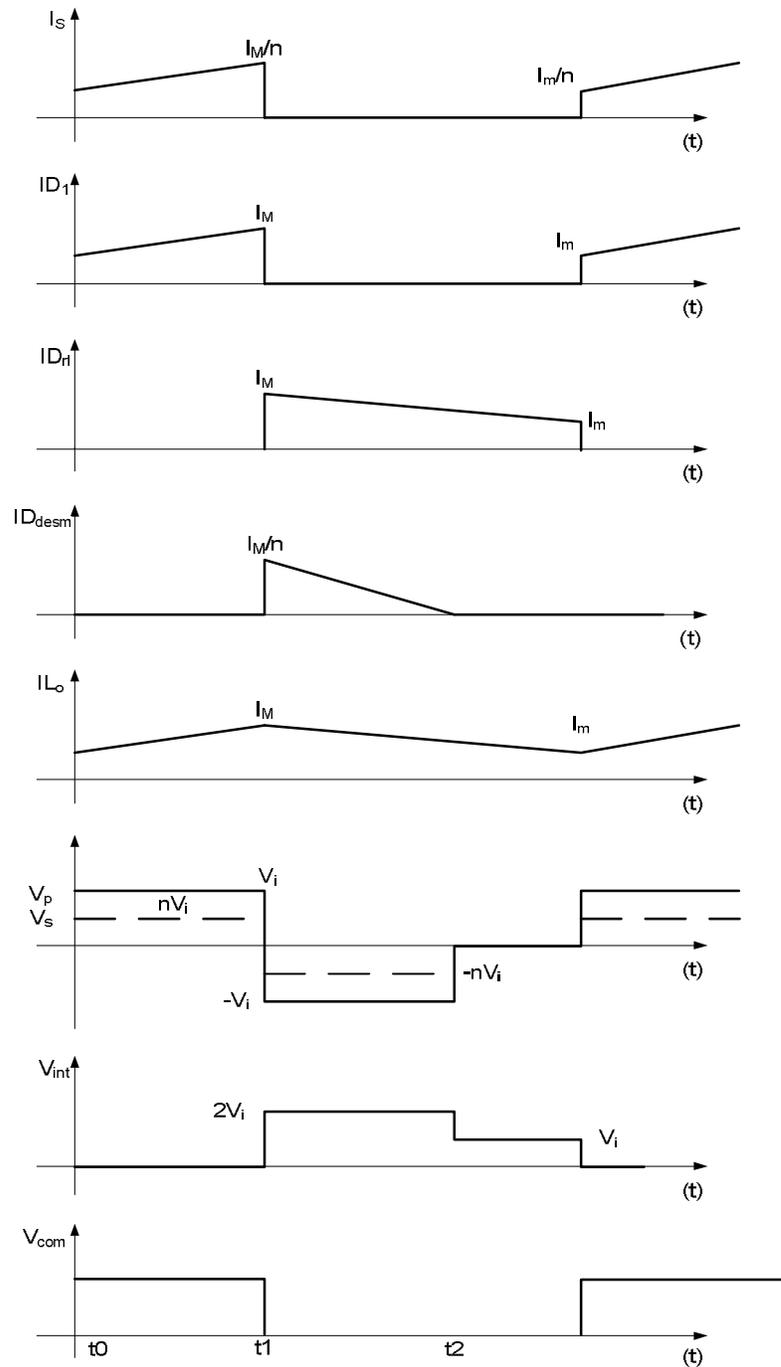


Figura 2-13 - Formas de onda básicas do conversor Forward.

Sendo:

I_s = Corrente do interruptor;

I_{D1} = Corrente do diodo 1;

I_{Dr1} = Corrente do diodo de roda livre;

I_{Ddesm} = Corrente do diodo de desmagnetização;

I_{L_o} = Corrente no indutor de saída;
 V_p = Tensão do enrolamento primário;
 V_s = Tensão do enrolamento secundário;
 V_{int} = Tensão sobre o interruptor;
 V_{com} = Pulso do comando do interruptor.

Para o levantamento das formas de onda, foram consideradas condições ideais do funcionamento do conversor.

2.5.2.3 Equacionamento do Conversor *Forward*

As formas de onda e as etapas de operação possibilitam determinar as expressões matemáticas do conversor, sendo que toda a análise aqui desenvolvida está considerando componentes ideais. A característica estática será determinada definindo-se o primário do transformador por N_p , o secundário por N_s e o enrolamento de desmagnetização por N_d . Suas tensões serão respectivamente V_p para a tensão do primário, V_s para o secundário e V_d para a desmagnetizante.

Na primeira etapa, a tensão do secundário é determinada pela expressão (2.1).

$$\begin{aligned}
 V_s &= V_p \times \frac{N_s}{N_p} \\
 V_p &= D \times V_{in} \\
 V_s &= D \times V_{in} \times \frac{N_s}{N_p}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

A tensão sobre o diodo de roda livre é a mesma do secundário e será chamada de V_{Drl} . Na segunda e terceira etapas, a tensão sobre esse diodo é nula, pois ele estará conduzindo a corrente do indutor de saída. Uma análise sobre o circuito do conversor, apresentado na Figura 2-9, demonstra que o valor médio de tensão sobre o diodo de roda livre é o mesmo valor de tensão média de saída, já que sobre o indutor, ela é nula. Sendo assim, juntando-se as três etapas de operação, afirma-se que o valor de tensão média sobre D_{rl} e, conseqüentemente, o valor de tensão média de saída, é representada pela expressão determinada na primeira etapa. A característica estática é apresentada em (2.2).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \times \frac{N_s}{N_p} \tag{2.2}$$

O capacitor e o indutor são determinados, respectivamente, pela ondulação de tensão e de corrente. No caso do indutor, considera-se a primeira etapa, em que a

corrente parte de seu valor mínimo ao máximo, enquanto sua tensão é determinada por (2.3).

$$V_l = \frac{\Delta I}{\Delta t} \times L \quad (2.3)$$

Considerando Δt como o tempo que o interruptor está conduzindo e a tensão sobre o indutor, como a diferença entre a tensão secundária e de saída, pode-se, então, isolar ΔI conforme (2.4).

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_o) \times D \times T}{L}$$

$$V_o = D \times V_s \quad (2.4)$$

$$\Delta I = \frac{V_s \times D \times (1 - D)}{f \times L}$$

Através desta expressão, determinar-se a maior oscilação de corrente, conforme apresenta a Figura 2-14.

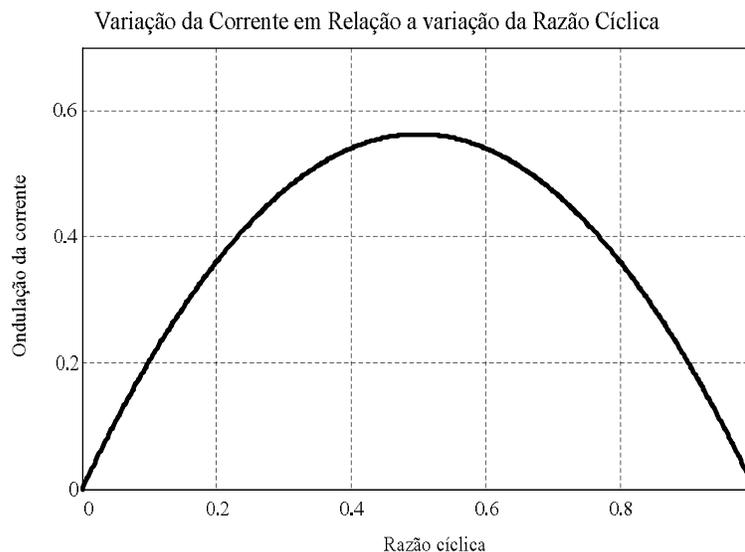


Figura 2-14 - Ondulação da corrente do indutor com a variação da razão cíclica.

A maior ondulação de corrente ocorre com razão cíclica de 0,5, assim, a substituição deste valor em (2.4), conduz a (2.5).

$$L_o = \frac{V_s}{4 \times f \times \Delta I} \quad (2.5)$$

Tal expressão permite determinar o indutor a partir das especificações iniciais do conversor *Forward*.

Para o capacitor de saída, deve-se considerar que a corrente do indutor possui uma componente contínua, que irá circular pelo resistor, e uma componente alternada, que circula pelo capacitor. Tal componente alternada é apresentada na Figura 2-15.

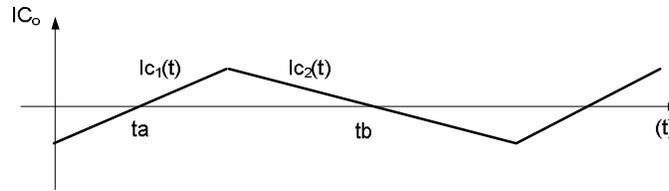


Figura 2-15 – Corrente do capacitor de saída.

Considerando-se a parte positiva da corrente, tem-se:

$$i_{c_1}(t) = \frac{2 \times \Delta I_o}{T} \times t - \frac{\Delta I_o}{2} \quad (2.6)$$

$$i_{c_2}(t) = \frac{-2 \times \Delta I_o}{T} \times t + \frac{3 \times \Delta I_o}{2}$$

Com razão cíclica igual a 50%, ocorre o pior caso de ondulação de corrente, e essa consideração foi usada na determinação das expressões. A ondulação de tensão sobre o capacitor é determinada pela expressão (2.7).

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \times \left(\int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} i_{c_1}(t) dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{4}} i_{c_2}(t) dt \right) \quad (2.7)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_o}{8 \times f \times C_o}$$

Se, na equação (2.5), isolar-se a variação da corrente no indutor e substituir-se o resultado na equação (2.7), tem-se (2.8).

$$C_o = \frac{V_s}{32 \times f^2 \times \Delta V_o \times L_o} \quad (2.8)$$

Assim, tem-se a equação que determina o valor do capacitor de saída. Esse valor é determinado pelas especificações iniciais de ondulação de tensão e de corrente.

2.5.3 Estrutura do Conversor de Interligação

A PEMFC foi conectada em paralelo com as baterias da UPS, conforme apresentado na Figura 2-8. O conversor de interligação é responsável por essa conexão e deve adequar os valores de tensão e de corrente entre a PEMFC e a UPS.

As especificações do conversor são apresentadas na Tabela 2.1.

O conversor utilizado é constituído por quatro conversores *Forward*, com a entrada em paralelo e a saída em série, conforme citado anteriormente. Esta estrutura é apresentada na Figura 2-16.

Tabela 2.1 - Especificações do conversor de interligação do primeiro projeto.

Tensão de entrada máxima	43 V
Tensão de entrada mínima	26 V
Corrente máxima de entrada	35 A
Potência de saída	840 W
Tensão de saída	72 V

As características principais desse conversor são:

- A divisão natural da potência processada entre os conversores;
- A corrente de entrada se divide entre os conversores;
- Um único pulso de comando é necessário para comandar todos os interruptores;
- O conversor é isolado.

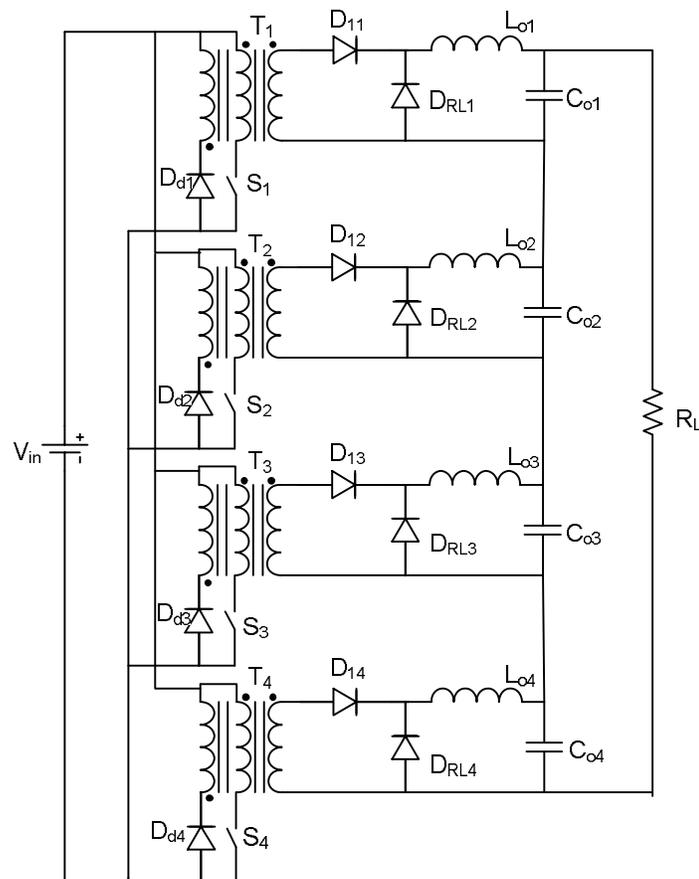


Figura 2-16 - Estrutura de potência do conversor de interligação.

O fato de os conversores terem suas entradas conectadas em paralelo não significa que os interruptores assim estão, já que os enrolamentos primários dos transformadores estão em série com os mesmos, um a um. Por esse motivo, não é necessário tomar-se os cuidados, que normalmente acontecem, com a ligação de interruptores em paralelo. Devido ao fato de apenas um único pulso de comando ser empregado, os quatro conversores podem ser modelados como um único, facilitando a obtenção da planta a ser controlada.

Se o conversor de interligação tiver todos os componentes iguais e com as mesmas características, a divisão da potência processada será naturalmente igual, sem necessidade de atuação do controlador neste contexto.

2.5.3.1 Resultados Experimentais do Primeiro Projeto

Nesse primeiro projeto construiu-se um protótipo, cuja configuração do sistema, incluindo os diodos de entrada (D_{in}) e de saída (D_{out}) do conversor de interligação, é apresentada na Figura 2-17. Os diodos foram adicionados à representação para assegurar que tanto a PEMFC quanto o conversor de interligação terão comportamento unidirecional.

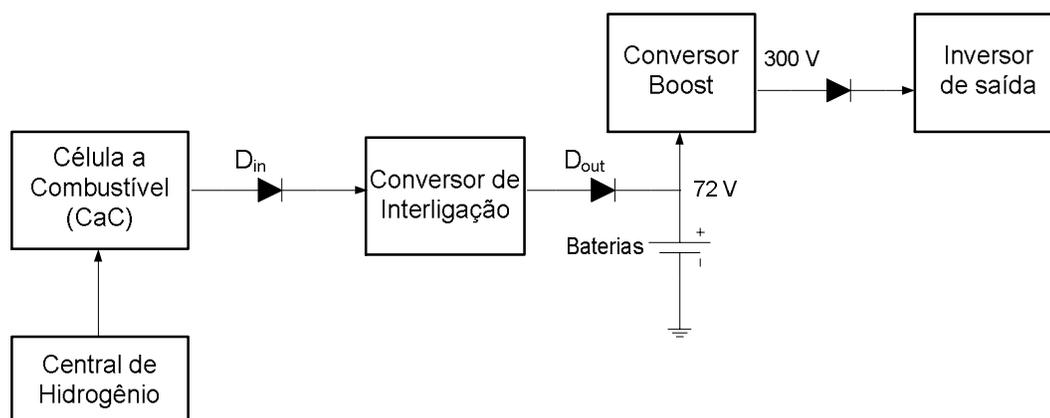


Figura 2-17 - Configuração do teste do primeiro conversor

A Figura 2-18 apresenta a tensão e a corrente de saída da UPS, com 450 W de carga na saída. Esse teste foi realizado sem a presença da rede e com a energia da carga sendo suprida pela PEMFC.

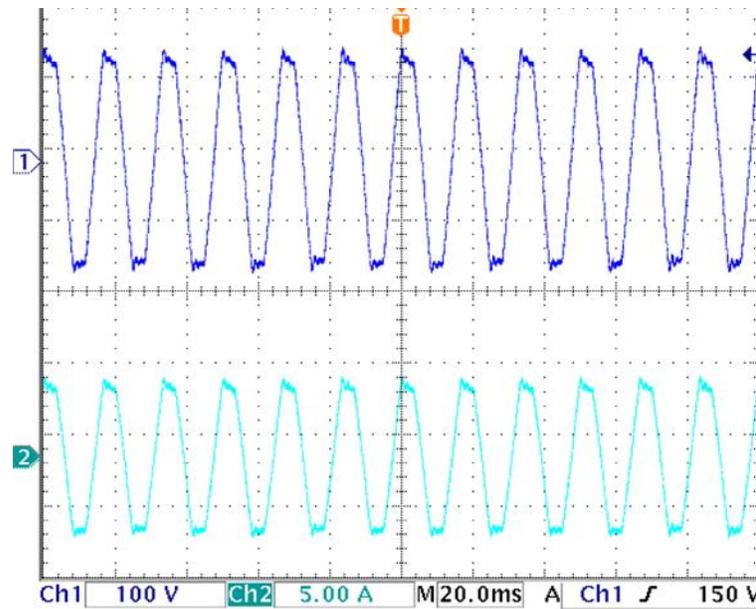


Figura 2-18 - Tensão e corrente de saída da UPS com energia drenada da PEMFC.

A tensão de saída tem valor de 115V, e a corrente de 4 A. A potência drenada nesse caso é de 65 % da nominal.

A Figura 2-19 apresenta o comportamento da tensão de entrada do inversor, que é a mesma de saída do conversor *Boost*.

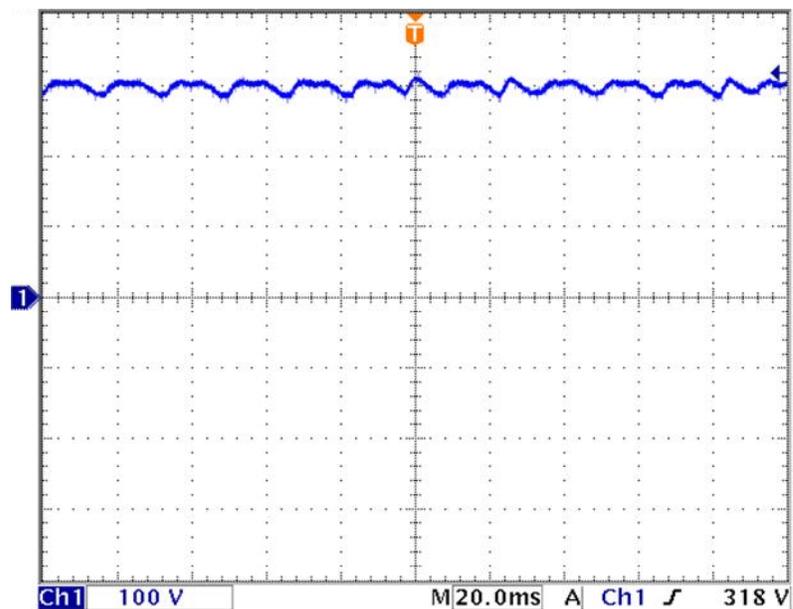


Figura 2-19 - Tensão de saída do conversor *Boost* alimentado pela CaC.

O valor de tensão média de saída do conversor *Boost* é igual a 298 V e, por não haver ponto de medição da corrente de saída, a mesma não pode ser apresentada. A Figura 2-20 retrata a tensão e a corrente de saída do conversor de interligação.

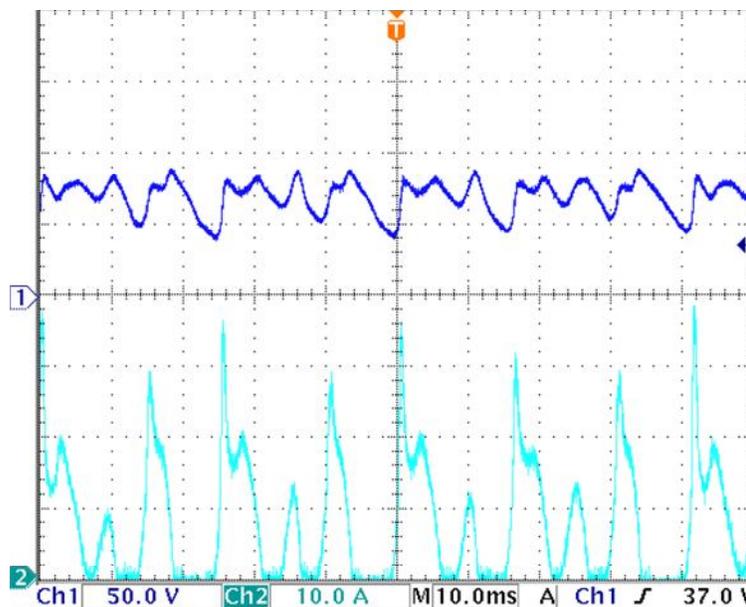


Figura 2-20 - Tensão e corrente na saída do conversor de interligação.

A corrente de saída do conversor de interligação está sendo drenada de forma pulsada. Quando o diodo de saída do conversor de interligação está conduzindo, o mesmo permanece em paralelo com as baterias da UPS. A PEMFC passa, então, a alimentar a carga, na saída do inversor de frequência, e recarregar as baterias, de forma que a tensão das mesmas se eleve quando a corrente do conversor de interligação é injetada. Esse aumento bloqueia o diodo de saída, fazendo com que as baterias passem a fornecer energia para o inversor e, conseqüentemente, com que a tensão das baterias decresça novamente. A variação da tensão no catodo do diodo (bateria) faz com que ora ele conduza e ora não, tornando a corrente de saída do conversor de interligação pulsada, e não contínua.

O valor de corrente média fornecida pelo conversor de interligação é de 7,5 A, porém, a o valor de corrente de pico chega a 38 A. A Figura 2-21 apresenta o comportamento da tensão e da corrente na saída da PEMFC e na entrada do conversor de interligação.

A corrente pulsada que o conversor de interligação está fornecendo se reflete na saída da PEMFC, como retratado na Figura 2-21. O valor médio da tensão é igual a 31,2 V e da corrente igual a 27,3 A, porém, atingindo valores de pico de 55 A. Segundo [12] a

célula utilizada nessa pesquisa suporta uma ondulação de corrente de no máximo igual a 10 A e, como foi visto na Figura 2-21, a ondulação da corrente está maior do que 40 A.

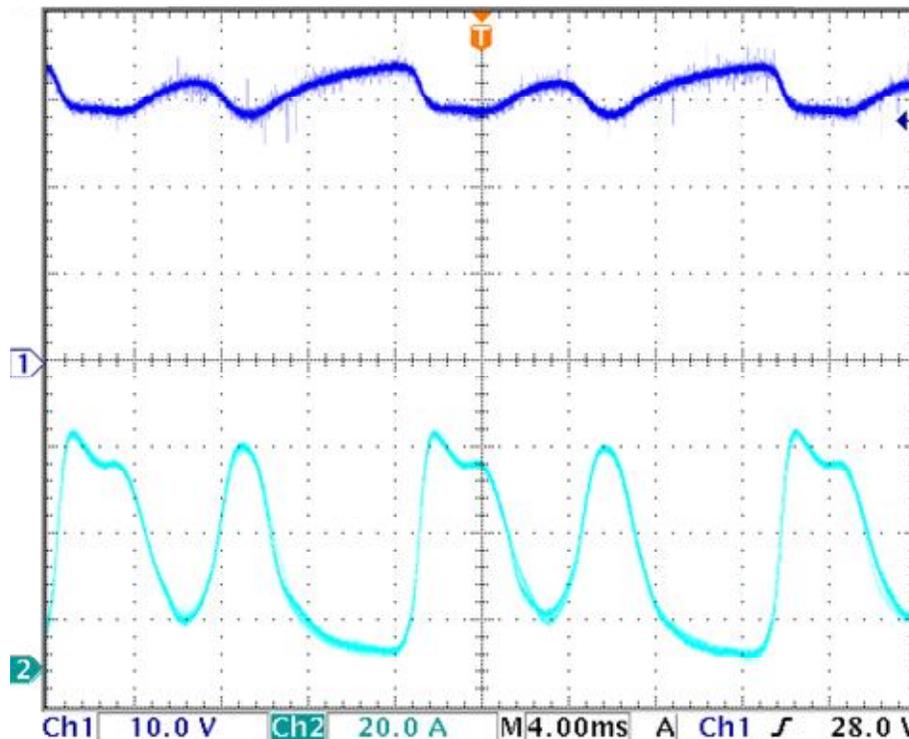


Figura 2-21 - Tensão e corrente de entrada do conversor de interligação.

O motivo para o surgimento dessa oscilação provém do fato de o conversor de interligação não possuir controle da corrente de saída, o que faz com que esta não seja contínua, mas sim dependente do comportamento da carga.

2.5.4 Análise dos Primeiros Resultados Encontrados

O controle de tensão do conversor de interligação mostrou-se eficiente, pois mesmo com a oscilação da corrente de saída, manteve a tensão de saída em um valor próximo ao especificado. Cada pulso de corrente drenada pela saída pode ser interpretado como um degrau de carga. Conforme pode ser visto na Figura 2-20, a tensão permaneceu oscilatória, contudo seu valor médio se manteve em cerca de 72 V.

O conversor *Boost* possui apenas o controle de tensão de saída. Isso pode ser verificado na corrente pulsada que ele drena, apesar de sua tensão de saída se manter constante em 300 V. Ressalta-se, ainda, o aquecimento excessivo do indutor do referido conversor, fato possivelmente ocasionado por ele ter sido especificado para operar durante a descarga das baterias, ou seja, um tempo de cerca de 20 minutos. Na aplicação

proposta no trabalho, o indutor seguramente aqueceria, pois o tempo de funcionamento do conversor é maior que o especificado em seu projeto.

O teste demonstrou que o conversor de interligação consegue suprir a carga na saída da UPS, porém, seu funcionamento está sendo prejudicial para a PEMFC, podendo diminuir a sua vida útil consideravelmente. Tal fato acontece devido à corrente pulsada drenada da PEMFC, conforme mostra a Figura 2-21.

A entrada do conversor de interligação possui um filtro para a alta frequência, pois os conversores *Forward* drenam da sua fonte uma corrente pulsada na frequência de comutação, porém esse filtro não está dimensionado para bloquear frequências mais baixas como as encontradas nessa aplicação.

Uma característica negativa dessa configuração é que se as baterias estiverem com pouca carga, a PEMFC as alimentará simultaneamente à saída da UPS. Usar o hidrogênio, que é um combustível com custo tão elevado, para alimentar baterias recarregáveis, pode ser encarado como um desperdício de recursos. Idealmente a recarga de baterias deve utilizar a energia da rede.

2.6 Nova Proposta de Interligação

A ondulação de corrente na saída da PEMFC e o aquecimento excessivo do conversor *Boost*, motivaram a proposta de uma nova arquitetura para a UPS de longa autonomia.

Um novo ponto de conexão entre a PEMFC e a UPS comercial é proposto, bem como uma nova estratégia de controle. Tais medidas têm o intuito de amenizar as ondulações de corrente e fazer com que o hidrogênio não seja utilizado para alimentar as baterias.

2.6.1 Ponto de Conexão

Um novo ponto de conexão será apresentado com o intuito de retirar o conversor *Boost* de operação quando a PEMFC estiver fornecendo energia. Como se constatou na seção 2.5.4, esse conversor não é projetado para operar por um longo período, mas sim durante o tempo em que as baterias estão com carga suficiente para fornecer energia para a saída do inversor da UPS. A PEMFC estará fornecendo energia, através do conversor de interligação, diretamente na entrada do inversor, conforme apresentado na Figura 2-22

O princípio de entrada em funcionamento da PEMFC continua o mesmo da antiga proposta. Quando a UPS constatar falha da rede, as baterias assumem a carga e a PEMFC é colocada em funcionamento. Quando a PEMFC tiver condições de assumir a

carga, o conversor de interligação transfere sua energia para o barramento de 300 V, na entrada do inversor e o conversor *Boost* não transmite mais a energia das baterias.

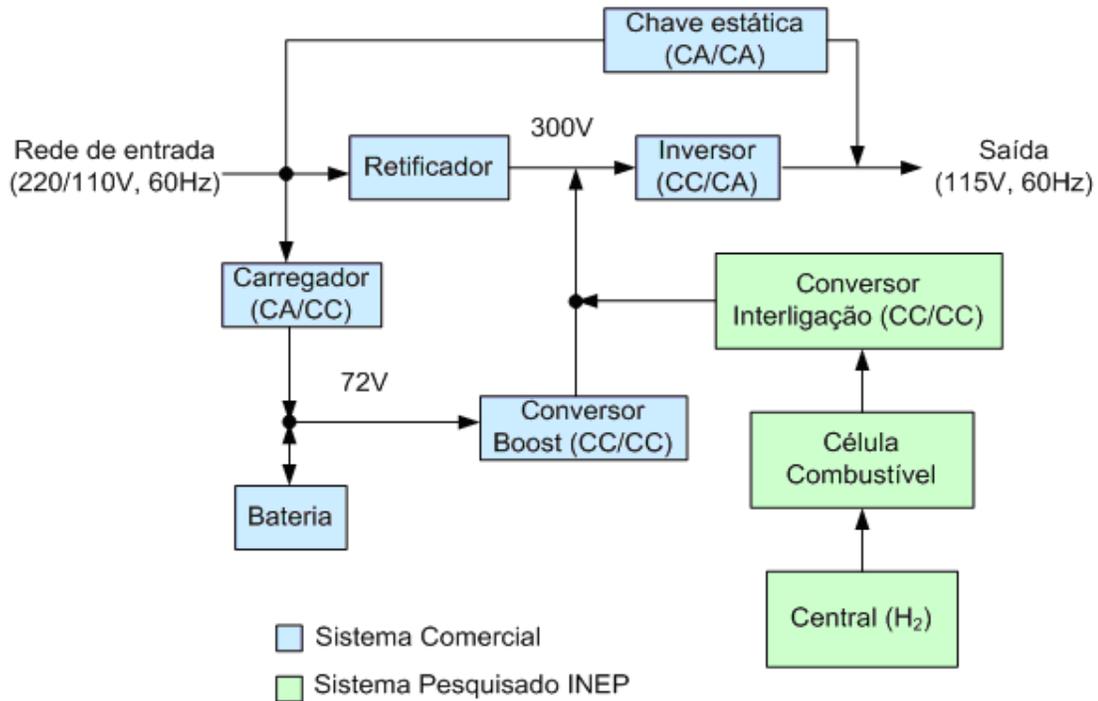


Figura 2-22 - Nova proposta de conexão para obter UPS de longa autonomia.

A mudança em relação à antiga proposta faz com que a tensão de saída do conversor de interligação mantenha-se em 300 V, e não mais em 72 V. O Hidrogênio consumido pela PEMFC não será mais usado para carregar as baterias, mas sim para alimentar a carga de saída. As baterias seguem com a função de fornecer energia para a carga durante o período de tempo necessário para a partida da PEMFC, sendo que após a partida, elas são retiradas do circuito. Isso ocorre também com o conversor elevador *Boost*, que não necessita estar em funcionamento durante todo o tempo em que a UPS estiver funcionando sem a rede de entrada.

O objetivo dessa nova proposta é o mesmo da anterior, porém, o ponto de conexão e a função de alguns blocos estão diferentes. Em caso de falha da rede de alimentação, ainda tem-se fornecimento ininterrupto de energia na saída, desde que o hidrogênio estocado seja suficiente para suprir a carga. A mudança é justificada quando se pensa no correto funcionamento da PEMFC e no prejuízo para a sua vida útil, já que se trata, aqui, de um equipamento de alto custo.

2.7 Conclusões

Neste capítulo apresentaram-se as classificações de UPSs, tanto utilizando a IEC 61000-2-2 ou a NBR 15014. Ambas são muito semelhantes e diferem uma arquitetura de outra na maneira como a tensão e frequência da saída dependem da entrada. Foi apresentada a terminologia mais utilizada no Brasil para os principais conversores que compõem o diagrama de blocos de uma UPS.

O funcionamento detalhado do conversor *Forward*, sua estrutura, componentes, formas de onda e equacionamento, foram apresentados. Tal estrutura é utilizada no conversor de interligação, onde se tem quatro conversores operando com entrada em paralelo e saída em série. Essa configuração caracteriza um bom desempenho nessa aplicação, principalmente na divisão natural da corrente de entrada e na potência individual processada pelos conversores.

