

YALES RÔMULO DE NOVAES

**CONTRIBUIÇÕES PARA
SISTEMAS DE PROCESSAMENTO
DE ENERGIA DE CÉLULAS A
COMBUSTÍVEL**

**FLORIANÓPOLIS
2006**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTRIBUIÇÕES PARA
SISTEMAS DE PROCESSAMENTO
DE ENERGIA DE CÉLULAS A
COMBUSTÍVEL**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como requisito parcial à obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

YALES RÔMULO DE NOVAES

Florianópolis (SC), março de 2006.

CONTRIBUIÇÕES PARA SISTEMAS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Yales Rômulo de Novaes

‘Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de *Doutor em Engenharia Elétrica*, área de concentração *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, sendo 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. Alexandre Trofino Neto, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa Catarina.

Banca Examinadora

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente

Prof. Marcelo Godoy Simões, Ph.D.

Prof. Felix Alberto Farret, Ph.D.

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

À Adriana.

À minha família: Victor, Alaíde e Jadimar.

À minha outra família: Vili, Heloísa, Fábio e Daniela.

À minha afilhada Ariane.

Agradecimentos

Aos idealizadores do programa brasileiro de pós-graduação e às pessoas que continuamente o melhoram. A todos que passaram pelo INEP e pelo legado que deixaram.

Ao Professor Ivo Barbi, pelas orientações, ensinamentos e motivação. Pela sua dedicação de mente, corpo e alma à pesquisa e ao ensino, por não se contentar com pouco, não desistir nunca e constantemente renovar o seu conhecimento e de todos que estão a sua volta. Pela estrutura criada e disponibilizada ao longo dos anos, pela amizade.

Ao Professor Arnaldo Perin pela sua fantástica didática e excelentes aulas. Ao Professor Ênio Valmor Kassick por todas as suas aulas impecáveis e extremamente didáticas e por seus discursos, especialmente o primeiro, que serviu de motivação até o fim da minha estada. Aos Professores João Carlos Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins e Hari Bruno Mohr, pelos valiosos ensinamentos. A todos os professores do INEP por terem transmitido o conhecimento de forma tão coordenada e completa.

Ao relator da tese e membro externo da banca examinadora, Prof. Marcelo Godoy Simões, pelas valiosas sugestões e correções, por disponibilizar seu tempo na leitura e revisão do trabalho e auxiliar na melhoria da qualidade do mesmo. Ao membro externo da banca examinadora Prof. Felix Alberto Farret, pela sua detalhada revisão e pelas sugestões. À ambos por terem se deslocado de tão longe para participar da banca examinadora.

Ao engenheiro e empresário Ildo Bet e ao engenheiro Paulo Gaidzinski pelas informações disponibilizadas, bem como pelo suporte à pesquisa viabilizado através da empresa PHB Eletrônica.

Ao empresário Carlos Roberto Pires Pôrto e ao engenheiro Gerson Gabiatti pelas informações e pelo investimento em pesquisa viabilizado através da empresa CP Eletrônica.

Ao CNPq, CAPES, MCT e a UFSC, pelo apoio financeiro e estrutura oferecida durante a minha formação.

À Professora Dircélia pela competente revisão do texto.

Aos meus amigos: José Augusto da Matta Guedes, Kefas Damazio Coelho, Luis Cândido Tomaselli, Samir Ahmad Mussa, Sergio Vidal Garcia Oliveira e Stephanie K. T. Miller, pelas conversas, pelo companheirismo, pela troca de informações profissionais e também de vida.

Aos amigos Domingo A. Ruiz-Caballero, Falcondes José Mendes de Seixas, Grover Torrico Bascopé e René P. Torrico Bascopé, pelas conversas que sempre me deixam muito animado para estudar eletrônica.

Aos amigos Abraão Hipólito, Carlos Henrique Illa Font, Clóvis Antônio Petry, Deivis Borgonovo, Denise Gerardi, Ênio Roberto Ribeiro, Fabiana Pöttker de Souza, Flávio Alberto Bardemaker Batista, João Márcio Buttendorff, Leonardo Augusto Serpa, Mauro Pagliosa, Mauro Tavares Peraça, Ricardo Luiz Alves e Wail Metzker Pastorello Filho.

Agradeço ao amigo e futuro engenheiro Ricardo Ramos Zapelini por toda a sua ajuda na experimentação deste trabalho. Ao competente grupo técnico do INEP: Rafael Carpes, Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho e Gabriel Tibola por todo o seu valioso trabalho.

A minha mãe Alaíde por sempre me motivar a estudar, por ter transmitido seus princípios, por priorizar os filhos em sua vida, por compreender a minha falta. Ao meu irmão Jadimar, pelo seu contagiante entusiasmo pela vida, pelas conversas e companheirismo.

A família Viviani: Heloísa, Vili, Fábio por auxiliarem diversas vezes no decorrer de todos esses anos, pelos conselhos e ternura. Um agradecimento especial à minha cunhada Daniela que se prestou a imprimir e entregar a versão final desta tese e por ter suportado por perto um cunhado em fase de tese...

A Adriana, companheira em todas as horas, principalmente nas horas em que eu queria fraquejar. Por muitas vezes ter abdicado de suas vontades em função das minhas.

A todos meus amigos e familiares...

Ao criador do universo!

Resumo da tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONTRIBUIÇÕES PARA SISTEMAS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Yales Rômulo de Novaes

Março/2006

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Sistemas de Energia (Eletrônica de Potência).

Palavras-chave: conversor, inversor, célula a combustível, fator de potência, UPS, filtro ativo, energia reativa, PEM, fontes alternativas.

Número de páginas: 288.

RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo na área de eletrônica de potência aplicada à tecnologia de células a combustível tipo PEM. Mostra-se em detalhe as características elétricas das CaCs, incluindo-se o estudo da modelização, apresentando-se um modelo para simulação numérica, estática e dinâmica, com foco nas grandezas elétricas das CaCs. Apresenta-se uma revisão das arquiteturas utilizadas até o momento para realizar a conversão de energia de CaCs, e identifica-se as características que as arquiteturas de eletrônica de potência devem possuir. Como principais contribuições do trabalho, mostra-se um estudo da propagação de energia reativa por um determinado sistema de processamento de energia baseado em CaCs, provendo o leitor de ferramentas analíticas que permitem dimensionar os filtros dos conversores, bem como auxiliam na escolha da estratégia de controle com vistas ao bloqueio ou filtragem desta energia reativa, a qual é proveniente da pulsação de potência gerada por inversores monofásicos. Contribui-se também com a análise e implementação de um filtro ativo para sistemas de tensão contínua, mostrando-se sua viabilidade para aplicações em CaCs. Um sistema ininterrupto de energia baseado em múltiplas fontes de energia, neste caso CaCs, é utilizado como exemplo de aplicação e projetado considerando-se as características inatas das CaCs. Destaca-se também as dificuldades encontradas na escolha da arquitetura e das topologias, incluindo estratégias de controle. No último capítulo apresenta-se um novo conversor elevador, quadrático e de três níveis, o qual é interessante para utilização na área de CaCs pois possui ganho elevado e entrada em corrente.

Abstract of the Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for obtaining the degree of Doctor in Electrical Engineering.

Contributions for fuel cell's energy processing systems

Yales Rômulo de Novaes

March/2006

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Energy Systems (Power electronics).

Keywords: converter, inverter, fuel cell, power factor, UPS, active filter, reactive power, PEM.

Number of pages: 288.

ABSTRACT: this work presents a study of the power electronics application in the fuel cell area. Fuel cell's electrical characteristics are shown in detail, including modeling study, presenting static and dynamical models for numeric simulation, which focus on electrical variables. An overview of the power electronics architectures applied for fuel cells is presented and the most important characteristics of this kind of architectures are pointed out. Reactive energy propagation in fuel cell systems due to the connection of single-phase inverters is analyzed in detail. Information on how to calculate the filter's parameters or to choose the more appropriate control strategy to reduce the reactive energy circulation through the fuel cells are provided. An active filter for connection at DC voltage systems, in this case fuel cells, is designed and tested. A fuel cell application example is designed, where multiple fuel cell sources are connected to provide a long term uninterruptible power supply (UPS). The converter's modeling is done considering the fuel cell impedance.. A new three-level boost converter is also proposed, which is a current source converter with high voltage ratio, being suitable for fuel cell applications.

Sumário

Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxvii
Listas de Símbolos	xxviii
1 Introdução Geral	1
2 Célula a Combustível	7
2.1 Introdução	7
2.2 Uma Introdução à Introdução das CaCs à Realidade - Aspectos Cronológicos	8
2.3 Princípio Básico de Funcionamento da CaC a Hidrogênio	12
2.4 As Diferentes Tecnologias de CaCs	14
2.5 Aplicações	18
2.6 A CaC do Tipo PEM	21
2.6.1 Limite de eficiência	21
2.6.2 Tensão máxima da CaC	26
2.6.3 Variação da tensão em função da pressão dos reagentes e da temperatura	27
2.6.4 Tensão da CaC em operação - característica estática	31
2.6.5 Consumo de reagentes - característica estática	38
2.6.6 Tensão da CaC em operação - comportamento transitório	40
2.6.7 Exemplo numérico de parametrização e simulação da CaC	41
2.6.8 Sistema de geração utilizando CaC	47
2.7 Conclusão	51
3 Processamento Eletrônico da Energia das CaCs - Estado da Arte	53
3.1 Introdução	53
3.2 Revisão Bibliográfica	54
3.2.1 Sistemas ininterruptos de energia	69
3.3 Características Essenciais das Arquiteturas para Sistemas de CaCs	72
3.4 Conclusão	77
4 Energia Reativa em Sistemas de CaCs	79
4.1 Introdução	79
4.2 Origem e Figuras de Mérito	80

4.2.1	Fator de potência em um circuito ideal	82
4.2.2	Influência da componente alternada de corrente em um circuito CC idealizado	84
4.2.3	Perdas resistivas provocadas pela redução do fator de potência .	86
4.2.4	Conexão de carga em barramento de tensão contínua distorcido .	87
4.2.5	Utilização de carga indutiva na saída do inversor	89
4.3	Distribuição Natural da Ondulação de Corrente em Baixa Freqüência em Sistemas de CaCs	92
4.3.1	Modelagem da impedância da CaC conectada ao conversor <i>Push- Pull</i>	93
4.3.2	Outros conversores elevadores e abaixadores	96
4.3.3	Validação da modelagem para o conversor <i>push pull</i>	99
4.3.4	Validação da modelagem para o conversor <i>boost</i>	110
4.4	Conclusão	120
5	Técnicas de Redução da Circulação de Energia Reativa Através da CaC	123
5.1	Introdução	123
5.2	Métodos de Redução da Ondulação de Corrente	125
5.2.1	Filtragem passiva	125
5.2.2	Filtragem ativa	127
5.3	Projeto de um Filtro Ativo para Sistemas de CaCs	136
5.3.1	Arquitetura e topologia	136
5.3.2	Estratégia de controle e modelagem do filtro ativo	138
5.3.3	Esforços de corrente e tensão	145
5.3.4	Exemplo de projeto	147
5.3.5	Resultados de simulação	157
5.3.6	Implementação e resultados experimentais	159
5.3.7	Considerações sobre o uso de cargas não-lineares na saída dos inversores monofásicos	164
5.4	Conclusão	169
6	Sistema Ininterrupto de Energia Baseado em CaCs	173
6.1	Introdução	173
6.2	Arquitetura e topologia do conversor	174
6.2.1	Definição do estágio de conversão CC-CC	176
6.3	Estratégia de Controle e Modelagem	183
6.3.1	Estratégia de controle do estágio de entrada	184
6.3.2	Estratégia de controle do estágio de saída	185
6.3.3	Modelagem	192
6.4	Controle da corrente do banco de baterias	198
6.5	Redução da ondulação de alta freqüência através do uso de um capacitor adicional	200
6.5.1	Cálculo da corrente da CaC com a utilização do capacitor de filtragem	200

6.5.2	Modelagem do conversor boost considerando-se a presença do capacitor na entrada	201
6.6	Memorial de Cálculo do Projeto do Primeiro Estágio	203
6.6.1	Especificações e cálculos preliminares	203
6.6.2	Cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes	204
6.6.3	Escolha dos componentes e cálculo de perdas	205
6.6.4	Cálculo físico do indutor de entrada	206
6.6.5	Cálculo do capacitor de filtragem adicional	209
6.6.6	Projeto da malha de controle da corrente do primeiro estágio	211
6.6.7	Projeto da malha de controle da tensão do primeiro estágio	213
6.7	Projeto do segundo estágio de conversão	216
6.7.1	Cálculo de energia necessária durante o tempo de pré-aquecimento das CaCs	216
6.7.2	Especificações do conversor, esforços de corrente e tensão e especificações dos componentes de potência	217
6.7.3	Controle da corrente	217
6.7.4	Controle da tensão	219
6.7.5	Limitação de corrente do banco de baterias	221
6.8	Construção do protótipo	222
6.8.1	Esquema eletrônico e protótipo	222
6.9	Resultados Experimentais	225
6.9.1	Validação experimental da utilização do capacitor de filtragem adicional	225
6.9.2	Resultados experimentais - operação com carga resistiva	226
6.9.3	Resultados experimentais - conexão com uma UPS comercial	228
6.10	Conclusão	235
7	Conversor Boost Quadrático de Três Níveis	237
7.1	Introdução	237
7.2	Concepção da topologia	238
7.3	Operação no modo de condução contínua	241
7.3.1	Etapas de funcionamento	241
7.3.2	Ganho estático ideal	243
7.3.3	Resultados de simulação	245
7.4	Operação no modo de condução descontínua	247
7.4.1	Etapas de funcionamento	248
7.4.2	Ganho estático ideal	250
7.4.3	Resultados de simulação	253
7.5	Característica externa	253
7.6	Considerações finais	255
7.7	Resultados experimentais para o MCC	256
7.8	Conclusão	260
8	Conclusão Geral	265

A	Arquivos de simulação, diagramas esquemáticos e lista material	269
A.1	Arquivo de simulação do programa Orcad referente ao modelo da Fig. 2.15	269
A.2	Arquivo de simulação referente à Fig. A.1	270
A.3	Arquivo de simulação referente à Fig. A.2	272
A.4	Arquivo de simulação referente à Fig. A.3	273
A.5	Arquivo de simulação do filtro ativo	274
A.6	Circuito de implementação do filtro ativo	276
A.7	Lista de material da UPS	277
	Referências Bibliográficas	246

Lista de Figuras

2.1	(a) Christian Friedrich Schoenbein (1799-1868); (b) Willian Robert Grove (1811-1896).	8
2.2	Dr. Harry Karl Ihrig dirigindo o trator da empresa Allis-Chalmers, alimentado por CaCs (fotografia reproduzida de [1]).	10
2.3	CaC construída para a missão espacial Apollo (fotografia reproduzida de [2]).	10
2.4	Desenvolvimento da tecnologia PEM, fonte dos dados: [1].	11
2.5	Total de artigos publicados nos periódicos do IEEE (<i>transactions</i>): Power Electronics, Aerospace & Electronics, Industry Applications e Energy Conversion.	12
2.6	CaC a hidrogênio.	13
2.7	Aplicação das CaCs em função da potência e da tecnologia adotada [3,4].	20
2.8	Curva de polarização típica de uma CaC tipo PEM.	32
2.9	Modelo circuital representativo do comportamento dinâmico de uma PEMFC.	41
2.10	Resultados experimentais (a), representação linear (b) e completa (c) do comportamento estático de uma CaC tipo PEM.	42
2.11	Curva de eficiência da CaC em função da corrente; (+) resultados experimentais; (-) resultados teóricos.	44
2.12	Curva da potência da CaC em função da corrente; (+) resultados experimentais; (-) resultados teóricos.	44
2.13	Método da interrupção da corrente para obtenção dos parâmetros; 2V/div; 5A/div.	45
2.14	Curva de impedância da CaC para pequenos sinais e um determinado ponto de operação ($T = 39^{\circ}C$; $P = 6, 2psi$; $i = 7A$).	46
2.15	Modelo eletroquímico da CaC tipo PEM para utilização no programa Orcad [5].	48
2.16	Resultados de simulação do modelo apresentado na Fig. 2.15.	49
2.17	Resultados experimentais durante um transitório de carga em uma CaC de 500W; tensão (20V/div), corrente 10A/div, potência 200W/div, 20ms/div.	49
2.18	Exemplo de sistema de geração utilizando CaCs, partes mecânicas e de potência.	50
2.19	Exemplo de sistema de geração utilizando CaCs; funções da parte eletrônica de controle e supervisão.	51
3.1	Arquitetura utilizada em um sistema de propulsão veicular [6].	55

3.2	Conversores [7,8] utilizados na arquitetura proposta [6].	55
3.3	Arquitetura proposta por [9].	58
3.4	Arquitetura proposta por [10].	60
3.5	Inversores cogitados para utilização na arquitetura da Fig. 3.4.	60
3.6	Ábaco para determinação do percentual de utilização da energia de um capacitor em função da relação entre a variação de tensão admissível.	61
3.7	Arquitetura proposta por [11].	61
3.8	Estratégia de controle do conversor <i>push-pull</i> da Fig. 3.7.	61
3.9	Arquitetura proposta por [12], a qual utiliza um conversor bidirecional para conectar as baterias ao sistema.	62
3.10	Arquitetura proposta por [13], que utiliza um conversor <i>boost</i> para controlar a energia drenada da CaC e um barramento de tensão alternada em alta frequência.	63
3.11	Arquitetura proposta por [14].	64
3.12	Arquitetura proposta por [15] para suprimento de 1 kW diretamente à rede elétrica.	64
3.13	Arquitetura avaliada para aplicação veicular com o intuito de reduzir o volume do banco de capacitores de saída [16].	65
3.14	Conversor bi-direcional <i>three-port</i> proposto por [17].	66
3.15	Conversor de múltiplas fases proposto para aplicações com baixa tensão de entrada e elevada potência [18].	67
3.16	Inversor multinível proposto por [19].	68
3.17	Conversor CC-CC multinível conectado a um inversor trifásico [20].	68
3.18	Arquitetura utilizada pelo fabricante Avista Labs no gerador SR72.	69
3.19	UPS de grande autonomia baseado em um sistema portátil de CaC. Fig. reproduzida de [21].	70
3.20	Sistema ininterrupto de energia baseado em CaCs [22].	71
3.21	Arquitetura proposta por [23] para compor uma UPS baseada em CaCs tipo PEM.	72
3.22	Sistema estacionário típico para geração de energia baseado em CaCs.	73
3.23	Característica estática de uma PEMFC, considerando fluxos de combustível menores do que o fluxo nominal [24,25].	74
3.24	Exemplo de arquitetura com entrada em corrente, baterias em baixa tensão e isolamento em alta frequência.	76
3.25	Exemplo de arquitetura com entrada em corrente, baterias em baixa tensão e isolamento em alta frequência.	76
4.1	Arquitetura de conversão CC-CA monofásica.	80
4.2	Tensão, corrente e potência médias instantâneas de saída do inversor e corrente média instantânea de saída do conversor da Fig. 4.1.	83
4.3	Circuito idealizado em que uma fonte CC é submetida a uma componente alternada de corrente.	84
4.4	Percentual de aumento do valor da eficaz da corrente em função de q	85
4.5	Curva de fator de potência <i>visto</i> por uma fonte CC sujeita a circulação de uma componente alternada de corrente.	86

4.6	Gráfico de perdas em um suposto resistor entre a fonte de tensão CC e as fontes de corrente.	87
4.7	Conexão de carga em barramento de tensão contínua distorcido.	89
4.8	Fator de potência na fonte Va: (a) em função da variação da potência em RL e Ix; (b) em função da variação de Ra.	90
4.9	Resultados de simulação de um conversor <i>push-pull</i> com malha de controle instantâneo da tensão de saída, alimentando um inversor monofásico com carga resistiva.	91
4.10	Resultados de simulação de um conversor <i>push-pull</i> com malha de controle instantâneo da tensão de saída, alimentando um inversor monofásico com carga indutiva.	92
4.11	Circuito utilizado na análise da propagação da ondulação de baixa frequência.	93
4.12	Circuito detalhado utilizado na análise da propagação da ondulação de baixa frequência.	94
4.13	Circuito equivalente CA para cálculo da propagação da componente alternada de corrente.	95
4.14	Circuito equivalente CA simplificado.	95
4.15	Formas de onda relativas ao circuito da Fig 4.13.	96
4.16	Representação dos conversores com entrada em tensão e saída em corrente para quantificação da propagação de ondulação de baixa frequência.	97
4.17	Representação dos conversores com entrada em corrente e saída em tensão para quantificação da propagação de ondulação de baixa frequência.	98
4.18	Modelo para quantificação da propagação da ondulação de corrente.	98
4.19	Modelo equivalente CA de um gerador autônomo de energia monofásico.	100
4.20	Resultados de simulação do conversor <i>push-pull</i> utilizando transformador e interruptores ideais, conforme arquivo de simulação apresentado no anexo A.4.	103
4.21	Resultados de simulação do conversor <i>push-pull</i> utilizando transformador e interruptores ideais, componente de 120 Hz da corrente em Ci, Lo e Co.	104
4.22	Circuito de simulação do modelo equivalente CA do conversor <i>push-pull</i>	104
4.23	Resultados de simulação do conversor <i>push-pull</i> utilizando-se o circuito equivalente CA.	105
4.24	Tensão (100V/div), corrente (10A/div) e potência (1kW/div) de saída do inversor.	106
4.25	Tensão (5v/div) e corrente na CaC (5A/div).	107
4.26	Tensão sem nível CC (500mV/div) e corrente na CaC (5A/div).	108
4.27	Circuito de simulação do modelo CA do conversor <i>push-pull</i> incluindo a impedância da bateria.	108
4.28	Resultados de simulação da propagação de corrente utilizando o modelo CA do conversor <i>push-pull</i> e considerando a conexão de baterias.	109
4.29	Tensão (50V/div), corrente (10A/div) e potência de saída do inversor.	110
4.30	(a) Corrente (10A/div) e tensão (5V/div) de entrada do conversor <i>push-pull</i> ; (b) tensão de saída do conversor (50V/div).	111
4.31	Corrente (10A/div) e tensão (1V/div) das CaCs após o paralelismo realizado por diodos.	112

4.32	Corrente (10A/div) e tensão (0,5V/div) das baterias após o paralelismo realizado por diodos.	113
4.33	Exemplo de caso de ressonância no circuito do conversor <i>push-pull</i>	114
4.34	Corrente na CaC parametrizada para variações nos valores de C_i e C_o , considerando-se ambas RSEs iguais a zero.	115
4.35	Conversor implementado em laboratório.	115
4.36	Circuito equivalente CA do conversor <i>boost</i> alimentado pela CaC.	116
4.37	Resultados de simulação do circuito CA equivalente do conversor <i>boost</i>	116
4.38	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> da Fig. 4.35.	117
4.39	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> da Fig. 4.35	117
4.40	Resultados de simulação da corrente na CaC: (a) utilizando o conversor <i>boost</i> com o modelo dos interruptores reais; (b) com interruptores ideais.	118
4.41	Resultados de simulação do circuito CA equivalente do conversor <i>boost</i> , sem o capacitor C_x	118
4.42	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> da Fig. 4.35, desconsiderando-se C_x	119
4.43	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> da Fig. 4.35, desconsiderando-se C_x	119
4.44	Representação do modelo de uma CaC separadas por eletrodo.	122
5.1	(a) Filtro paralelo sintonizado colocado na entrada do conversor CC-CC; (b) filtro paralelo sintonizado colocado na saída do conversor CC-CC.	127
5.2	Simulação de um filtro paralelo sintonizado conectado na entrada de um conversor CC-CC (<i>push-pull</i>).	128
5.3	Simulação de um filtro paralelo sintonizado conectado na saída de um conversor CC-CC (<i>push-pull</i>).	129
5.4	Estratégia de bloqueio das ondulações de baixa frequência através do uso de conversores operando com corrente controlada.	130
5.5	Resultados de simulação de um conversor <i>push-pull</i> operando com corrente controlada.	131
5.6	Representação de um inversor monofásico com modulação bipolar a 2 níveis.	131
5.7	Taxa de distorção harmônica total da tensão de saída do inversor em função de γ	132
5.8	(a) Resultados teóricos da forma de onda da tensão de saída de um inversor monofásico sendo alimentando com tensão de barramento distorcida, $\gamma = 0,23$, $V_{cc} = 217V$; (b) razões cíclicas de comando do inversor, senoidal e corrigida para evitar distorção harmônica.	134
5.9	Resultados de simulação da forma de onda da tensão de saída de um inversor monofásico sendo alimentando com tensão de barramento distorcida. $\gamma = 0,23$, $V_{cc} = 217V$	134
5.10	Resultados de simulação (valores médios instantâneos): (a) Conversor <i>push-pull</i> com corrente de saída controlada; (b) Conversor <i>push-pull</i> com corrente de entrada controlada.	135
5.11	Arquiteturas utilizadas nas quais o filtro ativo é implementado.	137
5.12	Identificação dos quadrantes que o filtro ativo deve ser capaz de operar.	137

5.13	Topologia do conversor bidirecional escolhida para implementação do filtro ativo.	138
5.14	Etapas de operação do filtro ativo.	138
5.15	Representação através de valores médios instantâneos da tensão aplicada pelos interruptores do conversor bidirecional.	139
5.16	Estratégia de controle do filtro ativo - opção 1.	141
5.17	Estratégia de controle do filtro ativo - opção 2.	141
5.18	Valor médio da tensão VCf , considerando $D=1$ quando $S2$ está fechado (operação no modo elevador).	142
5.19	Esquema do filtro ativo para ser modelado com um grau menor de simplificação.	143
5.20	Etapas de funcionamento do filtro ativo para fins de modelagem.	143
5.21	Esforços de corrente nos componentes do filtro ativo.	148
5.22	Funções de transferência $G_i(s)$ do filtro ativo, multiplicadas pelo ganho do sensor de corrente.	151
5.23	Controlador de corrente.	151
5.24	(a) Diagrama de Bode das FTLAs, do compensador e da planta; (b) fase destas funções de transferência.	152
5.25	Módulo e fase da função de transferência de malha fechada de controle da corrente.	153
5.26	Diagrama de Bode da função de transferência $I_c(s)/I_b(s)$	154
5.27	Diagrama de controle para implementação prática.	154
5.28	Diagrama de Bode de módulo e fase da planta a ser controlada ($D=0,5$).	155
5.29	Diagrama de Bode de módulo e fase da FTLA de controle da tensão VCf	156
5.30	Diagrama de Bode de módulo e fase de $I_c(s)/VCf(s)$	157
5.31	Resultados de simulação da malha de corrente com $I_b=10$ A de pico.	158
5.32	Resultados de simulação da malha de tensão do filtro ativo.	159
5.33	Circuito utilizado nas simulações numéricas [5].	160
5.34	Resultados de simulação do filtro ativo [5].	160
5.35	Fotografia do protótipo implementado.	161
5.36	Corrente no indutor L_f e tensão sobre o capacitor C_f para operação sem ondulação de corrente em baixa frequência.	162
5.37	(a) Corrente drenada pelo conversor CC-CC (10A/div); (b) Detalhe desta corrente (2A/div).	163
5.38	(a) Corrente do filtro ativo e corrente drenada pelo conversor (10A/div); (b) Corrente do filtro ativo e corrente drenada das CaC e das baterias (10A/div).	163
5.39	Formas de onda do transitório de partida do filtro ativo: (a) tensão $V_b=24V$; (b) tensão $V_b = 37V$	164
5.40	Corrente I_b e tensão do filtro ativo operando somente com a CaC	164
5.41	Corrente e tensão do filtro ativo operando somente com a CaC	165
5.42	Corrente dos terminais da CaC e tensão do filtro ativo.	165
5.43	Resultados de simulação, filtragem ativa com carga não-linear conectada ao inversor ; (a) corrente drenada pelo filtro, (b) corrente drenada pelo conversor,(c) corrente drenada das fontes de energia.	166

5.44	Tensão e corrente de saída de um inversor alimentando uma carga não-linear.	167
5.45	Tensão e corrente drenada da CaC sem a conexão do filtro ativo.	167
5.46	Tensão e corrente drenada da CaC com a conexão do filtro ativo.	168
5.47	Tensão e corrente do filtro ativo.	168
5.48	Tensão e corrente da CaC diante de variações de carga.	170
6.1	Arquitetura do sistema ininterrupto de energia.	175
6.2	Conversor <i>boost</i> : (a) topologia; (b) ganho estático ideal.	178
6.3	Ganho máximo do conversor <i>boost</i> em função de q e p	179
6.4	(a) Dois conversores <i>boost</i> conectados em série; (b) Conversor <i>boost</i> com um interruptor.	180
6.5	Potência comutada total dos conversores <i>boost</i>	182
6.6	Arquitetura da UPS.	184
6.7	Estratégia de controle do primeiro estágio de conversão.	185
6.8	Tensão V_{oint} frente a uma perturbação na tensão da CaC, considerando-se diferentes configurações de conexão do filtro na malha de <i>feedforward</i>	186
6.9	Estratégia de controle adotada para realizar o paralelismo dos conversores, baseada na estrutura do CI UC3854.	187
6.10	Resultados de simulação do segundo estágio de conversão frente a variação em uma das tensões de entrada, operação sem a malha de <i>feedforward</i>	190
6.11	Resultados de simulação do segundo estágio de conversão frente a variação em uma das tensões de entrada.	192
6.12	Etapas de funcionamento do conversor <i>boost</i>	193
6.13	Modelo do filtro de saída considerando-se a R_{se} do capacitor C_o	196
6.14	Representação em diagrama de blocos da estratégia de controle do primeiro estágio.	197
6.15	Representação em diagrama de blocos da estratégia de controle do segundo estágio de conversão.	198
6.16	Representação simplificada da estratégia de controle do segundo estágio.	198
6.17	Estratégia de controle da corrente do banco de baterias.	199
6.18	Circuito utilizado para obtenção do modelo.	199
6.19	Circuito equivalente para cálculo do capacitor de filtragem.	201
6.20	Circuito utilizado na modelagem.	203
6.21	Erro percentual causado no cálculo da corrente da CaC por considerar-se apenas a forma de onda fundamental da corrente de entrada do conversor.	210
6.22	Formas de onda obtidas matematicamente das corrente do conversor e da CaC, considerando-se um modelo simplificado e o mais completo.	210
6.23	Ganho das funções de transferência $I_{La}(s)/d_a(s)$	212
6.24	Fase das funções de transferência $I_{La}(s)/d_a(s)$	213
6.25	Função de transferência de laço aberto da malha de controle da corrente.	214
6.26	Função de transferência de laço aberto da malha de controle da tensão.	215
6.27	Resultados de simulação da tensão de saída do conversor <i>boost</i> , considerando-se as duas malhas de controle.	215

6.28	Ganho e fase da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.	219
6.29	Resultado de simulação da malha de controle da corrente, frente a um degrau na referência.	220
6.30	Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência laço aberto, utilizando-se somente um conversor.	221
6.31	Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência laço aberto, utilizando-se os seis conversores.	221
6.32	Diagrama esquemático do estágio de potência.	223
6.33	Diagrama esquemático do estágio de controle dos conversores.	224
6.34	Fotografias do protótipo construído.	224
6.35	Fotografia da montagem dos dois conversores boost em cascata.	225
6.36	Formas de onda da corrente (1A/div) e da tensão (1V/div) de entrada do conversor <i>boost</i> sem a conexão do capacitor C_{if}	226
6.37	Formas de onda da corrente (100mA/div) e da tensão (200mV/div) de entrada do conversor <i>boost</i> , $C_{if} = 330\mu F$	227
6.38	Formas de onda da corrente (100mA/div) e da tensão (200mV/div) de entrada do conversor <i>boost</i> , $C_{if} = 100\mu F$	228
6.39	Tensão e corrente de entrada do conversor de primeiro estágio, operando com carga resistiva de 100W.	228
6.40	Tensão e corrente de entrada do conversor de primeiro estágio, operando com carga resistiva de 450W.	229
6.41	Ondulação de alta frequência provocada pelos conversores.	229
6.42	Tensão (50V/div) e corrente (500mA/div) de saída durante a partida dos conversores, operação com carga.	230
6.43	Tensão (10V/div) e corrente (1A/div) da CaC durante a partida do conversor, operação com baixa carga.	230
6.44	Tensão (10V/div) e corrente (5A/div) da CaC durante a partida do conversor, operação com carga máxima.	231
6.45	Tensões (5V/div) e correntes (5A/div) de entrada de dois módulos de geração de energia.	231
6.46	Comparativo entre a tensão (5V/div) e corrente (5A/div) de entrada de dois conversores, baixa carga.	232
6.47	Comparativo entre a tensão (5V/div) e corrente (5A/div) de entrada de dois conversores, carga elevada.	232
6.48	Resultados experimentais: corrente drenada da CaC, corrente drenada pelo inversor da UPS, tensão de saída dos conversores <i>boost</i> e corrente de entrada do banco de baterias.	233
6.49	Transitório durante uma falta da energia elétrica comercial, 10mV/A.	233
6.50	Resultados experimentais durante uma falta da energia elétrica comercial, 10mV/A.	234
6.51	Resultados experimentais durante o retorno da energia elétrica comercial, 10mV/A.	234
6.52	Curva de eficiência total dos conversores em cascata.	234
7.1	Conversor <i>boost</i> quadrático a três níveis de tensão.	238

7.2	Conversor <i>boost</i> quadrático a três níveis de tensão, redução da potência comutada pelo interruptor S2.	238
7.3	Conversor <i>boost</i> quadrático a três níveis de tensão, redução do número de diodos.	239
7.4	Comparativo da potência comutada total nos três conversores <i>boost</i> . . .	240
7.5	Etapas de funcionamento do conversor proposto, desconsiderando-se os efeitos da comutação.	241
7.6	Principais formas de onda do conversor operando no MCC nos dois indutores.	244
7.7	Ganho estático total do conversor no MCC em função de D , tendo λ como parâmetro.	246
7.8	Ganho estático total do conversor no MCC em função de λ , tendo D como parâmetro.	246
7.9	Resultados de simulação do conversor operando no MCC.	247
7.10	Resultados de simulação do conversor operando no MCD.	251
7.11	Formas de onda idealizadas utilizadas na dedução do ganho estático V_o/V_{oint}	252
7.12	Resultados de simulação do conversor operando no MCD.	254
7.13	Estratégia de comando inconveniente, porque submete o interruptor S2 a tensão V_o	255
7.14	Estratégia de comando inconveniente, porque submete o interruptor S2 a tensão V_o	256
7.15	Etapas proibidas no MCD: a corrente do indutor L1 não pode se anular antes da corrente do indutor L2.	256
7.16	Tensão de comando de <i>gate</i> dos interruptores S1 e S2.	257
7.17	Detalhe da tensão de comando de <i>gate</i> dos interruptores S1 e S2. . . .	257
7.18	Detalhe da tensão de comando de <i>gate</i> dos interruptores S1 e S2. . . .	258
7.19	Corrente e tensão de entrada do conversor.	258
7.20	Corrente e tensão de saída do conversor.	259
7.21	Formas de onda da corrente de saída e tensão V_{oint} do conversor. . . .	259
7.22	Tensão dos interruptores S1 e S2. (a) 80kHz, 370W; (b) 50 kHz, 485W. . . .	260
7.23	Comparativo entre as eficiências do conversor proposto e dos dois conversores <i>boost</i> em cascata.	261
7.24	Característica externa V_{oint}/V_i em função de φ_1 , para vários valores de D e de λ	262
7.25	Característica externa V_o/V_{oint} em função de φ_2 , para vários valores de D e de λ	263
A.1	Circuito de simulação com o inversor alimentando carga resistiva.	272
A.2	Circuito de simulação com o inversor alimentando carga indutiva.	274
A.3	Circuito de simulação do conversor push-pull.	275
A.4	Esquema do estágio de potência e controle do filtro ativo.	276

Lista de Tabelas

2.1	Classificação usual das CaCs.	14
2.2	Propriedades dos reagentes à STP [26].	23
2.3	Parâmetros utilizados no modelo descrito por (2.96).	43
3.1	Principais características de um sistema estacionário de conversão para CaC (T: Tensão; C: corrente; A: ≥ 60 V; B: ≤ 60 V; AF: alta frequência.; BF: baixa frequência).	74
4.1	Parâmetros obtidos no projeto [27] válidos para a Fig. 4.19.	101
4.2	Valores dos parâmetros obtidos no projeto de um conversor <i>boost</i> de 500W.	111
5.1	Especificações do filtro ativo.	148
5.2	Comparativo entre a análise teórica e os resultados de simulação.	159
6.1	Especificações da UPS.	174
6.2	Comparativo entre o conversor <i>boost</i> com 2 interruptores e o conversor <i>boost</i> com 1 interruptor.	182
6.3	Parâmetros para cálculo do capacitor de filtragem.	209
6.4	Especificações e dados circuito de potência.	217
7.1	Resultados de simulação dos conversores. Top1: conversor proposto; Top2: dois <i>boosts</i> em cascata; Top3: conversor <i>boost</i> com 1 interruptor.	247
A.1	Lista de material para o conversor mestre (J1 fechado).	277
A.2	Lista de material para o conversor mestre (J1 fechado).	279

Listas de Símbolos

Simbologia das Equações

Símbolo	Descrição	Unidade
α	Coef. de transf. de carga; pressão parcial; const. de parametrização	–
β	Relação entre tensões	–
δ	Relação V_o/V_i	–
ΔC_f	Ondulação de tensão do capacitor	–
$\Delta I\%$	Acréscimo no valor da corrente eficaz	%
ΔI_{conv}	Ondulação de corrente na entrada do conversor	A
ΔI_{Lf}	Ondulação de corrente no indutor Lf	A
Δt_i	Intervalo de tempo i	s
ΔT	Elevação de temperatura	°C
ΔT_{CaC}	Elevação da temperatura na célula a combustível	°C
ΔV_{ativ}	Queda de tensão por perdas de ativação	V
ΔV_{ativ}	Queda de tensão por perdas de ativação	V
ΔV_{res}	Queda de tensão por perdas resistivas	V
ΔV_{tm}	Queda de tensão por perdas de transporte de massa	V
ΔV_{ca}	Ondulação de tensão	V

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
ΔVC_o	Ondulação de tensão sobre o capacitor C_o	V
Δ_{SP}	Potência reativa	VAr
η	Eficiência	-
η_1	Rendimento do primeiro estágio	-
η_2	Rendimento do segundo estágio	-
η_{inv}	Rendimento do inversor	-
η_{total}	Rendimento total	-
η_a	Rendimento do primeiro estágio	-
η_b	Rendimento do segundo estágio	-
γ	Relação entre tensões	-
ω_r	Frequência angular	rad/s
ω_{rf}	Frequência angular	rad/s
ω_t	Ângulo da tensão de saída do inversor	rad
ω_p	Frequência do pólo	rad/s
ω_z	Frequência do zero	rad/s
λ	Fator de redução da razão cíclica D	-
\bar{c}_p	Calor específico	$\frac{J}{mol.K}$
\bar{h}_f	Entalpia	J
\bar{s}_f	Entropia	J
\bar{g}_f	Energia livre de Gibbs	J
ρ_c	Resistividade do cobre	$\Omega.cm$

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
ρ_m	Resistividade específica da membrana	$\Omega.cm$
σ	Fator de utilização do combustível	
θ	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente	rad
φ_{lmc}	Constante de parametrização que delimita o MCC e o MCD	–
φ_i	Constante de parametrização i	–
ξ_i	Constantes eletroquímicas	
$a_{A,B,C}$	Atividade dos elementos A, B, C	–
A	Constante de inclinação da equação de Tafel	–
A_a	Constante de inclinação relativa ao anodo	
A_t	Constante de inclinação relativa aos dois eletrodos	
A_c	Constante de inclinação relativa ao catodo	
A_m	Área efetiva da membrana	cm^2
A_{cu}	Área de cobre	cm^2
A_{cuisol}	Área do fio com isolamento	cm^2
A_e	Área da perna central do núcleo	cm^2
A_w	Área da janela do carretel	cm^2
B	Constante relativa as perdas por transporte de massa	–
BL	Densidade de fluxo magnético	T
$cons_{Ar}$	Consumo de ar	l/min
$cons_{H_2e}$	Consumo de H_2 no modo de espera da CaC de 500W	l/min

Símbolo	Descrição	Unidade
$cons_{H_2n}$	Consumo de H_2 da CaC para produzir 500W	l/min
$cons_{H_2nt}$	Consumo de H_2 de 6 CaCs para produzir 3kW	l/min
$cons_{H_2te}$	Consumo de H_2 no modo de espera das 6 CaCs de 500W	l/min
$cons_{O_2}$	Consumo de oxigênio	l/min
C	Capacitância	F
C_{bat}	Capacidade das baterias	Ah
C_a	Capacitância relativa ao fenômeno <i>charge double layer</i>	F
C_f	Capacitância do filtro	F
C_o	Capacitância de saída	F
C_p	Capacitor do pólo	F
C_{pv}	Capacitor do pólo do compensador de tensão	F
C_x	Capacitor de filtragem	F
C_z	Capacitor do zero	F
C_{zv}	Capacitor do zero do compensador de tensão	F
$dens_{Ar}$	Densidade do ar	kg/m^3
$dens_{H_2}$	Densidade do hidrogênio	kg/m^3
D_{cr}	Razão cíclica crítica	–
D	Razão cíclica	–
$D_{G_{max}}$	Razão cíclica para o ganho estático máximo	–
e	Carga de um elétron	C
E	Fonte de tensão	V

Símbolo	Descrição	Unidade
E_p	Energia necessária durante o tempo de pré-aquecimento	J
E_u	Energia armazenada nos supercapacitores	J
f	Frequência	Hz
f_c	Frequência de comutação	Hz
f_{cr}	Frequência de cruzamento da FT	Hz
f_p	Frequência do pólo	Hz
f_{pv}	Frequência do pólo do compensador de tensão	Hz
f_z	Frequência do zero	Hz
f_{zv}	Frequência do zero do compensador de tensão	Hz
F	Constante de Faraday	C/mol
$F(D)$	Ganho estático de um conversor	–
FP	Fator de potência	–
FP_{Va}	Fator de potência na fonte VA	–
FT_{ond}	Função de transferência $I_c(s)/VCf$	–
G_b	FT para controle da corrente do banco de baterias	Ω
G_{bat}	Função de transferência do banco de baterias	Ω
G_{eicr}	Ganho estático i crítico	–
G_{eideal}	Ganho estático ideal	–
G_{emax}	Ganho estático máximo	–
$Getot_{ccm}$	Ganho estático V_o/V_i no MCC	–
$Getot_{dcn}$	Ganho estático V_o/V_i no MCD	–

Símbolo	Descrição	Unidade
G_i	Função de transf. da malha de corrente pela razão cíclica	A
G_{va}	Função de transf. da malha de tensão pela corrente	Ω
H	Ganho	–
H_i	FT do controlador de corrente	–
H_{ib}	Controlador de corrente do banco de baterias	–
i	Corrente	A
i_{eq}	Corrente equivalente	A
i_l	Corrente limite das perdas por transporte de massa	A
i_c	Corrente no capacitor	A
i_L	Corrente no indutor	A
i_f	Corrente das fontes (com filtro sintonizado)	A
i_{fs}	Corrente do filtro sintonizado	A
i_{Lf}	Corrente do filtro	A
i_o	Corrente em que as perdas de ativação começam a se pronunciar	A
i_{Ra}	Corrente no resistor R_a	A
i_{Va}	Corrente da fonte V_a	A
I_d	Corrente média do banco de baterias	A
I_{ac}	Corrente de entrada no pino 6 do CI 3854	A
I_{Bat}	Corrente no banco de baterias	A
I_c	Corrente drenada das CaCs	A
I_{c_p}	Corrente de pico de baixa freq. do FA devido à malha de corrente	A

Símbolo	Descrição	Unidade
I_{ca}	Componente CA de corrente	A
I_{cc}	Componente CC de corrente	A
I_{CaC}	Corrente na célula a combustível	A
I_{CaC_f}	Corrente final da CaC	A
I_{CaC_i}	Corrente inicial da CaC	A
I_{Cf}	Corrente no capacitor Cf	A
I_{Ci}	Corrente do capacitor Ci	A
I_{Co}	Corrente do capacitor de saída	A
I_{Db}	Corrente do diodo	A
I_{L1}	Corrente do indutor L1	A
I_{L2}	Corrente do indutor L2	A
$I_{L_{ref}}$	Corrente de referência dos indutores	A
I_{Lo}	Corrente do indutor de saída	A
I_M	Corrente máxima	A
I_o	Corrente de saída	A
I_{oint}	Corrente de saída do primeiro estágio de elevação de tensão	A
I_{oconv}	Corrente de saída do conversor CC-CC	A
I_{oinv}	Corrente de saída do inversor	A
I_p	Corrente de pico do filtro ativo; Corrente do primário (repr. através de um transf. ideal)	A A
I_{RR}	Corrente de recuperação reversa	A
I_s	Corrente do secundário (repr. através de um transf. ideal)	A

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
ISn, IDn	Corrente nos interruptores	A
I_x	Valor da corrente da fonte I_x	A
J_{max}	Densidade de corrente	A/cm ²
k	Multiplicação da razão cíclica pela relação de transformação	–
k_{3854}	Constante interna do CI 3854	–
k_{efc}	Ganho do elemento final de controle (PWM)	–
k_1	Ganho	–
k_2	Ganho	–
k_e	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	–
k_h	Coefficiente de perdas por histerese	–
k_i	Ganho do sensor de corrente	–
k_{if}	Ganho do sensor de corrente e EFC multiplicados	–
k_v	Ganho do sensor de tensão	–
K	Ganho	–
K_w	Fator de utilização da janela do carretel	–
l	Espessura da membrana	cm
l_g	Entreferro	mm
L	Indutância	H
L_f	Indutância do filtro	H
m	Número de conversores em paralelo	–
mm_{Ar}	Massa molar do ar	kg/mol

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
M_i	Índice de modulação	–
MLT	Comprimento médio de uma espira	mm
n	Relação de transformação de um transformador ou, número de fios em paralelo	–
n_{cells}	Número de CaCs	–
n_{aA}	Elemento químico A	–
N	Número de Avogadro	$1/mol$
NL	Número de espiras	–
p	Relação entre as resistências R_s e R_o	–
pRa	Potência instantânea no resistor R_a	W
P	Potência ativa	W
$P_{A,B,C}$	Pressão dos elementos A, B ou C	Pa
P_{CaC}	Potência da célula a combustível	W
P_0	Pressão padrão	Bar
$PCaC_e$	Potência elétrica da CaC	W
$PCaC_t$	Potência térmica dissipada pela CaC	W
P_{iinv}	Potência de entrada do inversor	W
P_n	Perdas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{oconv}	Potência de saída do conversor	W
P_{oint}	Potência de saída do primeiro estágio de conversão	W

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
P_{oinv}	Potência de saída do inversor	W
P_{RA}	Potência no resistor RA	W
P_{Scom}	Perdas de comutação do interruptor	W
P_{Scon}	Perdas de condução do interruptor	W
P_{tn}	Perdas totais no núcleo	W
q	Relação entre as correntes I_{cap} e I_{cc} ; Relação entre os resistores RL e Ro	–
Q	Carga elétrica	C
R	Constante universal dos gases; Resistência	$J/(mol.K)$ Ω
R_a	Resistência de ativação; resistência interna da fonte Va	Ω
R_{Bat}	Resistência do banco de baterias	Ω
R_c	Resistor de entrada do compensador	Ω
R_{cc}	Resistência em corrente contínua	Ω
R_{cv}	Resistor de entrada do compensador de tensão	Ω
R_{CaC}	Resistência da célula a combustível	Ω
R_{Ci}	Resistência série equivalente do capacitor Ci	Ω
R_{Co}	Resistência série equivalente do capacitor Co	Ω
R_{Cx}	Resistência série equivalente do capacitor Cx	Ω
R_{DSon}	Resistência de condução do MOSFET	Ω
R_e	Resistência equivalente devido as perdas eletrônicas	Ω
R_{eqCaC}	Resistência equivalente da CaC para o modelo linear	Ω

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
R_f	Resistência do filtro sintonizado	Ω
R_L	Resistência de carga ou resistência do indutor	Ω
R_{Li}	Resistência do indutor Li	Ω
R_{mo}	Resistor de saída do bloco multiplicador do CI 3854	Ω
R_o	Resistência efetiva de carga	Ω
R_p	Resistência equivalente devido as perdas iônicas	Ω
R_r	Resistência relativas às perdas resistivas	Ω
R_s	Resistência do interruptor; resistência equivalente do paralelismo entre as baterias e a CaC	Ω Ω
R_{sh}	Resistor shunt	Ω
R_t	Resistência térmica do núcleo	$^{\circ}C/W$
R_{thCaC}	Resistência térmica da CaC	$^{\circ}C/W$
R_z	Resistor do zero do compensador	Ω
R_{cv}	Resistor de entrada do compensador de tensão	Ω
S	Potência aparente	VA
S_c	Potência comutada	VA
$S_{c_{tot}}$	Potência comutada total	VA
S_{cD_i}	Potência comutada pelo diodo	VA
S_{cS_i}	Potência comutada pelo interruptor comandável	VA
SC_{tot}	Potência comutada total	VA
SCa_{total}	Potência comutada total da estrutura com 2 <i>boosts</i>	VA

Símbolo	Descrição	Unidade
SCb_{total}	Potência comutada total do conversor <i>boost</i> quadrático	VA
$Soconv$	Potência aparente de saída do conversor	VA
t	Tempo	s
t_a	Cte de tempo rel. ao fen. <i>charge double layer</i>	s
t_p	Tempo de pré-aquecimento	s
t_f	Tempo de subida	s
ton	Tempo com o interruptor comandado	s
trr	Tempo de recuperação reversa	s
T	Período de uma forma de onda; período de comutação; temperatura	s °C, K
T_0	Temperatura padrão	°C
THD	Taxa de distorção harmônica total	%
uS_i	Fator de utilização do interruptor	VA/W
v_i	Tensão de entrada	V
vLf	Tensão no indutor LF	V
$vrse$	Tensão sobre a RSE	V
vt	Relação entre as tensões	–
V_{FD}	Queda de tensão direta do diodo	V
V_{id}	Tensão de circuito aberto da CaC	V
V_{min}	Tensão mínima	V
V_{Nernst}	Tensão de Nernst	V
V_n	Tensão nominal	V

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
V_1	Valor máx. da tensão sobre o capacitor C_o	V
V_2	Valor min. da tensão sobre o capacitor C_o	V
V_a	Queda de tensão relativa as perdas de ativação	V
V_{AB}	Tensão entre os pontos A e B	V
V_b	Fonte de tensão	V
V_{const}	Tensão constante	V
V_{Ca}	Tensão sobre a fonte de corrente I_{ca} ou sobre o capacitor C_a	V
V_{CaC}	Tensão da célula a combustível	V
V_{CaC_f}	Tensão final da CaC	V
V_{CaC_i}	Tensão inicial da CaC	V
V_{Cf}	Tensão do capacitor do filtro	V
V_{Ci}	Tensão sobre o capacitor C_i	V
V_{ff}	Tensão de <i>feedforward</i>	V
V_{Hv}	Tensão de saída do controlador de tensão	V
V_i	Tensão de entrada	V
$V_{linear_{CaC}}$	Tensão do modelo linear da CaC	V
V_m	Tensão do modulador	V
V_n	Volume do núcleo	cm^3
V_o	Tensão de saída	V
V_{oconv}	Tensão de saída do conversor CC-CC	V
V_{oint}	Tensão de saída do primeiro estágio de elevação de tensão	V

Continua na próxima página

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{oinv}	Tensão de saída do inversor	V
V_{om}	Tensão de saída do bloco multiplicador do CI 3854	V
V_p	Tensão da portadora; tensão no primário (repr. através de um transf. ideal)	V V
V_r	Queda de tensão relativa as perdas resistivas	V
V_s	Tensão no secundário (repr. através de um transf. ideal)	V
V_{Sn}, V_{Dn}	Tensão sobre os interruptores	V
W	Energia	J
Z_{CaC}	Impedância da CaC	Ω
Z_{Bat}	Impedância da bateria	Ω
Z_{CaC}	Impedância da célula a combustível	Ω
Z_{Ci}	Impedância do capacitor de entrada	Ω
Z_{Co}	Impedância do capacitor de saída	Ω
Z_{Lo}	Impedância do indutor de saída	Ω
Z_p	Impedância vista pelo lado primário	Ω
Z_s	Impedância vista pelo lado secundário	Ω
Z_x	Impedância	Ω

Lista de Abreviações

Abreviação	Descrição
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Taxa de distorção harmônica total
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>
RSE	Resistência série equivalente
MCC ou CCM	Modo de Condução Contínua
MCD ou DCM	Modo de Condução Descontínua
CaC	Célula a Combustível
stp	<i>standard temperature and pressure</i>
EAE	Elemento Armazenador de Energia

Convenções

Formato da Variável	Descrição
$\overset{\circ}{x}$	Valor à temperatura e pressão padrões
Δx	Variação da energia, ondulação de tensão ou corrente

Continua na próxima página

Formato da Variável **Descrição**

X	Letras maiúsculas: Valor de pico ou valor CC
$x(t)$	Valor instantâneo
$ X $	Módulo
$\frac{dx}{dt}$	Derivada
$\int x \cdot dt$	Integral
$\sum x$	Somatório
\hat{x}	Oscilação CA de pequena amplitude
\bar{x}	Parametrizado ou valor médio
X_p	Valor de pico da variável X
X_{ef}	Valor eficaz da variável X
X_{med}	Valor médio da variável X
\bar{X}	Variável parametrizada
X_{medI}	Valor médio instantâneo da variável
X'	Var. refletida através da relação de espiras de um transf.
X_v	Variável relacionada a tensão
X_{min}	Valor mínimo da variável X
X_{max}	Valor máximo da variável X
X_{nom}	Valor nominal da variável X

Capítulo 1

Introdução Geral

Do início desta pesquisa até a data em que este texto foi escrito (01/2003 à 01/2006), o aumento do preço do barril de petróleo bruto, em dólares, foi de aproximadamente 230 % [28]. Alguns conflitos entre nações ou ideologias, também intensificados nesta época, parecem ter relação com a disputa por esta fonte de energia e pelo conseqüente poder que ela pode trazer.

A Agência Internacional de Energia (AIE) da Organização para a Cooperação e o Desenvolvimento Econômico (OCDE) prevê que a produção de petróleo bruto convencional (petróleo leve) atingirá o pico em algum momento entre os anos de 2010 e 2020, embora outros especialistas acreditem que isto possa ocorrer daqui a, aproximadamente, 28 a 38 anos. De qualquer forma, até que se prove o contrário, o pico de produção descrito pela curva do sino de Hubbert ocorre quando a metade das reservas recuperáveis tiver sido processada, tendo, como conseqüência, o aumento acentuado do custo de extração desta fonte de energia [29].

A possível escassez pode levar a mudanças e adaptações nas matrizes energéticas para que o padrão de vida atual, baseado no crescimento incessante, possa ser protelado, ou pelo menos, reforça a necessidade do uso mais eficiente dos recursos energéticos disponíveis atualmente.

As questões ambientais, que também têm impacto direto na qualidade de vida, mas

que, muitas vezes, são relegadas em substituição ao bem estar imediato, exigem que se faça pesquisa para melhorar a eficiência e reduzir a poluição gerada em qualquer processamento de energia.

Sendo assim, tem-se uma tecnologia descoberta de longa data, mas que só atualmente vem recebendo maior atenção, denominada de célula a combustível, que tem a característica de transformar, através de reações químicas, a energia do combustível em energia elétrica. Esta transformação ou processamento de energia não se dá através da queima do combustível, como nos motores a combustão, e portanto não fica limitada a curva de eficiência determinada pelo ciclo de Carnot, podendo, em algumas situações, ter eficiência mais elevada. Quando o combustível utilizado é dito puro, como o hidrogênio, tem-se como subprodutos apenas a água e o calor, não havendo a emissão de poluentes. Por esta razão, estima-se que o hidrogênio possa ser, no futuro, um vetor energético, já que com o uso das células a combustível, este possibilita o armazenamento e o transporte de energia limpa.

Independentemente do combustível utilizado para alimentar este moderno gerador de energia elétrica denominado de célula a combustível, tem-se, em seus terminais, energia elétrica em corrente contínua e, atualmente, com baixa regulação e baixos valores de tensão ($20 \approx 200V$ para uma pilha de CaCs). Portanto, em praticamente todas as aplicações de células a combustível, há a necessidade de se processar e adaptar as grandezas elétricas de um valor a outro ou de um comportamento a outro. Em se tratando de potências significativas, maiores que 10 W por exemplo, não há outro meio eficiente de se tratar esta energia senão pelo uso da Eletrônica de Potência, que é a principal área de contribuição deste trabalho. Tendo a Eletrônica de Potência já algumas décadas de desenvolvimento em outras áreas de aplicação, mostra-se neste trabalho que, para esta nova tecnologia de geração de energia elétrica, há espaço para a realização de contribuições com um enfoque sistêmico.

Para traduzir o termo *fuel cell*, que denomina o gerador de energia elétrica abordado aqui, o termo “célula a combustível” foi utilizado ao longo do texto devido a sua

difusão neste país. Entretanto, salienta-se que outros termos podem ser encontrados na literatura como por exemplo, “célula de combustível”, “célula combustível”, “pilha a combustível”, “pilha combustível”, etc. Pela tradução formal, de acordo com o dicionário [30], a palavra *cell* pode ser traduzida como pilha eletroquímica, como célula (orgânica ou estrutural) ou como cela; portanto, parece ser mais apropriado o uso do termo “pilha a combustível” apesar deste ter sido pouco difundido.

A apresentação deste trabalho está subdividida em capítulos, através da seguinte seqüência.

No capítulo 2 apresenta-se uma revisão bibliográfica da tecnologia de células a combustível, dispensando maior enfoque à tecnologia do tipo PEM. O texto foi baseado em diversas fontes, devidamente referenciadas, e foi escrito utilizando-se a linguagem comum ao engenheiro electricista ou eletrônico, facilitando, assim, a absorção das informações por estes. Além disso, este capítulo tem o objetivo de preencher uma lacuna relativa à falta de informações em língua portuguesa sobre células a combustível, especialmente no que tange às informações interessantes aos engenheiros electricistas que por ventura venham a utilizar as células a combustível como parte de um sistema. Este capítulo também conta com algumas contribuições, como o desenvolvimento de um modelo de célula a combustível, baseado nas equações de domínio público, para utilização no programa de simulação de engenharia elétrica [5]. O modelo faz uso de parâmetros reais, obtidos em laboratório, permite reproduzir adequadamente o comportamento estático da célula a combustível e reproduz aceitavelmente o comportamento dinâmico das variáveis tensão e corrente. Este capítulo apresenta uma curva de impedância da CaC válida para variações de pequenos sinais, a qual é posteriormente utilizada no capítulo 6.

Na área de eletrônica de potência, uma vasta revisão bibliográfica das soluções publicadas na literatura especializada para processar a energia das células a combustível é apresentada no capítulo 3. Esta revisão buscou levantar as informações relacionadas à arquitetura utilizada no processamento desta energia, bem como, traz informações so-

bre as características que a arquitetura de eletrônica de potência ideal deva contemplar. Mostra-se, neste capítulo, que até a presente data não existe uma solução padrão para este tipo de aplicação. As dificuldades em se escolher, projetar e construir conversores para as especificações inatas às células a combustível são devidamente identificadas.

O capítulo 4 trata de um assunto pouco explorado pela literatura, que é a geração e a circulação de energia reativa através dos sistemas de inversão monofásicos, quando alimentados por fontes de tensão contínua. Este capítulo descreve este assunto, considerando-se a utilização das células a combustível e mostra a influência da mesma no sistema. O fato de ocorrer esta circulação de energia reativa faz com que haja um aumento no valor da corrente eficaz circulante pelo sistema, podendo resultar em sobre-dimensionamento de componentes eletrônicos, bem como, do gerador de energia, ou redução de eficiência. Algumas figuras de mérito, como o fator de potência, são utilizadas nesta seção. Apresenta-se, também, a metodologia necessária para elaborar um modelo CA para o circuito, considerando-se conversores elevadores ou abaixadores básicos, que permite dimensionar e coordenar adequadamente os valores dos componentes passivos com vistas à redução da circulação de corrente em baixa frequência pela célula a combustível. O modelo apresentado possibilita a realização deste dimensionamento através de simulações rápidas, ou mesmo, através de análise matemática.

Os métodos de redução da ondulação de corrente gerada pela inversão monofásica são apresentados no capítulo 5. Mostra-se, neste capítulo, a possibilidade de se utilizar técnicas passivas, ativas e híbridas para realizar esta filtragem. Compara-se a eficácia de um conversor CC-CC que controla a sua corrente de saída ou de entrada com finalidade de reduzir esta ondulação de corrente na CaC, mostra-se qual é a melhor estratégia. Maiores enfoque e contribuição são dados à utilização de um filtro ativo paralelo aplicado à tensão contínua, neste caso, a célula a combustível. Duas estratégias de controle são sugeridas, sendo que, a mais simples é implementada e testada. Uma metodologia de projeto completa deste filtro ativo é apresentada, sendo legitimada por resultados de simulação e experimentais. A modelagem da função de transferência do

controle da corrente do filtro ativo considera as perdas ôhmicas da célula a combustível, representadas por um resistor linear.

Um sistema ininterrupto de energia (UPS) de grande autonomia, baseado em múltiplos geradores à célula a combustível, é apresentado no capítulo 6. Este capítulo demonstra os desafios encontrados para realizar a escolha da arquitetura e da topologia dos conversores para este tipo de aplicação, e tem enfoque na interface entre uma UPS comercial e as células a combustível. A escolha da topologia e da arquitetura está fundamentada na simplicidade, robustez, expansibilidade, facilidade de construção e reprodutibilidade. Aplica-se a técnica de paralelismo de conversores CC-CC, definindo-se adequadamente a estratégia de controle a ser empregada. O modelo para controlar a corrente do conversor conectado a célula a combustível considera o modelo completo de impedância para pequenos sinais da mesma. Uma metodologia de projeto dos itens considerados mais relevantes é apresentada. Todos os resultados teóricos são validados através de experimentação.

No capítulo 7, um novo conversor elevador CC-CC, não-isolado, de três níveis, é apresentado. Descreve-se a metodologia utilizada para gerar o conversor, a qual é baseada em [31], no conversor *boost* quadrático de 1 interruptor e também nos dois conversores *boost* em cascata, ambos mostrados no capítulo 6. A topologia proposta parece ser interessante para aplicações em que seja importante que o conversor possua entrada em corrente e saída em tensão, elevado ganho estático, e elevada tensão de saída, o que se insere exatamente no contexto das células a combustível. Uma das vantagens deste conversor é que se pode utilizar interruptores com tensão de bloqueio menor do que a tensão de saída do conversor, sem detrimento à relação entre a potência de semicondutores instalada no conversor e a potência de saída.

No final do trabalho apresenta-se uma conclusão geral da tese, resumindo as áreas das possíveis contribuições a serem realizadas futuramente. Apresenta-se, ainda, um anexo que contém os arquivos de simulação, diagramas esquemáticos e listas de material utilizadas, possibilitando ao leitor a reprodução da pesquisa apresentada neste trabalho.

Capítulo 2

Célula a Combustível

2.1 Introdução

Pretende-se realizar, neste capítulo, uma revisão da tecnologia de células a combustível (CaCs), discorrendo sobre fatos históricos, tipos de CaCs, seus princípios básicos de funcionamento e suas aplicações. À tecnologia *Proton Exchange Membrane* (PEM) dá-se maior atenção, buscando prover o leitor com as informações mais importantes relacionadas ao cálculo de eficiência, modelagem estática e dinâmica e cálculo do consumo de combustível e reagente. Ao final resultados de experimentação são apresentados e utilizados para auxiliar na parametrização dos modelos teóricos. Um modelo para o programa de simulação Orcad [5] é desenvolvido baseado nas equações de queda de tensão da CaC e suas limitações são esclarecidas. Através de resultados experimentais, busca-se utilizar os modelos circuitais para representar a impedância da CaC, quando perturbada por pequenos sinais, a qual será utilizada na seção 6.3.



Fig. 2.1: (a) Christian Friedrich Schoenbein (1799-1868); (b) William Robert Grove (1811-1896).

2.2 Uma Introdução à Introdução das CaCs à Realidade - Aspectos Cronológicos

Aproximadamente 40 anos antes da invenção da lâmpada por Thomas A. Edison [32] e, mais de um século antes da invenção do transistor [33], o “efeito célula a combustível” tinha sido observado pelo professor suíço Christian Friedrich Schoenbein (1799-1868) em 1838. Um mês após a publicação de Schoenbein, William Robert Grove, jurista inglês com acentuada vocação à engenharia declarou ter observado efeitos similares aos de Schoenbein em seu laboratório [34]. Obviamente, Grove havia lido a publicação de Schoenbein. Durante os três anos seguintes, Schoenbein publicou seus estudos detalhados sobre o “efeito célula a combustível”. Em 1842, Grove retornou ao assunto desenvolvendo em 1845, uma fonte de energia elétrica chamada de bateria a gás. No livro “The birth of the fuel cell” de Ulf Bossel são apresentadas evidências de troca de correspondências entre os cientistas [35]. Pelas razões descritas acima, Schoenbein (Fig. 2.1(a)) é reconhecido como o descobridor do “efeito célula a combustível” e a William Robert Grove (1811-1896) (Fig. 2.1(b)) atribui-se a invenção da tecnologia.

Em 1889, Ludwig Mond e Carl Langer desenvolveram um eletrodo poroso tridimensional para aumentar a área da superfície de contato entre as interfaces do sistema

e, pela primeira vez, o termo *fuel cell* foi utilizado para denominá-lo [36]. Willian W. Jacques sugeriu em 1896 que a CaC poderia ser usada para o acionamento de trens a vapor sem que houvesse a emissão da indesejável fumaça. Mais adiante, Jacques também identificou o potencial de aplicação das CaCs em residências e aplicações marítimas [1]. A curva de polarização da CaC foi traçada pela primeira vez por Emil Baur em 1910 o qual ajudou a identificar alguns caminhos a serem seguidos para melhorar o desempenho da CaC. Em 1930, Francis T. Bacon estudou a CaC com interesse no seu potencial de estocar energia, propondo que a produção do combustível hidrogênio fosse obtida de eletricidade de baixo custo. Também foi F. T. Bacon que dirigiu pela primeira vez, em 1959, um veículo de carga acionado pela energia das CaCs proveniente de células alcalinas somando aproximadamente 5 kW. As demonstrações de Bacon também foram realizadas em uma máquina de solda e uma serra circular. Neste mesmo ano, um trator alimentado por 1008 CaCs associadas em 112 pilhas totalizando 15 kW foi demonstrado por Harry Karl Ihrig da empresa Allis-Chalmers. A Fig. 2.2 apresenta uma fotografia deste trator com as CaCs expostas. Conforme pode ser notado a seguir, os esforços de pesquisa e desenvolvimento de Bacon levaram a ocorrência dos primeiros negócios relacionados a CaC. Utilizando a tecnologia desenvolvida por Bacon, a empresa UTC foi habilitada a produzir as CaCs alcalinas para a missão espacial lunar Apollo (1961-1972). A Fig. 2.3 apresenta a fotografia de uma das CaCs desenvolvidas para esta missão. Ainda nos anos 60, ocorreram outros dois fatos importantes para o desenvolvimento da tecnologia: a realização da patente do eletrólito sólido por Willard Grubb, pesquisador da General Electric a qual foi contratada para desenvolver CaCs do tipo PEM para o programa espacial Gemini (1963-1966) e, dos esforços da General Electric e da empresa DuPont surgiu nos anos 60 uma solução para o problema de degradação da CaC, sendo, esta, uma membrana conhecida até a data atual pelo nome Nafion®.

Por volta de 1970, o interesse da General Electric e de outras companhias pela célula do tipo PEM havia diminuído por não apresentar perspectivas de retorno econômico



Fig. 2.2: Dr. Harry Karl Ihrig dirigindo o trator da empresa Allis-Chalmers, alimentado por CaCs (fotografia reproduzida de [1]).



Fig. 2.3: CaC construída para a missão espacial Apollo (fotografia reproduzida de [2]).

a curto prazo. Nesta época, as membranas Nafion[®] começaram a ser utilizadas em eletrolizadores de água, negócio que proporcionava um retorno de investimento maior e mais estável [1].

Ainda por volta dos anos 70, com o desenvolvimento da CaC do tipo AFC já bastante amadurecido pelos programas espaciais e, reconhecendo as suas limitações para aplicações terrestres, os interesses começaram a se voltar para a célula do tipo ácido fosfórico, identificada pela sigla PAFC. Por ser bem adaptada para plantas de

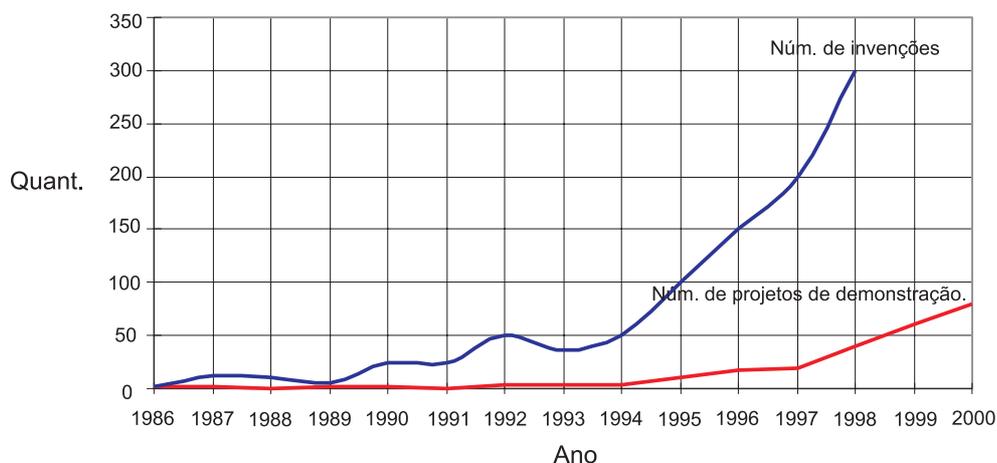


Fig. 2.4: Desenvolvimento da tecnologia PEM, fonte dos dados: [1].

geração estacionária, foram construídos protótipos para constituir plantas da ordem de 50 kW a 10 MW, obtendo-se uma vida útil aceitável. As CaCs com temperatura de operação mais elevada tiveram suas pesquisas aceleradas em 1980 (Carbonato Fundido Imobilizado-MCFC) e 1990 (Óxido Sólido-SOFC) vislumbrando a obtenção de sistemas combinados de elevada eficiência, onde a energia elétrica e o calor gerado seriam aproveitados. Devido à elevada temperatura de operação, a vida útil destes equipamentos ainda é um fator limitante na aplicação desta tecnologia [37]. De 1970 a 1990, poucas contribuições foram realizadas para o desenvolvimento das CaCs do tipo PEM. Entretanto, algumas das contribuições desta época culminaram em grande avanço da tecnologia, como, por exemplo, o desenvolvimento de uma membrana (polímero) pela companhia Dow Chemical [38] em 1982. A partir de 1990 o número de invenções e projetos de demonstração relacionados a tecnologia do tipo PEM aumentou de forma acentuada, conforme mostra a Fig. 2.4. Em virtude do aumento nos esforços de pesquisa e desenvolvimento no período de 1989 a 2000, a empresa Ballard, por exemplo, elevou em pelo menos quinze vezes a densidade de potência dos seus geradores do tipo PEM. Conseqüentemente, o desenvolvimento de outras áreas de pesquisa é impulsionado pela necessidade de criar soluções, que se adaptem a este tipo de gerador, como é o caso da eletrônica de potência. A Fig. 2.5 mostra uma tendência de crescimento no número de artigos publicados em periódicos do IEEE.

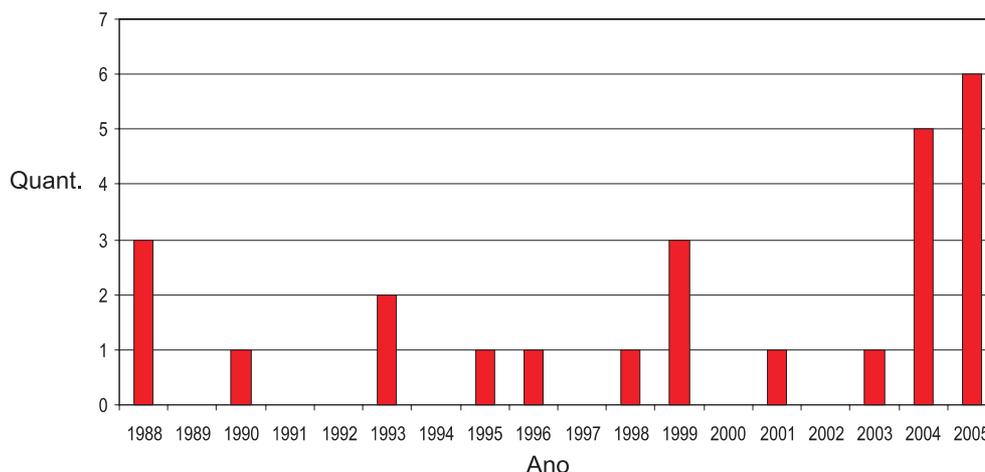


Fig. 2.5: Total de artigos publicados nos periódicos do IEEE (*transactions*): Power Electronics, Aerospace & Electronics, Industry Applications e Energy Conversion.