No decorrer do capítulo tem-se a análise do primeiro conversor de interligação entre a PEMFC e a UPS comercial. Foram realizados testes com o protótipo e os resultados foram apresentados, sendo que uma posterior análise dos mesmos demonstrou que a carga conectada na saída da UPS está recebendo energia proveniente da PEMFC e, portanto, esse protótipo atende a especificação básica. Ressalta-se, contudo, que a corrente drenada é pulsada, sendo não adequada para este tipo de célula a combustível, cuja vida útil é afetada.

Uma nova configuração dessa arquitetura é apresentada, na qual a PEMFC, através do conversor de interligação, alimenta diretamente a entrada do inversor de saída da UPS. O conversor *Boost*, nesse caso, não é utilizado para processar a energia proveniente da PEMFC. Tal medida deve acarretar em um aumento do rendimento geral da estrutura, pois se tem um conversor a menos no processamento da energia da PEMFC.

O novo ponto de conexão modifica as especificações do conversor de interligação, pois agora, ele terá que fornecer uma tensão de 300 V na saída. Um controle de corrente de saída do conversor de interligação deverá ser implementado com o intuito de bloquear as oscilações provenientes da carga do conversor.

Nos próximos capítulos, serão apresentados os projetos da estrutura de potência e de controle, para essa nova configuração.

CAPÍTULO 3

Análise Orientada para Projeto da Estrutura de Potência do Conversor de Interligação

3.1 Introdução

No capítulo anterior constatou-se a necessidade de uma nova arquitetura da UPS de longa duração, incluindo um novo ponto de conexão entre a PEMFC e a UPS comercial. Neste capítulo, um novo conversor de interligação será projetado, com outras especificações, principalmente quanto aos valores de tensão e de corrente de saída. Seus componentes serão definidos, apresentando-se os métodos e equacionamentos necessários para determinar os esforços de cada um. Os cálculos térmicos estimados também serão relatados.

O filtro de entrada, necessário para atenuar a oscilação de corrente em alta frequência será especificado, sendo que a estrutura utilizada será do tipo LCLC, que inicialmente tem aplicação em filtros de EMI, porém, por apresentar uma corrente baixa de partida, possui características favoráveis a essa aplicação.

O objetivo desse capítulo é demonstrar a forma como os componentes da estrutura de potência serão determinados, contudo, as especificações propriamente ditas, tais como projetos físicos e valores comerciais, serão apresentados através de uma planilha no Apêndice II.

3.2 Especificações do Conversor

A estrutura do conversor não será alterada, já que serão utilizados os quatro conversores *Forward* com a entrada em paralelo e a saída em série.

O novo ponto de conexão exige que o conversor opere com tensão de saída maior, passando de 72 V para 300 V. Essa diferença de valores é possível graças aos transformadores, que além de isolar a saída, podem ajustar seu valor de tensão para o ponto de operação desejado. As especificações de projeto do novo conversor de interligação estão apresentadas na Tabela 3.1.

O projeto da estrutura de potência foi executado para apenas um conversor, considerando-se a mesma tensão de entrada e corrente de saída, mas com corrente de entrada, tensão de saída e potência processada divididas por quatro.

Tabela 3.1 - Especificações do conversor de interligação com saída em 300V.

Tensão de entrada máxima	43 V
Tensão de entrada mínima	26 V
Corrente máxima de entrada	35 A
Potência de saída	900 W
Tensão de saída	300 V
Frequência de operação	50 kHz

A Tabela 3.2 mostra as especificações para um dos conversores *Forward* utilizados dentro do conversor de interligação.

Tabela 3.2 - Especificações de um conversor Forward utilizado na interligação.

Tensão de entrada máxima	43 V
Tensão de entrada mínima	26 V
Potência de saída	225 W
Tensão de saída	80 V
Ondulação de tensão	1%
Ondulação de corrente	20%
Razão cíclica máxima	0,45
Frequência de operação	50 kHz

3.2.1 Dimensionamento dos Componentes

As correntes e as tensões que cada um dos componentes do circuito irá suportar podem ser determinadas após as especificações apresentadas. Lembrando que o Apêndice II traz uma planilha com o cálculo completo dos componentes, o intuito aqui apenas é demonstrar como foram determinados tais valores.

A equação (3.1) determina os valores máximos e mínimos da corrente e também a definição da relação de transformação, que servirão de base nos cálculos de todas as grandezas para o dimensionamento dos componentes.

$$\begin{aligned} I_{10M} &= I_{lo} + \frac{\Delta I_{lo}}{2} \\ I_{10m} &= I_{lo} - \frac{\Delta I_{lo}}{2} \\ a &= \frac{N_1}{N_2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Sendo:

I_{10M} = Corrente máxima no indutor;

I_{10m} = Corrente mínima no indutor;

ΔI_{lo} = Ondulação da corrente no indutor;

a = Relação de transformação;

N_1 = Número de espiras estimado para o primário;

N_2 = Número de espiras estimado para o secundário.

3.2.1.1 Indutor de Saída

O indutor de saída tem como uma de suas funções garantir que a ondulação da corrente não exceda valores pré-determinados. Nesse projeto, inicialmente atribuiu-se 10% de ondulação de corrente máxima, porém, este fato resultou em um núcleo maior que o encontrado com ondulação de 20%. Um valor maior de ondulação, nessa aplicação, não acarreta problemas no funcionamento do conversor. Dessa forma, optou-se por uma mudança de valor e, conseqüentemente, redução do tamanho do núcleo. O equacionamento utilizado para especificar o indutor está deduzido em [17]. O núcleo escolhido foi um E42/20 da Thornton, determinado pela equação (3.2).

$$A_e A_w = \frac{L_o \times I_{10M} \times I_o}{K_w \times B_{\max} \times J_{\max}} \quad (3.2)$$

Sendo:

$A_e A_w$ = Produtos de área útil (A_e) e da janela (A_w) mínima que o núcleo necessita;

L_o = Indutância de saída, calculada segundo a ondulação de corrente;

K_w = Fator de utilização do enrolamento;

B_{\max} = Variação máxima do fluxo magnético;

J_{\max} = Densidade de corrente máxima.

Nesta equação, os dados do projeto do conversor são utilizados para projetar fisicamente o indutor, como a indutância e os valores médios e máximos da corrente. O fator de utilização, por sua vez, depende da forma como será construído o indutor, sendo

que a técnica para se bobiná-lo é um fator crucial. A variação máxima do fluxo magnético é um dado fornecido pelo fabricante do núcleo e, a densidade de corrente, é escolhida pelo projetista, sendo que seu valor determina a temperatura que o indutor irá atingir durante sua operação.

O material do núcleo será o ferrite, mais adequado para operar em altas frequências, pois apresenta, em relação a outros materiais, menores perdas por histerese. O ferrite tem as desvantagens de saturar sob um menor fluxo e possuir menor resistência a choques mecânicos.

O número de espiras do indutor é determinado pela equação (3.3).

$$N_e = \frac{L_o \times I_{loM}}{B_{\max} \times A_e} \quad (3.3)$$

Sendo:

N_e = Número de espiras.

O número de espiras depende da indutância do material, das dimensões do núcleo e da corrente de pico. Uma vez definido, pode-se passar ao cálculo da distância do entreferro necessário para manter-se a indutância constante mesmo com variações da temperatura de operação do núcleo. O entreferro pode ser calculado através da equação (3.4).

$$\delta_e = \frac{N_e^2 \times \mu_o \times A_e}{L_o} \quad (3.4)$$

Sendo:

μ_o = Permeabilidade magnética do vácuo.

A escolha do condutor utilizado no indutor depende basicamente de dois fatores: a corrente eficaz do indutor e a frequência de operação do conversor. No caso dessa última, quanto maior seu valor, menor deve ser o diâmetro máximo do condutor. Isto decorre do efeito pelicular, presente nos condutores percorrido por correntes alternadas. O diâmetro máximo é determinado pela equação (3.5).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad (3.5)$$

$$d_{\max} = 2 \times \Delta$$

Sendo:

Δ = Profundidade de penetração devido ao efeito pelicular;

d_{\max} = Diâmetro máximo que o condutor pode ter.

O condutor que for utilizado não deve ter o diâmetro maior que d_{\max} . Caso isso ocorra, parte de sua área útil não será utilizada na condução da corrente.

No caso do valor médio da corrente eficaz conduzida pelo indutor ser superior à suportada pelo condutor determinado por d_{\max} , é necessário, então, que condutores em

paralelo sejam associados. A área de cobre necessária para conduzir a corrente do indutor é determinada pela equação (3.6).

$$S_{\text{cobre}} = \frac{I_o}{J_{\text{max}}} \quad (3.6)$$

Sendo:

S_{cobre} = Área de cobre necessária para conduzir à corrente.

Aqui, nota-se que quanto maior for a densidade de corrente, menor será a área necessária para conduzi-la.

3.2.1.2 Transformador

O transformador tem a função de isolar galvanicamente à carga da PEMFC e de ajustar os valores de tensão, através de sua relação de transformação. O conversor *Forward* pode ser utilizado com tensões de saída menores ou maiores que a entrada, graças ao transformador. O equacionamento aqui demonstrado é encontrado em [17].

A equação (3.7) determina o produto das áreas do núcleo do transformador e esse valor é comparado com a tabela dos fabricantes e o núcleo é escolhido.

$$A_e A_w = \frac{4 \times D_{\text{max}} \times P_o}{\Delta B \times J_{\text{max}} \times K_w \times K_p \times F_s \times \eta_T} \quad (3.7)$$

Sendo:

K_p = Fator de utilização do Primário;

ΔB = Excursão do fluxo magnético;

η_T = Rendimento estimado para o transformador.

O cálculo do produto das áreas do núcleo usa valores de razão cíclica e variação de fluxo máxima por serem os piores casos de operação. O rendimento é normalmente estimado entre valores que variam de 0,8 a 0,9 e o fator de utilização do primário refere-se à percentagem de ocupação do enrolamento em relação à janela do núcleo.

O número de espiras dos enrolamentos foi determinado seguindo algumas regras encontradas em [17]. O enrolamento desmagnetizante deve ter o mesmo número de espiras do primário, para uma razão cíclica máxima igual a 0,5. Para o enrolamento secundário, são consideradas as diferenças de tensão nos enrolamentos e são incluídas algumas perdas. A equação (3.8) define o número de espiras em cada um dos enrolamentos.

$$N_p = \frac{V_{in} \times D_{\text{max}}}{A_e \times \Delta B \times F_s}$$

$$N_s = N_p \times \frac{V_o + V_F \times D_{\text{max}}}{V_{in} \times D_{\text{max}}} \quad (3.8)$$

$$N_d = N_p$$

Sendo:

N_p = Número de espiras calculado para o enrolamento primário;

N_s = Número de espiras calculado para o enrolamento secundário;

N_d = Número de espiras calculado para o enrolamento desmagnetizante.

V_F = Quedas de tensão consideradas após o enrolamento secundário.

Na determinação do número de espiras do secundário (N_s), são levadas em consideração as quedas de tensão presentes até a saída, normalmente considerando-se como não-ideais apenas os diodos e o indutor.

Os condutores são dimensionados de forma similar aos indutores, com a especificação do diâmetro máximo limitado pela frequência de operação e pela corrente que os enrolamentos vão conduzir. Em alguns casos, será necessária a utilização de condutores em paralelo.

3.2.1.3 Possibilidade de Execução e Cálculo Térmico dos Elementos Magnéticos.

O equacionamento do transformador e do indutor até aqui demonstrados permitem determinar os núcleos, número de espiras e a área dos condutores. Essas informações permitem avaliar se o indutor e o transformador poderão ser executados, ou se será necessário utilizar-se um núcleo maior. Para tanto, é preciso estimar a área ocupada pelos condutores e dividi-la pela área total da janela do núcleo. Se essa razão for menor que a unidade, o transformador ou o indutor podem ser executados, caso contrário, será necessário adotar um núcleo com janela maior ou alterar alguns parâmetros de projeto.

A equação (3.9) traz um exemplo usado para o transformador com três enrolamentos, como é o caso do conversor *Forward* aqui estudado.

$$S_{tot} = \frac{N_p \times n_{condp} \times S_{isolp} + N_s \times n_{conds} \times S_{isols} + N_d \times n_{condd} \times S_{isold}}{K_w} \quad (3.9)$$

$$K_u = \frac{S_{tot}}{A_w}$$

Sendo:

n_{cond} = Número de condutores em paralelo para cada enrolamento;

S_{isol} = Área externa de cada condutor;

S_{tot} = Área total ocupada pelos enrolamentos;

A_w = Janela do núcleo;

K_u = Possibilidade de execução.

Essa equação também pode ser aplicada ao indutor de saída, onde será utilizado apenas um enrolamento.

A área externa dos condutores e a janela do núcleo são dados fornecidos pelos fabricantes. No caso dos condutores deve-se considerar a isolamento externa, normalmente de verniz. Se a possibilidade de execução (K_u) for maior que um, tem-se ainda a alternativa de aumentar-se a densidade de corrente e, com isso, diminuir a área útil necessária. Tal medida acarreta um maior aquecimento dos condutores, obviamente, respeitando-se os limites térmicos previamente estimados.

Para o cálculo térmico devem-se, inicialmente, calcular as perdas do cobre, proveniente das correntes que circulam pelos condutores e as perdas do núcleo, provenientes do circuito magnético.

As perdas no cobre são estimadas pela equação (3.10), que se referem ao transformador do conversor *Forward* com um enrolamento de saída.

$$P_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{\text{fiop}} \times L_{\text{fiop}}}{n_{\text{condp}}} \times I_{\text{pef}}^2 \times \frac{\rho_{\text{fios}} \times L_{\text{fios}}}{n_{\text{conds}}} \times I_{\text{sef}}^2 \times \frac{\rho_{\text{fiod}} \times L_{\text{fiod}}}{n_{\text{condd}}} \times I_{\text{def}}^2 \quad (3.10)$$

Sendo:

P_{cobre} = Perdas no cobre;

ρ_{fio} = Resistividade por comprimento do condutor;

I_{pef} = Valor de corrente eficaz do enrolamento;

L_{fio} = Comprimento total de fio do enrolamento.

A resistividade do condutor e o comprimento médio das espiras são dados fornecidos pelos fabricantes, sendo que o comprimento médio é um dado do núcleo, devendo ser multiplicado pelo número total de espiras. Na definição dos condutores, pode-se ser constada a necessidade de usá-los em paralelo, sendo que a resistência equivalente deve ser dividida pelo número de condutores associados.

O eficaz da corrente primária do transformador é a mesma do interruptor, e a secundária é a primária multiplicada pela relação de transformação. A corrente desmagnetizante, para efeito de projeto, é considerada como sendo 20% da corrente no primário.

As perdas no núcleo são estimadas através de uma expressão empírica, apresentada em (3.11).

$$P_{\text{nucleo}} = \Delta B^{2,4} \times (K_H \times F_s + K_E \times F_s^2) \times V_e \quad (3.11)$$

Sendo:

$P_{\text{núcleo}}$ = Perdas no núcleo;

K_H = Coeficiente de perdas por histerese, $K_H = 4 \times 10^{-5}$ para o ferrite;

K_E = Coeficientes de perdas por correntes parasitas, $K_E = 4 \times 10^{-10}$;

V_e = Volume do núcleo.

Os dois coeficientes e o volume do núcleo são fornecidos pelo fabricante e as perdas são, em sua maioria, provenientes da histerese do material, devido sua relevância.

De posse dos valores das referidas perdas é possível estimar qual a temperatura que o indutor e o transformador irão alcançar durante a operação. Para isso, são utilizadas as expressões demonstradas em (3.12).

$$\begin{aligned} R_{\text{núcleo}} &= 23 \times A_e A_w^{-0,37} \\ \Delta_{Tp} &= (P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}}) \times R_{\text{núcleo}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Sendo:

$R_{\text{núcleo}}$ = Resistência térmica do núcleo;

Δ_{Tp} = Variação da temperatura do núcleo.

A resistência térmica do núcleo é determinada por uma expressão empírica e depende das dimensões do mesmo. Portanto, a variação de temperatura vai depender das perdas e das dimensões do núcleo.

A temperatura que o núcleo atingirá é calculada somando-se a variação térmica, devido à operação, à temperatura ambiente. O limite térmico normalmente está relacionado com a temperatura máxima suportada pelo isolante dos condutores (normalmente verniz), porém, muitas vezes é necessário observar que esses componentes estarão próximos a outros, que poderão ser afetados com seu aquecimento excessivo. Neste projeto optou-se por uma elevação de temperatura máxima de 60°C, assim, caso os cálculos do indutor ou do transformador estimarem temperaturas de operação superiores a este valor, alguns parâmetros serão revistos.

A elevação da temperatura do indutor foi estimada em 58°C e a do transformador em 17°C.

3.2.1.4 Capacitor de Saída

O capacitor de saída foi definido pela resistência série equivalente (RSE) e pela corrente eficaz que esse componente deve suportar, conforme descrito em [17]. As expressões que definem a resistência máxima e a corrente eficaz são apresentadas em (3.13). A escolha do capacitor, a partir da referida equação, vai causar uma ondulação menor que a especificada inicialmente, pois a capacitância, agora, será maior do que a escolhida pela ondulação de corrente.

$$\begin{aligned} RSE_{MAX} &= \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{lo}} \\ I_{Cef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \times \left(\int_0^{D_{max} \times T_s} \left(\frac{\Delta_{lo} \times t}{D_{max} \times T_s} - \frac{\Delta_{lo}}{2} \right) dt + \int_{D_{max} \times T_s}^{T_s} \left(\frac{-\Delta_{lo} \times t}{T_s \times (1 - D_{max})} + \Delta_{lo} \times \left(\frac{1}{2} + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \right) \right) dt \right)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

3.2.1.5 Interruptor (S)

O interruptor utilizado será um Mosfet que possui características próprias para a aplicação nesse conversor, devido ao curto tempo de comutação, que lhe permite a utilização em frequências maiores e à alta impedância entre o gate e source, que faz com que seu comando necessite de baixa corrente de operação. Como a entrada dos quatro conversores estará em paralelo, os interruptores estarão no mesmo referencial de tensão, e seus comandos não necessitam ser isolados.

Os valores de corrente e de tensão que esse interruptor terá que suportar são apresentados na Tabela 3.3, lembrando que “a” representa a relação de transformação. Em virtude de o interruptor encontrar-se no primário do transformador, as correntes de saída devem ser refletidas.

Esse equacionamento é extraído das formas de onda que foram demonstradas no estudo do conversor.

Tabela 3.3 – Equações para obtenção dos valores de corrente do interruptor (S)

Tensão máxima	$V_{SMax} = -2 \times V_{iMax}$
Corrente máxima	$I_{SMax} = \frac{I_{loM}}{a}$
Corrente média	$I_{Smed} = \frac{D_{max} \times (I_{loM} + I_{lom})}{2 \times a}$
Corrente eficaz	$I_{Sef} = \frac{\sqrt{3 \times (D_{max} \times I_{lom}^2 + D_{max} \times I_{loM} \times I_{lom} + D_{max} \times I_{lom}^2)}}{3 \times a}$

3.2.1.6 Diodo (D1) e Diodo de Roda Livre (D_{RL})

Um melhor rendimento do conversor de interligação pode ser conseguido com a escolha adequada dos diodos. As perdas de comutação podem ser minimizadas se forem adotados diodos ultra-rápidos, que apresentam tempos reduzidos de recuperação. Quanto às perdas em condução, é importante escolher o diodo com queda de tensão interna menor possível.

O diodo de desmagnetização irá conduzir a corrente da indutância magnetizante do transformador. Nesse projeto, estima-se que seu valor fique em torno de 20% da corrente do enrolamento primário. A tensão reversa sobre o diodo é o dobro da tensão de entrada, já que esse conversor opera com razão cíclica máxima de 50% e o número de espiras do enrolamento de desmagnetização é igual ao do enrolamento primário.

Os diodos D_1 e D_{RL} conduzem a corrente do secundário do transformador, um na primeira etapa de operação e o outro na segunda e terceira. A partir das formas de onda já estudadas, é possível obter-se os valores médios e eficazes dessas correntes.

As tensões máximas que esses diodos devem bloquear são determinadas pela variação da tensão de entrada, sendo que, no projeto são utilizados os piores casos, que ocorrem com a tensão de entrada em seu valor máximo.

A Tabela 3.4 apresenta a forma como foram determinados os esforços de corrente e tensão nos diodos D_1 e D_{RL} .

Tabela 3.4 – Equação para obtenção dos valores de corrente e tensão de D_1 , e D_{RL} .

Tensão máxima (D1)	$V_{D1} = \frac{-V_{iMax}}{a}$
Corrente máxima (D1)	$I_{D1Max} = I_{IoM}$
Corrente média (D1)	$I_{D1med} = \frac{D_{max} \times (I_{IoM} + I_{Iom})}{2}$
Corrente eficaz (D1)	$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{3 \times (D_{max} \times I_{IoM}^2 + D_{max} \times I_{IoM} \times I_{Iom} + D \times I_{Iom}^2)}{3}}$
Tensão máxima (D _{RL})	$V_{DRL} = \frac{-V_{i\max}}{a}$
Corrente máxima (D _{RL})	$I_{DRLmax} = I_{IoM}$
Corrente média (D _{RL})	$I_{DRLmed} = \frac{(2 \times D_{max}^2 - 3 \times D_{max} + 1) \times I_{IoM} - (2 \times D_{max}^2 - D_{max} - 1) \times I_{Iom}}{2}$
Corrente eficaz (D _{RL})	$I_{DRLef} = \sqrt{\frac{\left(\left(3 \times D_{max}^3 - 6 \times D_{max}^2 + 4 \times D_{max} - 1 \right) \times I_{IoM}^2 \dots \right) - \left(3 \times \left(- \left(6 \times D^3 - 6 \times D^2 - D + 1 \right) \times I_{Iom} \times I_{IoM} \dots \right) + \left(3 \times D^3 - 2 \times D - 1 \right) \times I_{Iom}^2 \right)}{3}}$

3.2.1.7 Cálculo Térmico do Interruptor e dos Diodos

O cálculo térmico define se o interruptor e o diodo, especificados pelas correntes e tensões, podem ser utilizados. Com os valores calculados, escolhe-se o componente propriamente dito. Então, a partir dos dados fornecidos pelo fabricante, calcula-se a elevação de temperatura e verifica-se a necessidade de uso de dissipadores.

Os fabricantes determinam os limites de temperatura que tais componentes podem suportar sem serem danificados.

Baseando-se em [17], podem-se calcular as perdas térmicas para o interruptor escolhido, conforme apresentado em (3.14).

$$\begin{aligned} P_{cond} &= r_{don} \times I_{sef}^2 \\ P_{com} &= \frac{F_s}{2} \times (t_f + t_r) \times \frac{I_{loM}}{a} \times V_{SMax} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Sendo:

r_{don} = Resistência do mosfet em condução;

t_f = Tempo para que a corrente do interruptor atinja o regime, partindo de zero;

t_r = Tempo para que a corrente do interruptor retorne a zero, partindo do regime.

Os valores acima são extraídos dos catálogos dos fabricantes. Após essa etapa, as perdas são somadas, resultando na estimativa de perdas totais do interruptor.

Quanto aos diodos, adota-se um procedimento semelhante, calculando-se as perdas de comutação e condução, conforme mostrado em (3.15).

$$\begin{aligned} P_{cond} &= V_{dint} \times i_{dMax} \times D_{Max} \\ P_{com} &= \frac{1}{2} \times V_{dmax} \times i_{dMax} \times t_b \times F_s \end{aligned} \quad (3.15)$$

Sendo:

V_{dint} = Queda de tensão do diodo, em condução;

t_b = Tempo em que ocorre a comutação do diodo, dado do fabricante.

Da mesma maneira podem-se calcular as perdas totais do diodo, somando as de condução e comutação. A partir de então, pode-se estimar a temperatura da junção que, tanto no caso do diodo quanto do interruptor, pode ser calculada conforme (3.16).

$$T_j = P_{tot} \times R_{ja} + T_a \quad (3.16)$$

Sendo:

T_j = Temperatura de junção;

P_{tot} = Perdas totais dos interruptores, ou dos diodos;

R_{ja} = Resistência entre a junção e o ambiente, dado do fabricante;

T_a = Temperatura ambiente.

Se a temperatura de junção for superior a máxima suportada pelo componente, deve-se calcular o dissipador necessário para que essa não seja destrutiva para o mosfet ou para o diodo. O dissipador tem a função de diminuir a resistência térmica entre a junção e o ambiente e, em certos casos, nem sua presença possibilita o uso do componente, que deve então ser substituído por um que suporte correntes maiores. Em [18] tem-se o procedimento completo para a escolha do dissipador.

3.2.1.8 Especificação dos Diodos

Os cálculos de esforços térmicos determinaram que o diodo ultra-rápido empregado atende às especificações. Desta forma, ambos os diodos do projeto, a saber, D_1 e D_{r1} foram assim selecionados. Tal escolha foi feita e utilizada para a implementação do protótipo do conversor de interligação. No decorrer dos testes, o surgimento de ruídos na referência (terra) do circuito foram percebidos no instante da comutação entre o diodo D_1 e D_{r1} .

Os ruídos levaram a uma dificuldade grande nas medições das grandezas a serem controladas, principalmente na corrente do indutor. A necessidade de amenizar esses efeitos levou a substituição dos diodos ultra-rápidos por diodos Schottky, com tecnologia de silicônio carbide. Essa mudança se deve às características de comutação desses diodos, já que seu fabricante garante uma comutação livre de perdas [19]. Com a substituição, ocorreu uma melhora considerável no sinal de corrente medido, sendo que os resultados dos testes seguem apresentados no decorrer do trabalho.

3.2.2 Filtro de Entrada

O conversor *Forward* tem como característica drenar uma corrente pulsada da fonte de alimentação, com a mesma frequência de trabalho do conversor. Segundo [12], a PEMFC utilizada não deve fornecer correntes pulsadas, somente admitindo ondulação em carga nominal de no máximo 10 A em 120 Hz.

Um filtro de entrada será utilizado para evitar tal problema, não permitindo que a Célula tenha um mau funcionamento, comprometendo sua vida útil. Para tanto, será utilizado um filtro passivo do tipo LCLC, que apresenta como característica atrativa, quando adequadamente projetado, baixa corrente de partida.

A Figura 3-1 apresenta a configuração deste filtro.

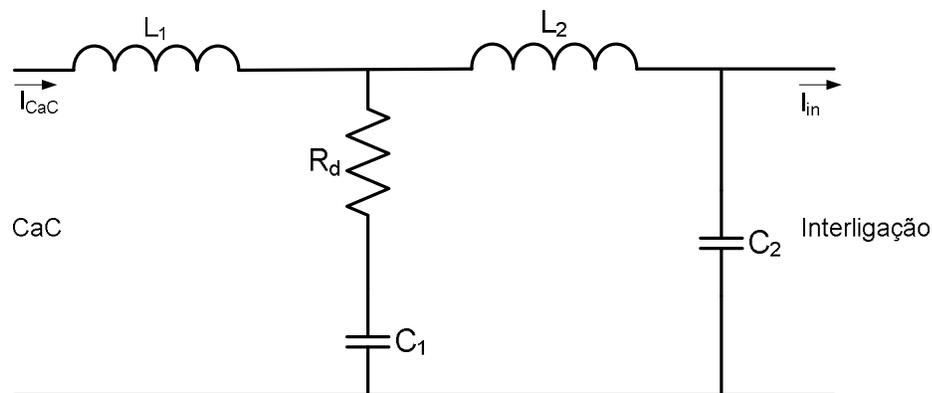


Figura 3-1 - Filtro LCLC utilizado na saída da CaC.

No filtro apresentado, I_{in} representa a corrente de entrada do conversor de interligação, que é pulsada, enquanto I_{CaC} representa a corrente drenada da PEMFC, que deve ser o mais contínua possível.

Se for utilizado um filtro LC simples, tem-se como problema a necessidade de introduzir um dispositivo que limite a corrente de partida. Um resistor normalmente é utilizado, sendo retirado após o tempo necessário para carregar os capacitores. Um contator de grande capacidade de corrente deveria ser utilizado para curto-circuitar o resistor, porém, isso introduziria componentes a mais, pesados e volumosos. O intuito da utilização do filtro LCLC é utilizar apenas capacitores e indutores, aumentando a robustez do conversor.

Em [20], tem-se um projeto que demonstra a utilização da estrutura para filtro de EMI, porém, por ter característica de baixa corrente de partida e não necessitar de dispositivos para amenizar alta corrente, seu projeto será focado com o intuito de filtrar a alta frequência.

3.2.2.1 Projeto do Filtro de Entrada

Como ponto de partida para o projeto do filtro de entrada, deve-se calcular a corrente máxima suportada por C_2 e encontrar comercialmente uma associação de capacitores que suporte tal valor. Para se calcular a corrente eficaz nos capacitores, é necessário conhecer a mesma grandeza em cada um dos interruptores que compõem o conversor de interligação. Evidentemente, como a corrente de entrada está dividida igualmente entre os quatro conversores, pode-se considerar a corrente eficaz total de entrada como sendo a corrente de um interruptor multiplicada por quatro.

Para efeito de projeto, em que se considera o pior caso, define-se essa corrente como sendo a eficaz suportada pelo capacitor C_2 , isso implica em um valor de 39 A. Adicionalmente, a tensão máxima que deve ser suportada pelo capacitor é de 43 V. A partir desses dados, empregaram-se capacitores de filme B32678 da EPCOS de 60 μF , descritos em [21].

O capacitor C_2 permite, utilizando as limitações sugeridas em [20] e com auxílio de simulações, determinar os outros componentes do filtro, respeitando-se a corrente de partida limitada em [12] e verificando se a ondulação em alta frequência fica confinada no filtro.

O projeto completo do filtro não foi realizado, pois sua complexidade é grande e demandaria tempo e esforços muito grandes. Como a otimização desse filtro não é o foco do trabalho e as simulações apresentaram bons resultados, o cuidado tomado refere-se às limitações de valores apresentadas em [12].

A Tabela 3.5 apresenta os parâmetros encontrados para o filtro de entrada.

Tabela 3.5 - Parâmetros do filtro de entrada.

C_1	470 μF
C_2	120 μF
L_1	50 μH
L_2	10 μH
R_d	0,5 Ω

A equação (3.17) mostra a função de transferência desse filtro.

$$G_f(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega z_1}}{\left(\frac{s^2}{\omega p_1^2} + \frac{s}{\omega z_1} + 1\right) \times \left(\frac{s^2}{\omega p_2^2} + \frac{s}{\omega z_2} + 1\right)} \quad (3.17)$$

Sendo:

ωp_1 = Freqüência dos pólos;

ωz_1 = Freqüência dos zeros.

A Figura 3-2 traz o gráfico de Bode do filtro LCLC projetado, onde nota-se um ganho baixo na freqüência de operação do conversor.

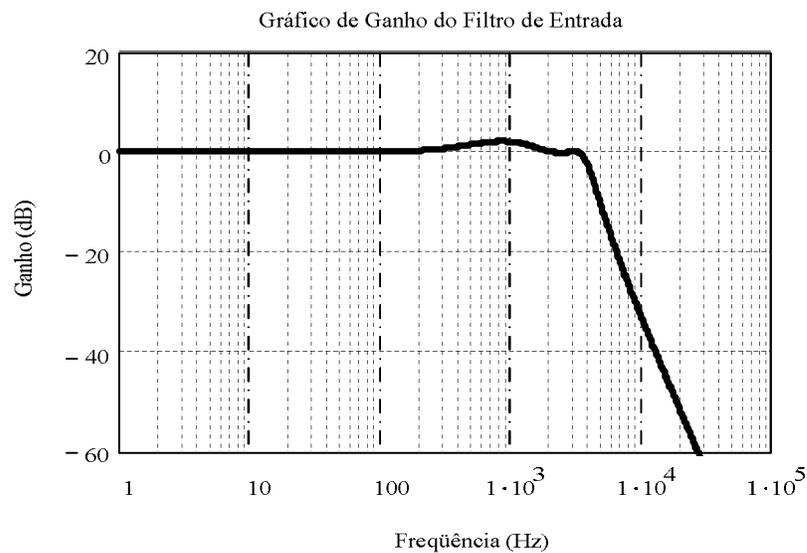


Figura 3-2 - Ganhos da função de transferência do filtro de entrada.

Como será demonstrado posteriormente, através da simulação, a corrente fornecida pela PEMFC não possui um pico de partida prejudicial para seu funcionamento e

a corrente pulsada de operação do conversor de interligação não é drenada da célula, ficando confinada no filtro.

As oscilações de baixa frequência, provenientes do inversor, serão compensadas pelo controle da corrente de saída, não permitindo, então, que as oscilações cheguem à entrada do conversor de interligação.

3.2.3 Projeto do Circuito Grampeador

O interruptor do conversor *Forward* está em série com as indutâncias de dispersão do transformador. No momento de sua abertura ocorrerá uma sobre-tensão, podendo chegar a níveis que danifiquem os mosfets utilizados.

O circuito grampeador é o mais utilizado para evitar que o interruptor se danifique. Seu projeto só é possível conhecendo-se as indutâncias de dispersão nos enrolamentos do transformador, portanto é necessário confeccioná-lo, antes de projetar o grampeador.

O circuito grampeador é conectado ao circuito de potência conforme apresentado na Figura 3-3.

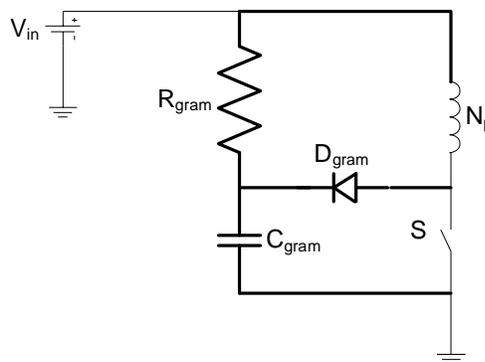


Figura 3-3 - Representação do primário do conversor *Forward* com circuito de grampo no interruptor.

O circuito grampeador é basicamente composto por um diodo (D_{gram}), um capacitor (C_{gram}), que determina a tensão de grampo e um resistor (R_{gram}), para dissipar a potência da abertura do interruptor.

O equacionamento completo desse circuito, inclusive com um exemplo de projeto, é totalmente deduzido em [22]. Aqui será demonstrado apenas o equacionamento final, que determina cada um dos componentes. O cálculo da potência dissipada no grampo é obtido através da expressão (3.18).

Sendo:

P_{gram} = Potência dissipada no grampeador;

l_1 = Indutância de dispersão do enrolamento primário;

l_2 = Indutância de dispersão do enrolamento secundário, refletida ao primário;

l_d = Indutância de dispersão do enrolamento desmagnetizante, refletida ao primário;

I_m = Corrente da indutância magnetizante;

V_{gram} = Tensão do grampeo.

$$P_{gram} = \frac{1}{2} \times (l_1 + l_d) \times I_m^2 \times F_s \times \left(\frac{1}{1 - \frac{2 \times V_{in}}{V_{gram}}} \right) + \frac{1}{2} \times (l_1 + l_2) \times I_o^2 \times F_s \times \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{V_{gram}}} \right) + \dots$$

$$\dots + (l_1 + l_2) \times I_m \times I_o \times F_s \times \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{V_{gram}}} \right)$$
(3.18)

As indutâncias de magnetização são obtidas com os ensaios dos transformadores já enrolados. A tensão do circuito grampeador é definida como sendo maior que o dobro da tensão de entrada e menor que o máximo valor de tensão suportado pelo interruptor escolhido. Para o projeto utiliza-se a tensão de entrada no valor máximo, como sendo o pior caso.

A potência calculada serve para definir o resistor utilizado, conforme demonstra a expressão (3.19).

$$R_{gram} = \frac{V_{gram}^2}{P_{gram}} \quad (3.19)$$

O resistor R_{gram} pode ser alterado para se obter menor potência dissipada. Caso a potência sobre este resistor seja elevada, o rendimento total do conversor pode ser reduzido. Um ajuste de tensão pode ser utilizado para encontrar um ponto de operação com condições melhores para o rendimento, inclusive acarretando na troca do mosfet utilizado.

O capacitor do circuito de grampeamento é definido pela expressão (3.20).

$$C_{gram} = \frac{P_{gram}}{F_s \times V_{gram} \times \Delta V_{gram}} \quad (3.20)$$

Sendo:

ΔV_{gram} = Variação da tensão de grampeamento.

O cálculo do capacitor é dependente da variação da tensão de grampeamento. Usualmente, adotam-se valores relativos a 1% da tensão de regime permanente. O valor da tensão suportada pelo capacitor é outro fator a ser considerado e limita o uso de alguns modelos.

A corrente no primário dos transformadores é relativamente alta, implicando na especificação do capacitor através de sua capacidade de corrente. A corrente magnetizante (I_m) foi determinada através de simulação e, a partir de então, determinaram-

se todos os componentes restantes. Para o conversor de interligação, utilizaram-se no circuito grampeador os componentes apresentados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 - Componentes escolhidos para o circuito grampeador

R_{gram}	150 Ω
C_{gram}	470 μF

O capacitor possui tensão máxima de 100 V e a resistência dissipa 3 W de potência, o que atende às especificações do circuito grampeador. O diodo escolhido é do tipo ultra-rápido, que suporta a tensão e a corrente do circuito grampeador.

3.2.4 Estimativas de Perdas no Conversor

Na especificação dos elementos do conversor, realizou-se o cálculo térmico para a maioria dos componentes, com exceção do circuito de comando e dos capacitores. Tais cálculos têm o objetivo de definir se os componentes suportam os esforços a que serão submetidos, sendo uma maneira eficiente de especificá-los.

A potência nominal na saída do conversor é projetada em 900W e as perdas máximas em todos os componentes utilizados estabeleceram-se em torno de 103,26W. Obviamente, esta estimativa de perda é a mais crítica possível para cada componente, portanto, possivelmente na experimentação prática, as perdas totais tendem a ser menores que o valor apresentado.

O principal causador dessas perdas é o diodo de entrada, conectado diretamente na saída da PEMFC. Com corrente nominal, tal perda pode chegar a 27% do valor total. Esse diodo não faz parte do conversor propriamente dito, sendo uma necessidade da aplicação.

3.3 Conclusões

O conversor de interligação foi projetado segundo as considerações apresentadas nesse capítulo. A estrutura de potência é a mesma do primeiro protótipo, porém, com especificações de corrente e tensão diferentes, devido à mudança do ponto de conexão entre o conversor de interligação e a UPS comercial.

Cada componente especificado teve suas tensões, correntes e temperaturas de trabalho calculadas para o pior caso de utilização. As formas de onda de corrente e tensão que foram apresentadas no Capítulo 2, serviram de base para determinação dos valores eficazes e máximos de cada um dos componentes. Uma estimativa de perdas máxima foi

realizada, apresentando elevado valor e demonstrando que o diodo de entrada, que não faz parte do conversor, é o principal causador das referidas perdas.

O filtro de entrada, com estrutura LCLC, bloqueia a oscilação em alta frequência típica da entrada do conversor de interligação, fazendo com que a PEMFC forneça uma corrente livre de oscilações. Ele ainda possui uma corrente de partida baixa, para uma determinada combinação de valores paramétricos.

Os cálculos de esforços estão detalhados no Apêndice II, onde se tem o projeto da estrutura de potência do conversor de interligação.

CAPÍTULO 4

Análise do Controle do Conversor de Interligação

4.1 Introdução

No estudo do primeiro protótipo, observou-se a necessidade de controlar a corrente de saída do conversor, para evitar que as oscilações em baixa frequência, provenientes do inversor de saída, sejam fornecidas pela PEMFC. A tensão de saída também deve ser controlada e mantida no mesmo valor do barramento do inversor da UPS.

O modelo da planta para os quatro conversores *Forward* será reduzido para um conversor *Buck* equivalente. A vantagem de tal artifício é a simplicidade de análise do circuito. A forma como esse modelo foi obtido é aqui apresentada, inclusive com os valores dos componentes calculados no projeto da estrutura de potência.

No controlador serão utilizadas duas malhas de controle, porém com dinâmicas diferentes, sendo lenta para a tensão de saída e outra mais rápida para controlar a corrente no indutor. A malha de tensão irá gerar a referência para a malha de corrente. No final do capítulo serão apresentadas algumas conclusões preliminares sobre os controladores utilizados.

O projeto detalhado dos controladores é sumarizado no Apêndice III.

4.2 Redução do Conversor de Interligação para um Conversor *Buck* Equivalente

O conversor de interligação é composto por quatro conversores *Forward* com a entrada em paralelo e a saída em série. Seu pulso de comando é único para os quatro interruptores, permitindo que essa associação seja tratada como apenas um conversor. Valendo-se desse artifício, será encontrado um modelo equivalente para o levantamento das plantas a serem controladas.

O conversor *Forward* é um conversor *Buck* isolado, por isso a escolha dessa estrutura para representar um modelo equivalente do conversor de interligação. A vantagem dessa consideração consiste na simplicidade da planta encontrada a partir do

conversor equivalente. A Figura 4-1 (a) apresenta a estrutura original do conversor de interligação. A partir dessa é desenvolvida então a redução do modelo.

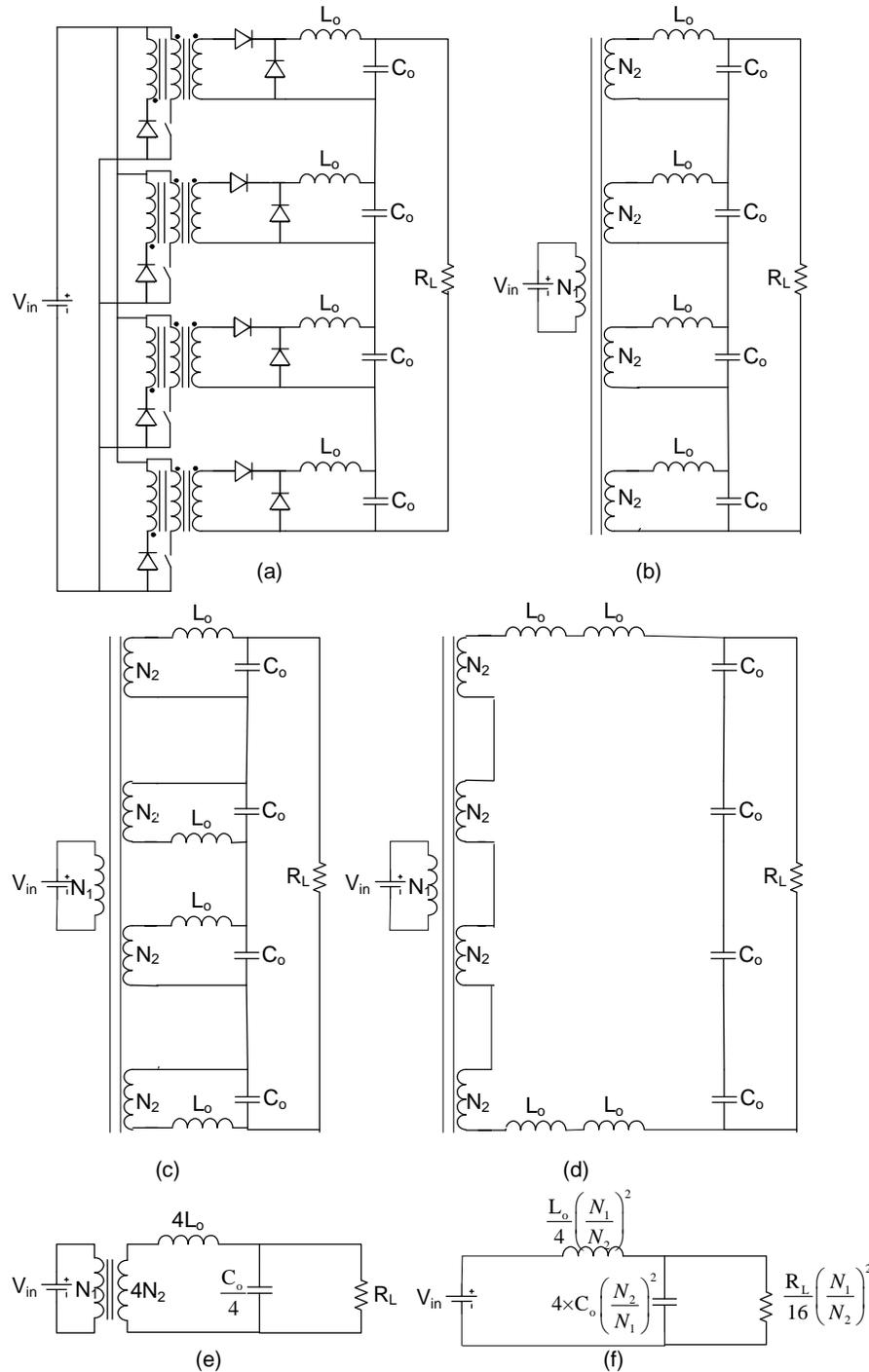


Figura 4-1 - Redução dos quatro conversores Forward para um Buck equivalente.

A Figura 4-1 (b) representa o conversor na etapa de operação em que o interruptor está conduzindo. A entrada dos conversores está em paralelo, e considerando que os

transformadores são idênticos, pode-se representá-los como sendo um único enrolamento primário com o mesmo número de espiras de um dos transformadores. Nos secundários dos transformadores os diodos foram suprimidos dessa representação, estando o diodo “D₁” representado por um curto-circuito, e o diodo “D_n” por um circuito aberto.

O próximo passo é a mudança de posição dos indutores de saída, conforme apresentado na Figura 4-1 (c). Essa mudança no secundário de cada um dos conversores é possível, sendo que a corrente que passa por esses é a mesma da posição anterior.

As saídas dos conversores estão em série, a corrente que circula por elas é a mesma. Os indutores de saída, em cada um dos conversores, estão submetidos a essa corrente, pode-se então considerar que estes estão em série, conforme apresentado na Figura 4-1 (d). Nota-se que os capacitores também estão em série, assim como os secundários dos transformadores.

O equivalente para as associações em série dos indutores, capacitores e dos enrolamentos secundários representa um conversor *Forward*. Para os indutores essa equivalência é determinada pela soma dos valores de indutância. Como todos são iguais, tem-se a indutância equivalente igual a quatro vezes o valor de um indutor de saída, conforme a equação (4.1).

$$L_{eq2} = 4 \times L_o \quad (4.1)$$

Para os capacitores a associação em série é apresentada na equação (4.2). No resultado final deve-se considerar que todos os capacitores são iguais.

$$\frac{1}{C_{eq2}} = \frac{1}{C_{01}} + \frac{1}{C_{02}} + \frac{1}{C_{03}} + \frac{1}{C_{04}} \quad (4.2)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_o}{4}$$

Os secundários dos transformadores podem ser considerados nesse caso fontes de tensão e, como estão em série e tem o mesmo número de espiras, pode-se representá-lo conforme a equação (4.3).

$$N_{2eq} = 4 \times N_2 \quad (4.3)$$

Essas equações determinam os parâmetros do circuito apresentados na Figura 4-1 (e). O transformador equivalente apresenta o mesmo enrolamento primário e a soma das espiras dos enrolamentos secundários. Utilizando agora essa nova relação de transformação, podem-se refletir todos esses parâmetros para o primário do transformador, resultando no circuito apresentado na Figura 4-1 (f). A Tabela 4.1 apresenta os valores para o conversor *Buck* equivalente, a partir dos quatro conversores *Forward*.

Esse modelo está deduzido para a associação de quatro conversores, porém a mesma metodologia pode ser aplicada para uma associação com número de conversores

diferentes. A Figura 4-2 traz o conversor *Buck* equivalente, sendo os parâmetros L_o , C_o e R_L provenientes dos quatro conversores *Forward*.

Tabela 4.1 - Valores equivalentes para o modelo reduzido do conversor *Buck*.

Resistor de carga equivalente	$R_{eq} = \frac{R_L}{16} \times \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$
Capacitor equivalente	$C_{eq} = 4 \times C_o \times \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$
Indutor Equivalente	$L_{eq} = \frac{L_o}{4} \times \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$

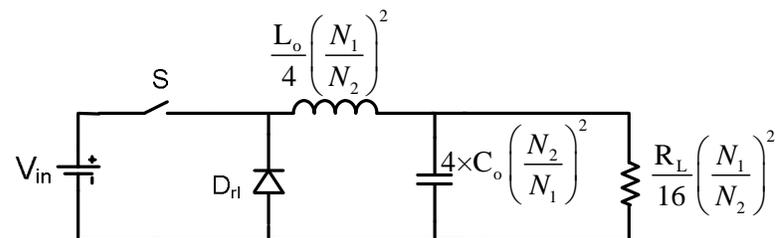


Figura 4-2 - Conversor *Buck* equivalente aos quatro conversores *Forward*.

O conversor *Buck* equivalente apresentado deve ter as mesmas características dinâmicas do conversor de interligação. Para comprovar que são realmente equivalentes, criou-se um arquivo de simulação, utilizando-se do *software* PSim. Nesse arquivo têm-se os dois conversores alimentados pela mesma fonte, e sujeitos a degraus de carga de 50%.

A Figura 4-3 apresenta um resultado de simulação comparando as respostas da corrente de entrada, e da tensão de saída, do conversor de Interligação e do conversor *Buck* equivalente.

As tensões de saída não possuem o mesmo valor, o ganho estático dos conversores não é o mesmo, porém o comportamento de sua tensão é o mesmo, isso se deve ao fato de que, no conversor de interligação, tem-se a presença dos transformadores, o que não ocorre no conversor *Buck* equivalente.

Quanto à corrente de entrada têm-se os mesmos valores, e o mesmo comportamento em ambos os conversores, o que valida a redução do conversor de Interligação para um conversor *Buck* Equivalente.

A partir desta redução pode-se agora encontrar as plantas a serem controladas, tanto para o controle da tensão de saída, quanto para o da corrente no indutor.

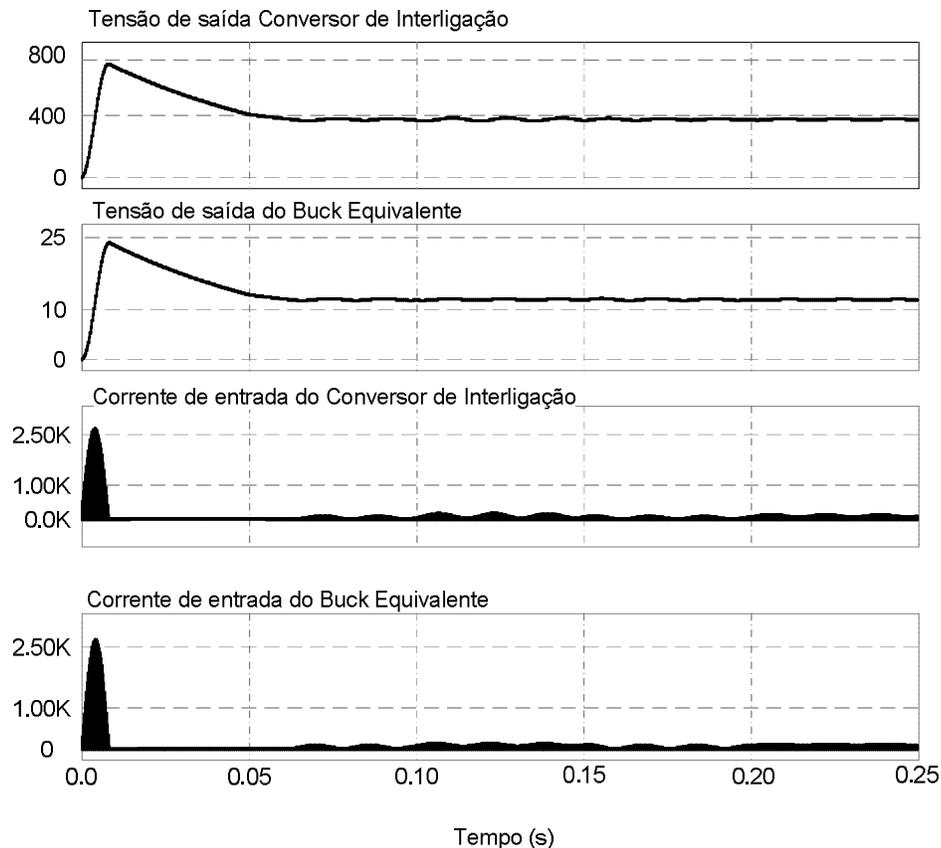


Figura 4-3 - Comparação entre o Conversor de Interligação e o Buck Equivalente.

4.3 Controle de Corrente

Com o modelo do conversor pode-se agora projetar um controlador para a corrente no indutor. Tal controle tem o intuito de evitar que a ondulação de corrente, criada pelo inversor de frequência conectado na saída do conversor de interligação, seja fornecida pela PEMFC, sendo que esta corrente deve estar isenta de ondulações.

Nesse circuito duas malhas de controle são possíveis apenas se entre elas existir uma diferença de dinâmica grande, caso contrário um controle terá influência sobre o outro. Assim, os controladores devem estar desacoplados dinamicamente. A malha de controle de corrente nesse caso é mais rápida que a de tensão.

4.3.1 Malha do Controle de Corrente

A malha de controle de corrente é apresentada na Figura 4-4. Tal malha traz o controlador de corrente $C_i(s)$, o ganho do modulador PWM G_{PWM} , a planta da corrente a ser controlada $H_i(s)$ e a medição dessa corrente $G_{medição}$.

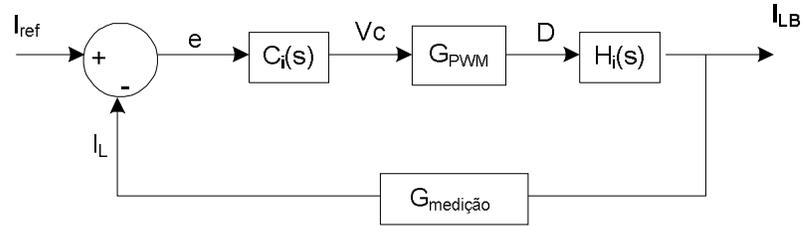


Figura 4-4 - Malha de controle da corrente.

A planta a ser controlada é obtida a partir dos parâmetros do conversor. A topologia do controlador define qual será a função de transferência $C_i(s)$. O modulador PWM e o sensor de medição serão representados por ganhos, com valores fornecidos por seus fabricantes.

4.3.1.1 Modelagem da Planta de Corrente no Indutor do Conversor *Buck*.

O circuito equivalente utilizado é apresentado na Figura 4-5, onde nota-se que a tensão de saída é considerada uma fonte ideal. Na entrada do conversor tem-se a representação de uma fonte, que varia seu valor com a mudança da razão cíclica.

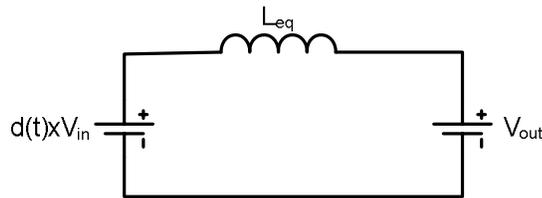


Figura 4-5 - Modelo do conversor *Buck* para extrair a planta do controle de corrente.

O somatório das tensões e a variação da corrente no indutor desse circuito são apresentados na equação (4.4).

$$V_{in} \times d(t) - L_{eq} \times \frac{di_L(t)}{dt} - V_o = 0 \quad (4.4)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \times (V_{in} \times d(t) - V_o)$$

Sendo:

$i_L(t)$ = Corrente do indutor equivalente.

A corrente no indutor e a razão cíclica têm variações em pequenos valores, que são consideradas perturbações ao seu ponto de operação, o que resulta na equação (4.5).

$$\begin{aligned} \frac{d(i_L(t) + \Delta i_L(t))}{dt} &= \frac{1}{L_{eq}} \times [V_{in} \times (d(t) + \Delta d(t)) - V_o] \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{d\Delta i_L(t)}{dt} + \frac{1}{L_{eq}} \times V_{in} \times \Delta d(t) + \frac{1}{L_{eq}} \times (V_{in} \times d(t) - V_o) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Sendo:

$\Delta i_L(t)$ = Perturbação na corrente do indutor;

$\Delta d(t)$ = Perturbação na razão cíclica.

Nas equações (4.4) e (4.5) foram isoladas as derivadas da corrente do indutor.

Agora essas podem ser igualadas, conforme apresentado em (4.6).

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_{eq}} \times (V_{in} \times d(t) - V_o) &= -\frac{d\Delta i_L(t)}{dt} + \frac{1}{L_{eq}} \times V_{in} \times \Delta d(t) + \frac{1}{L_{eq}} \times (V_{in} \times d(t) - V_o) \\ \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{eq}} \times V_{in} \times \Delta d(t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Na equação resultante da simplificação aplica-se a transformada de Laplace, apresentada na equação (4.7).

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\left\{\frac{d\Delta i_L(t)}{dt}\right\} &= \mathcal{L}\left\{\frac{1}{L_{eq}} \times V_{in} \times \Delta d(t)\right\} \\ \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D(s)} &= \frac{V_{in}}{s \times L_{eq}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Tem-se então como resultado a função de transferência da planta para o controle da corrente. A saída é a variação da corrente no indutor e a entrada a variação da razão cíclica. Com os parâmetros do conversor *Buck* equivalente e utilizando a tensão mínima de entrada tem-se como curva de ganho a apresentada na Figura 4-6. A indutância equivalente possui o valor de $L_{eq} = 11,97 \mu\text{H}$.

A equação e o gráfico de ganho que representam a planta de corrente demonstram que o circuito é de primeira ordem.

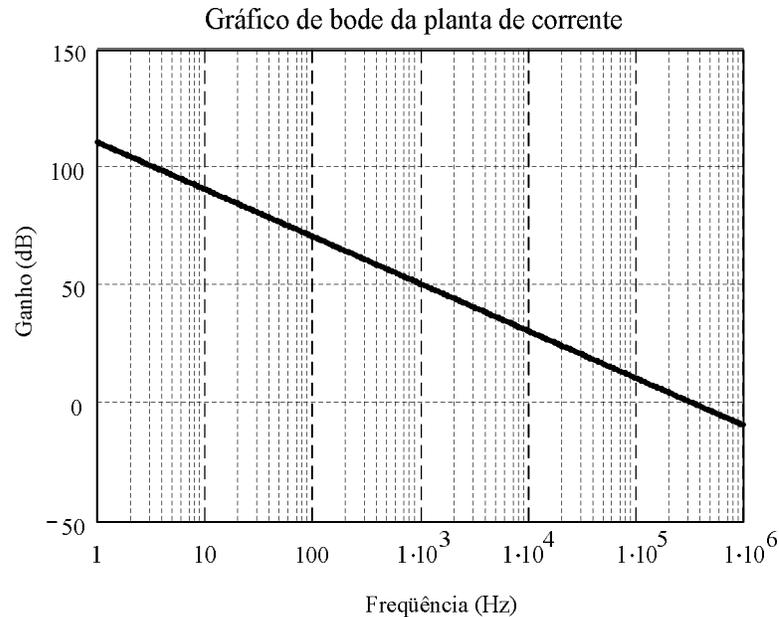


Figura 4-6 - Curva de ganho da planta de corrente do conversor Buck equivalente.

4.3.1.2 Malha do Controle de Corrente com os Filtros de Medição

Durante a implementação do conversor de interligação, constatou-se que o sinal de medição de corrente possuía ruído em excesso, o que não permitia um correto funcionamento do controlador. A necessidade de um sinal com maior qualidade para a medição de corrente, fez com que fossem utilizados filtros para atenuar o ruído, esses parâmetros só puderam ser definidos com o conversor operando em malha aberta, e verificando-se através de um osciloscópio a qualidade do sinal medido.

Os parâmetros desses filtros foram determinados através de ajustes de bancada, e mudaram o comportamento da malha original de controle. Tem-se agora essa malha com outra configuração conforme apresentado na Figura 4-7.

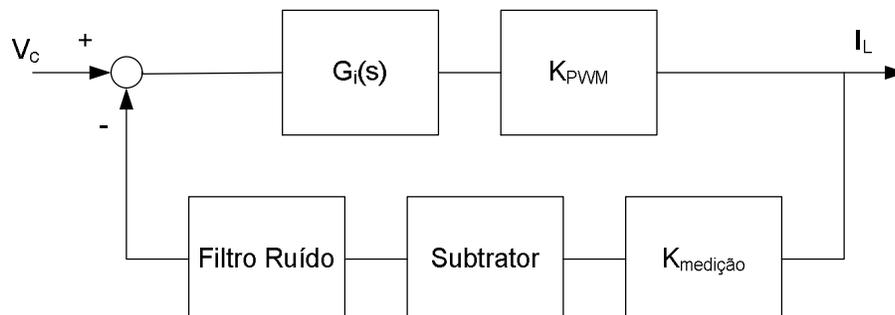


Figura 4-7 - Malha de controle de corrente com os filtros de medição, e sem o controlador.

A planta da corrente, bem como o ganho atribuído à geração dos pulsos de comando (K_{PWM}) e o ganho da medição ($K_{medição}$), são os mesmos da malha anterior. A alteração ocorre após medição da corrente do indutor.

Ganho do Medidor ($K_{medição}$).

Para medição de corrente utilizou-se de um sensor isolado, que possui uma tensão de saída proporcional à corrente que está medindo. A necessidade de isolamento da saída em relação à entrada do conversor contribuiu decisivamente para a escolha desse método de medição. O ganho do medidor é determinado pelo fabricante, conforme descrito em [24].

Subtrator

O sensor de medição isolado de corrente possui um nível CC na tensão de saída, ou seja, mesmo sem corrente alguma ele possui um valor mínimo de 2,5V de tensão. Com o intuito de se evitar essa característica utilizou-se um subtrator, que retira o valor médio da saída do sensor. Isso faz com que o valor medido seja uma tensão proporcional a corrente do circuito de potência.

Para reduzir os problemas causados pelo ruído, no subtrator foram colocados capacitores na realimentação, que permitem que o ruído não seja processado pelo AMPOP. Os valores desses capacitores foram obtidos através de ajuste de bancada.

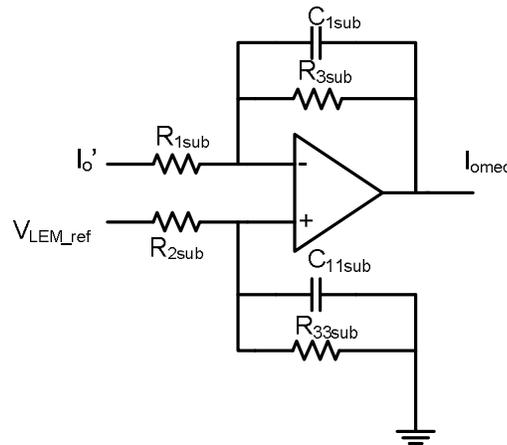


Figura 4-8 - Subtrator na medição de corrente.

Tal configuração gera a função de transferência do subtrator, apresentada em (4.8)

$$G_{sub}(s) = \frac{R_{3sub}}{R_{1sub}} \times \left(\frac{1}{s \times R_{3sub} \times C_{1sub} + 1} \right) \quad (4.8)$$

A estrutura resultante do subtrator tem como característica um pólo e um ganho. A combinação dos resistores fornece o ganho do subtrator, e é fixada em 2,7 (8,6 dB), por ser um valor que resultará em um sinal próximo em grandeza à referência do controlador de corrente. O pólo, determinado principalmente pelo capacitor, acabou tornando-se uma imposição da necessidade de um bom sinal medido da corrente. Nos testes de bancada o valor determinado foi o que apresentou o melhor sinal de saída (I_{omed}).

Filtro do Ruído

Na saída do subtrator ainda encontra-se um sinal com muito ruído, surgindo assim à necessidade de colocar-se um filtro para a alta frequência do sinal medido. Um capacitor foi utilizado e resultou em mais um pólo do sistema, com a função de transferência determinada em (4.9).

$$G_{filt}(s) = \frac{1}{s \times C_{filt} \times R_{filt} + 1} \quad (4.9)$$

O valor desse pólo é determinado pela resistência R_{filt} e pelo capacitor C_{filt} . O resistor em questão é o mesmo da entrada do controlador de corrente, e o capacitor foi escolhido de forma experimental.