Pelas suas características, nos últimos anos, a tecnologia PEM recebeu maior atenção dentre as outras tecnologias, objetivando a redução dos custos de fabricação, volume, peso, resistência elétrica e de modo geral, melhora do seu desempenho nas mais diversas áreas de aplicação.

2.3 Princípio Básico de Funcionamento da CaC a Hidrogênio

O funcionamento da CaC pode ser entendido através do uso dos princípios fundamentais da eletroquímica. A Fig. 2.6 representa uma CaC a hidrogênio, ilustrando as reações químicas que ocorrem durante o processo de liberação de energia elétrica. As CaCs são constituídas, basicamente, por dois eletrodos de difusão com catalisadores em sua superfície e de um eletrólito. O hidrogênio é conduzido através de dutos para o eletrodo denominado de anodo. Nesta região, as moléculas do hidrogênio são dissociadas em prótons e elétrons. Os prótons H^+ circulam através do eletrólito que é bom condutor iônico, porém isolante elétrico (idealmente). Os elétrons irão circular através de um circuito externo, realizando trabalho devido à diferença de potencial originada entre os eletrodos. No catodo, os prótons são recombinados com o oxigênio e com os

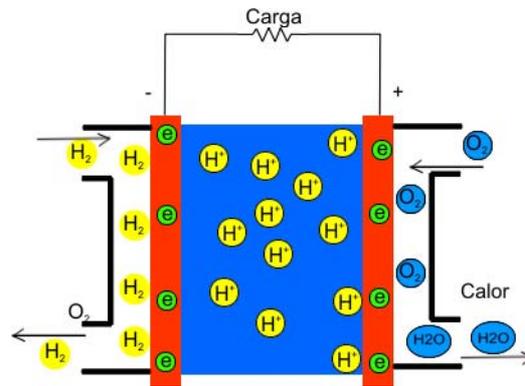


Fig. 2.6: CaC a hidrogênio.

elétrons, formando água e liberando calor. Obviamente o esquema apresentado é simplificado, porém bastante útil para o entendimento do processo. Algumas tecnologias de CaCs possuem o gerenciamento interno da água, umidificando automaticamente o eletrólito, em outros casos a umidificação do eletrólito é realizada externamente através da umidificação dos reagentes.

Outra forma de explicar o funcionamento da CaC a hidrogênio é através das suas reações químicas, conforme segue. A reação química completa está apresentada por (2.1), porém não é suficiente para o entendimento de quantos elétrons são liberados.



Analisando-se as reações em cada eletrodo, a compreensão torna-se mais simples. No anodo as moléculas de hidrogênio serão quebradas, liberando elétrons e íons, conforme mostrado por (2.2). Para cada molécula de hidrogênio, dois prótons e dois elétrons são liberados. No catodo, os prótons, os elétrons e o oxigênio formam a água, conforme (2.3).



As reações químicas mostram que, se for utilizado o hidrogênio puro como combustível, não ocorre a emissão de poluentes, sendo este um dos motivos pelo qual esta

tecnologia vindo sendo tão pesquisada e valorizada. O hidrogênio não está disponível na natureza para ser utilizado diretamente, porém pode ser obtido através da hidrólise, utilizando-se energia elétrica de baixo custo, ou então a partir da reforma de outros combustíveis como o gás natural, etanol, metanol, gasolina, etc. Portanto, a infraestrutura de distribuição do combustível é uma das barreiras a ser transposta para que a tecnologia de CaCs torne-se viável. No Brasil, pretende-se fazer uso do domínio existente da tecnologia de fabricação e distribuição do álcool da cana-de-açúcar [39]. É óbvio que questões como o impacto ambiental das monoculturas, emissão de CO_2 e utilização do combustível pelas máquinas agrícolas devem ser levadas em consideração.

2.4 As Diferentes Tecnologias de CaCs

Assim como existem vários tipos de CaC, também podem ser encontradas na literatura algumas tentativas diferentes de classificá-las. Uma classificação bastante abrangente pode ser encontrada em [37]. A forma mais comum de classificação é em função da sua temperatura de operação e do tipo de material utilizado na sua construção, principalmente em se tratando do eletrólito [3, 40, 41].

A tabela 2.1 apresenta um resumo das características principais das CaCs mais divulgadas na literatura e, em seguida, apresenta-se uma descrição mais detalhada de cada tipo de CaC.

PEMFC - *Proton Exchange Membrane Fuel Cell*: esta CaC possui o eletrólito sólido, chamado de membrana de troca de íons. Com o uso do eletrólito sólido a preocupação com o cruzamento de combustível e com a corrosão torna-se menos

Tabela 2.1: Classificação usual das CaCs.

	PEMFC	AFC	PAFC	MCFC	SOFC	DMFC [42, 43]
Temp. de operação ($^{\circ}C$)	50-80	60-90	160-220	620-660	600-1000	60-90
Portador de carga	H^+	KOH	H^+	CO_3	O^-	H^+ or H_2SO_4
Catalisador	Platina	Platina	Platina	Nickel	Perovskitas	?
Eficiência	48-60%	50-60%	55%	60-65%	55-65%	50-60 %

expressiva em relação as outras tecnologias [41].

Principalmente devido aos esforços de pesquisa da última década, esta CaC possui a segunda maior densidade de potência dentre todas as outras tecnologias. Por operar em baixas temperaturas, o tempo de inicialização (*start-up* ou pré-aquecimento) é baixo. Também devido a esse fato há uma expectativa de vida útil maior. Por outro lado, como o calor gerado é em temperatura baixa o aproveitamento da energia térmica é pouco eficiente. Existe uma linha de pesquisa atual para viabilizar o uso de PEMFCs em temperatura mais elevada [44].

Uma das maiores barreiras a serem transpostas para viabilizar a comercialização desta tecnologia é a redução dos custos com o catalisador, que neste caso é a platina. A quantidade de platina utilizada neste tipo de CaC tem sido reduzida na última década, porém uma redução maior ou uma outra solução deve ser encontrada para que esta tecnologia torne-se economicamente viável. Há também como desvantagem a sensibilidade ao monóxido de carbono, o que torna o projeto do sistema mais complicado.

As reações químicas relativas ao anodo, catodo e a reação completa foram apresentadas em (2.2), (2.3) e (2.1), respectivamente. O oxigênio utilizado na reação pode ser puro, elevando a tensão da CaC, ou obtido diretamente do ar.

AFC - *Alkaline Fuel Cell*: esta tecnologia foi aplicada na missão espacial Apollo em 1960. Opera tipicamente com temperaturas de 60 °C a 90 °C e utiliza o hidrogênio e o oxigênio puros como combustível [3]. Na missão espacial Apollo, a temperatura de operação adotada foi de 200 °C [37]. O eletrólito é composto por uma solução de potássio ou hidróxido de sódio ou ácidos diluídos, que traz como desvantagem a corrosão [41]. As primeiras AFCs utilizavam um sistema de circulação de eletrólito, porém, para eliminar partes móveis, atualmente utilizam-se matrizes saturadas com KOH (hidróxido de potássio), embora o sistema de eletrólito circulante possua vantagem em se tratando do gerenciamento térmico e de água. [45].

Uma das desvantagens da AFC é a sua sensibilidade ao dióxido de carbono, a qual é um dos motivos pelo qual houve desinteresse por esta tecnologia para aplicações terrestres. Algumas descobertas recentes na Europa têm renovado o interesse pelas AFCs [37]. As reações químicas que governam o funcionamento da AFC no anodo, catodo e as reações completas estão apresentadas em (2.4), (2.5) e (2.6), respectivamente.

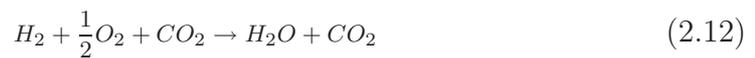
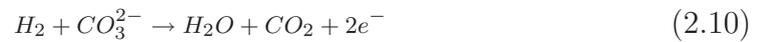


PAFC - *Phosphoric Acid Fuel Cell*: Esta é a tecnologia mais desenvolvida para aplicações terrestres. Utiliza eletrólito líquido de ácido fosfórico e opera a uma temperatura típica de 160 °C a 220 °C. A temperatura de operação facilita a co-geração de energia, podendo elevar o rendimento total para 85%, dependendo do tipo de aplicação. Por ser uma tecnologia pouco sensível às impurezas do combustível, facilita a utilização de reformadores de custo reduzido. Similarmente ao que ocorre com a PEMFC, a PAFC utiliza platina como catalisador, que é atualmente um material de custo elevado. Devido à temperatura de operação ser o dobro da PEMFC, o tempo de inicialização também é maior, caracterizando-se uma desvantagem para algumas aplicações. Não é uma tecnologia muito utilizada em aplicações embarcadas por possuir atualmente uma baixa densidade de potência, entretanto alguns sistemas de 200 kW estão em pleno funcionamento em plantas de geração estacionária. As reações químicas que regem o funcionamento desta CaC estão apresentadas em (2.7), (2.8) e (2.9), relativas ao anodo, catodo e a reação completa, respectivamente.





MCFC - *Molten Carbonate Fuel Cell*: a temperatura de operação desta CaC fica em torno de 650 °C. A elevada temperatura de operação facilita a ocorrência das reações químicas, reduzindo a quantidade de catalisador necessária. Esta tecnologia necessita de dióxido de carbono para promover a reação química. O eletrólito é formado por uma solução líquida de carbonatos, usualmente uma mistura de lítio e potássio ou lítio e sódio. A temperatura elevada faz com que o eletrólito torne-se um bom condutor iônico. As reações químicas que ocorrem no lado do anodo, catodo e completa estão apresentadas em (2.10), (2.11) e (2.12), respectivamente.

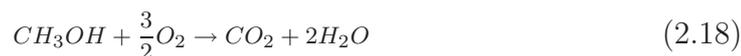
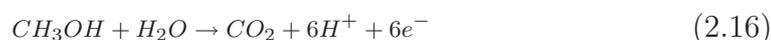


SOFC - *Solid Oxide Fuel Cell*: A sua temperatura de operação situa-se em torno de 600 °C a 1000 °C, possibilitando o uso de catalisadores de baixo custo, além de facilitar a co-geração de energia, o que eleva a eficiência do sistema. Também devido à temperatura elevada de operação, há uma maior flexibilidade na escolha do tipo de combustível a ser utilizado, possibilitando também a realização de reforma interna de combustível [3]. Entretanto, problemas relativos à vida útil deste gerador são atribuídos ao desgaste provocado justamente pela elevada temperatura [41]. O eletrólito deste tipo de CaC é sólido, normalmente um composto de zircônia e ítria. A utilização deste tipo de CaC está se voltando atualmente para a geração distribuída de energia em média e elevada potência ($\approx 1MW$). As reações químicas correspondentes a esta CaC estão apresentadas por (2.13),

(2.14) e (2.15).



DMFC - *Direct Methanol Fuel Cell*: derivada da tecnologia PEM, a DMFC utiliza metanol líquido diretamente como combustível, sem a necessidade de utilização de um reformador. Algumas DMFCs utilizam a mesma membrana utilizada nas PEMFCs [41]. Esta tecnologia é relativamente nova e possui vantagens similares as da tecnologia PEM, porém não necessita de reformador para extrair hidrogênio. As reações químicas que ocorrem no anodo, catodo e completa estão apresentadas em (2.16), (2.17) e (2.18), respectivamente.



2.5 Aplicações

Embora seja possível imaginar que as CaCs têm utilização em qualquer aplicação em que há a necessidade do uso da energia elétrica, deve-se observar que algumas tecnologias são melhor adaptadas a certas situações. Por exemplo, as características inatas da tecnologia AFC sugerem atualmente que seu uso não seja feito em aplicações veiculares, apesar de possuir a melhor relação entre potência e volume, e baixa temperatura de operação (tempo de inicialização reduzido). Isto porque, conforme mencionado anteriormente, esta tecnologia requer o uso de oxigênio puro, ou seja, sem contaminantes. Este já não é o caso da tecnologia PEM, que possui elevada eficiência e atualmente a

segunda maior densidade de potência. Assim sendo, a tecnologia PEM tem predominado nos projetos de demonstração em aplicações de transporte, em 2002 dominou 95% deste mercado (Fig. 1(a) em [46]). Também está presente em algumas aplicações embarcadas, equipamentos eletrônicos portáteis (recarga rápida) e sistemas ininterruptos de energia de baixa potência ($< 10\text{kW}$). Em virtude da baixa temperatura de operação, o uso desta tecnologia para geração de energia em potências acima de 250 kW não parece ser muito interessante, já que a eficiência total, considerando-se a co-geração, é menor do que das tecnologias SOFC, MCFC e PAFC. Entretanto, a redução de custos, entre outras contribuições conseqüentes do investimento realizado pelas indústrias automotivas, podem tornar o uso das PEMFCs mais viável também para este patamar de potência. A adoção da tecnologia PEM em residências, em que a potência situa-se entre 1 kW e 10 kW, figura-se iminente. Ainda nesta faixa de potência, alguns projetos de demonstração têm sido realizados utilizando-se a tecnologia SOFC [46].

Em se tratando de geração de energia estacionária a tecnologia PAFC, que foi a primeira tecnologia comercialmente madura, predomina no mercado. Entretanto, devido aos seus elevados custos de fabricação, sua participação foi reduzida de quase 100% em 1996 para 60% em 2002, sendo que o percentual restante está distribuído entre as outras tecnologias através de projetos demonstrativos (Fig. 1(b) em [46]).

A Fig. 2.7 [3, 4] apresenta as tecnologias citadas anteriormente em função da sua faixa de potência e tipo de aplicação. Pode-se observar que poderá ocorrer uma espécie de concorrência entre as tecnologias em algumas faixas de potência ou nichos de mercado, onde provavelmente prevalecerá a que possuir o maior avanço tecnológico aliado ao baixo custo de fabricação. No caso das aplicações portáteis, a tecnologia PEM que utiliza hidrogênio puro como combustível tem como sua principal concorrente a tecnologia DMFC, em que é utilizado o metanol, que à temperatura e pressão ambiente encontra-se na forma líquida. A maior diferença entre as duas tecnologias é relativa ao armazenamento, geração e distribuição do combustível. A utilização de metanol como combustível incorre na emissão de CO_2 , entretanto pode resultar em menor volume de

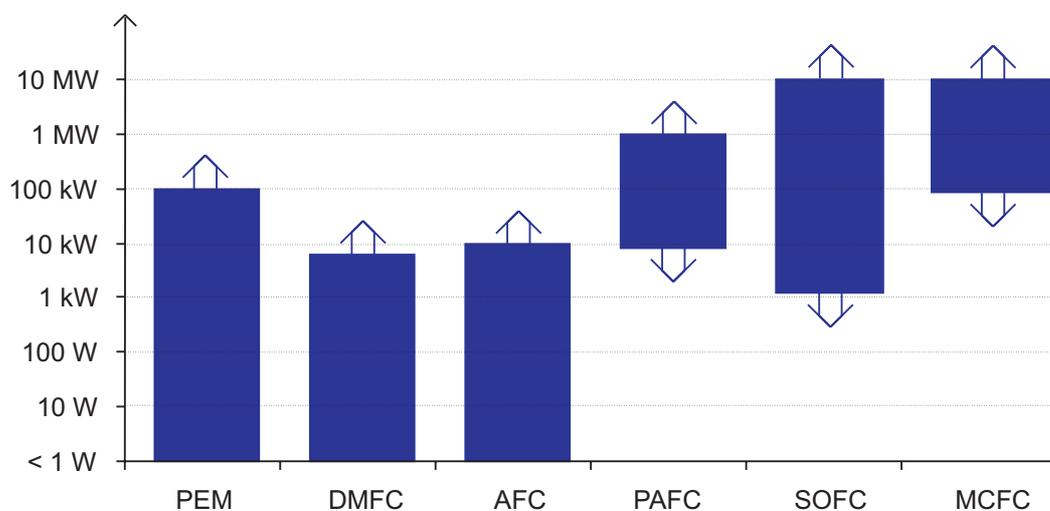


Fig. 2.7: Aplicação das CaCs em função da potência e da tecnologia adotada [3,4].

armazenamento. Ambas tecnologias suficientemente maturadas em substituição às baterias têm potencial para elevar a autonomia de um telefone celular de 2 para 50 dias, com recarga mais rápida e volume equivalente. A mesma situação ocorre em aplicações de transporte, em que, com os devidos investimentos para adaptação, o sistema atual de distribuição de gasolina poderia ser utilizado pelo metanol [43].

A região de potência seguinte de possível concorrência entre tecnologias está relacionada com a geração de energia elétrica, que no caso das CaCs pode ser subdividida em baixa, média e elevada potência, ou seja, 1 kW-10 kW, 10 kW-250 kW, 250 kW-10 MW, respectivamente. Em baixa potência tem-se as aplicações domésticas e residenciais, em que há maior interesse nas PEMFCs e SOFCs. A média potência abrange desde as aplicações residenciais e hospitalares, até as comerciais e pequenas indústrias, onde há espaço à utilização de quase todas as tecnologias, com exceção das AFCs. A geração distribuída de energia enquadra-se na faixa da elevada potência em que há maior interesse pelas SOFCs, PAFCs e MCFCs, devido a sua capacidade de co-geração, flexibilidade no uso do combustível e possibilidade de reforma interna do combustível.

2.6 A CaC do Tipo PEM

O foco deste trabalho está voltado para o processamento da energia das CaCs do tipo PEM, portanto, esta tecnologia é abordada com maior detalhe nesta seção. A escolha foi realizada em função das suas características físico-químicas, abrangência em termos de aplicação e disponibilidade deste tipo de gerador neste laboratório.

2.6.1 Limite de eficiência

Uma das características mais divulgadas das CaCs é a sua elevada eficiência em relação a outros métodos de conversão de energia. Esta deve-se ao fato de que a conversão da energia proveniente dos combustíveis é realizada através de reações químicas, sem estágios intermediários de conversão, diferindo dos métodos de conversão térmicos como a combustão, que tem a eficiência limitada pelo ciclo de Carnot. Apesar desta afirmação ser constantemente encontrada na literatura, é importante salientar que difere a forma da energia disponibilizada pelos dois métodos de conversão, portanto, dependendo da aplicação, mais estágios de conversão podem ser necessários, provocando um decréscimo na eficiência total do sistema à CaC, mas que ainda pode ser maior do que a eficiência de sistemas puramente mecânicos e térmicos.

A eficiência da CaC a hidrogênio é usualmente definida como sendo a relação entre a energia elétrica disponibilizada e a energia que seria liberada, considerando-se a combustão do combustível, tendo como produto a água no estado líquido (*HHV-higher heating value*) ou no estado gasoso (*LHV-lower heating value*). Assim, para determinar a eficiência máxima da CaC, faz-se a utilização de alguma teoria da química e da termodinâmica, como a variação da energia livre de Gibbs de formação molar, representada por $\Delta\bar{g}_f$, entalpia de formação molar, representada por $\Delta\bar{h}_f$ e a entropia $\Delta\bar{s}_f$. Assim, tem-se (2.19) [3, 26, 40] que é a relação entre a energia elétrica disponibilizada pela reação para gerar trabalho e o seu valor calorífico. O valor da variação na entalpia de formação e da variação na energia livre de Gibbs é obtido através do

balanço de energia da reação, ou seja, subtraindo a energia liberada pelos reagentes, da energia restante no produto. No caso da CaC a hidrogênio, tem-se a eficiência máxima determinada por (2.20), na qual a energia livre de Gibbs, a entalpia e a entropia da reação podem ser obtidas através de (2.22), (2.21) e (2.23), respectivamente. A tabela 2.2 apresenta os valores da entropia e entalpia dos reagentes e do produto submetidos a STP¹.

$$\eta(T) = \frac{\Delta \bar{g}_f(T)}{\Delta \bar{h}_f(T)} \quad (2.19)$$

$$\eta\%(T) = \frac{\bar{g}_{f_{H_2O}}(T) - (\bar{g}_{f_{H_2}}(T) + \bar{g}_{f_{O_2}}(T))}{\bar{h}_{f_{H_2O}}(T) - (\bar{h}_{f_{H_2}}(T) + \bar{h}_{f_{O_2}}(T))} \cdot 100 \quad (2.20)$$

$$\bar{h}_f(T) = \bar{h}_f^o + \int_{T_0}^T \bar{c}_p(T) dT \quad (2.21)$$

$$\bar{g}_f(T) = \bar{h}_f(T) - \bar{s}_f(T) \cdot T \quad (2.22)$$

$$\bar{s}_f(T) = \bar{s}_f^o + \int_{T_0}^T \frac{1}{T} \cdot \bar{c}_p(T) dT \quad (2.23)$$

O calor específico c_p dos reagentes sob pressão constante (100 kPa) e em função da temperatura pode ser obtido através de tabelas de termodinâmica ou a partir de (2.24), (2.25) e (2.26) [3, 26].

$$c_{p(H_2O)}(T) = 143,05 - 58,04T^{0,5} + 8,275T^{0,5} - 0,036989T \quad (2.24)$$

$$c_{p(H_2)}(T) = 56,505 - 22222,6T^{-0,75} + 116500T^{-1} - 560700T^{-1,5} \quad (2.25)$$

$$c_{p(O_2)}(T) = 37,432 + 2,0102 \cdot 10^{-5}T^{1,5} + 178570T^{-1,5} - 2368800T^{-2} \quad (2.26)$$

Observa-se que estas equações são empíricas e válidas para uma variação na temperatura de 300 a 3500 K com erro menor do que 1%. Para o caso em que o produto H_2O esteja no estado líquido, considera-se que seu calor específico é constante em relação à temperatura, conforme apresentado mais adiante no exemplo de cálculo.

Utilizando-se das equações (2.19) até (2.26), pode-se determinar a eficiência máxima

¹ STP - *Standard Temperature and Pressure*, T=298,15 K e P=100 kPa

Tabela 2.2: Propriedades dos reagentes à STP [26].

Reagente \ propriedade	$\overset{o}{h}_f \left(\frac{J}{mol} \right)$	$\overset{o}{s}_f \left(\frac{J}{mol \cdot K} \right)$
H_2	0	130,678
O_2	0	205,148
H_2O estado líquido	-285830	69,950
H_2O estado gasoso	-241826	188,834

de uma CaC a hidrogênio operando a baixa temperatura e tendo como produto a água no estado líquido, conforme segue.

Considerando-se a temperatura de operação em 25 °C, tem-se (2.27).

$$T = 298,15 \text{ K} \quad (2.27)$$

Como o produto está na forma líquida, pode-se considerar c_p constante, conforme (2.28).

$$c_{p(H_2O)}(298,15) = 33,729 \frac{J}{mol \cdot K} \quad (2.28)$$

Assim determina-se o valor da entalpia de formação da água, conforme (2.29). À STP, a entalpia de formação do hidrogênio e do oxigênio são nulas, de acordo com (2.30) e (2.31).

$$\overline{h}_{f_{H_2O}}(298,15) = -285830 + 0 = -285830 \frac{J}{mol} \quad (2.29)$$

$$\overline{h}_{f_{H_2}}(298,15) = 0 \quad (2.30)$$

$$\overline{h}_{f_{O_2}}(298,15) = 0 \quad (2.31)$$

Assim, pode-se determinar a variação na entalpia de formação, apresentada por (2.32).

$$\Delta \overline{h}_f(298,15) = \Delta \overline{h}_f = -285830 \frac{J}{mol} \quad (2.32)$$

Seguindo o mesmo procedimento, determina-se a variação da entropia de formação,

conforme apresentado de (2.33) até (2.36).

$$\bar{s}_{f_{H_2O}}(298, 15) = 69,950 + 0 = 69,950 \frac{J}{mol.K} \quad (2.33)$$

$$\bar{s}_{f_{H_2}}(298, 15) = 130,678 \frac{J}{mol.K} \quad (2.34)$$

$$\bar{s}_{f_{O_2}}(298, 15) = 205,148 \frac{J}{mol.K} \quad (2.35)$$

$$\Delta\bar{s}_f(298, 15) = 69,950 - 130,678 - \frac{1}{2} \cdot 205,148 = -163,302 \frac{J}{mol.K} \quad (2.36)$$

A partir de (2.22) determina-se a variação da energia livre de Gibbs. Assim, tem-se (2.37) e, finalmente, a partir de (2.19), pode-se determinar o valor da eficiência, conforme (2.38). A eficiência apresentada por (2.38) é relativa ao valor da variação da entalpia de formação da reação à STP e HHV.

$$\Delta\bar{g}_f(298, 15) = \Delta\bar{g}_f^o = -285830 + 163,302 \cdot 298,15 = -237,142 \frac{kJ}{mol} \quad (2.37)$$

$$\eta(298, 15) = 82,96\% \quad (2.38)$$

Seguindo o mesmo procedimento, apresenta-se um exemplo de cálculo do valor da eficiência máxima para as temperaturas de 80 e 100 graus centígrados, sendo que esta última considera o produto no estado gasoso. Neste caso (100 °C), observa-se que o valor da entalpia e da entropia não são considerados constantes em função da variação da temperatura. De (2.39) a (2.50), apresenta-se o cálculo do limite de eficiência para a temperatura de 80°C, tendo a água no estado líquido como produto.

$$T = 353,15 K \quad (2.39)$$

$$c_{p(H_2O)}(353, 15) = 33,729 \frac{J}{mol.K} \quad (2.40)$$

$$\bar{h}_{f_{H_2O}}(353, 15) = -285830 + 1863,933 = -283974 \frac{J}{mol} \quad (2.41)$$

$$\bar{h}_{f_{H_2}}(353, 15) = 0 + 1590 = 1590 \frac{J}{mol.K} \quad (2.42)$$

$$\bar{h}_{f_{O_2}}(353, 15) = 0 + 2506 = 2506 \frac{J}{mol.K} \quad (2.43)$$

$$\Delta \overline{h}_f(353, 15) = -283974 - 1590 - \frac{2506}{2} = -286818 \frac{J}{mol} \quad (2.44)$$

$$\overline{s}_{f_{H_2O}}(353, 15) = 69,950 + 5,737 = 75,687 \frac{J}{mol.K} \quad (2.45)$$

$$\overline{s}_{f_{H_2}}(353, 15) = 130,678 + 4,895 = 135,573 \frac{J}{mol.K} \quad (2.46)$$

$$\overline{s}_{f_{O_2}}(353, 15) = 205,148 + 7,716 = 212,864 \frac{J}{mol.K} \quad (2.47)$$

$$\Delta \overline{s}_f(353, 15) = 75,687 - 135,573 - \frac{1}{2} \cdot 212,864 = -166,318 \frac{J}{mol.K} \quad (2.48)$$

$$\Delta \overline{g}_f(353, 15) = -286818 - 166,318 \cdot 353,15 = -228,083 \cdot 10^3 \frac{J}{mol} \quad (2.49)$$

$$\eta(298, 15) = 79,522\% \quad (2.50)$$

De (2.51) a (2.63), apresenta-se o cálculo do limite de eficiência para a temperatura de $100^\circ C$, tendo a água no estado gasoso como produto.

$$T = 373,15 K \quad (2.51)$$

$$\overline{h}_{f_{H_2O}}(373, 15) = \overline{h}_f^0 + \int_{273,15}^{373,15} 143,05 - 58,04T^{0,5} + 8,275T^{0,5} - 0,036989T \, dT \quad (2.52)$$

$$\overline{h}_{f_{H_2O}}(373, 15) = -239289,7 \frac{J}{mol} \quad (2.53)$$

$$\overline{h}_{f_{H_2}}(373, 15) = 2173,7 \frac{J}{mol.K} \quad (2.54)$$

$$\overline{h}_{f_{O_2}}(373, 15) = 3414,8 \frac{J}{mol.K} \quad (2.55)$$

$$\Delta \overline{h}_f(373, 15) = -243171 \frac{J}{mol} \quad (2.56)$$

$$\overline{s}_{f_{H_2O}}(373, 15) = \overline{s}_f^0 + \int_{273,15}^{373,15} \frac{1}{T} 143,05 - 58,04T^{0,5} + 8,275T^{0,5} - 0,036989T \, dT \quad (2.57)$$

$$\overline{s}_{f_{H_2O}}(373, 15) = 196,42 \frac{J}{mol.K} \quad (2.58)$$

$$\overline{s}_{f_{H_2}}(373, 15) = 137,179 \frac{J}{mol.K} \quad (2.59)$$

$$\overline{s}_{f_{O_2}}(373, 15) = 215,366 \frac{J}{mol.K} \quad (2.60)$$

$$\Delta \overline{s}_f(373, 15) = 196,42 - 137,179 - \frac{1}{2} \cdot 215,366 = -48,438 \frac{J}{mol.K} \quad (2.61)$$

$$\Delta \overline{g}_f(373, 15) = -243171 - 48,438 \cdot 373,15 = -225,0961 \cdot 10^3 \frac{kJ}{mol} \quad (2.62)$$

$$\eta(298, 15) = 78,48\% \quad (2.63)$$

A equação (2.63) dá uma indicação do valor máximo de eficiência atingível com este

tipo de conversão de energia. Entretanto, a eficiência de uma CaC real é menor, por razões que serão mostradas mais adiante.

2.6.2 Tensão máxima da CaC

Caso não existisse nenhuma perda na reação da CaC, então toda a variação da energia livre de Gibbs ($\Delta\bar{g}_f$) seria convertida em energia elétrica. Porém, em sistemas práticos, parte desta energia é convertida em calor. Um processo sem perdas pode também ser chamado de reversível, isto é, nenhuma parte da energia convertida transforma-se em calor, podendo ser completamente revertido. Baseado neste conceito é que a tensão de circuito aberto da CaC também é referenciada na literatura como sendo a tensão reversível, ou tensão ideal.

Durante a conversão de energia, para cada molécula de hidrogênio utilizada, uma molécula de água é gerada e dois elétrons são liberados, os quais circulam no circuito externo da CaC, conforme descrevem (2.2) e (2.64). Sendo e a carga de um elétron e N o número de Avogadro², pode-se determinar a carga elétrica total disponibilizada para gerar trabalho, conforme (2.65). Para comodidade do leitor, a carga de um elétron e , a constante de Avogadro N , e a constante de Faraday³ F são descritas por (2.66), (2.67), e (2.68).



$$Q = -2eN = -2F \quad (2.65)$$

$$N = 6,022.10^{23} \frac{1}{mol} \quad (2.66)$$

$$e = 1,6021.10^{-19} C \quad (2.67)$$

$$F = 96485,309 C/mol \quad (2.68)$$

Multiplicando-se a carga elétrica pela tensão da CaC, tem-se a energia disponibili-

² O Número de Avogadro representa a quantidade de moléculas existentes em um mol de qualquer substância. ³ A constante de Faraday representa a carga elétrica em um mol da substância.

zada para o circuito elétrico, conforme mostra (2.69).

$$W = 2NeV_{id} = 2FV_{id} \left\{ \frac{C}{mol} V = \frac{As}{mol} \frac{W}{A} = \frac{J}{mol} \right\} \quad (2.69)$$

Igualando-se (2.37) em mols⁴ com (2.69), obtém-se (2.70) e (2.71), sendo esta última a tensão ideal ou reversível de uma CaC a hidrogênio (PEMFC).

$$\Delta \overset{o}{g}_f = -2 \cdot F \cdot V_{id} \quad (2.70)$$

$$V_{id} = -\frac{\Delta \overset{o}{g}_f}{2 \cdot F} \quad (2.71)$$

Para as condições padrão de pressão e temperatura, e operação com hidrogênio e oxigênio puros, tem-se a tensão máxima calculada por (2.72).

$$V_{id} = -\frac{-237168}{2 \cdot 96485,309} = 1,229 \text{ V} \quad (2.72)$$

2.6.3 Variação da tensão em função da pressão dos reagentes e da temperatura

De acordo com a seção anterior, em (2.71) tem-se o cálculo da tensão ideal da CaC, que não leva em consideração a influência da pressão ou da temperatura no seu valor.

Da teoria da termodinâmica [26], tem-se que a entalpia de um elemento não se altera significativamente com a pressão, em se tratando de gases perfeitos. Assim, através da representação de uma reação química mais geral, descrita por (2.73), pode-se escrever que o valor da entalpia de formação para diferentes pressões é igual ao seu valor em condições padrões de pressão e temperatura, conforme (2.74), (2.75) e (2.76). Em (2.73), as letras minúsculas representam a quantidade molar dos elementos químicos, os quais são descritos pela letra maiúscula. Já a entropia dos elementos altera-se com

⁴ Mol é a quantidade de matéria de um sistema que contém tantas unidades elementares quantos forem os átomos contidos em 0,012 kg de Carbono-12, por esta definição, qualquer quantidade de matéria que contenha $6,022 \cdot 10^{23}$ entidades é um mol.

a pressão, então tem-se (2.77), (2.78) e (2.79).

$$na_A + nb_B = nc_C \quad (2.73)$$

$$\overline{h}_{f_A}(T_0, P) = \overline{h}_{f_A}(T_0, P_0) \quad (2.74)$$

$$\overline{h}_{f_B}(T_0, P) = \overline{h}_{f_B}(T_0, P_0) \quad (2.75)$$

$$\overline{h}_{f_C}(T_0, P) = \overline{h}_{f_C}(T_0, P_0) \quad (2.76)$$

$$\overline{s}_{f_A}(T_0, P) = \overline{s}_{f_A}(T_0, P_0) - R \cdot \ln(a_A) \quad (2.77)$$

$$\overline{s}_{f_B}(T_0, P) = \overline{s}_{f_B}(T_0, P_0) - R \cdot \ln(a_B) \quad (2.78)$$

$$\overline{s}_{f_C}(T_0, P) = \overline{s}_{f_C}(T_0, P_0) - R \cdot \ln(a_C) \quad (2.79)$$

Onde a_A , a_B e a_C representam a atividade dos elementos A, B e C, que podem ser determinados pela razão entre a pressão da substância e a pressão padrão, conforme (2.80).

$$a_A = \frac{P_A}{P_0}; a_B = \frac{P_B}{P_0}; a_C = \frac{P_C}{P_0} \quad (2.80)$$

Através de (2.81) e (2.82), pode-se determinar o valor da energia livre de Gibbs para cada elemento da reação.

$$\overline{g}_{f_{A,B,C}}(T_0, P) = \overline{h}_{f_{A,B,C}}(T_0, P_0) - T \cdot \overline{s}_{f_{A,B,C}}(T_0, P) \quad (2.81)$$

$$\overline{g}_{f_{A,B,C}}(T_0, P) = \overline{g}_{f_{A,B,C}}(T_0, P_0) + R \cdot T \cdot \ln\left(\frac{P_{A,B,C}}{P_0}\right) \quad (2.82)$$

Assim, a variação da energia livre de Gibbs, considerando as quantidades molares da reação está representada por (2.83) e através de alguma manipulação, chega-se a (2.84).

$$\begin{aligned} \Delta \overline{g}_f(T_0, P) = & nc \left(\overline{g}_{f_C}(T_0, P_0) + R \cdot T \cdot \ln\left(\frac{P_C}{P_0}\right) \right) + \\ & -na \left(\overline{g}_{f_A}(T_0, P_0) + R \cdot T \cdot \ln\left(\frac{P_A}{P_0}\right) \right) - nb \left(\overline{g}_{f_B}(T_0, P_0) + R \cdot T \cdot \ln\left(\frac{P_B}{P_0}\right) \right) \end{aligned} \quad (2.83)$$

$$\begin{aligned} \Delta\bar{g}_f(T_0, P) = \Delta\bar{g}_f(T_0, P_0) + R \cdot T \cdot \ln \left(\left(\frac{P_C}{P_0} \right)^{nc} \right) + \\ - R \cdot T \cdot \ln \left(\left(\frac{P_A}{P_0} \right)^{na} \right) + \\ - R \cdot T \cdot \ln \left(\left(\frac{P_B}{P_0} \right)^{nb} \right) \end{aligned} \quad (2.84)$$

Considerando-se em (2.84) que a pressão esteja na unidade de atm, pode-se reescrever a equação utilizando os elementos envolvidos na reação (de uma CaC a hidrogênio), conforme (2.85). A exemplo de (2.69), dividindo-se (2.85) por $2F$, tem-se uma tensão, que é denominada de tensão de Nernst, a qual está representada por (2.86). Esta demonstra a dependência da concentração ou atividade dos reagentes na força eletromotriz (FEM) de uma célula eletroquímica [40], também conhecida como tensão termodinâmica [47]. Considerando-se ainda que a pressão no anodo e no catodo sejam iguais, pode-se manipular (2.86) a ponto de escrevê-la em função da pressão do sistema P, conforme (2.87) e (2.88), onde α_{H_2} , β_{O_2} e γ_{H_2O} são constantes que dependem da massa molar e da concentração dos reagentes e do produto.

$$\Delta\bar{g}_f(T_0, P) = \Delta\bar{g}_f(T_0, P_0) - R \cdot T \cdot \ln \left(\frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.85)$$

$$V_{Nernst} = V_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.86)$$

$$V_{Nernst} = V_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha_{H_2} \cdot P \cdot (\beta_{O_2} \cdot P)^{\frac{1}{2}}}{\gamma_{H_2O} \cdot P} \right) \quad (2.87)$$

$$V_{Nernst} = V_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha_{H_2} \cdot \beta_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{\gamma_{H_2O}} \right) + \frac{RT}{4F} \cdot \ln(P) \quad (2.88)$$

A partir da equação da tensão de Nernst, é possível realizar-se uma previsão da variação da tensão em função da variação da pressão de um dado elemento. Por exemplo, considerando-se que a pressão parcial do hidrogênio se altere de P1 para P2 e a pressão dos outros elementos mantenha-se constante, determina-se o valor da variação de tensão, conforme (2.89) a (2.91). Da mesma forma, substituindo-se os valores das constantes conhecidas, pode-se obter a variação da tensão em função da variação na

pressão do oxigênio, conforme (2.92). Em CaCs de baixa temperatura, o erro entre a tensão teórica previsto pela equação de Nernst e a tensão real de circuito aberto, devido a uma variação da pressão, é maior do que em CaCs de elevada temperatura. Esta diferença ocorre principalmente em função da variação de pressão no eletrodo do oxigênio (catodo), [3].

$$\Delta V_{Nernst} = V_{Nernst}(P2) - V_{Nernst}(P1) \quad (2.89)$$

$$\Delta V_{Nernst} = V_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha_{H_2} \cdot P2 \cdot (\beta_{O_2} \cdot P)^{\frac{1}{2}}}{\gamma_{H_2O} \cdot P} \right) - \left(V_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha_{H_2} \cdot P1 \cdot (\beta_{O_2} \cdot P)^{\frac{1}{2}}}{\gamma_{H_2O} \cdot P} \right) \right) \quad (2.90)$$

$$\Delta V_{Nernst} = \frac{R \cdot T}{2F} \cdot \ln \left(\alpha_{H_2} \cdot \frac{P2}{P1} \right) \quad (2.91)$$

$$\Delta V_{Nernst} = \frac{R \cdot T}{4F} \cdot \ln \left(\alpha_{O_2} \cdot \frac{P2}{P1} \right) \quad (2.92)$$

Conforme visto na seção 2.6.1, existe a dependência da variação da energia livre de Gibbs em função da temperatura, a qual foi utilizada para determinar o valor de V_{id} , na seção 2.6.2. Então, o valor da tensão determinada pela equação de Nernst também deve ser corrigido para variações no valor da temperatura. O cálculo do valor corrigido para temperaturas diferentes da temperatura padrão pode ser realizado corrigindo-se o valor de $\Delta \overset{\circ}{g}_f$ em (2.37), ou ainda mais facilmente utilizando-se (2.93) (dedução em [26, 48]).

Substituindo-se as constantes conhecidas em (2.93), tem-se (2.94) [47].

$$V_{Nernst} = \overset{\circ}{V}_{id} + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) - \frac{\Delta \overset{\circ}{s}_f}{2F} \cdot (T - 298,15) \quad (2.93)$$

$$V_{Nernst} = 1,229 + (4,306 \cdot 10^{-5})T \cdot \ln \left(\frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) - (8,5 \cdot 10^{-4})(T - 298,15) \quad (2.94)$$

Esta equação demonstra que a tensão de Nernst é reduzida com o aumento da temperatura, entretanto em uma CaC real, devido à influência de outras fontes de perda, as quais são apresentadas nas seções subseqüentes, o aumento da temperatura culmina em um aumento da tensão de operação [3].

A redução na tensão da CaC em função da pressão parcial ocorre, por exemplo, na utilização do ar no eletrodo catodo ao invés de utilizar-se oxigênio puro. Assim,

à pressão padrão de 100 *kPa* tem-se 20,95 % de oxigênio no ar (seco). Em (2.95) apresenta-se um exemplo de cálculo da tensão máxima da CaC em circuito aberto, considerando sua operação a uma temperatura de 80 °C e, tendo como subproduto, a água no estado líquido.

$$V_{Nernst} = 1,17 \text{ V @ } T = 80 \text{ }^{\circ}\text{C}; P_{O_2} = 0,21; P_{H_2} = P_{H_2O} = 1 \quad (2.95)$$

Nesta seção foi apresentada a tensão de circuito aberto da CaC e a influência da concentração, da pressão dos reagentes e da temperatura de operação no valor desta tensão, conforme exemplificado em (2.95). A seção seguinte descreve o comportamento da CaC quando em operação, situação na qual a corrente e outros fatores provocam variações substanciais na tensão de saída deste gerador.

2.6.4 Tensão da CaC em operação - característica estática

Mesmo em circuito aberto, a tensão da CaC apresenta um valor menor do que a tensão termodinâmica, descrita pela equação de Nernst. Tal fato pode ser representado teoricamente pela circulação de correntes internas à CaC, aliadas a outros fenômenos que causam queda de tensão. A Fig. 2.8 mostra a curva da característica estática da CaC tipo PEM, também denominada de curva de polarização. A diferença entre a tensão reversível e a tensão de Nernst representadas nesta figura foi descrita na seção 2.6.3. Pode-se distinguir também regiões com comportamentos díspares de tensão em função da variação da corrente. Assim, cada uma destas regiões pode ser classificada pelo diferente mecanismo de perdas que a produz. Dependendo do grau de precisão e aplicabilidade que se deseja, a modelagem de CaCs tipo PEM pode requerer conhecimentos avançados de eletroquímica, já que o seu funcionamento envolve fenômenos de difusão, capilaridade, transferência de elétrons e ions, entre outros. Entretanto, do ponto de vista da engenharia elétrica, pode-se fazer uso de alguns modelos existentes, sejam eles empíricos ou analíticos, com um adequado grau de precisão, mesmo sem co-

nhecer a fundo todas as variáveis ou fenômenos físico-químicos envolvidos. Um modelo generalizado que considera parâmetros como a área ativa da membrana, a espessura e também o envelhecimento, além dos parâmetros mais convencionais como pressão, temperatura e corrente foi apresentado por [47], e será aqui revisado. A maior dificuldade na utilização dos modelos mais completos está na definição do valor de todos os seus parâmetros, os quais podem ser inerentes ao projeto da CaC, e portanto, de domínio do fabricante. Também serão apresentados os modelos mais simplificados e conseqüentemente menos genéricos, apresentados por [3] e [49]. Entende-se que estes modelos sejam menos genéricos por não possuírem como parâmetros de entrada as características construtivas da CaC, como por exemplo a área efetiva da membrana, sendo válidos apenas para uma dada CaC, o que torna difícil a extrapolação, porém são de fácil utilização.

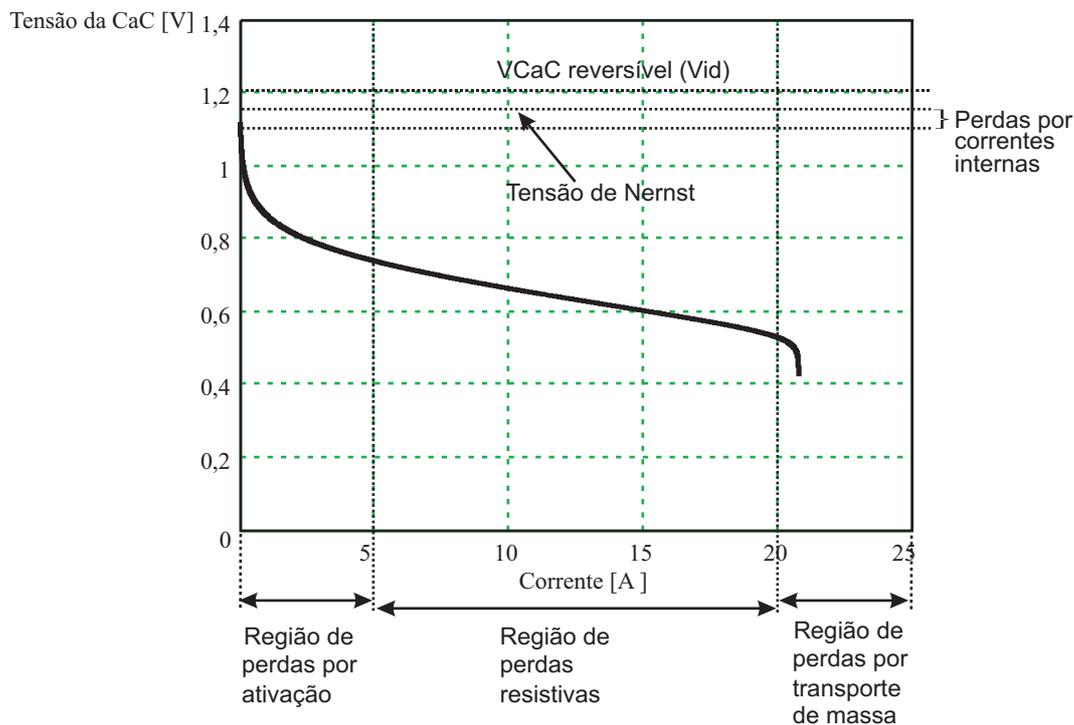


Fig. 2.8: Curva de polarização típica de uma CaC tipo PEM.

Conforme apresentado na Fig. 2.8, a tensão nos terminais da CaC tipo PEM é consideravelmente variável em função da corrente. A equação (2.96) descreve o comportamento desta tensão, o qual leva em conta as quedas de tensão provenientes do

fenômeno de ativação ΔV_{ativ} , perdas eletrônicas e iônicas (resistivas) ΔV_{res} e perdas por transporte de massa ΔV_{tm} . Cada mecanismo de perda que contribui para a redução da tensão de operação da CaC será agora descrito separadamente, conforme segue.

$$V_{CaC} = V_{Nernst} - \Delta V_{ativ} - \Delta V_{res} - \Delta V_{tm} \quad (2.96)$$

Queda de tensão devido as perdas por ativação - ΔV_{ativ}

Experimentalmente Tafel comprovou que a queda de tensão em função da corrente na superfície de um eletrodo possui o mesmo comportamento para uma grande variedade de reações químicas. Esta queda de tensão, que segue um comportamento logarítmico, foi inicialmente descrita através de parâmetros empíricos, conforme (2.97).

$$\Delta V_{ativ} = A \cdot \ln(i/i_o) \quad (2.97)$$

Onde:

A : Constante de inclinação;

i : corrente instantânea da CaC;

i_o : valor de corrente em que a queda de tensão começa a se pronunciar (*Exchange current* (A)), seu valor depende do material dos eletrodos.

Quanto menor o valor de i_o , maiores são as perdas por ativação. A corrente i_o também pode ser fisicamente entendida da seguinte forma. Quando não ocorre circulação de corrente externa aos terminais da CaC, poder-se-ia deduzir que a reação química (2.12) também não ocorra. Entretanto, esta reação ocorre e, da mesma forma ocorre o seu inverso, que está representado por (2.98). Quanto mais intenso for este fenômeno, chamado de ativação, menor será a queda de tensão resultante. Esta atividade ocorre com maior intensidade nas CaCs de elevada temperatura, e são compen-

sadas nas células de baixa temperatura, através do uso de catalisadores [3].



Posteriormente ao tratado experimental de Tafel, vieram as explicações teóricas para a sua equação, na qual a constante de inclinação para CaCs a hidrogênio é representada por (2.99). Deve-se tomar cuidado na interpretação de (2.99), já que um aumento de T indica um aumento da queda de tensão, entretanto, a influência do aumento da temperatura é mais acentuado em i_o , resultando em uma redução destas perdas.

$$A = \frac{R \cdot T}{2 \cdot \alpha \cdot F} \quad (2.99)$$

Onde:

α : Coeficiente de transferência de carga, que é proporcional à energia utilizada para alterar a velocidade de uma reação eletroquímica, seu valor pode situar-se entre 0 e 1; (Para PEMFC, no anodo $\alpha = 0,5$ e no catodo $\alpha = 0,1$ a $0,5$) e depende do material dos eletrodos e do tipo da reação química;

T e F : já descritos anteriormente, são a temperatura em Kelvin e a constante de Faraday.

As perdas por ativação ocorrem tanto no catodo quanto no anodo e, sendo assim, podem ser representadas por (2.100). Manipulando-se (2.100), tem-se (2.101) a (2.104) [3].

$$\Delta V_{ativ} = A_c \cdot \ln(i/i_{o_c}) + A_a \cdot \ln(i/i_{o_a}) \quad (2.100)$$

$$\Delta V_{ativ} = (A_a + A_c) \cdot \ln(i) - \ln\left(\frac{i_{o_a} A_a}{i_{o_c} A_c}\right) \quad (2.101)$$

$$\Delta V_{ativ} = At \cdot \ln\left(\frac{i}{i_{eq}}\right) \quad (2.102)$$

$$At = A_a + A_c \quad (2.103)$$

$$i_{eq} = \frac{i_{o_a}^{A_a}}{i_{o_c}^{A_c}} \quad (2.104)$$

A principal tarefa a ser realizada pelo eletrólito de uma CaC é a condução iônica. Entretanto, isso não significa que uma pequena quantidade de combustível e corrente elétrica não vá circular através dele. No caso da CaC a hidrogênio, as moléculas que passarem através do eletrólito irão reagir com o oxigênio no catodo, fazendo com que os elétrons relativos a estas moléculas não circulem pelo circuito externo. Da mesma forma, os elétrons que circularem pelo eletrólito serão desperdiçados. Em termos de consequência na tensão da CaC, estes fenômenos podem ser considerados equivalentes e, portanto, esta perda é denominada de perda por circulação de correntes internas. O efeito destas perdas aparece como uma queda de tensão inicial, ou seja, pode ser notado sem a circulação de corrente pelo circuito externo à CaC. Estas perdas são modeladas juntamente com as perdas por ativação, pela adição de um termo em (2.101); assim, tem-se (2.105), onde i_n é um valor proporcional a esta corrente interna.

$$\Delta V_{ativ} = (A_a + A_c) \cdot \ln(i + i_n) - \ln\left(\frac{i_{o_a}^{A_a}}{i_{o_c}^{A_c}}\right) \quad (2.105)$$

A representação das perdas de ativação que leva em consideração algumas características físico-químicas da CaC, e que desta forma possui uma maior abrangência de utilização está apresentada em (2.106). Esta equação descreve as perdas totais, isto é, em ambos eletrodos e a definição dos parâmetros ξ_i em termos de variáveis eletroquímicas pode ser encontrada em [47]. Estes coeficientes paramétricos são baseados nas leis da cinética, termodinâmica e eletroquímica. Valores reais destes parâmetros podem ser encontrados em [47, 50], para uma dada CaC.

$$\Delta V_{ativ} = \xi_1 + \xi_2 \cdot T + \xi_3 \cdot T \cdot \ln(a_{O_2}) + \xi_4 \cdot T \cdot \ln(i) \quad (2.106)$$

Queda de tensão devido as perdas resistivas - ΔV_{res}

As perdas resistivas são proporcionais à corrente que circula pela CaC. Ocorrem

devido à oposição à passagem de corrente elétrica pelos eletrodos e conexões e também à oposição à circulação de íons pelo eletrólito. Dentre as outras perdas da CaC, estas são as mais lineares e podem ser representadas por uma simples resistência, embora apresente variações em função de outros parâmetros, como a própria corrente elétrica e a temperatura. Algumas técnicas de medição da ondulação de tensão provocada pelas ondulações de corrente são adotadas em CaCs tipo PEM para medir perdas resistivas, identificando e controlando a hidratação da membrana [51]. Em (2.107) tem-se a representação matemática deste mecanismo de perdas, sendo que o termo $R_e (\Omega)$ corresponde à parcela resistiva relativa às perdas eletrônicas, enquanto $R_p (\Omega)$ está relacionado à circulação de íons. Em (2.108) tem-se que a resistência R_p depende da área efetiva da membrana $A_m (cm^2)$ e de $l (cm)$ que é a espessura da membrana. A resistividade específica da membrana $\rho_m (\Omega.cm)$ é variável em função de outros parâmetros e está representada por (2.109) [47].

$$\Delta V_{res} = (R_e + R_p) \cdot i \quad (2.107)$$

$$R_p = \frac{\rho_m \cdot l}{A_m} \quad (2.108)$$

$$\rho_m = \frac{181,6 \left[1 + 0,03 \left(\frac{i}{A_m} \right) + 0,062 \left(\frac{T}{303} \right)^2 \left(\frac{i}{A_m} \right)^{2,5} \right]}{\left[\lambda - 0,634 - 3 \left(\frac{i}{A_m} \right) \right] \cdot 10^{\left[4,18 \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]}} \quad (2.109)$$

Em (2.109), zerando-se a corrente, obtém-se o termo $\frac{181,6}{\lambda-0,634}$ que determina o valor da resistência específica da membrana a uma temperatura de 303 K. O termo exponencial no denominador realiza a correção do valor da resistividade para temperaturas diferentes de 303 K. O parâmetro λ possui tipicamente valores tão altos quanto 14 sob condições ideais e a 100 % de umidade relativa e tão altos quanto 22 a 23 sob condições de super-saturação da membrana. Este parâmetro é influenciado pelo procedimento de preparação da membrana, é função da umidade relativa e da taxa estequiométrica do gás do anodo. O parâmetro λ também pode ser função do tempo de uso da membrana (envelhecimento) [47].

Queda de tensão provocada pelo transporte de massa - ΔV_{tm}

As perdas por transporte de massa, também denominada de perdas por concentração, tornam-se significativas a partir de um determinado valor de corrente, fazendo com que a tensão da CaC decresça consideravelmente. A operação nesta região não é desejável já que a eficiência decai consideravelmente. Esta situação pode ocorrer, por exemplo, por ter-se chegado ao limite máximo de fornecimento de reagentes ou até mesmo ao limite de geração da CaC.

Como o fluxo de reagentes é diretamente proporcional à corrente elétrica, em sistemas de abastecimento fechados (há um exemplo na seção 2.6.8), a medida em que o hidrogênio é consumido restarão as impurezas no interior da CaC que ocupam um determinado volume, reduzindo a pressão parcial do hidrogênio. De forma idêntica esta situação pode ocorrer quando o ar é fornecido à CaC. O oxigênio é consumido, porém o nitrogênio e os outros gases presentes no ar podem dificultar a circulação ou o fornecimento adequado de oxigênio. Na ocorrência deste fenômeno, como a resistência dos eletrodos é baixa, não haverá acentuada diferença de potencial elétrico, entretanto a distribuição da corrente pelo eletrodo não será uniforme [3]. Este fenômeno não é acentuado dentro da faixa de operação de uma CaC projetada adequadamente.

Estas perdas são modeladas utilizando-se o princípio da equação de Nernst que relaciona a tensão à pressão e temperatura dos reagentes. Em (2.110) tem-se a queda de tensão relativa a este fenômeno no eletrodo anodo e em (2.111) tem-se a equação que representa este fenômeno no eletrodo catodo. Deve-se levar em consideração que o limite determinado pelo transporte de massa pode ser atingido primeiramente em um dos eletrodos, sendo assim predominante. O parâmetro i_l pode ser interpretado como sendo o valor da corrente em que a queda de tensão por transporte de massa começa a se pronunciar. Em situações reais, o comportamento desta queda de tensão é menos abrupto do que descreve a teoria e este fato é atribuído a influência da concentração dos reagentes nas perdas por ativação (em que i_0 é reduzido). Então, normalmente o termo que está fora do logaritmo natural é considerado maior do que prescreve a

teoria [3]. De maneira mais geral, pode-se representar as perdas por concentração ou transporte de massa através de (2.112).

$$\Delta V_{tma} = -\frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln \left(1 - \frac{i}{i_l} \right) \quad (2.110)$$

$$\Delta V_{tmc} = -\frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln \left(1 - \frac{i}{i_l} \right) \quad (2.111)$$

$$\Delta V_{tm} = -B \cdot \ln \left(1 - \frac{i}{i_l} \right) \quad (2.112)$$

2.6.5 Consumo de reagentes - característica estática

Nesta seção são apresentadas as equações básicas para o cálculo do consumo de oxigênio e do hidrogênio nas CaCs do tipo PEM, considerando-se condições estáticas de operação [3, 41].

O consumo de oxigênio está relacionado à circulação de corrente segundo (2.113) [3], em que n_{cells} é o número de CaCs associadas em série. Relacionando-se o consumo de oxigênio à potência drenada da CaC, tem-se (2.114). Considerando ainda que o oxigênio é obtido do ar, e que nem todo o oxigênio disponibilizado é utilizado pela CaC, tem-se (2.115), em que a constante σ descreve a relação entre o ar disponibilizado e o ar utilizado pela CaC.

$$cons_{O_2} = \frac{I \cdot n_{cells}}{4 \cdot F} \quad (2.113)$$

$$cons_{O_2} = \frac{P_{CaC} \cdot n_{cells}}{V_{CaC} \cdot 4 \cdot F} \quad (2.114)$$

$$cons_{O_2} = \frac{P_{CaC} \cdot n_{cells} \cdot \sigma \cdot mm_{Ar}}{V_{CaC} \cdot 4 \cdot F \cdot dens_{Ar}} \quad (2.115)$$

A massa molar do ar mm_{Ar} e a sua densidade $dens_{Ar}$ são determinadas por (2.116) e (2.117), respectivamente. Em (2.118) tem-se o consumo de ar com a devida conversão de unidade.

$$mm_{Ar} = 28,97 \cdot 10^{-3} \left[\frac{kg}{mol} \right] \quad (2.116)$$

$$dens_{Ar} = 1,29 \left[\frac{kg}{m^3} \right] \quad (2.117)$$

$$cons_{Ar} = \frac{0,017 \cdot P_{CaC} \cdot n_{cells} \cdot \sigma}{V_{CaC}} \left[\frac{L}{min} \right] \quad (2.118)$$

O cálculo do consumo de hidrogênio segue o mesmo raciocínio do cálculo do consumo de oxigênio. Assim, o consumo de hidrogênio está relacionado à corrente através de (2.119). Utilizando-se a massa molar do H_2 apresentada em (2.120) e a sua densidade em stp (2.121), tem-se o consumo de H_2 em litros por minuto, de acordo com (2.123).

$$cons_{H_2} = \frac{I \cdot n_{cell}}{2 \cdot e \cdot N} \quad (2.119)$$

$$mm_{H_2} = 2,02 \cdot 10^{-3} \left[\frac{kg}{mol} \right] \quad (2.120)$$

$$dens_{H_2} = 0,084 \left[\frac{kg}{m^3} \right] \quad (2.121)$$

$$cons_{H_2} = \frac{I \cdot n_{cell} \cdot mm_{H_2O}}{2 \cdot e \cdot N \cdot dens_{H_2O}} \quad (2.122)$$

$$cons_{H_2} = \frac{7,477 \cdot 10^{-3} \cdot P_{CaC} \cdot n_{cell} \cdot \sigma}{V_{CaC}} \left[\frac{L}{min} \right] \quad (2.123)$$

A energia disponibilizada pelo combustível que não é convertida em energia elétrica resulta em aquecimento [3]. A potência que é gerada na forma de energia térmica pode ser calculada através de (2.124). Esta equação pode ser utilizada para determinar a elevação de temperatura da CaC, conforme (2.125), em que Rth_{CaC} é a resistência térmica da CaC em relação ao meio, bem como, também pode ser útil na análise de possibilidade de aproveitamento desta energia. A variável P_{CaCe} é determinada multiplicando-se (2.96) pela própria corrente.

$$P_{CaCt(i)} = P_{CaCe} \cdot \left(\frac{\dot{V}_{id}}{V_{CaC}} - 1 \right) \quad (2.124)$$

$$\Delta T_{CaC} = P_{CaCt} \cdot Rth_{CaC} \quad (2.125)$$

2.6.6 Tensão da CaC em operação - comportamento transitório

Um fenômeno chamado *charge double layer* confere à CaC um comportamento dinâmico similar ao de um sistema de primeira ordem, o qual influencia nas quedas de tensão resultantes das perdas por ativação e concentração, descritas na seção 2.6.4. Este fenômeno tem lugar na região de fronteira entre o eletrodo e o eletrólito, onde ocorre a concentração de elétrons e íons, a qual é necessária para que as reações (2.2) e (2.3) existam e resulta em armazenamento de energia de forma similar ao armazenamento de energia em capacitores. É justamente a concentração de carga nesta região de interconexão entre o eletrólito e o eletrodo que faz com que surja a queda de tensão relativa às perdas de ativação. Os catalisadores aplicados aos eletrodos das CaCs facilitam a ocorrência das reações químicas, reduzindo a energia necessária para que elas ocorram. Em CaCs de elevada temperatura, os catalisadores não são tão necessários e naturalmente as perdas de ativação são menos acentuadas [3].

Fisicamente, uma variação na corrente da CaC irá provocar uma variação na tensão de seus terminais. Entretanto, apenas a parcela proporcional à queda de tensão devido às perdas resistivas irá resultar em uma variação instantânea. A outra parcela da tensão, justamente devido ao fenômeno *charge double layer*, irá variar mais lentamente. Este comportamento pode ser representado pelo circuito elétrico apresentado na Fig. 2.9, considerando-se que os parâmetros deste circuito permaneçam constantes ou que se deseja representar o comportamento dinâmico da CaC em um dado ponto de operação. Sabe-se, porém, que o valor destes parâmetros é variável, com a tensão, corrente, temperatura, etc. Na Fig. 2.9 R_r representa as perdas resistivas, R_a as perdas por ativação e C_a a capacitância relativa ao armazenamento de carga elétrica. Em (2.126) tem-se a impedância do circuito apresentado, válida para um determinado ponto de operação.

$$Z_{CaC}(s) = R_r + \frac{R_a}{s \cdot R_a \cdot C_a + 1} \quad (2.126)$$

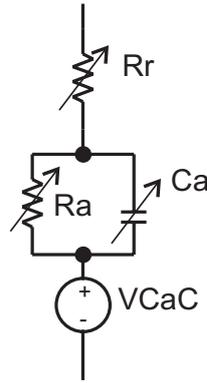


Fig. 2.9: Modelo circuital representativo do comportamento dinâmico de uma PEMFC.

2.6.7 Exemplo numérico de parametrização e simulação da CaC

Os parâmetros dos modelos descritos até o momento podem ser obtidos com base nos dados do fabricante ou através de experimentação. A Fig. 2.10 (a) apresenta a curva estática obtida experimentalmente de um conjunto de 48 CaCs do tipo PEM de aproximadamente 500 W. Esta figura mostra a tensão relativa a apenas uma das CaCs. Observa-se que o mecanismo de perdas por transporte de massa não está visível nesta curva, pois a operação nesta região foi evitada pelos motivos descritos anteriormente.

A região mais linear da curva experimental pode ser facilmente representada através de uma resistência em série com uma fonte de tensão. A equação da reta que descreve esta trajetória está apresentada em (2.127), a qual está traçada na Fig. 2.10 (b). Os parâmetros do circuito elétrico para uma associação de 48 células podem então ser determinados, utilizando-se (2.128) e (2.129). Observa-se que estes parâmetros são válidos para a CaC instalada neste laboratório, que possui uma potência nominal de 500 W.

$$V_{linearCaC}(i) = \left(\frac{VCaC_f - VCaC_i}{ICaC_f - ICaC_i} \right) \cdot i + VCaC_i - ICaC_i \cdot \left(\frac{VCaC_f - VCaC_i}{ICaC_f - ICaC_i} \right) \quad (2.127)$$

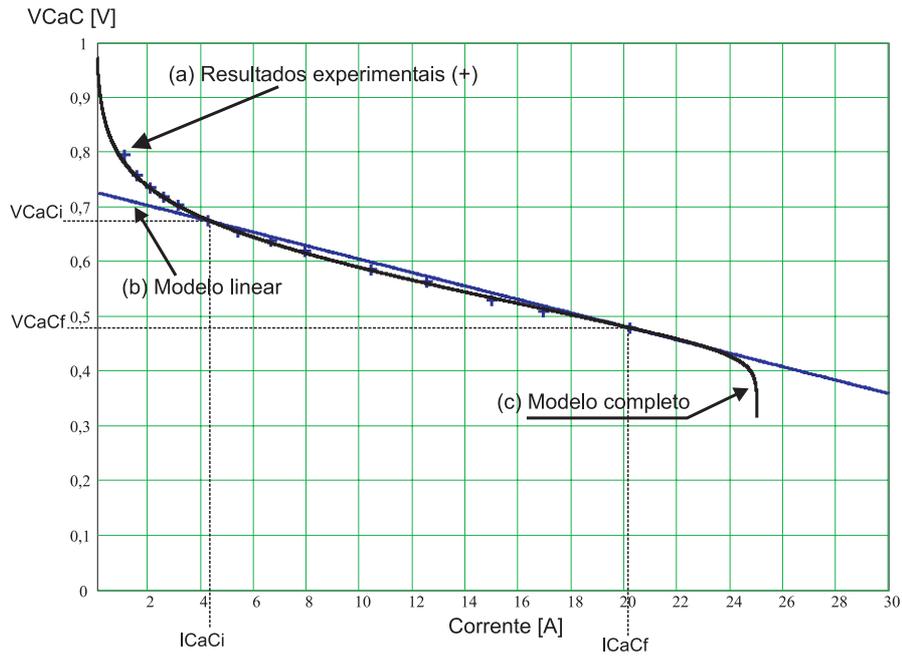


Fig. 2.10: Resultados experimentais (a), representação linear (b) e completa (c) do comportamento estático de uma CaC tipo PEM.

$$V_{linear_{CaC}}(0) = \frac{V_{CaC_i} \cdot I_{CaC_f} - I_{CaC_i} \cdot V_{CaC_f}}{I_{CaC_f} - I_{CaC_i}} \quad (2.128)$$

$$= \frac{32,4 \cdot 20,19 - 4,24 \cdot 23}{20,19 - 4,24} = 34,90V$$

$$Req_{CaC} = \frac{V_{CaC}(0) - V_{CaC_f}}{I_{CaC_f}} = \frac{34,9 - 23}{20,19} = 0,59\Omega \quad (2.129)$$

Dependendo do grau de precisão que se deseja, os parâmetros apresentados são suficientes para a realização de simulações numéricas com vistas ao comportamento estático. Entretanto, o modelo simplificado não descreve adequadamente o comportamento da tensão em valores baixos de corrente. Também pode-se notar que a trajetória na região mais linear não é reproduzida fielmente.

Utilizando-se (2.96) com os parâmetros apresentados na Tabela 2.3, pode-se reproduzir os resultados experimentais, em questão, com um bom grau de precisão, conforme apresentado na Fig. 2.10 (c). Dividindo-se a curva da tensão estática da CaC pela tensão ideal determinada em (2.71), tem-se a curva de eficiência (HHV) em função da corrente, conforme apresentado na Fig. 2.11. À montante da região em que há um decaimento acentuado da eficiência, tem-se o ponto de máxima potência, traçado em

Tabela 2.3: Parâmetros utilizados no modelo descrito por (2.96).

Parâmetro	Valor
At	0,065
i_0	0,003
R_e	0,002
R_p	0,0026
B	0,015
i_l	25
V_{id}	1,229
PH_2O	1
PH_2	1
PO_2	0,21
T	353
R	8,315
F	96485,209

função da corrente, conforme mostra a Fig. 2.12.

Os parâmetros relacionados ao comportamento dinâmico da CaC, quando se desejar representá-la pelo circuito da Fig. 2.9 (válido para um determinado ponto de operação), podem ser obtidos basicamente por dois métodos. O primeiro deles denominado de método da interrupção de corrente [3], o qual objetiva medir a tensão e a corrente da CaC durante um transitório. Tal método foi aplicado a mesma CaC de 500W (48 células) utilizada nesta seção na obtenção das curvas estáticas. A Fig 2.13 mostra o comportamento da tensão no momento em que a corrente na CaC é levada a zero. A partir das medidas identificadas nesta figura, realiza-se o cálculo dos parâmetros R_r , R_a e C_a , conforme (2.130), (2.131) e (2.132), respectivamente [52].

$$R_r = \frac{V_r}{i} = \frac{1,44}{7,1} = 0,203 \Omega \quad (2.130)$$

$$R_a = \frac{V_a}{i} = \frac{6,3}{7,1} = 0,887 \Omega \quad (2.131)$$

$$C_a = \frac{t_a}{5 \cdot R_a} = \frac{0,127}{5 \cdot 0,887} = 0,029 F \quad (2.132)$$

Ainda em se tratando de questões dinâmicas, um outro método de obtenção de parâmetros que pode ser utilizado é a espectrometria de impedância. Este método fornece resultados mais precisos e mais completos do que o método anterior, possibilitando até uma varredura em diversos pontos de operação, principalmente se forem utilizados equipamentos automáticos. Neste trabalho, procurou-se obter a impedância

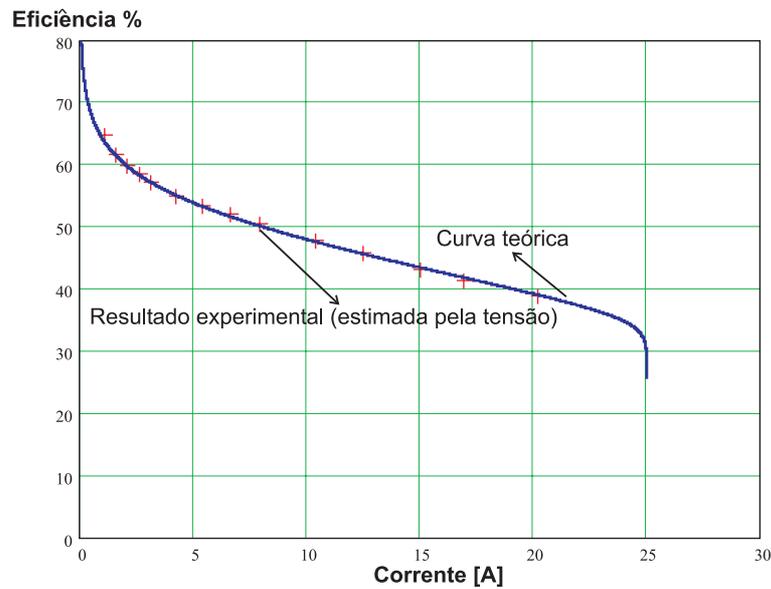


Fig. 2.11: Curva de eficiência da CaC em função da corrente; (+) resultados experimentais; (-) resultados teóricos.