4.3.1.3 Determinação da Estrutura do Controlador

O controlador precisa ser especificado de modo a rejeitar a frequência de 120Hz que a carga consome e, sua dinâmica deve ser diferente do controlador de tensão, pois somente assim o modelo utilizado é válido.

Foram utilizados filtros com o intuito de reduzir os ruídos de medição, mudando a dinâmica da malha de corrente inicialmente proposta. Os parâmetros desses filtros foram determinados por meio de experimentação e seus valores não podem ser alterados, pois com eles foi obtida a melhor característica do sinal de medição.

Uma análise da margem de fase e frequência de cruzamento da malha de corrente, sem a presença do controlador é necessária para que o controlador, que virá a ser inserido nessa, possa atingir as especificações de funcionamento.

A Figura 4-9 apresenta o gráfico de ganho e de fase da malha de corrente, sem a presença do controlador. Pode-se notar uma frequência de cruzamento de 360HZ, o que proporciona uma margem de fase de aproximadamente 32°. Tal margem de fase confere estabilidade ao sistema, porém a dinâmica lenta pode fazer com que as malhas de controle de tensão e de corrente tenham influência uma sobre a outra. Para evitar que isso ocorra se faz necessário o aumento da frequência de cruzamento.

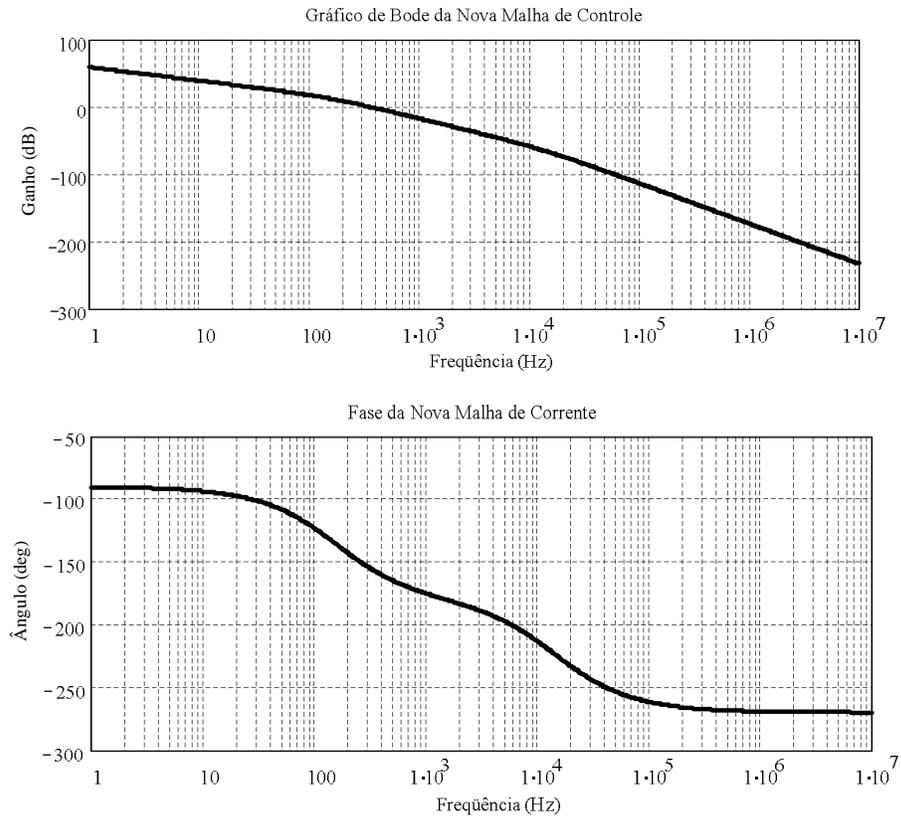


Figura 4-9 - Ganho e Fase da nova malha de corrente.

As medições, na experimentação prática, apresentaram um ruído na frequência de comutação na medição de corrente na entrada do controlador. Com o intuito de reduzir esse ruído no sinal compensado, optou-se por utilizar um controlador com um pólo, que dará um ganho no circuito para aumentar a frequência de cruzamento, e reduzirá o ganho dos ruídos na frequência de comutação (50KHz).

A Figura 4-10 apresenta a estrutura utilizada como controlador de corrente.

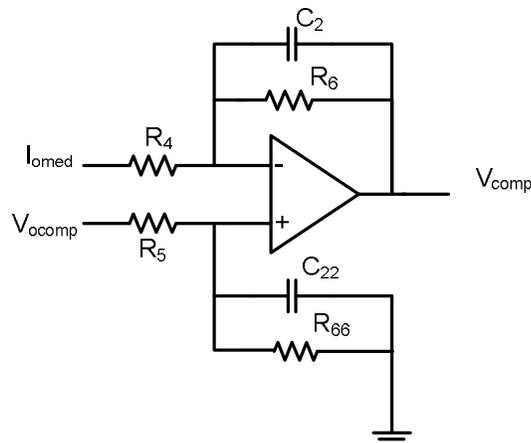


Figura 4-10- Controlador de corrente.

Utilizando um ganho de 20dB no controlador e uma frequência do pólo em 5 KHz, tem-se o gráfico de bode apresentado na Figura 4-11.

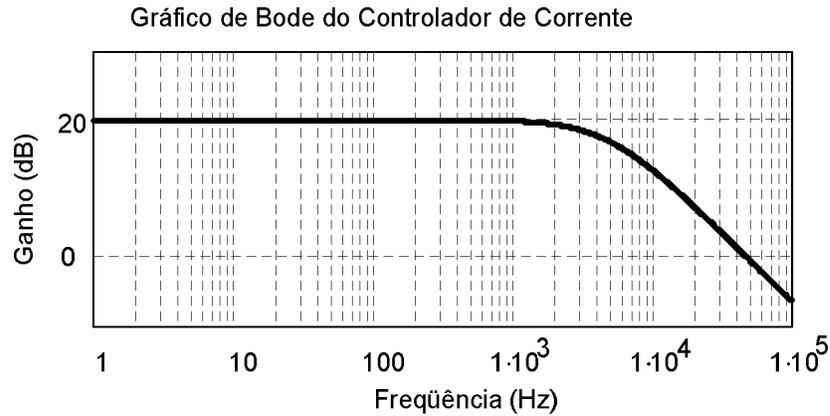


Figura 4-11 - Gráfico de Bode do controlador de corrente.

O controlador tem um ganho de zero dB em 50 KHz. Para analisar seu comportamento em malha fechada será traçado o gráfico de Bode da função de malha aberta, o mesmo da

Figura 4-9, porém com a presença do controlador.

A Figura 4-12 traz os gráficos de Bode e de fase da planta completa da corrente em malha aberta, já com a presença do compensador projetado. Onde se tem a frequência de cruzamento em 2.8 kHz, o que deixa uma margem de fase de aproximadamente 65°.

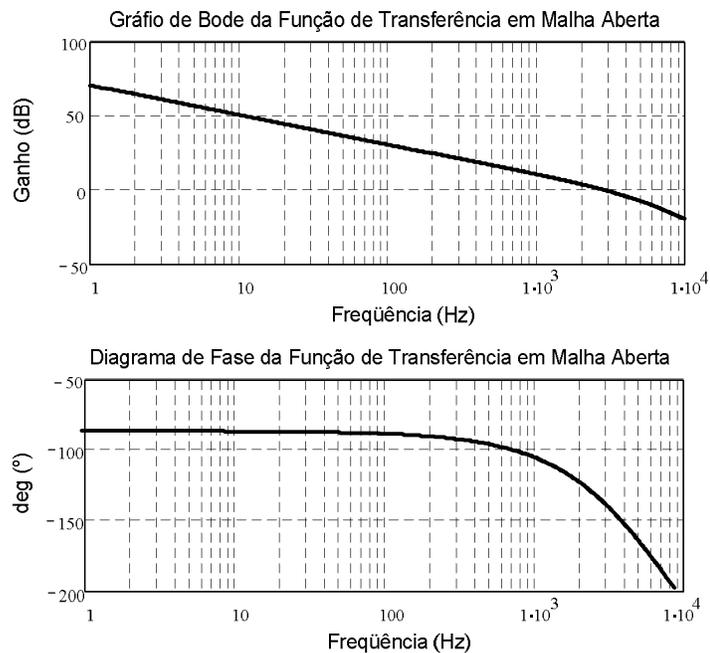


Figura 4-12 - Gráfico de Bode e diagrama de fase da malha de corrente em aberto.

O controlador de corrente levou a planta para uma dinâmica mais rápida que a anteriormente apresentada, sendo que sua margem de fase apresentou um valor adequado e o sistema será estável.

4.3.2 Controle da Tensão

O controle do conversor de interligação será composto por uma malha de corrente, mostrada anteriormente, e por uma malha de tensão. Esta última terá como função controlar a tensão de saída, e criar uma referência para o controle da corrente. O controlador de tensão terá uma dinâmica mais lenta que o de corrente, e será composto por uma estrutura PI, com o intuito de ter erro zero em sua saída.

A malha de controle de tensão é apresentada na Figura 4-13.

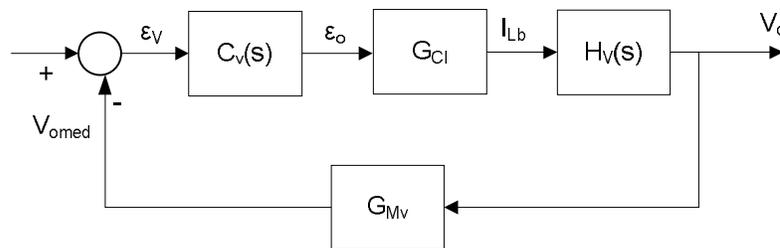


Figura 4-13 - Malha de controle da tensão.

A malha de controle de tensão é representada pela planta do conversor $H_V(s)$, pelo ganho da planta de corrente G_{CI} , pelo controlador de tensão $C_V(s)$, e pela medição da tensão de saída G_{MV} , representada por um ganho.

4.3.2.1 Modelagem da Planta de Tensão do Conversor *Buck* Equivalente

A planta de tensão do conversor *Buck* equivalente, pode ser encontrada após a consideração que a corrente do indutor é constante, e pode ser substituída por uma fonte de corrente ideal, como apresentado na Figura 4-14.

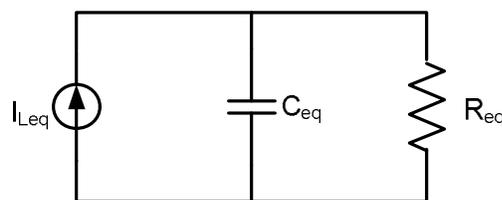


Figura 4-14 - Modelo do conversor *Buck* para extrair a planta do controle de tensão.

O conversor de interligação tem em sua saída um inversor de frequência na configuração meia-ponte. A entrada deste possui os capacitores de barramento, que acabam influenciando na capacitância da planta a ser controlada. Por isso, no projeto

deste controlador, a capacitância C_{eq} é composta pelos capacitores de saída do conversor e pelos capacitores de entrada do inversor meia-ponte, refletidos ao primário do *Buck* equivalente.

A análise das correntes desse circuito é apresentada na equação (4.10).

$$i_{Leq}(t) = i_{co}(t) + i_{Req}(t) \quad (4.10)$$

As correntes do capacitor e do resistor podem ser representadas em função da tensão de saída, conforme apresentado na equação (4.11).

$$i_{Leq}(t) = C_{eq} \times \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R_{eq}} \quad (4.11)$$

As variáveis nessa expressão serão a corrente do indutor $i_{Lo}(t)$ e a tensão de saída $v_o(t)$. Pode-se agora aplicar a transformada de Laplace na expressão e obter uma representação no domínio da frequência, conforme equação (4.12).

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{i_{Leq}(t)}{C_{eq}} = \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{C_{eq} \times R_{eq}} \right\} \quad (4.12)$$

$$\frac{I_{Leq}(s)}{C_{eq}} = s \times V_o(s) + \frac{V_o(s)}{C_{eq} \times R_{eq}}$$

A função de transferência que relaciona a entrada e a saída é obtida isolando-se a corrente e a tensão, conforme a equação (4.13).

$$\frac{V_o(s)}{I_{Leq}(s)} = \frac{R_{eq}}{s \times C_{eq} \times R_{eq} + 1} \quad (4.13)$$

Esta função de transferência representa as variações da tensão de saída em função da corrente do indutor. Para o projeto considerou-se a carga nominal, sendo que após a definição dos parâmetros do controlador, testou-se a eficácia do mesmo, através de simulações com variações da carga.

4.3.2.2 Controlador de Tensão

A Figura 4-15 apresenta a configuração PI utilizada para o controlador de tensão.

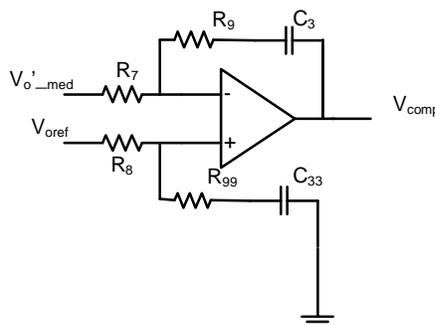


Figura 4-15 - Controlador de tensão.

Este controlador tem a função de transferência apresentada na equação (4.14).

$$\frac{V_{comp}(s)}{V_{o'_{med}}(s)} = \frac{s \times C_3 \times R_9 + 1}{s \times C_3 \times R_7} \quad (4.14)$$

O controlador de tensão deve gerar a referência para o controlador de corrente. A saída do conversor está alimentando um inversor meia-ponte, que provoca uma ondulação na tensão e na corrente. O controlador deve filtrar essa ondulação para que ela não apareça na referência do controlador de corrente, pois isso implicaria em uma corrente com oscilação no indutor de saída.

O controlador PI tem por característica um ganho alto em baixas frequências, e possibilita um erro nulo em regime permanente a um degrau de referência. A frequência de corte define a dinâmica do controlador. Quanto mais próxima ao zero, mais lento esse será.

A frequência de corte do controlador foi definida em 1Hz, e o ganho do controlador em zero dB. Estes valores propiciaram as melhores respostas em simulação, e uma boa margem de fase. A Figura 4-16 apresenta o gráfico de Bode e a fase da função de transferência em malha aberta.

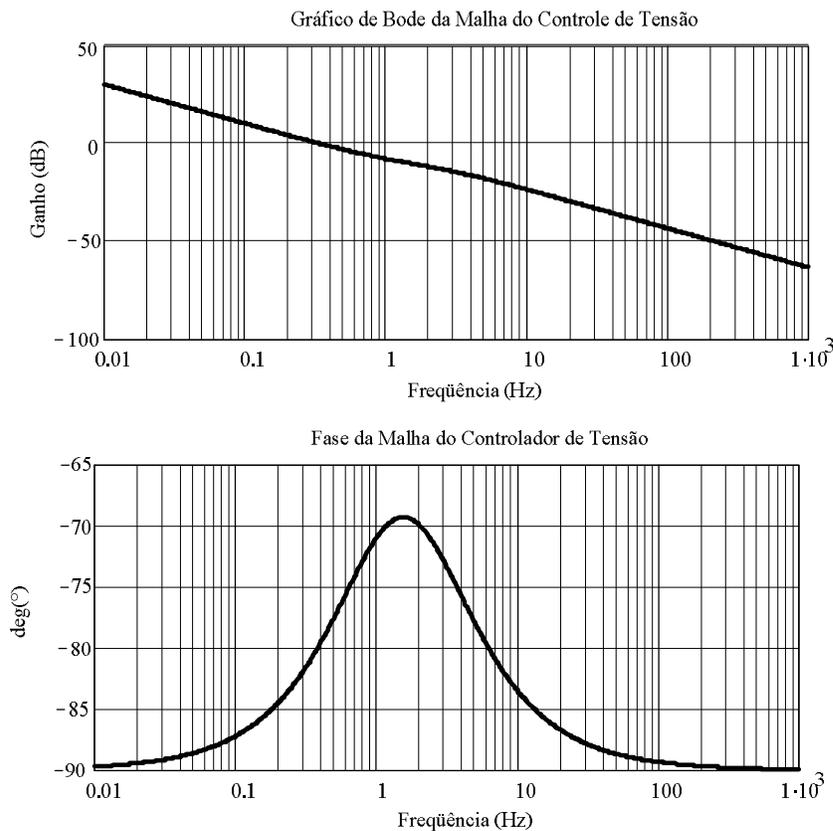


Figura 4-16 - Gráfico de Bode e fase da malha de tensão em aberto.

A margem de fase da planta de corrente está em 100° , e a frequência de cruzamento em 0,35 Hz. Isso implica que o controlador tenha uma dinâmica mais lenta que o da corrente, o que era uma exigência para o bom funcionamento do conversor de interligação. Caso contrário os modelos das plantas não seriam válidos para a determinação dos controladores.

4.4 Uso dos Controladores no Conversor de Interligação

Os projetos dos controladores de tensão e de corrente foram realizados para o conversor *Buck* equivalente. O conversor de interligação original, composto por quatro conversores *Forward* com entrada em paralelo e saída em série, pode usar os mesmos controladores, pois sua dinâmica é equivalente ao conversor *Buck*. O cuidado que deve ser tomado é no ajuste do ganho dos medidores, que devem ser adequados para os novos valores de tensão de saída e corrente do indutor.

A necessidade de utilizar um conversor isolado repete-se na implementação do seu controle. As medições das grandezas de saída devem ser isoladas do sinal de comando dos interruptores na entrada do conversor. Na implementação prática a isolação foi garantida pela medição, tanto da tensão de saída, quanto da corrente do indutor.

4.4.1 Medição e Controle de Tensão.

A medição de tensão é realizada por um divisor resistivo, utilizado para diminuir a tensão de saída para valores em torno de um Volt. O divisor será composto por um resistor, em série com um potenciômetro, o qual permitirá um ajuste mais preciso da tensão medida.

A Figura 4-17 apresenta como o divisor resistivo estará configurado.

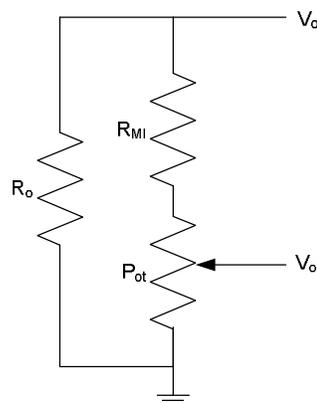


Figura 4-17- Divisor resistivo para medição da tensão de saída.

A tensão medida, chamada na Figura 4-17 de V_o' , possui valor proporcional a tensão de saída V_o . Para a implementação usou-se um resistor $R_{MI} = 270 \text{ K}\Omega$, e o potenciômetro de $5 \text{ K}\Omega$, esses componentes permitirão valores em torno de um Volt para V_o' . O ajuste do potenciômetro é necessário para a obtenção de um valor preciso de medição, e adequado com o valor de referência.

O circuito integrado UC3901 é utilizado então para isolar o sinal de medição da tensão de saída (V_o'). Tal componente tem a característica de gerar uma forma de onda quadrada em alta frequência, com amplitude proporcional a tensão medida [23]. Esse sinal alternado gerado pelo CI alimenta um transformador com núcleo toroidal, que tem no secundário um retificador de meia onda. O transformador é responsável pela isolamento do sinal medido.

A Figura 4-18 apresenta a forma como foi implementada a medição isolada da tensão de saída do conversor de interligação.

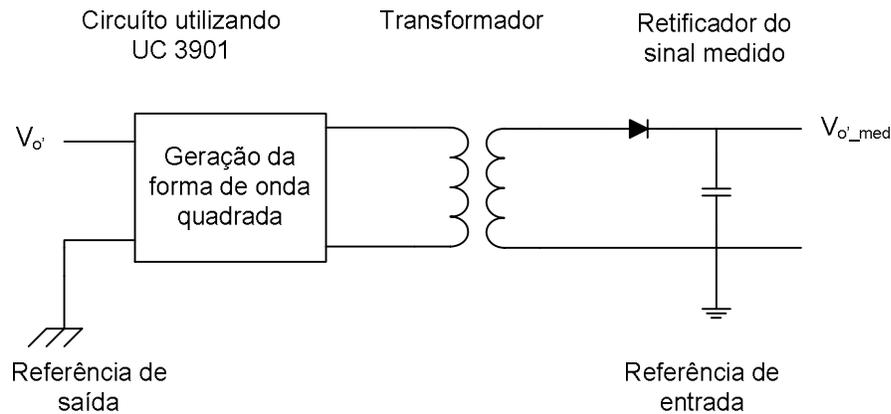


Figura 4-18 - Medição isolada da tensão de saída.

O sinal $V_o'_{med}$ será comparado com a tensão V_{oref} , demonstrado na Figura 4-15. O UC3901 é utilizado nesse caso em uma configuração para realização de medição. O controle propriamente dito será montado com sua referência (terra) igual a dos interruptores na entrada do conversor. A Figura 4-18 demonstra que a medição está na referência de saída e o sinal medido retificado está na referência de entrada, para ser comparado no controlador de tensão.

4.4.2 Medição e Controle de Corrente

O sensor utilizado para medir a corrente no indutor tem sua saída em tensão proporcional à corrente medida. O componente assegura a isolamento entre a medição e o sinal na sua saída [24], o que garante que a tensão de saída estará em um referencial (malha de terra) diferente do comando dos interruptores.

A saída do sensor de corrente possui um nível médio mínimo, que na nossa aplicação deve ser retirado da medição. Além disso, durante os testes realizados com o protótipo surgiu a necessidade de filtrar ruídos provenientes da medição dessa corrente. Tal tarefa será realizada por um circuito subtrator com filtro utilizando amplificadores operacionais, conforme já foi tratado no projeto do controlador de corrente. O ganho do subtrator foi definido de maneira a adequar os sinais medidos com a referência do controlador de corrente.

Será utilizado o Circuito Integrado LF347 [25], que possui quatro amplificadores com alimentação simétrica. Tal CI apresentou uma excelente resposta, mesmo com a presença dos ruídos de medição.

O Circuito integrado UC3525 é utilizado para geração dos sinais de PWM, tal CI é muito conhecido e empregado na indústria. Possui várias funções adicionais que serão utilizadas, como possibilidade de ajuste da frequência, fonte de alimentação interna de 5,1 V, usada para alimentar seus periféricos, partida em rampa para evitar que a corrente seja muito alta nesse transitório [26]. Essa partida foi inicialmente ajustada para um tempo de 4 segundos, por não ser uma especificação do funcionamento do circuito, e como a corrente de entrada do conversor é alta, qualquer pico de partida deve ser evitado.

A saída PWM do CI UC3525 irá alimentar um circuito amplificador, que aumenta a capacidade de corrente do circuito, para comandar de forma adequada os interruptores. A Figura 4-19 apresenta a configuração do *driver*.

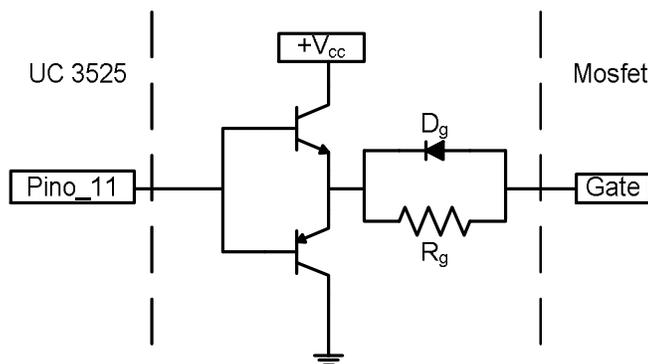


Figura 4-19 - Circuito de driver utilizado para acionar os interruptores.

O sinal de medição de corrente está isolado do comando dos interruptores através do sensor de medição, e o sinal de tensão através do transformador toroidal de comando da saída do CI UC3901. Essa isolamento é necessária e será obtida com essa configuração de medição e controle.

4.5 Conclusões

O conversor de interligação, composto por quatro conversores *Forward*, com entrada em paralelo e saída em série, tem como equivalente um conversor *Buck* com as mesmas características dinâmicas. As plantas a serem controladas podem então ser encontradas a partir desse conversor *Buck* equivalente, o que deixa essa tarefa mais simples por ser bem conhecida na literatura.

O conversor de interligação irá alimentar um inversor na configuração meia-ponte, que drena uma corrente com ondulação, nesse caso de 120 Hz. A PEMFC utilizada tem uma restrição em fornecer correntes com ondulação, logo o conversor de interligação deve bloquear a corrente em 120Hz consumida pela carga, para não prejudicar o funcionamento da PEMFC. Para isso apresentou-se um controle da corrente no indutor do conversor de interligação, com o intuito de rejeitar a ondulação de corrente consumida pela carga.

O conversor de interligação tem a necessidade de alimentar o barramento do inversor da UPS, sendo que sua tensão de saída também deve ser controlada. Assim sendo, tanto a tensão de saída quanto a corrente do indutor serão controladas. O controle da tensão de saída fornecerá a referência para o controle da corrente. Para que essa configuração funcione adequadamente e os modelos utilizados sejam válidos, é necessário que a malha de tensão seja mais lenta que a de corrente. Isso fica claro na diferença das frequências de cruzamento obtidas com o projeto dos controladores. Na malha de tensão obteve-se uma frequência de cruzamento de 0,35Hz, e na malha de corrente de 2,8KHZ, assegurando a diferença de dinâmicas necessárias para o bom funcionamento do conversor.

O ruído de medição encontrado na saída do sensor de corrente tornou-se um problema na primeira idéia de controlador desenvolvida. A necessidade de filtrar esse sinal medido fez com que o controlador fosse alterado para outra estrutura. O subtrator inicialmente utilizado acabou sendo substituído por um filtro passa baixa, o mesmo acontecendo com o controlador de corrente.

A utilização do controlador da tensão de saída com configuração proporcional e integrador (PI) justifica-se, pois nessa estrutura tem-se o erro nulo em regime e a dinâmica do circuito é mais lenta que em outros controladores.

A característica de ser isolado do conversor de interligação é mantida pelo seu circuito de medição e controle. Na medição de tensão a isolação foi obtida, com a utilização de um transformador isolador e um CI que gera uma onda quadrada proporcional ao sinal medido (UC3901). Na medição de corrente utilizou-se um sensor de corrente isolado, que tem a saída um sinal de tensão proporcional a corrente medida.

A eficácia dos controladores, bem como da estrutura de potência, serão testadas por meio de simulações numéricas apresentadas no próximo capítulo.

CAPÍTULO 5

Resultados Simulados

5.1 Introdução

Os capítulos anteriores trouxeram informações de como foram especificados os componentes do conversor de interligação. O objetivo agora é comprovar o funcionamento das estruturas de potência e de controle, através de simulações numéricas. Utilizando o software *Psim*, criou-se um arquivo de simulação e seus resultados serão aqui apresentados.

A simulação tem o objetivo de testar o funcionamento da estrutura de potência e de controle aos extremos. Portanto, são realizadas com variações de carga, variações paramétricas em cada conversor e no modelo da PEMFC, bem como, no inversor da UPS.

A alimentação do conversor de interligação é representada, na simulação, pelo modelo equivalente da PEMFC, enquanto a carga do conversor é modelada por um inversor meia-ponte, com os mesmos parâmetros encontrados na saída da UPS.

As principais grandezas analisadas são as tensão e corrente na entrada e saída do conversor de interligação. A ondulação de corrente em baixa e alta frequência não pode ser fornecida pela PEMFC, portanto, o controle de corrente e o filtro LCLC são responsáveis por evitar que isso ocorra.

5.2 Circuitos Utilizados na Simulação.

Na tentativa de se aproximar as simulações do circuito real que foi posteriormente montado, tomaram-se os cuidados de adicionar circuitos equivalentes presentes na estrutura completa. A fonte de entrada utilizada foi o modelo da PEMFC presente no laboratório. O filtro de entrada com a estrutura LCLC também foi incluído e analisado quanto à ondulação de corrente em alta frequência e picos de corrente de partida.

O conversor de interligação está representado com suas duas malhas de controle, a saber, tensão de saída e corrente no indutor. Criou-se um modelo equivalente ao sensor de medição da corrente, que está colocado em série com o indutor de saída. Tal modelo obedece às características apresentadas em [24].

5.3.1 Simulações com Carga Nominal

Os resultados simulados são obtidos quando se extrai a potência nominal na saída da UPS. O projeto do conversor de interligação foi idealizado para uma potência de saída da UPS em 700 W

Figura 5-3 apresenta as formas de onda na saída da UPS com carga nominal.

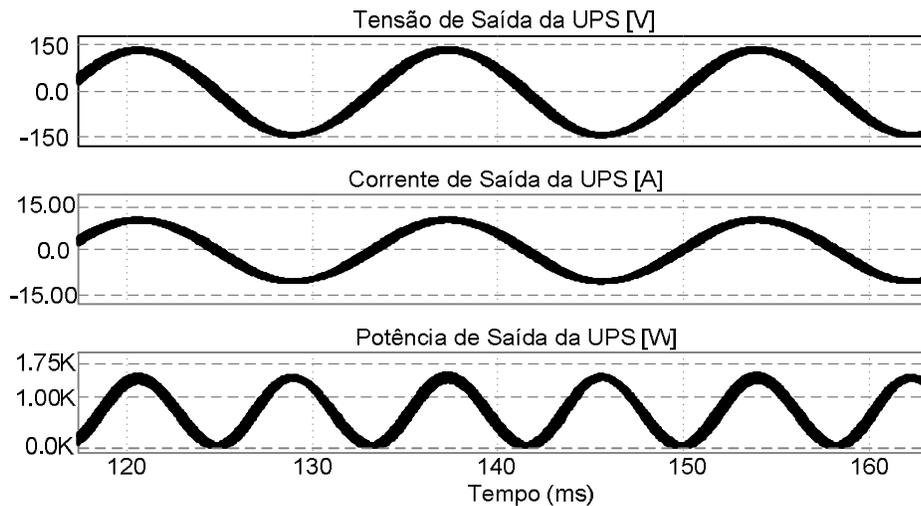


Figura 5-3 - Formas de onda na saída da UPS com carga nominal.

A potência média de saída obtida via simulação foi de 714 W, para resistência estabelecida em 13,8 Ω . Pode-se considerar tal carga como sendo nominal. A tensão de pico na saída do inversor manteve-se na metade da tensão de barramento de 300 V, como é característico dos conversores meia-ponte [27].

Quanto ao conversor de interligação, suas principais formas de onda de saída são apresentadas na Figura 5-4.

O valor médio da tensão de saída ficou regulada em 311 V, o valor médio da corrente no indutor estabeleceu-se em cerca de 2,35 A, enquanto a potência média de saída estipulou-se em 731 W. A tensão de saída possui uma oscilação devido, principalmente, ao conversor estar alimentando um inversor meia-ponte, que tem por características introduzir uma oscilação na corrente que o alimenta. A corrente de saída possui uma componente em alta frequência, que circula entre os capacitores de saída do conversor de interligação e os capacitores do barramento do inversor.

A ondulação em 120Hz, exigida pelo inversor meia-ponte, normalmente estaria sendo refletida na corrente de saída do conversor de interligação. Tal fato não ocorre, pois há a ação do controle de corrente do indutor, que foi utilizado justamente com o intuito de reduzir a ondulação na frequência que aparecia no primeiro protótipo. Na Figura 5-4 nota-

se que na corrente do indutor há a presença da ondulação em alta frequência e uma pequena ondulação em baixa frequência.

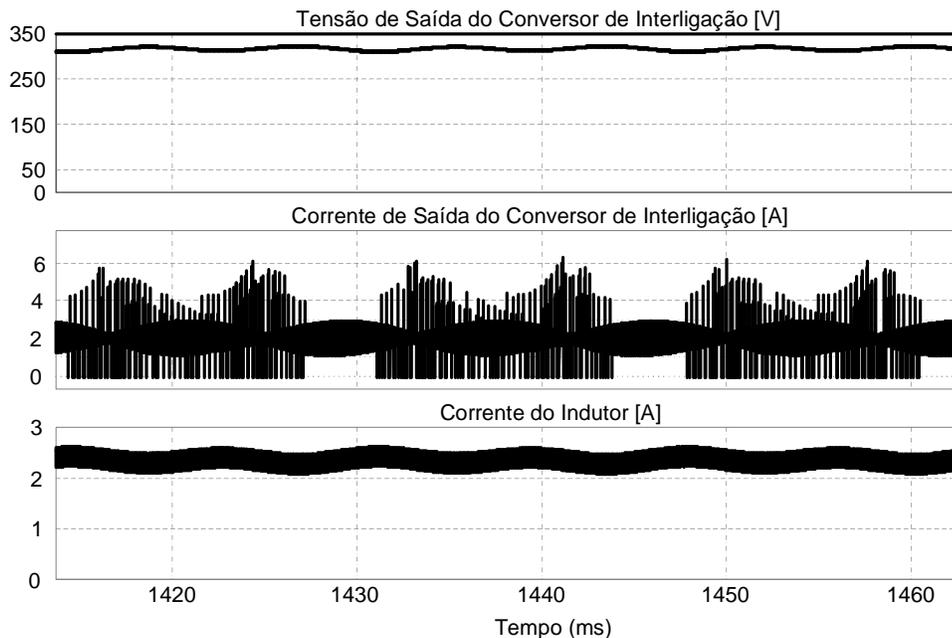


Figura 5-4 - Tensão e corrente simuladas na saída do conversor de interligação e corrente no indutor.

A Figura 5-5 apresenta um detalhe da ondulação em alta frequência da corrente de indutor, com uma variação de 0,4 A. Embora houvesse sido projetada para manter-se em 20%, nas simulações a ondulação não passou de 17%. Tal diferença ocorre devido ao fato de a razão cíclica ser menor que a considerada no projeto.

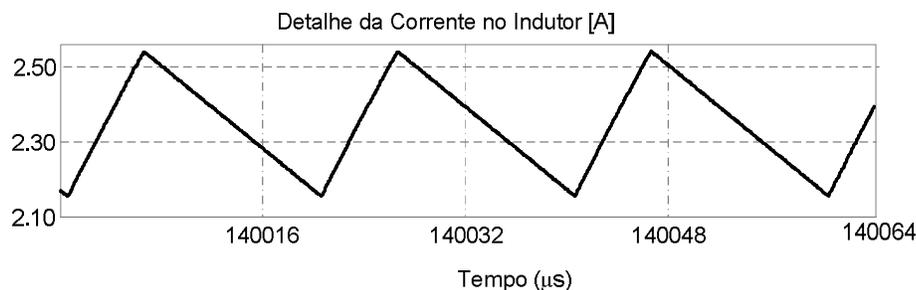


Figura 5-5 - Ondulação da corrente no indutor.

A Figura 5-6 apresenta a corrente e a tensão simuladas na saída do modelo da PEMFC que alimenta o conversor de interligação.

O valor de tensão média simulada na saída da PEMFC é de 31,8 V e a corrente média é de 23,6 A. A ondulação da corrente de saída da PEMFC é de 4,7 A, o que está dentro das especificações dos fabricantes da célula. A ondulação em alta frequência não aparece na entrada, mediante o emprego do filtro LCLC na saída da PEMFC.

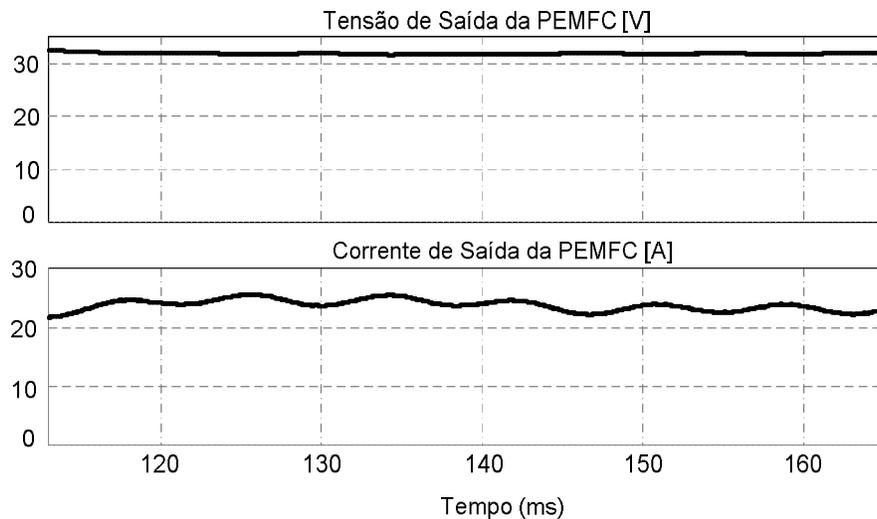


Figura 5-6 - Tensão e corrente na saída da PEMFC com carga nominal.

A Figura 5-7 apresenta as correntes em ambos os capacitores do filtro LCLC, detalhadamente.

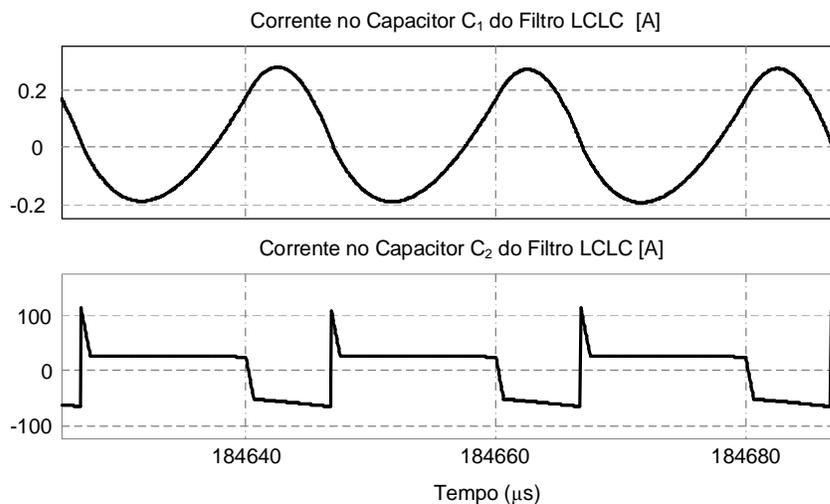


Figura 5-7 - Corrente nos capacitores de filtro LCLC.

As componentes em alta frequência são absorvidas pelos capacitores, sendo que o capacitor C₂ apresenta uma corrente eficaz de 47 A. É importante salientar que tal corrente será dividida entre os três capacitores nos testes com o protótipo. O capacitor C₁ possui uma corrente menor, apresentando apenas oscilação de baixa amplitude.

O filtro de entrada tem a função de absorver a componente em alta frequência e também de proporcionar uma corrente de partida com um valor que não prejudique o funcionamento da PEMFC. A Figura 5-8 apresenta a simulação do detalhe da corrente de partida na saída da célula.

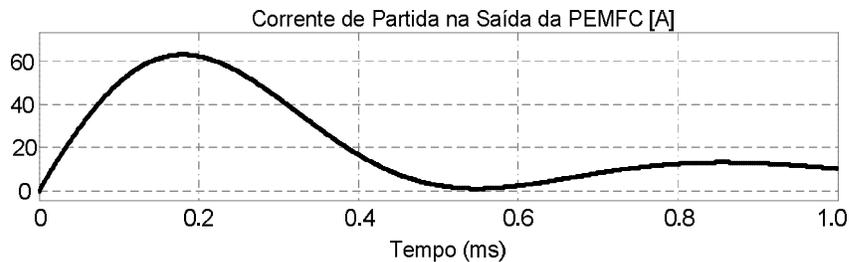


Figura 5-8 - Corrente de partida fornecida pela PEMFC.

A corrente fornecida pela PEMFC chega a um valor máximo de 62 A na simulação, durante a partida. Tal valor é considerado satisfatório por [12] e não prejudica o funcionamento da PEMFC.

5.3.2 Simulações com Degrau de Carga

A variação de carga, provocada durante a simulação, serve para comprovar o tempo de resposta do controle de tensão e de corrente. Para isso, aplica-se uma variação na carga conectada ao inversor de saída de 100 para 50% e acompanha-se o comportamento das grandezas.

O degrau de carga é aplicado quando a tensão de saída do conversor está operando em regime. A tensão de saída, por necessidade de desacoplamento das malhas, possui uma malha de tensão que pode ser considerada lenta. A corrente do indutor, ao contrário, possui uma malha de corrente rápida.

A Figura 5-9 apresenta a tensão de saída e a corrente no indutor do conversor de interligação.

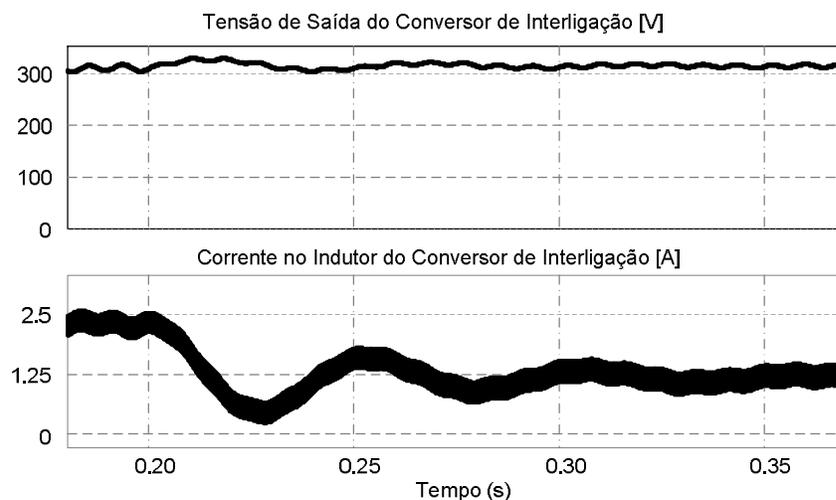


Figura 5-9 - Tensão de saída e corrente no indutor, simulados durante um degrau de carga.

A tensão de saída sofre uma pequena variação, porém seu valor se mantém em 311V. A corrente de saída segue com uma pequena oscilação em baixa frequência, conforme apresentada com carga nominal.

A Figura 5-10 apresenta a tensão e corrente fornecida pela PEMFC durante o degrau de carga na simulação.

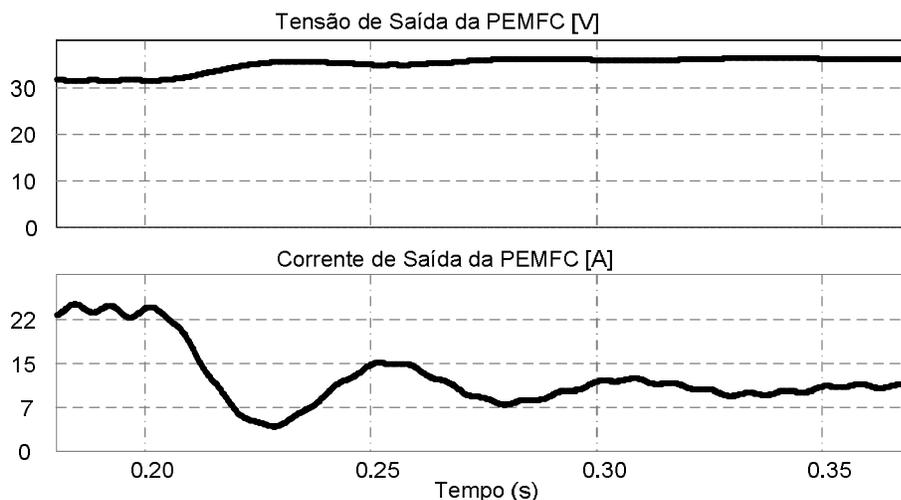


Figura 5-10 - Simulação da tensão e de corrente fornecidas pela PEMFC durante um degrau de carga.

A tensão de saída da PEMFC aumenta de valor devido à diminuição da corrente fornecida por essa, pois suas impedâncias internas têm uma influência menor na tensão de saída. A corrente diminui, mantendo a ondulação pequena, dentro dos parâmetros admitidos pelo fabricante.

5.3.3 Simulações sem Carga na Saída

Os controles de tensão e de corrente precisam ser testados aos extremos, por isso a necessidade de uma simulação com o conversor sem carga na saída. O artifício utilizado foi substituir o resistor na saída do inversor da UPS por um de valor maior, 1 M Ω . A Figura 5-11 apresenta a tensão de saída no conversor de interligação e a corrente do indutor.

A tensão de saída segue regulada em 314 V e a corrente é praticamente nula, somente alternando-se para manter a carga nos capacitores de saída.

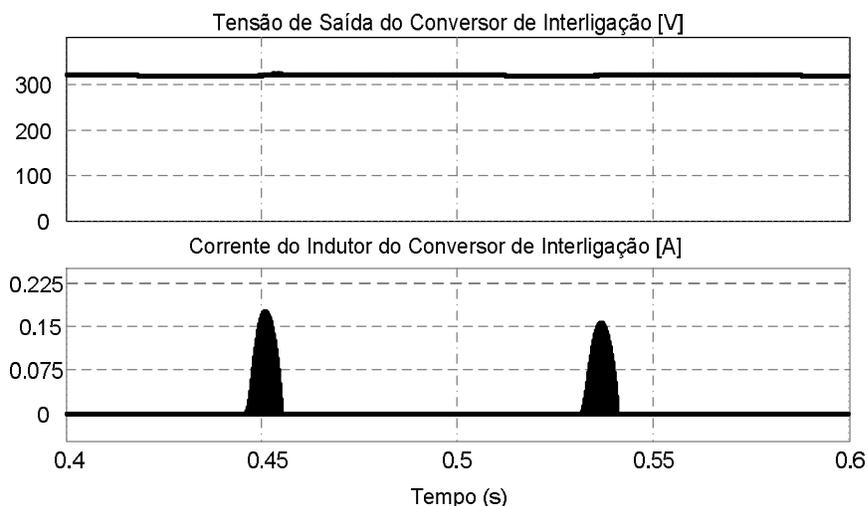


Figura 5-11- Tensa de saída do conversor de interligação e corrente do indutor, sem carga.

O filtro de entrada LCLC possui uma corrente inicial pequena, que foi comprovada na simulação em plena carga. O funcionamento desse filtro deve também ser testado com a ausência de carga, para se concluir que essas características se mantenham nessa situação.

A Figura 5-12 apresenta a corrente no início de funcionamento da PEMFC, estando o conversor de interligação a vazio.

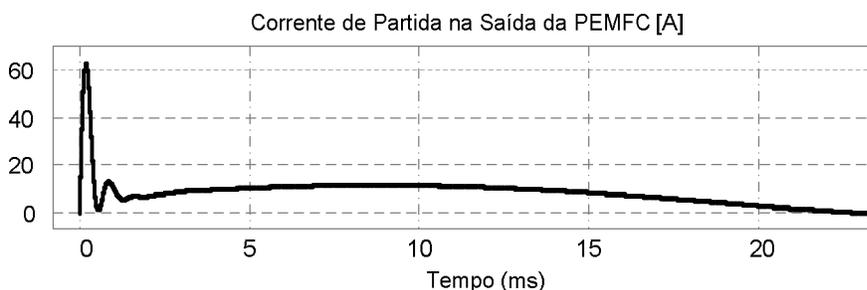


Figura 5-12 - Corrente de partida simulada da PEMFC.

O pico de corrente inicial não ultrapassa a corrente máxima suportada pela PEMFC [12]. Tem-se uma pequena corrente durante os primeiros 20 ms, sendo que após esse período, ela estabelece-se em um valor próximo a zero.

5.3.4 Simulações dos Sinais de Medição, Comando e Grampeador

Na simulação foi criado um modelo semelhante ao sensor de medição de corrente, com os mesmos parâmetros encontrados em [24]. Tal sensor possui uma saída de 2,5 V, mesmo na ausência de corrente no indutor. Para que esse valor não influencie no controle, será subtraído do sinal de saída do sensor, mediante o emprego de um bloco subtrator.

A Figura 5-13 apresenta a tensão na saída do sensor de corrente e do subtrator.

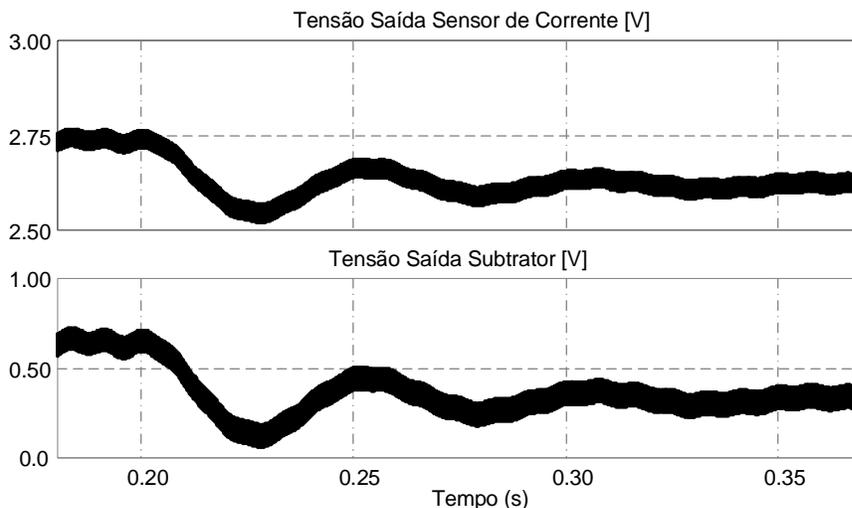


Figura 5-13 - Tensão de saída do sensor de corrente, tensão na saída do subtrator.

Na Figura 5-13 nota-se o mesmo comportamento de ambos os sinais, porém os valores são diferentes, o subtrator retira o sinal médio existente no sensor de corrente. O resultado apresentado é proveniente da simulação com degrau de carga, que é utilizada para que seu comportamento seja mais bem elucidado.

A tensão medida de saída, após passar pelo controlador, cria a referência para o controle de corrente, esse sinal de referência é apresentado na Figura 5-14.

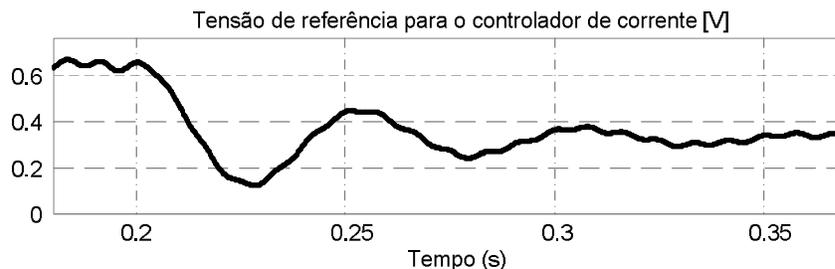


Figura 5-14 - Tensão de referência para o controle de corrente, durante um degrau de carga.

A tensão de referência simulada apresenta pouca oscilação quando está em regime. No degrau de carga, a corrente do indutor apresentada na Figura 5-9 tem comportamento semelhante ao da referência apresentada na Figura 5-14.

O controlador de tensão, que gera essa referência, foi especificado de maneira a amenizar a oscilação presente na tensão de saída. O seu ganho e frequência de corte foram determinados para que a oscilação da tensão medida tenha uma pequena influência no controle de corrente.

Figura 5-15 apresenta os resultados de simulação para o circuito grameador.

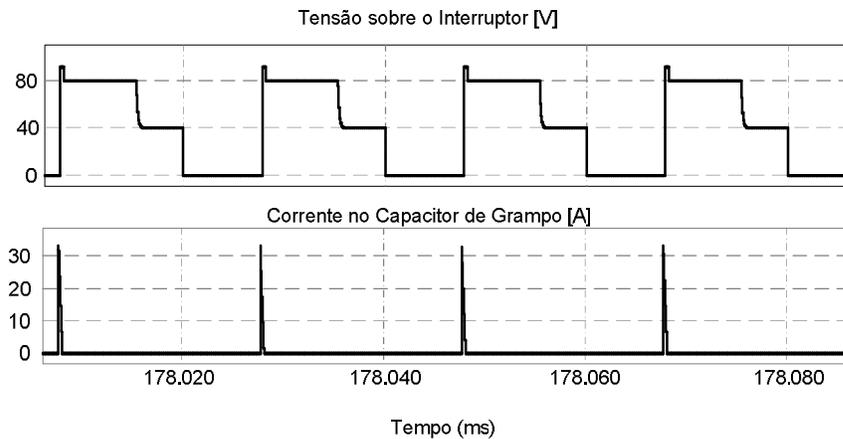


Figura 5-15 – Tensão no interruptor e corrente no capacitor de grampo.

5.4 Conclusões

A simulação numérica, aqui apresentada, serviu para comprovar a eficácia do projeto da estrutura de potência e de controle do conversor de interligação. Um arquivo de simulação foi elaborado após os dados dos circuitos terem sido calculados durante os projetos.

A utilização dos modelos deduzidos para a PEMFC e inversor da UPS, tem o intuito de tornar a simulação mais realística. As grandezas têm, assim, um comportamento mais semelhante ao que se espera encontrar no conversor implementado.

Os resultados obtidos foram satisfatórios, do ponto de vista da tensão que alimentará a UPS comercial e da corrente fornecida pela PEMFC. A tensão manteve-se sempre regulada: com a carga em seu valor máximo, variando, ou muito baixa. A corrente fornecida pela PEMFC tem valores aceitáveis de ondulação e de corrente de partida.

A ondulação da corrente em 120 Hz foi suprimida pelo controle de corrente no indutor, que bloqueia essas oscilações, fazendo com que fiquem confinadas nos capacitores do inversor. Espera-se que esse comportamento apareça nos resultados experimentais, que serão demonstrados na seqüência.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

A comprovação experimental se faz necessária, para validar os estudos até aqui realizados. A estrutura de potência do conversor, bem como a eficiência de seu controlador deve ser analisada através de testes em um protótipo. É necessário que se comprove o bom comportamento da PEMFC alimentando o conversor de interligação enquanto esse estiver fornecendo energia para o inversor da UPS.

Este capítulo traz alguns resultados, os mais relevantes, do funcionamento completo da UPS de longa autonomia. A primeira etapa de funcionamento, por questões de segurança do equipamento, é realizada com uma fonte CC no lugar da PEMFC, e o conversor de interligação tendo uma carga inteiramente resistiva. Após os testes de funcionamento completo do conversor, troca-se a fonte de entrada e a carga, para, somente então, verificar o comportamento da UPS em um teste completo.

Uma análise das formas de onda é apresentada, com foco na ondulação da corrente drenada da Célula e em seu comportamento mediante a aplicação de degraus de carga e entrada em funcionamento do conversor de interligação. As conclusões referentes aos resultados experimentais também são apresentadas.

6.2 Protótipo Implementado

A Figura 6-1 apresenta uma foto do protótipo construído para validar os estudos realizados. Os quatro conversores Forward podem ser observados pela presença de quatro transformadores e indutores.

O filtro de entrada ocupa um volume considerável do protótipo, porém, a escolha de uma topologia LC, que exigiria a adição de um circuito para partida, composto por um relé de alta corrente e de resistores, teria um volume e complexidade maiores ainda.

A placa do circuito de comando, colocada sobre os indutores de saída, apresenta os CIs de medição de tensão e geração dos pulsos de comando dos Mosfets. O sensor de corrente está disposto em série com um dos indutores de saída.

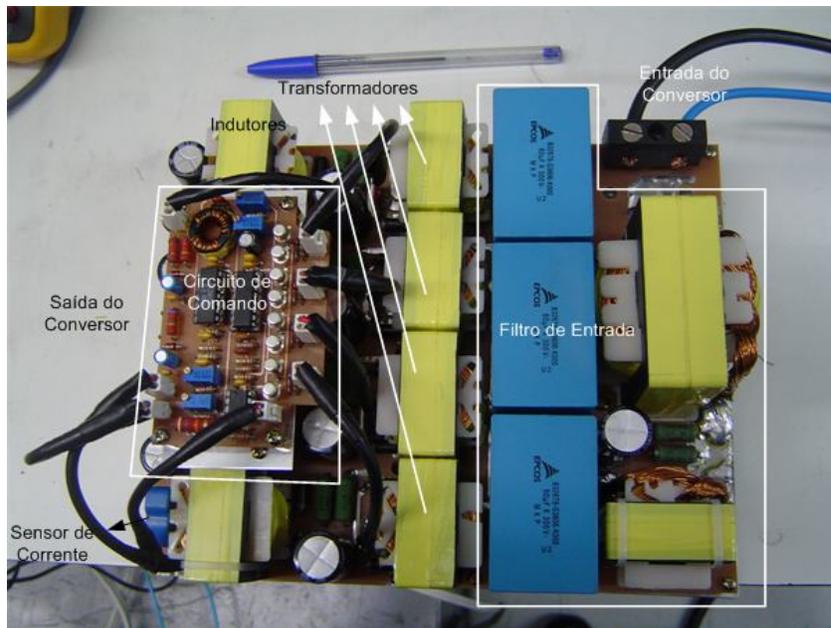


Figura 6-1- Foto do protótipo implementado.

6.3 Teste do Conversor de Interligação alimentado por uma fonte CC e alimentando uma carga resistiva.

O motivo do uso de uma fonte de corrente contínua, em vez de usar a PEMFC, nos primeiros testes, deve-se a mesma possuir limitação da corrente fornecida e possibilidade de variação da tensão de entrada.

Como carga, tem-se a conexão de resistores, com valores próximos aos nominais aos que o conversor de interligação está projetado para alimentar. A Figura 6-2 traz a configuração de fonte e carga utilizada nesse primeiro teste.

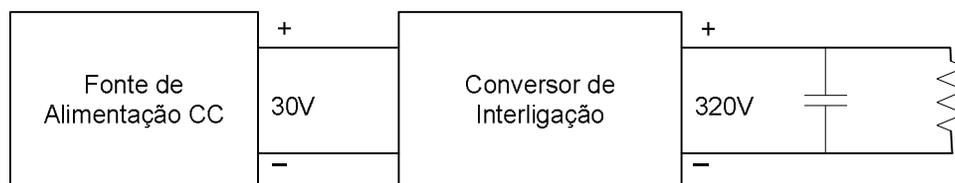


Figura 6-2 - Configuração do primeiro teste realizado com o protótipo.

O capacitor colocado na saída tem o mesmo valor do barramento do inversor da UPS. Isso foi utilizado para que o controlador atue sobre a planta para a qual foi projetado. A resistência de saída foi variada para testar o funcionamento do conversor para degraus de carga.

A Figura 6-3 apresenta as tensões e as correntes de entrada e de saída do conversor de interligação, para carga nominal.

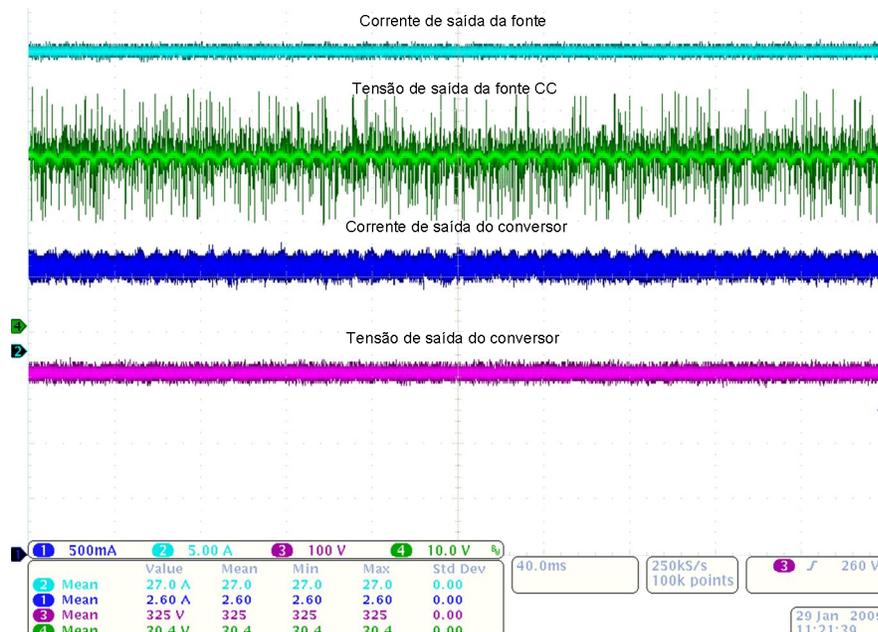


Figura 6-3 - Em ordem de cima para baixo: Corrente de entrada, tensão de entrada, corrente de saída e tensão de saída.

A tensão de saída, forma de onda mais abaixo, está com o valor fixo e controlado em 320V. A corrente de saída, segunda forma de onda mais abaixo, está em 2,5A, ou seja, próximo ao valor nominal. A corrente de entrada, mais ao alto, possui valor de 27A e apresenta pouca ondulação. A tensão de entrada, segunda de cima para baixo, pelo contrário, apresenta uma ondulação em 120Hz, fornecida pela fonte de alimentação.

O fato da ondulação da tensão fornecida pela fonte de alimentação não aparecer no restante das medições, é indício que o controlador de corrente está rejeitando essa perturbação de entrada.

A Figura 6-4 apresenta o comportamento da tensão e da corrente de saída em um degrau de carga de 50%.

Aumentando a carga conectada à saída, nota-se uma diminuição da tensão e um aumento da corrente. O tempo para que a tensão volte a se estabilizar é de aproximadamente 0,2 segundos. A tensão de saída mantém sempre o mesmo valor, com carga nominal ou metade dela.

A corrente de saída não apresenta nenhuma ondulação em 120Hz, apesar de estar sendo alimentada por uma fonte que introduz essa perturbação na entrada do conversor de interligação.

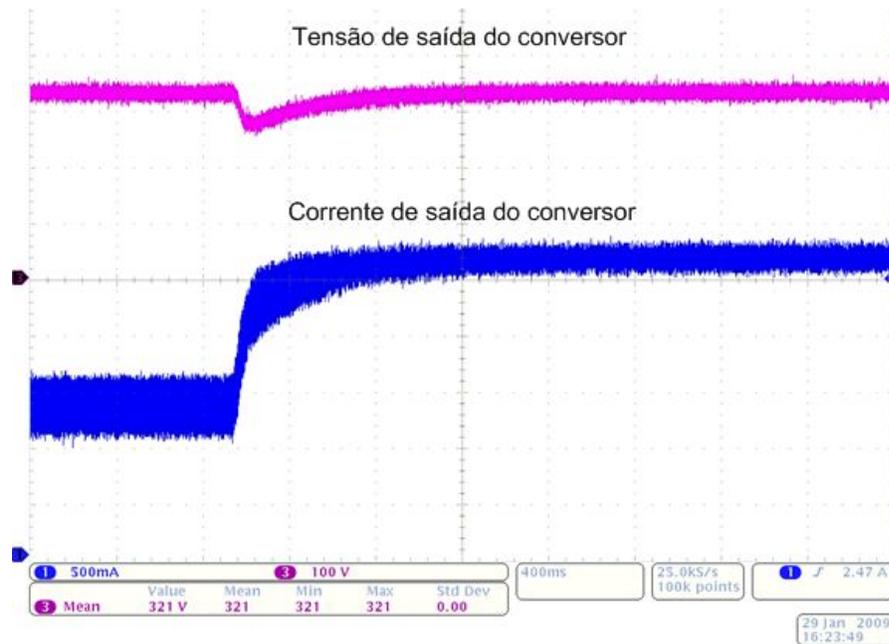


Figura 6-4 - Tensão de saída, forma de onda mais acima, e corrente de saída, mas abaixo. Após um degrau de carga.

A partida do conversor de interligação deve ser feita com o aumento gradativo da razão cíclica, para evitar que uma alta corrente inicial ocorra. Isso foi conseguido com o uso de um capacitor no pino oito do CI UC 3525 [26], responsável por gerar os pulsos de comando. O tempo estimado é de 4 segundos de partida durante o projeto.

A Figura 6-5 apresenta a corrente durante a partida do conversor de interligação.