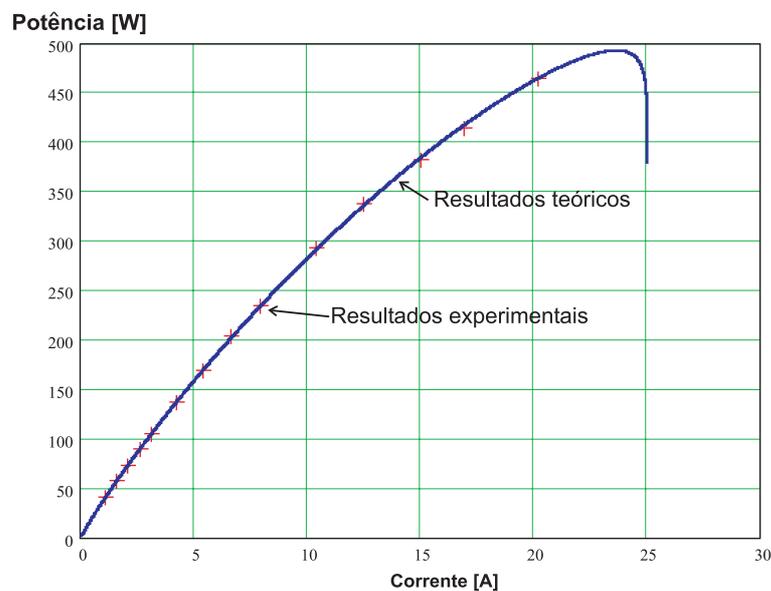


Fig. 2.12: Curva da potência da CaC em função da corrente; (+) resultados experimentais; (-) resultados teóricos.

da CaC provocando-se uma perturbação periódica de pequenos sinais de corrente, em uma determinada faixa de frequência, obtendo-se assim a perturbação resultante na tensão. A Fig. 2.14 mostra os resultados obtidos para a CaC de 500W, operando a uma pressão de 6,2 psi, temperatura externa de 39 graus centígrados e com uma

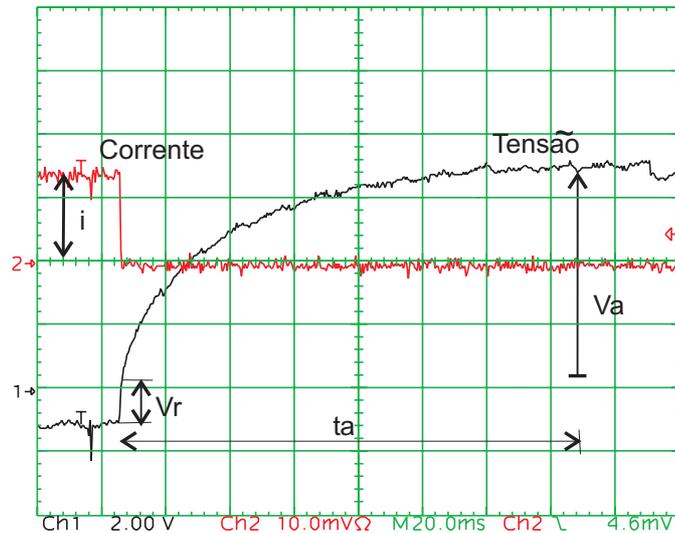


Fig. 2.13: Método da interrupção da corrente para obtenção dos parâmetros; 2V/div; 5A/div.

corrente média de aproximadamente 7 A. A curva teórica apresentada nesta figura foi obtida utilizando-se (2.126), com os parâmetros apresentados em (2.130) e (2.131). O valor de C_a foi ajustado para 0,015 F e uma indutância L de 2,5 μH foi adicionada ao circuito para representar adequadamente seu comportamento em alta frequência.

O modelo circuital apresentado na Fig. 2.9 descreve adequadamente a impedância da CaC em um determinado ponto de operação. Entretanto, devido às perdas internas terem sido consideradas lineares, o modelo não descreve adequadamente o comportamento estático. Então, pode haver a necessidade de utilização de modelos para simulação que representem melhor esta situação. Assim, com o intuito de propiciar a simulação e a pré-validação de projetos de conversores estáticos conectados a CaC, elaborou-se o modelo de simulação para o programa Orcad® [5] o qual está apresentado na Fig. 2.15. O arquivo *netlist* gerado pelo programa de simulação está apresentado no apêndice A.1, através destas informações o leitor pode verificar os valores dos parâmetros utilizados nas simulações. Este modelo, utilizado no desenvolvimento deste trabalho, fornece informações relativas ao consumo de reagentes, potência térmica e elétrica, bem como, tensão e eficiência da CaC. Sua aplicabilidade é restrita e, portanto, deve ser utilizado com sobriedade já que utiliza parâmetros obtidos em um determinado

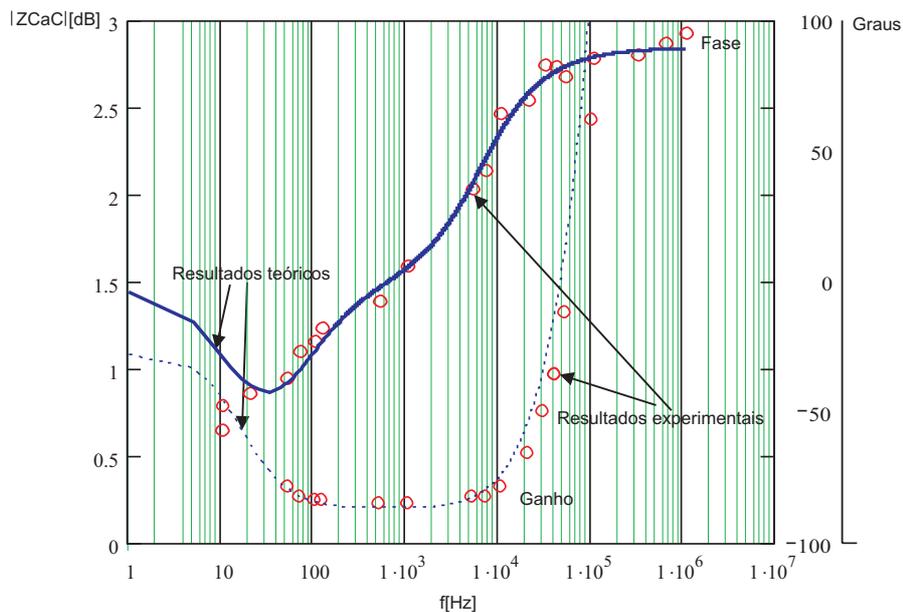


Fig. 2.14: Curva de impedância da CaC para pequenos sinais e um determinado ponto de operação ($T = 39^\circ C$; $P = 6,2 \text{ psi}$; $i = 7 A$).

ponto de operação, não realimenta o valor da temperatura, além de considerar apenas a influência dinâmica da capacitância resultante do fenômeno de dupla camada de carga e, ainda, com constante de tempo fixa. Outros modelos que consideram fenômenos físicos-químicos ou de transporte são atualmente objetos de investigação [24] porém fogem do escopo deste trabalho.

Na Fig. 2.16, apresentam-se os resultados de simulação deste modelo em função da variação de corrente. Nesta simulação, pode-se observar o fenômeno de dupla camada de carga, bem como a influência das perdas resistivas e de ativação no comportamento dinâmico de uma CaC tipo PEM. A Fig. 2.17 mostra os resultados experimentais obtidos do mesmo conjunto de células utilizado até o momento. Comparando-se estes resultados com os resultados experimentais, pode-se notar uma boa aproximação no que diz respeito ao pico de potência disponibilizado, perdas resistivas e de ativação, bem como do tempo de resposta. Entretanto, também pode-se observar que o tempo de resposta para a carga da capacitância resultante do fenômeno de dupla camada é diferente do tempo de descarga. Observando-se o modelo da Fig. 2.9, pode-se concluir que a variação da resposta dinâmica está atrelada, entre outros fatores, à variação do

valor da resistência de ativação ou da capacitância de dupla camada de carga, que foram considerados constantes neste modelo por não se ter conhecimento dos parâmetros eletroquímicos e geométricos da CaC em questão. Observa-se também que há uma diferença no valor da queda de tensão relacionada às perdas resistivas (R_r), que pode ser justificada pela variação de corrente, assunto que foi explorado em [48]. O valor de pico de potência calculado através da multiplicação da corrente pela tensão instantâneas resulta em 928,7W, enquanto que a potência mostrada na figura corresponde à 801,4 W. Esta diferença é atribuída a um erro de cálculo da potência instantânea, gerado pelo osciloscópio, devido possivelmente a escolha do tempo de aquisição. Este erro se repete em outras escalas de potência, não sendo um indicativo de saturação na medida.

2.6.8 Sistema de geração utilizando CaC

Para viabilizar a utilização das CaCs como geradores de energia elétrica operacionais, algumas grandezas devem ser monitoradas ou controladas, como: a temperatura, tensão, corrente, pressão e fluxo dos reagentes, etc. Estes sistemas normalmente são compostos por válvulas, ventiladores ou compressores de velocidade variável, sensores de temperatura, sensores de detecção de gás combustível, motores de passo, baterias, placas eletrônicas de comando e controle e conversores auxiliares de energia, etc. Apesar da conversão de energia não envolver partes móveis, como em um motor de combustão, a CaC necessita de componentes mecânicos para operar, conforme mostra o exemplo da Fig. 2.18. Nesta figura, pode-se verificar a existência de um ventilador que possui a função de arrefecer o gerador e fornecer ar em quantidade superior a necessitada pela CaC. O fornecimento de ar é realizado de tal forma a expelir da CaC os gases restantes da reação no catodo, os quais poderiam obstruir o acesso do oxigênio a uma pressão parcial adequada. A abertura da entrada de ar é controlada com o objetivo de aproveitar o calor gerado no interior do equipamento, re-circulando o ar que ainda contém oxigênio, auxiliando também no controle da temperatura. No momento em

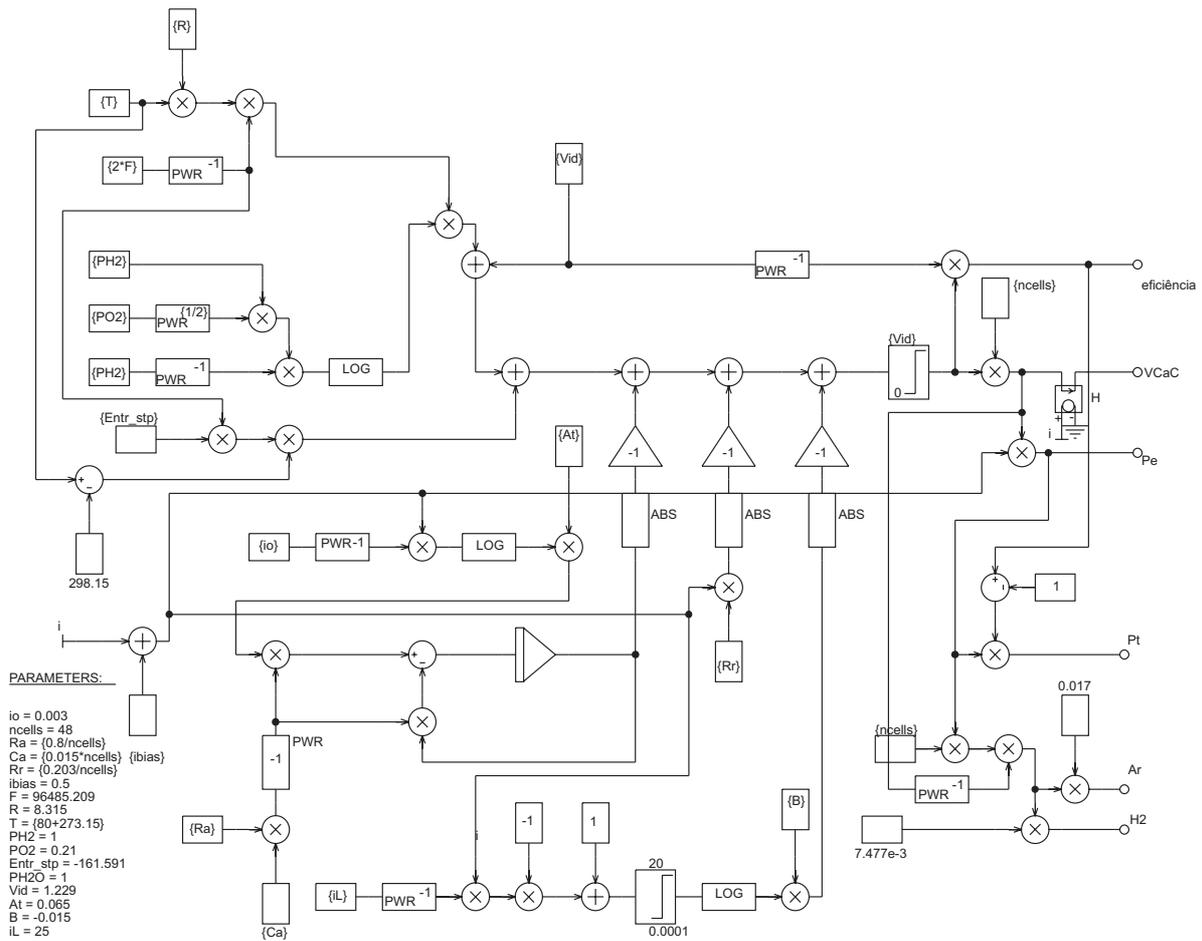


Fig. 2.15: Modelo eletroquímico da CaC tipo PEM para utilização no programa Orcad [5].

que a CaC é comandada a ligar, todas as válvulas são acionadas simultaneamente para liberar o fornecimento de combustível, neste caso, hidrogênio a pressão constante (50 kPa). A válvula V3 permanece liberada apenas por um curto intervalo de tempo e depois é bloqueada. Durante o funcionamento normal, esta mesma válvula é liberada periodicamente por um intervalo curto de tempo, com a finalidade de retirar as impurezas restantes da reação, mantendo a tensão da CaC em um patamar adequado. As válvulas V4 e V5 que são individuais ou usualmente utilizadas para um grupo de CaCs são bloqueadas em caso de falha, permitindo que o sistema continue operando, porém com tensão reduzida. Como a quantidade destas válvulas é elevada, é interessante que estas possuam a característica de retenção, economizando energia. A Fig. 2.19

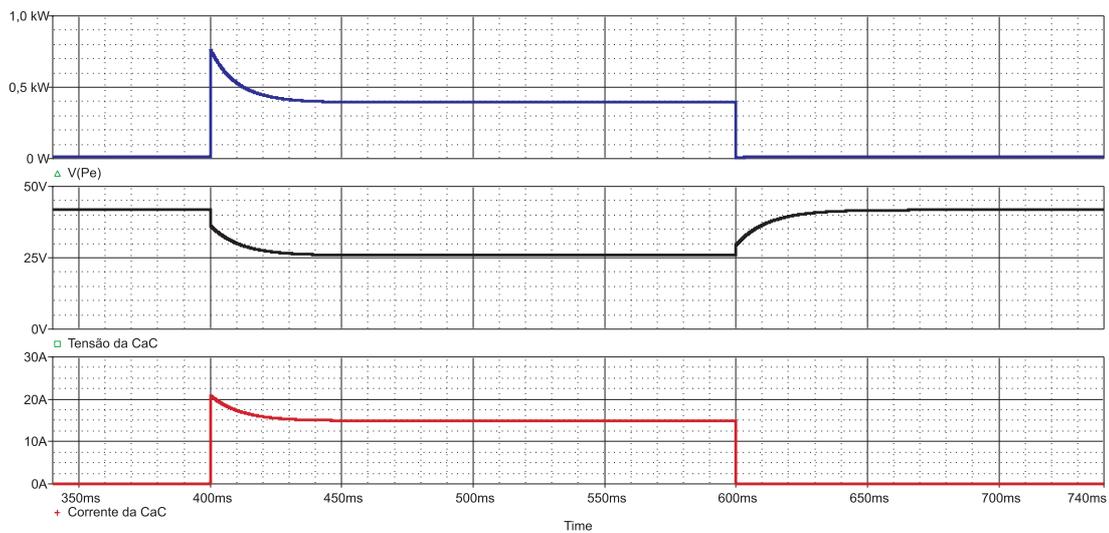


Fig. 2.16: Resultados de simulação do modelo apresentado na Fig. 2.15.

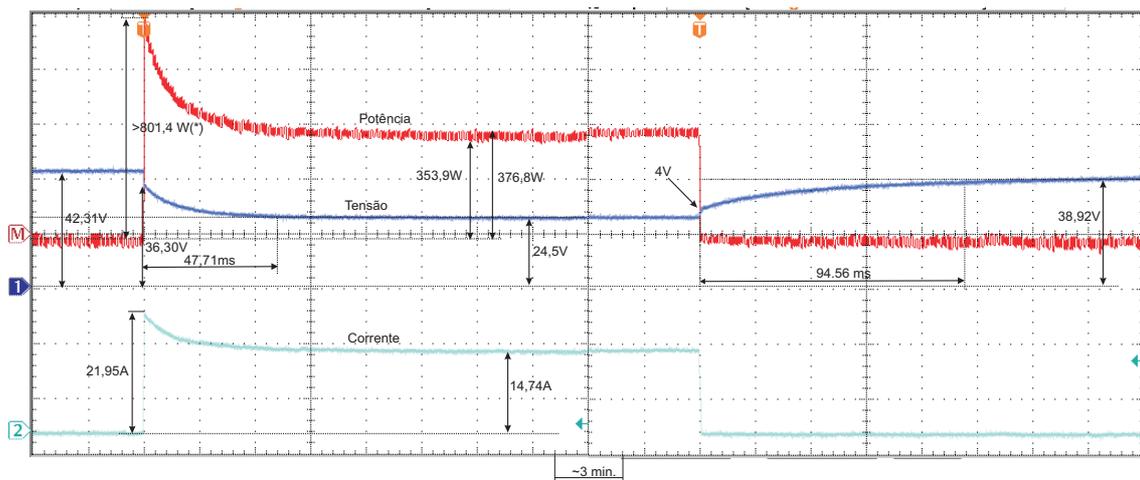


Fig. 2.17: Resultados experimentais durante um transitório de carga em uma CaC de 500W; tensão (20V/div), corrente 10A/div, potência 200W/div, 20ms/div.

apresenta os principais itens que compõe o estágio de controle e comando eletrônico. A energia necessária para alimentar os sistemas auxiliares da CaC enquanto esta não estiver gerando energia elétrica provém de baterias auxiliares. Após o fornecimento de combustível ter sido liberado, inicia-se um processo de pré-aquecimento em que a temperatura da CaC é levada da temperatura ambiente até um patamar mais elevado, com a finalidade principal de aumentar a sua eficiência, colocando-a em um determinado ponto de operação. A solução adotada [48, 53] para realizar este aquecimento

foi de acionar em intervalos periódicos os interruptores S1 e S2, dissipando a energia internamente à CaC. Durante todo o tempo o ventilador e a porta de entrada de ar são coordenados de forma a não desperdiçar energia térmica. O monitoramento contra falha das células unitárias é realizado através do estabelecimento de uma tensão mínima de operação para cada uma delas. Em caso de detecção de falha, a válvula da respectiva célula é fechada e um interruptor realiza um *by-pass* para que o circuito não fique aberto e o sistema possa continuar operando, como mencionado anteriormente. Cabe salientar que a representação das figuras é simplificada e que a implementação [48] foi realizada com um número maior de CaCs individuais, resultando em um incremento na dificuldade de aquisição dos sinais de tensão das CaCs e de acionamento dos MOSFETs. O sistema também deve contar com sensores de temperatura, de detecção de vazamento de gás combustível, proteção de corrente e de sub-tensão de saída. A energia que os sistemas auxiliares consomem deve ser a menor possível para que a eficiência do sistema não seja prejudicada, o que requer bastante critério na escolha das soluções adotadas. No exemplo citado, a potência requerida pelas partes auxiliares foi de 125 W, representando um percentual considerável da potência total do sistema [48].

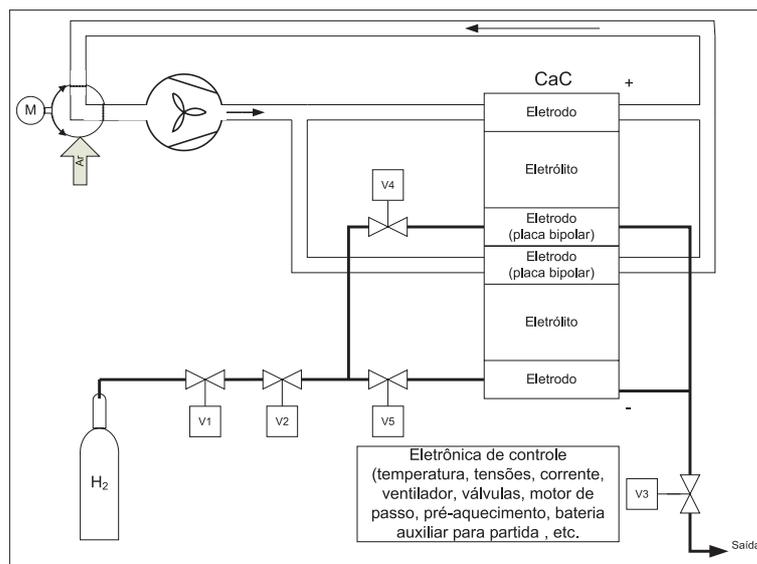


Fig. 2.18: Exemplo de sistema de geração utilizando CaCs, partes mecânicas e de potência.

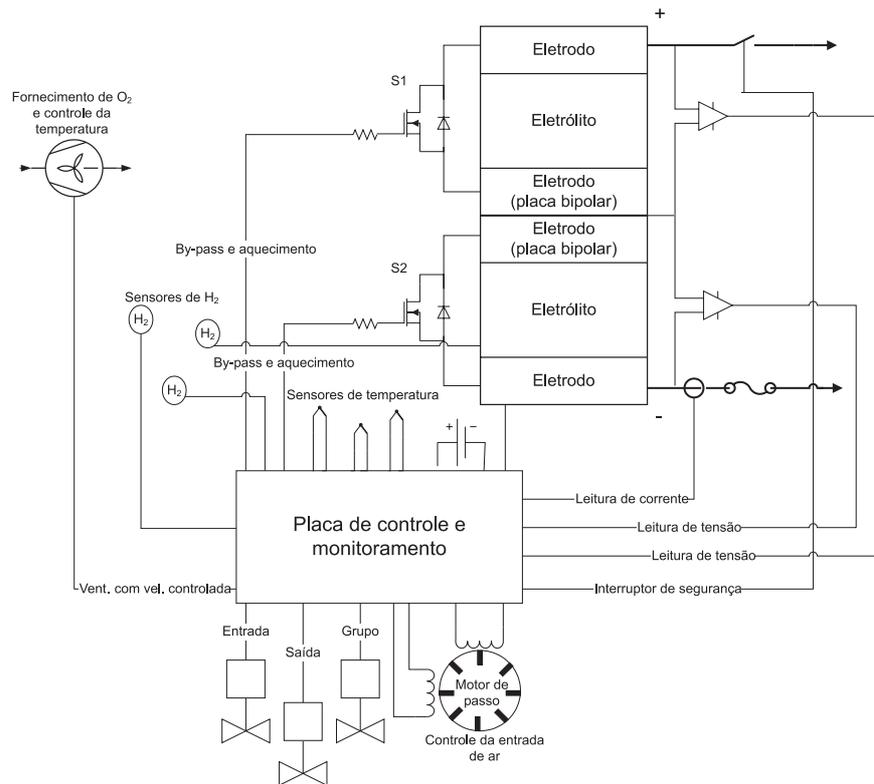


Fig. 2.19: Exemplo de sistema de geração utilizando CaCs; funções da parte eletrônica de controle e supervisão.

2.7 Conclusão

Apresentou-se neste capítulo uma revisão da teoria de CaCs, incluindo aspectos cronológicos, tipos de CaCs e aplicações. O enfoque do capítulo foi direcionado à tecnologia PEM devido ao seu potencial de aplicação para aplicações estacionárias. Foram apresentadas as principais equações que governam o funcionamento da tecnologia PEM utilizando-se a linguagem do engenheiro eletricitista. Parâmetros e modelos para simulação do comportamento estático e dinâmico de uma CaC de 500 W foram apresentados e suportados por resultados experimentais com uma boa aproximação para as aplicações de eletrônica de potência abordadas por este trabalho. Para a CaC em questão, que não possui controle em malha fechada do fluxo de combustível, contribuiu-se com um modelo para representar a sua impedância quando perturbada por pequenos sinais de corrente, a qual é utilizada no capítulo 6. Salienta-se que é

possível que este modelo seja válido para CaCs com re-circulação de combustível, uma vez que se trata de pequenos sinais. Observa-se que na data atual, a dificuldade em se obter os parâmetros de uma CaC para representação por modelos genéricos é considerável, já que as informações necessárias estão relacionadas a fatores geométricos e físico-químicos e são de propriedade dos fabricantes. Outra razão que leva a dificuldade na simulação de CaCs é que nem todos os fenômenos envolvidos no seu funcionamento são conhecidos.

Capítulo 3

Processamento Eletrônico da Energia das CaCs - Estado da Arte

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica das principais publicações concernentes aos sistemas de processamento de energia das CaCs com vistas a identificar as arquiteturas utilizadas até o presente momento. Um resumo das características destas arquiteturas é apresentado e através de análise qualitativa, as características consideradas mais favoráveis ao projeto destes sistemas são identificadas. Ao final, duas arquiteturas que reúnem estas características favoráveis são mostradas como exemplo, sem a intenção de explorar todas as possibilidades. A escolha da melhor arquitetura para se realizar o processamento desta energia não é realizada, pois depende consideravelmente das especificações de cada aplicação e das topologias de conversores adotadas, bem como de suas implementações, representando um leque muito amplo para realização de comparativos desta ordem. Porém, as linhas de direcionamento para a escolha são sugeridas.

3.2 Revisão Bibliográfica

Na Fig. 3.1 está apresentada uma solução utilizada em [6] para processar a energia de uma CaC em sistemas veiculares. Neste trabalho, um conversor bidirecional, com capacidade para processar algumas dezenas de quilowatts, disponibiliza a energia de uma bateria ou de um banco de baterias de baixa tensão (12 VCC) para um barramento de tensão mais elevada (300 VCC). Utilizando a energia disponível neste barramento, um inversor aciona o motor de um compressor, o qual fornece o combustível necessário para a célula realizar o pré-aquecimento e iniciar a geração de energia. Dependendo da concepção do sistema, durante este período, o motor de tração do veículo pode ser acionado, utilizando-se a energia das baterias. Após a entrada em operação plena da CaC, o fluxo de energia no conversor bidirecional é invertido, passando ao modo de carga da bateria. Freagens e acelerações do veículo provocam variações de carga e inversões no sentido do fluxo de energia, sendo que estas reversões são absorvidas pelo capacitor C e pelas baterias. Como a CaC do tipo PEM é unidirecional em se tratando de energia, o freamento regenerativo pode provocar a elevação da tensão do barramento de maior tensão, sendo parte desta energia entregue à bateria. Se houver excesso de energia, o circuito grampeador de tensão se encarrega de dissipá-la, antes que níveis de tensão destrutivos possam ser atingidos, conforme concepção dos autores.

O objetivo principal dos autores em [6] foi avaliar e escolher, entre algumas alternativas, o conversor mais eficiente para ser utilizado no estágio bidirecional. Para tal, duas topologias foram testadas, sendo a primeira o conversor meia ponte com entrada em corrente [7, 8], seguido de um transformador de alta frequência e um conversor em ponte completa, com entrada em tensão, apresentado na Fig. 3.2 (a). A segunda alternativa avaliada foi o conversor em ponte completa com entrada em corrente, seguido dos mesmos componentes do primeiro (Fig. 3.2 (b)). Os autores tiveram a preocupação de avaliar teoricamente se a conexão de entrada em corrente dos conversores seria mais eficiente conectada no lado de menor tensão (baterias) ou maior

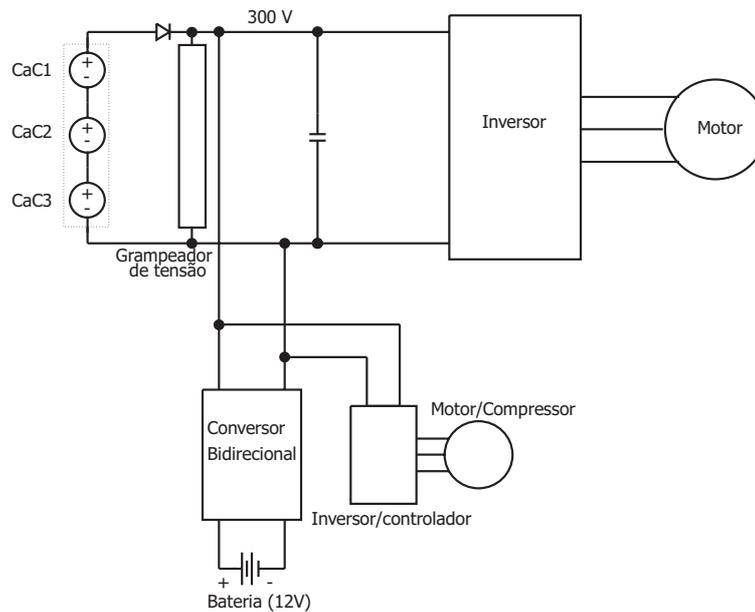


Fig. 3.1: Arquitetura utilizada em um sistema de propulsão veicular [6].

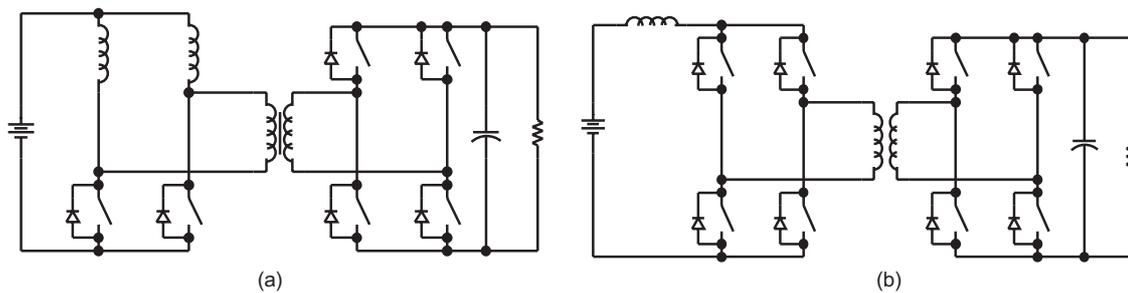


Fig. 3.2: Conversores [7,8] utilizados na arquitetura proposta [6].

tensão (barramento). Conforme é esperado, foi escolhida a configuração que possibilita a conexão da entrada em corrente no lado de menor tensão. Após esta pré-seleção, o projeto e a experimentação dos conversores meia-ponte e ponte-completa mostrou que a solução, utilizando o conversor em ponte completa com entrada em corrente (Fig. 3.2 (b)) resultou em uma eficiência mais elevada em toda a faixa de potência testada, nos dois modos de operação, isto é, elevador e abaixador.

Analisando-se o sistema proposto pelos autores, pode-se salientar alguns pontos importantes na sua concepção geral. A construção de células associadas em série para se obter tensões elevadas (≥ 300 V) é, na data atual, um desafio tecnológico [54].

Em relação à arquitetura, o dimensionamento do banco de capacitores deve ser re-

alizado de maneira a possibilitar um bom aproveitamento da energia que será entregue durante a freagem do veículo, pois o tempo de recarga da bateria pode ser muitas vezes mais lento do que o transitório de freamento. Caso contrário, parte desta energia poderá ser desperdiçada. Cabe lembrar que a freagem regenerativa não é um fenômeno exclusivo das aplicações veiculares; há alguns sistemas de acionamento industrial que também servem de exemplo. Porém, os autores não fazem menção a esta característica do sistema, já que foge do foco do trabalho. Como se trata de uma carga trifásica, e supondo que as tensões e correntes fornecidas pelo inversor sejam senoidais, equilibradas e estejam em fase, a potência vista pela CaC em regime permanente é constante. Porém, devido ao fator de potência do motor, não-linearidades e demais distorções oriundas do controle da tensão do inversor, uma certa ondulação de corrente de baixa frequência é transferida para a entrada do inversor. A defasagem entre a tensão e a corrente, das fundamentais (e também das harmônicas), se possuírem a mesma amplitude, têm uma influência muito pequena no aumento desta ondulação. Já, a ordem de uma determinada harmônica ou o conteúdo harmônico tem influência direta nesta ondulação de potência, que causará uma ondulação de corrente. Assim, uma parcela desta componente alternada de corrente irá circular através do capacitor C (Fig. 3.1) e, dependendo da estratégia de controle utilizada, também através do conversor bidirecional e da bateria, ou da CaC, provocando perdas, aquecimento e possível redução de vida útil. Neste trabalho, os autores não fazem menção sobre a estratégia de controle adotada.

A conversão direta da energia da CaC para tensão alternada trifásica, é interessante devido ao fato de se reduzir à ondulação de corrente em baixa frequência, quando comparada a inversão monofásica. A configuração direta foi viabilizada pela escolha adequada do valor da tensão da CaC, resultando em um reduzido número de componentes. Observa-se que a arquitetura é conceitual e, portanto, o valor da tensão de entrada do inversor foi suposta. Salienta-se também o fato de que a tensão da CaC tipo PEM é consideravelmente variável, conforme visto no capítulo 2 e que as malhas

de controle do inversor deverão ser usadas para efetuar esta compensação. Assim, o dimensionamento dos 6 interruptores do inversor é realizado para os esforços extremos de corrente e tensão, resultando em um baixo aproveitamento da potência instalada. Portanto, outras configurações como a adoção de um conversor elevador na entrada do inversor (conversor *boost*), a utilização do inversor com entrada em corrente, ou ainda a utilização do inversor *boost* [55] não devem ser negligenciadas.

Os departamentos de energia (DOE) e de defesa (DOD) americanos fundaram em 2001 uma competição chamada Future Energy Challenge (FEC-2001) [56]. O objetivo foi de reduzir em 50% os custos atuais de fabricação de inversores de 10 kW, já incorporando a eles características para aplicação em CaCs. Nesta competição, os custos deveriam atingir valores iguais ou inferiores a US\$50,00/kW. A validação dos protótipos foi na maioria dos casos realizada em 1,5 kW. Algumas das arquiteturas geradas nesta competição são apresentadas a seguir.

Participante deste concurso, [9] propôs a arquitetura apresentada na Fig. 3.3. Antes de escolher o conversor em ponte completa para constituir o estágio de entrada, os conversores *forward* e *push-pull* alimentado em corrente foram avaliados, porém descartados. Como uma das especificações de projeto foi a limitação da ondulação da corrente drenada da célula, a corrente do conversor em ponte completa foi controlada de tal forma a não permitir que a ondulação de 120 Hz, proveniente do inversor, circulasse pela CaC. Um filtro LC de entrada foi utilizado para reduzir a circulação de corrente na frequência de comutação. O inversor possui duas tensões de 120 VCA defasadas de 180°, conforme as especificações do concurso; então, o retificador de saída do conversor CC-CC foi escolhido de tal forma a facilitar o uso de dois inversores em meia ponte, cada qual operando com seu filtro e controle independentes. Um banco de baterias conectado à saída do conversor foi utilizado como estágio tampão de energia, fornecendo ou drenando variações de carga evitando, assim, mudanças bruscas na energia drenada da CaC. O controle do estado de carga das baterias e da energia drenada da CaC pode ser facilmente realizado por esta arquitetura.

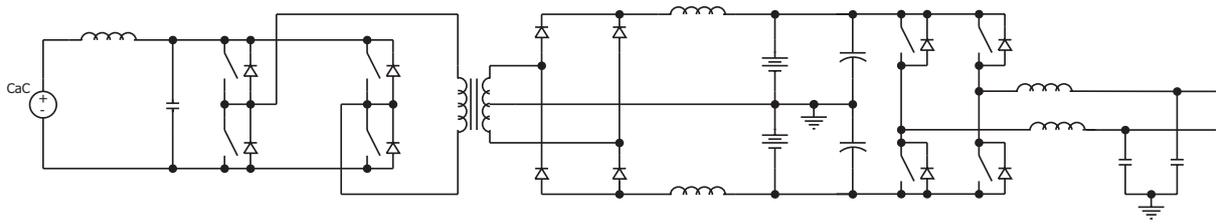


Fig. 3.3: Arquitetura proposta por [9].

A arquitetura apresentada possui como maior desvantagem a necessidade de utilização do filtro de entrada, que para a potência almejada pode representar uma parcela considerável do custo total do inversor. A utilização de baterias em tensões elevadas, neste caso 400 V, traz consigo o problema de equalização das tensões, podendo reduzir a confiabilidade ou a autonomia do sistema. A ondulação de corrente de baixa frequência decorrente da potência pulsada processada pelo inversor circula pelas baterias, provocando aquecimento, já a ondulação de alta frequência pode ser atenuada pelos capacitores conectados em paralelo com estas baterias. Porém, como esta atenuação é função da relação entre as impedâncias, a distribuição de energia pode variar de acordo com a temperatura, estado de carga das baterias e envelhecimento. Então, para limitar esta ondulação de corrente, uma impedância poderia ser adicionada ao sistema.

Também buscando atender as especificações do FEC, [10] propôs a arquitetura apresentada na Fig. 3.4. A escolha do conversor para compor o estágio de entrada passou pela avaliação de quatro topologias bastante conhecidas, sejam elas: conversor forward, conversor push-pull alimentado em corrente, conversor meia ponte e conversor ponte completa. A escolha da topologia em ponte completa ZVS foi justificada em função da potência a ser processada. Neste projeto, dois conversores foram utilizados, cada qual para processar 5 kW. O trabalho apresenta resultados experimentais com comutação suave para a potência de 3,2 kW no braço não-crítico. Com transformadores com derivação central, retificadores e filtros independentes, cada conversor fornece energia para um inversor meia ponte, tendo-se, assim, dois inversores controlados de forma

independente. Pelos autores também foi cogitada a possibilidade de se utilizar apenas um barramento em corrente contínua, com dois inversores meia ponte, conforme mostra a Fig. 3.5 (a). Como consequência, tem-se a utilização de apenas dois capacitores para a obtenção do ponto médio, idealmente incorrendo na redução do número de componentes. Também foi verificada a possibilidade de utilização de um inversor monofásico a três fios, apresentado na Fig. 3.5 (b), que resulta na substituição dos capacitores para obtenção do ponto médio por interruptores, possivelmente reduzindo o volume do inversor, porém introduzindo maior esforço de controle. A redundância que pode ser obtida ao se utilizar dois inversores independentes pode ser uma grande vantagem da opção escolhida pelos autores. O elemento armazenador de energia utilizado foi um banco de supercapacitores, conectados na entrada dos conversores CC-CC. Os supercapacitores foram utilizados com o objetivo de fornecer o complemento de energia necessário durante transitórios de carga. Os autores não apresentam neste trabalho a análise teórica ou resultados experimentais relativos a essa distribuição dinâmica ou em regime permanente de energia entre a CaC e os supercapacitores.

O bom aproveitamento na utilização da energia disponibilizada pelos supercapacitores depende da possibilidade de se operar com uma faixa larga de variação da tensão sobre eles, conforme mostra (3.3), onde β é a relação entre a tensão mínima V_{min} e a tensão em regime normal de operação V_n . Em (3.4) tem-se o valor parametrizado de (3.3). A representação gráfica da equação parametrizada está apresentada na Fig. 3.6. Como exemplo numérico para esta arquitetura, a partir dos resultados experimentais da Fig. 2.10, ou seja, em situações reais, pode-se ter uma utilização de aproximadamente 50% da energia armazenada nos supercapacitores.

$$Eu = \frac{1}{2}.C.V_n^2 - \frac{1}{2}.C.V_{min}^2 \quad (3.1)$$

$$\frac{V_{min}}{V_n} = \beta \quad (3.2)$$

$$Eu = -\frac{1}{2}.C.V_n^2.(\beta^2 - 1) \quad (3.3)$$

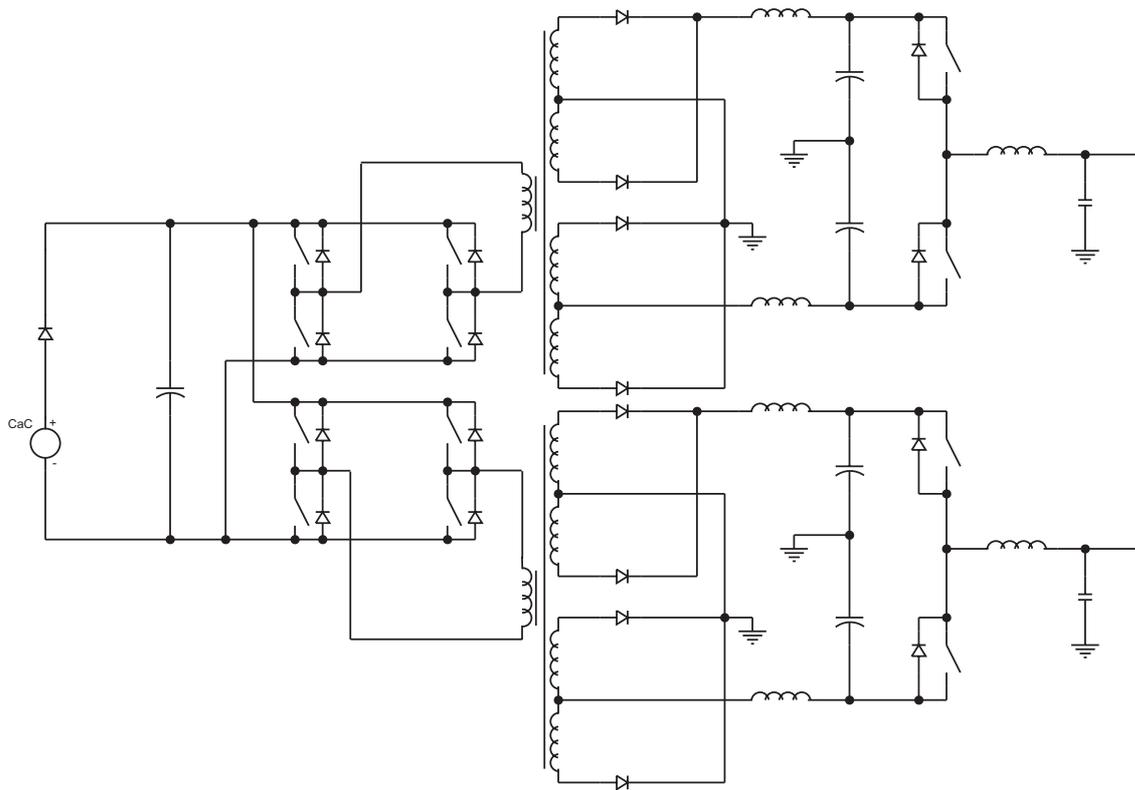


Fig. 3.4: Arquitetura proposta por [10].

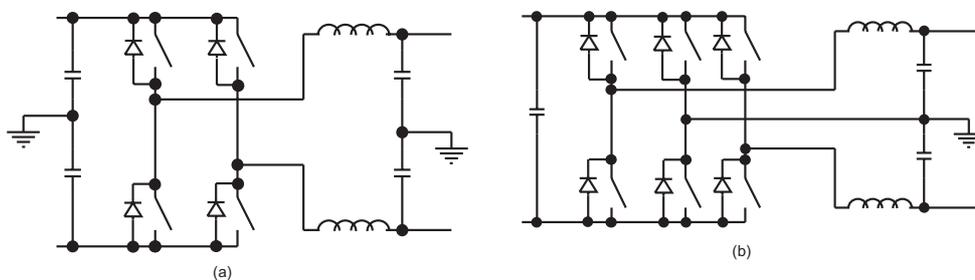


Fig. 3.5: Inversores cogitados para utilização na arquitetura da Fig. 3.4.

$$\overline{Eu} = 1 - \beta^2 \quad (3.4)$$

Outra solução [11] proposta para a potência de 10 kW e implementada em menor escala está apresentada na Fig. 3.7. Os autores utilizaram um conversor do tipo *push-pull* alimentado em tensão com retificador de saída com ponto médio. Os indutores de saída do conversor CC-CC são acoplados, facilitando a filtragem das componentes de alta frequência e o equilíbrio das tensões. O controle do conversor foi realizado no

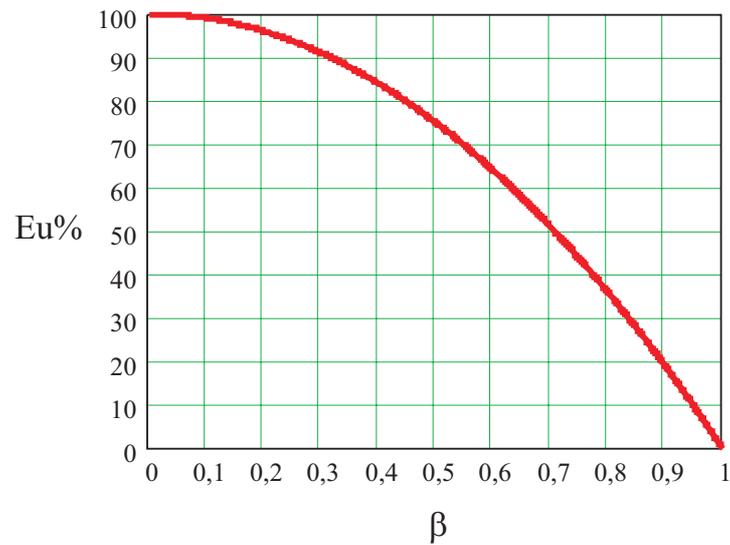


Fig. 3.6: Ábaco para determinação do percentual de utilização da energia de um capacitor em função da relação entre a variação de tensão admissível.

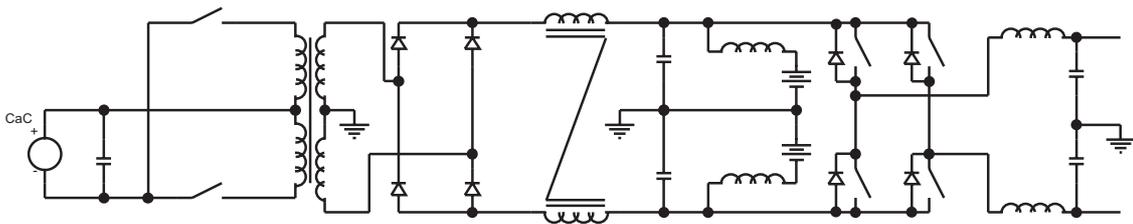


Fig. 3.7: Arquitetura proposta por [11].

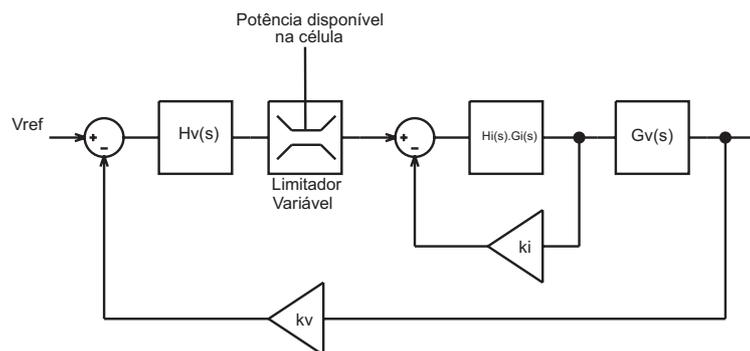


Fig. 3.8: Estratégia de controle do conversor *push-pull* da Fig. 3.7.

modo corrente, onde a informação da potência instantânea disponível na CaC limita a corrente de entrada do conversor, conforme pode ser visto na Fig. 3.8. O modo corrente utilizado também auxilia em se evitar a saturação do núcleo do transformador do conversor *push-pull*.

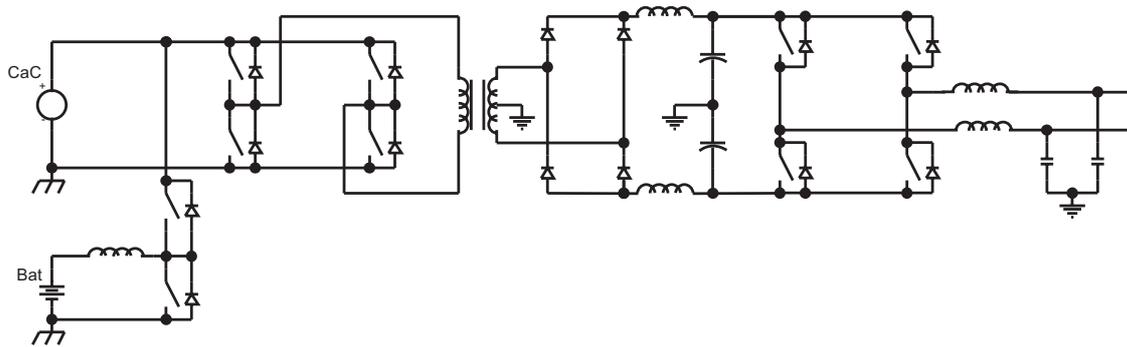


Fig. 3.9: Arquitetura proposta por [12], a qual utiliza um conversor bidirecional para conectar as baterias ao sistema.

Também utilizando um conversor em ponte completa com retificador de saída com ponto médio e dois inversores meia ponte, tem-se a arquitetura apresentada na Fig. 3.9 [12]. Porém, neste caso, o banco de baterias está conectado no lado de menor tensão através de um conversor bidirecional. Duas funções foram atribuídas pelos autores ao conversor bidirecional, sejam elas: manter as baterias em estado pleno de carga durante a operação normal do equipamento e fornecer a energia durante variações de demanda, compensando a energia instantaneamente não disponibilizada pela CaC. Observa-se que tanto a corrente de entrada do conversor em ponte completa quanto a corrente de entrada do conversor bidirecional são pulsadas, portanto há a necessidade de utilização de filtro para alta frequência. Nesta arquitetura, a energia proveniente da CaC que será utilizada para carregar a bateria circulará por somente um estágio de conversão, que é o conversor bidirecional operando no modo abaixador. A energia proveniente da bateria que será disponibilizada à carga circulará por três estágios de conversão, o conversor bidirecional, o conversor CC-CC e o inversor. Ambos com patamares de corrente, tempos de duração e eficiências diferentes.

A Fig. 3.10 mostra a arquitetura apresentada em [13]. Com o uso de um conversor *boost*, nesta arquitetura, o banco de baterias está conectado em tensão intermediária (60 V), propiciando o controle da energia drenada da CaC, bem como, o controle adequado da carga das baterias. O isolamento e a elevação da tensão foram conseguidos através de um conversor em ponte completa e um transformador operando em alta

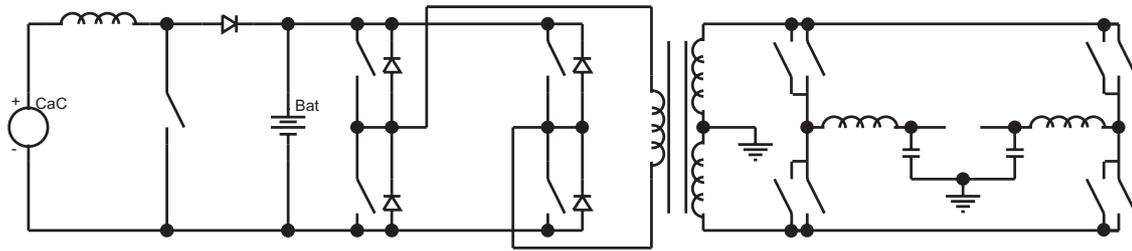


Fig. 3.10: Arquitetura proposta por [13], que utiliza um conversor *boost* para controlar a energia drenada da CaC e um barramento de tensão alternada em alta frequência.

freqüência, porém sem retificação. Assim, a partir do barramento de tensão alternada, um ciclo-conversor realiza a modulação para obter a tensão de saída senoidal. As principais características desta arquitetura são: a adoção de um barramento de tensão alternada que possibilita a utilização de um transformador de volume relativamente reduzido, ausência da etapa clássica de retificação e filtragem, a possibilidade de utilização de semicondutores de baixo custo como tiristores no estágio de saída operando com frequência reduzida em relação ao barramento CA e, a utilização de um conversor com entrada em corrente conectado à CaC. Por outro lado, o número de semicondutores do inversor e a complexidade dos circuitos de comando é elevada e, portanto, a confiabilidade pode ser questionada.

Em [14] tem-se outra configuração com barramento de tensão alternada e isolamento em alta frequência, conforme apresentado pela Fig. 3.11. A principal diferença entre as duas propostas está na topologia CC-CA, que neste caso é composta pelo conversor *push-pull* alimentado em tensão. Segundo os autores, devido a variação considerável da tensão da CaC, a utilização do conversor *boost* propicia o dimensionamento do transformador de forma otimizada já que a tensão passa a ser regulada. Entretanto, a utilização de baterias na saída deste conversor e, também, da arquitetura anterior, ainda implica na ocorrência de variações consideráveis no valor desta tensão quando da utilização de métodos de carga eficientes, ou mesmo durante a descarga das baterias. O trabalho propõe também a utilização de um método de controle multi-laço que prevê a redução da circulação da ondulação de baixa frequência na CaC através da inversão

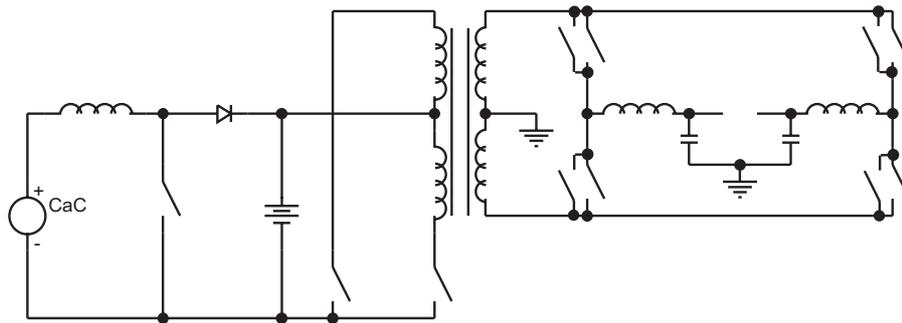


Fig. 3.11: Arquitetura proposta por [14].

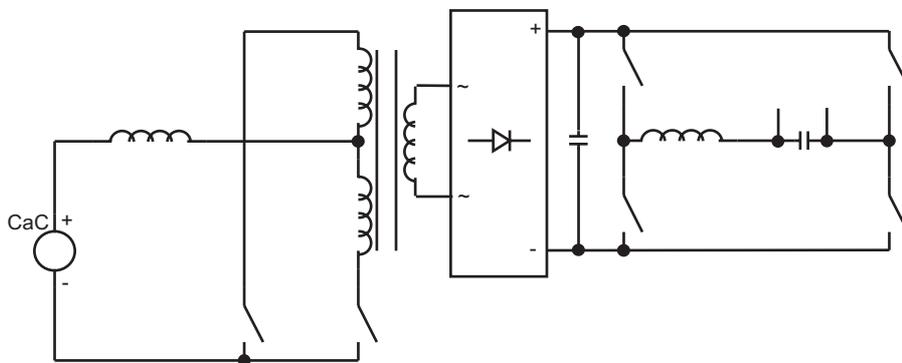


Fig. 3.12: Arquitetura proposta por [15] para suprimento de 1 kW diretamente à rede elétrica.

de fase de um sinal proporcional a esta ondulação aplicada ao controle do conversor *boost*. Uma função de modulação também é deduzida com o intuito de impedir que as ondulações de tensão de baixa frequência distorçam a tensão de saída do cicloconversor. É possível que o simples controle instantâneo da tensão alternada de saída já resulte na modulação proposta pelos autores.

Para a potência de 1 kW [15], propôs a utilização do conversor *push-pull* alimentado em corrente seguindo de um inversor em ponte completa monofásico, com a intenção de realizar o suprimento de energia diretamente para a rede elétrica, conforme mostra a Fig. 3.12. A proposta apresentada pelos autores reúne as principais características necessárias a um sistema baseado em CaCs, como por exemplo: entrada em corrente, isolamento em alta frequência e reduzido número de componentes.

A Fig. 3.13 mostra uma arquitetura utilizada para aplicação em um veículo elétrico [16]. O banco de baterias fornece energia durante o tempo de pré-aquecimento da CaC

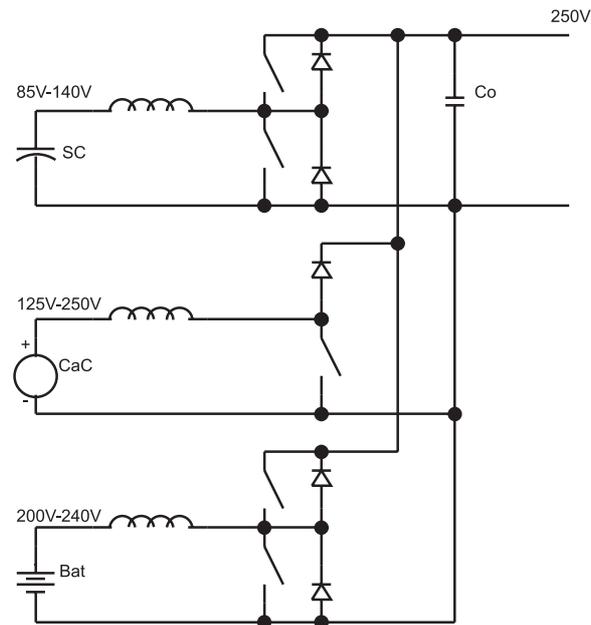


Fig. 3.13: Arquitetura avaliada para aplicação veicular com o intuito de reduzir o volume do banco de capacitores de saída [16].

e tem capacidade para fornecer 1/5 da energia necessária durante a velocidade máxima de cruzeiro por um tempo determinado. A energia restante é fornecida pela CaC. Um banco de supercapacitores foi utilizado para melhorar o desempenho do veículo durante acelerações e freagens, possibilitando a regeneração de energia e melhorando também a utilização das baterias. Os conversores utilizados na arquitetura são bidirecionais, com exceção do conversor que drena energia da CaC, já que esta é unidirecional. O objetivo do trabalho foi de avaliar algumas modulações que têm a intenção de reduzir a corrente eficaz e, conseqüentemente, o volume do banco de capacitores Co (Fig. 3.13). Esta arquitetura torna-se interessante já que utiliza conversores CC-CC com reduzido número de componentes e com entrada em corrente, porém só é viabilizada pelas especificações que não exigem o isolamento elétrico e consideram a utilização de fontes de energia com tensão elevada.

Baseado no conceito de fluxo de potência ativa ordinariamente utilizado em sistemas de potência, [17] propôs a utilização de um conversor bi-direcional *three-port*, conforme apresenta a Fig. 3.14. O conversor apresenta isolamento galvânico em alta frequência

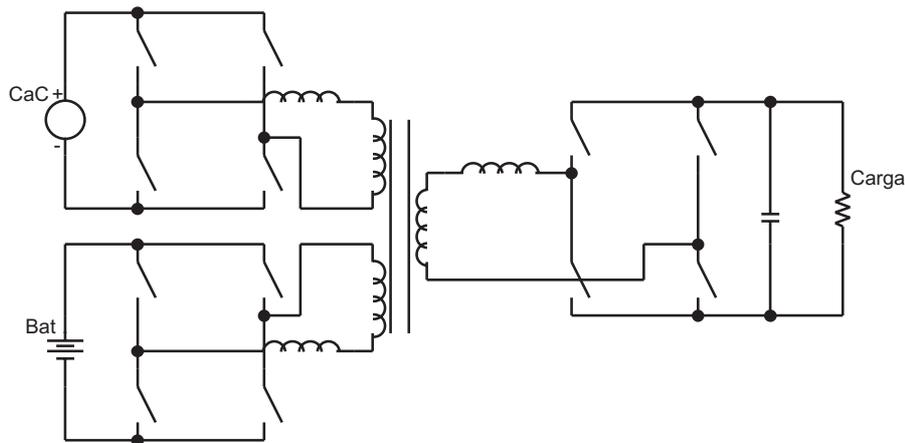


Fig. 3.14: Conversor bi-direcional *three-port* proposto por [17].

e os conversores do tipo ponte completa operam com razão cíclica igual a 0,5, havendo ainda a possibilidade de comutação suave em todos os conversores. O mecanismo de controle do fluxo de potência dá-se pela escolha adequada dos ângulos de defasamento entre os conversores. A indutância de dispersão do transformador é parte indispensável do sistema. A proposta dos autores foi implementada em uma potência de 500 W e frequência de comutação de 100 kHz, sendo que a diferença entre as tensões das fontes e da carga é acomodada pela escolha adequada da relação de espiras do transformador. Em [57, 58] tem-se uma proposta similar apresentada para aplicações de CaCs em sistemas veiculares.

Para tentar minimizar as dificuldades encontradas na conversão de baixa tensão e elevada corrente para tensões mais elevadas ($\approx 400\text{V}$), [18] propôs a utilização do conversor em ponte completa com 3 fases, 3 transformadores monofásicos com conexão secundária em estrela e com retificação trifásica, conforme mostra a Fig. 3.15. Os transformadores, além de propiciar o isolamento galvânico, foram utilizados para elevar a tensão de saída do conversor através da relação de transformação e da conexão estrela. O filtro de saída do conversor também é reduzido quando comparado ao conversor convencional.

Levando em consideração a acentuada variação da tensão das CaCs em função da carga (50% a 70%) e a necessidade de conexão em série devido à baixa tensão de

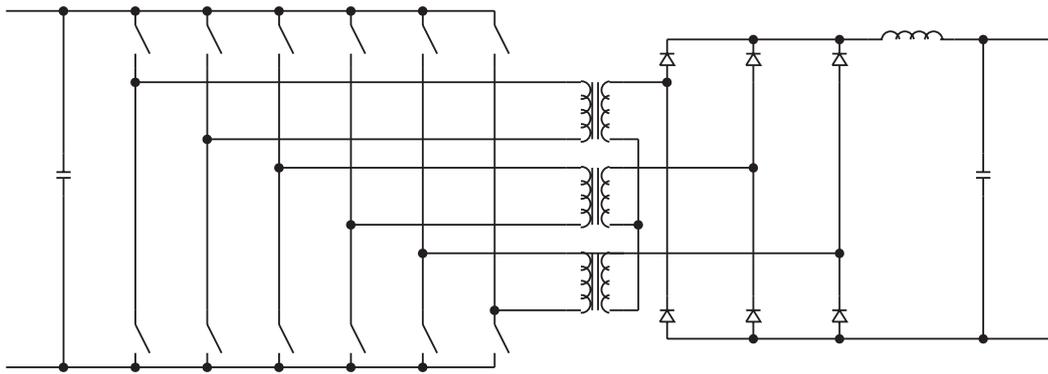


Fig. 3.15: Conversor de múltiplas fases proposto para aplicações com baixa tensão de entrada e elevada potência [18].

operação, [19, 20] sugere a utilização de conversores e inversores multiníveis, sendo que cada nível corresponde à tensão de um gerador à CaC independente. O principal objetivo das propostas é de evitar o dimensionamento dos interruptores para a máxima tensão da associação série de CaCs que ocorre quando a carga é baixa. Para tal, efetua-se a desconexão dos geradores de forma sequencial ou através de modulação. As Figs. 3.16 e 3.17 mostram o inversor multinível e o conversor multinível propostos para elevada potência utilizando CaCs do tipo SOFC. No trabalho, também é definido o fator de utilização da CaC que relaciona a potência requerida pelo inversor com a potência fornecida pelas CaCs para uma mesma carga, o qual foi utilizado como figura de mérito da proposta.

Na Fig. 3.18, tem-se a arquitetura utilizada pelo fabricante Avista Labs em seu protótipo SR72. O carregador de baterias, neste caso, não é comutado em alta frequência, podendo ser representado apenas por um interruptor. O banco de baterias está posicionado no lado de menor tensão e, como não há ganho estático sendo imposto pelo carregador de baterias, a circulação de energia depende basicamente da relação entre as resistências internas da CaC e da bateria quando o carregador estiver com o interruptor em condução. Esta solução possui como desvantagem o fato de que o aproveitamento da capacidade máxima de fornecimento da energia dos dois elementos não possui controle ativo e, portanto, as suas características estáticas e dinâmicas precisam ser bem ordenadas. Observa-se que a entrada dos conversores e a saída dos inversores estão

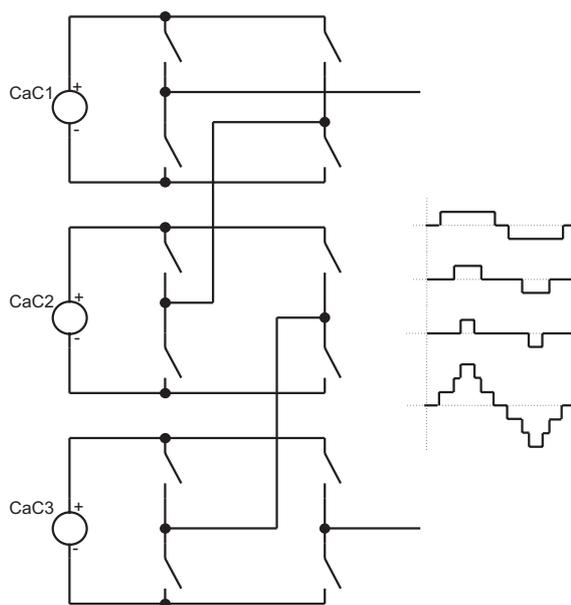


Fig. 3.16: Inversor multinível proposto por [19].

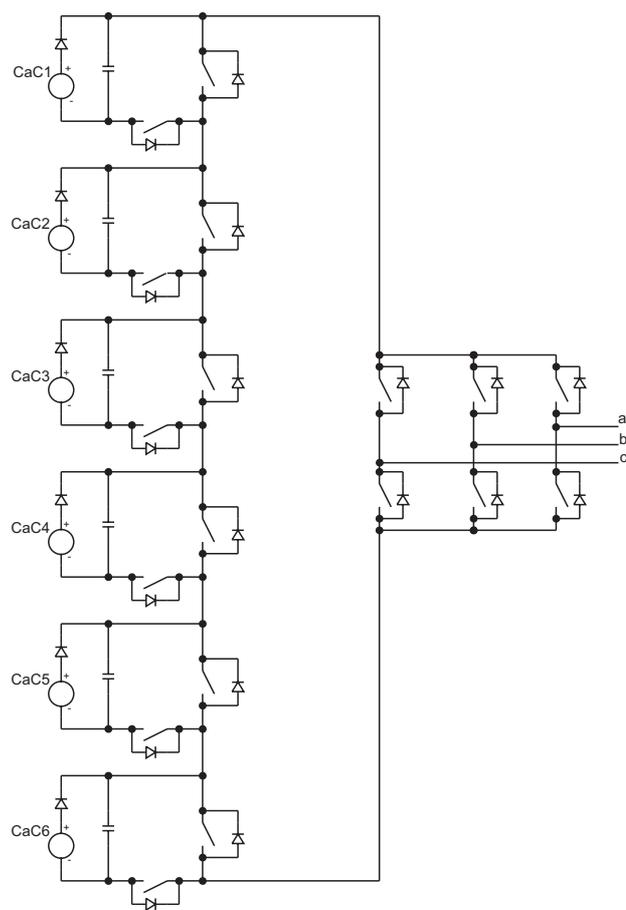


Fig. 3.17: Conversor CC-CC multinível conectado a um inversor trifásico [20].

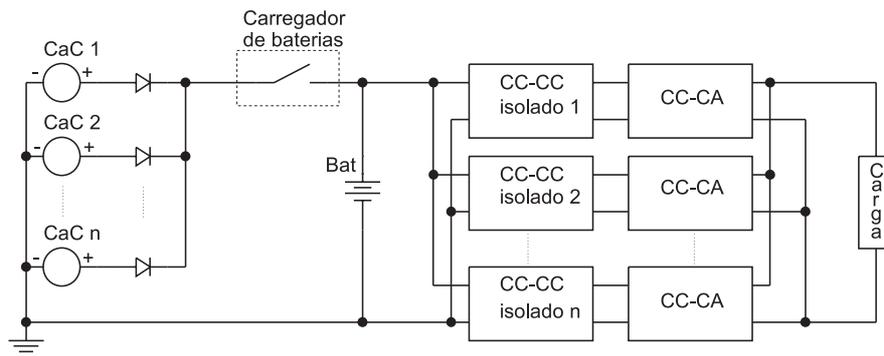


Fig. 3.18: Arquitetura utilizada pelo fabricante Avista Labs no gerador SR72.

conectados em paralelo, resultando em um sistema com redundância.

3.2.1 Sistemas ininterruptos de energia

As arquiteturas apresentadas até o momento são direcionadas para as áreas de geração autônoma de energia e transporte. A seguir, serão mostradas algumas publicações voltadas para a área de sistemas ininterruptos de energia. Salienta-se que algumas delas não têm especificidade em eletrônica de potência, entretanto suas arquiteturas merecem ser descritas, já que no capítulo 6 o projeto de uma UPS de grande autonomia é apresentado.

Com o objetivo de implementar uma UPS com grande autonomia para sistemas de telecomunicações, [21] utilizou a arquitetura apresentada na Fig. 3.19. A UPS de grande autonomia é composta, basicamente, por três blocos principais, uma UPS convencional, um sistema portátil de CaC e um sistema de sincronização e controle das chaves estáticas. A coordenação do sistema frente a uma falha da rede elétrica está descrita como segue. No instante em que ocorre uma falha na rede elétrica comercial, a UPS convencional passa a alimentar a carga, extraindo energia de suas baterias internas. O comando para acionar a CaC e colocá-la em pré-aquecimento é obtido através da monitoração do nível de energia remanescente das baterias. A partir do momento em que a CaC estiver pronta para operar, a energia armazenada em forma de hidrogênio passa a ser utilizada para alimentar a carga e recarregar a bateria. Os autores realiza-

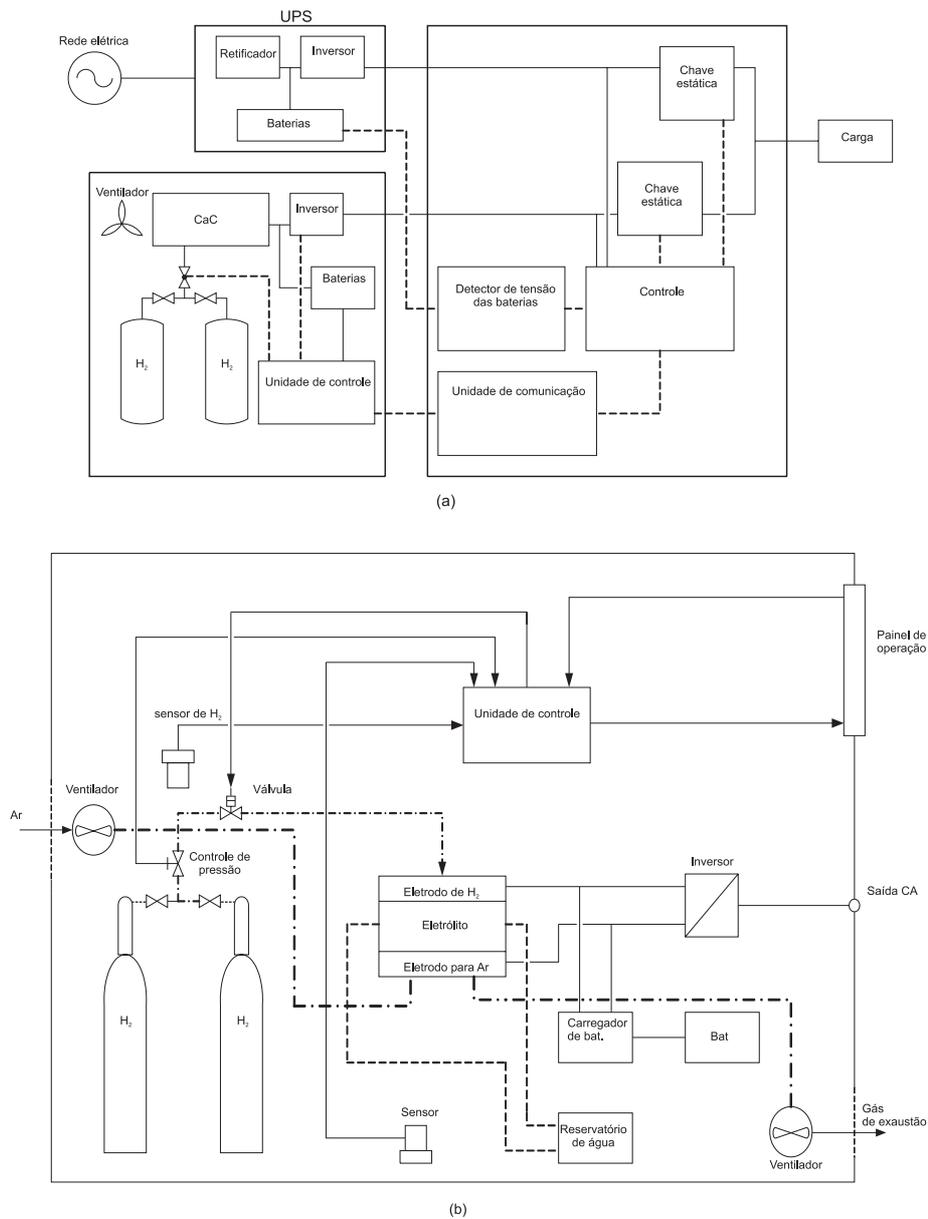


Fig. 3.19: UPS de grande autonomia baseado em um sistema portátil de CaC. Fig. reproduzida de [21].

ram um comparativo entre dois sistemas ininterruptos de 1 kW, utilizando as CaCs do tipo ácido fosfórico e membrana de troca de íons (PEM). Adotando o volume, o peso e o tempo de pré-aquecimento como figuras de mérito, a utilização da PEMFC resultou em uma redução de quarenta por cento no volume e trinta e três por cento no peso. O tempo de pré-aquecimento passou de dez minutos para um minuto.

Continuando na área de fontes ininterruptas de energia utilizando CaCs, tem-se o

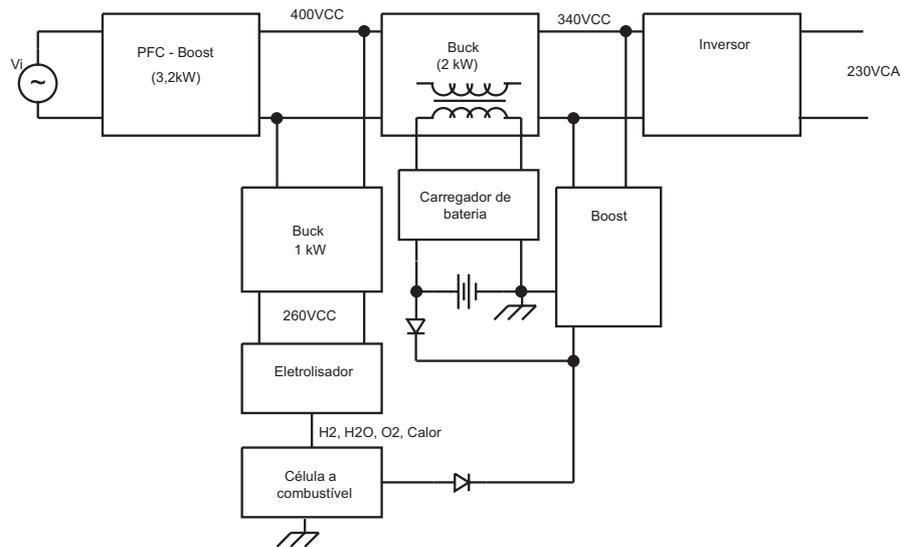


Fig. 3.20: Sistema ininterrupto de energia baseado em CaCs [22].

trabalho apresentado por [22] que é mostrado na Fig. 3.20. A composição do sistema tem, como principal característica, o fato de que o hidrogênio é gerado e armazenado internamente. Um conversor do tipo *boost* foi utilizado como estágio retificador para atribuir a característica de elevado fator de potência ao equipamento. Dois conversores do tipo *buck* foram conectados à saída do conversor *boost*, um deles alimentando o inversor e outro, de menor potência, entregando energia para o eletrolisador. Durante a operação normal, em que a rede elétrica comercial está fornecendo energia elétrica para a carga, a bateria é mantida em estado pleno de carga, bem como o estoque de combustível hidrogênio gerado pelo eletrolisador. No caso de uma falha na alimentação da rede, a energia necessária durante o tempo de pré-aquecimento da célula é fornecida pela bateria. Como o eletrolisador e a célula fazem parte de um mesmo equipamento, existe a possibilidade de compartilhamento de fluidos, entre eles, neste caso, água e calor.

Ainda na área de fontes ininterruptas de energia, [23] propôs a arquitetura que está sendo mostrada na Fig. 3.21. A potência de saída da UPS foi especificada para ser de 1 kW. Dois conversores *boost* elevam e regulam a tensão da CaC com ganho estático igual a 2. O segundo estágio de conversão composto pelo conversor *push-pull* alimentado em

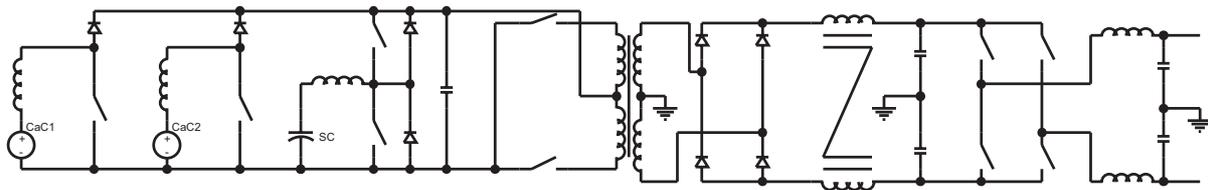


Fig. 3.21: Arquitetura proposta por [23] para compor uma UPS baseada em CaCs tipo PEM.

tensão isola e eleva a tensão com ganho estático igual a 8, a inversão é realizada por 2 inversores em meia ponte. O estágio armazenador de energia adotado no projeto em questão é composto por supercapacitores e é conectado ao barramento do conversor push-pull através de um conversor bidirecional elevador. Novamente, o estágio armazenador é utilizado apenas para fornecer a energia necessária durante variações de carga e, até mesmo, complementos de energia quando for excedida a capacidade nominal da CaC.

3.3 Características Essenciais das Arquiteturas para Sistemas de CaCs

A escolha de uma arquitetura de eletrônica de potência depende primeiramente da aplicação a que se destina, em que variáveis como o custo, volume e eficiência podem possuir uma importância diferenciada. No caso das CaCs, devido as suas características serem bastante peculiares, as arquiteturas para processar esta energia ainda estão em fase de invenção, enquanto poucas das já inventadas iniciam alguma maturação pelo mercado de alta tecnologia. Após a escolha de determinada arquitetura, a questão subsequente está relacionada à definição das topologias de conversores a serem empregadas resultando em um considerável leque de opções ou de oportunidades para pesquisa, conforme ilustra a Fig. 3.22 para o caso dos sistemas estacionários autônomos.

A partir das arquiteturas mostradas neste texto, pode-se reunir as características comuns entre elas. Primeiramente, observa-se a utilização de baterias ou outro elemento

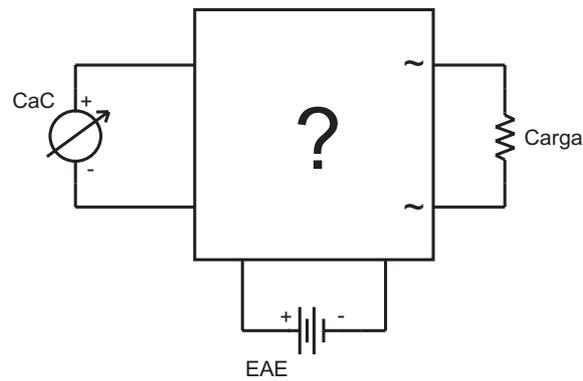


Fig. 3.22: Sistema estacionário típico para geração de energia baseado em CaCs.

armazenador de energia (EAE) em todas as aplicações sujeitas a variações bruscas na demanda de energia. As principais razões, justificadas na literatura, para a utilização do EAE são:

- o fornecimento de energia à carga durante o tempo de pré-aquecimento da CaC, que na atualidade pode levar algumas dezenas de segundos até unidades de minutos, neste intervalo somente uma parcela da potência total pode ser fornecida;
- evitar que ocorram variações bruscas de corrente devido a deficiência na resposta transitória dos sistemas de umidificação ou fornecimento de combustível, sendo esta última intensificada pela utilização de reformadores para obtenção de hidrogênio. Como o consumo de H_2 está diretamente ligado à corrente da CaC, conforme apresentado anteriormente em (2.123), a falta do mesmo incorre no aumento das perdas por transporte de massa. A Fig. 3.23 ilustra esta situação à medida em que mostra a dependência da capacidade de fornecimento de energia da CaC em função do fluxo máximo de combustível disponibilizado;
- fornecimento de energia acima dos valores nominais da CaC, evitando o dimensionamento da mesma para o valor de pico da demanda de energia do sistema.

Observa-se que em algumas das arquiteturas há a necessidade de isolamento, que pode ser realizado em alta ou baixa frequência. Entretanto, devido à baixa tensão da CaC, o transformador também é utilizado para acomodar a diferença considerável entre

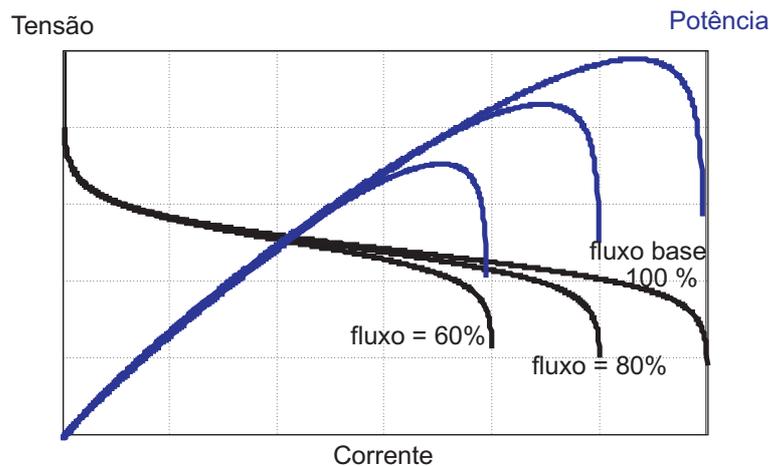


Fig. 3.23: Característica estática de uma PEMFC, considerando fluxos de combustível menores do que o fluxo nominal [24,25].

Tabela 3.1: Principais características de um sistema estacionário de conversão para CaC (T: Tensão; C: corrente; A: ≥ 60 V; B: ≤ 60 V; AF: alta frequência.; BF: baixa frequência).

Caract. / Arq. (ref. bibl.)	[6]	[9]	[10]	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	[17]
Conf. de entrada	T	T	T	T	T	C	C	C	T
Tensão do EAE	B	A	B	A	B	B	B	-	B
Isolamento entrada-saída	N	AF	AF	AF	AF	AF	AF	AF	AF
Barramento de maior tensão	CC	CC	CC	CC	CC	CA	CA	CC	CC

as tensões de entrada e de saída. Além disso, a decisão de optar por um barramento de tensão alternada ou contínua ainda não é óbvia. Verifica-se também que não há consenso na escolha do ponto de conexão do elemento armazenador de energia, ou seja, ora está conectado no barramento de maior tensão, ora no de menor tensão. Nota-se inclusive que algumas das arquiteturas apresentam entrada em corrente, enquanto outras não. A Tabela 3.1 apresenta um resumo das características comuns das arquiteturas direcionadas à aplicação estacionária.

Mas qual será a arquitetura ideal?

Diversos componentes do sistema devem ter assegurada a sua integridade, buscando a operação confiável e eficiente, incluindo a carga e a fonte. Assim, do ponto de vista da CaC, é interessante que não haja a circulação elevada de corrente na frequência de comutação do conversor, pelo simples fato de que os elementos condutores deverão ser

sobredimensionados para suportar tal corrente. As perdas resultantes na CaC, devido a circulação desta energia, ainda não estão quantificadas, porém, parecem iminentes, sem contar que, fenômenos como o efeito pelicular e a interferência eletromagnética merecem atenção. Portanto, é interessante que a arquitetura, neste caso o conversor de entrada, possua a característica de entrada em corrente, evitando a implementação de filtros que podem ser volumosos e de elevado custo, resultantes da combinação entre a corrente elevada e a limitação tecnológica na capacidade de condução dos capacitores. Em [59] confirma-se o considerável volume de um filtro, em relação ao volume total de um conversor alimentado em tensão para CaCs.

Em relação ao ponto de conexão das baterias ou supercapacitores, sabe-se que a ligação em série composta por muitos elementos requer a utilização de circuitos de equalização de tensão, sob pena de redução da autonomia do conjunto caso ocorra o desequilíbrio. Então, a utilização desses elementos é mais simples se for realizada em baixa tensão. Além desta questão, o ponto de conexão do EAE influencia no dimensionamento dos conversores e na eficiência do sistema, em que esta última só pode ser avaliada mediante o conhecimento do comportamento da carga.

Longe de definir a arquitetura ideal ou de indicar a melhor arquitetura, uma vez que isso só poderia ser realizado com confiabilidade mediante o projeto e a construção de protótipos, e ainda assim seria válida para uma dada especificação, pode-se reunir as informações apresentadas, combinando todas as características desejáveis em uma única arquitetura. Assim, duas possibilidades interessantes que apresentam entrada em corrente, banco de baterias em baixa tensão e isolamento em alta frequência são apresentadas pelas Figs. 3.24 e 3.25. O que as duas arquiteturas têm em comum é que o(s) conversor(es) conectado(s) as CaCs são dimensionados para a potência média.

Obviamente não se pretende cobrir todas as possibilidades neste texto, outras configurações, como a utilização de inversores tipo *boost* com o intuito de reduzir a tensão do barramento CC de maior tensão, ou a utilização de conversores conectados de forma a processar apenas uma parcela da potência total, ou ainda os conversores mul-

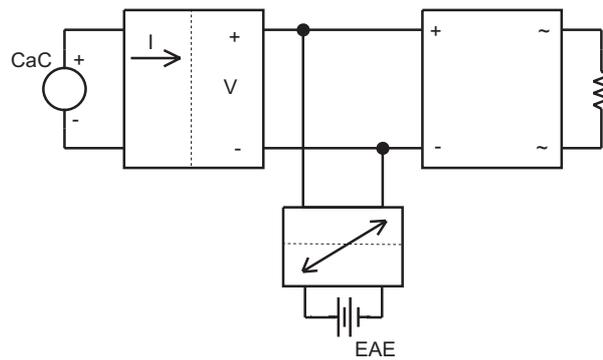


Fig. 3.24: Exemplo de arquitetura com entrada em corrente, baterias em baixa tensão e isolamento em alta frequência.

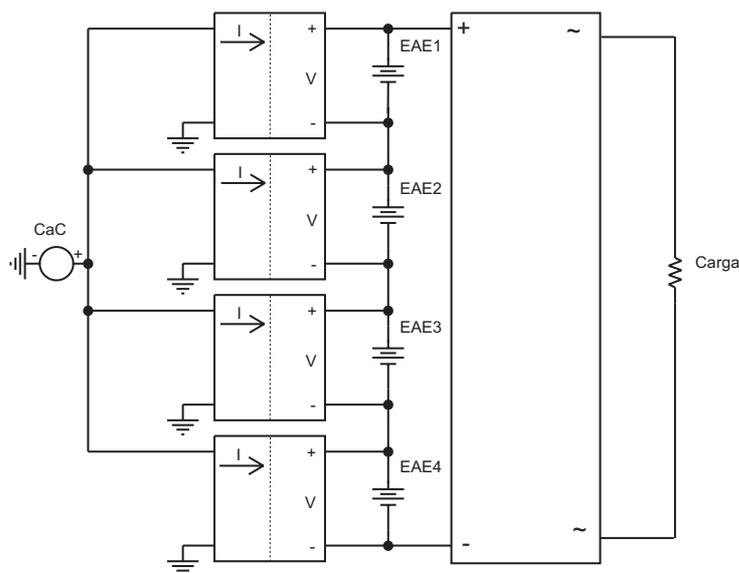


Fig. 3.25: Exemplo de arquitetura com entrada em corrente, baterias em baixa tensão e isolamento em alta frequência.

tifásicos [18,60], são alternativas que podem ser exploradas. Observa-se que a utilização de algumas topologias de conversores com entrada em corrente podem trazer algumas surpresas em termos de eficiência, pelo simples fato de que a tensão sobre os interruptores deixa de ser grampeada pela tensão de entrada. Então, as perdas por comutação podem tornar-se significativas, penalizando o uso da topologia.

3.4 Conclusão

Neste capítulo, uma revisão bibliográfica das publicações relativas ao processamento eletrônico de energia de CaCs foi apresentada, dispensando maior atenção à tecnologia PEM para aplicações estacionárias. Foram sintetizadas informações sobre as arquiteturas e os conversores utilizados e foram identificadas as principais características que os condicionadores de energia precisam contemplar. As deficiências da tecnologia atual podem ser assim resumidas:

- a. devido a pouca maturidade da tecnologia, não há uma arquitetura padrão para uma dada aplicação. Assim, métodos de comparação precisam ser adotados. Porém, para que isso se torne viável, há a necessidade de se focar em uma determinada aplicação, conhecendo-se suas especificações, tendo-se inclusive o conhecimento do comportamento da carga. Se o comportamento transitório da carga for periódico, por exemplo, pode-se determinar o melhor ponto para conexão do elemento armazenador de energia, que ainda é desconhecido.
- b. Para aplicações estacionárias, a relação entre a tensão de entrada e de saída é elevada e a tensão de entrada é baixa (20-60V), e como consequência a corrente comutada é elevada. Assim, o filtro de entrada dos conversores alimentados em tensão pode tornar-se volumoso e de custo considerável. A disponibilização de capacitores de baixa tensão com elevada capacidade de circulação de corrente podem ter um papel importante na viabilização destas tecnologias. Alguma atenção deve ser dispensada aos elementos parasitas dos circuitos durante a elaboração de projetos de conversores, pois algumas topologias ou *layouts* podem tornar-se inviáveis. A escolha da topologia de conversor para realizar esta tarefa não é simples e parece haver margem para contribuições.
- c. A acentuada variação da tensão da CaC resulta na necessidade de se adotar interruptores com elevada potência comutada. A regulação da tensão da CaC

para uma tensão intermediária, utilizando-se conversores com reduzido número de interruptores (*boost?*) merece atenção.

- d. Em sistemas estacionários monofásicos, a ondulação de corrente de baixa frequência gerada pela pulsação de potência provoca circulação de energia reativa, que por sua vez provoca perdas e interferência nos circuitos de comando e supervisão das CaCs. Por ter sido pouco explorado nas arquiteturas apresentadas até o momento, este assunto é abordado nos capítulos subseqüentes.

Capítulo 4

Energia Reativa em Sistemas de CaCs

4.1 Introdução

Diversas são as aplicações em que o uso de CaCs requer a adoção de inversores monofásicos ou trifásicos. Entretanto, em se tratando da aplicação residencial estacionária em que a potência instalada situa-se na faixa de 1 kW a 10 kW, a arquitetura que utiliza o inversor de tensão monofásico torna-se interessante. Pela importância que esta arquitetura possui como solução tecnológica, este capítulo aborda em detalhe a origem de uma ondulação de corrente de baixa frequência resultante da conversão CC-CA monofásica, que culmina no aumento da potência aparente circulante em fontes CC como é o caso das CaCs e também influencia no dimensionamento do estágio de conversão CC-CC, que é normalmente utilizado nestas arquiteturas. O trabalho utiliza-se do conceito de fator de potência em sistemas de CC para fornecer ao leitor uma *imagem* do impacto negativo que estas ondulações de corrente podem ter sobre o sistema. Faz-se, também, uma abordagem da propagação desta energia circulante pelos componentes de um sistema baseado em CaCs, sugerindo a utilização de um modelo para a realização do cálculo desta distribuição de corrente. Este modelo é apresentado de forma que

abranja diferentes topologias de conversores clássicos. Os resultados teóricos obtidos são comparados com os resultados de simulação e experimentais, demonstrando uma boa precisão. A análise apresentada é útil no projeto de conversores estáticos alimentados por CaCs, ou outras fontes de energia em CC, desde que a sua impedância interna possa ser obtida. A ferramenta analítica apresentada permite prever e dimensionar de forma racional os componentes passivos do conversor a fim de reduzir a circulação da componente alternada de corrente através de CaCs.

4.2 Origem e Figuras de Mérito

Com a finalidade de descrever e quantificar a origem da ondulação de corrente de baixa frequência em sistemas de inversão monofásicos, toma-se, como exemplo, a arquitetura da Fig. 4.1, a qual é composta por um conversor CC-CC e um inversor de tensão monofásico. A tensão de entrada é em corrente contínua e está representada pela fonte V_a [61, 62].

A título de simplificação, inicialmente considera-se que a carga do inversor possua fator de potência unitário, que os componentes resistivos podem ser desprezados e que a tensão de saída do conversor CC-CC seja controlada para ser constante, isenta de ondulações de baixa frequência. Esta consideração é possível de ser implementada,

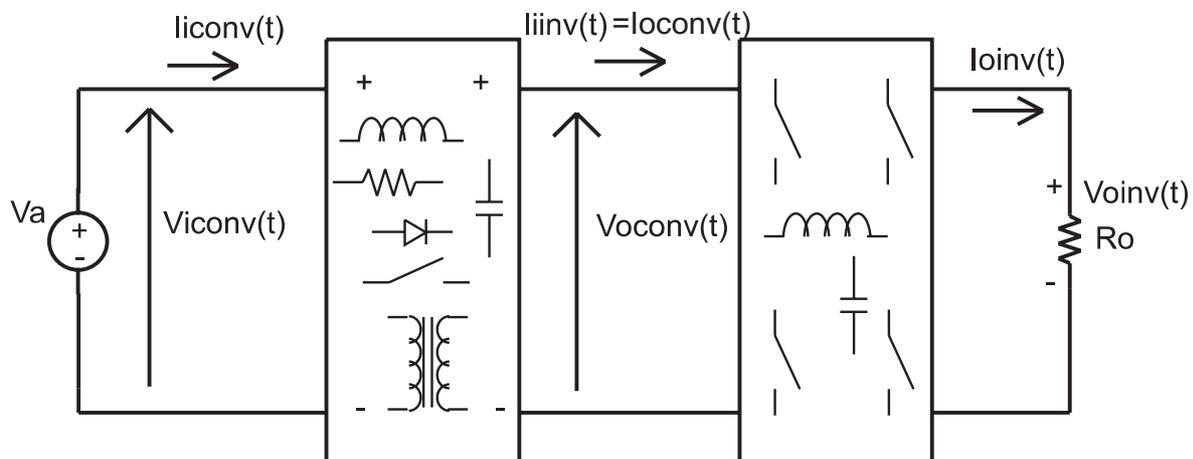


Fig. 4.1: Arquitetura de conversão CC-CA monofásica.

utilizando-se uma malha de controle instantâneo da tensão de saída do conversor CC-CC. Desta forma, tem-se que a potência instantânea da carga R_o conectada na saída do inversor é pulsada, conforme descreve (4.1).

$$P_{oinv}(\omega t) = V_{oinv_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{oinv_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.1)$$

Considerando-se que a eficiência do inversor seja η_{inv} e que seja constante para a frequência em questão, pode-se determinar a potência média quase instantânea de entrada do inversor em função dos seus valores eficazes de tensão e corrente de saída, conforme (4.2). Sendo a tensão de saída do conversor CC-CC constante, determina-se através de (4.3) a sua corrente instantânea de saída, da qual desconsideram-se as componentes de corrente na frequência de comutação do inversor, já que são facilmente filtráveis.

Seja M_i o índice de modulação, dado por (4.4), assim, tem-se (4.5) que é a corrente média instantânea de saída do conversor CC-CC parametrizada. Esta equação é válida para operação do inversor em malha aberta e, conforme mencionado anteriormente, sendo alimentado por uma tensão de barramento isenta de ondulações. Esta equação também mostra que a corrente de saída do conversor é composta por uma componente contínua e uma componente alternada de corrente com o dobro da frequência da tensão de saída do inversor.

$$P_{iinv}(\omega t) = \frac{2 \cdot V_{oinv_{ef}} \cdot I_{oinv_{ef}} \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{\eta_{inv}} \quad (4.2)$$

$$I_{oconv}(\omega t) = \frac{P_{iinv}(\omega t)}{V_{oconv}} = \frac{2 \cdot V_{oinv_{ef}} \cdot I_{oinv_{ef}} \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{V_{oconv} \cdot \eta_{inv}} \quad (4.3)$$

$$M_i = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{oinv_{ef}}}{V_{oconv}} \quad (4.4)$$

$$\overline{I_{oconv}}(\omega t) = \frac{I_{oconv}(\omega t) \cdot \eta_{inv}}{\sqrt{2} \cdot I_{oinv_{ef}} \cdot M_i} = \text{sen}^2(\omega t) \quad (4.5)$$

A Fig. 4.2 ilustra o comportamento das variáveis descritas pelas equações apresentadas. Observa-se que o valor de pico da potência processada por todos elementos do

sistema: conversor CC-CC, fonte de corrente contínua V_a e pela carga tem o dobro do valor da potência média, o que ocorre devido ao processo de inversão. Para demonstrar este fato, de (4.6) a (4.9), tem-se o cálculo da relação entre o valor de pico da potência de saída do conversor CC-CC e a potência média de saída do inversor. Então, para as considerações apresentadas, mostra-se que o projeto do conversor CC-CC deve levar em conta a variação de potência instantânea na sua saída. Este fenômeno, que até então recebeu pouca atenção na literatura, resulta em sobre-dimensionamento de alguns componentes e elevação das perdas, quando comparado aos sistemas em que a potência é periodicamente invariável.

$$\frac{d(P_{iinv}(\omega t))}{d\omega t} = \frac{d}{d\omega t} \left(\frac{2 \cdot V_{oinv_{ef}} \cdot I_{oinv_{ef}} \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{\eta_{inv}} \right) = 0 \quad (4.6)$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2} \quad (4.7)$$

$$P_{oconv_p} = P_{iinv}\left(\frac{\pi}{2}\right) = 2 \cdot \frac{V_{oinv_{ef}} \cdot I_{oinv_{ef}}}{\eta_{inv}} \quad (4.8)$$

$$\frac{P_{oconv_p}}{V_{oinv_{ef}} \cdot I_{oinv_{ef}}} \cdot \eta_{inv} = 2 \quad (4.9)$$

4.2.1 Fator de potência em um circuito ideal

Seja por definição (4.10) o fator de potência dado pela relação entre a potência média e a potência aparente [63, 64].

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P_{oconv}}{S_{oconv}} \quad (4.10)$$

Mantendo-se a consideração de que a tensão de saída do conversor CC-CC é constante e considerando-se que a eficiência do inversor é de 100 %, o qual opera com tensão e corrente de saída senoidais e em fase, pode-se determinar o fator de potência *visto* pelo conversor e também pela fonte, desconsiderando-se as componentes na frequência de comutação destes conversores, conforme (4.11) e, desconsiderando-se a eficiência do inversor.

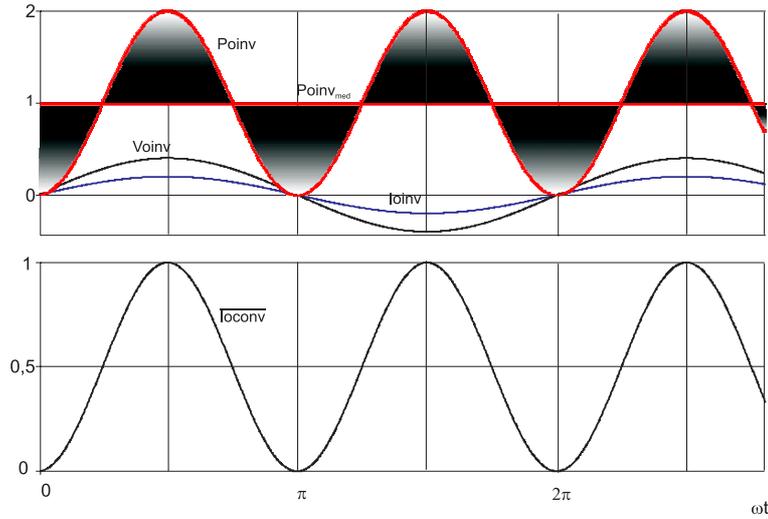


Fig. 4.2: Tensão, corrente e potência médias instantâneas de saída do inversor e corrente média instantânea de saída do conversor da Fig. 4.1.

$$FP = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2.Voinv_{ef}.Ioinv_{ef}.\text{sen}^2(\omega t)d\omega t}{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{oconv}^2 d\omega t} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{2.Voinv_{ef}.Ioinv_{ef}.\text{sen}^2(\omega t)d\omega t}{V_{oconv}} \right)^2 d\omega t}} \quad (4.11)$$

Isto posto, comprova-se que o fator de potência não é unitário e que a variação do valor instantâneo da potência provoca um aumento do valor eficaz da corrente de saída do conversor CC-CC e da fonte CC, traduzindo-se em elevação da potência aparente. Então, para as condições declaradas, o fator de potência na entrada do inversor será de 0,816, conforme (4.12), (4.13) e (4.14).

$$Poconv = Voinv_{ef}.Ioinv_{ef} \quad (4.12)$$

$$Soconv = \frac{\sqrt{6}}{2}.Voinv_{ef}.Ioinv_{ef} = \frac{\sqrt{6}}{2}.Poconv \quad (4.13)$$

$$FP = \frac{\sqrt{6}}{3} = 0,816 \quad (4.14)$$

Sendo o fator de potência diferente da unidade, nota-se que há uma parcela da potência que pode ser determinada por (4.15). Esta parcela de potência equivale a 70% da potência ativa nominal do inversor, quando este estiver alimentando uma carga com fator de potência unitário, de acordo com (4.16), a qual está representada pela área

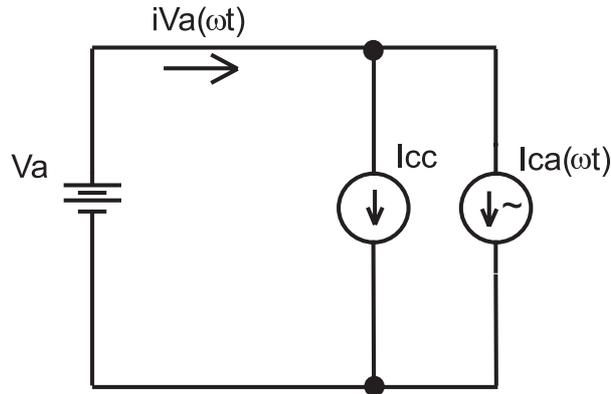


Fig. 4.3: Circuito idealizado em que uma fonte CC é submetida a uma componente alternada de corrente.

hachurada da Fig. 4.2. Assume-se neste texto que esta parcela adicional de potência possa ser denominada de potência reativa. O conhecimento prévio do seu valor permite o dimensionamento de filtros, conforme está apresentado no capítulo 5.

$$\Delta_{SP} = \sqrt{Soconv^2 - Poconv^2} \quad (4.15)$$

$$\Delta_{SP} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot Poconv \quad (4.16)$$

4.2.2 Influência da componente alternada de corrente em um circuito CC idealizado

A fim de avaliar a influência da variação do valor da componente alternada de corrente de baixa frequência em relação a sua componente média, (4.5) pode ser genericamente representada por (4.17) a (4.19). O circuito idealizado sob análise é mostrado na Fig. 4.3. Assim, pode-se obter a corrente na fonte Va parametrizada, conforme (4.20), onde q é a relação entre as componentes alternada e contínua, podendo variar de 0 a 1.

$$iVa(\omega t) = \frac{1}{2}IVa_p + \frac{1}{2}IVa_p \cdot \text{sen}(2\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (4.17)$$

$$Icc = Ica_p = \frac{IVa_p}{2} \quad (4.18)$$

$$iVa(\omega t) = Icc + Ica_p \cdot \text{sen}(2\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (4.19)$$

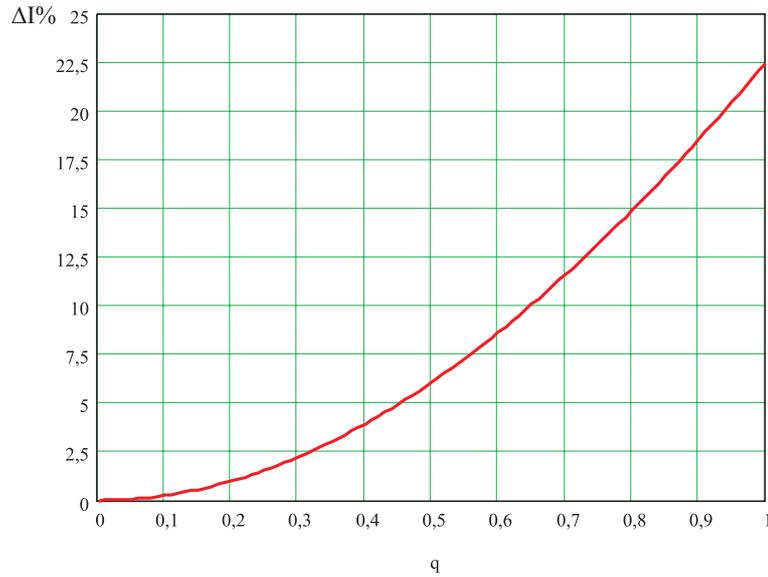


Fig. 4.4: Percentual de aumento do valor da eficaz da corrente em função de q .

$$\overline{iVa(\omega t)} = \frac{iVa(\omega t)}{I_{cc}} = 1 + q \cdot \text{sen}(2\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad \exists \{0 < q < 1\} \quad (4.20)$$

Desta maneira, determina-se o acréscimo percentual na corrente eficaz da fonte Va em função da amplitude da componente alternada de baixa freqüência, conforme (4.21) e (4.22). Resolvendo-se (4.22) para q máximo, conclui-se que o acréscimo na corrente eficaz pode chegar a 22,5%, conforme apresentado por (4.23). A Fig. 4.4 mostra o percentual de aumento do valor eficaz da corrente em função da variável q .

$$\Delta I\%(q) = \left(\frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (1 + q \cdot \text{sen}(2\omega t - \frac{\pi}{2}))^2 d\omega t}}{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (1 + q \cdot \text{sen}(2\omega t - \frac{\pi}{2})) d\omega t} - 1 \right) \cdot 100 \quad (4.21)$$

$$\Delta I\%(q) = \left(\frac{1}{2} \sqrt{4 + 2 \cdot q^2} - 1 \right) \cdot 100 \quad (4.22)$$

$$\Delta I\%(1) = \left(\frac{1}{2} \sqrt{6} - 1 \right) \cdot 100 = 22,5\% \quad (4.23)$$

Ainda utilizando-se do circuito idealizado da Fig. 4.3 em conjunto com (4.20), pode-se obter o fator de potência *visto* pela fonte Va em função da variável q , de acordo com (4.24). A Fig. 4.5 apresenta a curva de fator de potência em função de q .

O fato de não se considerar as impedâncias da fonte apenas resultará na inobservância da distorção de tensão que apareceria nos terminais da mesma, bem como,

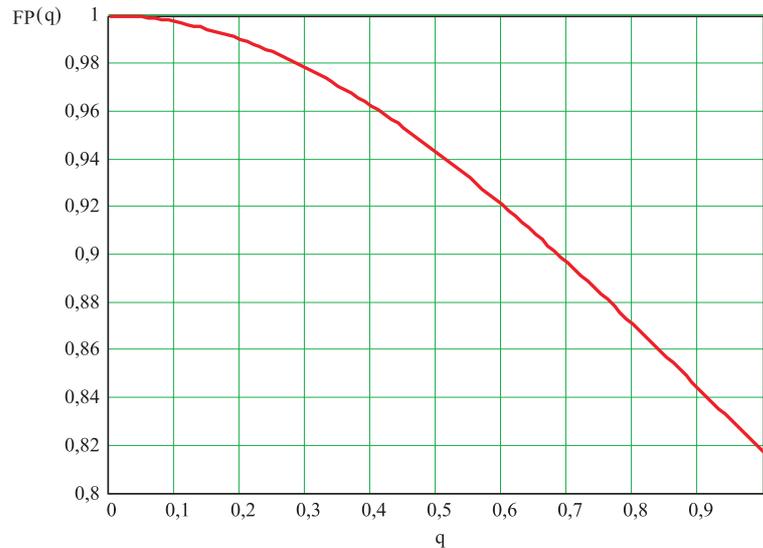


Fig. 4.5: Curva de fator de potência *visto* por uma fonte CC sujeita a circulação de uma componente alternada de corrente.

das perdas resistivas possivelmente associadas a esta impedância. Esta consideração pode ser realizada para o cálculo de fator de potência já que a natureza da fonte sem as suas perdas internas é de tensão constante, portanto, espera-se que a corrente drenada também seja constante para que este seja unitário.

$$FP = \frac{2\sqrt{4+2q^2}}{4+2q^2} \quad (4.24)$$

4.2.3 Perdas resistivas provocadas pela redução do fator de potência

Em um circuito menos idealizado, como o que é apresentado dentro da região pontilhada da Fig. 4.7, a circulação da corrente em questão através de um caminho que possua algum componente resistivo resulta em perdas, que podem ser relacionadas a q através de (4.25), (4.26) e (4.27), em que R_a representa, como parâmetro concentrado, a parcela resistiva do circuito. A Fig. 4.6 mostra o gráfico de perdas parametrizado, o qual indica que as perdas adicionais podem ser consideráveis, dependendo, é claro, do valor dessa resistência.

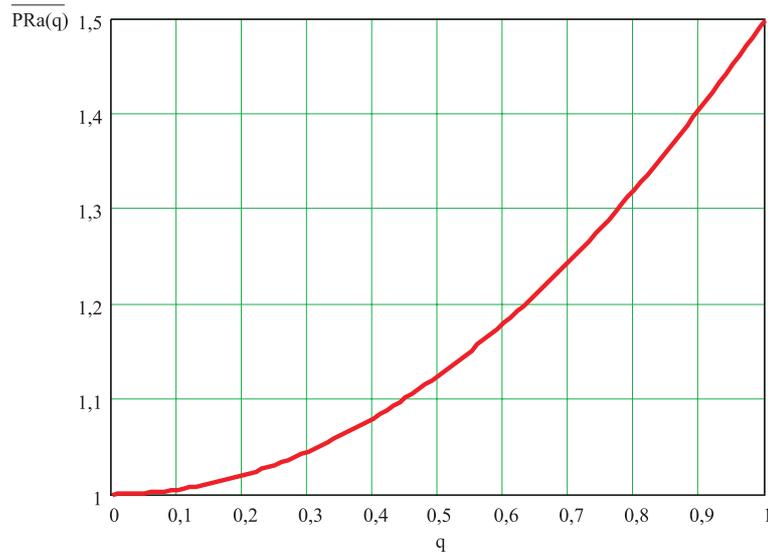


Fig. 4.6: Gráfico de perdas em um suposto resistor entre a fonte de tensão CC e as fontes de corrente.

$$pRa(\omega t) = vRa(\omega t) \cdot iRa(\omega t) = iRa(\omega t)^2 \cdot Ra \quad (4.25)$$

$$PRa = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (iRa(\omega t)^2 \cdot Ra) d\omega t \quad (4.26)$$

$$\overline{PRa} = \frac{PRa}{I_{cc}^2 \cdot Ra} = 1 + \frac{1}{2} \cdot q^2 \quad (4.27)$$

4.2.4 Conexão de carga em barramento de tensão contínua distorcido

Caso houvesse a necessidade de se conectar uma carga a um barramento de tensão contínua já distorcido, como o representado pela Fig. 4.7, a melhor solução sob o aspecto de não prejudicar o fator de potência na fonte V_a seria conectar uma carga resistiva ou com característica resistiva, ao invés de uma carga com característica de fonte de corrente constante. Ou seja, a corrente da carga adicional deve seguir o formato da tensão já distorcida. Esta situação, apesar de parecer incomum, pode ocorrer em sistemas de CaC ou até mesmo em sistemas HVDC, justificando o interesse pela análise demonstrada a seguir.

Considerando-se a conexão da carga RL no circuito apresentado pela Fig. 4.7 pode-se encontrar a equação que determina o fator de potência *visto* pela fonte V_a , de

acordo com (4.28). Esta equação mostra que o fator de potência da fonte V_a , quando adicionada uma carga resistiva a um barramento de tensão distorcido, não depende da resistência interna da fonte R_a . Aplicando-se o limite de RL tendendo a infinito, reencontra-se (4.24) escrita sob outra forma, conforme apresentado por (4.30). Nota-se que esta expressão identifica-se com o conceito de fator de distorção da corrente, normalmente utilizado em sistemas de corrente alternada.

$$FP_{V_a} = \sqrt{\frac{(RL.I_{cc} + V_a)^2}{(RL.I_{cc} + V_a)^2(Ica_{ef}.RL)^2}} \quad (4.28)$$

$$FP_{V_a} \exists \forall (I_{cc}.RL + V_a \geq Ica_p.RL) \text{ e } (V_a - I_{cc}.Ra \geq Ica_p.Ra) \quad (4.29)$$

$$FP_{V_a} = \sqrt{\frac{I_{cc}^2}{I_{cc}^2 + Ica_{ef}^2}} \quad (4.30)$$

Para comparar adequadamente os dois tipos de carga, substitui-se a carga RL por uma fonte de corrente que consuma o mesmo valor de potência média, a qual é definida por (4.31). Então, tem-se o valor da potência média entregue pela fonte V_a apresentado em (4.32). A partir das deduções, considerando-se que estes dois tipos de carga processem o mesmo valor de potência média, conclui-se que os valores de potência média entregues pela fonte V_a nas duas situações são díspares. Esta diferença está apresentada por (4.33), que é obtida pela subtração entre o valor da potência média na fonte V_a operando com fonte de corrente constante e o valor da potência média operando com a carga RL . Da mesma forma, um comparativo entre as potências aparentes leva a concluir que a potência aparente é maior no caso em que a carga alimentada tem o comportamento de uma fonte de corrente. Em (4.34), tem-se o fator de potência na fonte V_a para o segundo caso descrito.

$$I_x = \frac{2(V_a - I_{cc})^2 + (Ica_p.Ra)^2}{2(V_a - I_{cc}.Ra)(RL + Ra)} \quad (4.31)$$

$$PV_{a_{med}} = \frac{Va(2.I_{cc}(Va(RL - Ra) - I_{cc}.Ra.RL) + 2.Va^2 + (Ica_p.Ra)^2)}{2(RL + Ra)(Va - I_{cc}.Ra)} \quad (4.32)$$

$$\Delta PV_{a_{med}} = \frac{Va(Ra.Ica_{ef})^2}{RL(Va - Ra.I_{cc}) + Ra.Va - Ra^2.I_{cc}} \quad (4.33)$$

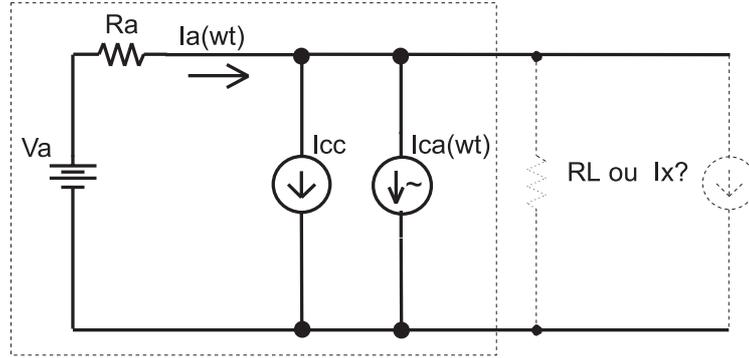


Fig. 4.7: Conexão de carga em barramento de tensão contínua distorcido.

$$FP_{V_a} = \frac{\frac{V_a(2 \cdot I_{cc}(V_a(RL - R_a) - I_{cc} \cdot R_a \cdot RL) + 2 \cdot V_a^2 + (I_{ca_p} \cdot R_a)^2)}{2(RL + R_a)(V_a - I_{cc} \cdot R_a)}}{V_a \cdot \sqrt{I_{cc}^2 + \frac{(2(V_a - I_{cc} \cdot R_a)^2 + (I_{ca_p} \cdot R_a)^2)^2}{(2V_a - 2I_{cc} \cdot R_a)^2 \cdot (RL + R_a)^2} + I_{cc} \cdot \frac{2(V_a - I_{cc} \cdot R_a)^2 + (I_{ca_p} \cdot R_a)^2}{(V_a - I_{cc} \cdot R_a)(RL + R_a)} + \frac{I_{ca_p}^2}{2}}} \quad (4.34)$$

Substituindo-se valores na equações apresentadas, conclui-se que o fator de potência na fonte V_a é maior se for considerada a conexão de uma carga com comportamento de uma resistência.

A Fig. 4.8 apresenta um exemplo que compara a curva de fator de potência em função da variação de potência e do resistor R_a . Fisicamente, este resultado pode ser interpretado da seguinte maneira: quando o valor instantâneo da tensão do barramento CC está aumentando, a corrente no resistor RL também aumenta, a qual opõe-se a variação da corrente na fonte I_{ca} , reduzindo a amplitude da componente alternada *vista* por esta fonte.

4.2.5 Utilização de carga indutiva na saída do inversor

A tensão de saída de um conversor CC-CC, conectado a um inversor de tensão que alimenta uma carga com fator de potência unitário, pode ser controlada para ser constante ou pelo menos livre da ondulação de baixa frequência, conforme mencionado anteriormente. Entretanto, quando o inversor estiver alimentando uma carga indutiva, durante um determinado intervalo de tempo, uma parte da energia é devolvida para o barramento de corrente contínua. Supondo-se que o conversor CC-CC seja unidirecional, o capacitor de saída deste conversor terá que absorver esta energia, causando

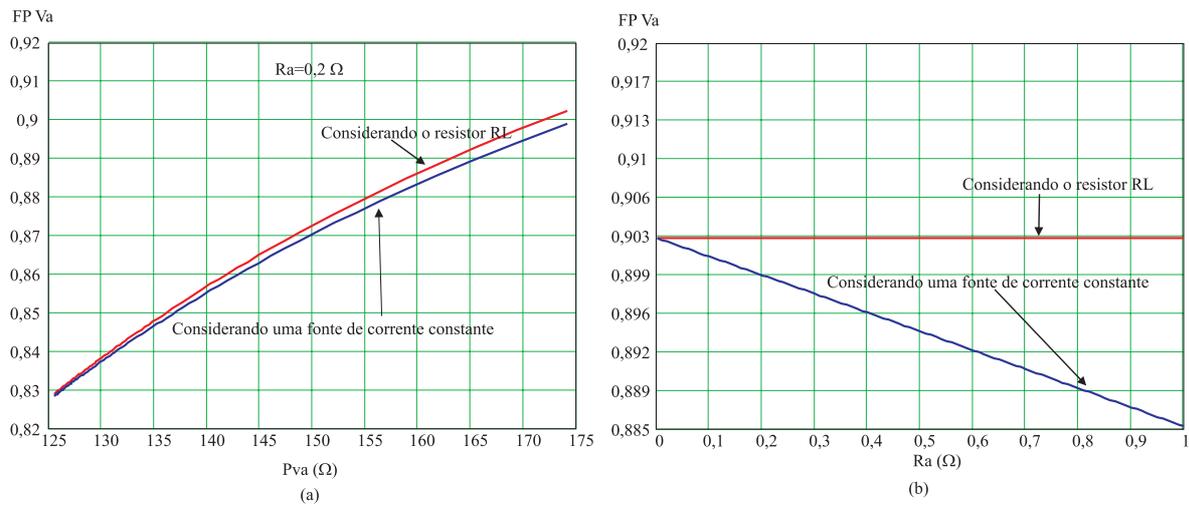


Fig. 4.8: Fator de potência na fonte Va: (a) em função da variação da potência em RL e Ix; (b) em função da variação de Ra.

uma perturbação de baixa frequência, que não pode ser atenuada pelo circuito de controle do conversor CC-CC.

A Fig. 4.9 mostra os resultados de simulação de um conversor CC-CC sendo controlado de tal maneira a atenuar a perturbação de 120 Hz quando conectado a um inversor que alimenta uma carga com fator de potência unitário. Através desta figura comprova-se que as considerações citadas ao longo deste capítulo podem ser utilizadas. Ela também mostra que, praticamente, toda a ondulação de corrente de baixa frequência circula pelo conversor CC-CC e pela fonte.

Para realizar esta simulação, um conversor *push-pull*, operando em malha fechada foi utilizado juntamente com um inversor monofásico. O fator de potência visto pela fonte, desconsiderando-se as componentes da frequência de comutação e acima dela, resultou em 0,856. O arquivo de simulação incluindo o diagrama esquemático utilizado no programa [5] estão apresentados no apêndice A.2.

Utilizando-se o mesmo circuito, porém com o inversor alimentando uma carga indutiva, apresenta-se a Fig. 4.10, na qual pode-se notar, nos resultados de simulação, a perturbação de 120 Hz relativa à parcela de energia que não pôde ser enviada à fonte. O respectivo arquivo de simulação bem como seu diagrama esquemático estão apresentados no apêndice A.3.

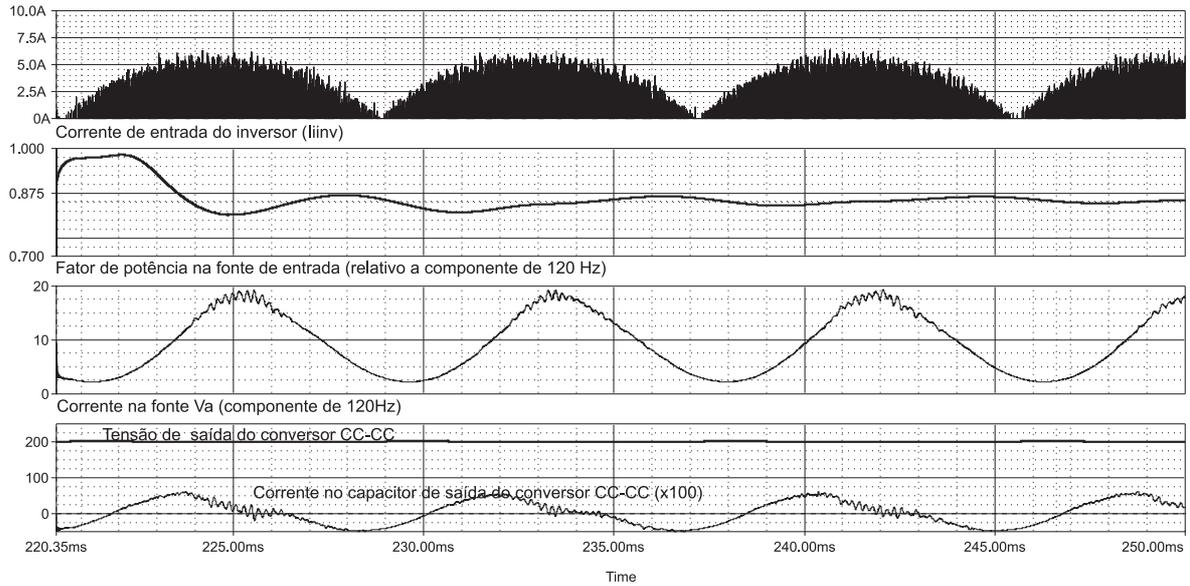


Fig. 4.9: Resultados de simulação de um conversor *push-pull* com malha de controle instantâneo da tensão de saída, alimentando um inversor monofásico com carga resistiva.

De (4.35) a (4.38) tem-se o cálculo da ondulação da tensão sobre o capacitor de saída do conversor CC-CC provocada pela carga indutiva conectada ao inversor, a qual foi deduzida, supondo-se que as perdas de energia, devido ao processo de inversão, possam ser desconsideradas. O ângulo θ pode ser determinado, conhecendo-se a indutância e a resistência da carga, conforme (4.39).

$$\frac{1}{2}C_o.V1^2 - \frac{1}{2}C_o.V2^2 = - \int_0^\theta 2V_{oinv_{ef}}.I_{oinv_{ef}}.\text{sen}(\omega t).\text{sen}(\omega t - \theta) d\omega t \quad (4.35)$$

$$V1 - V2 = \Delta V C_o \quad (4.36)$$

$$V1 = \frac{\Delta V C_o}{2} + V_{oconv} \quad (4.37)$$

$$\Delta V C_o = V_{oinv_{ef}}.I_{oinv_{ef}} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\theta) - \cos(\theta).\theta}{C_o.V_{oconv}.\omega} \right) \quad (4.38)$$

$$\theta = \arctan \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (4.39)$$

Substituindo-se os parâmetros utilizados no circuito de simulação apresentado pela Fig. A.2 (no anexo) em (4.38), tem-se (4.40), que demonstra a validade da equação

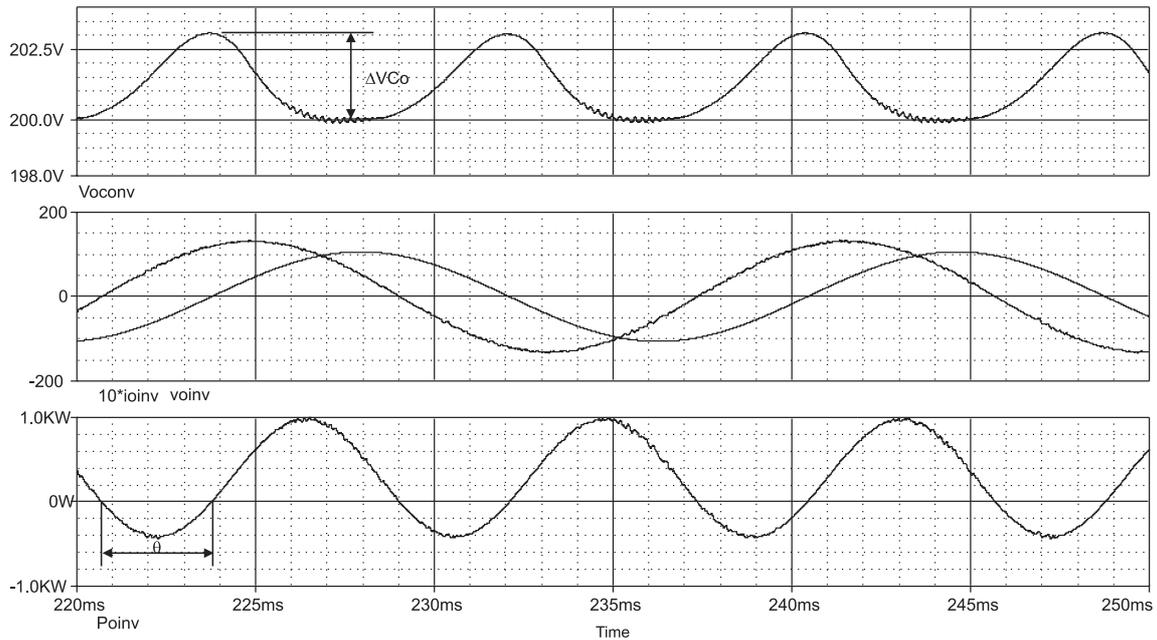


Fig. 4.10: Resultados de simulação de um conversor *push-pull* com malha de controle instantâneo da tensão de saída, alimentando um inversor monofásico com carga indutiva.

apresentada.

$$\Delta VCo = Voinv_{ef} \cdot Ioinv_{ef} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\theta) - \cos(\theta) \cdot \theta}{Co \cdot Voconv \cdot \omega} \right) = \quad (4.40)$$

$$92 \cdot 7,31 \cdot \left(\frac{\text{sen}(1,155) - \cos(1,155) \cdot 1,155}{1360 \cdot 10^{-6} \cdot 201,12 \cdot 377} \right) = 2,92V$$

4.3 Distribuição Natural da Ondulação de Corrente em Baixa Frequência em Sistemas de CaCs

A seção anterior mostrou que, a circulação da ondulação de corrente de baixa frequência, através da fonte de alimentação, depende primeiramente da estratégia de controle adotada e de seu comportamento frente à perturbação em discussão. Nesta seção é quantificada a propagação desta ondulação de corrente através dos componentes de um circuito, considerando-se que a malha de controle da tensão de saída do conversor CC-CC não seja afetada pela variação de baixa frequência, ou seja, o controle da tensão de saída é realizado pelo seu valor médio. Esta consideração permite

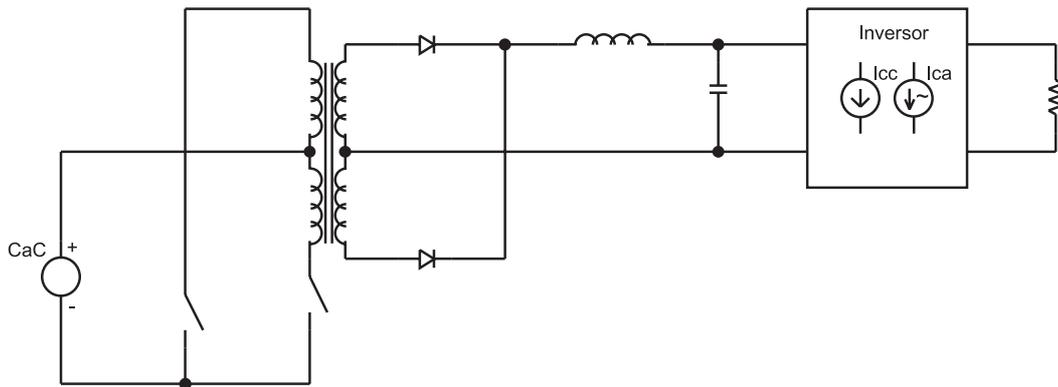


Fig. 4.11: Circuito utilizado na análise da propagação da ondulação de baixa frequência.

que o conversor seja representado em malha aberta para a frequência em questão neste estudo.

4.3.1 Modelagem da impedância da CaC conectada ao conversor *Push-Pull*

Para efetuar a análise, há a necessidade de se adotar uma arquitetura com um conversor CC-CC específico. Portanto, primeiramente toma-se a arquitetura utilizada por [27,65], a qual foi previamente representada de forma simplificada pelas Figs. 3.18 e 4.1. O conversor utilizado na arquitetura em questão foi o conversor *push-pull*, o qual está desenhado na Fig. 4.11. Observa-se que os outros estágios da arquitetura estão representados de forma simplificada.

Para fins de análise da distribuição da ondulação da corrente, redesenha-se a arquitetura em questão, representando-se também as principais impedâncias do circuito, conforme apresentado pela Fig. 4.12. Nesta figura, o inversor foi representado por duas fontes de corrente, sendo uma delas relativa à componente média e, a outra, à componente de baixa frequência. Nos capacitores, considera-se a resistência série equivalente; e no indutor, leva-se em consideração a resistência dos fios. Com o intuito de simplificar e posteriormente generalizar a análise, os interruptores e o transformador são considerados ideais, ou seja, com resistência muito baixa ($\approx 1n\Omega$) quando fecha-

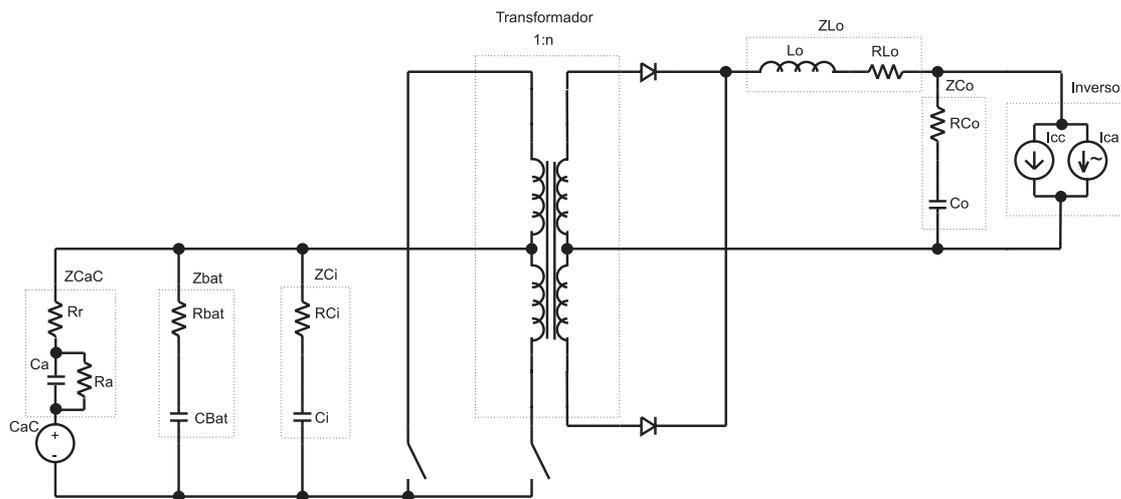


Fig. 4.12: Circuito detalhado utilizado na análise da propagação da ondulação de baixa frequência.

dos e muito alta quando abertos ($\approx 10M\Omega$). Para a CaC, mantém-se a consideração de que sua impedância, agora para grandes sinais, possa ser representada pelo mesmo circuito utilizado para pequenos sinais. A bateria foi modelada por uma resistência e uma capacitância, as quais possuem valores dependentes da capacidade da bateria, estado de carga, temperatura, entre outros fatores. Porém, estes parâmetros podem ser facilmente obtidos através de experimentação para um dado ponto de operação.

Eliminando-se as fontes de corrente contínua, ou seja, curto-circuitando as fontes de tensão e desconectando a fonte de corrente I_{cc} , obtém-se o circuito equivalente para corrente alternada (CA), apresentado na Fig. 4.13. Observa-se que os dois interruptores foram representados apenas por um interruptor com o dobro da frequência de comutação. As premissas básicas para que o circuito seja válido são que: a frequência de comutação seja bem maior do que a frequência da ondulação de corrente, podendo-se assim desconsiderar os efeitos de amostragem; e que as ondulações de alta frequência possam ser desconsideradas.

Assim, pode-se descrever a influência da razão cíclica no valor da impedância vista pela fonte I_{ca} , conforme segue. Refletindo-se a corrente I_{ca} para o lado primário do transformador, tem-se o circuito apresentado pela Fig. 4.14.

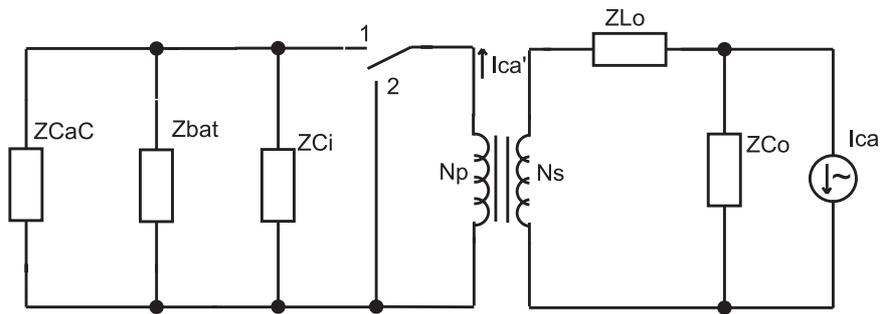


Fig. 4.13: Circuito equivalente CA para cálculo da propagação da componente alterada de corrente.

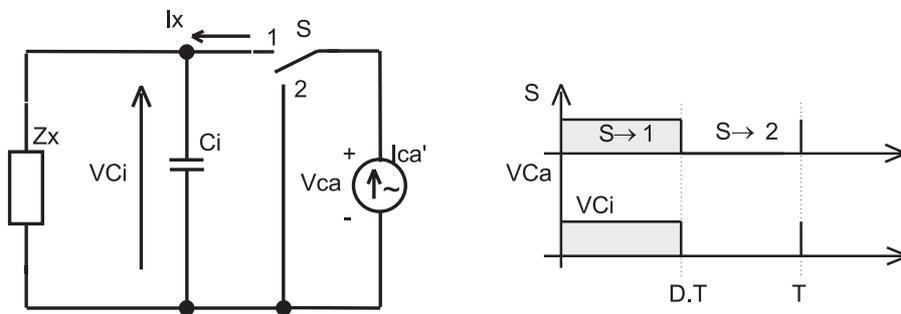


Fig. 4.14: Circuito equivalente CA simplificado.

Em busca de uma impedância equivalente vista pela fonte I_{ca}' , utiliza-se o método de cálculo dos valores médios instantâneos, mantendo-se o princípio de funcionamento do conversor. Então, a tensão média instantânea sobre a fonte de corrente I_{ca}' pode ser determinada por (4.41), e a corrente média instantânea I_x pode ser obtida através de (4.42). Assim, a impedância vista pela fonte I_{ca} pode ser relacionada à razão cíclica através de (4.43). A Fig. 4.15 mostra as formas de onda das variáveis apresentadas pelas equações, as quais também podem ser identificadas na Fig. 4.14.

$$V_{ca_{medI}} = V_{Ci} \cdot D \quad (4.41)$$

$$I_{x_{medI}} = I_{ca}' \cdot D \quad (4.42)$$

$$Z_{x_{eq}} = \frac{V_{ca_{medI}}}{I_{ca}'} = Z_x \cdot D^2 \quad (4.43)$$

Tendo-se resguardadas as devidas simplificações, as impedâncias do lado de baixa tensão do conversor podem ser refletidas para o lado de elevada tensão e vice-versa,

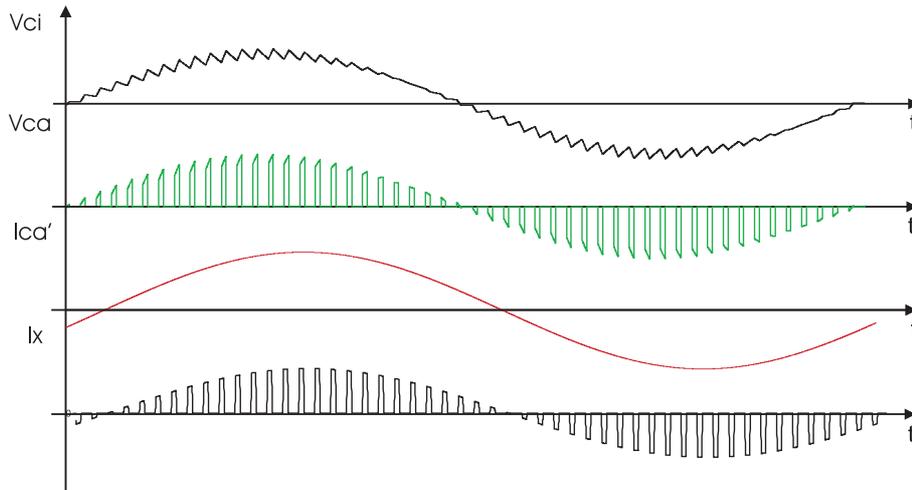


Fig. 4.15: Formas de onda relativas ao circuito da Fig 4.13.

através da relação dada por (4.44), em que n é a relação de transformação do transformador. Assim, a propagação da corrente através dos circuitos pode ser facilmente quantificada utilizando-se a teoria fundamental de circuitos.

$$k^2 = D^2 \cdot n^2 \quad (4.44)$$

4.3.2 Outros conversores elevadores e abaixadores

Em se tratando da circulação de ondulação de corrente em baixa frequência, pode-se representar o conversor *push-pull* e o conversor *forward* com entrada em tensão e saída em corrente utilizando-se a Fig. 4.16. Nesta figura, a porta (ou os terminais) de entrada, que é aqui definida de acordo com o sentido do fluxo de energia, possui característica de fonte de tensão (PT) e a porta de saída possui característica de fonte de corrente (PC). Estas características são definidas pelos indutores e capacitores do circuito. A tensão média instantânea que aparece nos terminais da PC é definida por (4.45). Já a componente de corrente em baixa frequência na PT é definida por (4.46). Seguindo-se o mesmo raciocínio da simples dedução mostrada anteriormente, tem-se (4.47) a (4.49), em que $F(D)$ é o ganho estático do conversor.

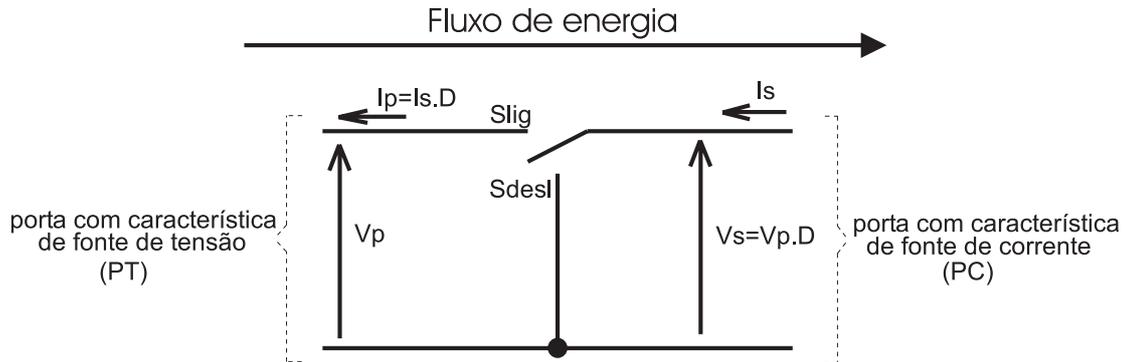


Fig. 4.16: Representação dos conversores com entrada em tensão e saída em corrente para quantificação da propagação de ondulação de baixa frequência.

$$V_s = V_p.D \quad (4.45)$$

$$I_p = I_s.D \quad (4.46)$$

$$Z_p = \frac{V_p}{I_p} \quad (4.47)$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \quad (4.48)$$

$$\frac{Z_s}{Z_p} = D^2 \approx \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 = F(D)^2 \quad (4.49)$$

Tomando-se o conversor *boost* como exemplo de um conversor com entrada em corrente e saída em tensão, pode-se representar seus interruptores, de acordo com a Fig. 4.17. Nesta figura a tensão V_p é imposta pela tensão V_s e pela razão cíclica. Da mesma forma, a corrente I_s é imposta pela corrente I_p e pela razão cíclica. Então, a impedância *sentida* em PT é a impedância conectada em PC multiplicada por (4.53). Salienta-se que as variáveis apresentadas representam apenas as componentes de baixa frequência de tensão e corrente.

$$V_p = V_s.(1 - D) \quad (4.50)$$

$$I_s = I_p.(1 - D) \quad (4.51)$$

$$\frac{Z_s}{Z_p} = \left(\frac{1}{1 - D} \right)^2 \quad (4.52)$$

$$F(D)^2 = \left(\frac{1}{1 - D} \right)^2 \approx \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 \quad (4.53)$$

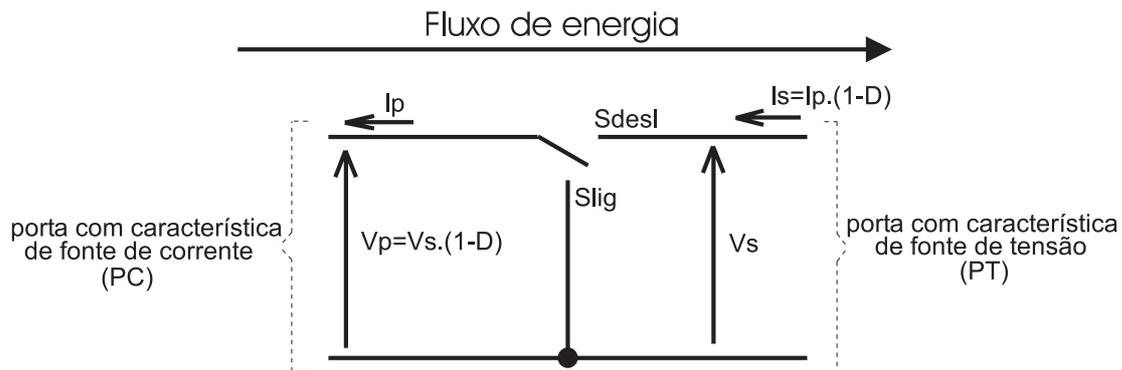


Fig. 4.17: Representação dos conversores com entrada em corrente e saída em tensão para quantificação da propagação de ondulação de baixa frequência.

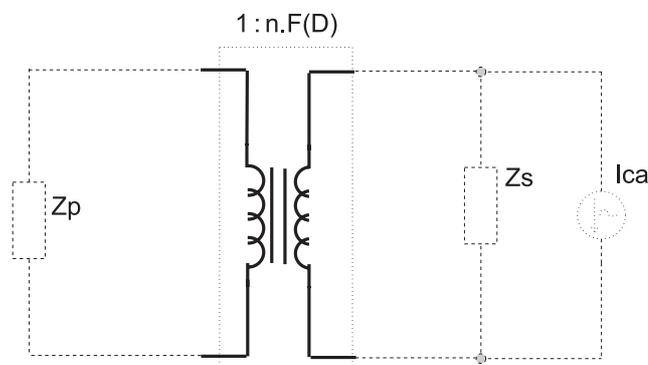


Fig. 4.18: Modelo para quantificação da propagação da ondulação de corrente.

Sendo $F(D)$ a relação entre a tensão de saída e de entrada ideais de um conversor estático clássico, torna-se fácil representar de forma mais geral os interruptores deste conversor em um circuito CA equivalente. Para tal, pode-se utilizar um transformador com relação de transformação definida por $F(D)$, conforme mostra a Fig. 4.18. A partir desta consideração, as impedâncias de saída e entrada podem ser refletidas, possibilitando a quantificação em regime permanente da circulação de corrente em baixa frequência. As simulações, com essa finalidade, também passam a ser mais rápidas, já que todas as componentes de alta frequência foram desconsideradas. A relação de transformação existente nas versões isoladas dos conversores pode ser representada pelo mesmo transformador ideal, multiplicando-se $F(D)$ pela relação de espiras n . O modelo apresentado pode ser utilizado para representar os conversores *buck*, *forward*, *push-pull*, *half-bridge* e *full-bridge*, operando no modo CCM. As perdas nos interruptores e no

transformador foram desconsideradas com a única finalidade de facilitar a representação deste estágio do circuito, permitindo a generalização. As configurações à acumulação de energia ou o modo de operação DCM não foram investigados, já que não se pretende, com este trabalho, propor um modelo genérico.

4.3.3 Validação da modelagem para o conversor *push pull*

Retomando o circuito apresentado pela Fig. 4.12, pode-se obter seu equivalente CA, de acordo com a Fig. 4.19. Empregando os conceitos básicos de análise de circuitos, pode-se determinar o valor da componente senoidal de corrente em cada elemento do sistema.