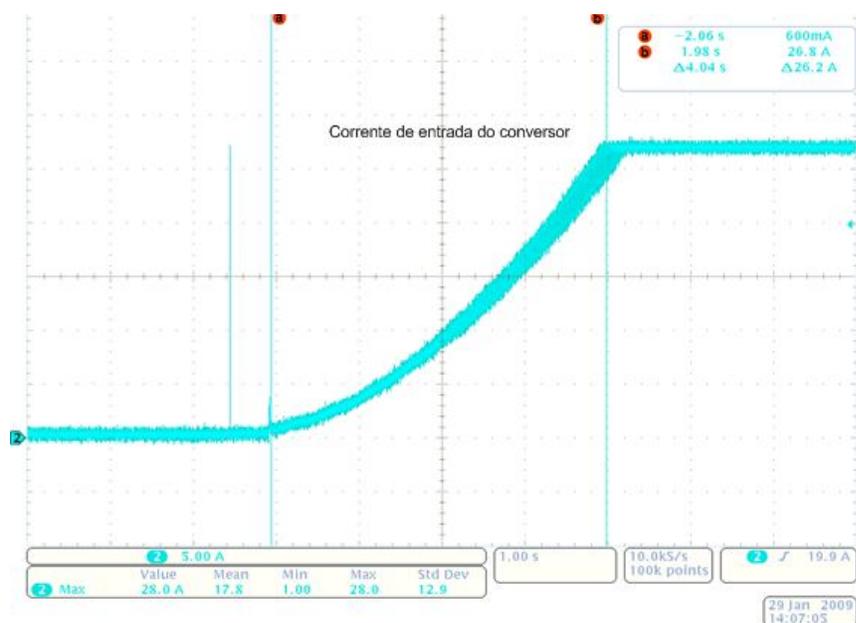


Figura 6-5 - Corrente de partida do conversor de interligação drenada da fonte.

A corrente de partida do conversor de interligação leva o tempo estimado de projeto para alcançar o regime de funcionamento, conforme apresenta a Figura 6-5.

A Figura 6-6 apresenta a tensão do primário e do secundário em um dos transformadores do conversor de interligação.

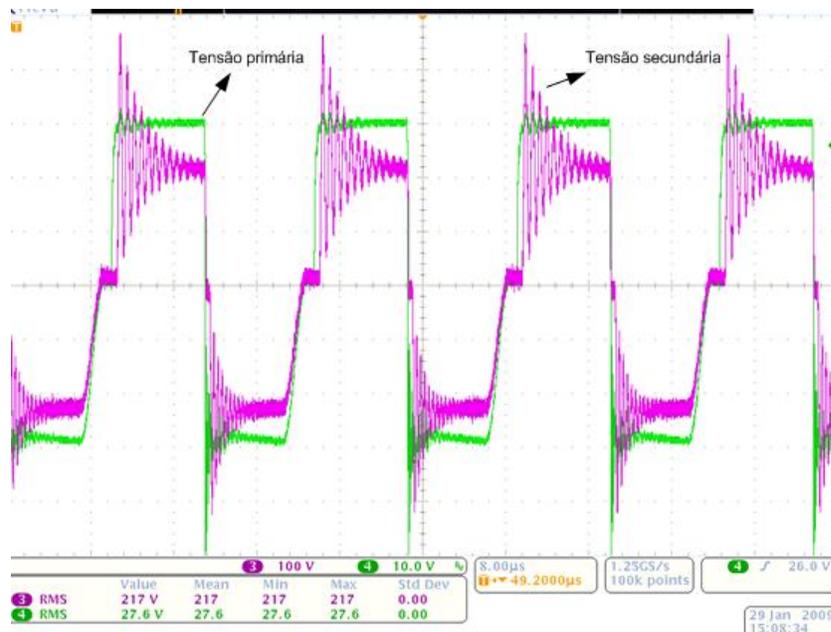


Figura 6-6 - Tensão do primário e do secundário do transformador.

A razão entre as tensões do primário e do secundário é de 7,86, estabelecendo-se muito próximo a relação de transformação, estipulada em oito. A tensão sobre o interruptor é apresentada na Figura 6-7.

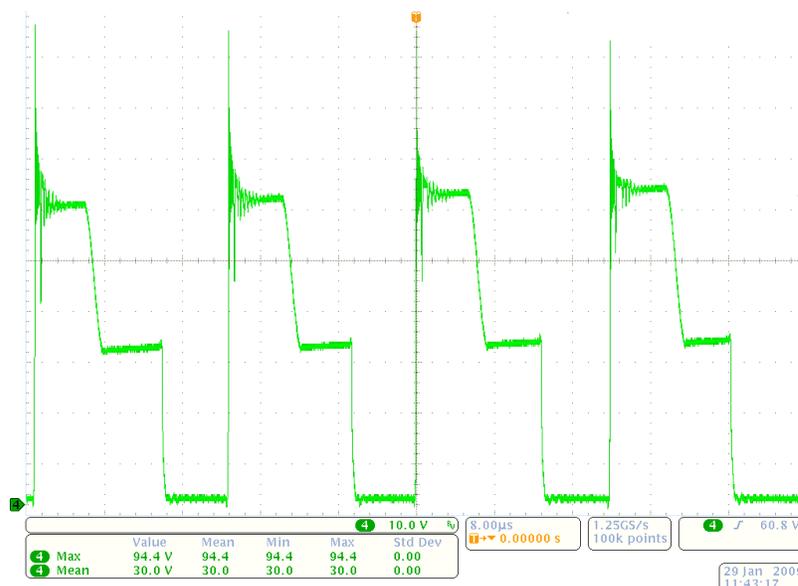


Figura 6-7 - Tensão no Interruptor.

A tensão sobre o interruptor apresenta um pico durante o bloqueio, e depois, sob ação do grampo, a tensão estabiliza-se com o dobro da tensão de entrada. Essa forma de onda prova a eficácia do circuito de grameamento utilizado, assim como a eficácia de comutação dos diodos.

A Figura 6-8 apresenta a tensão sobre os diodos do conversor de interligação.

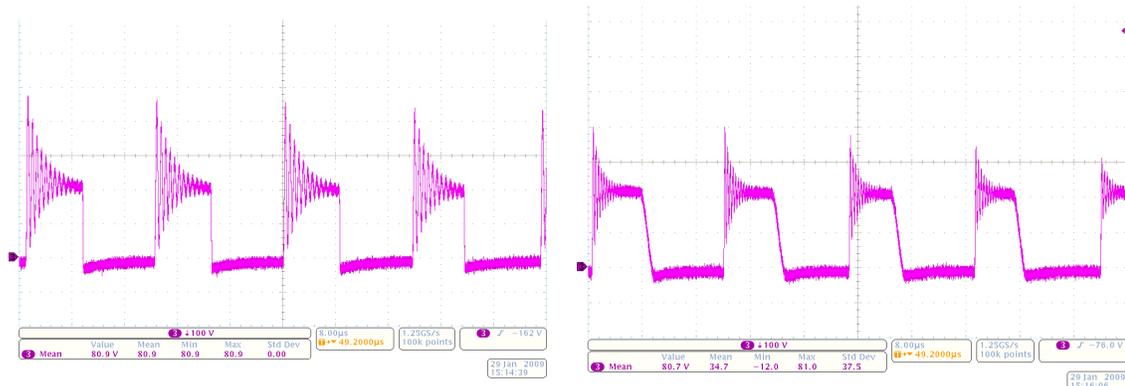


Figura 6-8 - Tensão sobre diodo retificador e diodo de roda livre.

Os diodos possuem uma ondulação na tensão quando estão bloqueados, ondulações provocadas por indutâncias parasitas presentes no Layout do conversor.

A medição da tensão de saída tem seu sinal isolado por um transformador, enquanto o CI UC 3901 gera uma forma de onda quadrada que alimenta seu enrolamento primário. A medição da corrente é realizada por um sensor isolado de corrente. A Figura 6-9 apresenta às formas de onda de ambas as medições.

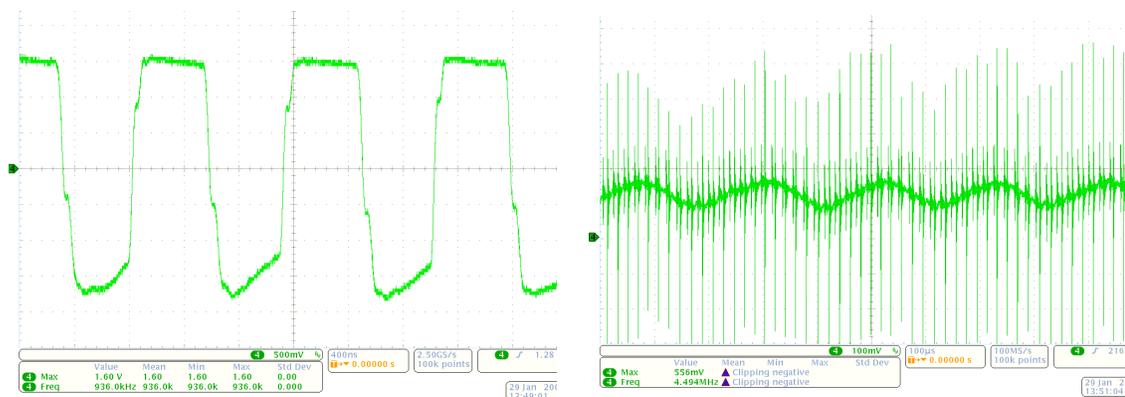


Figura 6-9 - Medição de tensão e de corrente.

A frequência da medição da tensão é de 940KHz. Esse sinal foi medido na saída do transformador isolador, com o referencial do primário do conversor. Na forma de onda da corrente medida, tem-se a presença dos ruídos que influenciaram diretamente na forma como o controlador foi projetado.

Nota-se que o ruído presente na medição é muito grande, inclusive com amplitudes negativas muito altas. Isso justifica a necessidade de se filtrar a medição de corrente, para que o controle possa atuar corretamente.

6.4 Teste do Conversor de Interligação alimentado pela PEMFC, tendo como carga a UPS.

O primeiro teste propiciou a constatação do bom funcionamento do conversor de interligação. Seus controladores foram testados e verificou-se a sua eficácia. O próximo passo é a realização de testes da UPS de longa autonomia propriamente dita e, para isso, conectou-se a PEMFC na entrada do conversor e o barramento do inversor da UPS na sua saída. A Figura 6-10 apresenta a configuração para este teste.

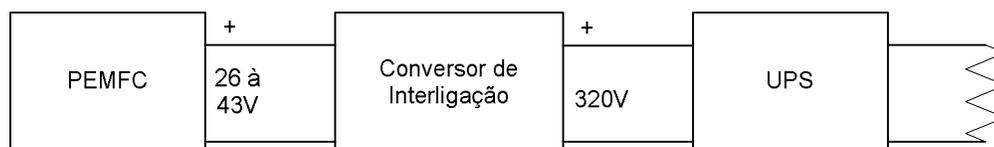


Figura 6-10 - Configuração do teste feito com a PEMFC e a UPS.

A UPS possui três saídas para a conexão de cargas. A Figura 6-11 apresenta a tensão e a corrente de uma delas, bem como a corrente fornecida pela PEMFC.

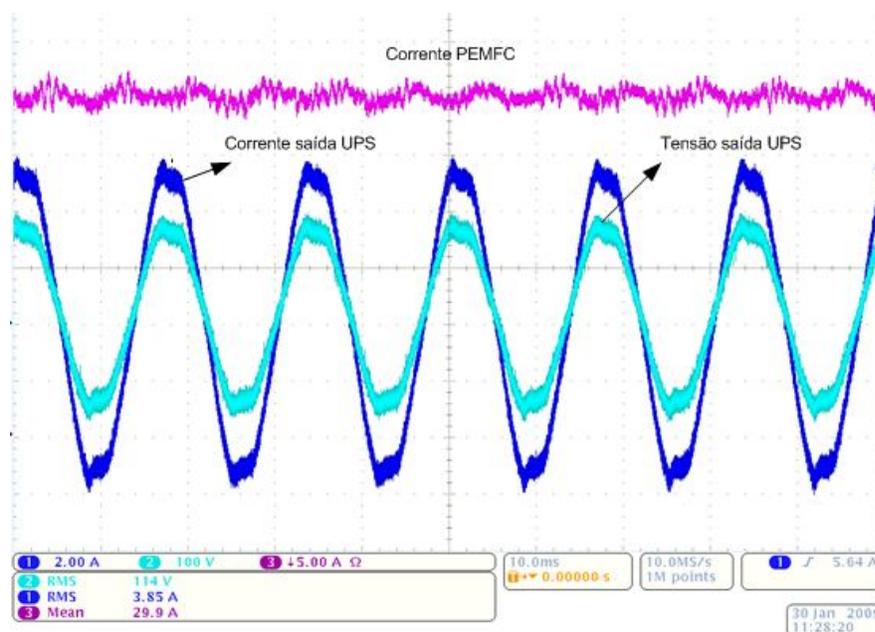


Figura 6-11 - Corrente da PEMFC, tensão e corrente na saída da UPS.

A corrente que a PEMFC está fornecendo, indica que o conversor de interligação está operando com carga nominal. No somatório das saídas da UPS, tem-se 650W de carga. A corrente fornecida pela PEMFC apresenta uma pequena oscilação na frequência de 120Hz.

Na falta da rede, a carga conectada na saída da UPS tem sua energia fornecida a partir das baterias, que estão conectados ao barramento do inversor por um conversor *Boost* elevador de tensão. Tal conversor possui controle apenas na tensão de saída, a corrente não é controlada.

A Figura 6. 6-12 apresenta as formas de onda da corrente da bateria, tensão do barramento da UPS e corrente de saída da PEMFC. Na situação de ausência da rede e com a carga sendo alimentada a partir das baterias.

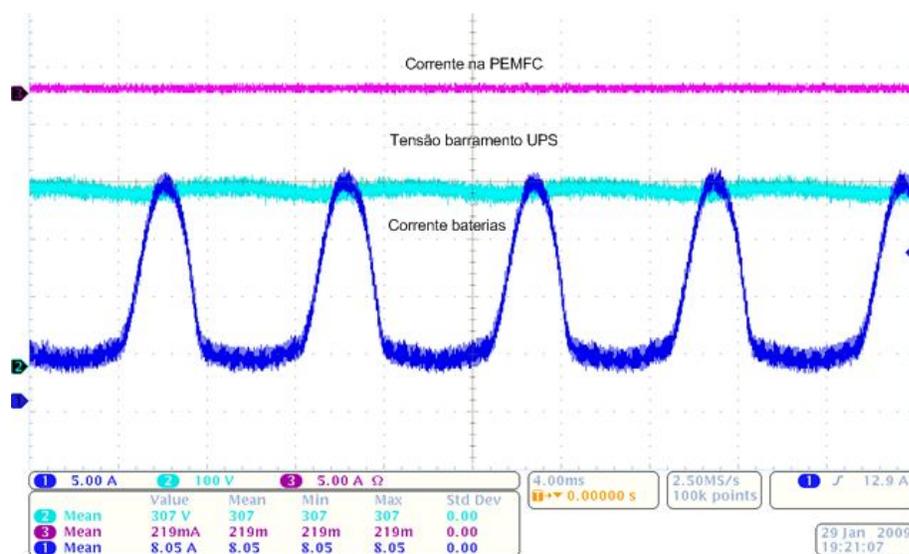


Figura 6. 6-12 - UPS alimentada pelas baterias: Corrente da PEMFC (acima); tensão do barramento (segunda forma de onda); corrente da bateria (mais abaixo).

A corrente da bateria possui uma grande oscilação em 120Hz e supre integralmente a carga, uma vez que a corrente provinda da PEMFC é nula.

As formas de onda apresentadas até aqui demonstram que a carga está sendo alimentada a partir das baterias ou a partir da PEMFC. A Figura 6-13 apresenta a entrada em funcionamento da PEMFC e a mudança da fonte que alimenta a carga.

Inicialmente, tem-se corrente nas baterias e o barramento de saída apresenta tensão em torno de 306V. Quando o relé da PEMFC comuta, sua tensão vai de zero a aproximadamente 40V, sua corrente começa a subir e o conversor de interligação começa a fornecer a energia da PEMFC para a carga conectada na saída da UPS. A tensão do barramento sobe e fica em um valor alto até que o controle atue, então, a tensão passa a um valor aproximado de 320V e a corrente fornecida está livre de ondulação a partir do

instante em que o controlador do conversor começa a operar. A tensão fornecida pela PEMFC estabiliza-se próximo a 30V, porém, esse valor depende da carga conectada na saída da UPS.

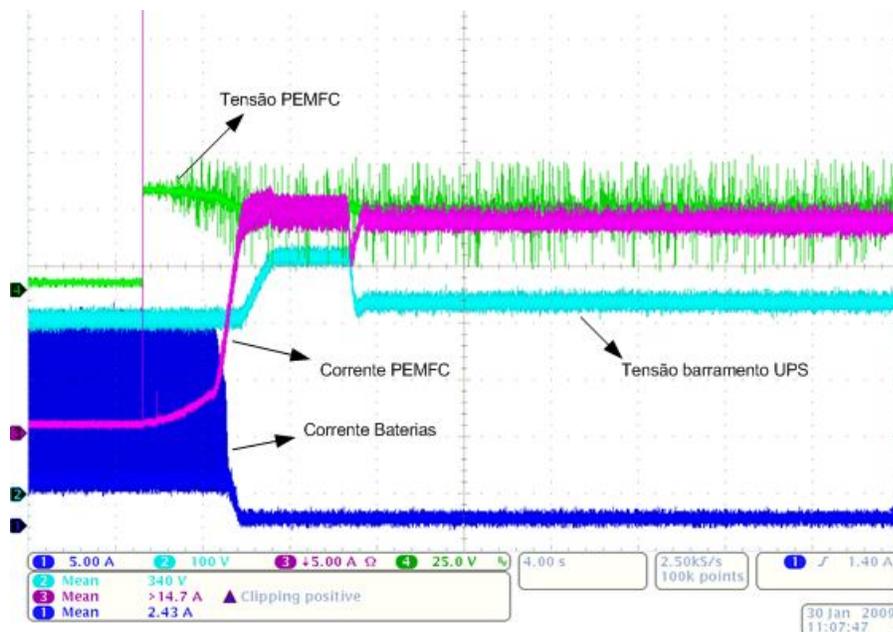


Figura 6-13 - Entrada em funcionamento da PEMFC, como segue: Tensão de entrada do conversor (mais acima); tensão do barramento da UPS (segunda de cima para baixo); corrente da PEMFC (terceira de cima para baixo); corrente das baterias (quarta de cima para baixo).

A Figura 6-14 traz no detalhe o comportamento das correntes fornecidas pela PEMFC e pelas baterias da UPS durante a entrada em funcionamento do conversor de interligação.

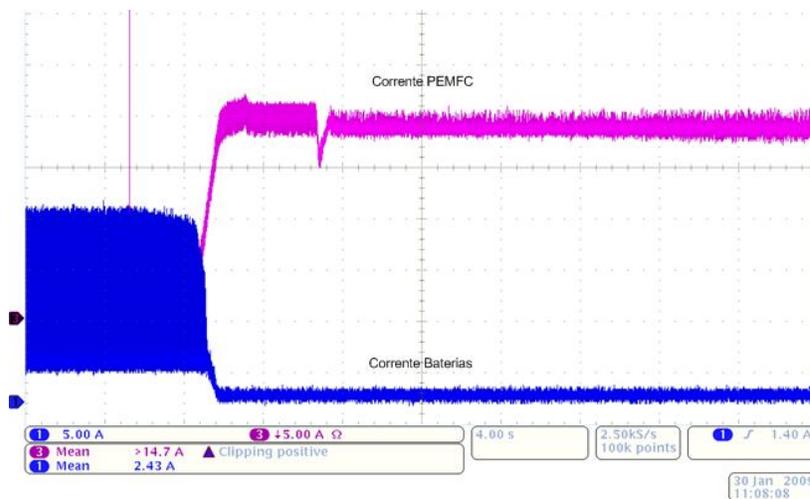


Figura 6-14 - Entrada em funcionamento da PEMFC como fonte alimentadora da UPS.

No detalhe das correntes da PEMFC e das baterias da UPS, nota-se, claramente, quando a célula passa a alimentar a carga e a corrente das baterias torna-se nula.

Nas duas figuras apresentadas, nota-se que a mudança da fonte de energia ocorre naturalmente entre as baterias para a PEMFC. Tal fato acontece porque o conversor que processa a energia das baterias para o inversor é um *Boost*, que possui um diodo na sua saída. No conversor de interligação, colocou-se um diodo da mesma forma, de modo que, os dois conversores estão conectados por meio destes. O conversor que tiver sua tensão de saída maior irá conduzir a energia para o barramento do conversor, bloqueando naturalmente o diodo do conversor com menor valor de tensão de saída.

Na Figura 6-13, nota-se que a tensão do barramento alimentado pelo conversor de interligação possui uma tensão levemente maior que quando o mesmo é alimentado pelo conversor *Boost* das baterias da UPS. O valor inicial de 306 V passa a ser de 320V, sem prejuízo para o funcionamento da UPS comercial.

6.4.1 Testes Aplicando Degrau de Carga

A variação de carga já havia sido aplicada ao conversor durante os testes com carga resistiva. Agora, o teste ocorre com a variação da carga na saída da UPS. A Figura 6-15 apresenta o comportamento das tensões e das correntes com adição de carga.

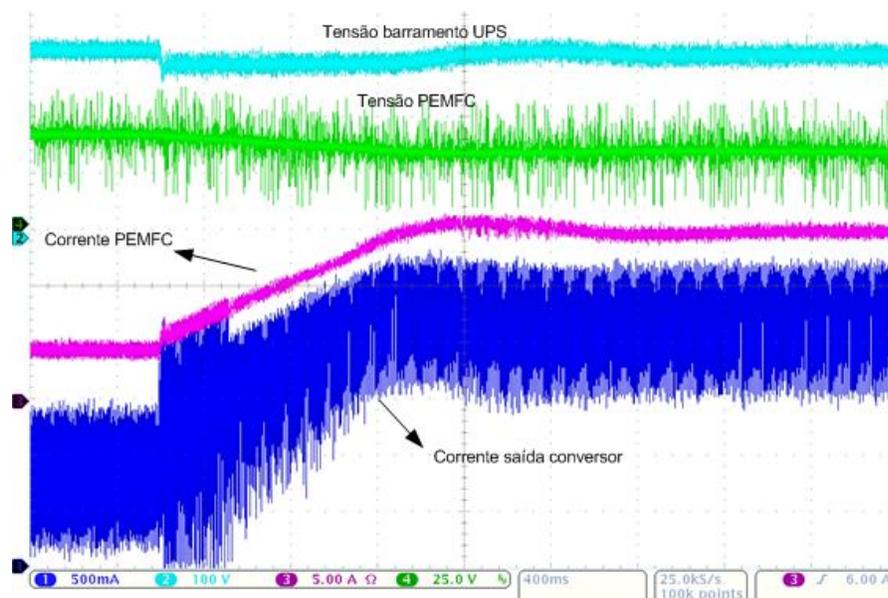


Figura 6-15 - Adição de carga: Tensão de barramento da UPS (mais acima); tensão na PEMFC (segunda mais acima); corrente na saída da PEMFC (terceira de cima para baixo); corrente na saída do conversor de interligação (mais abaixo).

Nota-se uma diminuição na tensão de barramento da UPS e que a recuperação de seu valor ocorre em aproximadamente 1 segundo. As correntes de entrada e saída do

conversor de interligação têm um comportamento semelhante e sem sobre-sinal, já a tensão de saída da PEMFC passa a ter um valor mais baixo e se mantém nesse patamar.

O tempo de resposta do sistema deve-se, principalmente, ao fato de o controlador de tensão apresentar dinâmica lenta. Além disso, a PEMFC, devido ao fato de possuir um capacitor de valor elevado em seu modelo, apresenta oposição a variações bruscas de carga.

Para testar o comportamento na retirada de carga, realizou-se o mesmo procedimento, ou seja, o mesmo valor de carga foi agora desconectado da saída da UPS. A Figura 6-16 apresenta o comportamento da tensão de barramento e corrente da PEMFC.

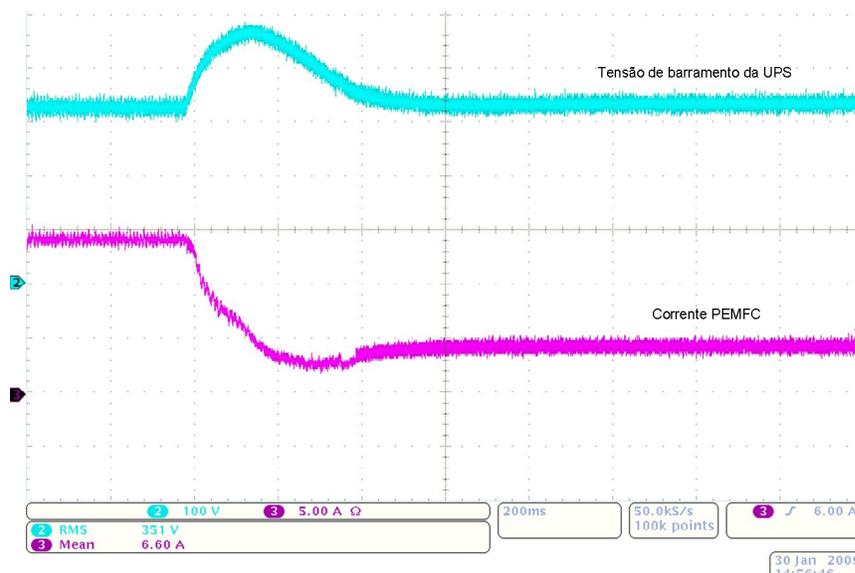


Figura 6-16 - Tensão do barramento da UPS mais acima e corrente da PEMFC com retirada de carga.

O tempo para estabilização do sistema ficou em 0,6 segundos, aproximadamente, e os motivos para esse tempo maior continuam os mesmos constatados com o aumento da carga. Nota-se um aumento da tensão do barramento da UPS, até que o controle atue corrigindo essa diferença.

6.4.2 Teste da Ondulação de corrente da PEMFC

Um dos grandes objetivos desse estudo é a obtenção de uma UPS de longa autonomia, sem prejuízo para o funcionamento e vida útil da PEMFC. O fabricante da célula recomenda uma ondulação máxima de 10 A na sua corrente. O controle de corrente do conversor tem o intuito de evitar que a ondulação provocada pelo inversor da UPS seja fornecida pela PEMFC, ficando confinada aos capacitores de barramento.

Nas formas de onda até aqui apresentadas, constatou-se que a ondulação de corrente na PEMFC é pequena. Intenta-se, agora, demonstrar essa corrente em detalhe.

A Figura 6-17 apresenta a corrente fornecida pela PEMFC e a tensão de barramento da UPS, com carga nominal conectada na saída.

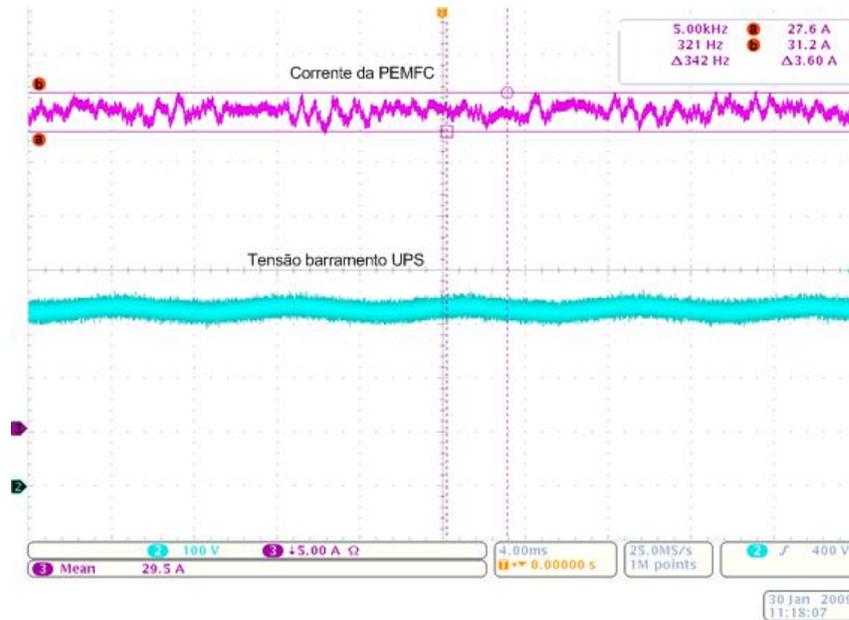


Figura 6-17 - Corrente da PEMFC e tensão de barramento com carga nominal.

A corrente fornecida possui uma ondulação de 3,6 A com carga máxima na saída da UPS. A tensão de barramento tem uma ondulação em 120Hz. A corrente de entrada está com ondulação dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante da Célula [12].

6.4.3 Testes Térmicos e de Rendimento

Com a UPS completa, retirando energia da PEMFC e com carga nominal na saída, realizou-se um acompanhamento da elevação de temperatura de alguns componentes, onde era possível o acesso com o termômetro.

O tempo de funcionamento para este teste foi de 1:35 hs , sendo que as temperaturas finais de alguns componentes são apresentadas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Temperaturas de operação dos magnéticos e da PEMFC.

Indutor de saída	Transformador	Indutor do filtro de entrada	PEMFC
43°C	51°C	32°C	66°C

A temperatura ambiente medida estabeleceu-se em 26°C durante os testes e todos os limites de temperatura estão em uma faixa aceitável de operação, como já era previsto no projeto dos magnéticos. A medição de temperatura dos interruptores não pode ser realizada corretamente, devido, principalmente, a problemas de acesso para a medição, portanto, não foram incluídas nessa tabela.

O rendimento da estrutura foi medido com o osciloscópio, não sendo esta a técnica mais adequada e, além disso, a elevada corrente de entrada do conversor impossibilitou a medição através de um wattímetro. O rendimento do conversor de interligação processando carga nominal ficou em 89,64% e o rendimento da UPS sendo alimentada pela PEMFC em 66.7%. Esses dados não computam o rendimento da PEMFC, mas apenas da energia entregue na saída desta. A Figura 6-18 apresenta as potências medidas em cada um dos pontos da UPS de longa autonomia.

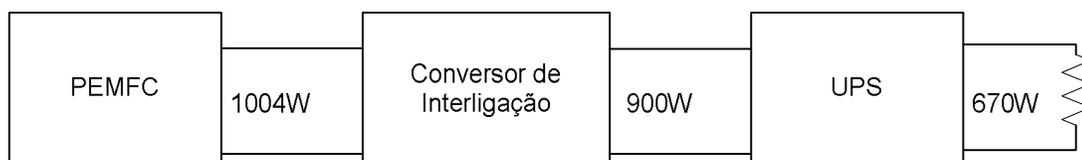


Figura 6-18 - Potências medidas com teste para medição de rendimento.

O conversor de interligação está fornecendo a potência nominal para o qual foi projetado. Nota-se que a potência na saída da UPS não é a nominal e a estimativa de rendimento do inversor meia ponte ficou abaixo do valor real.

No projeto da estrutura de potência do conversor, levantaram-se as perdas máximas de cada componente, com as piores condições de corrente e de tensão. O diodo de entrada do conversor de interligação foi considerado como causador das maiores perdas, assim, sua substituição por um Mosfet poderia aumentar o rendimento total dessa estrutura. O rendimento do conversor de interligação, com a tensão de entrada sendo medida após o diodo, é de 91,56%.

6.5 Conclusões

Os resultados aqui apresentados foram divididos em duas partes, uma com o conversor de interligação sendo alimentado por uma fonte de alimentação CC e tendo carga puramente resistiva, e outra, com a UPS de longa autonomia completa, tendo a PEMFC como fonte e o inversor da UPS como carga do conversor de interligação.

Essa divisão em duas etapas possui um caráter de segurança, já que a fonte de alimentação possui limitações de tensão e de corrente, ao contrário da PEMFC, em que essas grandezas dependem de sua carga,

No primeiro teste, primou-se pela análise das formas de onda básicas do conversor de interligação, como a tensão em alguns componentes importantes e o comportamento dos controladores, eliminando a ondulação de corrente imposta pela fonte de alimentação.