Através de (4.55), pode-se determinar o valor parametrizado da componente de baixa frequência circulante na CaC. Esta equação mostra que a impedância da CaC auxilia na redução da circulação desta componente alternada de corrente, ou seja, nos conversores elevadores, a constante $(F(D)n)^2$, que é maior que 1, multiplica o valor desta impedância quando refletida para o lado da fonte de corrente.

Como a ondulação de corrente em baterias provoca perdas, aquecimento e possível redução de vida útil [66,67], o cálculo desta corrente é importante e pode ser efetuado através de (4.57). A componente parametrizada (em relação a I_{ca}) de corrente circulante nos outros componentes do circuito está apresentada em (4.58), (4.59) e (4.60).

$$\overline{ICaC} = \frac{ICaC}{Ica} \quad (4.54)$$

$$\overline{ICaC} = \frac{F(D).n.ZBat.ZCo.ZCi}{ZCaC(ZBat(ZCo + ZCi.F(D)^2.n^2 + ZLo) + ZCi(ZCo + ZLo)) + ZCi.ZBat(ZCo + ZLo)} \quad (4.55)$$

$$\overline{IBat} = \frac{IBat}{Ica} \quad (4.56)$$

$$\overline{IBat} = \frac{F(D).n.ZCaC.ZCo.ZCi}{ZCaC(ZBat(ZCo + ZCi.F(D)^2.n^2 + ZLo) + ZCi(ZCo + ZLo)) + ZCi.ZBat(ZCo + ZLo)} \quad (4.57)$$

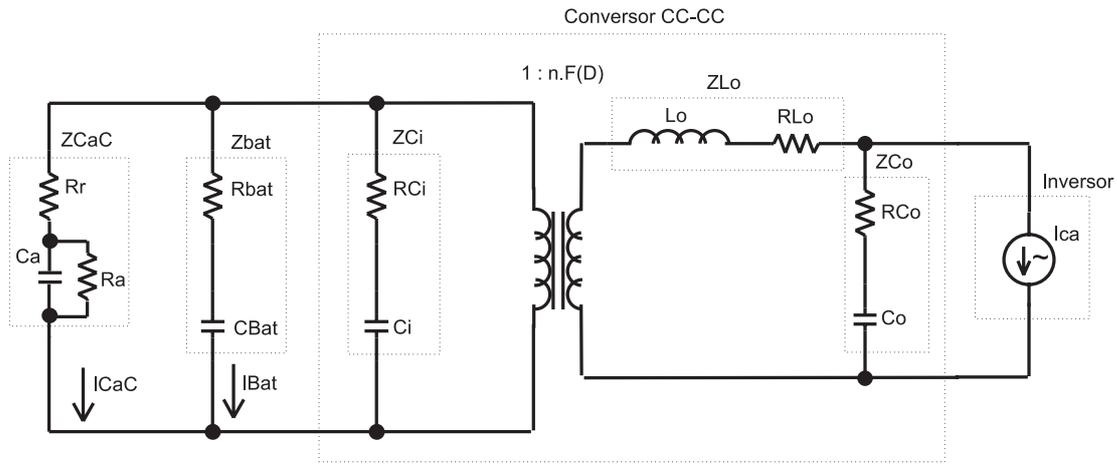


Fig. 4.19: Modelo equivalente CA de um gerador autônomo de energia monofásico.

$$\overline{I_{Lo}} = \frac{((Z_{CaC} + Z_{Ci})Z_{Bat} + Z_{Ci}.Z_{CaC})Z_{Co}}{((Z_{Ci}.(F(D).n)^2 + Z_{Lo} + Z_{Co})Z_{CaC} + (Z_{Lo} + Z_{Co})Z_{Ci})Z_{Bat} + (Z_{Lo} + Z_{Co})Z_{Ci}.Z_{CaC}} \quad (4.58)$$

$$\overline{I_{Co}} = \frac{((Z_{Ci}.(F(D).n)^2 + Z_{Lo})Z_{CaC} + Z_{Ci}.Z_{Lo})Z_{Bat} + Z_{Lo}.Z_{Ci}.Z_{CaC}}{((Z_{Ci}.(F(D).n)^2 + Z_{Lo} + Z_{Co}).Z_{bat} + (Z_{Lo} + Z_{Co})Z_{Ci})Z_{CaC} + (Z_{Lo} + Z_{Co})Z_{Bat}.Z_{Ci}} \quad (4.59)$$

$$\overline{I_{Ci}} = \frac{Z_{Bat}.Z_{CaC}.n.F(D).Z_{Co}}{Z_{CaC}(Z_{Bat}(Z_{Co} + Z_{Ci}.(F(D).n)^2 + Z_{Lo}) + Z_{Ci}(Z_{Co} + Z_{Lo})) + Z_{Ci}.Z_{Bat}(Z_{Co} + Z_{Lo})} \quad (4.60)$$

Exemplo 1 - Resultados teóricos

Para exemplificar o cálculo da ondulação de corrente em um conversor, são necessários vários parâmetros do circuito, os quais podem ser estimados já em tempo de projeto, ou então medidos após a implementação do conversor. Nesta seção, alguns parâmetros utilizados foram extraídos após a implementação do conversor, enquanto que outros foram obtidos através das informações fornecidas no trabalho [27]. Estes parâmetros, que são relativos ao circuito da Fig. 4.19, estão apresentados na Tabela 4.1. Para alimentar a carga, foram utilizados 3 módulos de 500 W de CaCs do fabricante Avista Labs [65], conectados em paralelo através da própria arquitetura do fabricante, porém primeiramente sem a conexão do banco de baterias. A impedância da CaC é válida para a frequência de 120 Hz e foi obtida para o ponto de operação, através de experimentação, e pode ser representada por apenas uma resistência. Cabe salientar

Tabela 4.1: Parâmetros obtidos no projeto [27] válidos para a Fig. 4.19.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Co	1360 μF	RCo	121 $m\Omega$
Ci	7500 μF	RCi	10 $m\Omega$
Lo	447 μH	RLo	82,5 $m\Omega$
ZCaC	114 $m\Omega$	Zbat	∞
n	10,2	F(D)	0,707

que os geradores utilizados possuem circuitos de proteção e sensores de corrente em sua saída, portanto, a impedância apresentada é a resultante equivalente de um produto pré-comercial e não representa puramente a impedância das CaCs.

O inversor alimenta uma carga de 527 W^1 com fator de potência unitário e a tensão de saída do conversor *push-pull* é de 200V. A eficiência do conjunto conversor-inversor para a potência dada é de 86 % [27]. Assim, pode-se determinar aproximadamente o valor das componentes contínua e alternada da corrente de saída do conversor CC-CC, conforme (4.61). Sendo a frequência de saída do inversor 60 Hz, pode-se calcular a impedância dos diversos componentes do sistema e, por conseguinte, determinar o valor da componente de corrente de 120 Hz que circula pela CaC, conforme apresentado de (4.62) a (4.64).

$$I_{cap} = I_{cc} = \frac{P_{o_{inv}}}{V_{o_{conv}} \cdot \eta_{inv}} = \frac{527}{200 \cdot \sqrt{0,86}} = 2,84 \text{ A} \quad (4.61)$$

$$\overline{ICaC} =$$

$$\lim_{Z_{Bat} \rightarrow \infty} \left(\frac{F(D) \cdot n \cdot Z_{Bat} \cdot Z_{Co} \cdot Z_{Ci}}{Z_{CaC} (Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Ci} \cdot F(D)^2 \cdot n^2 + Z_{Lo}) + Z_{Ci} (Z_{Co} + Z_{Lo})) + Z_{Ci} \cdot Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Lo})} \right) \quad (4.62)$$

$$\overline{ICaC} = \frac{F(D) \cdot n \cdot Z_{Co} \cdot Z_{Ci}}{((F(D) \cdot n)^2 \cdot Z_{CaC} + Z_{Lo} + Z_{Co}) Z_{Ci} + (Z_{Lo} + Z_{Co}) Z_{CaC}} \quad (4.63)$$

$$|\overline{ICaC}| = 1,075 \rightarrow |ICaC_p| = |\overline{ICaC}| \cdot I_{cap} = 1,075 \cdot 2,84 = 3,05 \text{ A} \quad (4.64)$$

Aplicado-se a função limite com Z_{Bat} tendendo a infinito em (4.58), (4.59) e (4.60), já que o sistema é avaliado sem as baterias, tem-se a corrente nos outros componentes

¹ O valor da potência não é arredondado porque foi obtido através da experimentação, assim, a precisão dos cálculos e do modelo podem ser melhor avaliadas.

do circuito, conforme (4.65) a (4.70).

$$\overline{ILO} = \frac{(ZCaC + ZCi)ZCo}{((F(D).n)^2 . ZCaC + ZLo + ZCo)ZCi + (ZLo + ZCo)ZCaC} \quad (4.65)$$

$$|\overline{ILO}| = 0,18 \rightarrow |ILO_p| = 0,515 \text{ A} \quad (4.66)$$

$$\overline{ICO} = \frac{(ZLo + ZCi.(F(D).n)^2)ZCaC + ZCi.ZLo}{((F(D).n)^2 . ZCaC + ZCo + ZLo)ZCi + (ZLo + ZCo)ZCaC} \quad (4.67)$$

$$|\overline{ICO}| = 0,885 \rightarrow |ICO_p| = 2,514 \text{ A} \quad (4.68)$$

$$\overline{ICI} = \frac{ZCaC.n.F(D).ZCo}{((F(D).n)^2 . ZCi + ZCo + ZLo)ZCaC + (ZLo + ZCo)ZCi} \quad (4.69)$$

$$|\overline{ICI}| = 0,692 \rightarrow |ICI_p| = 1,966 \text{ A} \quad (4.70)$$

Exemplo 1 - Resultados de simulação

O conversor *push-pull*, operando com frequência de comutação de 25 kHz, com interruptores e transformador ideais e mantendo-se os valores dos componentes apresentados na Tabela 4.1 foi simulado, utilizando-se o programa [5]. O circuito e o arquivo de simulação estão apresentados no anexo A.4. A corrente drenada pelo inversor foi obtida utilizando-se apenas as componentes de corrente contínua e de 120 Hz. A Fig. 4.20 apresenta as formas de onda da potência, tensão e corrente de saída do conversor e da tensão e corrente da CaC. O valor de pico da componente de 120 Hz de corrente que circula através da CaC é de 2,97 A, resultado bem próximo do valor calculado em (4.64). Os resultados de simulação da circulação de corrente de 120 Hz nos outros componentes do circuito são apresentados pela Fig. 4.21, validando assim os cálculos feitos anteriormente. Observa-se que, com a finalidade de melhorar a visualização, as ondulações de corrente na frequência de comutação do conversor foram retiradas em algumas das formas de onda de simulação apresentadas.

O circuito equivalente CA, apresentado na Fig. 4.22, propicia a realizações de simulações para identificar como a ondulação de corrente se propaga pelos seus componentes, com um tempo de simulação bem reduzido em relação ao circuito completo

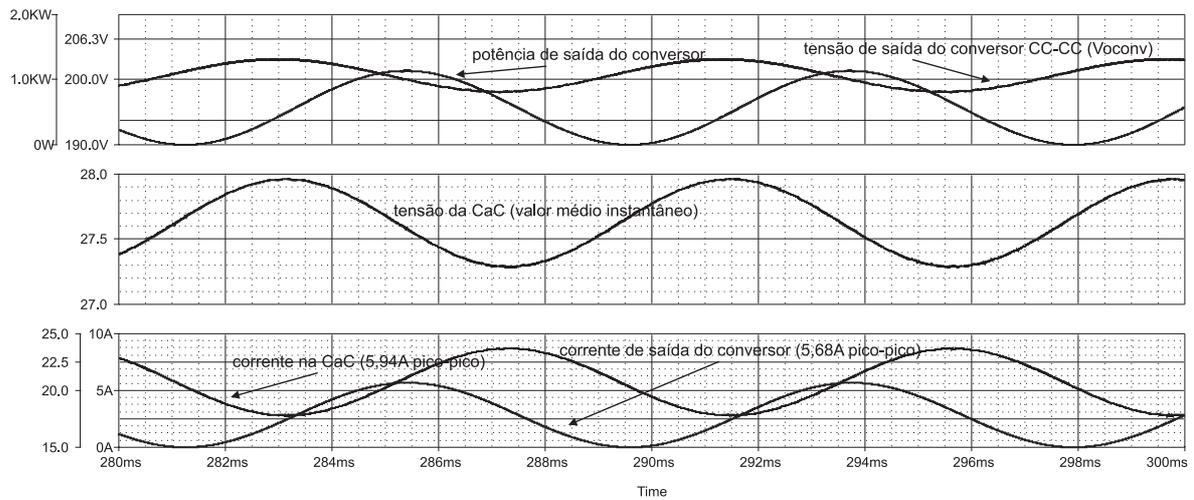


Fig. 4.20: Resultados de simulação do conversor *push-pull* utilizando transformador e interruptores ideais, conforme arquivo de simulação apresentado no anexo A.4.

e com uma precisão aceitável. A Fig. 4.23 mostra os resultados de simulação deste circuito, na qual os valores das correntes estão indicados.

Novamente, os valores simulados são bem próximos, mostrando que, teoricamente, a técnica de solução adotada é válida. A seguir, compara-se estes resultados com os resultados de experimentação.

Exemplo 1 - Resultados experimentais

O protótipo utilizado nos ensaios apresentados a seguir foi projetado e construído por [27]. A malha de tensão deste conversor foi projetada para não corrigir as perturbações de baixa frequência na tensão de saída do conversor CC-CC. Os valores dos principais componentes utilizados são os mesmos apresentados na Tabela 4.1. O diagrama esquemático e a lista de material completa podem ser encontrados em [27].

As grandezas elétricas de saída do inversor de tensão estão apresentadas na Fig. 4.24. A potência média de saída é de 527 W. Nesta figura, pode-se verificar o comportamento pulsado da potência. A corrente e a tensão das CaCs são apresentadas pela Fig. 4.25. A tensão média da CaC é de 26,7 V e a ondulação de corrente de 120 Hz apresenta uma amplitude de 6 A de pico a pico. Esta ondulação de corrente também provoca uma ondulação no barramento de tensão da CaC, devido a impedância da

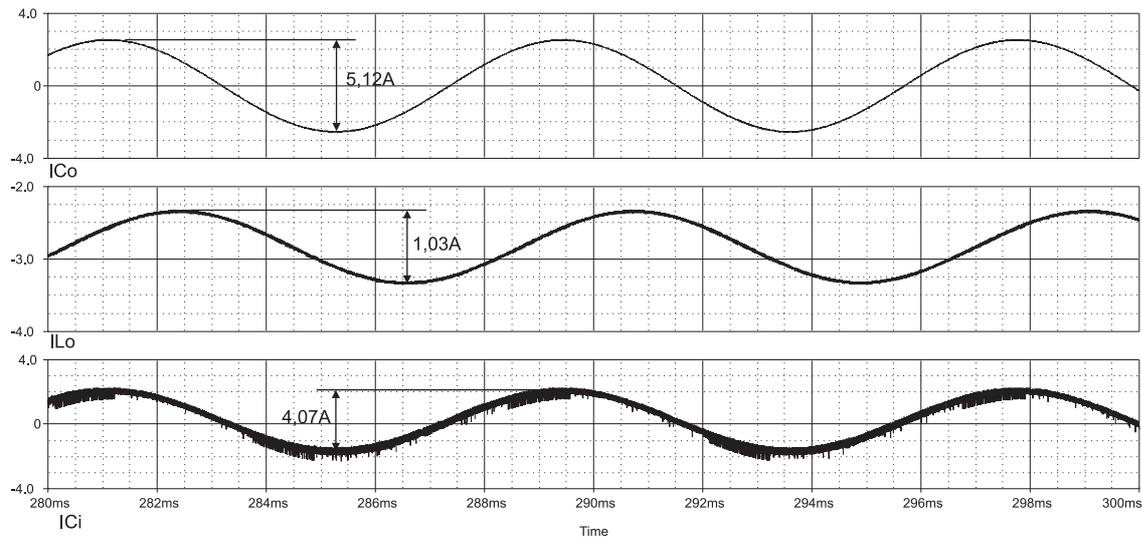


Fig. 4.21: Resultados de simulação do conversor *push-pull* utilizando transformador e interruptores ideais, componente de 120 Hz da corrente em C_i , L_o e C_o .

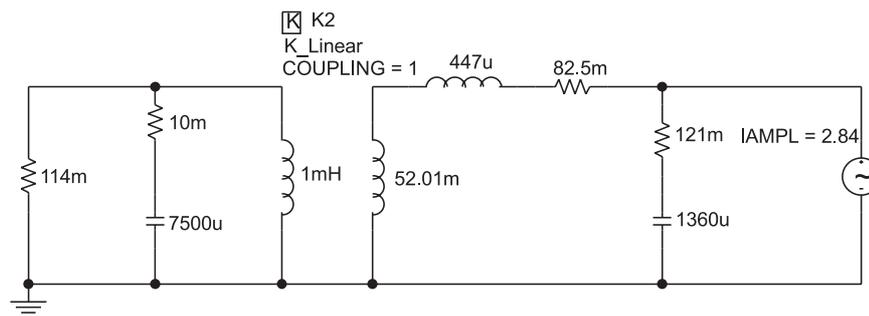


Fig. 4.22: Circuito de simulação do modelo equivalente CA do conversor *push-pull*.

mesma. Na Fig. 4.26, para facilitar a visualização, tem-se a corrente e a tensão da CaC sem o nível de corrente contínua na forma de onda da tensão. Pode-se notar também que a defasagem entre a tensão e a corrente da CaC para o arranjo testado é quase imperceptível e, portanto, esta pode ser representada em regime permanente por uma resistência, como foi realizado. Assim, os resultados teóricos e experimentais podem ser comparados, os quais resultaram em valores bem próximos.

Exemplo 2 - Resultados teóricos

Conectando-se os três módulos de 500 W em paralelo através da utilização de diodos, e conectando a esta saída um banco de baterias com tensão nominal de 28 V, retorna-

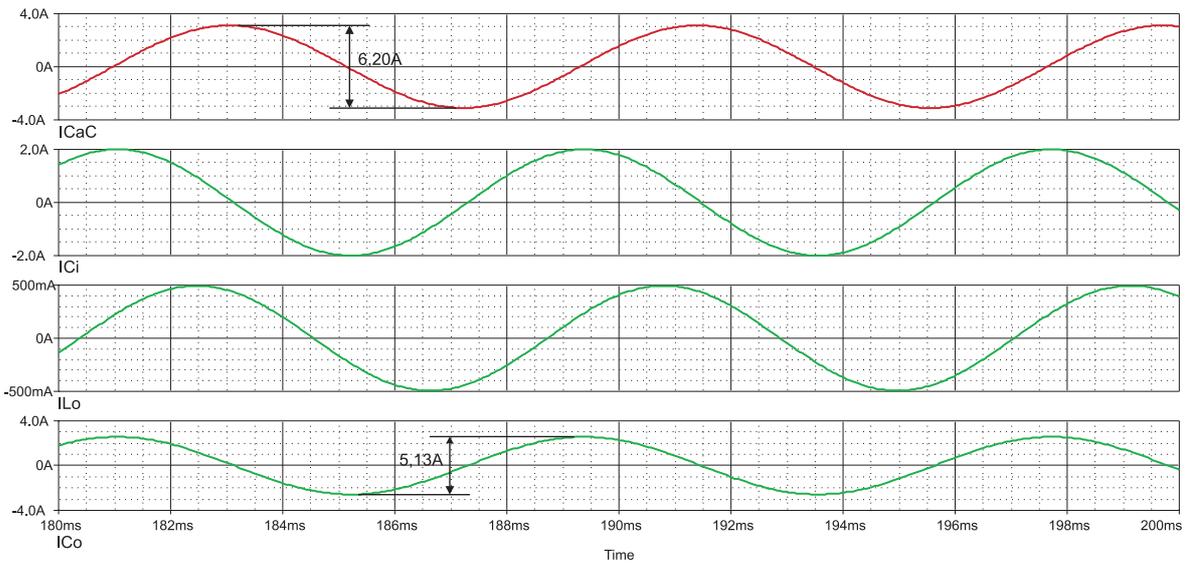


Fig. 4.23: Resultados de simulação do conversor *push-pull* utilizando-se o circuito equivalente CA.

se a arquitetura original do fabricante *Avista Labs*, entretanto, sem a interferência do carregador de baterias, mas com o mesmo princípio de funcionamento. Neste caso, a corrente é limitada apenas pelas impedâncias internas da bateria e da CaC. Assim, tendo-se o valor da impedância equivalente da CaC e da bateria, apresentados por (4.71) e (4.72) respectivamente, pode-se calcular o valor da amplitude da componente de 120 Hz circulante por estes componentes, conforme segue.

$$Z_{CaC} = R_{CaC} = 101,5m\Omega \quad (4.71)$$

$$Z_{bat} = R_{bat} = 107,8m\Omega \quad (4.72)$$

O inversor de tensão alimenta uma carga com fator de potência unitário, com a potência de 726 W e rendimento total (conversor *push-pull* e inversor) igual a 0,86, valores obtidos experimentalmente. Assim, pode-se calcular o valor da componente contínua e o valor de pico da componente alternada de 120 Hz de corrente na saída do conversor CC-CC, conforme (4.73). Utilizando-se (4.74) e (4.75), determina-se o valor de pico da componente de corrente que circula pela CaC. Devido à substituição do carregador de baterias por diodos, a tensão na entrada do conversor CC-CC é de 27,4

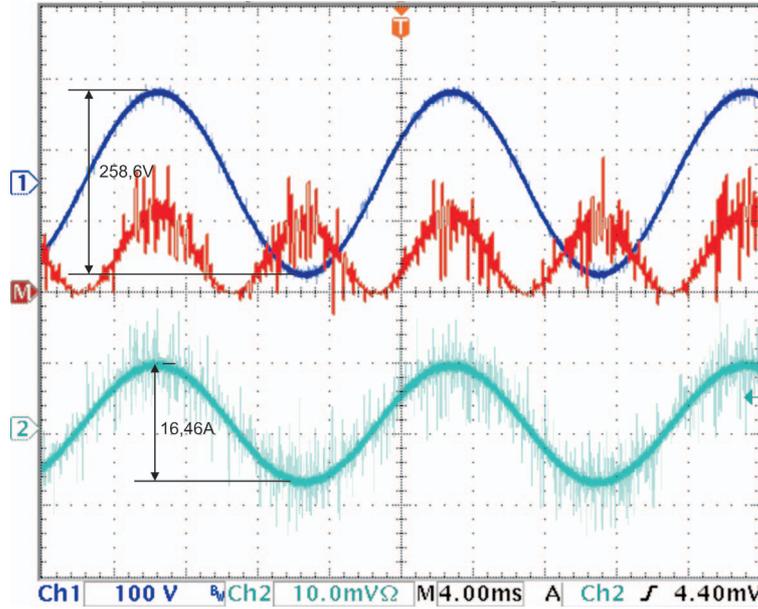


Fig. 4.24: Tensão (100V/div), corrente (10A/div) e potência (1kW/div) de saída do inversor.

V, portanto $F(D)=0,702$. Os valores dos outros parâmetros do circuito foram mantidos inalterados.

$$I_{ca_p} = I_{cc} = \frac{P_{o_{inv}}}{V_{o_{conv}} \cdot \eta_{inv}} = \frac{726}{200 \cdot \sqrt{0,86}} = 3,9 \text{ A} \quad (4.73)$$

$$\overline{ICaC} = \left(\frac{F(D) \cdot n \cdot Z_{Bat} \cdot Z_{Co} \cdot Z_{Ci}}{Z_{CaC} (Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Ci} \cdot F(D)^2 \cdot n^2 + Z_{Lo}) + Z_{Ci} (Z_{Co} + Z_{Lo})) + Z_{Ci} \cdot Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Lo})} \right) \quad (4.74)$$

$$|\overline{ICaC}| = 1,1423 \rightarrow |ICaC_p| = |\overline{ICaC}| \cdot I_{ca_p} = 1,1423 \cdot 3,9 = 4,455 \text{ A} \quad (4.75)$$

Da mesma forma, através de (4.76), calcula-se o valor da componente de 120 Hz de corrente que circula pelas baterias, conforme (4.77).

$$\overline{IBat} = \frac{F(D) \cdot n \cdot Z_{CaC} \cdot Z_{Co} \cdot Z_{Ci}}{Z_{CaC} (Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Ci} \cdot F(D)^2 \cdot n^2 + Z_{Lo}) + Z_{Ci} (Z_{Co} + Z_{Lo})) + Z_{Ci} \cdot Z_{Bat} (Z_{Co} + Z_{Lo})} \quad (4.76)$$

$$|\overline{IBat}| = 1,076 \rightarrow |IBat_p| = |\overline{IBat}| \cdot I_{ca_p} = 1,076 \cdot 3,9 = 4,196 \text{ A} \quad (4.77)$$

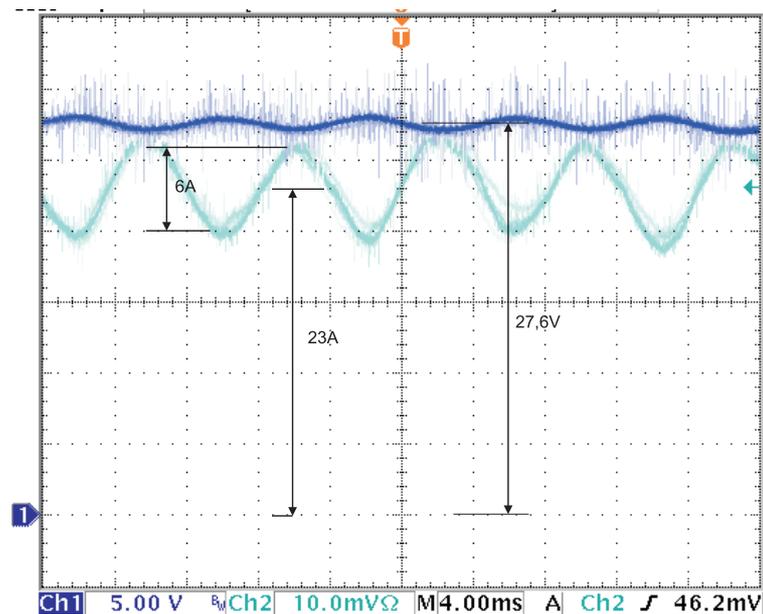


Fig. 4.25: Tensão (5v/div) e corrente na CaC (5A/div).

Exemplo 2 - Resultados de simulação

Inserindo-se a impedância do conjunto das baterias em paralelo com a impedância da CaC, tem-se o circuito de simulação do modelo equivalente CA do conversor *push-pull* apresentado pela Fig. 4.27. Simulando-se este circuito, obtém-se os resultados apresentados pela Fig. 4.28, os quais são similares aos resultados de cálculo.

Exemplo 2 - Resultados experimentais

Os resultados experimentais, apresentados a seguir, foram obtidos utilizando-se o mesmo protótipo do conversor do exemplo anterior, composto por um conversor *push-pull* e um inversor de tensão monofásico, adicionando-se ao circuito 14 baterias de 2V/150 Ah. A Fig. 4.29 mostra as formas de onda de tensão, corrente e potência de saída do inversor. A potência média é de 726 W, conforme mencionado anteriormente, e a carga é resistiva. Na Fig. 4.30 (a), tem-se as formas de onda da corrente e da tensão de entrada do conversor *push-pull*. Na Fig. 4.30 (b), apresenta-se a forma de onda da tensão de saída do conversor. Somando-se os valores das correntes apresentados em (4.75) e (4.77) tem-se o valor de pico da componente de 120 Hz drenada pelo conversor,

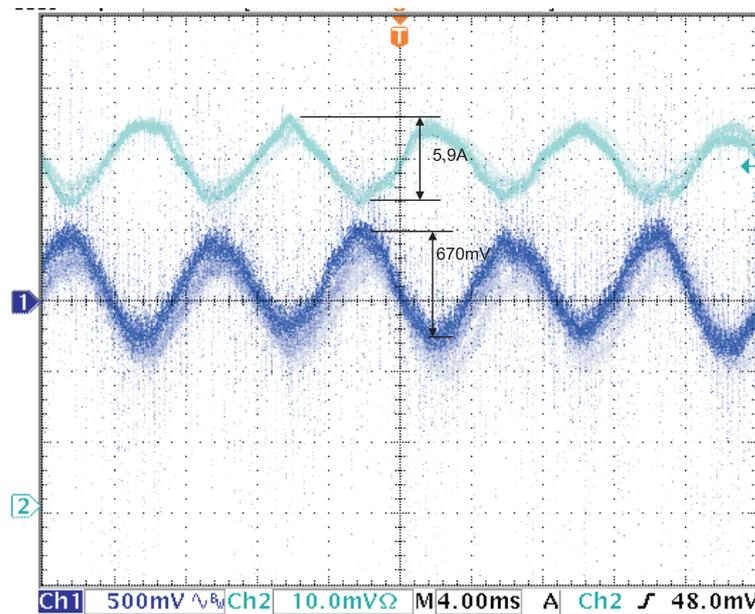


Fig. 4.26: Tensão sem nível CC (500mV/div) e corrente na CaC (5A/div).

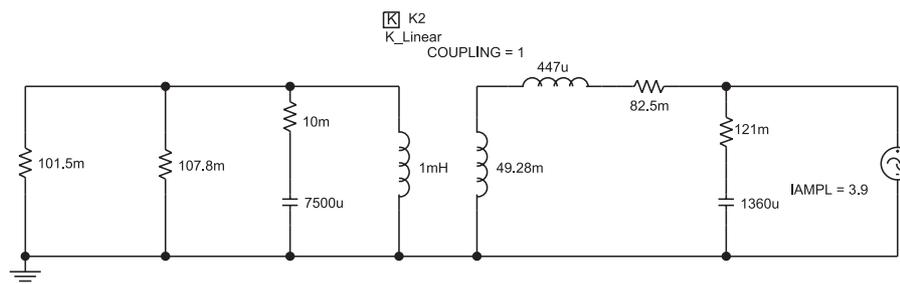


Fig. 4.27: Circuito de simulação do modelo CA do conversor *push-pull* incluindo a impedância da bateria.

que possui valor similar ao resultado obtido através das experimentações. A diferença entre os valores ocorre principalmente em função da tensão de saída do conversor CC-CC ter sido considerada igual a 200 V, sendo na verdade igual a 207 V, conforme mostram os resultados experimentais. Considerando-se o valor real da tensão de saída do conversor, a diferença entre os resultados experimentais e teóricos passa de 1,5A para 520 mA.

A forma de onda da corrente fornecida pelas CaCs está apresentada pela Fig. 4.31 e a forma de onda drenada pelo banco de baterias está apresentada pela Fig. 4.32. Ambos valores também são bastante próximos dos resultados teóricos. Desta forma, comprova-se que a distribuição de corrente entre as fontes de alimentação: CaC e

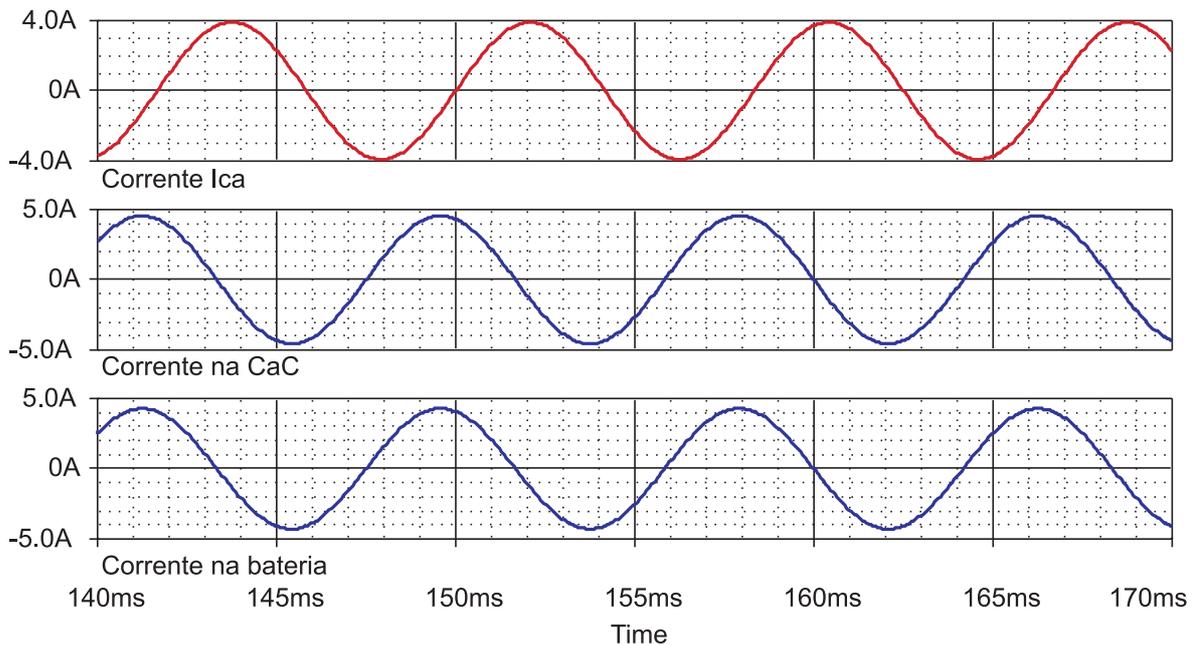


Fig. 4.28: Resultados de simulação da propagação de corrente utilizando o modelo CA do conversor *push-pull* e considerando a conexão de baterias.

bateria depende do valor de suas impedâncias internas e pode ser obtida através do conhecimento prévio do seu valor.

Comentários finais sobre a estrutura sob análise

Existem outras questões importantes que podem ser verificadas, utilizando-se estes modelos durante o projeto de um sistema como o apresentado. Há, por exemplo, a possibilidade de ocorrência de ressonância entre os elementos passivos na frequência da ondulação da corrente, amplificando o seu valor.

Para exemplificar tal comentário, faz-se a simulação do conversor *push-pull* operando com uma capacitância de saída de $300 \mu F$, indutância de saída de $2 mH$, capacitância de entrada de $1000 \mu F$ e ganho estático igual a 5, sendo que, os outros parâmetros permanecem inalterados. A Fig. 4.33 mostra os resultados desta simulação, na qual a corrente de 120 Hz foi amplificada de 2,5 A de pico no lado secundário para 15 A (pico) no lado primário, sendo que seu valor de pico máximo é fisicamente limitado ao valor médio da corrente de entrada, devido a uni-direcionalidade do conversor.

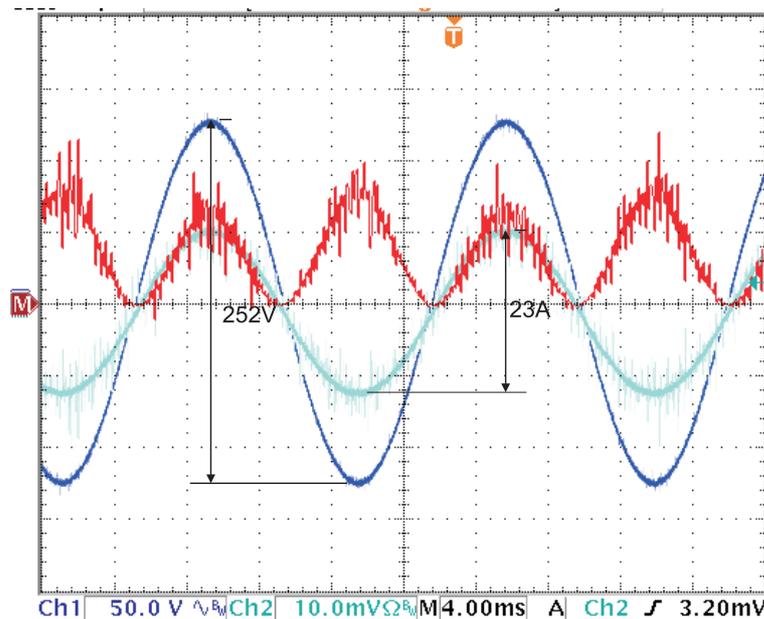


Fig. 4.29: Tensão (50V/div), corrente (10A/div) e potência de saída do inversor.

Pode-se, ainda, efetuar a escolha adequada do valor dos componentes, caso haja interesse em se reduzir de forma passiva esta ondulação de corrente. Neste projeto, por exemplo (retornando aos valores dados na Tabela 4.1), o aumento da capacitância do capacitor C_o traz uma redução maior do que um aumento da capacitância do capacitor C_i , conforme mostra a Fig. 4.34. Obviamente, cada caso tem que ser avaliado separadamente, de acordo com os objetivos do projeto, já que as tensões e as correntes nestes componentes são diferentes.

4.3.4 Validação da modelagem para o conversor *boost*

Com a finalidade de validar a metodologia de cálculo apresentada para o conversor *boost*, o circuito apresentado pela Fig. 4.35 foi implementado em laboratório. O gerador PEM utilizado é composto de 48 células e os terminais do conversor estão conectados diretamente aos terminais deste dispositivo eletroquímico, ou seja, não há nenhum outro componente neste caminho. A CaC é a mesma utilizada para obtenção de parâmetros no capítulo 2. Os valores dos componentes utilizados na implementação foram mensurados e estão apresentados na Tabela 4.2. O capacitor C_i foi utilizado

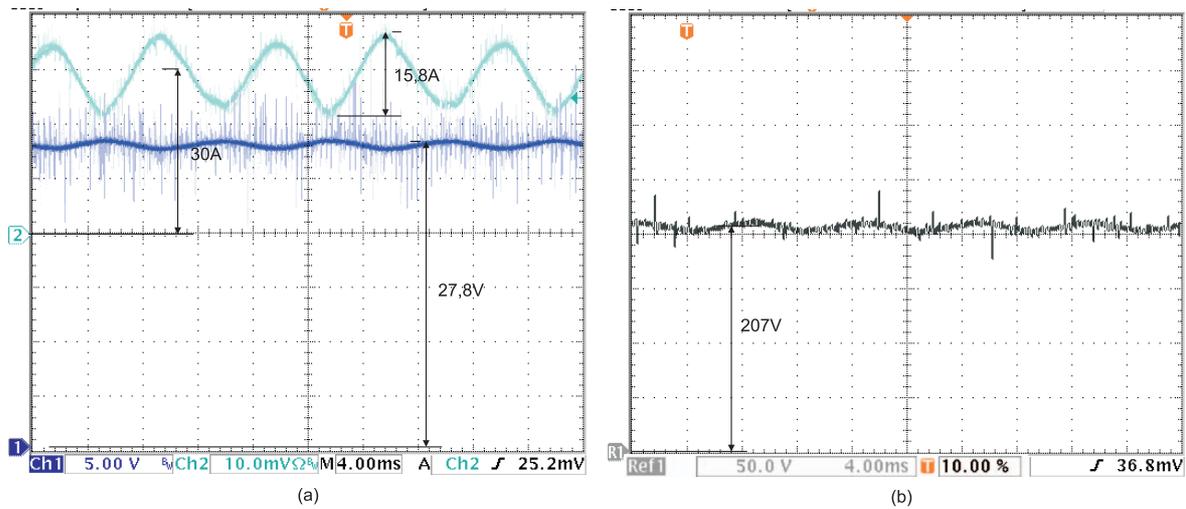


Fig. 4.30: (a) Corrente (10A/div) e tensão (5V/div) de entrada do conversor *push-pull*; (b) tensão de saída do conversor (50V/div).

Tabela 4.2: Valores dos parâmetros obtidos no projeto de um conversor *boost* de 500W.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Ci	320 μF	RCi	208 $m\Omega$
Li	120 μF	RLi	15 $m\Omega$
Co	4,62 mF	RCo	14,4 $m\Omega$
Cx	40.000 μF	RCx	20 $m\Omega$
S1	IRFP4710	D1	MUR1520
D	0,312	Rsh	10 $m\Omega$
ZCaC	0,283 Ω		

para filtrar as componentes na frequência de comutação e o capacitor Cx é posteriormente colocado no circuito para auxiliar na legitimação dos resultados. O resistor Rsh representa a resistência *shunt* utilizada na implementação do circuito.

Exemplo de cálculo

A partir do circuito apresentado pela Fig. 4.35, pode-se obter seu equivalente CA conforme apresentado pela Fig. 4.36. A relação de transformação representada pelo transformador ideal para o conversor *boost* foi descrita por (4.53). Então, através de análise de circuitos, obtém-se a equação que determina o valor da componente de baixa frequência de corrente que circula através da CaC, conforme apresentado por (4.78).

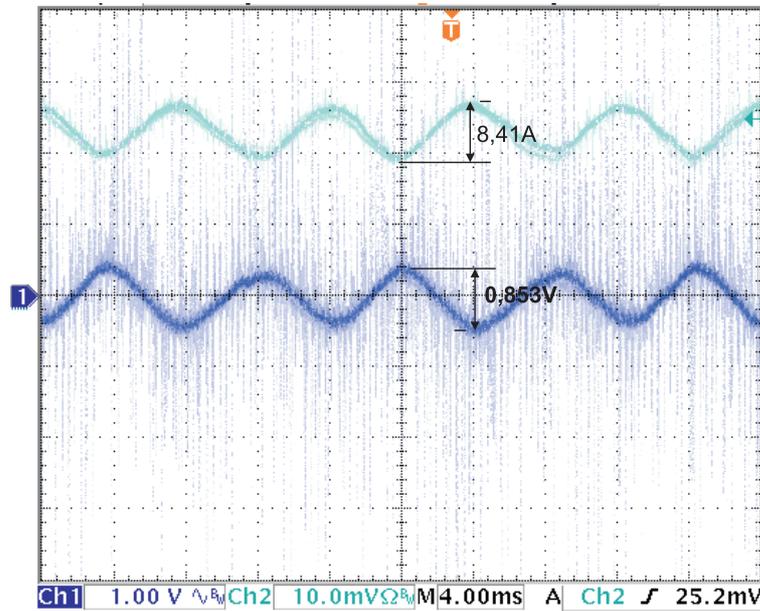


Fig. 4.31: Corrente (10A/div) e tensão (1V/div) das CaCs após o paralelismo realizado por diodos.

$$\overline{ICaC} =$$

$$\frac{ZCi.ZCo.ZCx}{\left(((ZCi + Rsh + ZLi)ZCx + (Rsh + ZLi)ZCi) F(D)^2 + ZCo(ZCx + ZCi) \right) ZCaC + ZCi.ZCx(ZCo + (Rsh + ZLi)F(D)^2)} \quad (4.78)$$

Sendo $Icap$ descrito por (4.79), substituindo-se em (4.78) os valores dos parâmetros apresentados na Tabela 4.2, tem-se em (4.80) o valor de pico da corrente $ICaC$.

$$Icap = 2,3A \quad (4.79)$$

$$|ICaCp| = \overline{ICaC} \cdot Icap = 0,274 \cdot 2,3 = 0,635A \quad (4.80)$$

Resultados de simulação

Apresenta-se na Fig. 4.37 os resultados de simulação do circuito equivalente CA. Para realizar esta simulação, foram utilizados os mesmos valores dos parâmetros utilizados nos cálculos. O valor de pico a pico da componente de 120 Hz da corrente, obtido nesta simulação, é de 1,26 A que, conforme é esperado, está bem próximo ao valor calculado.

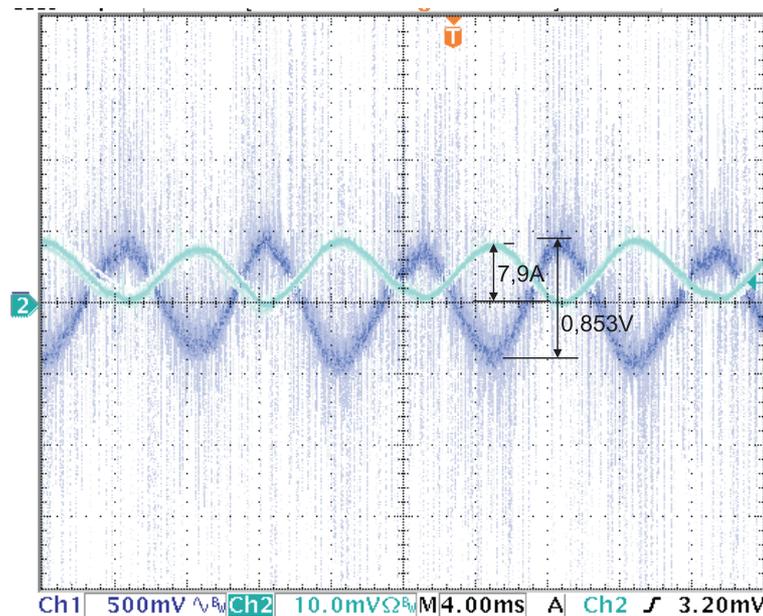


Fig. 4.32: Corrente (10A/div) e tensão (0,5V/div) das baterias após o paralelismo realizado por diodos.

Resultados experimentais

O conversor *boost* apresentado pela Fig. 4.35 foi implementado em laboratório. Operando em malha aberta e sendo alimentado pela CaC, este conversor foi submetido a uma carga que drena uma corrente de 5,6 A de valor médio com uma componente senoidal de 120 Hz sobreposta ao valor médio, com amplitude de 2,32 A de pico. A CaC utilizada nesta seção é composta por 48 CaCs unitárias, sem qualquer componente elétrico conectado após o elemento eletroquímico. A tensão de saída do conversor foi ajustada em 48V e a tensão da CaC, por consequência do consumo de energia, é de 33V. As formas de onda da tensão de saída do conversor *boost* e da sua corrente de saída são apresentadas pela Fig. 4.38. A Fig. 4.39 mostra a forma de onda da corrente da CaC. Nesta figura pode-se verificar que o valor de pico da corrente situa-se em torno de 480 mA, que é um pouco menor do que apresentaram os resultados teóricos e de simulação. Esta diferença justifica-se pelas simplificações adotadas na obtenção do circuito equivalente, como por exemplo a não observação das perdas nos interruptores, mas ainda assim a diferença é aceitável. Simulando-se o circuito completo do conver-

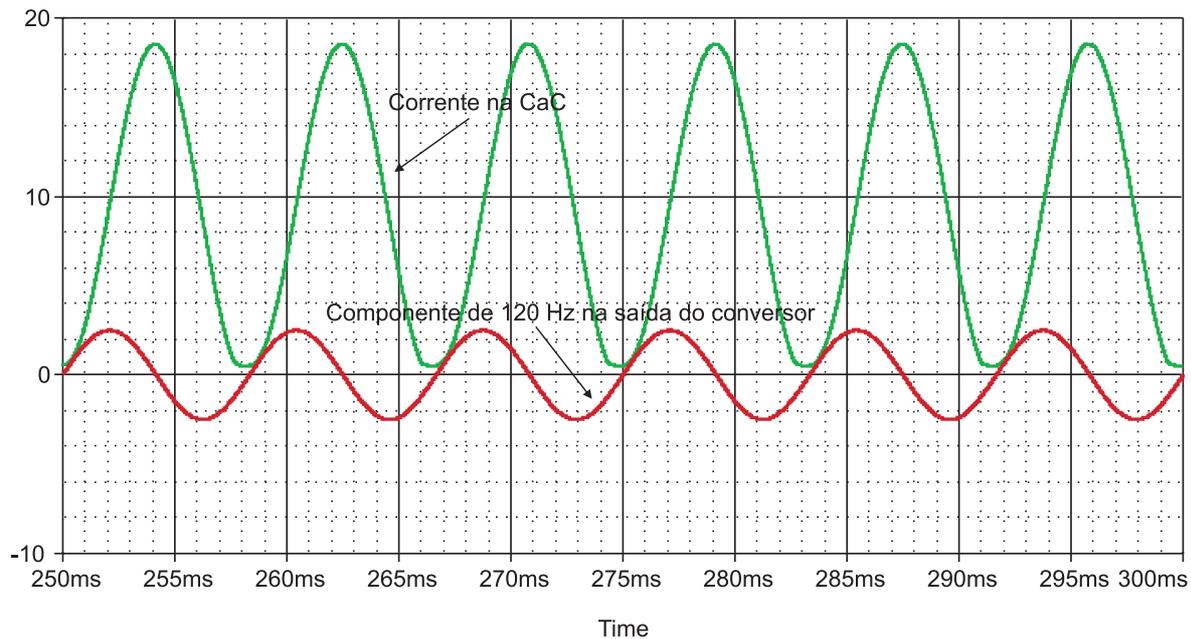


Fig. 4.33: Exemplo de caso de ressonância no circuito do conversor *push-pull*.

tor *boost* com interruptores ideais (S ligado com resistência $\approx 1n\Omega$ e S desligado com resistência $\approx 10M\Omega$) o valor da corrente na CaC coincide com os cálculos, resultando em 1,266 A de pico a pico. Da mesma forma, simulando-se o conversor com a utilização dos modelos dos interruptores reais, tem-se o valor resultante bem próximo ao valor obtido através da experimentação, ou seja, 984 mA de pico a pico. Para igualar os resultados de simulação e experimentação, uma resistência adicional de 43 $m\Omega$, obtida através de simulação, poderia ser adicionada no lado de baixa tensão do circuito equivalente, em série com o transformador ideal. A Fig. 4.40 apresenta os resultados de simulação da corrente na CaC, utilizando-se o conversor *boost* com interruptores ideais e com o modelo dos interruptores reais.

Removendo-se o capacitor C_x do circuito pode-se recalcular a corrente que circula pela CaC, conforme segue. Aplicando-se a função limite com Z_{C_x} tendendo a infinito em (4.78), tem-se (4.81). Assim, o capacitor passa a ter impedância infinita e é eliminado da equação original. Substituindo-se os valores dados na Tabela 4.2 determina-se o valor parametrizado da componente de 120 Hz na CaC, conforme (4.82). Sendo I_{cap} descrito por (4.83), pode-se calcular o módulo do valor de pico da corrente na CaC, de

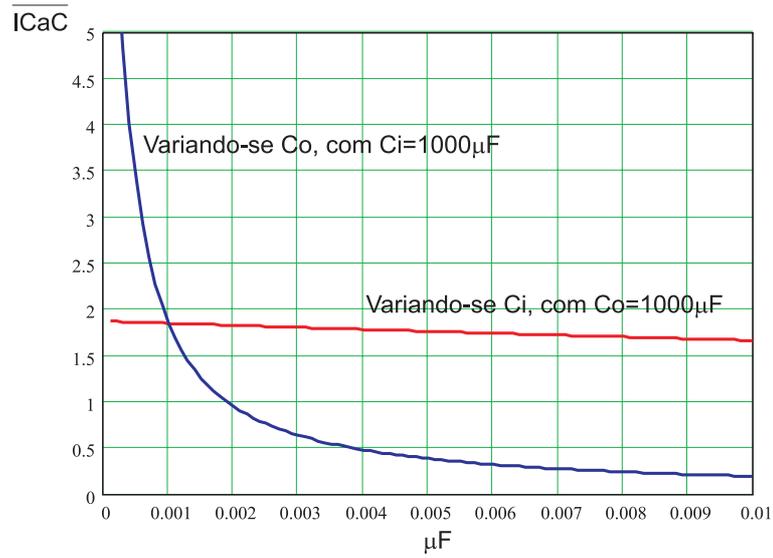


Fig. 4.34: Corrente na CaC parametrizada para variações nos valores de C_i e C_o , considerando-se ambas RSEs iguais a zero.

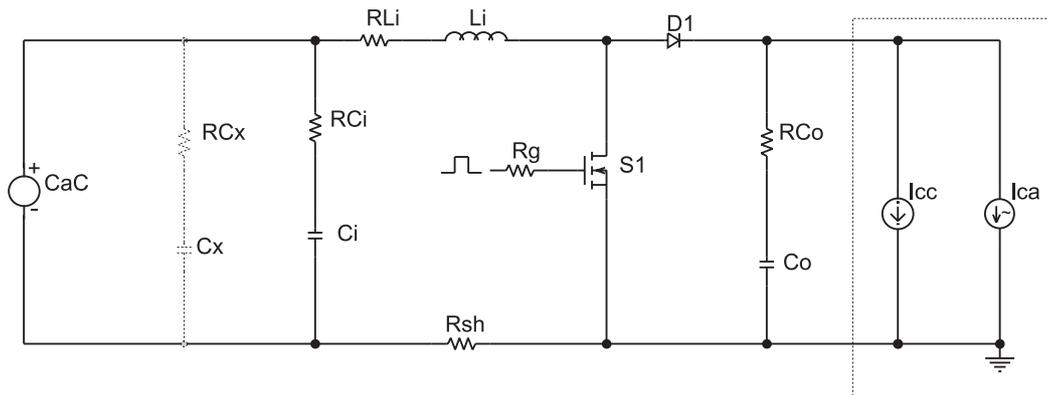


Fig. 4.35: Conversor implementado em laboratório.

acordo com (4.84).

$$\overline{I_{CaC}} = \frac{Z_{Ci} \cdot Z_{Co} \cdot F(D)}{\left((Z_{CaC} + Z_{Li} + R_{sh}) \cdot F(D)^2 + Z_{Co} \right) Z_{Ci} + \left((R_{sh} + Z_{Li}) F(D)^2 + Z_{Co} \right) Z_{CaC}} \quad (4.81)$$

$$\overline{I_{CaC}} = 0,616A \quad (4.82)$$

$$I_{cap} = 1,92A \quad (4.83)$$

$$|I_{CaCp}| = \overline{I_{CaC}} \cdot I_{cap} = 0,616 \cdot 1,92 = 1,183A \quad (4.84)$$

Os resultados de simulação do circuito equivalente CA são mostrados pela Fig.

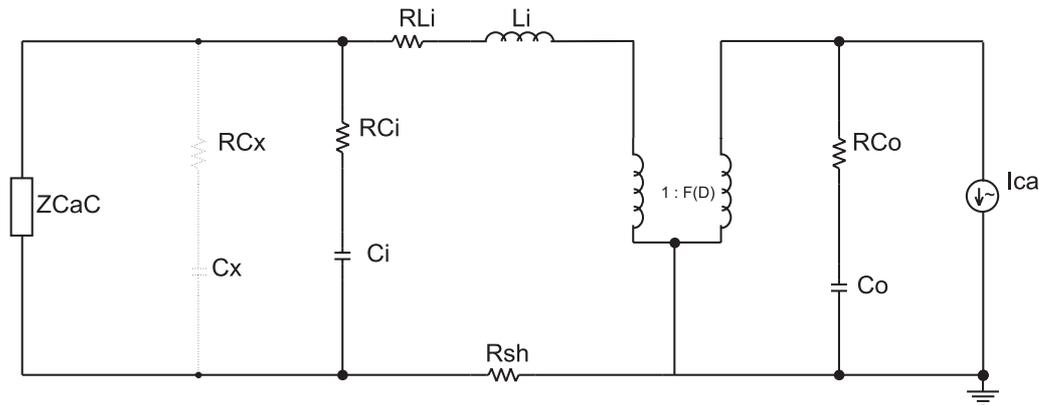


Fig. 4.36: Circuito equivalente CA do conversor *boost* alimentado pela CaC.

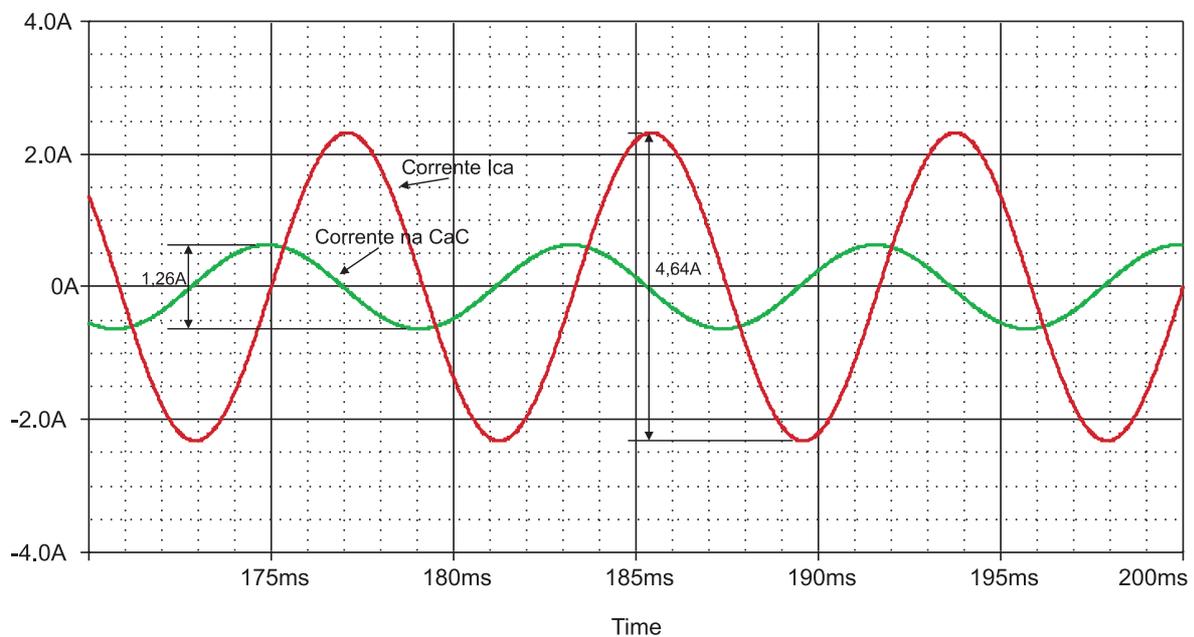


Fig. 4.37: Resultados de simulação do circuito CA equivalente do conversor *boost*.

4.41. O valor de pico da componente de corrente na frequência de 120 Hz é de 1,20 A, conforme esperado. Os resultados experimentais referentes à operação do conversor sem a existência do capacitor C_x e sua resistência série equivalente são apresentados pelas Figs. 4.42 e 4.43. Na Fig. 4.42, tem-se as formas de onda da tensão e da corrente de saída do conversor. A corrente circulante na CaC é apresentada pela Fig. 4.43. Novamente, os resultados teóricos e experimentais são similares.

Observa-se que o conversor adotado nesta seção foi utilizado apenas para validar o método mais geral de quantificação da ondulação de corrente em baixa frequência

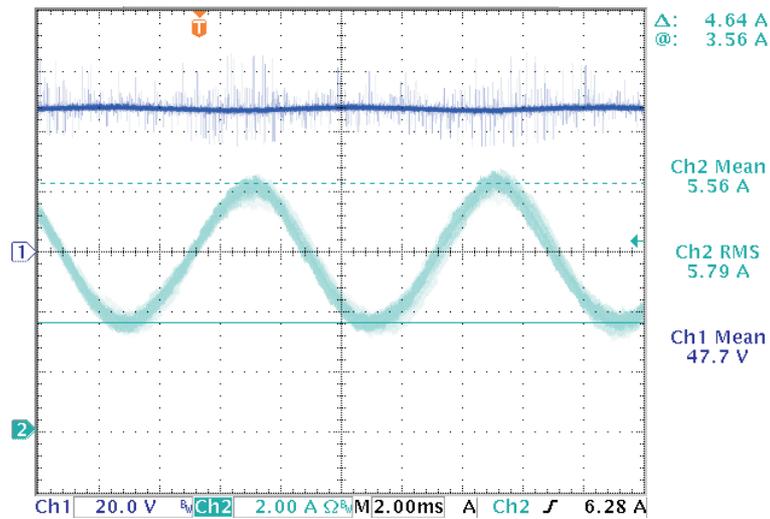


Fig. 4.38: Resultados experimentais do conversor *boost* da Fig. 4.35.

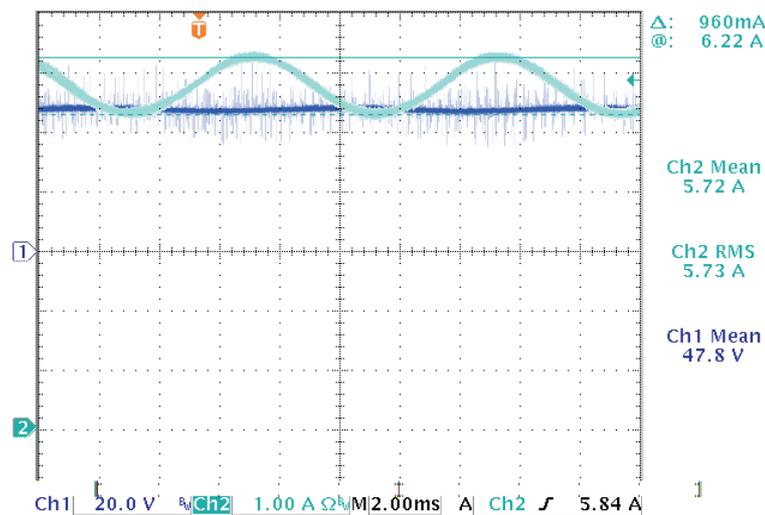


Fig. 4.39: Resultados experimentais do conversor *boost* da Fig. 4.35

para conversores elevadores e abaixadores e que não houve conexão do conversor com um inversor como no caso anterior, já que a tensão é baixa (48 V) e teria pouca aplicabilidade. As correntes de saída do conversor foram geradas utilizando-se outro conversor. Entretanto, dois conversores em cascata poderiam ser utilizados para gerar tensões mais elevadas, sendo que a modelagem continuaria sendo válida, na qual os conversores podem ser representados separadamente.

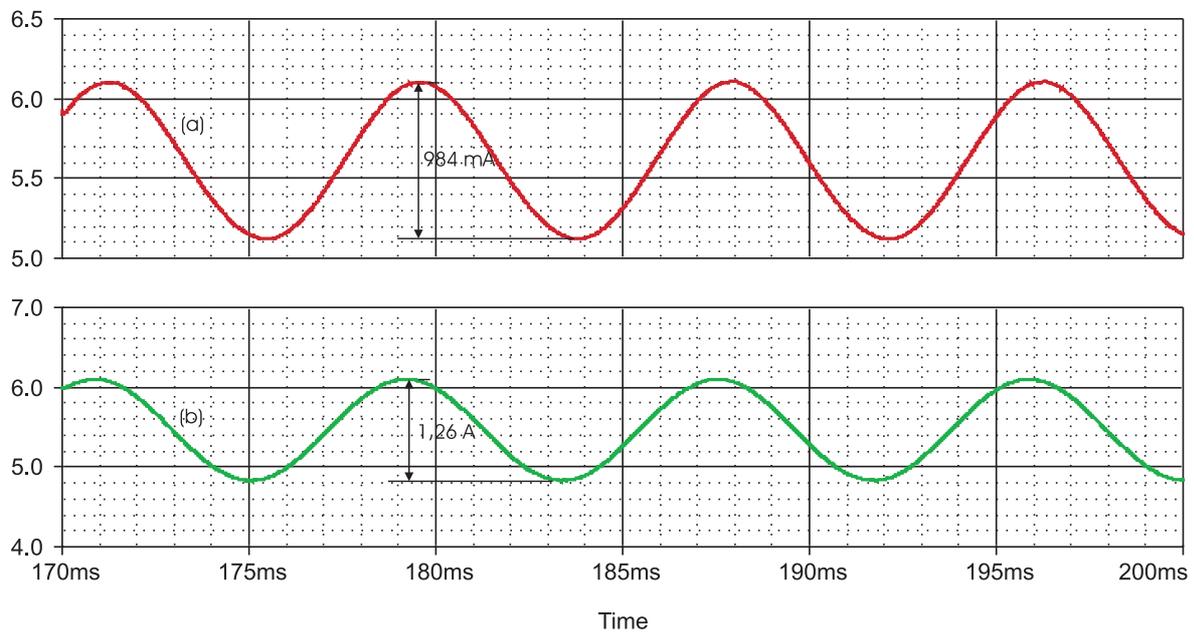


Fig. 4.40: Resultados de simulação da corrente na CaC: (a) utilizando o conversor *boost* com o modelo dos interruptores reais; (b) com interruptores ideais.

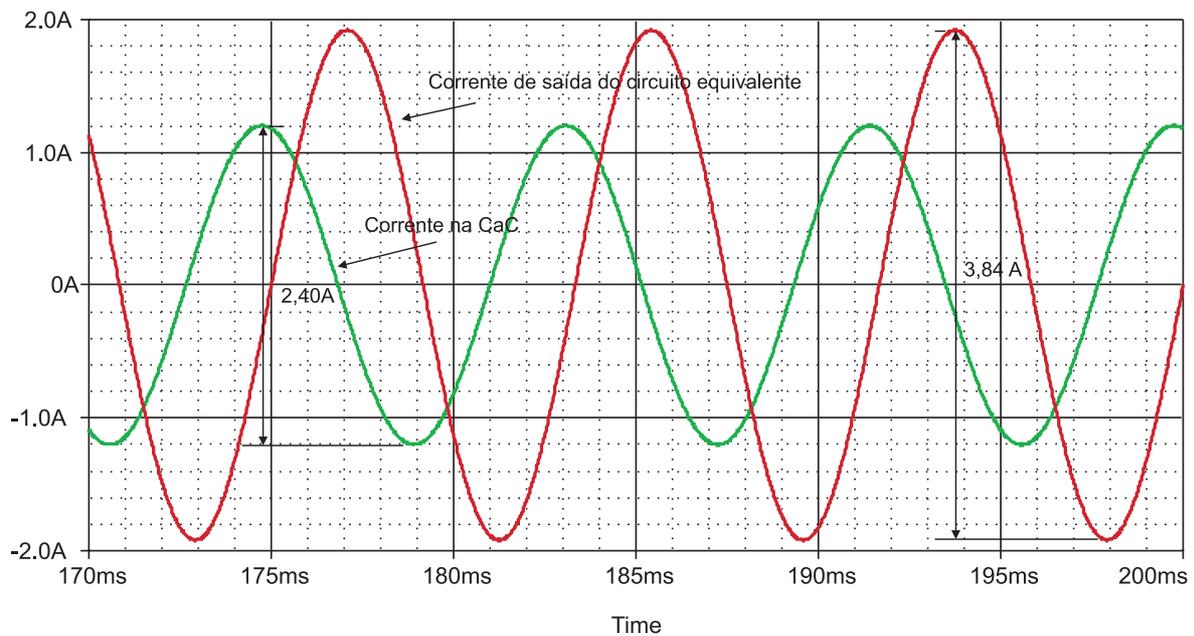


Fig. 4.41: Resultados de simulação do circuito CA equivalente do conversor *boost*, sem o capacitor C_x .

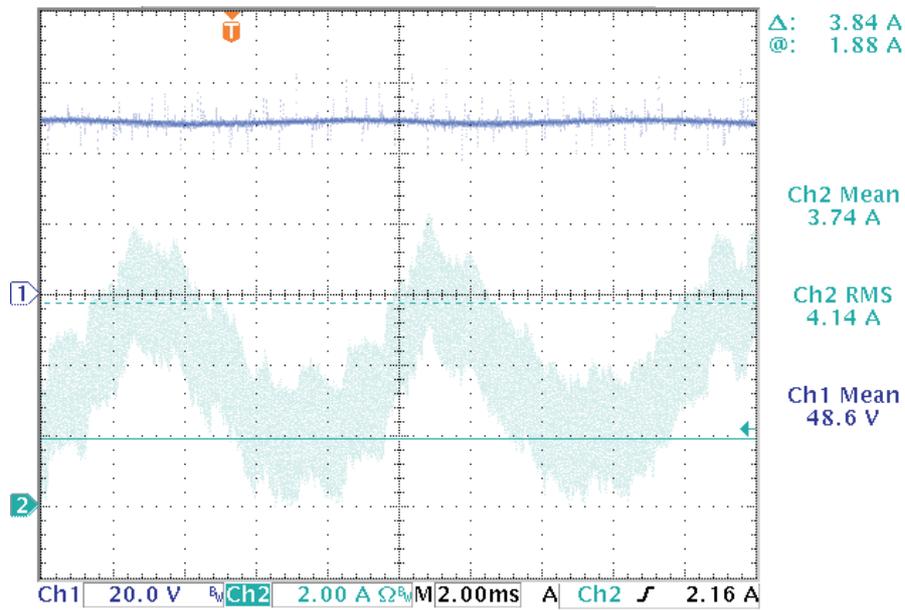


Fig. 4.42: Resultados experimentais do conversor *boost* da Fig. 4.35, desconsiderando-se C_x .

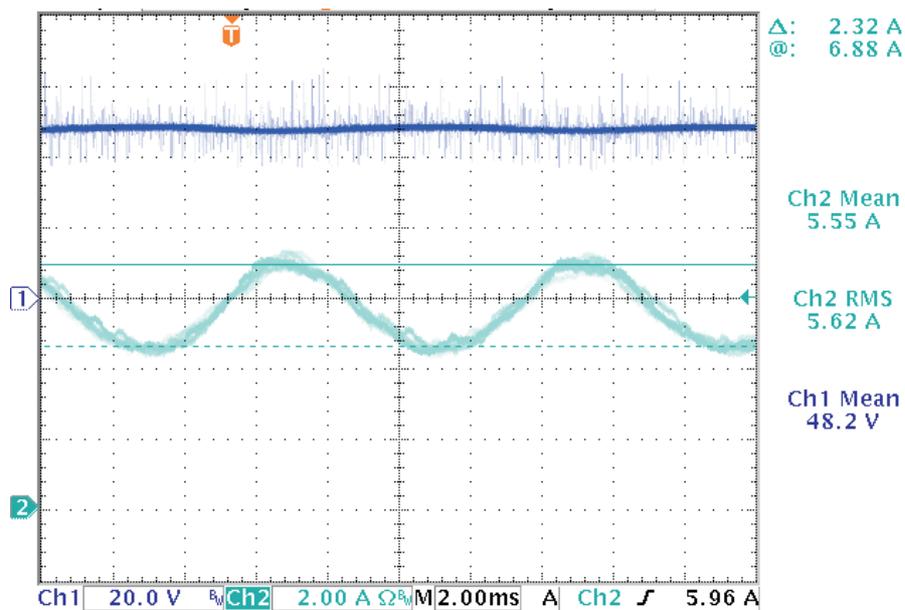


Fig. 4.43: Resultados experimentais do conversor *boost* da Fig. 4.35, desconsiderando-se C_x .

4.4 Conclusão

Em linhas gerais, este capítulo mostra a importância que deve ser atribuída ao estudo do sistema durante a fase de projeto de uma de suas partes, isto é, o projeto de conversores estáticos para CaCs tem suas peculiaridades que não podem ser negligenciadas. Primeiramente, apresentam-se algumas figuras de mérito que podem ser utilizadas para avaliar a qualidade de um sistema de conversão CC-CA monofásico. Dentre elas, destaca-se a utilização do conceito de fator de potência em sistemas de corrente contínua, o qual sofre redução, devido às ondulações de corrente de baixa frequência geradas pelo inversor monofásico. Este conceito traduz, de forma simples, a importância que deve ser dada ao projeto do estágio precedente ao estágio de inversão em que, normalmente, estes fenômenos não fazem parte do cálculo. Na sequência do trabalho, mostra-se que, em função da estratégia de controle adotada pelo estágio CC-CC, diferentes resultados podem ser obtidos em relação à circulação desta componente alternada de corrente pelo circuito, a qual tem impacto direto na eficiência do sistema.

Uma metodologia de cálculo foi apresentada, possibilitando a quantificação rápida e simples da circulação das ondulações de corrente em questão. A metodologia apresentada também possibilita a realização de simulações numéricas que consideram apenas as impedâncias do circuito, resultando em redução de tempo de simulação quando o objetivo for prever a distribuição da componente CA.

Ainda em se tratando da distribuição da componente CA, buscou-se apresentar uma forma mais abrangente para representar o estágio CC-CC, considerando-se diferentes topologias de conversores, sendo que esta representação pode ser efetuada considerando-se a relação de conversão V_o/V_i , ou seja, o ganho estático do conversor. Os resultados obtidos foram validados através de simulações e também de experimentações para duas topologias de conversores clássicos. A análise não trata da utilização de cargas não-lineares conectadas à saída do inversor, já que a propagação das ondulações de corrente em frequências mais elevadas do que o dobro da frequência da tensão de saída do

inversor são normalmente atenuadas pelas impedâncias do conversor.

Sabe-se que, pelos modelos apresentados no capítulo 2, a impedância da CaC é basicamente constituída de resistências e capacitâncias. As resistências podem ser sub-classificadas em resistências relativas às perdas por ativação e ôhmicas e, as capacitâncias, são consequência do fenômeno conhecido como *charge double layer* que ocorre na região de fronteira entre o eletrodo e o eletrólito. Então, pode-se representar o modelo da impedância de uma CaC unitária através da Fig. 4.44. Entretanto, observou-se ao longo do trabalho que os parâmetros deste circuito são variáveis e de difícil identificação individual (anodo, catodo). Também há o fato de que os geradores utilizados neste capítulo são constituídos pela associação de CaCs unitárias e que, desta forma, pode haver diferença entre os valores dos parâmetros. Por esta razão, este trabalho considerou o circuito simplificado, representando-se a impedância pelo seu valor equivalente e para um ponto de operação determinado. Então, comprova-se experimentalmente que a CaC, quando alimentada pelo sistema apresentado pela Fig. 2.18, pode ter sua impedância medida e representada desta maneira. Em outras situações, pode-se obter o valor mínimo da impedância da CaC ao longo de toda a faixa de operação, o que resulta no valor máximo da circulação de corrente CA. Para a CaC em questão, o valor mínimo do módulo desta impedância é de $0,212 \Omega$. A maior diferença ocorre em baixas correntes (nível CC), em que o valor da impedância aumenta com comportamento não-linear. A variação da impedância em relação ao seu valor médio foi de +22,9 % e -22,3 %, variando-se a componente CC de 5 a 17 A. A variação do módulo da impedância, em função da amplitude da componente alternada também ocorre, porém em proporções reduzidas para o arranjo testado (48 CaCs). Esta variação situou-se na faixa de +12,5 % e -5 % para variações de 3 a 17 A de pico com frequência de 120 Hz. Como os parâmetros variam, o conceito de impedância deve ser usado com cautela, já que seu valor não varia apenas com a frequência.

Fica evidente a importância que deve ser dada em se compreender com leis fundamentais o comportamento da impedância de uma CaC em toda a sua faixa de potência

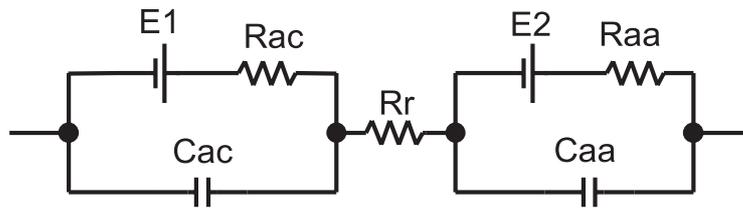


Fig. 4.44: Representação do modelo de uma CaC separadas por eletrodo.

de operação e em função das variações dos fatores externos, como a própria corrente e a temperatura. Entretanto, esta pesquisa exige multi-disciplinaridade e cooperação entre especialistas de diferentes áreas e é deixada aqui como possibilidade de pesquisa futura, porém de grande interesse e aplicabilidade.

Capítulo 5

Técnicas de Redução da Circulação de Energia Reativa Através da CaC

5.1 Introdução

Um dos requisitos para que a tecnologia de CaCs tenha sucesso comercial é que a eficiência total do sistema seja elevada. E para que esta eficiência esteja dentro de valores aceitáveis, entre outros fatores, é necessário que a taxa de utilização do combustível disponibilizado à CaC seja maximizada, ou seja, o excesso de combustível fornecido deve ser igual ou próximo a zero. A literatura também já confirma que, para que a CaC forneça uma tensão de saída utilizável, é necessário que o fornecimento de combustível seja em quantidade maior do que a consumida nas reações, para que um valor mínimo de concentração de reagentes seja mantido no seu interior, mantendo assim as condições desejadas. Se não for fornecido excesso de combustível suficiente para manter a diferença de potencial ao longo de toda a CaC, danos internos podem ocorrer, como a oxidação de material. As CaCs alimentadas a hidrogênio puro têm potencial para zero ou quase zero excesso de combustível, porém técnicas especiais de projeto são necessárias para que isto seja obtido. Como existe um compromisso entre a eficiência e a durabilidade da CaC, a quantidade de reagentes a ser disponibilizada para

uma dada carga é estimada e expressa através de fatores de utilização. Porém, o método de obtenção destes fatores de utilização dos reagentes, mesmo em regime permanente, ainda não é bem compreendido porque o impacto destes fatores sobre a vida útil da CaC também não o é.

O texto apresentado acima foi transcrito e adaptado de [24] que é um dos trabalhos mais aprofundados e, talvez, o pioneiro que demonstre a preocupação sobre a influência das ondulações de corrente em CaCs do tipo PEM realizados até a data atual. O texto também relata que ainda não se tem pleno conhecimento acerca do valor máximo desta ondulação e quais as suas conseqüências exatas em relação a vida útil da CaC. Entretanto, alguns fabricantes de CaC sugerem um limite máximo de 2 % em relação ao valor médio da corrente, enquanto [24] sugere, em seus estudos preliminares, que para freqüências iguais ou abaixo de 120 Hz o limite de ondulação fique em 4 % para que o impacto desta ondulação possa ser desconsiderado. Em CaCs mais modernas esta especificação fica em torno de 25 % [68].

Independentemente das informações citadas acima, sabe-se também que há uma busca constante pela redução de custo e volume das CaCs do tipo PEM para que a sua fabricação torne-se viável. Um dos itens de redução é a quantidade de material condutor de elétrons utilizado nos eletrodos deste gerador (PEM), que na data atual tem, como principal composto, o grafite, sendo após a MEA (*Membrane Electrodes Assembly*) o segundo componente de maior custo na fabricação de uma CaC [69]. Adicionando-se a essa perspectiva as informações apresentadas no capítulo anterior, em que o aumento da corrente eficaz que circula pelos eletrodos pode chegar a 22 % e a falta de literatura técnica nessa área, tem-se a configuração de uma necessidade, que é a de pesquisar e propor algumas técnicas de redução desta ondulação, sendo este o objetivo deste capítulo.

Portanto, é apresentado, a seguir, um resumo das possíveis técnicas passivas e ativas de redução destas ondulações de corrente, incluindo no contexto a proposta principal deste capítulo, que é a utilização de filtragem ativa para efetuar tal tarefa. Todas

as análises ou resultados experimentais apresentados neste capítulo são baseados na arquitetura apresentada na Fig. 4.1, em que o conversor que compõe o estágio CC-CA é o *push-pull*, seguido do inversor de tensão monofásico, com esquema elétrico apresentado em [27].

5.2 Métodos de Redução da Ondulação de Corrente

Retomando-se a arquitetura monofásica de conversão CC-CA utilizada ao longo do capítulo anterior (Fig. 4.1), pode-se, por inspeção, verificar que, para bloquear ou reduzir a propagação da ondulação de corrente em baixa frequência, diferentes métodos podem ser utilizados. Pode-se bloquear esta propagação através do aumento da impedância entre o inversor e a CaC. Uma outra possibilidade é criar um caminho alternativo para circular as componentes alternadas de corrente, o que pode ser feito através da inserção de elementos de baixa impedância em paralelo com o barramento de corrente contínua. Ambas opções podem ser implementadas de forma passiva, utilizando-se apenas indutores e capacitores ou, através de circuitos eletrônicos comandados, denominados, neste texto, de filtragem ativa. Obviamente, a combinação de todos os métodos pode ser efetuada.

5.2.1 Filtragem passiva

O capítulo anterior mostra que é possível realizar a filtragem passiva das componentes alternadas de corrente, utilizando-se a topologia dos filtros já usualmente implementados para filtragem na frequência de comutação de conversores. Para tal, é suficiente que seja feita a escolha adequada dos valores dos componentes. Uma outra opção de filtragem passiva pode ser a utilização de filtros paralelos, sintonizados na frequência de interesse, os quais são auxiliados pela existência de impedância na fonte, como ocorre com as CaCs.

A Fig. 5.1 mostra a estratégia de utilização de um filtro paralelo sintonizado que

propicia um caminho alternativo à circulação da energia reativa. Este filtro passivo pode ser conectado próximo aos terminais das fontes de corrente contínua (Fig. 5.1 (a)), como também, pode ser conectado no ponto em que a energia reativa é gerada pelo inversor (Fig. 5.1 (b)). No caso em que o filtro é conectado na entrada do conversor CC-CC, a resistência equivalente das fontes pode ser considerada diretamente na função de transferência do filtro, conforme apresentado de (5.1) a (5.5). Na Fig. 5.2, são mostrados os resultados de simulação, utilizando-se os parâmetros apresentados de (5.6) a (5.10). Observa-se nesta figura que, com estes parâmetros, a filtragem não é efetiva. Na prática, a mesma situação pode ocorrer, já que filtros reais não possuem resistência nula, podendo ter valores próximos da resistência interna das fontes, dificultando a sua implementação.

$$R_s = \frac{RCaC \cdot RBat}{RCaC + RBat} \quad (5.1)$$

$$\omega_r = \frac{1}{Cf \cdot (Rs + Rf)} \quad (5.2)$$

$$\omega_{rf} = \frac{1}{Cf \cdot Rf} \quad (5.3)$$

$$\frac{Ifs(s)}{Iconv(s)} = \frac{s^2 \cdot Lf \cdot Cf + s \cdot Cf \cdot Rf + 1}{s^2 \cdot Lf \cdot Cf + s \cdot Cf \cdot (Rs + Rf) + 1} \quad (5.4)$$

$$\frac{Ifs}{Iconv(s)} = \frac{s^2/\omega_f^2 + s/\omega_{rf} + 1}{s^2/\omega_f^2 + s/\omega_r + 1} \quad (5.5)$$

$$R_s = 200m\Omega \quad (5.6)$$

$$R_f = 100m\Omega \quad (5.7)$$

$$C_f = 1000\mu F \quad (5.8)$$

$$L_f = 1750\mu H \quad (5.9)$$

$$I_{cap} = I_{cc} = 5A \quad (5.10)$$

Para ilustrar este comentário, apresentam-se na Fig. 5.3 os resultados de simulação referentes à conexão do filtro passivo na entrada do inversor, mantendo-se os mesmos parâmetros da simulação anterior. Conforme é esperado, a ondulação de corrente é praticamente toda drenada pelo filtro passivo.

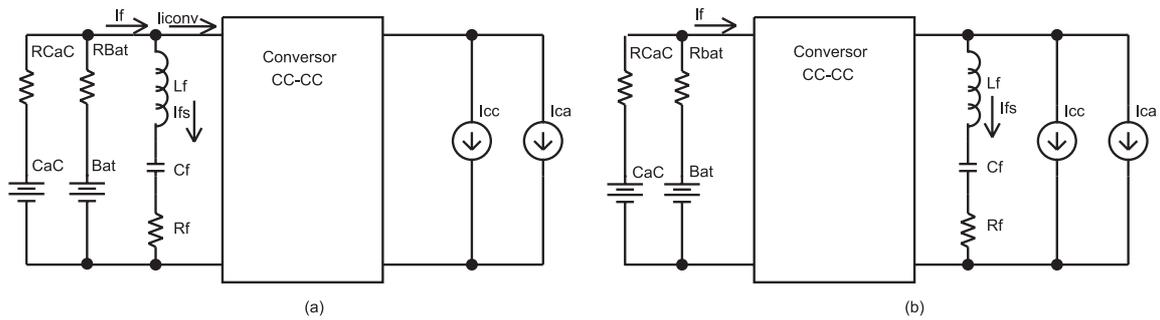


Fig. 5.1: (a) Filtro paralelo sintonizado colocado na entrada do conversor CC-CC; (b) filtro paralelo sintonizado colocado na saída do conversor CC-CC.

Um comparativo entre o volume do filtro para estas duas situações pode ser efetuado, tomando-se, como parâmetro, a energia nos indutores e capacitores. Entretanto, um projeto específico deve ser realizado para cada caso, pois se o filtro for conectado à entrada, pode-se utilizar uma capacitância maior, reduzindo-se a indutância e, desta forma, um valor de resistência adequado poderia ser conseguido, já que as RSE's dos capacitores são conectadas em paralelo. De qualquer forma, nem sempre a carga utilizada pelo inversor possui fator de potência unitário e, muitas vezes, pode ser composta por cargas não-lineares, implicando na necessidade de utilização de vários filtros sintonizados. Como consequência, pode-se ter uma maior complexidade no que tange à realização do controle do conversor. Como a técnica de filtragem passiva deve resultar em um volume maior do que as técnicas ativas, a sua implementação não é realizada neste trabalho.

5.2.2 Filtragem ativa

Um conversor CC-CC pode ser controlado de tal maneira a manter sua corrente de entrada praticamente isenta das ondulações provocadas pelo inversor, operando como um filtro de bloqueio e aprisionando as componentes alternadas em questão na sua saída. Uma das estratégias de controle que pode ser utilizada para realizar tal tarefa é o controle em cascata, em que a malha de tensão gera uma referência livre de ondulações para a malha de corrente, conforme apresentado pela Fig. 5.4. Este

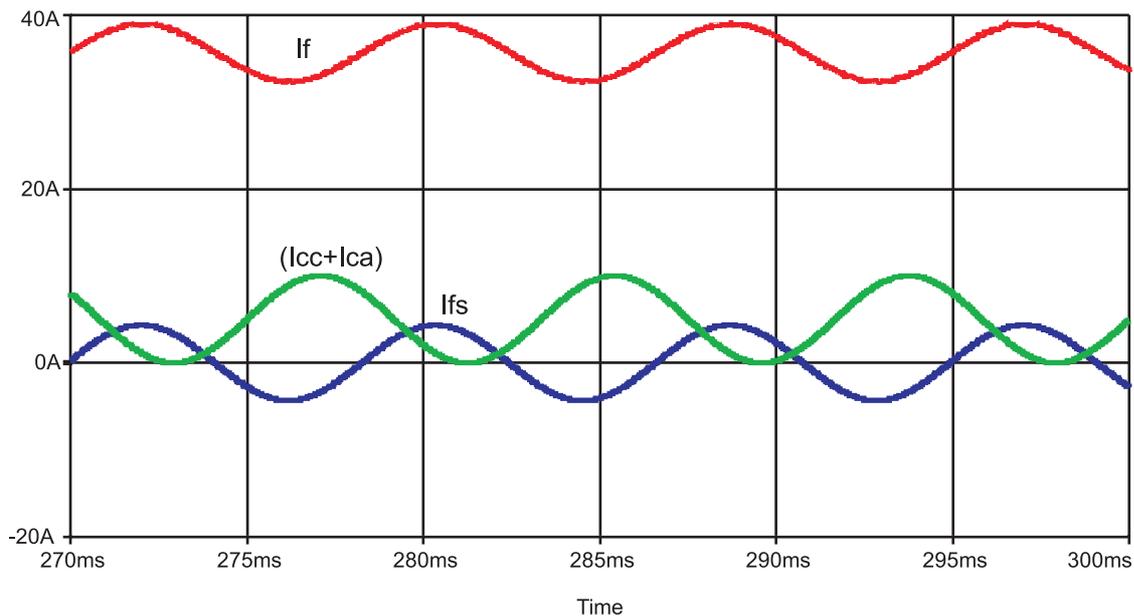


Fig. 5.2: Simulação de um filtro paralelo sintonizado conectado na entrada de um conversor CC-CC (*push-pull*).

exemplo de estratégia controla a tensão de saída do conversor pelo seu valor médio. O capacitor de saída do conversor passa a ser dimensionado para suportar a circulação do valor total de corrente eficaz, porém a ondulação máxima de tensão em baixa frequência também deve ser levada em consideração para não prejudicar a qualidade da tensão de saída do inversor.

A Fig. 5.5 mostra os resultados de simulação de um conversor *push-pull* operando com corrente controlada. Conforme é esperado, as componentes alternadas circulam pelo capacitor C_o , provocando uma ondulação de tensão de baixa frequência. Como esta energia reativa fica confinada na saída do conversor, ela não provocará perdas no indutor L_o .

Esta técnica de bloqueio é interessante, pois permite que a capacitância instalada na entrada ou na saída do conversor não seja demasiadamente aumentada para realizar a filtragem da corrente como ocorre na filtragem totalmente passiva. Há a exceção de que esta capacitância pode ser aumentada para reduzir a ondulação de tensão e/ou, devido as limitações tecnológicas, capacitores em paralelo podem ser necessários para

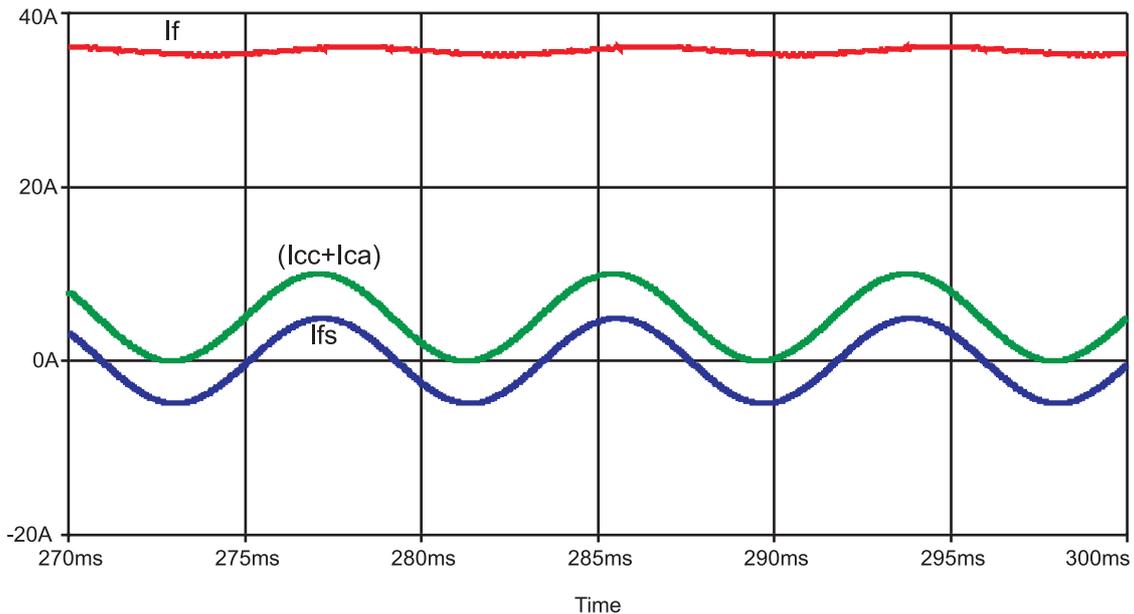


Fig. 5.3: Simulação de um filtro paralelo sintonizado conectado na saída de um conversor CC-CC (*push-pull*).

suportar a corrente eficaz total.

Influência da ondulação na tensão de entrada em um inversor monofásico com modulação de dois níveis

Seja o inversor de tensão monofásico, apresentado pela Fig. 5.6 (a): para simplificar a análise, primeiramente, considera-se que a tensão de entrada é isenta de ondulações, ou seja $\Delta V_{ca} = 0$ e que o inversor esteja operando em malha aberta. Utilizando-se a modulação a dois níveis apresentada na Fig. 5.6 (b), determina-se a tensão média instantânea da tensão de saída do inversor para um período de comutação, conforme (5.11) e (5.12). Sabendo-se que a tensão de saída do inversor deve possuir formato senoidal, pode-se determinar o comportamento da razão cíclica dos interruptores S1 e S4 dentro de um período de modulação, conforme (5.13) a (5.16). Observa-se que a razão cíclica dos interruptores S2 e S3 é complementar a razão cíclica de comando dos

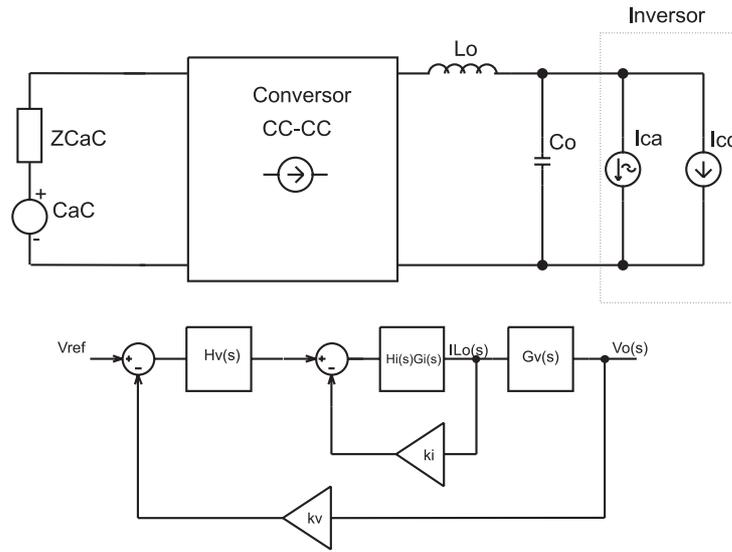


Fig. 5.4: Estrat\u00e9gia de bloqueio das ondula\u00e7\u00f5es de baixa frequ\u00eancia atrav\u00e9s do uso de conversores operando com corrente controlada.

interruptores S1 e S4, respectivamente.

$$V_{oinv_{medI}} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D \cdot T} E dt + \int_0^{T \cdot (1-D)} -E dt \right) \quad (5.11)$$

$$V_{oinv_{medI}} = E(2D - 1) \quad (5.12)$$

$$V_{oinv_{p.sen}(\omega t)} = E(2D(\omega t) - 1) \quad (5.13)$$

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{oinv_{p.sen}(\omega t)}}{E} \quad (5.14)$$

$$M_i = \frac{V_m}{V_p} = \frac{V_{oinv_{p}}}{V_{cc}} \quad (5.15)$$

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_i \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.16)$$

Usualmente, controla-se a tens\u00e3o de sa\u00edda do inversor para que esta seja senoidal e n\u00e3o seja afetada pela perturba\u00e7\u00e3o da ondula\u00e7\u00e3o de tens\u00e3o do barramento de corrente cont\u00ednua, o que resulta na necessidade de se utilizar uma raz\u00e3o c\u00edclica com comportamento diferente da descrita por (5.16). Apenas a t\u00edtulo de demonstra\u00e7\u00e3o, ser\u00e1 apresentada a seguir a influ\u00eancia da ondula\u00e7\u00e3o de tens\u00e3o do barramento CC na tens\u00e3o de sa\u00edda do inversor, caso (5.16) fosse utilizada para comandar os interruptores do inversor.

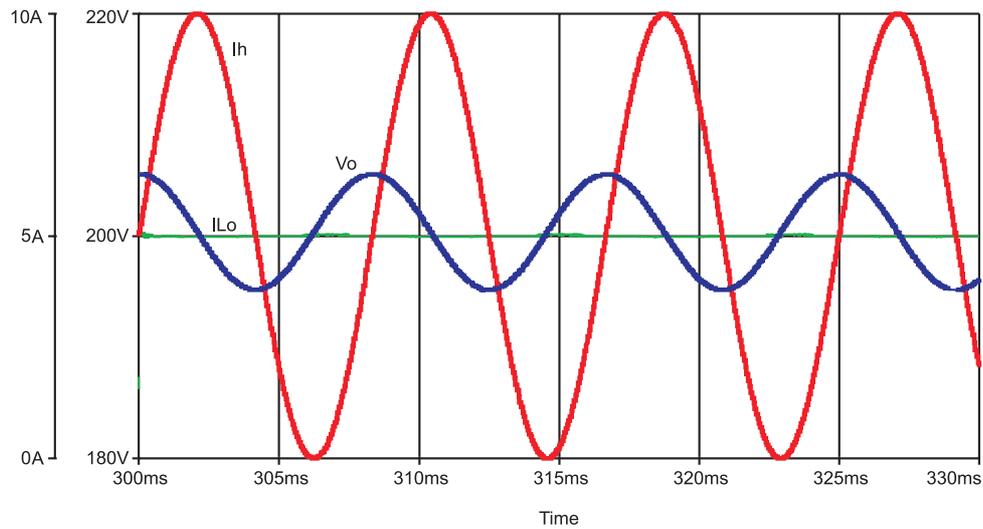


Fig. 5.5: Resultados de simulação de um conversor *push-pull* operando com corrente controlada.

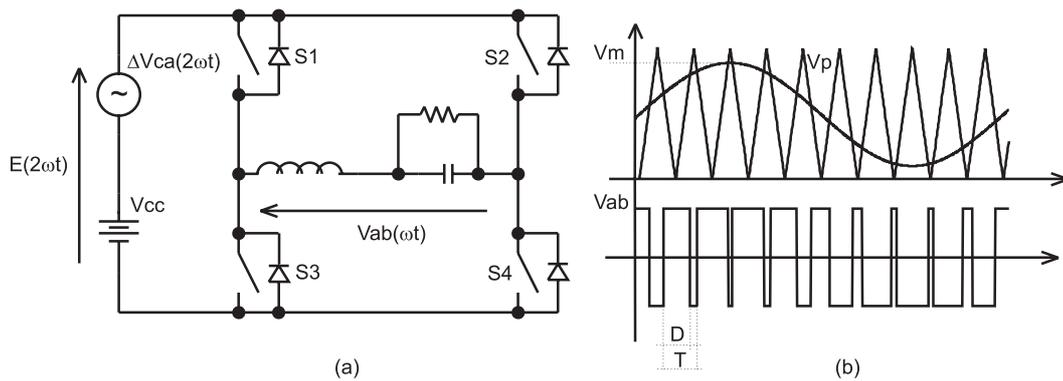


Fig. 5.6: Representação de um inversor monofásico com modulação bipolar a 2 níveis.

Considerando-se que a corrente de saída do conversor CC-CC seja controlada para ser constante, ou seja, livre de ondulações de baixa frequência, a potência pulsada do inversor monofásico provocará uma ondulação na tensão do barramento CC. Assim, a tensão deste barramento pode ser representada, utilizando-se (5.17). Reescrevendo-se (5.13) de tal forma que a ondulação do barramento seja considerada, tem-se (5.18). Substituindo-se (5.16) e (5.17) em (5.18), tem-se (5.19). Decompondo-se (5.19) em série de Fourier, tem-se (5.21). A taxa de distorção harmônica total da tensão de saída do inversor é influenciada pela ondulação do barramento da tensão de entrada, conforme (5.22) e (5.23). A curva da THD_v em função de γ está apresentada pela Fig. 5.7. O equacionamento e o ábaco apresentados foram gerados para fornecer ao

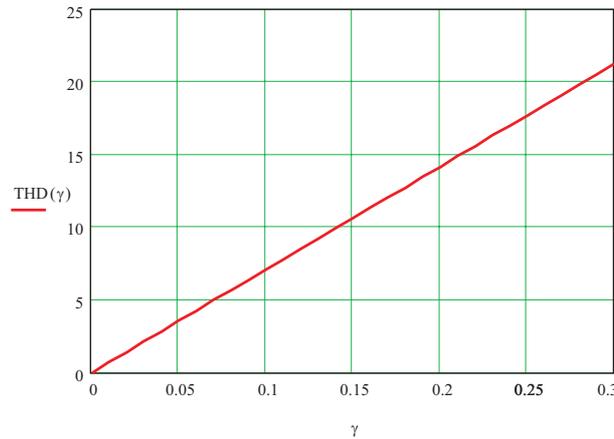


Fig. 5.7: Taxa de distorção harmônica total da tensão de saída do inversor em função de γ .

projetista uma imagem quantitativa da influência da ondulação do barramento CC na distorção da tensão de saída do inversor, facilitando a escolha do valor do capacitor de saída do conversor CC-CC. Obviamente, ao se controlar o inversor em malha fechada, esta distorção de tensão é atenuada, porém o equacionamento permite saber qual o valor da parcela de ondulação que pode contribuir para distorcer a sua tensão de saída, propiciando um projeto mais racional.

$$E(\omega t) = V_{cc} + \Delta V_{ca} \cdot \text{sen}(2\omega t) \quad (5.17)$$

$$v_{oinv}(\omega t) = E(\omega t) \cdot (2D(\omega t) - 1) \quad (5.18)$$

$$\overline{v_{oinv}(\omega t)} = \frac{v_{oinv}(\omega t)}{V_{oinv_p}} = \text{sen}(\omega t) + \gamma \text{sen}(2\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.19)$$

$$\gamma = \frac{\Delta V_{ca}}{V_{oinv_p}} \quad (5.20)$$

$$\overline{v_{oinv}(\omega t)} = \text{sen}(\omega t) + \frac{1}{2}\gamma \cdot \text{cos}(\omega t) + \frac{1}{2}\gamma \cdot \text{cos}(3\omega t) \quad (5.21)$$

$$THD_v(\gamma) = \sqrt{\frac{V_{oinv_{ef}}^2 - V_{oinv_{1ef}}^2}{V_{oinv_{1ef}}^2}} \cdot 100 \quad (5.22)$$

$$THD(\gamma)_v = 50\sqrt{2} \cdot \gamma \quad (5.23)$$

Conforme mencionado anteriormente, para que esta distorção seja atenuada, a razão cíclica dos interruptores do inversor não possui o comportamento descrito por (5.16). Assim, para a estratégia de modulação apresentada, pode-se determinar o comporta-

mento da razão cíclica em um período de modulação que permite eliminar a influência da ondulação, conforme (5.24). Esta equação não tem muita serventia prática, pois a função de modulação é automaticamente gerada pelo compensador de tensão do inversor. Contudo, mostra-se que a equação usualmente empregada para representar a razão cíclica no cálculo dos esforços de corrente dos interruptores do inversor não considera o efeito da ondulação do barramento de entrada. Entretanto, se (5.24) for utilizada no cálculo dos esforços de corrente de um inversor, alimentando uma carga com fator de potência unitário, os resultados em termos de corrente eficaz para um período de modulação serão exatamente os mesmos, não havendo a necessidade de se aumentar a complexidade do equacionamento. Além disso, a equação permite saber qual o valor máximo de γ , a fim de evitar que $D(\omega t)$ aproxime-se de 1 ou de 0, que são as limitações físicas da razão cíclica.

Na Fig. 5.8 (a), tem-se a forma de onda da tensão de saída de um inversor obtida teoricamente, utilizando-se as equações apresentadas neste texto. Em (b), tem-se o comportamento teórico da razão cíclica de comando dos interruptores do inversor para duas situações: a senoidal pura, que não considera a presença de ondulação no barramento de entrada, e a segunda, obtida de forma analítica, considera a existência desta ondulação. Os resultados de simulação deste inversor são apresentados pela Fig. 5.9. A taxa de distorção harmônica obtida através de simulação foi de 15,06 % e a THD obtida através de (5.23) foi de 16,3 %. A partir dos resultados, observa-se a possibilidade de presença acentuada da harmônica de ordem 3.

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{M_i \cdot \text{sen}(\omega t)}{\gamma \cdot \text{sen}(2\omega t) + 1} \quad (5.24)$$

A partir dos resultados apresentados, pode-se realizar uma reflexão acerca da estratégia de controle que deve ser empregada no estágio de conversão CC-CC. Se a corrente de saída do conversor é controlada para ser constante, livre de ondulações de baixa frequência, e a tensão de saída deste conversor possuir ondulação de baixa

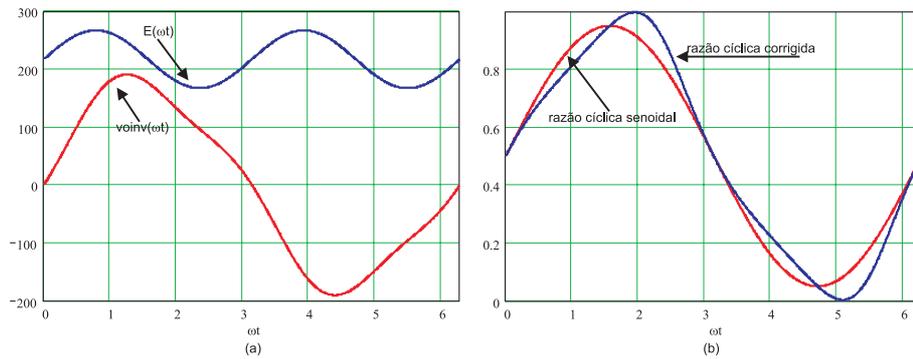


Fig. 5.8: (a) Resultados teóricos da forma de onda da tensão de saída de um inversor monofásico sendo alimentando com tensão de barramento distorcida, $\gamma = 0,23$, $V_{cc} = 217V$; (b) razões cíclicas de comando do inversor, senoidal e corrigida para evitar distorção harmônica.

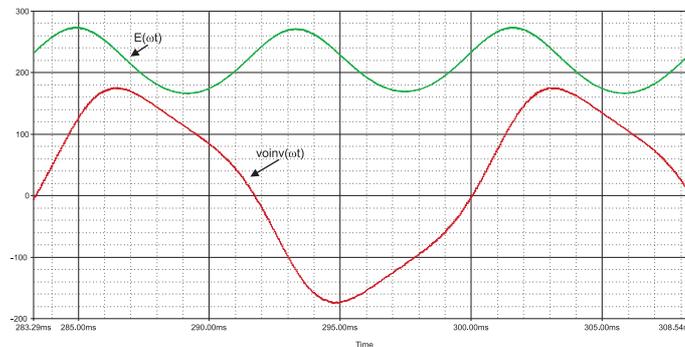


Fig. 5.9: Resultados de simulação da forma de onda da tensão de saída de um inversor monofásico sendo alimentando com tensão de barramento distorcida. $\gamma = 0,23$, $V_{cc} = 217V$.

freqüência, constata-se que a potência instantânea processada por este conversor possui ondulação e, por conseqüência disso, haverá na corrente da fonte de alimentação (CaC) a presença de ondulação de corrente em baixa freqüência. Neste caso específico, a ondulação de corrente pode ser reduzida, diminuindo-se a variação da potência instantânea *sentida* pelo conversor, e isto pode ser realizado aumentando-se o valor da sua capacitância de saída. O valor idealizado da ondulação da corrente de entrada do conversor pode ser determinado utilizando-se (5.25).

$$\Delta I_{iconv} = \frac{I_{oconv} \cdot \Delta V_{oconv}}{V_{iconv}} \quad (5.25)$$

Para que não haja ondulação de corrente na fonte de alimentação do conversor, aqui

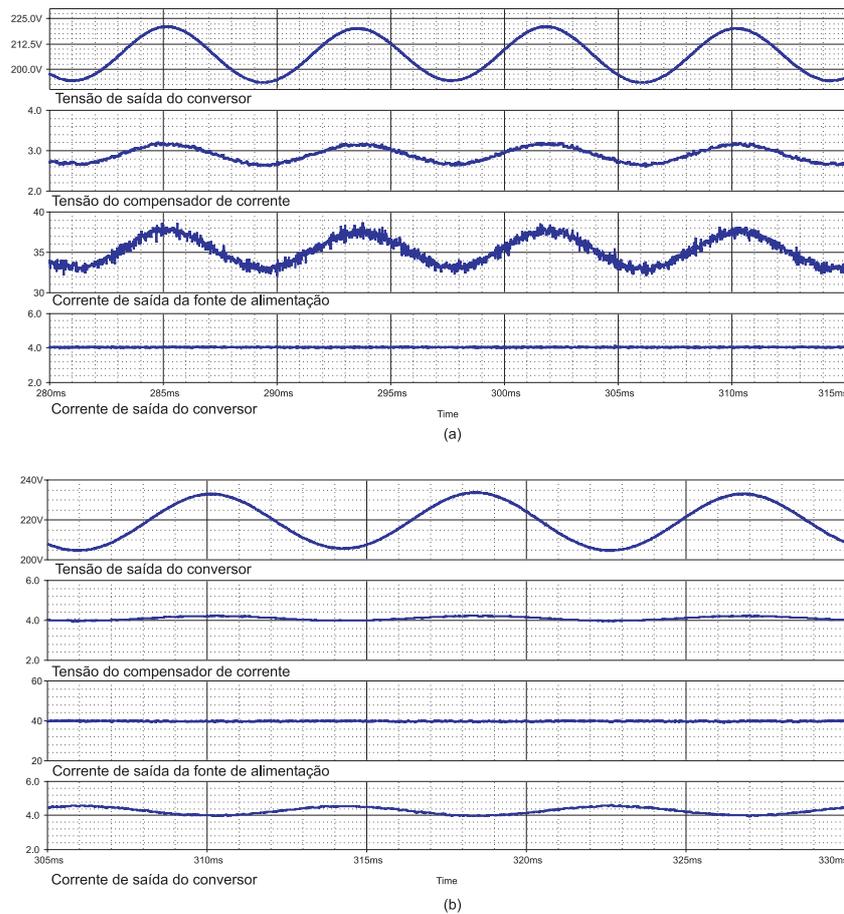


Fig. 5.10: Resultados de simulação (valores médios instantâneos): (a) Conversor *push-pull* com corrente de saída controlada; (b) Conversor *push-pull* com corrente de entrada controlada.

entende-se CaC, é necessário que a corrente de entrada do conversor seja controlada para ser constante. Por conseqüência, tomando-se a topologia do conversor *push-pull* como exemplo, a corrente no indutor de saída possuirá uma componente de baixa frequência.

A Fig. 5.10 (a) mostra o comportamento das correntes de entrada e de saída de um conversor sendo controlado para que a corrente de saída seja constante. Observa-se, nesta figura, que na corrente da fonte há a presença de ondulação de corrente. A Fig. 5.10 (b) mostra os resultados de simulação de um conversor sendo controlado para que a corrente de entrada seja constante. Nesta figura, pode-se notar que a ondulação de corrente circula através do indutor de saída deste conversor.

5.3 Projeto de um Filtro Ativo para Sistemas de CaCs

A exemplo do que pode ser realizado utilizando-se a filtragem passiva sintonizada, mostra-se, nesta seção, que é possível adicionar um filtro ativo em paralelo com o barramento de tensão contínua, com a finalidade de drenar as ondulações de corrente geradas pela inversão monofásica. Por conseqüência, esta técnica permite reduzir ao mínimo as ondulações de tensão oriundas das variações periódicas de corrente, pois drena e fornece periodicamente a variação da potência instantânea, deixando para o circuito a montante (no sentido do fluxo de energia) o fornecimento de potência constante. Por não se tratar de uma técnica sintonizada de filtragem, sua largura de banda em frequência torna possível a remoção de correntes em outras frequências de interesse, que podem surgir, devido a utilização de cargas não-lineares na saída do inversor. O filtro ativo para corrente contínua pode ser conectado no ponto de origem das ondulações que, neste caso, situa-se no barramento de entrada do inversor ou pode ser conectado na entrada do conversor CC-CC [61, 62].

5.3.1 Arquitetura e topologia

O interesse pelo filtro ativo, assim como pelas outras técnicas de filtragem apresentadas, é mais evidente nas arquiteturas que não processam potência instantânea constante. Por esta razão, utiliza-se, para o desenvolvimento deste trabalho, as arquiteturas apresentadas na Fig. 5.11, que são principalmente compostas por um inversor monofásico, um conversor CC-CC isolado (*push-pull*) e o gerador a H_2 . O ponto escolhido para conectar o filtro ativo situa-se na entrada do conversor CC-CC, com o objetivo de impedir que as ondulações de corrente se propaguem até a CaC ou as baterias. As arquiteturas apresentadas são basicamente as mesmas, com exceção de que, na Fig. 5.11 (b), não há a existência do banco de bateria ou do carregador de baterias e os terminais das CaCs são disponibilizados sem qualquer circuito de proteção

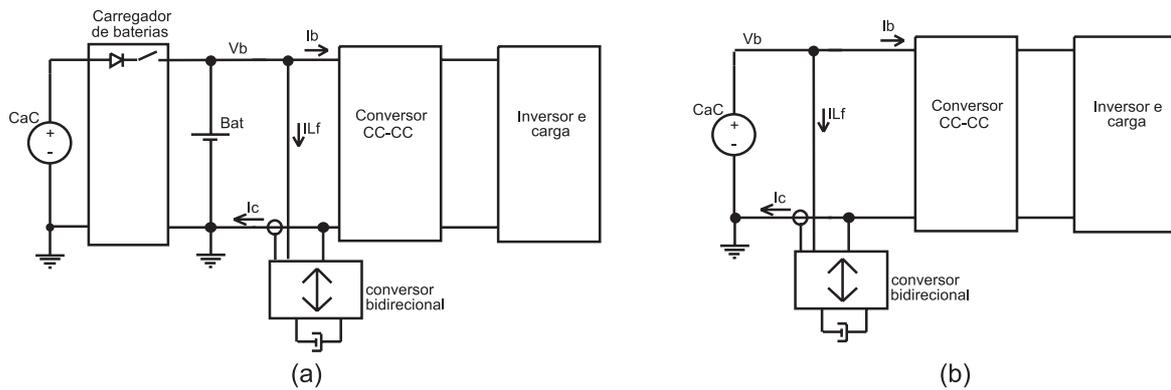


Fig. 5.11: Arquiteturas utilizadas nas quais o filtro ativo é implementado.

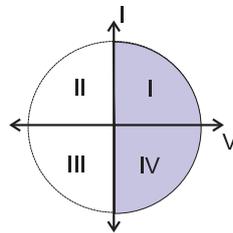


Fig. 5.12: Identificação dos quadrantes que o filtro ativo deve ser capaz de operar.

ou medição entre este gerador e o barramento CC. Como consequência desta escolha, tem-se que a solução utiliza parcialmente a filtragem passiva naturalmente presente no sistema (capítulo 4) sendo complementada pela filtragem ativa paralela, configurando um sistema híbrido.

Para que o filtro ativo cumpra adequadamente a sua função, uma das suas características primordiais é que a corrente, nos seus terminais de entrada, possa ser ora positiva ora negativa, de acordo com o semi-ciclo em questão; e que a tensão de entrada seja contínua. Então, os quadrantes que o filtro deve ser capaz de operar são o I e o IV, conforme ilustrado pela Fig. 5.12. Como esta tarefa requer a utilização de um conversor bidirecional, optou-se pela escolha da topologia apresentada na Fig. 5.13. Esta topologia é composta por um indutor, um capacitor, dois interruptores comandáveis e dois interruptores de comutação espontânea.

As etapas de operação deste conversor, desconsiderando-se os efeitos da comutação, são apresentadas na Fig. 5.14. Para operação apropriada do filtro, a tensão nos terminais em que o indutor L_f está conectado é menor do que a tensão entre os terminais em

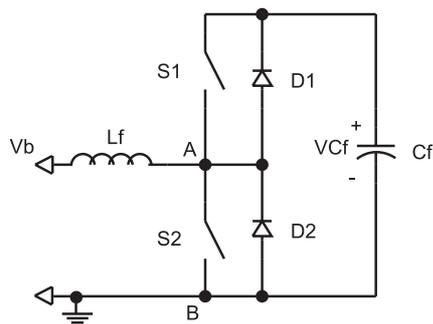


Fig. 5.13: Topologia do conversor bidirecional escolhida para implementação do filtro ativo.

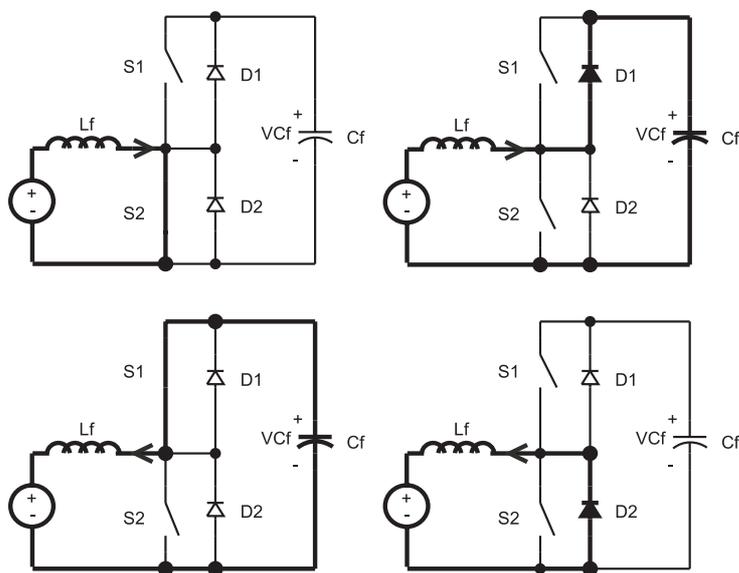


Fig. 5.14: Etapas de operação do filtro ativo.

que o capacitor C_f está conectado. Escolhendo-se conectar os terminais de menor tensão ao barramento CC (V_b), tem-se que o formato da corrente drenada ou fornecida pelo conversor bidirecional possui baixa ondulação de corrente na frequência de comutação, sendo esta a razão pela qual o conversor não é assim conectado ao barramento.

5.3.2 Estratégia de controle e modelagem do filtro ativo

Para que o filtro ativo possa ser implementado, há a necessidade de se controlar a corrente que circulará pelo indutor L_f e também a tensão sobre o capacitor C_f , a qual deverá ser maior do que a tensão do barramento V_b . Portanto, considerando-se que a tensão sobre o capacitor C_f seja constante, pode-se, através de uma modulação

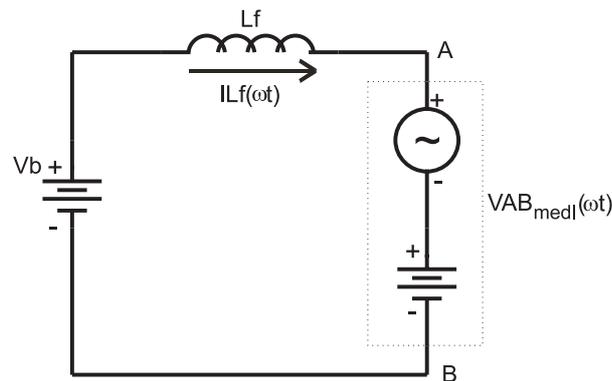


Fig. 5.15: Representação através de valores médios instantâneos da tensão aplicada pelos interruptores do conversor bidirecional.

adequada, controlar a tensão média entre os pontos A e B apresentados na Fig. 5.13. Como a tensão V_b também pode ser considerada constante, obtém-se o controle sobre a tensão média no indutor e, conseqüentemente, controla-se a sua corrente. Assim, através de uma modulação adequada, pode-se obter uma corrente alternada circulando através do indutor L_f . A Fig. 5.15 representa esta situação em que, idealmente, a modulação propicia o fornecimento de uma tensão com valor médio igual ao da fonte V_b e, sobreposto a este valor médio, está presente uma componente de tensão alternada com a freqüência que se deseja compensar com o filtro.

Sendo I_p a corrente de pico a ser drenada e, ω a freqüência desta corrente que tem o dobro da freqüência da tensão de saída de um inversor monofásico, pode-se determinar o valor médio instantâneo da tensão entre os pontos A e B, conforme apresentado de (5.26) a (5.29). O valor da tensão média instantânea entre os dois pontos mencionados está relacionado à tensão do capacitor C_f através de (5.30). Definido-se β como sendo a relação entre a tensão do barramento V_b e a tensão V_{C_f} e substituindo-se (5.30) em (5.29), é possível determinar o comportamento da razão cíclica para que uma corrente alternada circule através do indutor L_f , de acordo com (5.32). Conhecendo-se o valor da tensão de barramento V_b e o valor de I_p , determina-se o valor mínimo da tensão

sobre o capacitor Cf, conforme mostra (5.33).

$$-Vb + vLf(\omega t) + VAB_{medI}(\omega t) = 0 \quad (5.26)$$

$$iLf(\omega t) = Ip.\overline{sen}(\omega t) \quad (5.27)$$

$$vLf(\omega t) = Lf.\frac{d}{dt}Ip.\overline{sen}(\omega t) \quad (5.28)$$

$$VAB_{medI}(\omega t) = Vb - Lf.\omega.Ip.\overline{cos}(\omega t) \quad (5.29)$$

$$VAB_{medI} = VCf.(1 - D) \quad (5.30)$$

$$\beta = \frac{Vb}{VCf} \quad (5.31)$$

$$D(\omega t) = 1 - \beta + \frac{Lf.\omega.Ip.\overline{cos}(\omega t)}{VCf} \quad (5.32)$$

$$VCf_{min} > Vb + Lf.\omega.Ip \quad (5.33)$$

Sendo a estratégia de modulação realizada pela variação da largura dos pulsos utilizando frequência fixa, pode-se sugerir a obtenção da modulação descrita em (5.32), através de duas estratégias básicas de controle. A primeira delas está apresentada na Fig. 5.16, em que a corrente drenada pelo conversor CC-CC (I_c) é medida, extraíndo-se dela o seu valor médio. Desta forma, obtém-se uma referência proporcional à amplitude da corrente que deverá ser produzida pelo filtro ativo. Esta referência controla, através da malha interna, a corrente do indutor Lf. Para que o filtro possa ser implementado, a malha de tensão adiciona um nível CC na referência da corrente, controlando a tensão média sobre o capacitor Cf. Esta estratégia de controle necessita de pelo menos dois sensores de precisão e de um circuito que seja bem adaptado à leitura do valor alternado de corrente que circulará pelo indutor Lf. A malha de controle externa deve ser projetada de tal forma que o nível CC adicionado à corrente de referência não cause distorção a mesma.

Uma segunda estratégia de controle, que está apresentada na Fig. 5.17, pode ser utilizada. Esta estratégia consiste na amostragem da corrente que é drenada das fontes, como a CaC e à bateria, e no controle desta corrente a partir de uma referência

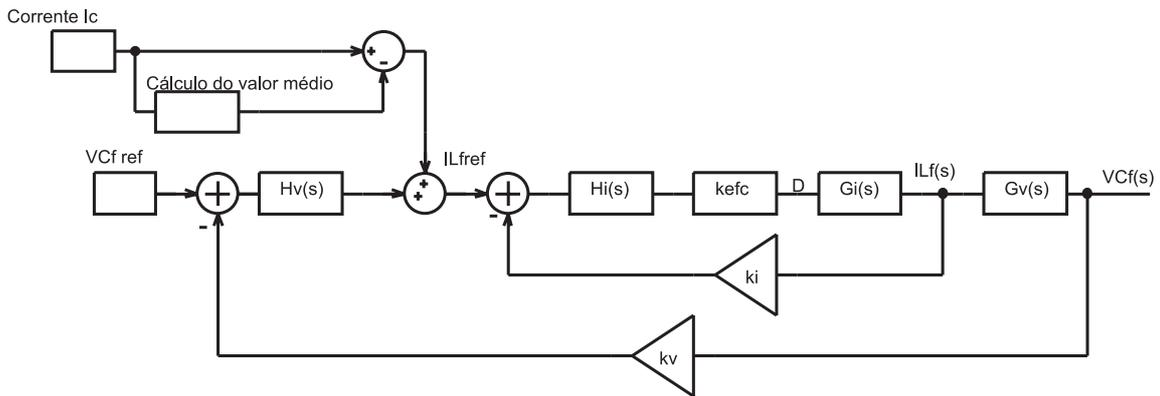


Fig. 5.16: Estratégia de controle do filtro ativo - opção 1.

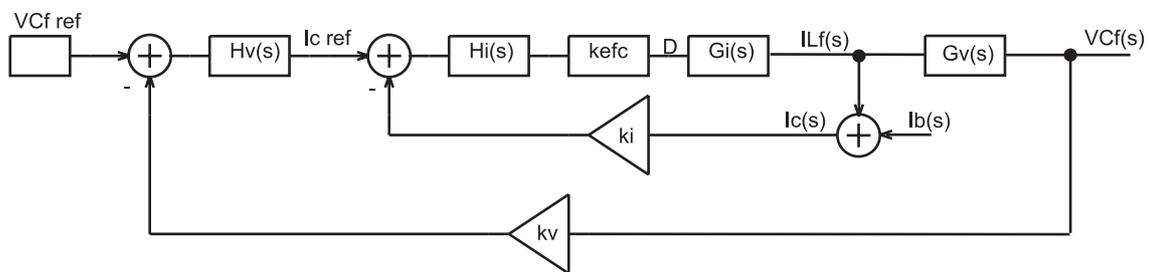


Fig. 5.17: Estratégia de controle do filtro ativo - opção 2.

constante. Esta solução é baseada em [70], que a utiliza para o controle de filtros ativos em tensão alternada. A corrente drenada pelo conversor CC-CA (I_b) é inserida no sistema como uma perturbação, sendo que a corrente I_c resultante deverá ser mantida livre de ondulações, já que é a corrente drenada das fontes. A referência de corrente pode ser obtida diretamente da malha de controle da tensão do filtro ativo. Assim, não haverá a necessidade de se utilizar um sensor de precisão para amostrar a corrente no indutor L_f . Esta solução apresenta uma maior simplicidade de implementação, pelo menos no que tange à utilização de circuitos integrados analógicos comerciais e ao sensor de corrente unipolar requerido. Portanto, esta foi a solução escolhida para ser realizada durante a elaboração do exemplo de projeto.

Para controlar a corrente do indutor L_f , pelos seus valores médios instantâneos, é necessária a obtenção da função de transferência $IL_f(s)/d(s)$. Os interruptores do conversor bidirecional podem ser comandados de forma complementar e, desta maneira, se forem utilizados MOSFETs como interruptores comandáveis, as perdas durante as etapas

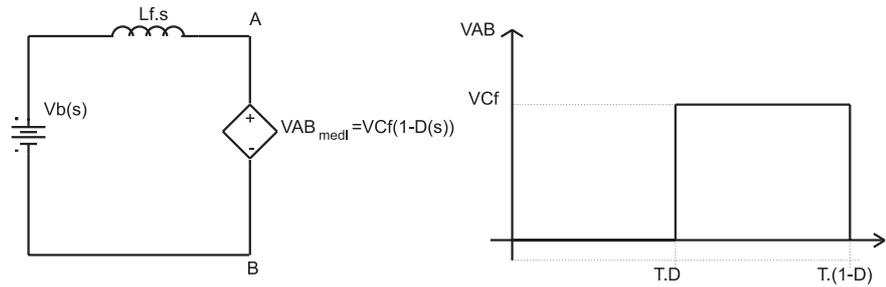


Fig. 5.18: Valor médio da tensão VCf , considerando $D=1$ quando $S2$ está fechado (operação no modo elevador).

de condução dos diodos podem ser reduzidas, dependendo da resistência de condução destes MOSFETs. Denominando-se de D a razão cíclica que comanda o interruptor $S2$, pode-se de forma simplificada encontrar a função de transferência necessária para o controle da corrente do indutor. Para tal, o conversor pode ser representado pelos seus valores médios instantâneos, conforme mostra a Fig. 5.18, na qual a tensão do capacitor Cf é considerada constante.

Através da teoria básica de análise de circuitos, obtém-se (5.34) e (5.35). Aplicando-se uma perturbação em (5.35), tem-se (5.36). Excluindo-se os termos CC desta equação, tem-se (5.37). Aplicando-se a transformada de Laplace em (5.37), obtém-se (5.38), que é a função de transferência da corrente no indutor Lf pela razão cíclica, para variações de pequenos sinais.

$$-Vb + vl(t) + VCf.(1 - d(t)) = 0 \quad (5.34)$$

$$\frac{d}{dt}iLf(t) = \frac{Vb - VCf.(1 - d(t))}{Lf} \quad (5.35)$$

$$\frac{d}{dt}iLf(t) + \frac{d}{dt}\hat{iLf}(t) = \frac{Vb - VCf(1 - D - \hat{d})}{Lf} \quad (5.36)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{iLf}(t) = \frac{VCf.\hat{d}}{Lf} \quad (5.37)$$

$$Gi(s)_a = \frac{iLf(s)}{d(s)} = \frac{VCf}{s.Lf} \quad (5.38)$$

As simplificações do modelo apresentado não inviabilizam seu uso para o controle da corrente do indutor, entretanto não se tem uma boa representação do comportamento

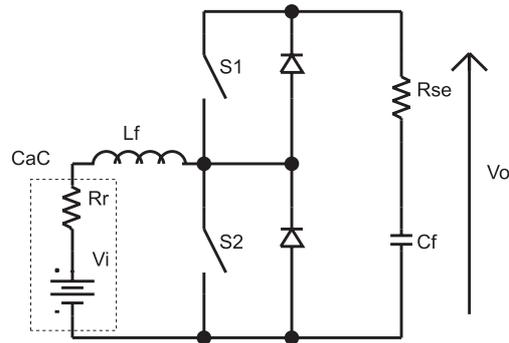


Fig. 5.19: Esquema do filtro ativo para ser modelado com um grau menor de simplificação.

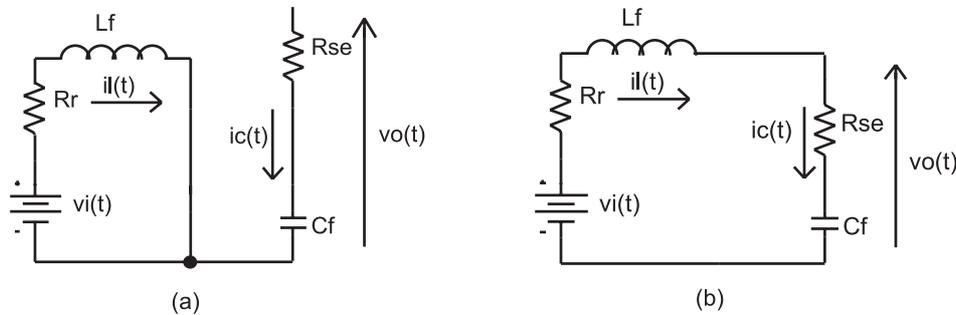


Fig. 5.20: Etapas de funcionamento do filtro ativo para fins de modelagem.

das variáveis em frequências baixas, principalmente porque a tensão v_{Cf} do filtro foi considerada constante. Assim, o conversor em questão pode ser desenhado, incluindo-se mais três parâmetros, qual mostra a Fig. 5.19, em que é incluída a resistência série equivalente do capacitor de saída e a resistência relativa às perdas resistivas da CaC.

Da primeira etapa de operação, apresentada na Fig. 5.20 (a), obtém-se (5.39) a (5.41). Similarmente, da segunda etapa de operação apresentada na Fig. 5.20 (b), obtém-se (5.42) a (5.47).

$$-v_i + i_l(t) \cdot R_r + v_l(t) = 0 \quad (5.39)$$

$$i_c(t) = 0 \quad (5.40)$$

$$v_l(t) = v_i(t) - i_l(t) \cdot R_r \quad (5.41)$$

$$-v_i(t) + i_l(t) \cdot R_r + v_l(t) + v_o(t) = 0 \quad (5.42)$$

$$v_o(t) = v_{cf}(t) + v_{rse} \quad (5.43)$$

$$vo(t) = vcf(t) + ic(t) \cdot Rse \quad (5.44)$$

$$ic(t) = il(t) \quad (5.45)$$

$$vl(t) = vi(t) - il(t) \cdot Rr - vo(t) \quad (5.46)$$

$$vcf(s) = \frac{vo(s)}{1 + Cf \cdot s \cdot Rse} \quad (5.47)$$

Calculando-se o valor médio da tensão no indutor e da corrente no capacitor, obtém-se (5.48) até (5.51).

$$\overline{VLf(t)} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{ton} (vi(t) - il(t) \cdot Rr) dt + \int_{ton}^T (vi(t) - il(t) \cdot Rr - vo(t)) dt \right\} \quad (5.48)$$

$$\overline{VLf(t)} = vi(t) - il(t) \cdot Rr - vo(t) \cdot (1 - D) \quad (5.49)$$

$$\overline{ICf(t)} = \frac{1}{T} \cdot \int_{ton}^T il(t) dt \quad (5.50)$$

$$\overline{ICf(t)} = il(t) \cdot (1 - D) \quad (5.51)$$

Aplicando-se uma perturbação ao sistema, eliminando-se os termos de segunda ordem, os termos constantes, e aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência da corrente ILf em relação à razão cíclica, conforme apresentado por (5.52).

$$Gi(s)_b = \frac{ILf(s)}{d(s)} = \frac{s \cdot Cf \cdot (VCf - ILf \cdot Rse \cdot (1 - D) - ILf \cdot (1 - D))}{s^2 \cdot Lf \cdot Cf + s \cdot Cf \cdot (Rr - Rse \cdot (1 - D)^2) - (1 - D)^2} \quad (5.52)$$

Como a tensão sobre o capacitor Cf do filtro ativo deverá ter seu valor médio controlado, é necessária a obtenção da função de transferência $VCf(s)/ILf(s)$. Para tal, pode-se calcular o valor médio da corrente no capacitor Cf em um período de comutação, conforme (5.53). Considerando-se a razão cíclica constante em um determinado ponto de operação e utilizando-se (5.54) e (5.55), tem-se função de transferência necessária apresentada por (5.56).

$$ICf_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^D 0 dt + \int_0^{1-D} ILf dt \right) = ILf(1 - D) \quad (5.53)$$

$$iCf(t) = Cf \cdot \frac{d}{dt} VCf(t) \quad (5.54)$$

$$iCf(s) = s \cdot Cf \cdot VCf(s) \quad (5.55)$$

$$Gv_a(s) = \frac{VCf(s)}{ILf(s)} = \frac{1-D}{s \cdot Cf} \quad (5.56)$$

5.3.3 Esforços de corrente e tensão

Nesta seção, são apresentados os esforços de corrente e tensão em todos os componentes do filtro ativo, sempre levando em consideração a hipótese de que o inversor esteja drenando uma corrente com o formato descrito pela Fig. 4.2. A consideração de que este drena uma corrente senoidal, é suficiente para o cálculo de perdas, representando a pior condição em termos de valores médios e eficazes.

A tensão máxima teórica sobre os interruptores comandáveis e sobre os diodos é igual a tensão VCf, somada à ondulação ΔVCf que é descrita mais adiante, conforme (5.57).

$$VS1_{max} = VS2_{max} = VD1_{max} = VD2_{max} = VCf + \frac{\Delta VCf}{2} \quad (5.57)$$

O valor eficaz da corrente que circula através do indutor Lf é obtido a partir de (5.58). Utiliza-se o valor de pico desta corrente para correlacioná-la aos esforços de corrente em todos os outros componentes do filtro ativo, conforme segue.

$$ILf_{ef} = \frac{\Delta SP}{Vb} \quad (5.58)$$

Os esforços de corrente no interruptor S1 podem ser obtidos, determinando-se seus valores médios e eficazes para um período de comutação e também para um período de modulação, de acordo com (5.59) até (5.62), respectivamente.

$$IS1_{med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} -Ip \cdot \sin(\omega t) \cdot \left(\beta - \frac{Lf \cdot Ip \cdot \omega}{VCf} \cdot \cos(\omega t) \right) d\omega t \quad (5.59)$$

$$\overline{IS1_{med}} = \frac{IS1}{Ip} = \frac{\beta}{\pi} \quad (5.60)$$

$$IS1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left(I_p \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{\beta - \frac{Lf \cdot I_p \cdot \omega}{VCf} \cdot \cos(\omega t)} \right)^2 d\omega t} \quad (5.61)$$

$$\overline{IS1_{ef}} = \frac{IS1_{ef}}{I_p} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\beta} \quad (5.62)$$

Seguindo-se o mesmo princípio, tem-se os esforços de corrente no interruptor S2 e nos diodos, conforme apresentado de (5.63) a (5.68).

$$IS2_{med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_p \cdot \sin(\omega t) \cdot \left(1 - \beta + \frac{Lf \cdot I_p \cdot \omega}{VCf} \cdot \cos(\omega t) \right) d\omega t \quad (5.63)$$

$$\overline{IS2_{med}} = \frac{1 - \beta}{\pi} \quad (5.64)$$

$$IS2_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_p \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{1 - \beta + \frac{Lf \cdot I_p \cdot \omega}{VCf} \cdot \cos(\omega t)} \right)^2 d\omega t} \quad (5.65)$$

$$\overline{IS2_{ef}} = \frac{\sqrt{1 - \beta}}{2} \quad (5.66)$$

$$\overline{ID1_{med}} = \overline{IS1_{med}} \quad (5.67)$$

$$\overline{ID2_{med}} = \overline{IS2_{med}} \quad (5.68)$$

O valor da corrente eficaz do capacitor Cf é determinado por (5.69) e (5.70).

$$ICf_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} ILf(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t)) d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} ILf(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t)) d\omega t \right)} \quad (5.69)$$

$$\overline{ICf_{ef}} = \frac{\sqrt{2 \cdot \beta}}{2} \quad (5.70)$$

Considerando-se uma ondulação máxima de corrente na frequência de comutação do filtro, pode-se determinar o valor mínimo de indutância necessária, de acordo com (5.71) a (5.73).

$$Lf = \frac{Vb \cdot (\beta - 1)}{-\Delta ILf \cdot fc + \beta \cdot \omega \cdot I_p} \quad (5.71)$$

$$\overline{\Delta ILf} = (1 + \beta) \cdot (\alpha - 1) \quad (5.72)$$

$$\alpha = \frac{Lf \cdot \omega \cdot I_p}{Vb} \quad (5.73)$$

Para determinar o valor da ondulação de tensão sobre o capacitor Cf, é necessário saber o valor da corrente média instantânea que por ele circula, a qual é apresentada em (5.75). A partir de (5.75), tem-se o comportamento da corrente média instantânea em função de ωt , conforme (5.76). Considerando-se apenas a componente fundamental desta corrente, determina-se a variação total de tensão na frequência ω , conforme (5.77) e (5.78). Na escolha deste componente, deve-se atentar também para a capacidade de circulação de corrente eficaz, pois, devido às limitações tecnológicas, é possível que a capacitância a ser implementada seja maior do que a definida pela equação apresentada.

$$ICf_{medI} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)} .ILf dt \quad (5.74)$$

$$ICf_{medI} = ILf.(1 - D) \quad (5.75)$$

$$ICf_{medI}(\omega t) = \frac{(\beta.VCf - Ip.Lf.\omega.\cos(\omega t)) Ip.\sin(\omega t)}{VCf} \quad (5.76)$$

$$ICf_{medIf} = \beta.Ip.\sin(\omega t) \quad (5.77)$$

$$\Delta VCf = \frac{2.\beta.Ip}{\omega.Cf} \quad (5.78)$$

Para facilitar o projeto do filtro ativo para as condições descritas anteriormente, um ábaco foi criado tendo $I_{p,med}$ como corrente de base, contendo todos os esforços de corrente em função da relação entre a tensão do barramento e a tensão sobre o capacitor Cf, o qual está mostrado pela Fig. 5.21. A partir deste gráfico, ou igualando-se as correntes nos interruptores S1 e S2, obtém-se $\beta = 0,5$ para uma distribuição equitativa de corrente entre os interruptores.

5.3.4 Exemplo de projeto

Projeto do estágio de potência

Para ilustrar aplicação das equações desenvolvidas neste capítulo, um exemplo de projeto do filtro ativo para drenar a energia reativa em um sistema baseado em CaC é apresentado (Fig. 5.11). As especificações do filtro ativo são dadas na Tabela 5.1.

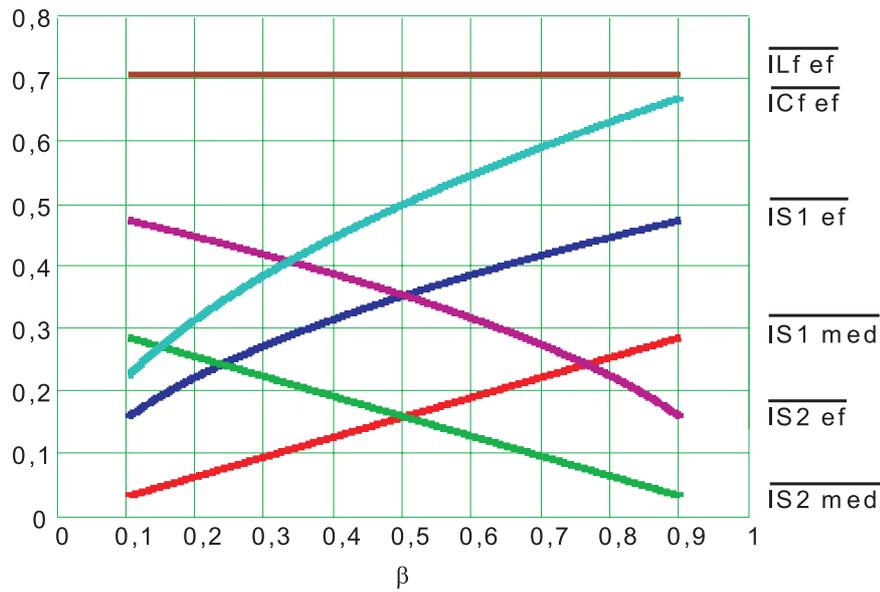


Fig. 5.21: Esforços de corrente nos componentes do filtro ativo.

Tabela 5.1: Especificações do filtro ativo.

Descrição	Valor	Descrição	Valor
Δ_{SP}	180 VA	Vb	24-37 V
ILf_p	10 A	VCf	75 V
fc	100 kHz	ΔILf	6 %
ΔVCf	10 %		

A partir do ábaco da Fig. 5.21, obtém-se os esforços máximos de corrente nos componentes do filtro ativo, conforme segue. A tensão de entrada é variável em função da corrente, porém esta pode variar lentamente em razão da presença do banco de baterias, portanto é necessário que sejam determinados os esforços extremos de corrente. Assim, o valor adotado para a tensão VCf , possibilita em regime permanente, uma redução no valor da corrente eficaz do capacitor Cf quando comparada a situação em que $\beta = 2$. Observa-se que esta é apenas uma opção do projetista. Os cálculos dos esforços de tensão e corrente estão apresentados de (5.79) a (5.86).

$$IS1_{med} = \frac{\beta}{\pi} \cdot ILf_p = 1,57 \cdot 10 = 1,6A \quad (5.79)$$

$$IS1_{ef} = \frac{\beta}{2} \cdot ILf_p = 0,351 \cdot 10 = 3,5A \quad (5.80)$$

$$IS2_{med} = \frac{1-\beta}{\pi} \cdot ILf_p = \frac{0,68 \cdot 10}{\pi} = 2,16A \quad (5.81)$$

$$IS2_{ef} = \sqrt{\frac{1-\beta}{2}} \cdot ILf_p = 0,412 \cdot 10 = 4,12A \quad (5.82)$$

$$ID1_{med} = IS1_{med} \quad (5.83)$$

$$ID2_{med} = IS2_{med} \quad (5.84)$$

$$ICf_{ef} = \sqrt{\frac{2\beta}{2}} \cdot ILf_p = 0,496 \cdot 10 \approx 5A (@ Vb = 37V) \quad (5.85)$$

$$ILf_{ef} = 7A \quad (5.86)$$

A partir da tabela de especificações, determina-se o valor necessário de indutância para que a ondulação na frequência de comutação do filtro seja limitada, conforme mostra (5.87). Limitando-se a ondulação de tensão sobre o capacitor Cf em 10 %, tem-se (5.88). A escolha de capacitores comerciais leva ao aumento da capacitância total para que se atenda ao critério da corrente eficaz máxima. O valor da capacitância equivalente é apresentado por (5.89), em que são adotadas 3 unidades do capacitor de 1000 $\mu F/100V$ do fabricante Epcos (B43501-B2108-M). O novo valor de ondulação de tensão passa, então, a ser calculado por (5.90). A tensão máxima sobre os interruptores é apresentada por (5.91).

$$Lf = \frac{Vb \cdot VCf \cdot (\beta - 1)}{-\Delta ILf \cdot fc \cdot VCf + Vb \cdot \omega \cdot ILf_p} \approx 350\mu H \quad (5.87)$$

$$Cf = \frac{2\beta \cdot Ip}{\Delta VCf \cdot \omega} = \frac{20,493 \cdot 10}{7,5 \cdot 754} = 1745\mu F \quad (5.88)$$

$$Cf \rightarrow 3000\mu F \quad (5.89)$$

$$\Delta VCf = 2,83V @ Vb = 24V \quad \text{ou} \quad 4,362V @ Vb = 37V \quad (5.90)$$

$$VS1_{max} = VS2_{max} = VD1_{max} = VD2_{max} = VCf + \frac{\Delta VCf}{2} = 77,2V \quad (5.91)$$

Com base nos cálculos realizados, já se pode escolher os componentes do filtro ativo. Os interruptores adotados são do fabricante *International Rectifier*, código IRF540N. Teoricamente, as perdas em cada um dos interruptores representam 1 % da potência

reativa processada. Diodos externos não foram utilizados, já que se pode fazer uso dos diodos intrínsecos do MOSFET, pelo menos para a potência em questão. O elemento magnético foi construído no núcleo A77440-A7 do fabricante Magnetics e utiliza 76 espiras do fio 26 AWG com 21 fios em paralelo e torcidos. Utilizando-se os componentes especificados, as perdas teóricas do filtro são de 12 W para processar uma energia reativa de 180 VA.