A estrutura de potência apresentou um bom comportamento, quanto a variações de tensão de entrada e de carga. Os ruídos de medição, que mudaram as configurações inicialmente pensadas para o circuito de controle, foram apresentados na medição da corrente. O circuito de grampeamento dos interruptores apresentou um comportamento satisfatório, protegendo adequadamente o mosfet contra os picos de tensão na comutação.

Os testes com a UPS de longa autonomia mostram que o conversor de interligação teve um bom comportamento nessa configuração. A baixa ondulação de corrente, na saída da PEMFC, foi obtida com a ação do controlador de corrente, mesmo em situações de variação de carga. Utilizar a tensão de barramento levemente acima da fornecida pelo conversor *Boost*, que extrai a energia das baterias, foi um bom artifício quando se trata de mudança de fonte da UPS para a PEMFC. Essa mudança ocorre naturalmente, com o bloqueio dos diodos de saída em ambos os conversores.

O comportamento do sistema em degraus de carga tem uma dinâmica lenta, provocada principalmente pelo controlador de tensão e pela PEMFC, que tem certa inércia a mudanças de cargas conectadas na sua saída. Seu próprio modelo elétrico, apresentado no Capítulo 1, possui um grande capacitor que influencia dinamicamente no seu comportamento.

Os valores de rendimento e o comportamento térmico aqui apresentados, são considerados normais para um conversor isolado com grampeadores. O rendimento total da UPS de longa autonomia ainda é baixo, principalmente se for analisado o preço do hidrogênio, que está sendo utilizado para alimentar as perdas dos conversores. Porém, em relação à configuração anterior, em que se tinha ainda inserido o conversor *Boost*, teve-se um avanço quanto ao rendimento global da configuração.

O diodo de entrada do conversor poderia ser substituído por um Mosfet, o que reduziria, consideravelmente, as perdas totais da estrutura. O valor calculado para uma estimativa de perdas mostrou-se válido, pois, na experimentação, este valor se aproximou muito do real.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

O hidrogênio é, por muitos, considerado o combustível do futuro e são vários os fatores que apontam para essa realidade. Porém, os desafios para seu uso em larga escala são grandes, principalmente no que diz respeito a sua obtenção. Os métodos estudados nesse trabalho mostram uma evolução nas técnicas de extração do hidrogênio, porém, para consegui-lo com alto grau de pureza, a partir de uma fonte não poluidora, é necessária grande demanda de energia. Os reformadores de gás têm o inconveniente de não estarem livres de emissões de gases poluentes no seu processo e a característica do hidrogênio, de ser uma energia limpa, nesse caso já não é tão verdadeira.

Para o Brasil, a forma de obtenção mais atraente seria a reforma de resíduos industriais como cavacos de madeira, bagaço de cana, casca de cereais, resíduos de animais confinados, etc. Ela seria uma forma de minimizar o impacto causado por essas atividades tão presentes no país. Porém, existe a necessidade de um número maior de pesquisas, para que o hidrogênio tenha um grau de pureza adequado.

A célula a combustível é a forma de obtenção de energia a partir do hidrogênio que apresenta o melhor rendimento. Ela não está atrelada ao Ciclo de Carnot, pois não ocorre a queima do hidrogênio, mas sim uma reação química. A energia pode, nesse caso, ser mais bem aproveitada.

O uso veicular talvez seja o propulsor para a utilização de células a combustível em escala industrial. Hoje o que restringe sua aplicação são os custos elevados na sua fabricação. A tecnologia PEMFC, mais indicada para esse caso, por exemplo, tem como entrave de utilização o exorbitante custo do polímero e dos catalisadores, fabricados a partir de materiais caros. Há uma necessidade urgentemente de pesquisa e de descoberta de novos materiais.

A UPS de longa autonomia é outra forma de uso das células a combustível, apesar de atualmente estar atrelada a usos muito específicos. Futuramente, com a diminuição dos custos e com a necessidade crescente de sistemas que assegurem a continuidade do abastecimento de energia para cargas específicas, uma grande confiabilidade e um tempo maior de autonomia são requeridos. Essa configuração, seguramente, será utilizada, substituindo a grande quantidade de baterias usadas atualmente.

A energia disponibilizada pelas células com tecnologia PEMFC possui características muito específicas, como altas densidades de corrente, baixa tensão e o fato de não poder fornecer correntes com altas ondulações, com risco de diminuir sua vida útil.

A eletrônica de potência é empregada através de conversores estáticos para usar essa energia, muito peculiar, da melhor maneira possível.

No decorrer desse trabalho apresentou-se um estudo de uma UPS de longa autonomia, utilizando células a combustível com tecnologia PEMFC em substituição as baterias recarregáveis. Nessa configuração, as baterias são necessárias para o funcionamento da UPS durante o tempo de partida da PEMFC, algo em torno de um minuto. Depois de transcorrido esse tempo, a célula passa a suprir totalmente a carga conectada na saída da UPS.

O conversor escolhido para fazer essa conexão é uma associação de quatro conversores *Forward*, com a entrada em paralelo e a saída em série. Esta configuração permite a divisão natural da potência e corrente processadas, bem como, um único pulso de comando para ser aplicado em todos os interruptores. Um primeiro estudo foi realizado conectando a saída do conversor de interligação em paralelo com as baterias da UPS comercial. Esta configuração atendeu os requisitos de projeto, porém, a PEMFC forneceu uma corrente com alta ondulação, em 120Hz, prejudicial para a sua vida útil.

Um novo ponto de conexão foi escolhido. A saída do conversor de interligação alimenta, agora, o barramento do inversor da UPS comercial e isso elimina a presença do conversor *Boost* presente entre as baterias e o inversor. Ocorre a mudança da estratégia de controle do conversor de interligação, que, além da tensão de saída, controla a corrente no indutor. A ondulação de corrente passou a ser, assim, eliminada, ficando confinada aos capacitores do barramento da UPS.

O controlador, além de atuar sobre a tensão na saída do conversor, gerou a referência para o controle de corrente. Essas duas malhas estão dinamicamente desacopladas, para que não ocorra influência de uma sobre a outra. No projeto, tomou-se o cuidado de afastar as frequências de cruzamento dos controladores em praticamente três décadas.

Os resultados de simulação foram apresentados para validar a estrutura completa da UPS de longa autonomia, com o modelo da PEMFC, conversor de interligação com as duas malhas de controle e inversor meia-ponte com os parâmetros da UPS comercial. O principal objetivo foi testar o comportamento da estrutura de potência e os controladores do conversor de interligação. Os bons resultados alcançados deram maior segurança para que um protótipo fosse implementado.

O conversor construído para testar os conceitos estudados, apresentou comportamento satisfatório, atendendo todas as especificações iniciais de projeto, principalmente no que se refere à retirada de energia da PEMFC com baixa ondulação de corrente. Os testes de conexão da UPS de longa autonomia comprovam os estudos realizados, já que a célula supriu totalmente a carga. As formas de onda apresentaram a

transferência da alimentação das baterias para a PEMFC. A energia passou a ser drenada totalmente dessa, e as baterias mostraram-se necessárias apenas no tempo inicial de partida da célula.

O comportamento do conversor de interligação, quando submetido a degraus de carga, demonstrou que a malha de controle da tensão é lenta em relação à de corrente. Essa diferença de dinâmica era necessária para que os modelos utilizados no projeto do controlador fossem válidos.

As melhorias do conversor antigo que podem ser citadas foram: a baixa ondulação de corrente drenada da PEMFC e o filtro com estrutura LCLC, que se mostrou mais eficiente em drenar a corrente pulsada exigida pelo conversor de interligação, além de não necessitar de um circuito de partida para as cargas dos capacitores. Com essa nova configuração, o hidrogênio não é mais utilizado para carregar baterias, e sim, para alimentar somente à carga de saída.

Para uma aplicação futura da PEMFC em uma UPS de longa autonomia, um diferencial positivo seria focar em um aumento do rendimento do conversor de interligação. Uma estrutura com grampeamento ativo poderia ser uma boa saída, aproveitando a energia dissipada nos grampeadores. Poderia, ainda, ser utilizada uma estrutura com entrada em corrente, com o intuito de reduzir os filtros de entrada, já que o conversor *Forward* exige de sua fonte uma corrente pulsada. A substituição do diodo série de entrada por um mosfet que, em condução, tem perdas menores, seria outra boa solução.

O ruído tornou-se um problema inicial na implementação dos controladores do conversor, sendo um agravante nas medições da corrente do indutor e da tensão de saída. Uma alternativa para um uso futuro dessa estrutura seria utilizar-se de sensores isolados com saída em corrente, tanto para medir a corrente no indutor, quanto à tensão de saída. Sensores com essa característica são menos susceptíveis a ruídos do que os com saída em tensão.

APÊNDICE I



Apêndice 1

Cálculo da eficiência e tensão teórica de uma PEMFC

Projeto: UPS de longa duração

Responsável: Prof. Ivo Barbi, D. Eng.

Mestrando: Gláucio Roberto Tessmer Hax, Eng.

Florianópolis - Maio de 2008

Cálculo de Eficiência e de Tensão de uma PEMFC

Dados de entrada.

$T_c := 80$ Temperatura de trabalho da PEMFC

Pressão dos reagentes em atm.

$P_{H_2(p)} := p$ O cálculo será dependente da pressão do hidrogênio

$P_{H_2O} := 1$

$P_{ar} := 1$

Como o oxigênio está sendo retirado da atmosfera, deve-se considerar a concentração do mesmo no ar atmosférico.

$P_{O_2} := 0.2095$

Constantes Utilizadas.

Constantes dos gases $R_{ideal} := 8.315$

Constante de Faraday $F_{const} := 96485$

Condições em STP (Standard Temperature and Pressure).

$T_{stp} := 298.15$

$P_{stp} := 100 \times 10^3$

Entalpia dos reagentes para STP.

$$h_{foH2} := 0$$

$$h_{foO2} := 0$$

$$h_{foH2O}(t) := \begin{cases} -285838 & \text{if } t < 373.15 \\ -241827 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Entropia dos Reagentes a STP

$$s_{foH2} := 130.5$$

$$s_{foO2} := 205.14$$

$$s_{foH2O}(t) := \begin{cases} 70.05 & \text{if } t < 373.15 \\ 188.83 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Cálculo do calor específico dos reagentes.

$$c_{pH2O}(t) := (143.05 - 58.04t^{0.25} + 8.2751t^{0.5} - 0.036989t)$$

$$c_{pH2}(t) := (56.505 - 22222.6t^{-0.75} + 116500t^{-1} - 560700t^{-1.5})$$

$$c_{pO2}(t) := (37.432 + 2.010210^{-5} \cdot t^{1.5} - 178570t^{-1.5} + 2368800t^{-2})$$

Cálculo da entalpia dos reagentes para a temperatura de saída.

$$h_{fH2O}(t) := h_{foH2O}(t) + \int_{T_{stp}}^t c_{pH2O}(t) dT$$

$$h_{fH2}(t) := h_{foH2} + \int_{T_{stp}}^t c_{pH2}(t) dT$$

$$h_{fO_2}(t) := h_{foO_2} + \int_{T_{stp}}^t c_{pO_2}(t) dT$$

Cálculo da entropia dos reagentes para a temperatura de saída

Cálculo da entropia dos reagentes

$$s_{fH_2O}(t) := s_{foH_2O}(t) + \int_{T_{stp}}^t \frac{c_{pH_2O}(t)}{t} dT$$

$$s_{fH_2}(t) := s_{foH_2} + \int_{T_{stp}}^t \frac{c_{pH_2}(t)}{t} dT$$

$$s_{fO_2}(t) := s_{foO_2} + \int_{T_{stp}}^t \frac{c_{pO_2}(t)}{t} dT$$

Cálculo da variação da entropia e da entalpia

$$\Delta h_f(t) := h_{fH_2O}(t) - \frac{h_{fO_2}(t)}{2} - h_{fH_2}(t)$$

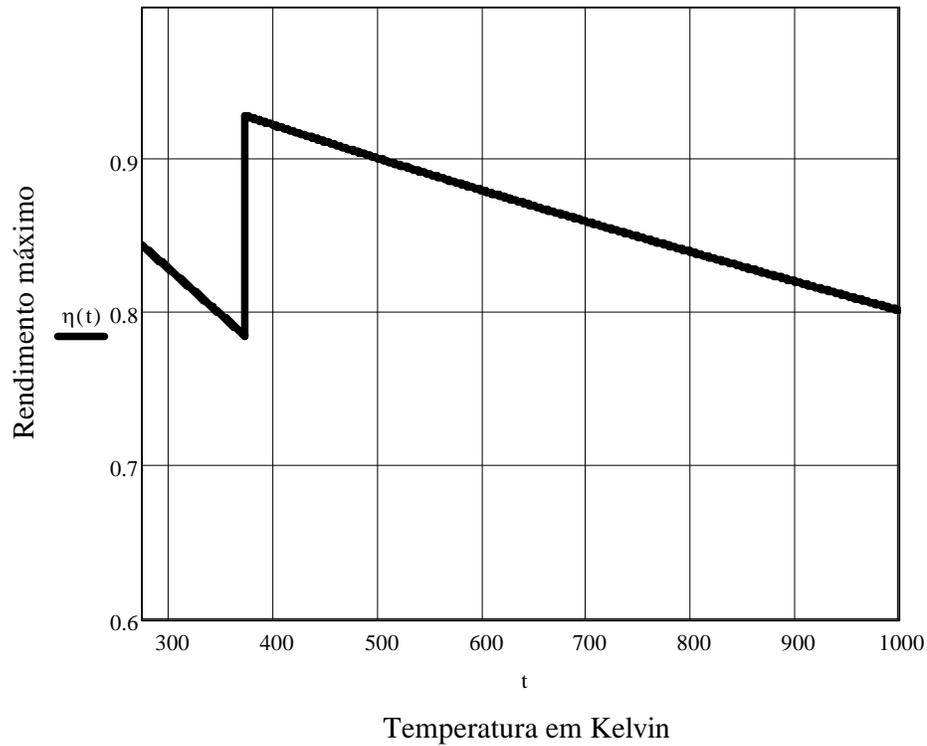
$$\Delta s_f(t) := s_{fH_2O}(t) - \frac{s_{fO_2}(t)}{2} - s_{fH_2}(t)$$

Cálculo da energia livre de Gibbs

$$\Delta g_f(t) := \Delta h_f(t) - \Delta s_f(t) \cdot t$$

Cálculo do rendimento químico máximo.

$$\eta(t) := \frac{\Delta g_f(t)}{\Delta h_f(t)}$$



Para cálculo da tensão máxima que a célula pode gerar, deve-se calcular a tensão de Nernst, mas antes necessita-se determinar as variações da entalpia e da entropia para STP.

Dados de entrada:

Número de Avogrado: $N_a := 6.022 \cdot 10^{23}$

Carga do elétron: $e_a := 1.6021 \cdot 10^{-19}$

Para as condições normais de temperatura e pressão, tem-se a seguinte energia livre de Gibbs:

$\Delta g_{fo} := 237168$

$\Delta s_{fo} := 163.1$

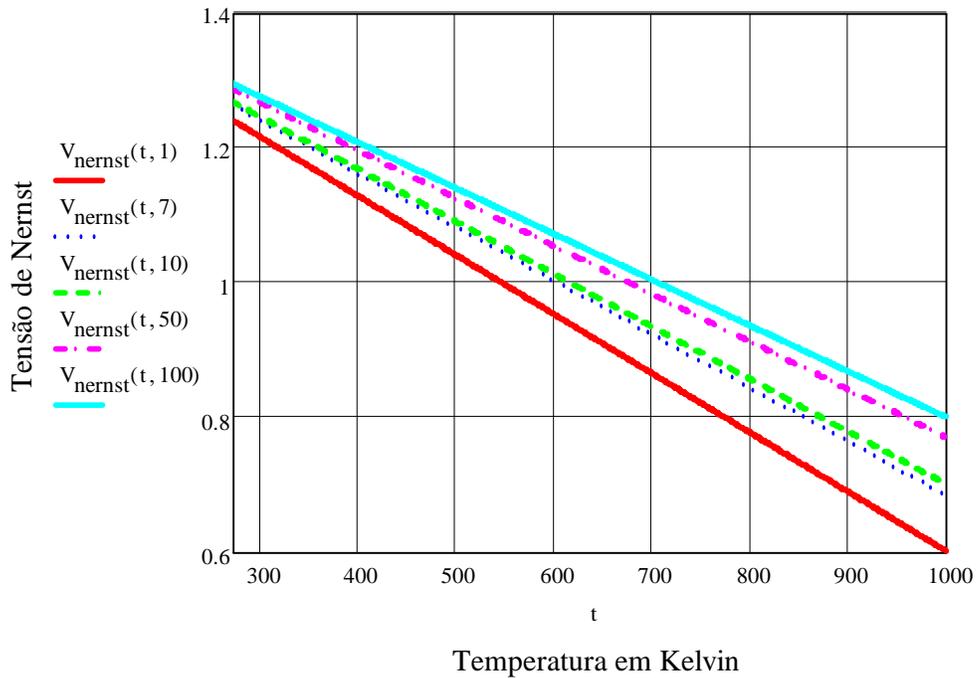
A tensão para a célula em condições de STP, é:

$$V_{id} := \frac{\Delta g_{fo}}{2 \cdot F_{const}}$$

$$V_{id} = 1.229$$

A tensão de Nernst, é encontrada abaixo

$$V_{nernst}(t,p) := V_{id} + \frac{R_{ideal} \cdot t}{2 \cdot F_{const}} \cdot \ln \left(\frac{p \cdot P_{O2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H2O}} \right) - \frac{\Delta s_{fo}}{2 \cdot F_{const}} \cdot (t - 298.15)$$



O gráfico apresenta a variação da tensão teórica com variação da pressão do hidrogênio e da temperatura.

APÊNDICE II



Apêndice 2

Projeto da estrutura de Potência do conversor Forward.

Projeto: UPS de longa duração

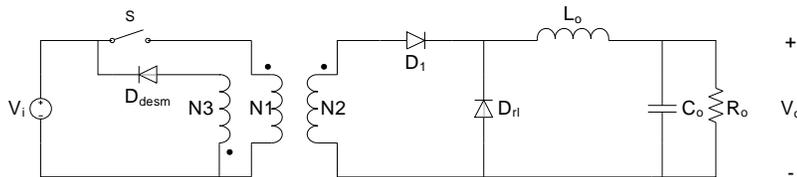
Responsável: Prof. Ivo Barbi, D. Eng

Mestrando: Gláucio Roberto Tessmer Hax, Eng.

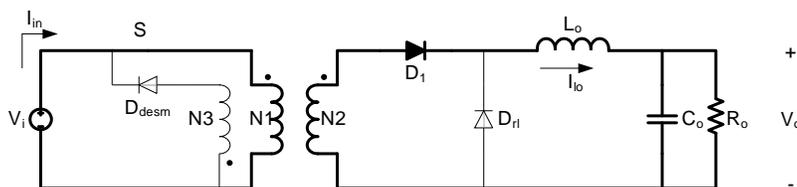
Florianópolis - Março de 2009

Projeto de um Conversor Forward Para Saída 300V

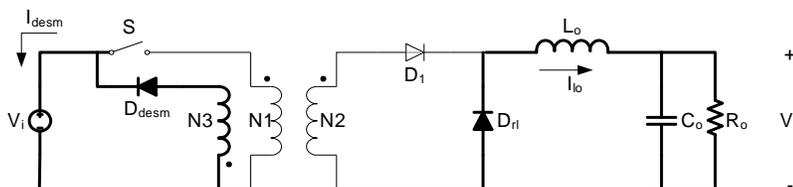
Conversor Forward.



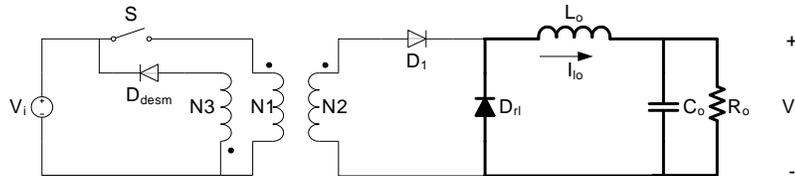
Primeira etapa de operação, com o interruptor conduzindo.



Segunda etapa de operação com bloqueio do interruptor e desmagnetização do núcleo.



Terceira etapa, após a desmagnetização, e antes de novo comando do interruptor.



Dados de entrada:

Potência de saída	$P_o := 225W$
Tensão de saída	$V_o := 80V$
Tensão máxima de entrada	$V_{imax} := 43V$
Tensão mínima de entrada	$V_{imin} := 26V$
Rendimento estimado	$\eta := 0.85$
Frequência de operação	$f_s := 50kHz$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o := 0.01$
Ondulação da corrente de saída	$\Delta I_o := 0.2$
Razão cíclica máxima	$D_{max} := 0.45$

Cálculo dos valores de corrente e de tensão.

Ondulação da tensão de pico a pico.

$$\Delta V_o := \Delta V_o \cdot V_o$$

$$\Delta V_o = 0.8 V$$

Potência de entrada.

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta}$$

$$P_{in} = 264.706W$$

Corrente média de entrada e de saída.

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = 2.813 \text{ A}$$

$$I_{in} := \frac{P_{in}}{V_{imin}}$$

$$I_{in} = 10.181 \text{ A}$$

Ondulação da corrente de saída

$$\Delta I_o := \Delta I_o \cdot I_o$$

$$\Delta I_o = 0.563 \text{ A}$$

Cálculo do resistor de saída:

$$R_o := \frac{V_o}{I_o}$$

$$R_o = 28.444 \Omega$$

Será utilizado um ponto de operação com D próximo ao máximo.

$$a := 0.135$$

Cálculo da razão cíclica máxima de projeto;

$$D := \frac{V_o}{V_{imin}} \cdot a$$

$$D = 0.409$$

Tensão no secundário do Transformador para tensão máxima:

$$V_{2max} := \frac{V_{imax}}{a}$$

$$V_{2max} = 323.308 \text{ V}$$

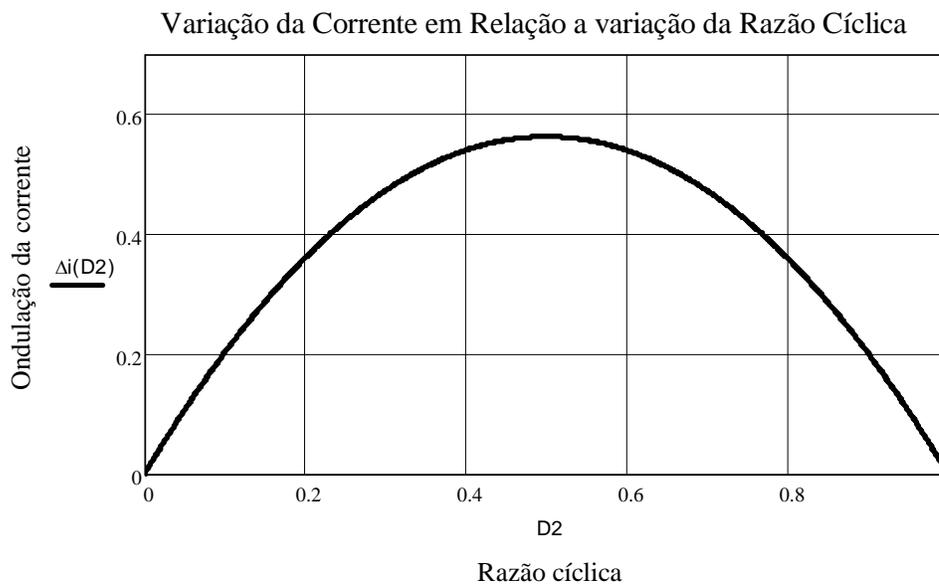
Indutor de saída:

$$L_o := \frac{V_{2max}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_o}$$

$$L_o = 2.874 \text{ mH}$$

Varição da corrente em relação à razão cíclica:

$$\Delta i(D2) := \frac{V_{2\max} \cdot D2 \cdot (1 - D2)}{f_s \cdot L_o}$$



A ondulação da corrente de saída é máxima com razão cíclica igual a 0,5.

Capacitor de saída:

$$C_o := \frac{V_{2\max}}{31 \cdot L_o \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_o}$$

$$C_o = 1.815 \mu\text{F}$$

$$R_{\text{Coserie}} := \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o}$$

$$R_{\text{Coserie}} = 1.422 \Omega$$

Com essa especificação de tensão e resistência máxima, será usado um capacitor de $330\mu\text{F}$, para tensão de 100V , com $RSE=1,1\Omega$.

O capacitor será: B41821A99157M00

Corrente máximas e mínimas nas cargas.

$$I_{\text{loM}} := I_o - \frac{\Delta I_o}{2}$$

$$I_{\text{loM}} = 2.531 \text{ A}$$

$$I_{\text{loM}} := I_o + \frac{\Delta I_o}{2}$$

$$I_{\text{loM}} = 3.094 \text{ A}$$

Corrente média, eficaz, e tensão reversa máxima no diodo D1, para entrada com valor mínimo.

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$T_s = 20\mu\text{s}$$

Corrente média do diodo

$$I_{\text{D1med}} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{\text{loM}} - I_{\text{loM}}}{D \cdot T_s} \cdot t + I_{\text{loM}} \right) dt$$

$$I_{\text{D1med}} = 1.151 \text{ A}$$

Corrente eficaz do diodo D1.

$$I_{\text{D1ef}} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{\text{loM}} - I_{\text{loM}}}{D \cdot T_s} \cdot t + I_{\text{loM}} \right)^2 dt}$$

$$I_{\text{D1ef}} = 1.802 \text{ A}$$

Tensão Reversa no diodo 1, com tensão máxima.

$$V_{D1rev} := \frac{-V_{imax}}{a}$$

$$V_{D1rev} = -323.308 \text{ V}$$

Corrente média, eficaz, e tensão reversa máxima no diodo de roda livre (Dr1), para tensão mínima de entrada.

$$I_{Dr1med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left[\left[\frac{I_{lom} - I_{loM}}{T_s \cdot (1 - D)} \right] \cdot t + I_{loM} - \frac{(I_{lom} - I_{loM})^D}{1 - D} \cdot D \right] dt$$

$$I_{Dr1med} = 1.526 \text{ A}$$

Corrente eficaz.

$$I_{Dr1ref} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left[\left[\frac{I_{lom} - I_{loM}}{T_s \cdot (1 - D)} \right] \cdot t + I_{loM} - \frac{(I_{lom} - I_{loM})^D}{1 - D} \cdot D \right]^2 dt}$$

$$I_{Dr1ref} = 1.989 \text{ A}$$

Tensão reversa máxima, para a tensão de entrada máxima.

$$V_{Dr1rev} := \frac{-V_{imax}}{a}$$

$$V_{Dr1rev} = -323.308 \text{ V}$$

Corrente média, eficaz no interruptor, com tensão mínima de entrada, e tensão reversa, com tensão máxima de entrada.

Corrente média

$$I_{Smed} := \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{\frac{I_{loM}}{a} - \frac{I_{lom}}{a}}{D \cdot T_s} \cdot t + \frac{I_{lom}}{a} \right) dt$$

$$I_{Smed} = 8.654 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Sef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{\frac{I_{loM}}{a} - \frac{I_{lom}}{a}}{D \cdot T_s} \cdot t + \frac{I_{lom}}{a} \right)^2 dt}$$

$$I_{Sef} = 13.55 \text{ A}$$

Tensão máxima reversa na chave.

$$V_{Srev} := -2 \cdot V_{imax}$$

$$V_{Srev} = -86 \text{ V}$$

Para o diodo de desmagnetização precisa-se de informações do projeto do transformador.

Projeto do Transformador Forward

Densidade de corrente	$J_{max} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Variação do fluxo magnético	$\Delta B := 0.28 \text{ T}$
Fator de enrolamento	$K_w := 0.4$
Fator de utilização do primário	$K_p := 0.5$
Rendimento do transformador:	$\eta_t := 0.85$
	$V_F := 1 \text{ V}$

Tensões médias mínimas no primário e no secundário.

$$V_{1\min} := V_{i\min}$$

$$V_{1\min} = 26 \text{ V}$$

$$V_{2\min} := \frac{V_{1\min}}{a}$$

$$V_{2\min} = 195.489 \text{ V}$$

Corrente média e eficaz no primário e no secundário, para o pior caso, tensão de entrada com 26V.

A corrente do secundário é igual a corrente do diodo D1, logo.

$$I_{2\text{med}} := I_{D1\text{med}}$$

$$I_{2\text{med}} = 1.151 \text{ A}$$

$$I_{2\text{ef}} := I_{D1\text{ef}}$$

$$I_{2\text{ef}} = 1.802 \text{ A}$$

Para o primário, será utilizado a relação de transformação.

$$I_{1\text{med}} := \frac{I_{2\text{med}}}{a}$$

$$I_{1\text{med}} = 8.654 \text{ A}$$

$$I_{1\text{ef}} := \frac{I_{2\text{ef}}}{a}$$

$$I_{1\text{ef}} = 13.55 \text{ A}$$

Para a corrente da desmagnetização, será usado como critério essa ser 20% da corrente do primário.

$$I_{\text{def}} := I_{1\text{ef}} \cdot 0.2$$

$$I_{\text{def}} = 2.71 \text{ A}$$

Cálculo de A_e e A_w , para definir o núcleo.

$$A_e A_w := \frac{4 \cdot D_{\text{max}} \cdot P_o}{\Delta B \cdot J_{\text{max}} \cdot K_w \cdot K_p \cdot f_s \cdot \eta_t}$$

$$A_e A_w = 3.403 \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E-42/20 Thorton

$$A_e := 2.4 \text{cm}^2$$

$$A_w := 1.57 \text{cm}^2$$

$$A_e A_w := 3.77 \text{cm}^4$$

$$V_e := 23.3 \text{cm}^3$$

$$l_e := 9.7 \text{cm}$$

$$l_t := 10.5 \text{cm}$$

Número de espiras do primário

$$N_p := \text{ceil} \left(\frac{V_{imin} \cdot D_{max}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \right)$$

$$N_p = 4$$

Número de espiras do secundário.

$$n := 1.1 \cdot \frac{V_o + V_F \cdot D_{max}}{V_{imin} \cdot D_{max}}$$

$$n = 7.564$$

$$N_s := \text{ceil} (n \cdot N_p)$$

$$N_s = 31$$

Número da espiras do enrolamento de desmagnetização.

Para a desmagnetização, será usado o mesmo número de espiras usadas no primário.

$$N_d := N_p$$

$$N_d = 4$$

Especificação dos condutores.

Penetração máxima

$$\Delta := \frac{7.5\text{cm}}{\sqrt{f_s}} \cdot \sqrt{\text{Hz}}$$

$$\Delta = 3.354 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$2 \cdot \Delta = 0.067\text{cm}$$

Para esse diâmetro mínimo de penetração, tem-se que utilizar o cabo AWG 22.

$$S_{\text{fio}} := 0.00325\text{cm}^2$$

$$S_{\text{isol}} := 0.00401\text{cm}^2$$

Área do cobre.

Para o primário.

$$A_{\text{c1}} := \frac{I_{1\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{c1}} = 0.027\text{cm}^2$$

Para o secundário

$$A_{\text{c2}} := \frac{I_{2\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{c2}} = 3.604 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Para a desmagnetização

$$A_{\text{cd}} := \frac{I_{\text{def}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{cd}} = 5.42 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Todos os condutores necessitam ter uma área maior que o condutor mínimo escolhido pela profundidade de penetração, logo, todos devem ser **AWG-22**.

Número de condutores em cada enrolamento.

$$n_{\text{cond1}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{c1}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{cond1}} = 9$$

$$n_{\text{cond2}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{c2}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{cond2}} = 2$$

$$n_{\text{condd}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{cd}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{condd}} = 2$$

Possibilidade de execução do transformador.

$$S_{\text{tot}} := \frac{N_{\text{p}} \cdot n_{\text{cond1}} \cdot S_{\text{isol}} + N_{\text{s}} \cdot n_{\text{cond2}} \cdot S_{\text{isol}} + N_{\text{d}} \cdot n_{\text{condd}} \cdot S_{\text{isol}}}{K_{\text{w}}}$$

$$S_{\text{tot}} = 1.063 \text{cm}^2$$

$$K_{\text{u}} := \frac{S_{\text{tot}}}{A_{\text{w}}}$$

$$K_{\text{u}} = 0.677$$

$$\text{poss} := \left(\begin{array}{l} 1 \text{ if } K_{\text{u}} > 0.3 \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \right)$$

poss = 1 Se poss=1, execução possível, se poss=0, não possível

Cálculo térmico do transformador.