Projeto da malha de controle interna

Substituindo-se os valores dos componentes do filtro em (5.38) e (5.52), tem-se na Fig 5.22 o diagrama de Bode da função de transferência $ILf(s)/d(s)$, incluindo o ganho do sensor de corrente e o ganho do amostrador (k_{efc} na Fig. 5.17), dado por (5.94). Através deste diagrama pode-se verificar que a função de transferência simplificada pode ser utilizada neste projeto para uma frequência de cruzamento da FTLA (função de transferência de laço aberto), igual ou acima de 10 kHz.

$$ki(s) = 13,5 \cdot 10^{-3} \quad (5.92)$$

$$k_{efc}(s) = \frac{1}{5,5} = 181 \cdot 10^{-3} \quad (5.93)$$

$$kif(s) = ki(s) \cdot k_{efc}(s) = 2,46 \cdot 10^{-6} \quad (5.94)$$

A topologia do controlador analógico, utilizado na malha de corrente, está apresentada pela Fig. 5.23 e sua função de transferência é dada de (5.95) a (5.98).

$$Hi(s) = K \cdot \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (5.95)$$

$$K = \frac{1}{Rc \cdot Cp} \quad (5.96)$$

$$\omega_z = \frac{1}{Rz \cdot Cz} \quad (5.97)$$

$$\omega_p = \frac{Cp + Cz}{Rz \cdot Cz \cdot Cp} \quad (5.98)$$

Adotando-se uma frequência de cruzamento f_{cr} da FTLA igual a 1/4 da frequência

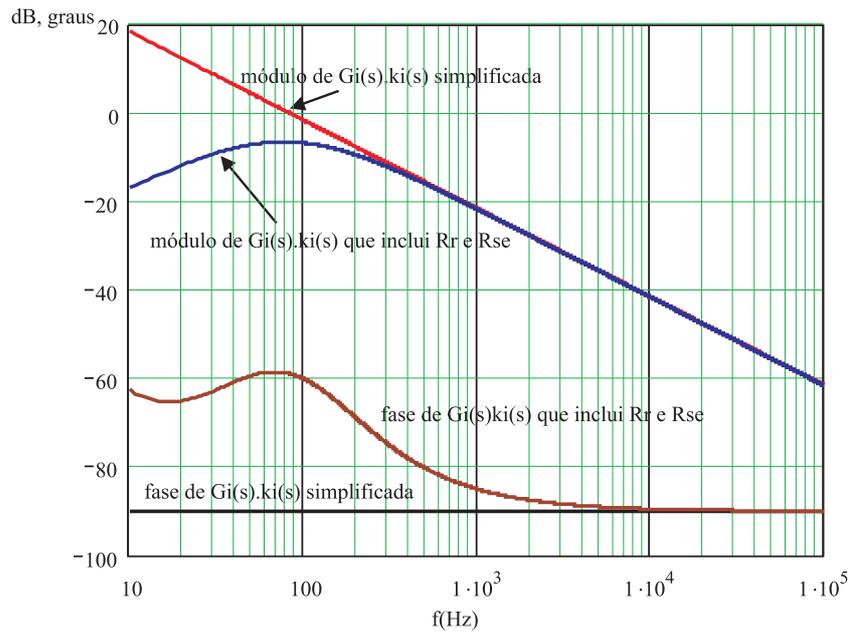


Fig. 5.22: Funções de transferência $G_i(s)$ do filtro ativo, multiplicadas pelo ganho do sensor de corrente.

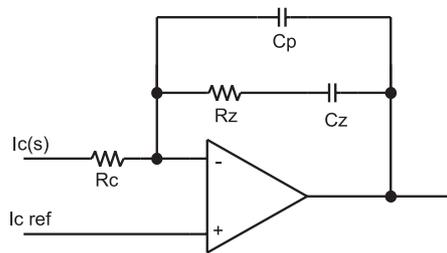


Fig. 5.23: Controlador de corrente.

de comutação e arbitrando (5.99), calcula-se o valor do resistor R_z , conforme (5.100). Fazendo-se a frequência do zero do compensador, uma década abaixo da frequência de cruzamento tem-se (5.102). Tornando a frequência do pólo vinte vezes a frequência do zero, calcula-se o valor do capacitor C_p , conforme (5.104). Assim, pode-se escrever a função de transferência do compensador em função dos seus parâmetros de circuito no formato zero-polo-ganho, conforme (5.106).

$$R_c = 560\Omega \tag{5.99}$$

$$R_z = 10 \left(\frac{-20 \cdot \log G_i \left(\frac{100 \cdot 10^3}{4} \right) \cdot k_i f}{20} \right) \cdot R_c = 168k\Omega \rightarrow 180k\Omega \tag{5.100}$$

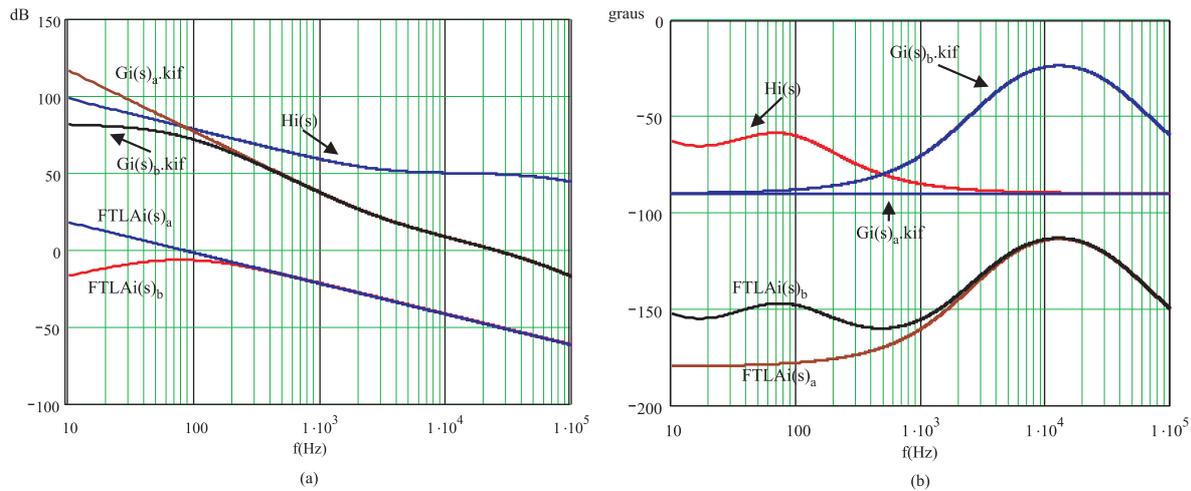


Fig. 5.24: (a) Diagrama de Bode das FTLAs, do compensador e da planta; (b) fase destas funções de transferência.

$$fz = 2,5kHz \quad (5.101)$$

$$Cz = \frac{1}{2\pi \cdot Rz \cdot fz} = 353pF \rightarrow 330pF \quad (5.102)$$

$$fp = 20 \cdot fz = 50kHz \quad (5.103)$$

$$Cp = \frac{Cz}{2\pi \cdot fp \cdot Rz \cdot Cz - 1} = 18,68pF \rightarrow 15pF \quad (5.104)$$

$$Hi(s) = \frac{(1 + s \cdot Cz \cdot Rz)}{s \cdot Rz (Cz + Cp) \left(1 + s \cdot Rz \cdot \frac{Cz \cdot Cp}{Cz + Cp}\right)} \quad (5.105)$$

$$Hi(s) = \frac{119 \cdot 10^6 (s + 1.684 \cdot 10^4)}{s(s + 3.872 \cdot 10^5)} \quad (5.106)$$

A FTLA da malha de corrente é dada por (5.107). A Fig. 5.24 (a) mostra o ganho do diagrama de Bode das funções de transferência de laço aberto, utilizando-se $Gi(s)_a$ e $Gi(s)_b$ e também mostra o diagrama de Bode das funções de transferência da planta e do compensador. Em (b), tem-se a fase destas mesmas funções de transferência. De acordo com o critério de estabilidade, a fase não pode se tornar igual ou maior de 180 graus antes da passagem do ganho por zero dB e, na passagem do ganho por zero decibéis deve haver uma margem de fase, que neste caso é de 60 graus. A função de transferência $Gi(s)_a$ indica que a fase é de 180 graus em frequências menores do que $f_c/4$, porém este fato deve-se a simplificação adotada e não indica risco de instabilidade.

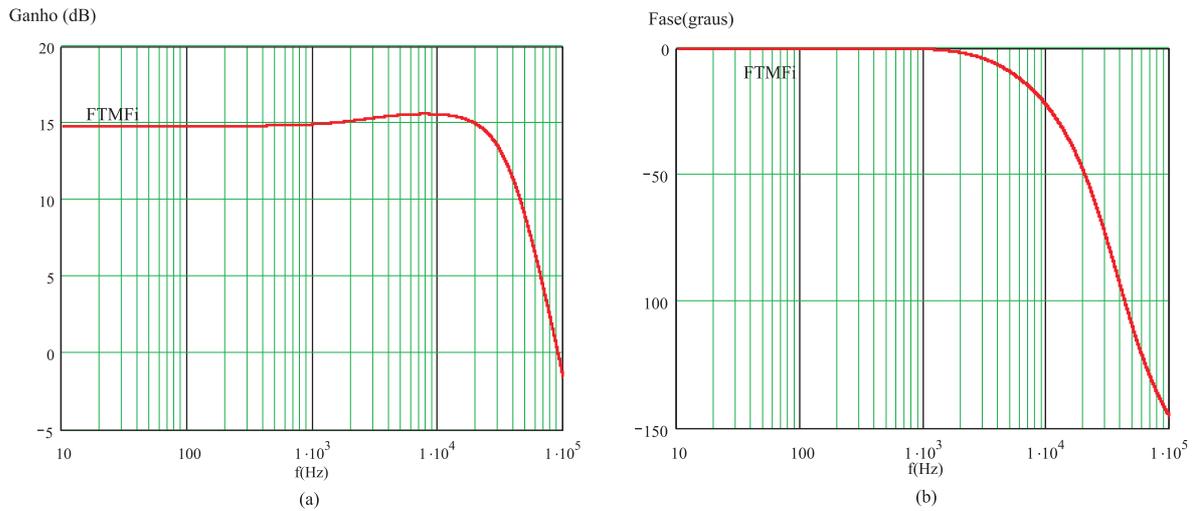


Fig. 5.25: Módulo e fase da função de transferência de malha fechada de controle da corrente.

$$FTLA_i(s) = Gi(s).kif(s).Hi(s) \quad (5.107)$$

A função de transferência de malha fechada é determinada por (5.108) e é mostrada na Fig. 5.25. A função de transferência da variável controlada $I_c(s)$ pela perturbação $I_b(s)$ é apresentada por (5.109). Esta equação descreve a capacidade da malha de corrente de atenuar a ondulação na frequência desejada. Um comparativo entre as funções de transferência $I_c(s)/I_b(s)$ utilizando-se $G_{ia}(s)$ e $G_{ib}(s)$ é mostrado pela Fig. 5.26, indicando que comportamento do sistema frente a uma perturbação na frequência de 120 Hz é praticamente o mesmo para as duas funções de transferência. A diferença entre os resultados é de apenas 4 dB, sendo menor a atenuação no caso em que é considerada a RSE do capacitor C_f e a resistência R_r da CaC. A atenuação aproximada devido a malha de corrente é de -70 dB. Logo, calcula-se o valor de pico da ondulação da corrente I_c de acordo com (5.110), demonstrando que o projeto da malha de corrente atende ao requisito de atenuação.

$$FTMF_i(s) = \frac{Gi(s).Hi(s).k_{efc}}{Gi.Hi.k_{efc}.ki + 1} \quad (5.108)$$

$$FTP_i(s) = \frac{1}{Gi(s).Hi(s).ki.k_{efc} + 1} \quad (5.109)$$

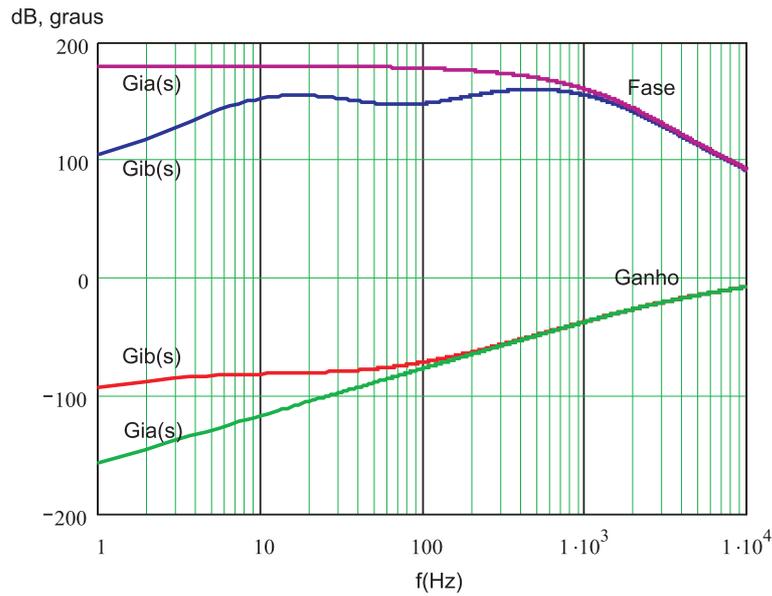


Fig. 5.26: Diagrama de Bode da função de transferência $I_c(s)/I_b(s)$.

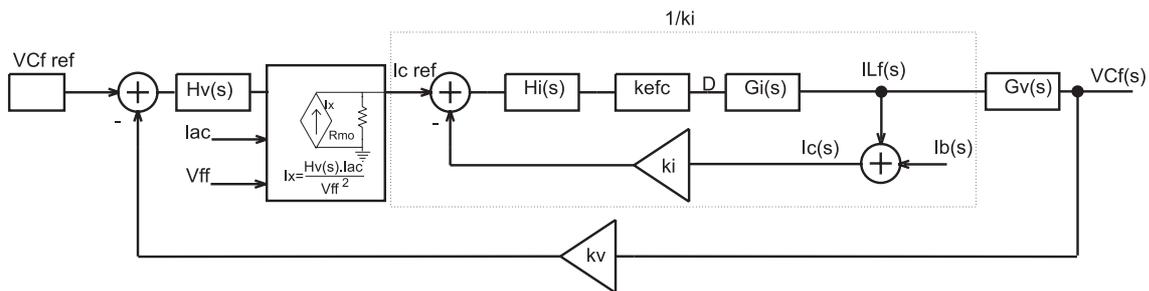


Fig. 5.27: Diagrama de controle para implementação prática.

$$I_{c_p} = I_p \cdot |FTp_i(120Hz)| = 2mA \tag{5.110}$$

Projeto da malha de controle externa

À implementação prevê-se a utilização do circuito integrado comercial UC3854. Portanto, no projeto da malha de controle da tensão do filtro ativo deve-se levar em consideração o ganho k_{3854} , definido em (5.111), resultante do bloco de multiplicação deste componente, como mostra a Fig. 5.27. As entradas I_{ac} e V_{ff} não são utilizadas, para isso, um sinal de valor constante é fornecido a estes pinos do circuito integrado, como será visto mais adiante no diagrama esquemático do projeto.

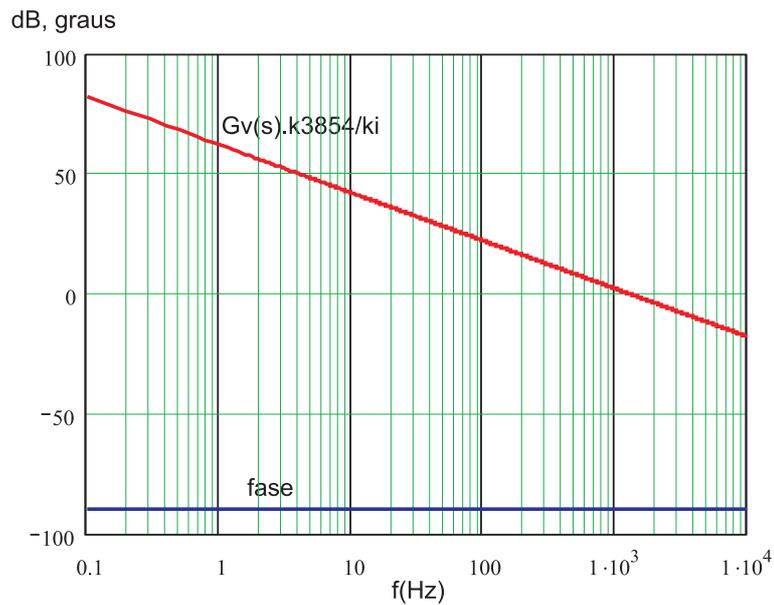


Fig. 5.28: Diagrama de Bode de módulo e fase da planta a ser controlada ($D=0,5$).

$$k_{3854} = \frac{Iac}{V f f^2} \cdot Rmo \quad (5.111)$$

Para facilitar o projeto do controlador incorpora-se os ganhos à planta a ser controlada, conforme (5.112) a (5.114). A Fig. 5.28 mostra o diagrama de Bode da função de transferência da planta.

$$Gv(s) = \frac{VCf(s)}{IL(s)} \cdot \frac{k_{3854} \cdot kv}{ki} \quad (5.112)$$

$$kv = 0,1 \quad (5.113)$$

$$k_{3854} = \frac{(7,5 - 6)/2700}{2^2} \cdot 4700 = 654,46 \cdot 10^{-3} \quad (5.114)$$

Para controlar esta planta, optou-se por utilizar a mesma topologia de controlador da malha de corrente, principalmente devido à sua boa característica de filtragem de componentes em alta frequência e elevado ganho em baixa frequência. Definindo-se a frequência de cruzamento da FTLA, de acordo com (5.115), determina-se o ganho do controlador na faixa plana, conforme (5.116). Através de (5.116) e atribuindo-se um valor para o resistor de entrada do compensador, conforme (5.117), tem-se o valor do resistor do zero do compensador, como mostra (5.118). Posicionando-se a

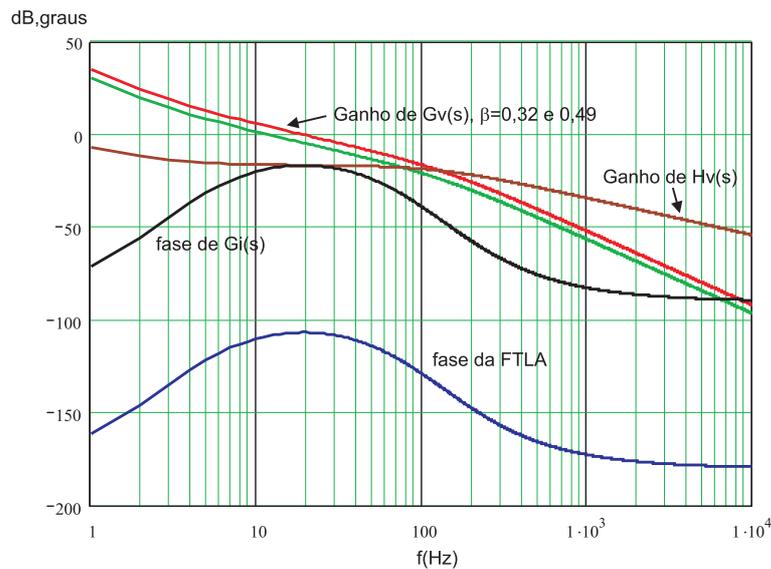


Fig. 5.29: Diagrama de Bode de módulo e fase da FTLA de controle da tensão VCF.

freqüência do zero do compensador uma década abaixo da freqüência de cruzamento da FTLA, determina-se o valor do capacitor do zero, conforme (5.121). Definindo-se a freqüência do pólo do compensador como sendo cinco vezes a freqüência de cruzamento, determina-se o valor do capacitor do pólo, conforme (5.122).

$$f_{crv} = 25Hz \quad (5.115)$$

$$H = \frac{1}{|Gv(120Hz)|} = 19 \cdot 10^{-3} \quad (5.116)$$

$$R_{cv} = 270k\Omega \quad (5.117)$$

$$R_{zv} = H \cdot R_{cv} = 52,49k\Omega \rightarrow 56k\Omega \quad (5.118)$$

$$f_{zv} = 2,5Hz \quad (5.119)$$

$$f_{pv} = f_{cr} \cdot 5 = 125Hz \quad (5.120)$$

$$C_{zv} = \frac{1}{2\pi f_{zv} \cdot R_{zv}} = 1,13 \cdot 10^{-6}F \rightarrow 1\mu F \quad (5.121)$$

$$C_{pv} = \frac{1}{2\pi f_{zv} \cdot R_{zv} - \frac{1}{C_{zv}}} = 23,3 \cdot 10^{-9} \rightarrow 22nF \quad (5.122)$$

A Fig. 5.29 mostra o diagrama de Bode da FTLA e do controlador para $\beta = 0,320$ e $\beta = 0,493$. A freqüência de cruzamento da FTLA situa-se entre 16 e 20 Hz, dependendo do valor da tensão de entrada.

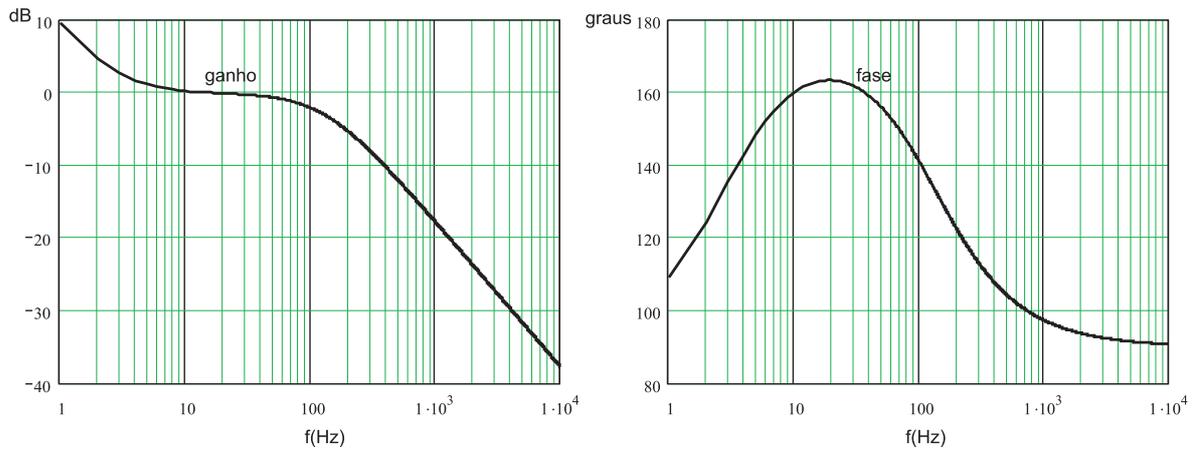


Fig. 5.30: Diagrama de Bode de módulo e fase de $I_c(s)/VCf(s)$.

Como o sinal de saída do controlador de tensão é utilizado como referência para a corrente, qualquer ondulação neste sinal na faixa de frequência de 0 a 10 kHz será reproduzida pelo controlador de corrente, fazendo com que a corrente $I_c(s)$ possua ondulação. Aplicando-se a álgebra de diagrama de blocos na Fig. 5.27, pode-se determinar o valor desta ondulação em função da ondulação de tensão no capacitor C_f , conforme mostra (5.123). O diagrama de Bode desta função de transferência é apresentado na Fig. 5.30. Utilizando-se o diagrama de Bode e substituindo-se (5.90), (5.113), (5.114) e (5.92) em (5.123), tem-se (5.124), que é o valor eficaz de corrente da componente alternada na frequência de 120 Hz.

$$FT_{ond}(s) = \frac{I_c(s)}{VCf} = \frac{-Hv(s).kv.k_{3854}}{ki} \quad (5.123)$$

$$I_c(120Hz)_{ef} = \frac{\Delta VCf \cdot |FT_{ond}(120Hz)|}{2\sqrt{2}} = 728mA @ Vb = 24V \quad (5.124)$$

5.3.5 Resultados de simulação

Com a finalidade de avaliar isoladamente o comportamento da malha de corrente em função da corrente I_b , foram obtidos os resultados de simulação apresentados pela Fig. 5.31. A figura mostra que o valor de pico máximo de corrente na frequência de 120 Hz que circula pelas fontes é de 2 mA. Esta simulação demonstra que a malha de corrente está projetada adequadamente para fins de atenuação, cancelando a perturbação de

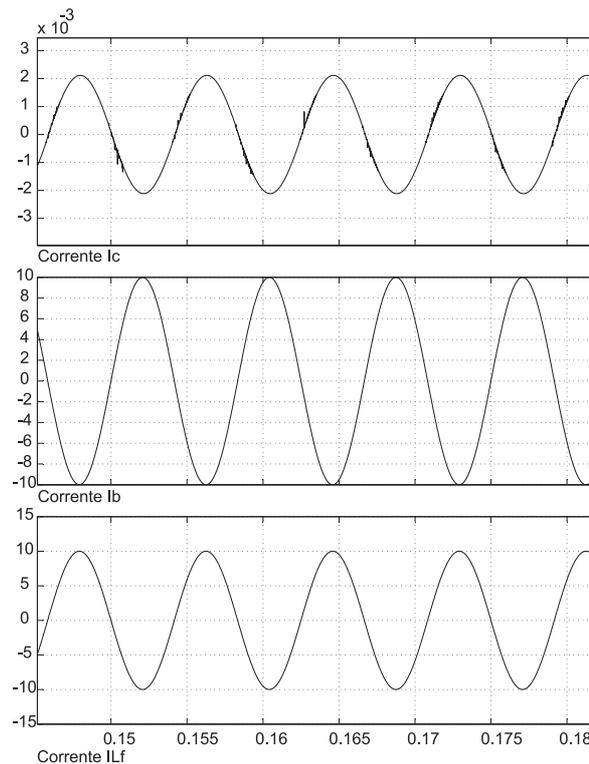


Fig. 5.31: Resultados de simulação da malha de corrente com $I_b=10$ A de pico.

corrente I_b e permitindo que a corrente I_c seja praticamente isenta da ondulação de 120 Hz.

A simulação numérica da malha de controle da tensão V_{Cf} está apresentada na Fig. 5.32. Estes resultados foram obtidos, representando-se a malha de corrente através de seu ganho em malha fechada com frequência tendendo a zero, isto é $1/k_i$ e, utilizando a estratégia de controle mostrada na Fig. 5.27. O controlador de tensão projetado regula a tensão em questão sem sobre-sinal demasiado ou oscilações. A tensão sobre o capacitor não ultrapassa os valores máximos de tensão dos interruptores.

Utilizando-se [5], o circuito do filtro ativo com os devidos circuitos de controle apresentados na Fig. 5.33 foram simulados. O arquivo de simulação do respectivo circuito está apresentado no anexo A.5. Os resultados de simulação são apresentados na Fig. 5.34, em que se pode verificar a validade da análise apresentada anteriormente. Observa-se, nesta figura, que a tensão V_{Cf} é regulada em 75 V e a presença de ondulação de baixa frequência está dentro da faixa prevista. Observa-se que, praticamente, toda a

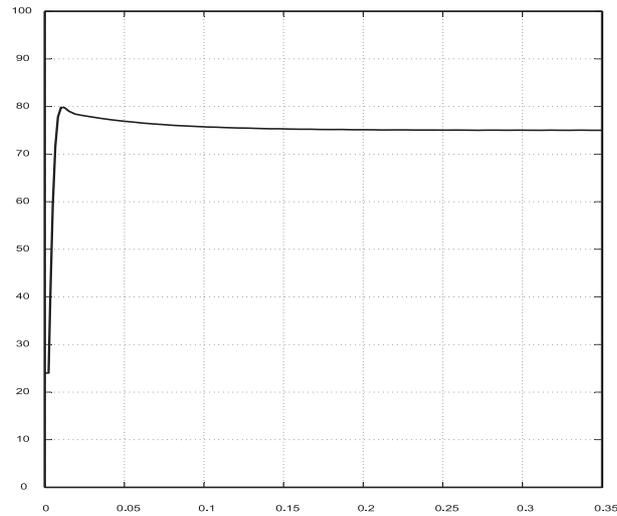


Fig. 5.32: Resultados de simulação da malha de tensão do filtro ativo.

Tabela 5.2: Comparativo entre a análise teórica e os resultados de simulação.

	Resultados teóricos	Resultados de simulação
$IS1_{med}$	1,6A	1,78A
$IS1_{ef}$	3,5A	3,8A
$IS2_{med}$	2,16A	2,27A
$IS2_{ef}$	4,12A	4,45A
ICf_{ef}	4,96A	4,30A
ILf_{ef}	7A	7,5A
VCf	77,2V	77,2
ΔVCf	2,83V-4,362V	2,95V - 4,9V

ondulação é drenada pelo filtro, restando apenas uma pequena parcela, que é resultante da ação da ondulação de tensão VCf sobre o controlador de tensão, conforme previsto anteriormente.

Através destes resultados de simulação, também pode-se verificar que os esforços de corrente e tensão obtidos são similares aos resultados obtidos a partir da análise teórica, conforme mostra a Tabela. 5.2.

5.3.6 Implementação e resultados experimentais

Com a finalidade de pôr à prova experimental a teoria desenvolvida, o filtro ativo foi construído com os componentes especificados neste capítulo. O circuito completo

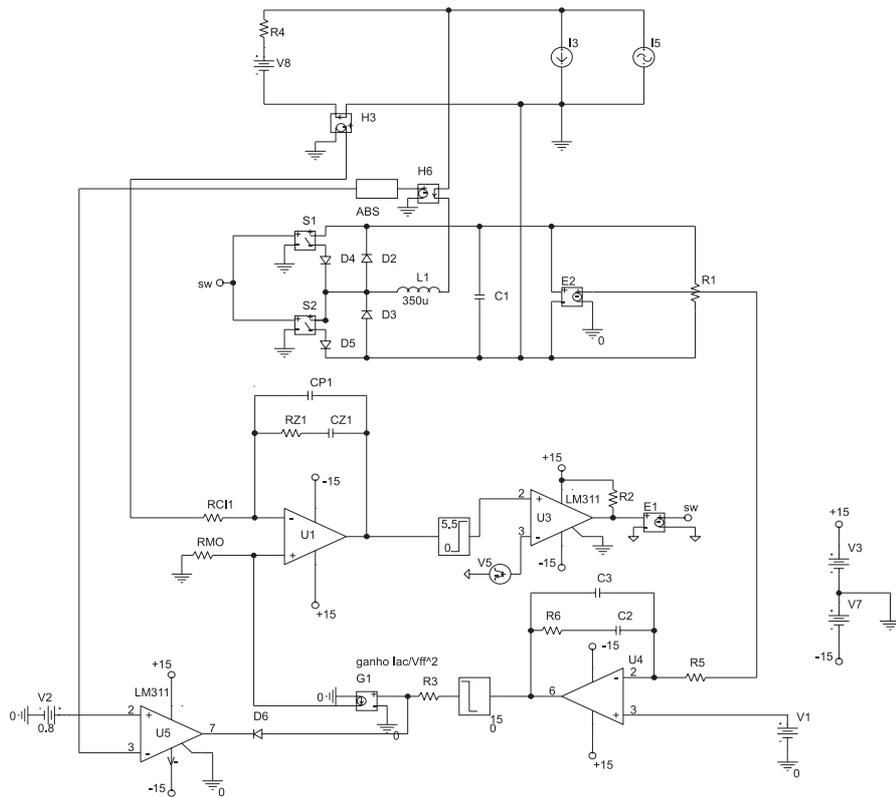


Fig. 5.33: Circuito utilizado nas simulações numéricas [5].

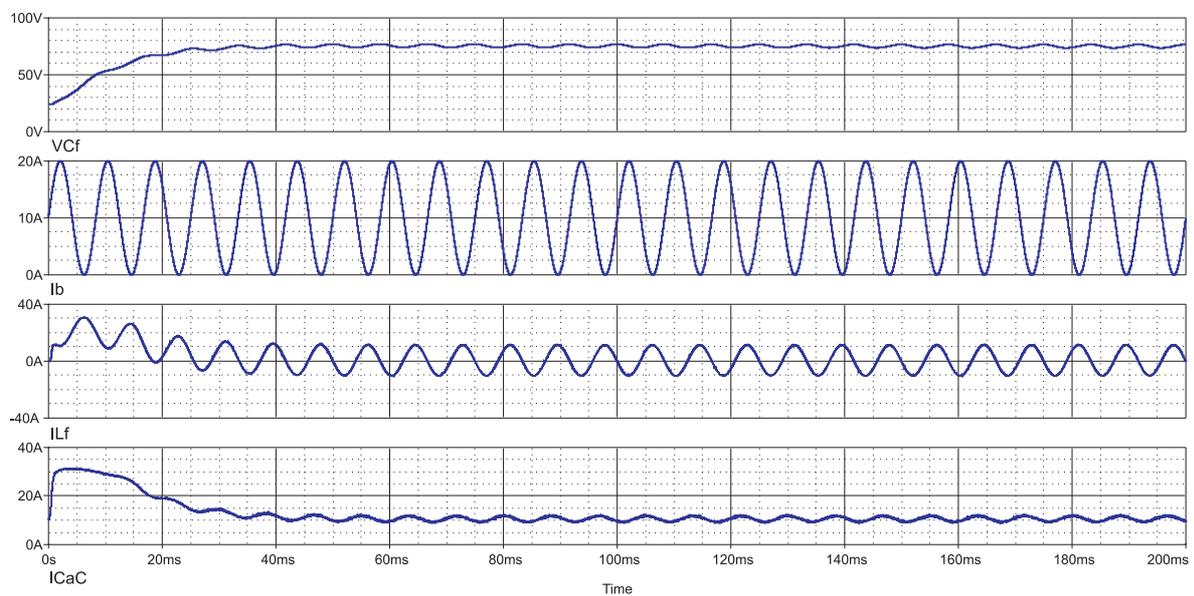


Fig. 5.34: Resultados de simulação do filtro ativo [5].

de implementação está apresentado no anexo A.6. A Fig. 5.35 mostra uma fotografia do protótipo construído. Em (5.125) e (5.126), tem-se o volume específico e a massa específica obtidos com este protótipo.



Fig. 5.35: Fotografia do protótipo implementado.

$$Ve = 0,23 \frac{VA}{cm^3} \quad (5.125)$$

$$Me = 320 \frac{VA}{kg} \quad (5.126)$$

Primeiramente, são apresentados os resultados experimentais relativos à conexão do filtro ativo ao sistema apresentado pela Fig. 5.11 (a), em que um banco de baterias e seu carregador fazem parte do gerador autônomo. Mais adiante, são apresentados os resultados de simulação relativos à conexão representada na Fig. 5.11 (b), em que o barramento Vb está diretamente conectado aos terminais da CaC.

A Fig. 5.36 apresenta a corrente no indutor Lf e a tensão sobre o capacitor VCf com o filtro conectado ao barramento Vb, porém sem ondulação de corrente em baixa frequência para ser drenada. Nesta figura, pode-se observar a estabilidade dos controladores em regime permanente. Verifica-se, também, que a ondulação de corrente na frequência de comutação do filtro está no patamar esperado.

Na Fig. 5.37 (a), tem-se apresentada a corrente drenada pelo conversor CC-CA, sem a conexão do filtro ativo ao sistema. Nota-se que seu valor eficaz é de aproximadamente 3A. Nesta situação, o conversor CC-CA drena aproximadamente 1 kW da CaC. O

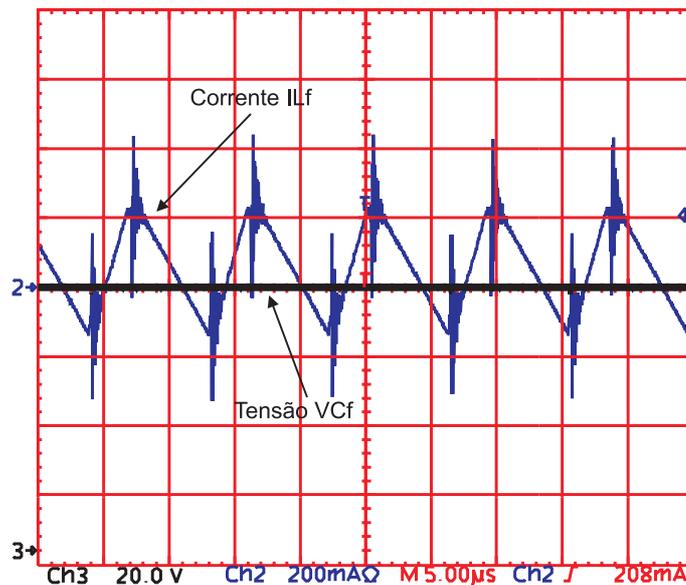


Fig. 5.36: Corrente no indutor L_f e tensão sobre o capacitor C_f para operação sem ondulação de corrente em baixa frequência.

detalhe desta corrente é apresentado na Fig. 5.37 (b).

Conectando-se o filtro ativo ao sistema, tem-se as formas de onda mostradas na Fig. 5.38 (a), na qual apresenta-se a corrente sendo drenada pelo conversor CC-CC; observa-se que agora seu valor é de aproximadamente 7A. Isto deve-se à redução da impedância provocada pelo filtro ativo no sistema.

Na Fig. 5.38 (b), apresentam-se as correntes do filtro ativo e a corrente drenada do banco de baterias e da CaC. A redução da ondulação de corrente em baixa frequência nos terminais das fontes de energia fica evidente, validando a contribuição do uso de um filtro ativo para este tipo de aplicação.

A partida do protótipo foi realizada, utilizando-se um resistor limitador de corrente para realizar a pré-carga do capacitor de saída até que este atinja a tensão de entrada. As formas de onda relativas à partida do filtro ativo são apresentadas pela Fig. 5.39 para as tensões de entrada de 24V e 37V, respectivamente.

Conectando-se o filtro ativo e o conversor CC-CA diretamente aos terminais de uma CaC (Fig. 5.11 (b)), tem-se as formas de onda apresentadas a seguir. Na Fig. 5.40 mostra-se a tensão V_{Cf} e a corrente (I_b) drenada pelo conversor CC-CA. A corrente do

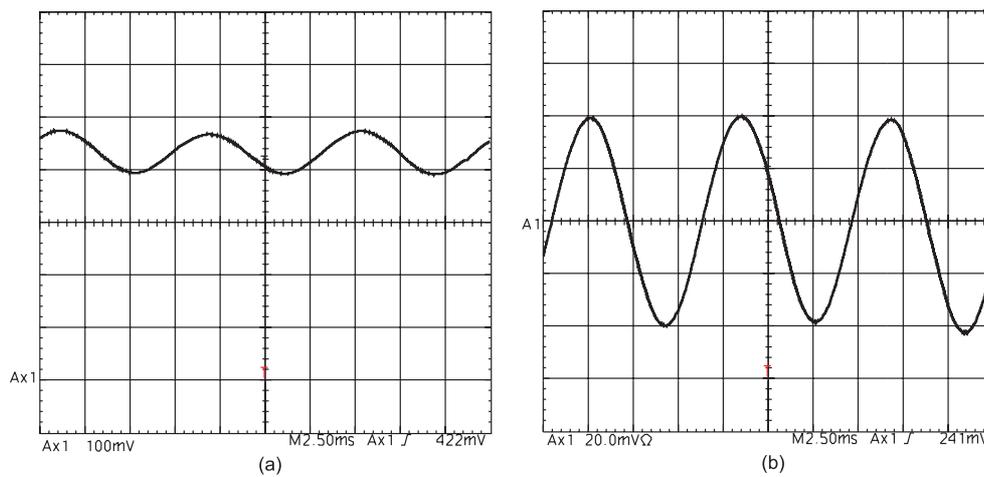


Fig. 5.37: (a) Corrente drenada pelo conversor CC-CC (10A/div); (b) Detalhe desta corrente (2A/div).

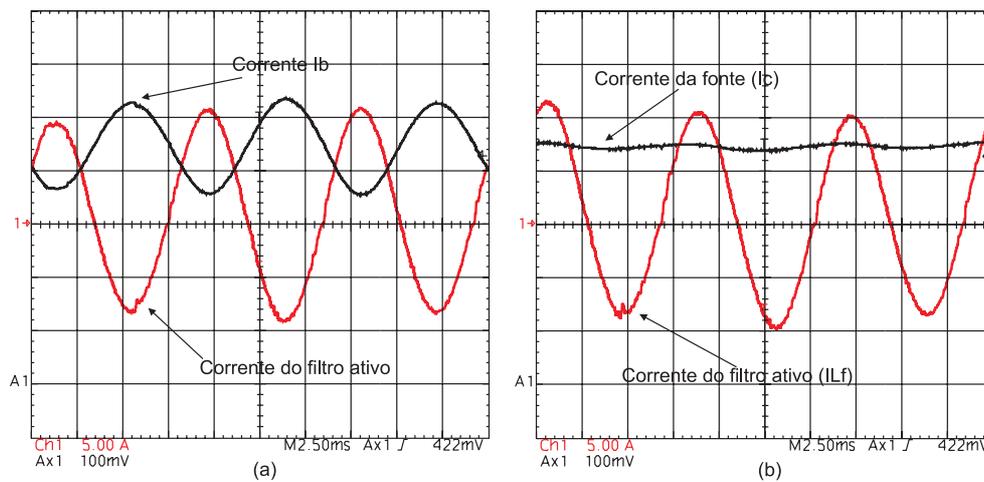


Fig. 5.38: (a) Corrente do filtro ativo e corrente drenada pelo conversor (10A/div); (b) Corrente do filtro ativo e corrente drenada das CaC e das baterias (10A/div).

filtro ativo (ILf) está mostrada na Fig. 5.41. Livre de ondulações de baixa frequência, tem-se a corrente entregue pela CaC, em que se percebe nitidamente a predominância da componente CC, validando também a utilização do filtro ativo para conexão direta aos terminais de uma CaC.

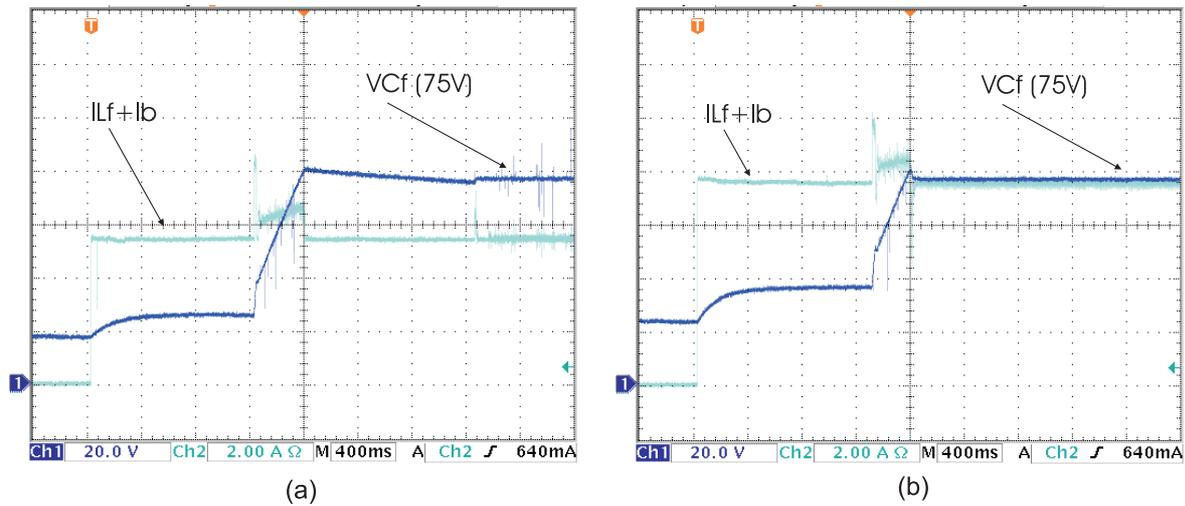


Fig. 5.39: Formas de onda do transitório de partida do filtro ativo: (a) tensão $V_b=24V$; (b) tensão $V_b = 37V$.

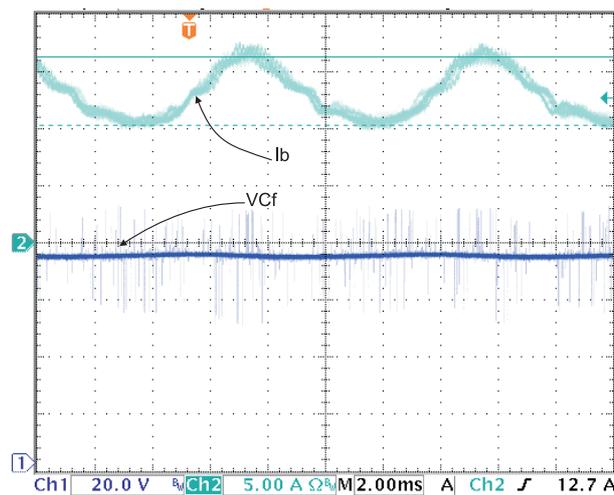


Fig. 5.40: Corrente I_b e tensão do filtro ativo operando somente com a CaC.

5.3.7 Considerações sobre o uso de cargas não-lineares na saída dos inversores monofásicos

Como é comum a utilização de cargas não-lineares em sistemas como o apresentado, é desejável que o filtro ativo seja capaz de drenar, pelo menos, as ondulações de frequências mais baixas e de amplitude mais elevada. Entretanto, deve-se ter em mente que os filtros normalmente utilizados para filtrar as componentes, na frequência de comutação dos conversores, aliados à impedância da CaC, podem causar uma atenuação natural considerável das ondulações de corrente em frequências maiores do que a fun-

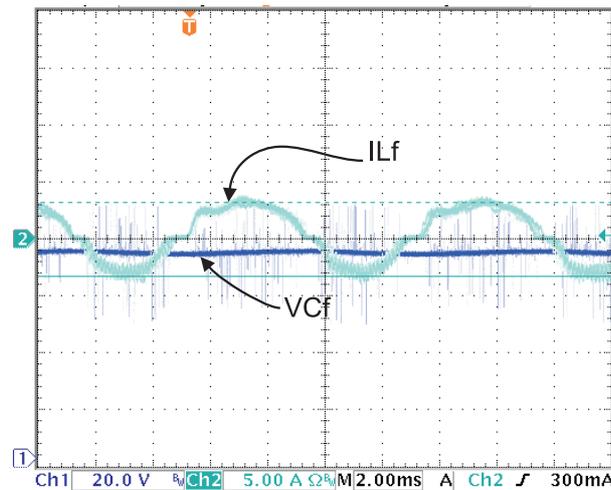


Fig. 5.41: Corrente e tensão do filtro ativo operando somente com a CaC.

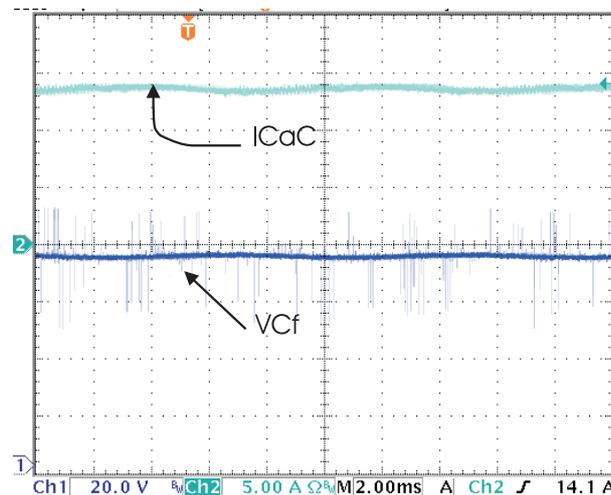


Fig. 5.42: Corrente dos terminais da CaC e tensão do filtro ativo.

damental. Por esta razão, neste trabalho, dispensou-se maior atenção à componente fundamental, tendo sido considerada como o pior caso.

Porém, para verificar o comportamento do filtro nesta situação, realizou-se uma simulação do sistema, considerando a utilização de um retificador monofásico com filtro capacitivo conectado na saída do inversor. Os resultados desta simulação mostram que é possível realizar a filtragem de uma boa parte do espectro da corrente em questão, conforme apresentado pela Fig. 5.43. A simulação foi realizada considerando-se que toda a potência pulsada consumida pela carga não-linear fosse drenada pelo conversor CC-CC, o que na prática não ocorre.

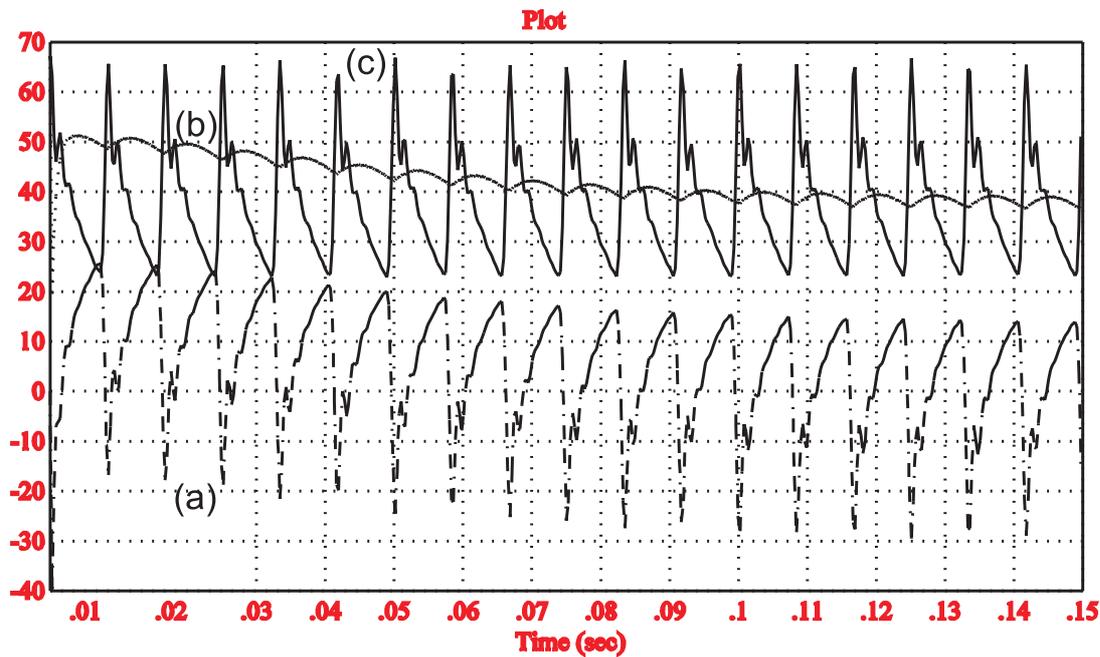


Fig. 5.43: Resultados de simulação, filtragem ativa com carga não-linear conectada ao inversor ; (a) corrente drenada pelo filtro, (b) corrente drenada pelo conversor,(c) corrente drenada das fontes de energia.

Conectando-se uma carga não-linear ao sistema da Fig. 5.11 (b), foram obtidos os resultados experimentais apresentados a seguir. Na Fig. 5.44 mostra-se a tensão e a corrente de saída do inversor para este tipo de carga. A corrente drenada da CaC sem a conexão do filtro ativo está apresentada na Fig. 5.45. A atenuação realizada pelos componentes passivos do conversor CC-CC e auxiliada pela impedância da CaC é significativa, conforme pode ser notado.

Conectando-se o filtro ativo ao barramento de saída da CaC, foram obtidas as Figs. 5.46 e 5.47, em que se apresenta, respectivamente, as formas de onda da corrente drenada da CaC, já com pouca ondulação, e a corrente drenada pelo filtro ativo. A filtragem ativa implementada também é eficaz dinamicamente, conforme mostra a Fig. 5.48, na qual se tem a corrente drenada da CaC, diante de variações de carga.

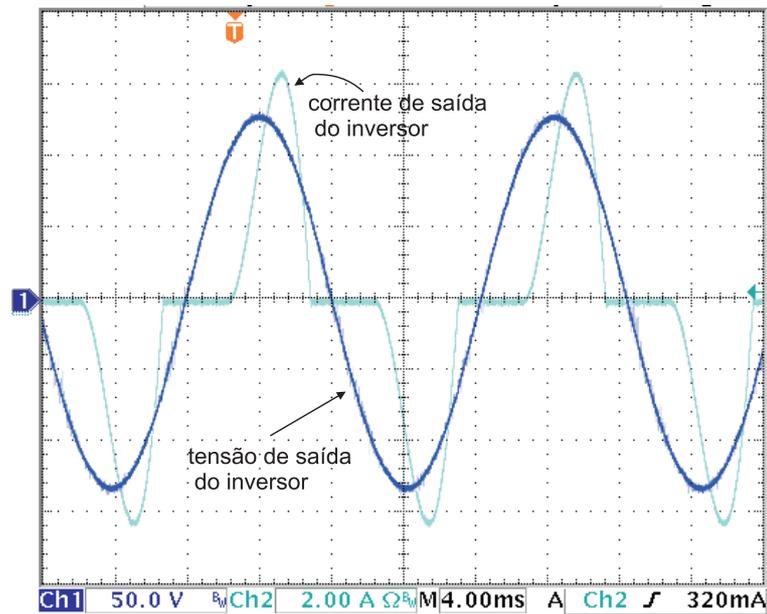


Fig. 5.44: Tensão e corrente de saída de um inversor alimentando uma carga não-linear.

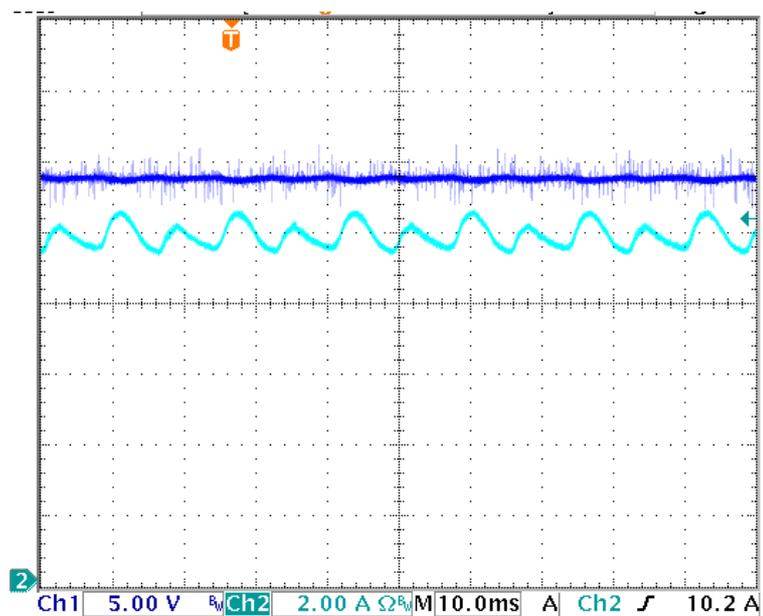


Fig. 5.45: Tensão e corrente drenada da CaC sem a conexão do filtro ativo.

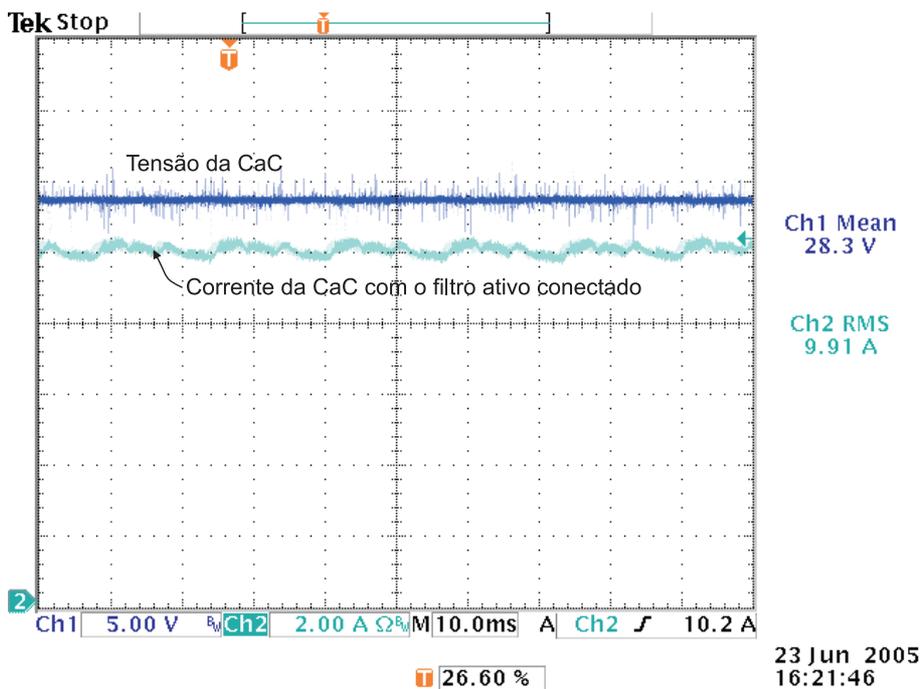


Fig. 5.46: Tensão e corrente drenada da CaC com a conexão do filtro ativo.

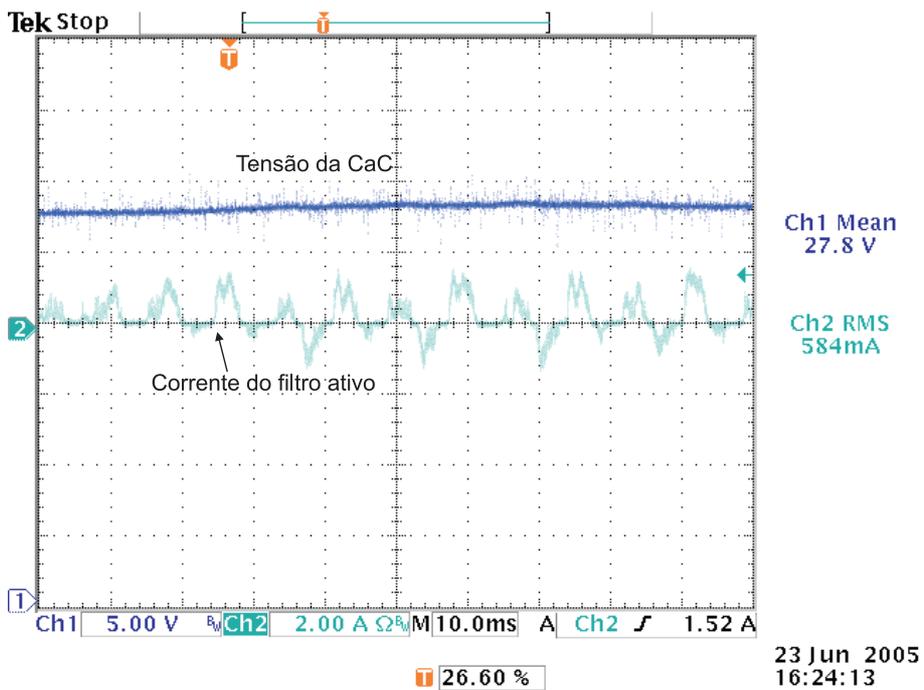


Fig. 5.47: Tensão e corrente do filtro ativo.

5.4 Conclusão

Mostra-se, neste capítulo, que a energia reativa gerada pela inversão de tensão monofásica pode ser filtrada, utilizando-se técnicas passivas ou ativas, bloqueando a propagação desta variação de potência instantânea até a CaC ou drenando-a, com o uso de filtragem paralela.

A filtragem ativa foi abordada com maior interesse, pois o volume resultante tem potencial para ser menor do que na utilização de técnicas passivas.

A técnica de bloqueio ativo, em que a corrente do conversor é controlada a partir de uma referência constante, torna-se interessante em sistemas em que o custo seja uma restrição de projeto, já que se consegue sua implementação sem a adição considerável de componentes de potência. Nesta solução, o controle da corrente de saída do conversor não resulta em bloqueio total da ondulação de corrente na CaC, porque a ondulação de tensão do capacitor de saída do estágio CC-CC, sendo atacado por uma fonte de corrente constante, provoca, devido a pulsação de potência, uma variação na corrente de entrada deste conversor. Porém, esta ondulação pode ser minimizada pelo dimensionamento adequado da capacitância de saída deste conversor. No caso do conversor CC-CC tomado como exemplo (*push-pull* alimentado em tensão), quando a corrente do indutor é controlada para ser constante, a variação de corrente remanescente será *sentida* pelos interruptores e também pelo transformador, provocando perdas. Quando o controle de corrente é realizado na entrada do conversor, consegue-se melhores resultados em termos de filtragem ativa, pois a corrente na CaC passa a ser constante, entretanto haverá ondulação de corrente de baixa frequência, circulando pelo indutor de saída do conversor CC-CC tomado como exemplo. Em ambas as estratégias do controle da corrente, haverá ondulação de tensão no barramento de saída do conversor, a qual normalmente é compensada pela malha de controle do inversor, exigindo, porém, algum esforço de controle.

A técnica ativa abordada com maior detalhamento é a utilização do filtro ativo para-

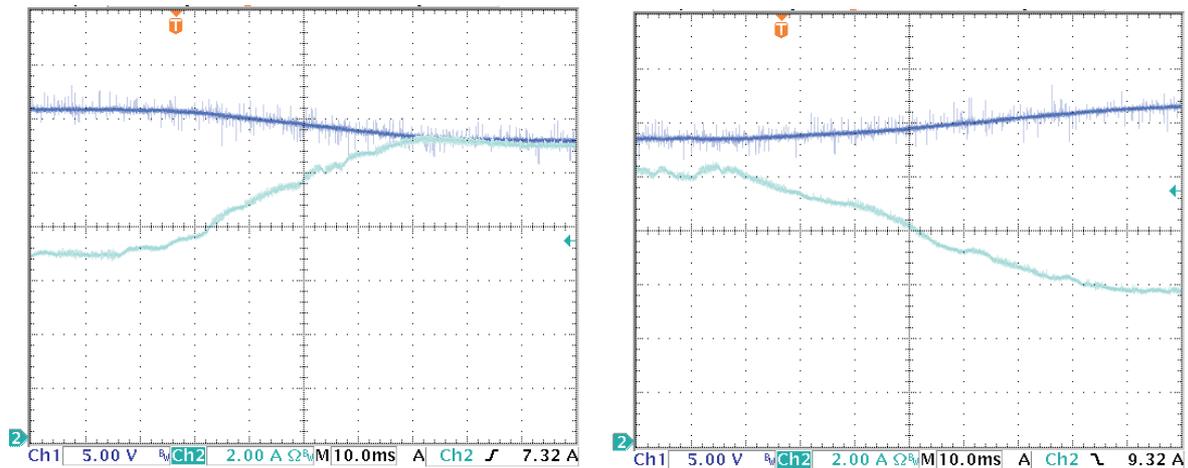


Fig. 5.48: Tensão e corrente da CaC diante de variações de carga.

lelo, o qual permite drenar toda a variação de potência instantânea do circuito principal, tendo potencial para eliminar as ondulações de corrente, bem como, de tensão do barramento. Para validar esta técnica de filtragem, utiliza-se a conexão do filtro no lado CC de menor tensão. A topologia do filtro ativo utiliza-se de um conversor bidirecional com capacidade de operar no I e no IV quadrantes. A técnica de filtragem também é verificada experimentalmente, conectando-se o filtro diretamente nos terminais da CaC, operando com carga linear e não-linear na saída do inversor.

Outra opção para o uso do filtro ativo é a utilização de um elemento armazenador de energia de maior capacidade no lugar do capacitor C_f (como supercapacitores ou baterias), pois além de compensar a circulação de energia reativa, pode-se compensar também variações de carga ou fornecer energia à carga durante o tempo de pré-aquecimento da CaC ou, até mesmo, durante períodos de sobrecarga. A conexão do filtro ativo no barramento de entrada do inversor também é possível, sendo que a adequação entre os níveis de tensão pode ser conseguida, através da utilização de conversores bidirecionais isolados.

Mostra-se, neste capítulo, que um enfoque sistêmico deve ser considerando em projetos modernos. Como exemplo, pode-se projetar um estágio de conversão CC-CC-CA em que o dimensionamento dos componentes passivos restrinja-se à filtragem das componentes na frequência de comutação dos conversores e, por consequência disso,

pode-se ter uma atenuação das componentes de baixa frequência, que por sua vez pode ser complementada pela utilização de técnicas adicionais, como a utilização do filtro ativo paralelo. Em sistemas em que a malha de controle da tensão do conversor deva ser extremamente rápida, pode-se utilizar o filtro ativo para drenar as ondulações de corrente de baixa frequência, ou até mesmo utilizá-lo para auxiliar na regulação da tensão de entrada do inversor.

Capítulo 6

Sistema Ininterrupto de Energia Baseado em CaCs

6.1 Introdução

A exemplo do que é realizado com os geradores a combustão, as CaCs possibilitam o surgimento de equipamentos modernos voltados para o fornecimento ininterrupto de energia com elevada autonomia. A possibilidade de uso do hidrogênio como vetor energético, o qual é livre de impurezas, e a elevada eficiência das CaCs, podem tornar estes sistemas de *back-up* ainda melhores, culminando em um uso mais racional da energia. A eletrônica de potência tem um papel fundamental para que estes sistemas modernos funcionem de forma eficiente, pois a energia disponibilizada pelas CaCs, que pode estar na faixa de mW a MW precisa ser *tratada* ou processada com o uso desta tecnologia.

É com o enfoque de um projeto que demonstre a viabilidade técnica deste tipo de tecnologia, que este capítulo apresenta uma UPS (*Uninterruptible Power Supply*) baseada em CaCs do tipo PEM. Ao longo do capítulo, apresenta-se a arquitetura e a topologia dos conversores escolhidos, o projeto e a simulação destes conversores, bem como, os resultados experimentais do protótipo construído. Este trabalho também

teve, como objetivo, investigar, gerar e repassar as informações acadêmicas para uma companhia privada nacional [71, 72].

6.2 Arquitetura e topologia do conversor

A título de revisão bibliográfica, a seção 3.2.1 mostrou dois exemplos de sistemas ininterruptos de energia que utilizam CaCs. Em um projeto, ou na implementação de um sistema como estes, entre outros aspectos, deve-se fazer a escolha de uma arquitetura entre muitas possíveis. Este trabalho limita-se a mostrar o projeto de uma interface entre uma UPS comercial, com a arquitetura já definida, e múltiplos módulos de CaCs com potência individual inferior à potência da UPS. O desenho da arquitetura da UPS, incluindo a conexão dos geradores tipo PEM, é mostrado pela Fig. 6.1. As especificações elétricas que a UPS de grande autonomia deve atender são apresentadas na Tabela 6.1

A partir das especificações, pode-se verificar que o conversor necessário para compor o estágio CC-CC da Fig. 6.1 deve ser capaz de drenar energia de múltiplas fontes de alimentação, mantendo baixa a ondulação de corrente nestas fontes. Também é imprescindível que o sistema tenha capacidade para atender, por um determinado tempo, a uma sobrecarga na saída da UPS da ordem de 50 % da potência nominal. Outra característica, que é a ele atribuída, é que as variações de carga na saída da UPS não sejam

Tabela 6.1: Especificações da UPS.

Descrição	Valor
Tensão das CaCs	20 V a 36 V (6 módulos)
Potência máxima de cada módulo de CaC	500 W
Tensão do banco de baterias	144V a 162V
Potência de entrada da UPS	2,4 kW
Potência de sobrecarga	1050W (25s)
Máxima ondulação de corrente nas CaCs	$\leq 10 \%$
Tempo de pré-aquecimento das CaCs	7 min
Rendimento do inversor	88%
Potência adicional para carga das baterias	5 %

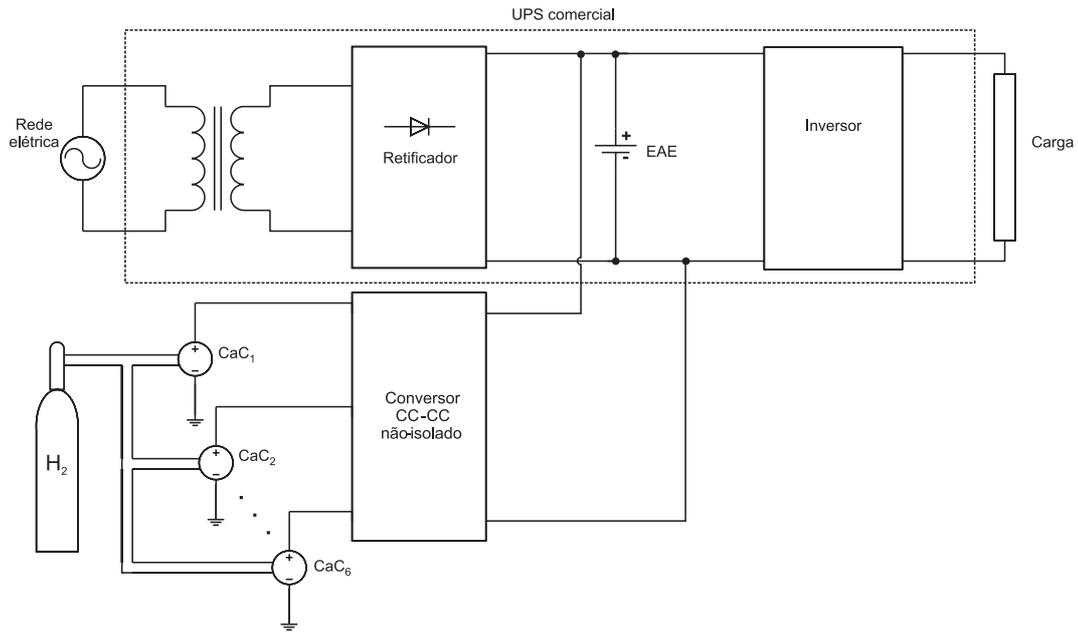


Fig. 6.1: Arquitetura do sistema ininterrupto de energia.

sentidas repentinamente pelas CaCs, ou seja, deseja-se que a variação desta corrente seja suave, conforme a tendência de projeto divulgada em [56].

O tempo de pré-aquecimento das CaC é considerável, o que leva a analisar dois possíveis modos de funcionamento. No primeiro deles, pode-se manter os geradores ligados no modo de espera. Neste modo de funcionamento, o combustível é consumido apenas para manter o controle sobre a temperatura da CaC e manter os circuitos de controle e supervisão em funcionamento. Assim, o tempo de pré-aquecimento não influencia no cálculo do elemento armazenador de energia (EAE) que, nesta aplicação, é um banco de baterias. O consumo de hidrogênio da CaC no modo de espera, informado pelo fabricante [65], para cada módulo de 500 W é dado por (6.1), sendo (6.2) o consumo total para um conjunto de 6 geradores de 500 W. Estes valores representam 10 % do consumo mínimo de combustível na potência nominal da UPS, conforme mostrado por (6.3) e (6.4).

$$cons_{H_2e} = 0,75 \frac{L}{min} \quad (6.1)$$

$$cons_{H_2te} = 4,5 \frac{L}{min} \quad (6.2)$$

$$\text{cons}_{H_2n} = \frac{7,477 \cdot 10^{-3} \cdot P_{CaC} \cdot n_{cell} \cdot \sigma}{V_{CaC}} = \frac{7,477 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 48 \cdot 1}{24} = 7,477 \frac{L}{min} \quad (6.3)$$

$$\text{cons}_{H_2nt} = \frac{7,477 \cdot 10^{-3} \cdot 3000 \cdot 48 \cdot 1}{24} = 44,862 \frac{L}{min} \quad (6.4)$$

A vida útil das CaC está relacionada diretamente ao seu tempo de utilização, sendo este um dos fatores limitantes de sua inserção no mercado de geração estacionária. Desta maneira, a utilização destes geradores em UPSs torna-se interessante, pois, a operação intermitente resulta em um aumento do tempo de vida do sistema, sendo atualmente limitado pela CaC. Por esta razão, e devido ao custo atual do combustível hidrogênio, a solução mais atraente para este projeto é a segunda opção, em que a CaC permanece desligada, e só é acionada na falta de energia elétrica da rede comercial. Conseqüentemente, o EAE é dimensionado para suprir energia durante o tempo de pré-aquecimento da CaC, como será visto mais adiante.

Em resumo, a UPS tem seu funcionamento definido da seguinte maneira: durante o fornecimento normal de energia elétrica pela rede comercial, a CaC permanece desligada, o EAE é mantido com capacidade máxima de energia armazenada. No momento em que ocorre falta de energia da rede elétrica comercial, a energia proveniente do EAE é fornecida à carga e as CaCs são comandadas para ligar. Após o tempo de pré-aquecimento, a energia proveniente das CaC lentamente assume o fornecimento de energia à carga. No retorno da energia da rede elétrica, o estágio EAE passa a ser recarregado. O sistema é projetado para que o estágio de conversão CC-CC tenha capacidade para manter um nível adequado de energia no EAE, mesmo durante o fornecimento da potência nominal à carga. Esta energia é mantida disponível para o eventual suprimento de energia durante as sobrecargas.

6.2.1 Definição do estágio de conversão CC-CC

O bloco de conversão CC-CC, mostrado na Fig. 6.1, possui as seguintes características principais:

- a. Relação entre tensão de saída e tensão de entrada elevada.
- b. Tensão de entrada com baixa regulação (50 % de variação).
- c. Corrente de entrada com ondulação reduzida.
- d. Não requer isolamento.
- e. Múltiplas fontes de energia.
- f. Baixa tensão de entrada.
- g. A solução proposta deve ser simples e robusta, para possível aplicação industrial.

Todas as características citadas levam a um grau elevado de dificuldade na escolha da topologia a ser empregada, pois não há uma solução óbvia que atenda a todas elas.