Comprimento dos chicotes

Da tabela dos transformadores, tem-se o comprimento médio de uma espira, para E-42/25:

Para o primário.

$$L_{\text{chicote1}} := N_{\text{p}} \cdot l_{\text{t}}$$

$$L_{\text{chicote1}} = 0.42 \text{ m}$$

Para o secundário.

$$L_{\text{chicote2}} := N_s \cdot l_t$$

$$L_{\text{chicote2}} = 3.255 \text{ m}$$

$$L_{\text{chicoted}} := N_d \cdot l_t$$

$$L_{\text{chicoted}} = 0.42 \text{ m}$$

Resistência dos enrolamentos.

Da tabela dos condutores, é retirada a resistividade dos condutores AWG 22.

$$\rho_{\text{fio}} := 0.000708 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Para o primário

$$R_1 := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote1}}}{n_{\text{cond1}}}$$

$$R_1 = 3.304 \times 10^{-3} \Omega$$

Para o secundário

$$R_2 := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote2}}}{n_{\text{cond2}}}$$

$$R_2 = 0.115 \Omega$$

Para a desmagnetização.

$$R_d := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicoted}}}{n_{\text{condd}}}$$

$$R_d = 0.015 \Omega$$

Cálculo da potência dissipada no cobre.

$$P_{\text{cobre1}} := R_1 \cdot I_{1\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre1}} = 0.607 \text{ W}$$

$$P_{\text{cobre2}} := R_2 \cdot I_{2\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre2}} = 0.374 \text{ W}$$

$$P_{\text{cobred}} := R_d \cdot I_{\text{def}}^2$$

$$P_{\text{cobred}} = 0.109 \text{ W}$$

$$P_{\text{cobre}} := P_{\text{cobre1}} + P_{\text{cobre2}} + P_{\text{cobred}}$$

$$P_{\text{cobre}} = 1.09 \text{ W}$$

Perdas magnéticas.

Da tabela de núcleos, tira-se os seguintes valores:

$$\text{Coeficiente de perdas por histerese} \quad K_H := 4 \cdot 10^{-4}$$

$$\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas} \quad K_E := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \left(0.1 \cdot \frac{\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left(K_H \cdot \frac{f_s}{\text{Hz}} + \frac{K_E \cdot f_s^2}{\text{Hz}^2} \right) \cdot \frac{V_e}{\text{cm}^3} \cdot (\text{W})$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.092 \text{ W}$$

$$R_{\text{nucleo}} := 23 \cdot \left(\frac{AeA_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{\text{nucleo}} = 14.076$$

$$\Delta T_p := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{\text{nucleo}} \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$\Delta T_p = 16.636 \text{ K}$$

A elevação de temperatura é aceitável, e o transformador pode ser construído.

APÊNDICE III



Apêndice 3

Projeto dos controladores do conversor de interligação.

Projeto: UPS de longa duração

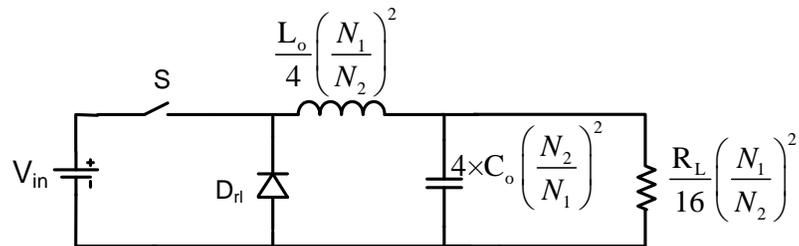
Responsável: Prof. Ivo Barbi, D. Eng.

Mestrando: Gláucio Roberto Tessmer Hax, Eng.

Florianópolis - Março de 2009

Obtenção do modelo equivalente.

Modelo Buck equivalente usado para o controlador.



O conversor Forward tem os seguintes parâmetros.

$$L_o := 2.874\text{mH}$$

$$C_o := 330\mu\text{F}$$

$$R_o := 120.\Omega$$

$$V_{in} := 30\text{V}$$

$$F_s := 50\text{KHz}$$

$$C_{inv} := 500\mu\text{F}$$

Parâmetros do Transformador

$$N_1 := 4$$

$$N_2 := 31$$

Refletindo para o Primário:

$$R_o := \frac{R_o}{16} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$R_o = 0.125 \Omega$$

$$R_{eq} := R_o$$

$$L_o := \frac{L_o}{4} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$L_o = 11.963 \mu\text{H}$$

$$L_{eq} := L_o$$

$$C_o := 4 \cdot C_o \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

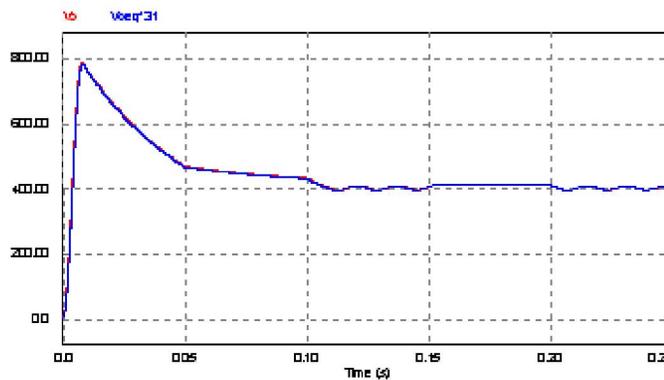
$$C_o = 0.079 \text{F}$$

$$C_{inv} := C_{inv} \cdot 16 \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

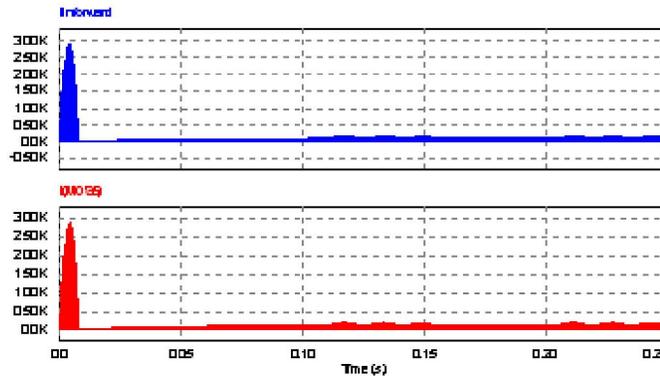
$$C_{inv} = 0.48 \text{F}$$

$$C_{eq} := C_o + C_{inv}$$

$$C_{eq} = 0.56 \text{F}$$

Gráficos que comprovam as mesmas características do modelo.

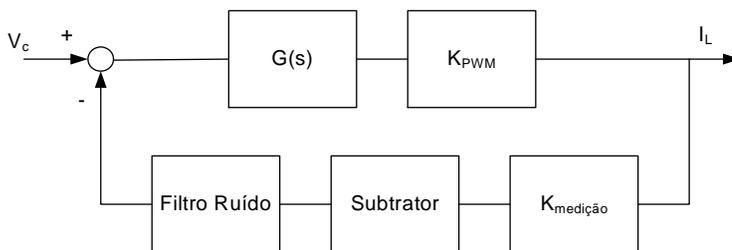
As tensões de saída possuem o mesmo comportamento



As correntes de entrada possuem o mesmo valor.

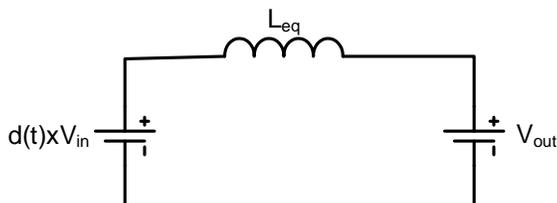
Controlador de Corrente.

A planta abaixo traz a configuração sem a presença do controlador.



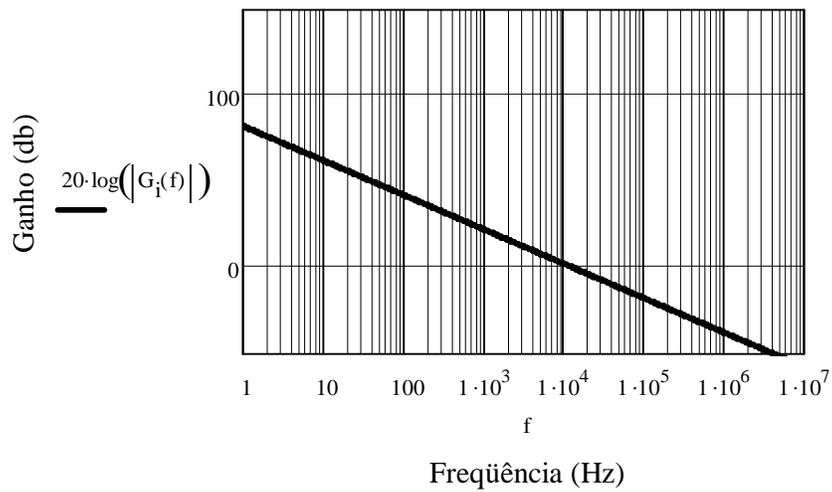
Foram colocados o filtro de ruído e no subtrator para atenuar a presença de ruídos, sendo que esses influenciarão na planta com o controlador, que precisa ser re-projetado. A baixo segue a função de transferência de cada um dos blocos.

Planta de corrente:



$$G_I(f) := \frac{V_{in}}{2 \cdot 31\pi \cdot f \cdot i \cdot L_{eq}}$$

Gráfico de Bode da planta de corrente



Planta com características integradoras

Ganho do PWM.

$$K_{\text{pwm}} := 0.25$$

Ganho de Medição.

$$K_{\text{medição}} := 0.04$$

Função do Subtrator:

$$R_{2\text{sub}} := 27\text{K}\Omega$$

$$R_{1\text{sub}} := 10\text{K}\Omega$$

$$C_{\text{sub}} := 390\text{pF}$$

$$G_{\text{sub}}(f) := \frac{R_{2\text{sub}}}{R_{1\text{sub}}} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot i \cdot f \cdot R_{2\text{sub}} \cdot C_{\text{sub}} + 1} \right)$$

Função do filtro de ruído.

$$R_{\text{filtro}} := 10\text{K}\Omega$$

$$C_{\text{filtro}} := 1 \cdot \text{nF}$$

$$G_{\text{fil}}(f) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_{\text{filtro}} \cdot R_{\text{filtro}} + 1}$$

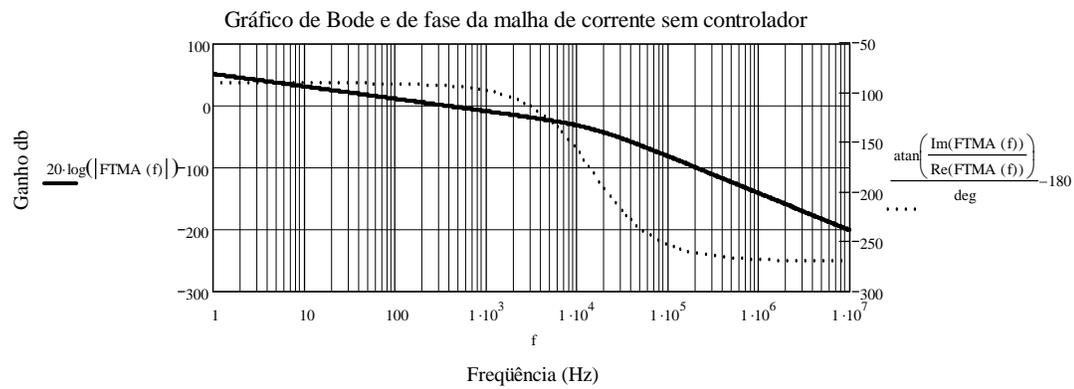
$$C_{\text{filtro2}} := 470\text{nF}$$

$$R_{\text{filtro2}} := 33\text{k}\Omega$$

$$G_{\text{fil2}}(f) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_{\text{filtro2}} R_{\text{filtro2}} + 1}$$

Gráfico de malha fechada.

$$FTMA(f) := G_i(f) \cdot K_{\text{pwm}} \cdot K_{\text{medição}} \cdot G_{\text{sub}}(f) \cdot G_{\text{fil}}(f) \cdot A^{-1}$$



Projeto do compensador.

Topologia de um pólo:

$$R_i := 10\text{k}\Omega$$

$$G_{ci} := 1\text{C}$$

$$F_p := 5\text{KHz}$$

$$R_f := G_{ci} \cdot R_i$$

$$R_f = 100\text{k}\Omega$$

$$C_f := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_p \cdot R_f}$$

$$C_f = 318.31\text{pF}$$

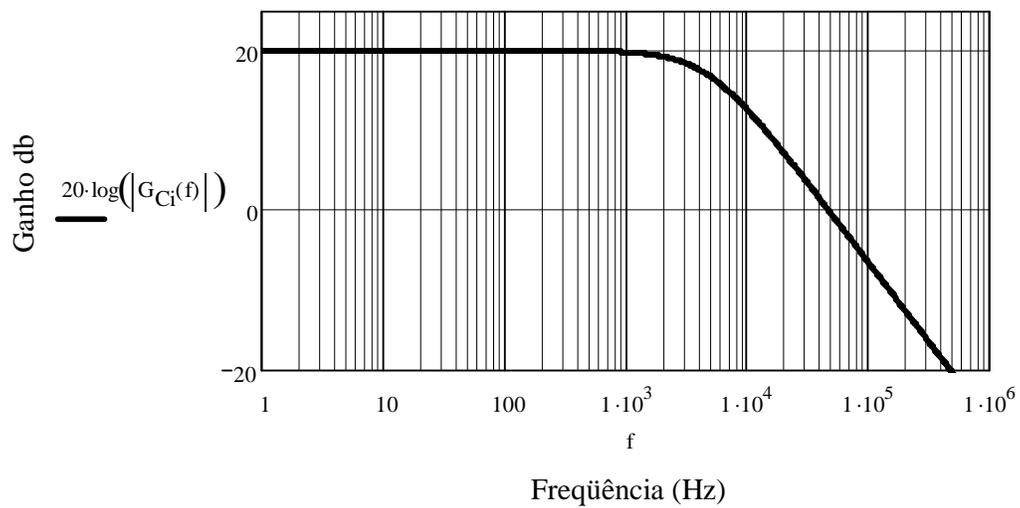
Para um valor comercial.

$$C_f := 330\text{pF}$$

Função de transferência.

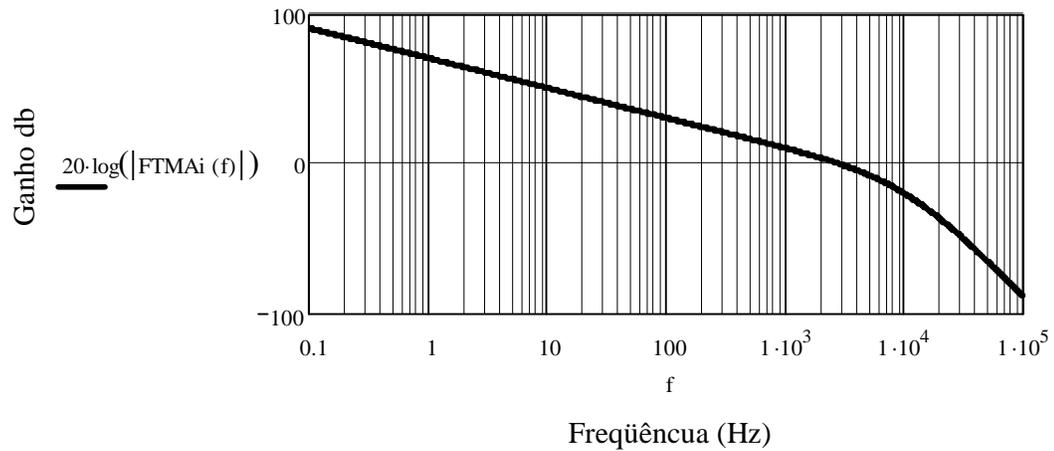
$$G_{Ci}(f) := \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_f R_f}$$

Gráfico de Bode do Controlador de Corrente



$$FTMAi(f) := G_i(f) \cdot K_{\text{pwm}} \cdot K_{\text{medição}} \cdot G_{\text{sub}}(f) \cdot G_{\text{fil}}(f) \cdot G_{Ci}(f) \text{ A}^{-1}$$

Gráfico de Bode da malha de corrente em Aberto



Ganho do medidor de tensão.

$$G_{mv} := \frac{1}{10.32}$$

$$G_{mv} = 0.097$$

Utilizando um controlador PI:

$$F_{ZV} := 1\text{Hz}$$

$$G_{cvv} := 1$$

$$R_{1v} := 100\text{k}\Omega$$

Cálculo dos parâmetros.

$$R_{3v} := R_{1v} \cdot G_{cvv}$$

$$R_{3v} = 100\text{k}\Omega$$

$$R_{2v} := R_{1v}$$

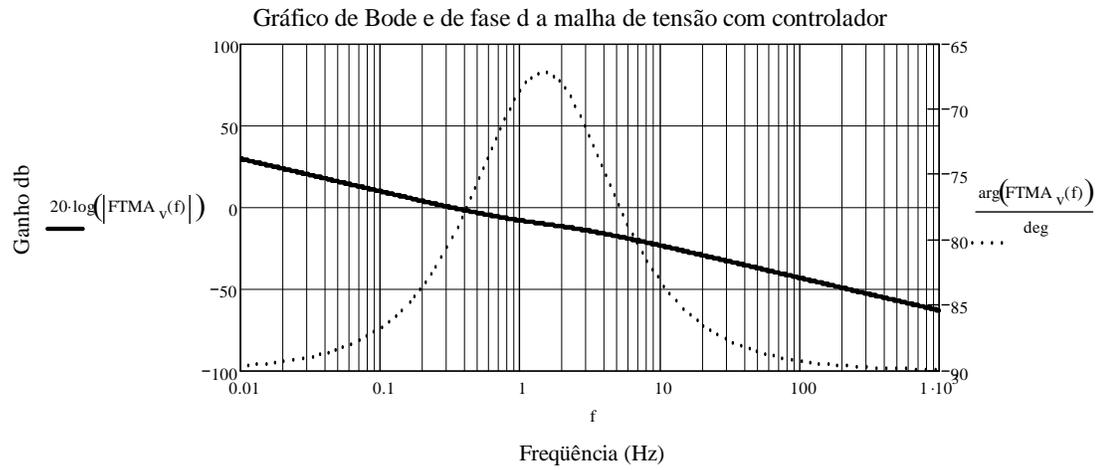
Pela planta do controlador, utilizando o zero, pode-se determinar C1

$$C_{fv} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{ZV} \cdot R_{3v}}$$

$$C_{fv} = 1.592\mu\text{F}$$

$$C_v(f) := \frac{C_{fv} \cdot R_{3v} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{fv} \cdot R_{1v}}$$

$$FTMA_v(f) := G_v(f) \cdot KCi \cdot G_{mv} \cdot C_v(f) \cdot \frac{1}{\Omega}$$

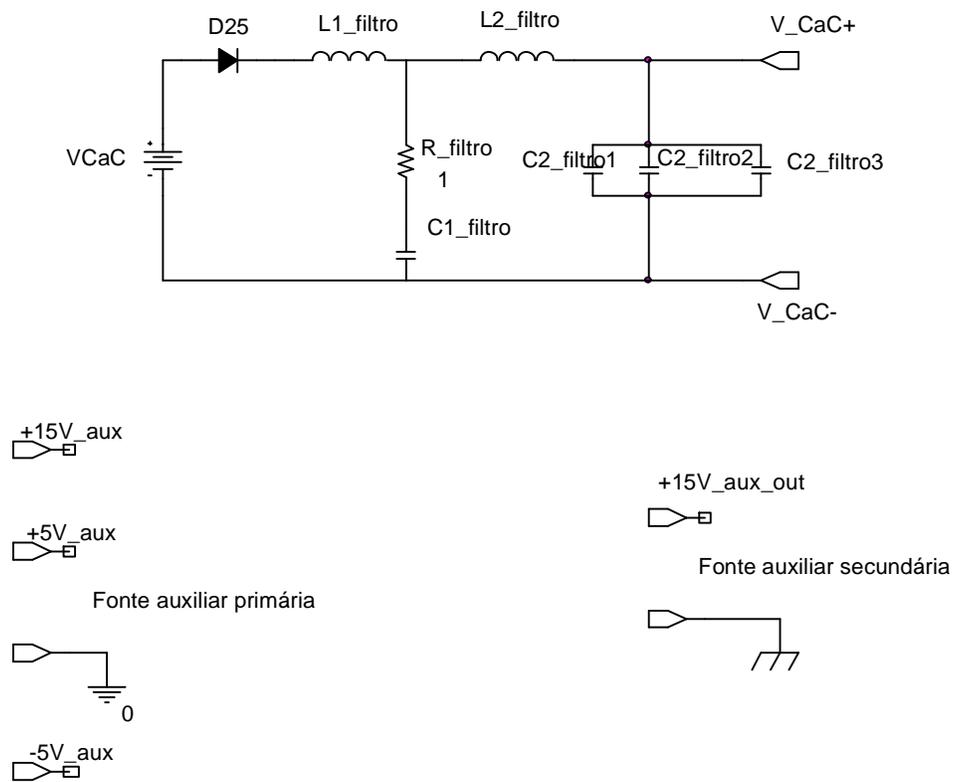


A frequência de cruzamento em 0,31Hz, e a margem de fase em 100°

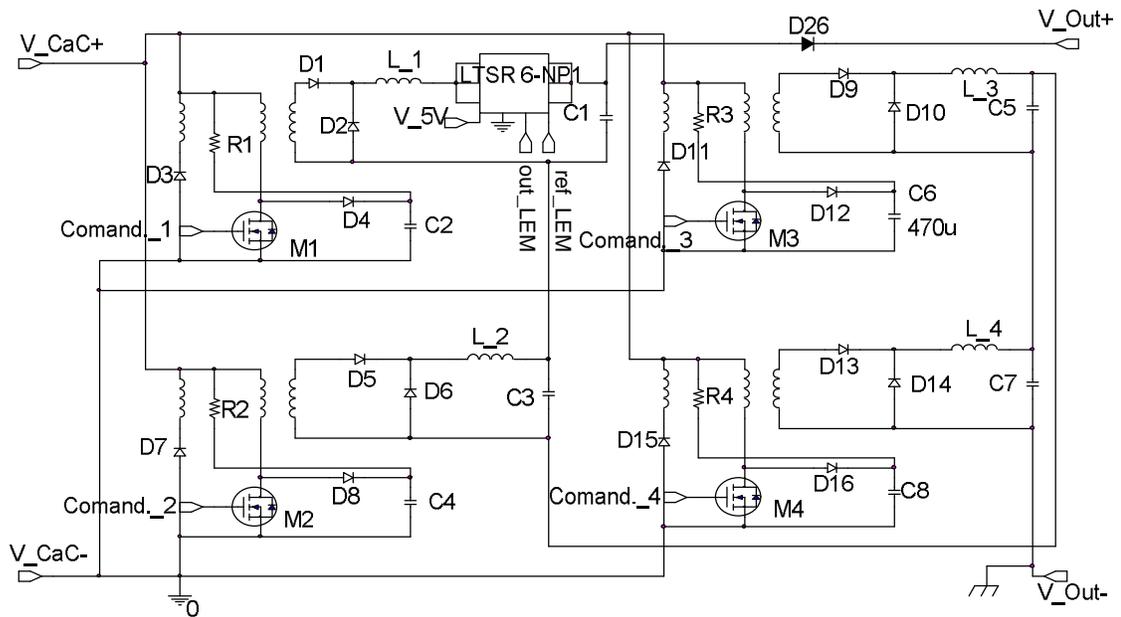
APÊNDICE IV

Esquemático Completo.

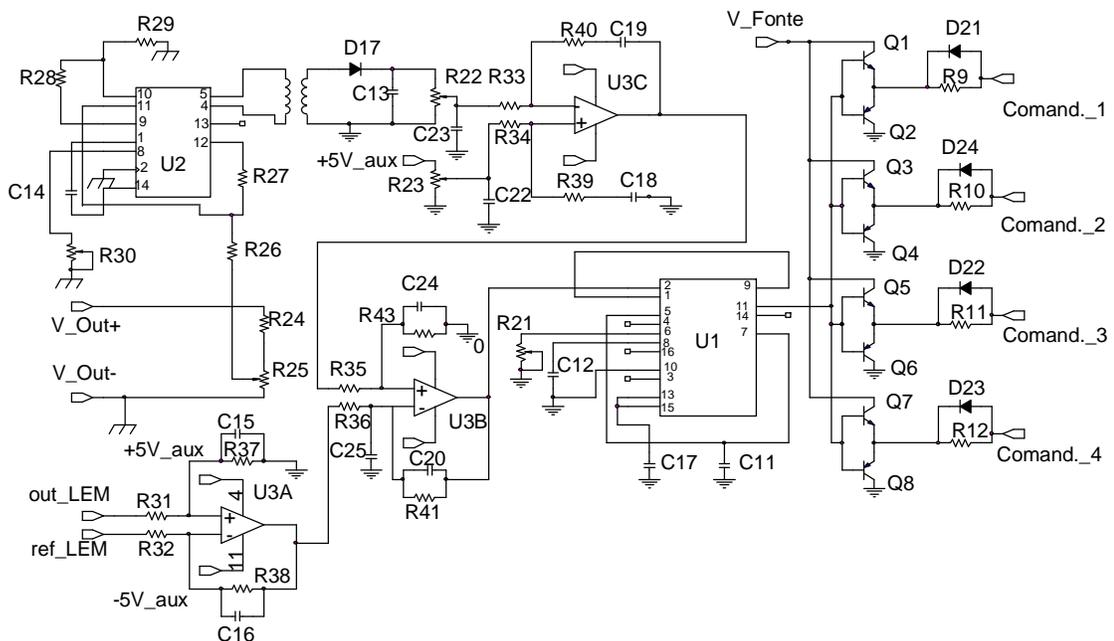
Esquemático da Entrada do Conversor



Esquemático Conversor de Interligação



Circuito de Comando



APÊNDICE V

Lista de Componentes

			Observações
Conversor de Interligação.			
Transformador	E 42/20	T_1, T_2, T_3, T_4	
Ddesm	20CTQ150	D3, D7, D11, D15	
S	irfps3815	M1, M2, M3, M4	
Dg	20CTQ150	D4, D8, D12, D16	
Cg	470uF	C2, C4, C6, C8	
Rg	150ohm	R1, R2, R3, R4	resistor 5W
D1	CSD20060	D1, D5, D9, D13	
Drl	CSD20060	D2, D6, D10, D14	
Lo	E 42/20	L_1, L_2, L_3, L_4	
Co	330uF	C1, C3, C5, C7	
Sensor corrente	LTSR 6-NP	LEM	
D26	HFA25PB60	diodo saída	
Filtro de entrada e fonte 1			
D25	88CNQ060A	diodo de entrada	
L1_Filtro	E 65/26	50uH	
L2_Filtro	E42/20	10uH	
C1_Filtro	470uF	Eletrolítico	
C2_Filtro	B32678G3406	C2_Filtro1,2,3	Cap. Filme, Epcos
R_Filtro	1ohm/5W	R_Filtro	resistor 5W
Comando			
U2	UC3901	14 pinos	
R24	270K	Resistor	
R25	5K	Potenciômetro	
R26,R27, R28, R29	10K	Resistor	
R30	10K	Potenciômetro	
C13	15n	Cerâmico	
C14	220p	Cerâmico	
D17	1N914		
R22, R23	10K	Potenciômetro	
C22, C23	10nF	Cerâmico	
R33, R34, R39, R40	100K	Resistor	
C18, C19	1,5uF	Cerâmico	
Transformador	Toróide NT15		
U1	UC3525	16 pinos	
R21	10K	Potenciômetro	
C11	10n	Cerâmico	
C12	100u	Tântalo	

C17	100n	Cerâmico	
Driver	2N2222	Q1, Q3, Q5, Q7	
Driver	2N2907	Q2, Q4, Q6, Q8	
Driver	18ohm	R9, R10, R11, R12	
Driver	Diodo	D21, D22, D23, D24	
U3	LF347	14 pinos	
R31, R32	10K	Resistor	
C15, C16	390pF	Cerâmico	
C20, C24	330pF	Cerâmico	
R37, R38	27K	Resistor	
R41, R43	100Kohm	Resistor	
C25	10nF	Cerâmico	

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Novaes, Y. R. Contribuições para Sistemas de Processamento de Energia de Células a Combustível. Florianópolis, 2006. Tese de Doutorado. UFSC.
- [2] "The Birth of the Fuel Cell - But Who is the Father?" European Fuel Cell Forum, 2005, acesso em maio de 2008. [On-line]. Available: <http://www.efcf.com/media/ep010813.shtml>
- [3] Site da Toyota americana acessado em 12/09/2008: <http://www.toyota.com/html/hybridenergyview/2005/fall/hybridorhydrogen.html>
- [4] Neves Jr. N. P.; Apostila do Curso "Melhores Práticas com Hidrogênio", Unicamp, 2004.
- [5] Ministério das Minas e Energia. Roteiro para a Estruturação da Economia do Hidrogênio no Brasil 2005.
- [6] Inovação Tecnológica, site acessado em 19/05/2008: <http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=010170060720>.
- [7] G. J. V. Wylen, R. Sonntag, and C. Borgnakke, Fundamentos da Termodinâmica. Edgard Blücher, 1998.
- [8] Larmine J., Dicks A. Fuel Cell Systems Explained. Other Wiley Editorial Offices. England. 1998.
- [9] X. Li, Principles of Fuel Cells, Taylor & Francis, New York, 2006.
- [10] Companhia Paranaense de Energia Elétrica (Copel) site acessado em 20/05/2008: <http://www.copel.com/pagcopel.nsf/docs/38405DC017F1D35E032571320050B86D?OpenDocument>
- [11] Serpa L. A. Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível. Florianópolis 2004. Dissertação de mestrado. UFSC.
- [12] Ballard Power Systems. "Nexa™ Power Module User's Manual". Revision 0E. 2003.
- [13] Moretti R. de S. Estudo e Implementação de um Conversor CC-CC Baseado no Inversor Z-Source – Alimentado por Células a Combustível. Florianópolis 2007. Dissertação de Mestrado. UFSC.
- [14] CP Eletrônica SA, site acessado em 05/09/2008 : <http://www.cp.com.br/>
- [15] Sölter W., A New International UPS Classification by IEC 62040-3, First Edition 1999-03, Warstein Germany, 2001.

- [16] Essig B., Braum G., Selecting Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems, IEEE, 1991
- [17] Barbi, I. Projetos de Fontes Chaveadas. 2ª edição. Florianópolis. Edição do Autor. 2007.
- [18] Barbi, I. Eletrônica de Potência. 4ª edição. Florianópolis. Edição do Autor. 2002.
- [19] Datasheet CREE, CSD20060D–Silicon Carbide Schottky Diode
- [20] Zhang Y. F, and Lee C. Q. Optimal Design of Integrated EMI Filter, IEEE, Power Eletronocs Research Laboratory, Illinois, Chicago 1995.
- [21] Manual EPCOS de Film capacitors – MKP DC link, Séries: B32674, B32676, B32678.
- [22] Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e *Forward* e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos; site acessado no dia 16/10/2008; <http://www.ivobarbi.com/PDF/LabPotencia08-01/Grampeadores.pdf>
- [23] Datasheet Unit rode, Isolated Feedback Generator, UC 3901.
- [24] Datasheet Current Transducer LTSR 6-NP, LEM.
- [25] Datasheet Wide Bandwidth Quad J-FET Operational Amplifiers, LF 347, março de 2001.
- [26] Datasheet Regulating Pulse Width Modulators, UC 3525, Unitrode
- [27] Martins, D. C, Barbi, I. Eletrônica de Potência: Introdução ao estudo dos conversores CC-CA. Edição dos autores, Florianópolis, 2005.