A topologia de conversão não-isolada mais difundida na literatura é o conversor elevador *boost*. A Fig. 6.2 (a) mostra esta topologia representada através de interruptores ideais. Na Fig. 6.2 (b) tem-se o ganho estático deste conversor, determinado por (6.5). A razão cíclica ideal necessária para atingir o ganho estático máximo é calculada de acordo com (6.6) [73]. Entretanto, em um conversor real, as perdas provocadas nos interruptores, nos elementos passivos e no próprio circuito provocam uma redução do ganho estático do conversor, fazendo com que a razão cíclica para o ponto de operação em questão seja maior. Representando-se apenas as perdas por condução, no indutor de entrada através da resistência R_L e, no interruptor controlado através da resistência R_s , obtém-se o ganho estático apresentado em (6.7). Definindo-se as relações (6.8) e (6.9), tem-se (6.10). Considerando-se estas perdas, o ganho máximo do conversor ocorre para a razão cíclica dada por (6.11). Substituindo-se (6.11) em (6.10), tem-se (6.12), que determina o máximo ganho em função das perdas consideradas. As perdas do diodo e do capacitor de saída não foram consideradas para facilitar a obtenção das equações. A Fig. 6.3 mostra o gráfico do ganho máximo em função dos parâmetros p e q . Constata-se, através desta figura, que a razão cíclica passa a ser maior do que

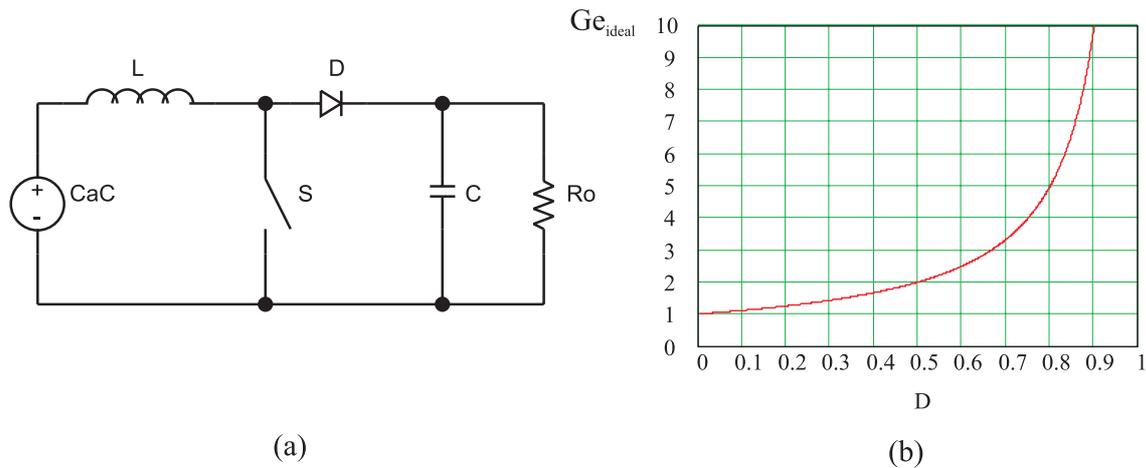


Fig. 6.2: Conversor *boost*: (a) topologia; (b) ganho estático ideal.

a dada pela equação (6.6), conforme citado, e que há um limite físico para o ganho estático. A operação deste conversor com uma razão cíclica tão elevada não é recomendada, pois uma pequena variação em D provoca uma grande variação na tensão de saída, tornando difícil seu controle. Além disso, as correntes envolvidas nesta aplicação são elevadas para as especificações apresentadas, praticamente inviabilizando o projeto deste conversor como estágio único. Um projeto teórico para estas especificações, indica a necessidade de utilização de um interruptor controlado com capacidade para 140 A eficazes, 171 A de pico e uma potência comutada teórica de 8 vezes a potência de saída do conversor. A eficiência teórica, considerando-se apenas as perdas nos semicondutores (2 MOSFETs em paralelo do tipo IRFBA90N20 e um diodo MUR3020WT) situa-se em torno de 84 %. Pelas razões descritas, esta configuração foi descartada.

$$Ge_{ideal}(D) = \frac{V_o}{V_i} = 8,1 = \frac{1}{1-D} \quad (6.5)$$

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{162 - 20}{162} = 0,876 \quad (6.6)$$

$$Ge(D, RL, Rs) = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{\left(\frac{RL+Rs}{Ro}\right) \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 - \frac{Rs}{Ro} \cdot \frac{1}{1-D} + 1} \quad (6.7)$$

$$q = \frac{RL}{Ro} \quad (6.8)$$

$$p = \frac{Rs}{Ro} \quad (6.9)$$

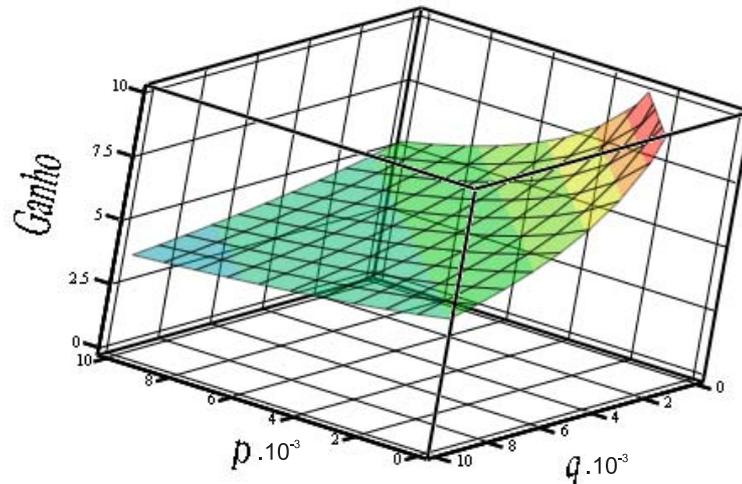


Fig. 6.3: Ganho máximo do conversor *boost* em função de q e p .

$$Ge = \frac{1}{1 - D + p \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right) + q \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)} \quad (6.10)$$

$$D_{Ge_{max}} = 1 - \sqrt{q+p} \quad (6.11)$$

$$Ge_{max} = \frac{\sqrt{q+p}}{2(p+q) - p\sqrt{q+p}} \quad (6.12)$$

Outra solução interessante para abordar o problema da acentuada diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída é a utilização de dois conversores *boost* conectados em série, conforme mostra a Fig. 6.4 (a). Porém, com apenas um interruptor, pode-se também utilizar o conversor *boost* quadrático apresentado, na Fig. 6.4 (b).

Como a tensão das CaCs é baixa e, por consequência, a corrente é elevada, os diodos utilizados para realizar a conexão em paralelo das CaCs afetam consideravelmente a eficiência do sistema. Assim, opta-se, neste projeto, por eliminar a necessidade de utilização destes diodos através do emprego de conversores individuais para cada módulo gerador, como será visto mais adiante.

A seguir, faz-se um comparativo entre os conversores da Fig. 6.4, a fim de escolher uma das duas soluções. Como o custo de um interruptor é diretamente proporcional a sua capacidade nominal de corrente e tensão e, como se pretende utilizar interruptores controlados do tipo MOSFET neste projeto, já que as tensões envolvidas não são elevadas, opta-se, no caso dos interruptores controlados, por definir a potência

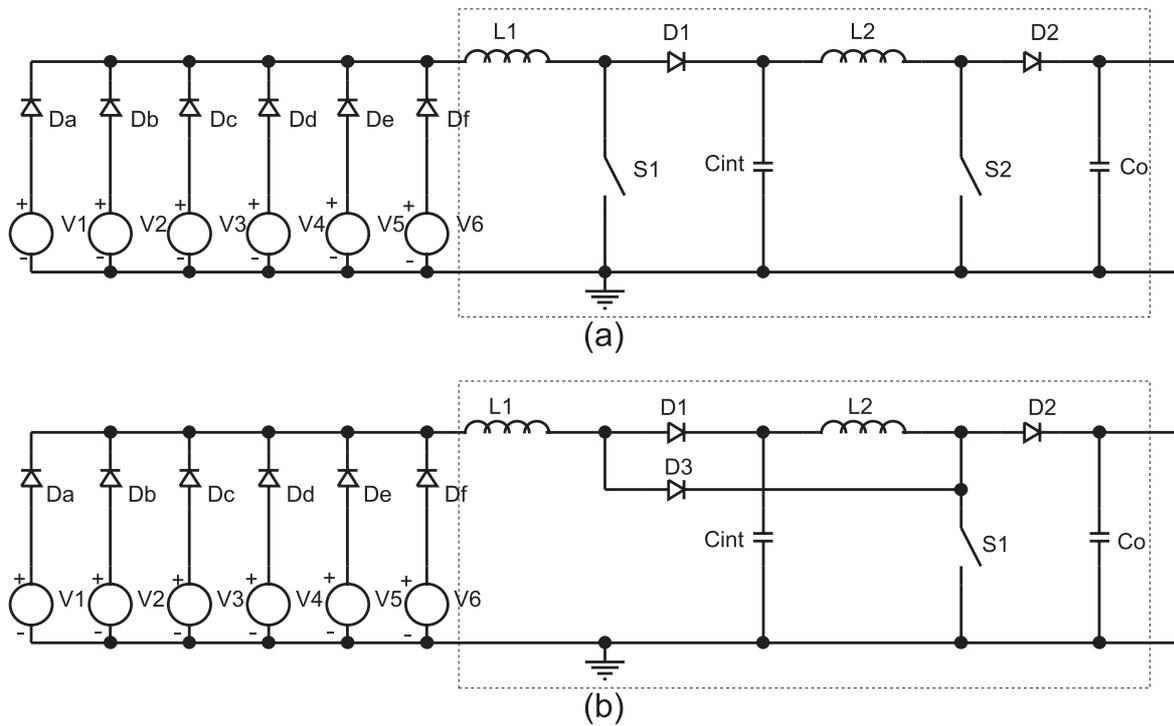


Fig. 6.4: (a) Dois conversores boost conectados em série; (b) Conversor boost com um interruptor.

comutada como sendo a multiplicação entre o valor da corrente eficaz do interruptor pela tensão máxima. No caso dos diodos, utiliza-se a multiplicação da corrente média pela tensão de bloqueio. Algumas vezes, a potência comutada é definida como sendo o resultado da multiplicação dos valores máximos de corrente e tensão, porém, para fins de comparação, as duas técnicas levam à mesma conclusão. De (6.13) a (6.16) tem-se a definição desta figura de mérito.

$$Sc = I_i \cdot V_i \quad (6.13)$$

$$Sc_{tot} = \sum_{i=1}^k V_i \cdot I_i \quad (6.14)$$

$$ScS_i = IS_{i\,ef} \cdot VS_{i\,max} \quad (6.15)$$

$$ScD_i = ID_{i\,med} \cdot VD_{i\,max} \quad (6.16)$$

Para fins de comparação, desconsidera-se a ondulação de corrente nos indutores de ambos os conversores. Considera-se ainda que a razão cíclica dos interruptores S1 e S2

são iguais. Assim, para o interruptor S1 da topologia da Fig. 6.4 (a), pode-se escrever (6.17) a (6.19). De maneira similar, determina-se a potência comutada do interruptor S2 através de (6.20). A potência comutada de ambos diodos é determinada por (6.21) e (6.22). O rendimento do primeiro estágio de conversão é denominado de η_1 e, do segundo estágio, é denominado de η_2 . O rendimento total é dado por (6.23).

$$IS_{1ef} = IL1_{med} \cdot \sqrt{D} \quad (6.17)$$

$$VS_{1max} = Vo_{int} \quad (6.18)$$

$$\overline{ScS_1} = \frac{ScS_1}{Po} = \frac{\sqrt{D}}{(1-D) \cdot \eta_{total}} \quad (6.19)$$

$$\overline{ScS_2} = \frac{ScS_2}{Po} = \frac{\sqrt{D}}{(1-D) \cdot \eta_2} \quad (6.20)$$

$$\overline{ScD_1} = \frac{1}{\eta_2} \quad (6.21)$$

$$\overline{ScD_2} = 1 \quad (6.22)$$

$$\eta_{total} = \eta_1 \cdot \eta_2 \quad (6.23)$$

Para a topologia apresentada na Fig. 6.4 (b), tem-se a potência comutada no interruptor S1 e no diodo D3, conforme (6.26) e (6.27), respectivamente.

$$IS_{1ef} = (IL1_{med} + IL2_{med}) \cdot \sqrt{D} \quad (6.24)$$

$$VS_{1max} = Vo \quad (6.25)$$

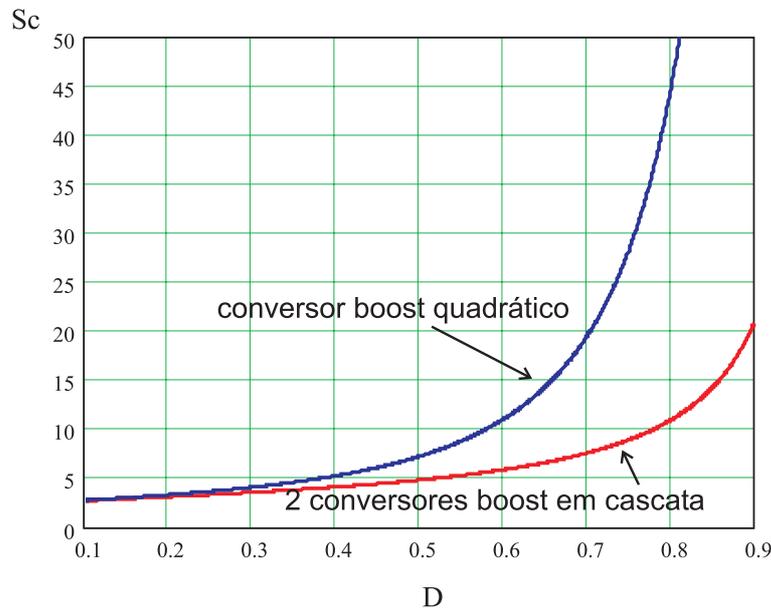
$$\overline{ScS_1} = \frac{ScS_1}{Po} = \frac{\sqrt{D}}{(1-D)^2} \left(\frac{\eta_2 + \eta_{total}(1-D)}{\eta_{total} \cdot \eta_2} \right) \quad (6.26)$$

$$\overline{ScD_3} = \frac{D^2}{(1-D)^2 \cdot \eta_{total}} \quad (6.27)$$

Desconsiderando-se as perdas nos conversores, isto é, fazendo-se os rendimentos iguais a 1, escreve-se a potência comutada total, que é a soma das potências comutadas em cada interruptor, conforme (6.28) e (6.29) para as arquiteturas da Fig. 6.4 (a) e (b), respectivamente. Estas equações descrevem a relação entre a potência de semicondutores instalada e a potência de saída do conversor, em função de D , que é a razão cíclica.

Tabela 6.2: Comparativo entre o conversor *boost* com 2 interruptores e o conversor *boost* com 1 interruptor.

Descrição	Fig. 6.4 (a)	Fig. 6.4 (b)
Número de diodos (somente do conversor)	2	3
Número de capacitores	2	2
Número de indutores	2	2
Número de interruptores controlados	2	1
Fator de utilização dos int. controlados ($D=0,65$)	0,435	0,152
Potência comutada em cada int. contr. ($D=0,65$)	2,3	6,58
Potência comutada total ($D=0,65$)	6,6	14,3

Fig. 6.5: Potência comutada total dos conversores *boost*.

Na tabela 6.2, tem-se um resumo do comparativo realizado. Esta tabela também mostra o fator de utilização dos interruptores controlados, definido conforme (6.30) [74], que não deixa de ser o inverso da potência comutada em cada interruptor parametrizada em função da potência de saída do conversor. A Fig. 6.5 mostra a potência comutada total parametrizada em função da potência de saída destes conversores, tendo D como variável.

$$\overline{Sca_{total}} = \overline{ScS_1} + \overline{ScS_2} + \overline{ScD_1} + \overline{ScD_2} = \frac{2\sqrt{D}}{1-D} + 2 \quad (6.28)$$

$$\overline{Scb_{total}} = \overline{ScS_1} + \overline{ScD_1} + \overline{ScD_2} + \overline{ScD_3} = 2 + \frac{D^2 + \sqrt{D}(2-D)}{(1-D)^2} \quad (6.29)$$

$$uS_i = \frac{ScS_i}{Po} \quad (6.30)$$

Em termos de estágio de potência, o número de componentes passivos nestes conversores é o mesmo. Porém, a estrutura que utiliza apenas um interruptor controlado possui um diodo a mais (Fig. 6.4 (b)). Este diodo comuta a corrente de entrada, que é elevada e é submetido à tensão de saída do conversor, que é a mais elevada das tensões neste circuito. Este fato faz com que a potência comutada pelo conversor seja elevada. Similarmente, o interruptor controlado deste conversor comuta a soma das correntes nos indutores, e é submetido à tensão de saída V_o . Assim, a potência comutada total da segunda estrutura (Fig. 6.4 b), desconsiderando-se os diodos de paralelismo das CaCs, é mais elevada.

Por estas razões, a opção escolhida para realizar a conversão CC-CC necessária neste projeto é a que possui os dois conversores boost, operando individualmente.

A Fig. 6.6 mostra a arquitetura completa do estágio de potência da UPS. Com a finalidade de manter a modularidade do sistema e eliminar a necessidade de utilização de diodos na saída das CaCs, seis estágios de conversão, cada qual composto por dois conversores boost em série, têm a sua saída conectada em paralelo. Desta forma, o sistema pode ser facilmente expandido ou pode operar com potência reduzida.

6.3 Estratégia de Controle e Modelagem

A função de transferência para pequenos sinais da tensão de saída pela razão cíclica do conversor *boost* possui um zero no semi-plano direito [75–77], que, dependendo dos parâmetros do circuito, pode limitar a largura de banda da malha de controle. Para reduzir a influência deste zero no semi-plano direito, opta-se, neste projeto, por realizar o controle da tensão de saída do conversor através do controle da corrente do indutor de entrada. Assim, uma malha de controle interna controla a corrente nos indutores de

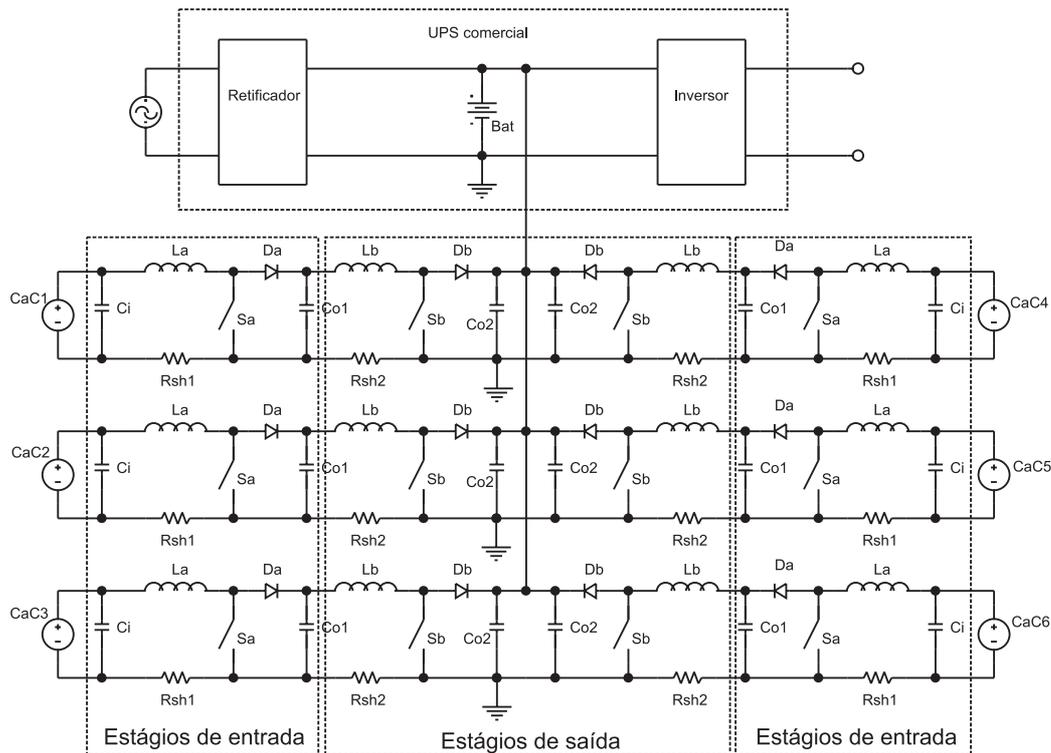


Fig. 6.6: Arquitetura da UPS.

entrada do respectivo estágio de conversão, e a malha de controle externa controla a tensão de saída do conversor através do aumento da corrente de entrada. As correntes de entrada são mensuradas através da utilização de resistores *shunt* (R_{sh}), considerados no diagrama de controle através da constante k_i .

6.3.1 Estratégia de controle do estágio de entrada

O estágio de potência de entrada, ou primeiro estágio de conversão, é controlado de acordo com a estratégia apresentada na Fig. 6.7. Um circuito integrado comercial é utilizado para implementá-la [78]. O controle da tensão de saída dos estágios de entrada é mantido independente, isto é, as saídas destes estágios não são conectadas em paralelo (Ver Fig. 6.6). A estratégia de controle deste estágio utiliza-se de uma malha de controle *feedforward*, que auxilia no controle da tensão de saída durante a presença de perturbações na tensão da CaC, o que é passível de ocorrer no sistema utilizado, caso haja alguma falha ou a reposição de uma das CaCs elementares. A malha de controle

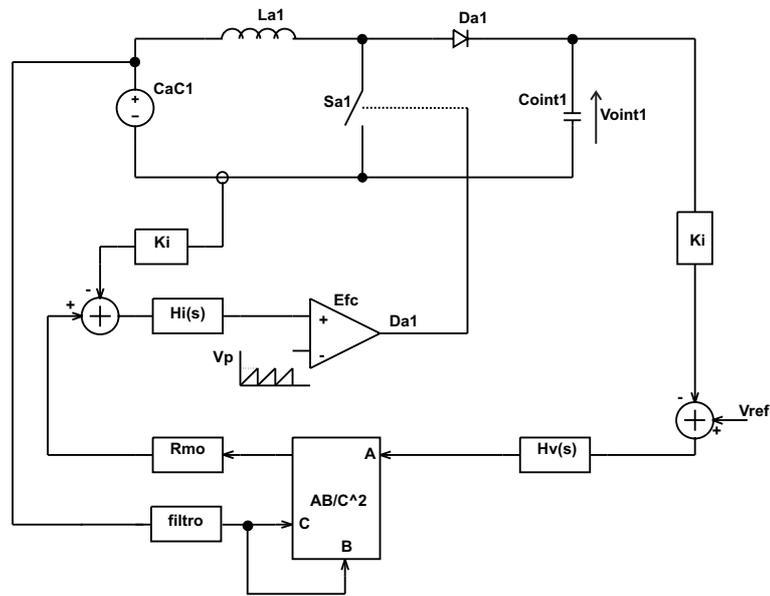


Fig. 6.7: Estratégia de controle do primeiro estágio de conversão.

da tensão V_{oInt1} gera a referência da corrente de entrada do conversor, que tem seu valor médio controlado. O filtro utilizado na entrada da malha *feedforward*, neste caso, serve apenas para filtrar as componentes de tensão na frequência de comutação do conversor e deve ser projetado adequadamente para não prejudicar o controle da tensão de saída. A Fig. 6.8 mostra os resultados de simulação da tensão de saída V_{oInt} frente à uma perturbação na tensão da CaC, utilizando-se diferentes configurações para conexão do filtro na entrada da malha de *feedforward*. O melhor resultado ocorre na configuração (a), quando a resposta dinâmica do filtro não provoca nenhum atraso significativo no valor da tensão lida pelo bloco multiplicador. Utilizando-se os mesmos valores dos parâmetros do filtro na configuração (b), tem-se um resultado melhor do que se a malha de *feedforward* não for utilizada (c). A configuração (d) também não se mostra interessante, conforme é esperado. Portanto, a configuração (a) é a adotada.

6.3.2 Estratégia de controle do estágio de saída

Os estágios de conversão de saída, ou segundo estágio de conversão, possuem as suas saídas conectadas em paralelo, concentrando a energia proveniente das CaCs em um único ponto: o barramento do banco de baterias. Este fato permite que seja

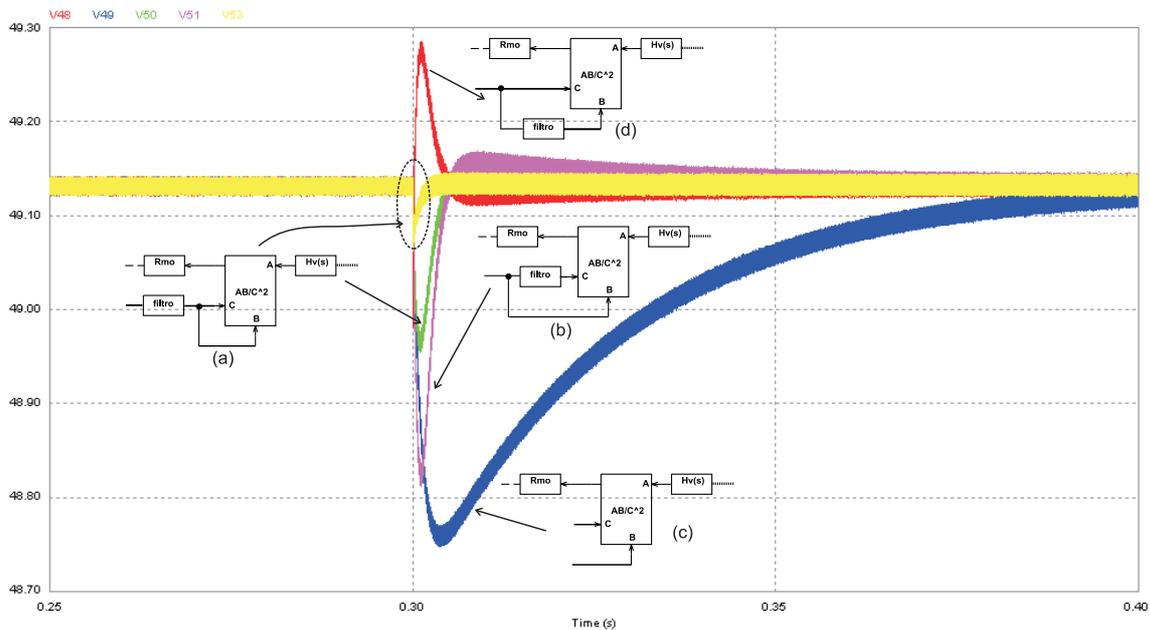


Fig. 6.8: Tensão V_{oint} frente a uma perturbação na tensão da CaC, considerando-se diferentes configurações de conexão do filtro na malha de *feedforward*.

utilizada apenas uma malha de controle desta tensão. O sinal de tensão da saída do controlador H_v é utilizado como referência para a corrente de entrada de todos os conversores deste segundo estágio, conforme mostra a Fig. 6.9. São mostrados apenas dois conversores para facilitar a representação. Neste estágio de conversão, a malha de *feedforward* não é conectada ao barramento de tensão de entrada, pois uma redução na tensão V_{oint} provocaria um aumento instantâneo da corrente de entrada, tornando maiores os esforços dos controladores de tensão dos estágios de entrada. Por outro lado, o controlador de tensão do segundo estágio será mais exigido para compensar a variação da tensão V_{oint} . Esta decisão também altera a distribuição de potência entre os conversores, conforme é mostrado a seguir.

Comportamento do conversor sem a utilização da malha de *feedforward*

Neste texto, apresenta-se o comportamento dos conversores conectados em paralelo, considerando-se que a entrada V_{ffn} apresentada na Fig. 6.9 não seja utilizada. Para tal, conecta-se este ponto a um sinal de valor constante, conforme (6.31). A tensão de

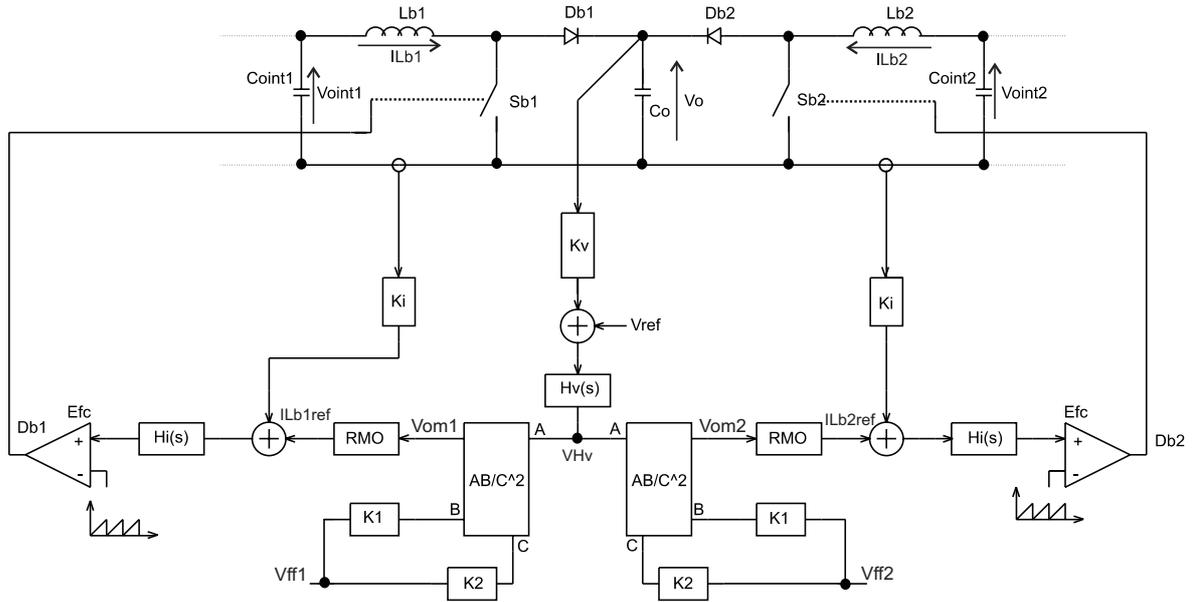


Fig. 6.9: Estratégia de controle adotada para realizar o paralelismo dos conversores, baseada na estrutura do CI UC3854.

saída do bloco multiplicador depende do sinal de saída do compensador de tensão e das constantes de proporcionalidade k_1 , k_2 e V_{const} , conforme (6.32).

A referência gerada para a corrente dos indutores ILb_n depende do valor da resistência de saída do bloco multiplicador, conforme (6.33). Considerando-se que todos os componentes sejam ideais, mostra-se que as correntes dos indutores destes estágios de conversão são iguais, de acordo com (6.34) e (6.35).

A potência de saída do primeiro estágio de conversão, $Point_n$, é determinada por (6.36) e (6.37). Logo, a potência de cada grupo de conversores em série é diretamente proporcional a sua respectiva tensão V_{oint} e a tensão de saída do compensador de tensão, conforme (6.38).

A partir da Fig. 6.9 e, considerando-se que o rendimento dos conversores seja igual, pode-se relacionar a potência de saída total às correntes nos indutores Lb , e às tensões V_{oint} , de acordo com (6.39) a (6.46).

A equação (6.46) mostra que, um aumento em qualquer uma das tensões V_{oint} , para uma potência P_o constante, provoca uma redução no valor da corrente ILb . Em outras palavras, uma variação da tensão V_{oint} provoca uma redistribuição de potência entre

os conversores. Desta forma, tem-se um ponto de ajuste para realizar a equalização das potências processadas por cada grupo de conversores.

Novamente, observa-se que a corrente de entrada destes conversores possui idealmente o mesmo valor. Considerando-se que se tenha uma tensão V_{oint} nominal, denominada $V_{oint_{nom}}$, e que todos os módulos com exceção de 1 opera com esta tensão de entrada, a potência processada por estes módulos é determinada por (6.47). Já a potência processada pelo módulo que opera com a tensão diferente, aqui denominada de $V_{oint_{dif}}$, é determinada por (6.48).

$$V_{ffn} = V_{const} \quad (6.31)$$

$$V_{om} = V_{Hv} \frac{V_{const} \cdot k_1}{(V_{const} \cdot k_2)^2} \quad (6.32)$$

$$I_{Lb_{refn}} = V_{om} \cdot R_{mo} \quad (6.33)$$

$$I_{Lb_n} = \frac{V_{Hv} \cdot k_1 \cdot R_{mo}}{V_{const} \cdot k_2^2 \cdot k_i} \quad (6.34)$$

$$I_{Lb} = I_{Lb_1} = I_{Lb_2} = I_{Lb_n} \quad (6.35)$$

$$P_{oint_n} = V_{oint_n} \cdot I_{Lb} \quad (6.36)$$

$$P_{oint_n}(V_{oint_n}, V_{Hv}) = V_{oint_n} \cdot V_{Hv} \cdot \frac{k_1 \cdot R_{mo}}{V_{const} \cdot k_2^2 \cdot k_i} \quad (6.37)$$

$$P_{oint_n} \propto V_{oint_n}, V_{Hv} \quad (6.38)$$

$$P_o = I_o \cdot V_o \quad (6.39)$$

$$I_o = \sum_{n=1}^m I_{Db_n} \quad (6.40)$$

$$I_{Db_n} = I_{Lb_n} \cdot (1 - D_{b_n}) \quad (6.41)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint_n}} = \frac{1}{1 - D_{b_n}} \quad (6.42)$$

$$1 - D_{b_n} = \frac{V_{oint_n}}{V_o} \quad (6.43)$$

$$P_o = I_{Lb} \cdot \sum_{n=1}^m V_{oint_n} \quad (6.44)$$

$$P_o = I_{Lb} \cdot \eta_b \sum_{n=1}^m V_{oint_n} \quad (6.45)$$

$$I_{Lb} = \frac{P_o}{\eta_b \cdot \sum_{n=1}^m V_{oint_n}} \quad (6.46)$$

$$Point_{m-1} = \frac{Po}{nb(vt + m - 1)} \quad (6.47)$$

$$Point_1 = \frac{Po}{nb} - \frac{Po}{nb(vt + m - 1)}(m - 1) \quad (6.48)$$

$$vt = \frac{Vo_{int_{dif}}}{Vo_{int_{nom}}} \quad (6.49)$$

Exemplo:

Seja a especificação dada a seguir:

$$Po = 1500W$$

$$m = 3$$

$$nb = 1$$

$$Vo_{int_{nom}} = 48V$$

$$Vo_{int_{dif}} = 44V$$

A potência processada pelo conversor *boost* com tensão de entrada igual a 44 V é dada por (6.51) e, a potência de entrada processada por cada um dos outros 2 conversores *boost*, é calculada em (6.52).

$$vt = \frac{Vo_{int_{dif}}}{Vo_{int_{nom}}} = \frac{44}{48} = 0,917 \quad (6.50)$$

$$Point_1 = \frac{Po}{nb} - \frac{Po}{nb(vt + n - 1)}(n - 1) = \frac{1500}{1} - \frac{1500}{1(0,917 + 3 - 1)}(3 - 1) = 472W \quad (6.51)$$

$$Point_{n-1} = \frac{Po}{nb(vt + n - 1)} = \frac{1500}{1(0,917 + 3 - 1)} = 514,3W \quad (6.52)$$

A Fig. 6.10 mostra os resultados de simulação do segundo estágio de conversão composto por três conversores *boost*. Nesta figura, mostram-se as correntes de entrada e a potência de entrada dos conversores frente a uma variação da tensão de entrada em um deles, mantendo-se fixa a tensão de entrada dos outros dois. Observa-se que as correntes de entrada aumentam para compensar a redução de potência provocada pela queda da tensão de entrada. A potência dos conversores com maior tensão é maior do

que a potência do conversor com menor tensão de entrada, conforme esperado.

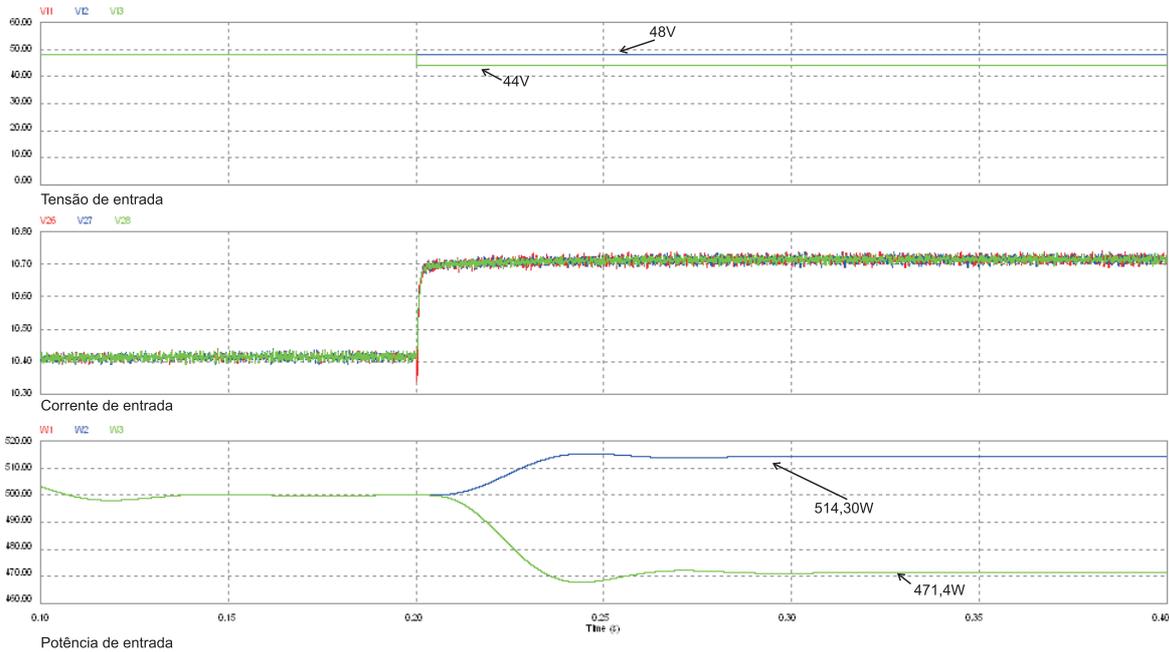


Fig. 6.10: Resultados de simulação do segundo estágio de conversão frente a variação em uma das tensões de entrada, operação sem a malha de *feedforward*.

Comportamento do conversor com a malha de *feedforward*

Conectando-se as entradas V_{ffn} apresentadas na Fig. 6.9, à tensão intermediária de cada conversor V_{oint_n} , tem-se (6.53). Logo, a corrente I_{Lb_n} está relacionada à tensão V_{hv} , conforme apresentado de (6.54) a (6.58). Então, a potência P_{oint} de cada conversor é determinada por (6.59) e (6.60). Idealmente, apenas V_{Hv} é variável na equação (6.60). Assim, tem-se que a potência de cada arranjo de conversores é diretamente proporcional a V_{Hv} , conforme (6.61). Como todas as variáveis do termo à direita de (6.60) são idealmente iguais, a potência P_{oint} de cada conversor possui idealmente o mesmo valor, conforme (6.62).

Este equacionamento mostra que uma alteração no valor da tensão V_{oint} de qualquer um dos conversores não provoca uma redistribuição de potência, como ocorre na configuração em que a malha de *feedforward* não é utilizada. Portanto, uma variação no valor desta tensão em qualquer um dos conversores surte efeito apenas no valor da

corrente deste conversor, já que a potência é mantida constante.

$$Vff_n = Voint_n \quad (6.53)$$

$$ILref_n = Vom_n \cdot Rmo \quad (6.54)$$

$$ILb_n = \frac{ILref_n}{ki} \quad (6.55)$$

$$Vom_n = \frac{VHv \cdot Voint_n \cdot ki}{(Voint_n \cdot k2)^2} \quad (6.56)$$

$$Vom_n = \frac{VHv \cdot k1}{Voint_n \cdot k2^2} \quad (6.57)$$

$$ILb_n = \frac{VHv \cdot k1 \cdot Rmo}{ki \cdot k2^2} \cdot \frac{1}{Voint_n} \quad (6.58)$$

$$Point_n = Vont_n \cdot ILb_n \quad (6.59)$$

$$Point_n(VHv) = VHv \cdot \frac{k1 \cdot Rmo}{ki \cdot k2^2} \quad (6.60)$$

$$Point_n \propto VHv \quad (6.61)$$

$$Point_1 = Point_2 = \dots = Point_n = \frac{VHv \cdot k1 \cdot Rmo}{ki \cdot k2^2} \quad (6.62)$$

A Fig. 6.11 mostra os resultados de simulação de três conversores operando em paralelo, sendo alimentados com o mesmo valor de tensão $Voint$ até o instante de tempo de 200ms. Em 200ms provoca-se uma redução na tensão $Voint$ de um dos conversores. Conforme é esperado, apenas a corrente do respectivo conversor é alterada e as potências são mantidas com o mesmo valor.

No projeto deste estágio de conversão, optou-se por não utilizar a malha de *feedforward*, por duas razões. Primeiramente porque uma perturbação na tensão $Voint$ seria amplificada por esta estratégia de controle, pois a corrente ILb em questão se alteraria instantaneamente para compensar esta variação. Por exemplo, uma redução na tensão $Voint$ provocaria um aumento abrupto da corrente ILb , fazendo com que a tensão torne-se ainda menor. A segunda razão é que a implementação da proteção de corrente e a limitação de potência do primeiro estágio de conversão atuam, reduzindo a tensão $Voint$ à medida em que o segundo estágio drena energia. Assim, a deficiência na capacidade de fornecimento de energia em um dos estágios pode ser redistribuída

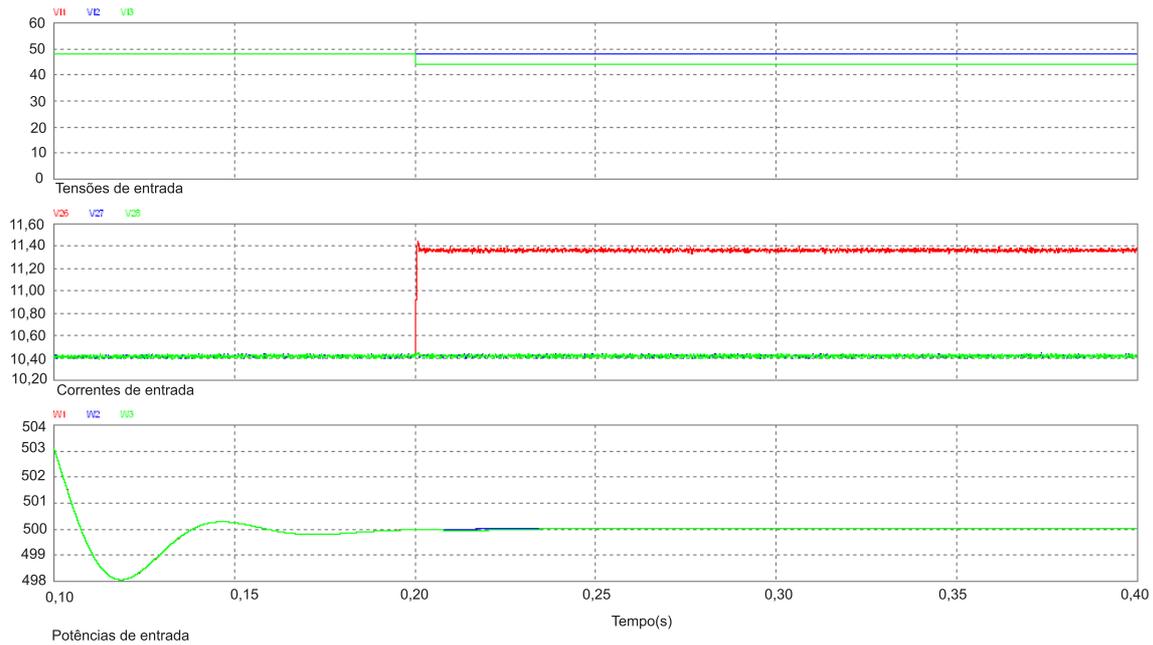


Fig. 6.11: Resultados de simulação do segundo estágio de conversão frente a variação em uma das tensões de entrada.

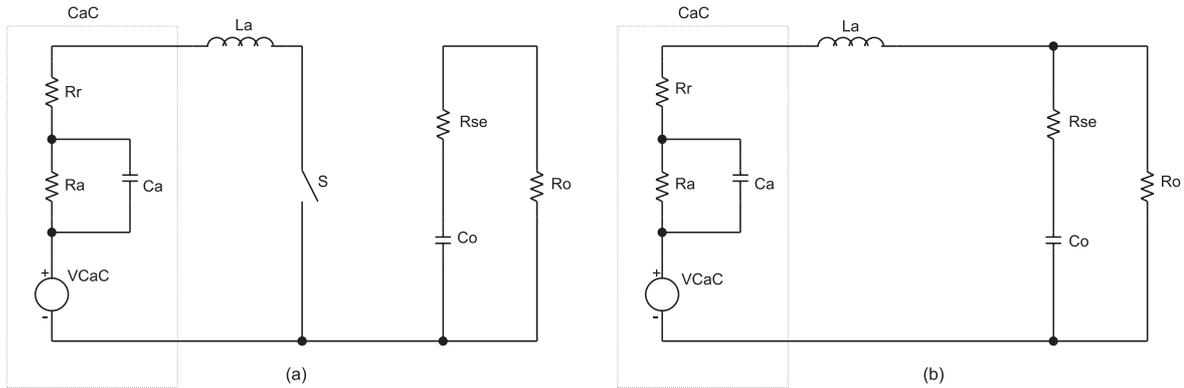
entre os outros, sem conflito na operação dos conversores.

Não obstante, a utilização da malha de *feedforward* faz com que o segundo estágio se comporte como uma carga que drena potência constante, tornando o projeto do sistema de controle do primeiro estágio mais complicado. Isto ocorre porque a carga *sentida* pelo primeiro estágio tem o comportamento de uma impedância negativa quando modelada para pequenos sinais [79].

6.3.3 Modelagem

Obtenção do modelo $ILa(s)/da(s)$ para o estágio de entrada

Para controlar a corrente de entrada do conversor do primeiro estágio, o qual está conectado à CaC, obtém-se a função de transferência $ILa(s)/da(s)$, considerando-se a impedância da CaC, apresentada anteriormente na Fig. 2.14, e a resistência série equivalente do capacitor de saída deste conversor. A Fig. 6.12 mostra o circuito utilizado na modelagem, representado pelas duas etapas de funcionamento do conversor *boost*.

Fig. 6.12: Etapas de funcionamento do conversor *boost*.

Para modelar o conversor *boost*, é utilizada a técnica de modelagem válida para pequenos sinais, apresentada em [74]. Assim, utilizando-se a técnica de análise de circuitos na primeira etapa de operação, apresentada na Fig. 6.12 (a), obtém-se (6.63) a (6.70).

$$-vCaC + vCa + Rr \cdot iL + vL = 0 \quad (6.63)$$

$$vL = vi - vCa - iL \cdot Rr \quad (6.64)$$

$$iRa = \frac{vCa}{Ra} \quad (6.65)$$

$$iL = iRa + iCa \quad (6.66)$$

$$iCa = iL - iRa \quad (6.67)$$

$$iCa = iL - \frac{vCa}{Ra} \quad (6.68)$$

$$iCo = -io \quad (6.69)$$

$$iCo = -\frac{vo}{Ro} \quad (6.70)$$

Ainda utilizando-se análise de circuitos, obtém-se as equações relativas a segunda etapa de operação, mostrada na Fig. 6.12 (b). Logo, tem-se (6.71) a (6.76).

$$-vCaC + vCa + Rr \cdot iL + vL + vo = 0 \quad (6.71)$$

$$vL = vCaC - vCa - iL.Rr - vo \quad (6.72)$$

$$iCa = iL - iRa \quad (6.73)$$

$$iCa = iL - \frac{vCa}{Ra} \quad (6.74)$$

$$iL = iCo + io \quad (6.75)$$

$$iCo = iL - \frac{vo}{Ro} \quad (6.76)$$

A seguir determina-se o valor médio instantâneo das variáveis de estado do circuito apresentado. O valor médio instantâneo da tensão no indutor é determinado de acordo com (6.77), o qual é apresentado por (6.78). A corrente média instantânea do capacitor Ca e do capacitor Co é dada de (6.79) a (6.81).

$$\overline{VL} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D.T} (vCaC - vCa - iL.Rr) dt + \int_{D.T}^T (vCaC - vCa - iL.Rr - vo) dt \right) \quad (6.77)$$

$$\overline{VL} = vCaC - vCa - iL.Rr - vo(1 - D) \quad (6.78)$$

$$\overline{iCa} = iL - \frac{vCa}{Ra} \quad (6.79)$$

$$\overline{iCo} = -\frac{vo}{Ro}.D + (iL - \frac{vo}{Ro})(1 - D) \quad (6.80)$$

$$\overline{iCo} = iL(1 - D) - \frac{vo}{Ro} \quad (6.81)$$

Aplicando-se uma perturbação em (6.78), (6.79) e (6.81) e desprezando-se os termos de segunda ordem e os termos CC, tem-se (6.83), (6.84) e (6.85), respectivamente.

$$L \frac{diL}{dt} + L \frac{d\hat{i}L}{dt} = VCaC + v\hat{C}aC - VCa - v\hat{C}a - (iL + \hat{i}L).Rr - (Vo + \hat{v}o)(1 - D - \hat{d}) \quad (6.82)$$

$$L \frac{d\hat{i}L}{dt} = v\hat{C}aC - v\hat{C}a - \hat{i}L.Rr + Vo.\hat{d} - \hat{v}o.(1 - D) \quad (6.83)$$

$$Ca \frac{d\hat{v}Ca}{dt} = \hat{i}L - \frac{v\hat{C}a}{Ra} \quad (6.84)$$

$$Co \frac{d\hat{v}Co}{dt} = -iL.\hat{d} + \hat{i}L(1 - D) - \frac{\hat{v}o}{Ro} \quad (6.85)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (6.83), (6.84) e (6.85), obtém-se (6.86), (6.87) e (6.88), respectivamente. Realizando-se as substituições e as manipulações

necessárias em (6.86), (6.87), (6.88) e (6.89), obtém-se o modelo que representa a corrente de entrada pela razão cíclica, conforme mostrado por (6.90) a (6.97).

$$L.s.iL(s) = vi(s) - vCa(s) - iL(s).Rr + Vo.d(s) - vo(s)(1 - D) \quad (6.86)$$

$$s.Ca.vCa(s) = iL(s) - \frac{vCa(s)}{Ra} \quad (6.87)$$

$$s.Co.vCo(s) = -iL.d(s) + iL(s).(1 - D) - \frac{vo(s)}{Ro} \quad (6.88)$$

$$vCa(s) = \frac{iL(s).Ra}{1 + s.Ca.Ra} \quad (6.89)$$

$$Gi(s) = \frac{iLa(s)}{da(s)} = \frac{z_2 \cdot s^2 + z_1 \cdot s + z_0}{p_3 \cdot s^3 + p_2 \cdot s^2 + p_1 \cdot s + p_0} \quad (6.90)$$

$$z_2 = Ca.Ra.Co.Vo.(Ro + 2.Rse) \quad (6.91)$$

$$z_1 = Vo.(Co.(2.Rse + Ro) + 2.Ca.Ra) \quad (6.92)$$

$$z_0 = 2.Vo \quad (6.93)$$

$$p_3 = Co.Ca.L.Ra.(Rse + Ro) \quad (6.94)$$

$$p_2 = Co.Ca.Ra.(Ro.Rse.(1 - D)^2 + Rr.(Rse + Ro)) + L.(Co.(Ro + Rse) + Ca.Ra) \quad (6.95)$$

$$p_1 = Ro.((1 - D)^2.(Ca.Ra + Co.Rse) + Co.(Ra + Rr)) + L + Ca.Ra.Rr + Co.Rse.(Ra + Rr) \quad (6.96)$$

$$p_0 = Ro.(1 - D)^2 + Ra + Rr \quad (6.97)$$

Obtenção do modelo $iLb(s)/db(s)$ para o estágio de saída

A função de transferência $iLb(s)/db(s)$ utilizada para projetar o controlador de corrente do segundo estágio de conversão considera a tensão de entrada e a tensão de saída constantes, modeladas como fontes de tensão ideais. A dedução desta função de transferência segue o mesmo procedimento apresentado para o filtro ativo, sendo que, para conveniência do leitor, apenas seu resultado final é repetido aqui, com as variáveis renomeadas, conforme mostra (6.98).

$$Gi(s)_a = \frac{iLb(s)}{db(s)} = \frac{Vo}{s.Lb} \quad (6.98)$$

Obtenção do modelo para o controle da tensão de saída dos estágios de entrada.

Conforme comentado anteriormente, a malha de controle da tensão de saída dos estágios de entrada é individual e é implementada utilizando-se o circuito integrado UC3854 [78]. A Fig. 6.13 mostra o diagrama esquemático utilizado para obtenção da função de transferência da tensão de saída pela corrente média do diodo (ID_{med}), considerando-se a resistência série equivalente (RSE) do capacitor de saída deste conversor. Em (6.99), tem-se a função de transferência que relaciona a corrente média do diodo à tensão de saída. Em (6.101), tem-se a função de transferência desejada, que relaciona a corrente do indutor La à tensão de saída. Esta função de transferência considera a razão cíclica e a tensão de entrada constantes, e situadas em um determinado ponto de operação. Esta equação mostra que as perturbações da carga não afetam o posicionamento do zero. Como o controle da malha de tensão será relativamente lento, uma vez que o EAE é encarregado de fornecer variações abruptas de energia, esta função de transferência é suficiente para controlar o conversor.

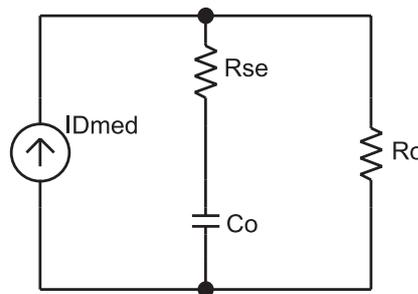


Fig. 6.13: Modelo do filtro de saída considerando-se a Rse do capacitor Co .

$$\frac{v\hat{o}(s)}{iD\hat{a}_{med}(s)} = \frac{s + \frac{1}{C_o \cdot R_{se}}}{s + \frac{1}{C_o \cdot (R_{se} + R_o)}} \cdot \frac{R_{se} \cdot R_o}{R_{se} + R_o} \quad (6.99)$$

$$IDa_{med}(s) = ILa_{med} \cdot \frac{Vi}{Vo} = ILa_{med} \cdot (1 - D) \quad (6.100)$$

$$Gva(s) = \frac{v\hat{o}(s)}{iL\hat{a}(s)} = \frac{s + \frac{1}{C_o \cdot R_{se}}}{s + \frac{1}{C_o \cdot (R_{se} + R_o)}} \cdot \frac{R_{se} \cdot R_o}{R_{se} + R_o} \cdot (1 - D) \quad (6.101)$$

A Fig. 6.14 mostra, através de diagrama de blocos, a estratégia de controle utilizada

nestes estágios de conversão.

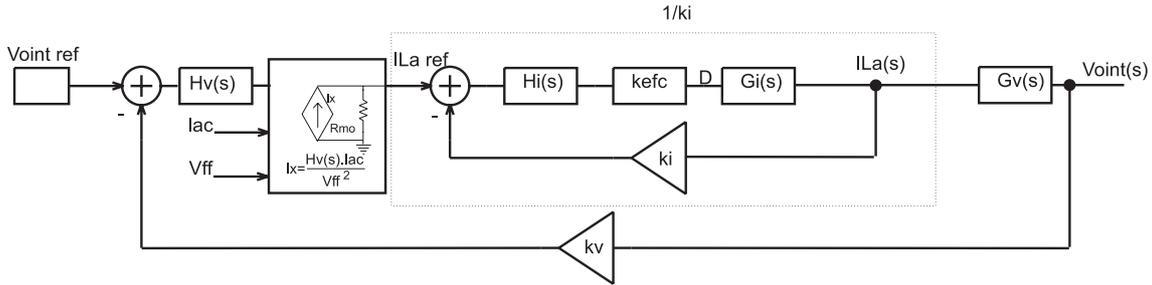


Fig. 6.14: Representao em diagrama de blocos da estratégia de controle do primeiro estágio.

Obteno do modelo para o controle da tensão dos estágios de saída.

A Fig. 6.15 mostra o diagrama de blocos do circuito de controle do segundo estágio de conversão. A corrente média de saída dos diodos Db é somada ao carregar o capacitor Co , conforme (6.102) e (6.103). Os capacitores Co e suas respectivas RSEs são colocados em paralelo e o valor resultante equivalente  dado por (6.105) e (6.106). Reescrevendo a funo de transferência da tensão $vo(s)$ pela corrente $ILb(s)$ em funo dos componentes individuais de cada conversor e do número de conversores em paralelo m , tem-se (6.107). Observa-se que o número de conversores utilizado não altera o posicionamento do zero de $Gv(s)$, porém altera o posicionamento do pólo e o valor do ganho.

Um diagrama simplificado, de controle é mostrado pela Fig. 6.16.

$$I_s = IDb_1 + IDb_2 + \dots + IDb_n \quad (6.102)$$

$$I_s = \sum_{n=1}^m IDb_n \quad (6.103)$$

$$I_s = IDb \cdot m = ILb \cdot (1 - D) \cdot m \quad (6.104)$$

$$Co_{eq} = Co \cdot m \quad (6.105)$$

$$Rse_{eq} = \frac{Rse}{m} \quad (6.106)$$

$$Gvb(s) = \frac{vo(s)}{iLb(s)} = \frac{(1 - D) \cdot Ro \cdot m \cdot Rse}{Rse + Ro \cdot m} \cdot \left(\frac{s + \frac{1}{Co \cdot Rse}}{s + \frac{1}{Co \cdot Rse + Co \cdot m \cdot Ro}} \right) \quad (6.107)$$

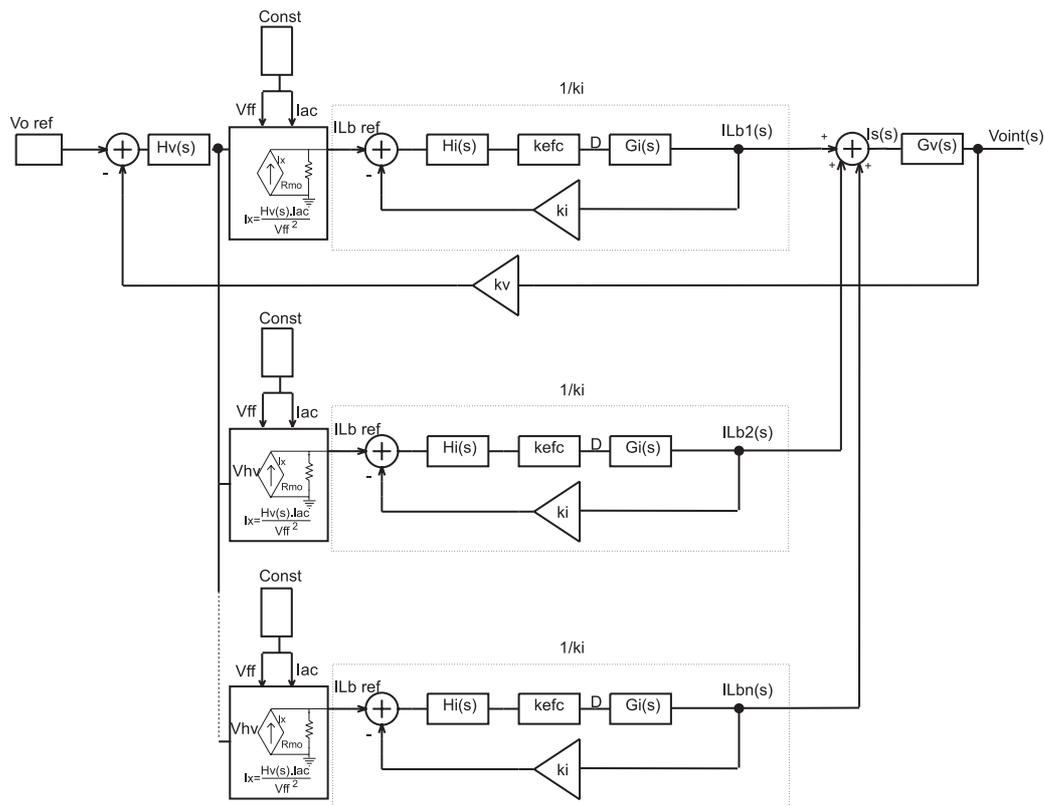


Fig. 6.15: Representação em diagrama de blocos da estratégia de controle do segundo estágio de conversão.

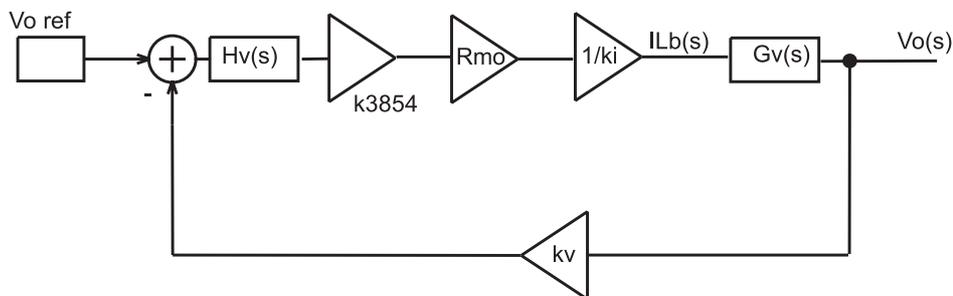


Fig. 6.16: Representação simplificada da estratégia de controle do segundo estágio.

6.4 Controle da corrente do banco de baterias

Como a saída dos conversores *boost* está conectada diretamente ao barramento do banco de baterias, é necessário que a corrente deste banco de baterias seja monitorada para que não ocorra sobrecorrente durante a carga destas baterias. Ao mesmo tempo, os conversores devem continuar enviando energia à carga.

Para realizar tal tarefa, adotou-se a estratégia de controle apresentada na Fig.

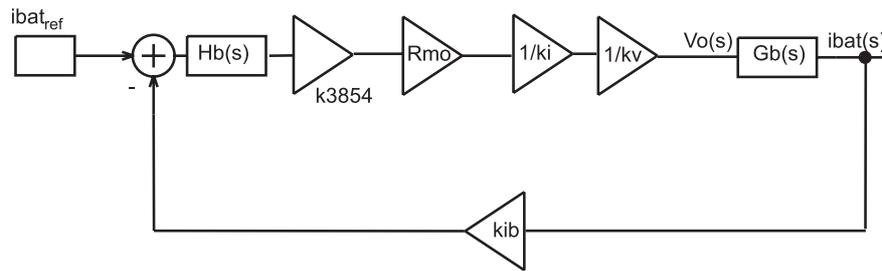


Fig. 6.17: Estratégia de controle da corrente do banco de baterias.

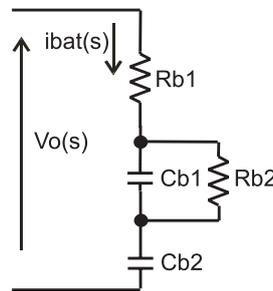


Fig. 6.18: Circuito utilizado para obtenção do modelo.

6.17 em que, um controlador de corrente reduz o valor da corrente de referência dos conversores *boost* do segundo estágio, caso seja necessário. Devido à maneira como esta estratégia é implementada, o controlador de corrente das baterias atua somente se o valor da referência de corrente for superior ao valor real de corrente. Já que este controlador de corrente pode atuar lentamente, e é interessante que assim seja, para que as dinâmicas das malhas de controle estejam desacopladas, representa-se o banco de baterias de forma simplificada. O modelo utilizado para representar o banco de baterias é derivado do modelo individual de uma bateria, válido para a situação em que esta esteja carregada, conforme mostra a Fig. 6.18. Para se obter os parâmetros da bateria pode-se utilizar o método da interrupção de corrente. Em (6.108) mostra-se a função de transferência necessária para controlar esta corrente.

$$G_{bat}(s) = \frac{s(s.Cb1.Rb2.Cb2 + Cb2)}{s^2.Cb1.Rb2.Cb2.Rb1 + s(Cb2.Rb1 + Cb2.Rb2 + Cb1.Rb2) + 1} \quad (6.108)$$

6.5 Redução da ondulação de alta frequência através do uso de um capacitor adicional

A existência da impedância interna da CaC, permite que possa ser obtida uma redução adicional na ondulação de corrente gerada pelo conversor. Isto pode ser realizado através da inclusão de um capacitor de filtragem na entrada deste conversor que, para elevada frequência, possui um volume pequeno. Portanto, nesta seção, apresenta-se uma análise quantitativa, considerando-se a existência deste capacitor.

6.5.1 Cálculo da corrente da CaC com a utilização do capacitor de filtragem

A componente alternada da corrente drenada pelo conversor boost pode ser reproduzida numericamente através de (6.109).

$$iLa(t) = \sum_{n=1}^k \left(-4.I. \frac{\cos(D.n.\omega.T) - 1}{T^2.D.n^2.\omega^2.(D-1)}. \cos(\omega.t.n) - 4.I. \frac{\cos(D.n.\omega.T)}{T^2.D.n^2.\omega^2.(D-1)}. \text{sen}(\omega.t.n) \right) \quad (6.109)$$

$$I = \frac{\Delta I}{2} \quad (6.110)$$

Para calcular $iCaC(t)$, é necessário considerar a RSE do capacitor de filtragem, bem como, a indutância da CaC ou dos cabos de conexão. Dependendo da tecnologia do capacitor adotado, pode ser necessário considerar também a sua indutância parasita, a qual foi levada em conta no equacionamento. A Fig. 6.19 mostra o modelo utilizado para obter esta corrente. Em (6.111), tem-se o cálculo do valor instantâneo da corrente $iCaC$. O valor eficaz desta corrente é determinado por (6.112). Devido à complexidade das equações, a solução numérica é a mais apropriada, em que se escolhe o valor do capacitor C_i , em função da amplitude da corrente desejada na CaC.

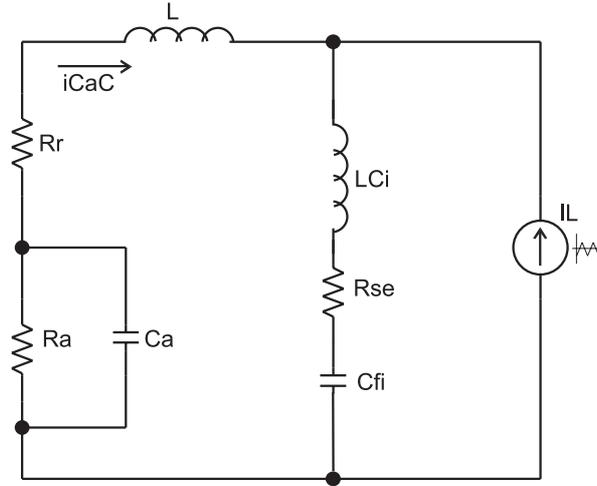


Fig. 6.19: Circuito equivalente para cálculo do capacitor de filtragem.

$$iCaC(t) = \sum_{n=1}^k \frac{-I \cdot (\cos(D \cdot n \cdot 2\pi) - 1) \cdot \cos(\omega \cdot t \cdot n) + \text{sen}(D \cdot n \cdot 2\pi) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t \cdot n)}{n^2 \cdot \pi^2 \cdot D(1-D)} \times \left| \frac{1}{\frac{1}{n \cdot \omega \cdot Cfi} + LCi \cdot \omega \cdot j + Rse + \omega \cdot n \cdot L \cdot j + Rr + \frac{\frac{Ra}{\omega \cdot n \cdot Ca \cdot j}}{Ra + \frac{1}{\omega \cdot n \cdot Ca \cdot j}}} \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot n \cdot Cfi} + LCi \cdot \omega \cdot n \cdot j + Rse \right) \right| \quad (6.111)$$

$$iCaC_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} iCaC(t)^2 dt} \quad (6.112)$$

6.5.2 Modelagem do conversor boost considerando-se a presença do capacitor na entrada

Com a finalidade de verificar se a presença deste capacitor torna inexecúvel a implementação do controle da corrente do conversor, já que esta é a malha de controle mais rápida, deduz-se nesta seção o modelo do conversor, considerando-se esta alteração. Com a finalidade de simplificar a obtenção da função de transferência $iLa(s)/da(s)$, substitui-se o capacitor de saída do conversor e a carga por uma fonte de tensão constante, conforme mostra a Fig. 6.20. A partir da primeira etapa de funcionamento, obtém-se de (6.113) a (6.117). Da segunda etapa de funcionamento do

conversor, tem-se (6.118) a (6.120).

$$-vCaC + vCa + Rr.iCaC + vL = 0 \quad (6.113)$$

$$vL = vCi \quad (6.114)$$

$$iRa = \frac{vCa}{Ra} \quad (6.115)$$

$$iCa = iCaC - iRa \quad (6.116)$$

$$iCi = iCaC - iL \quad (6.117)$$

$$-vCaC + vCa + Rr.iCaC + vL + vo = 0 \quad (6.118)$$

$$vo + vCi + vL = 0 \quad (6.119)$$

$$iCi = iCaC - iL \quad (6.120)$$

Através das equações das duas etapas de funcionamento, obtém-se o valor médio instantâneo da tensão no indutor e da corrente nos capacitores, conforme mostrado de (6.121) a (6.124).

$$\overline{VL} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D.T} vCaC - vCa - Rr.iCaC + \int_0^{(1-D).T} vCaC - vCa - Rr.iCaC - vo \right) \quad (6.121)$$

$$\overline{VL} = vCaC - vCa - Rr.iCaC - vo(1 - D) \quad (6.122)$$

$$\overline{iCi} = iCaC - iL \quad (6.123)$$

$$\overline{iCa} = iCaC - iRa \quad (6.124)$$

Aplicando-se uma perturbação de (6.121) a (6.124), eliminando-se os termos de segunda ordem, os termos CC e aplicando-se a transformada de Laplace às equações de interesse, obtém-se (6.125) que é a função de transferência desejada. Na seção em que é realizado o projeto dos conversores, as funções de transferência mostradas até o momento são comparadas.

$$Gi(s) = \frac{s^2.Vo.Ca.Ra.Ci.Rr + s.(Vo.Ci.Rr + Vo.Ca.Ra) + Vo}{s^3.Ca.Ra.Ci.Rr.La + s^2(Ca.Ra.La + Ci.Rr.La) + s.(La + Rr.Ca.Ra) + Rr + Ra} \quad (6.125)$$

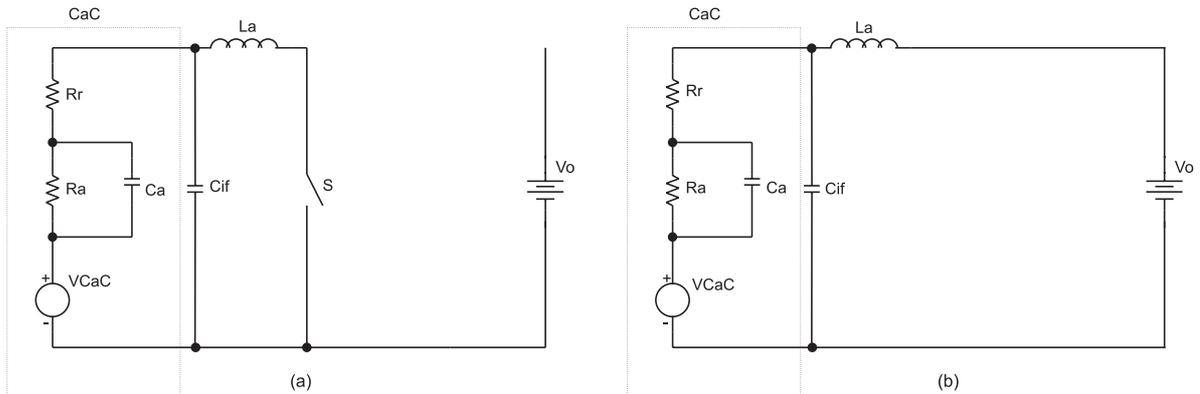


Fig. 6.20: Circuito utilizado na modelagem.

6.6 Memorial de Cálculo do Projeto do Primeiro Estágio

6.6.1 Especificações e cálculos preliminares

Tensão de entrada: a tensão de entrada dos conversores irá variar de 24 V a 36 V, de acordo com a característica estática da CaC. Assim, tem-se (6.126) e (6.127).

$$V_{i_{min}} = 24V \quad (6.126)$$

$$V_{i_{max}} = 36V \quad (6.127)$$

Tensão de saída: a tensão nominal de saída adotada está apresentada em (6.128). A tensão de saída mínima corresponde ao valor máximo da tensão da CaC, para operação sem carga e com o conversor desligado, conforme (6.129).

$$V_{O_{nom}} = 48V \quad (6.128)$$

$$V_{O_{min}} = 36V \quad (6.129)$$

Potência de saída do conversor: a potência de saída do conversor do primeiro estágio é definida pela máxima potência consumível da CaC, estimando-se o rendimento do conversor, conforme (6.131).

$$P_i = 500W \quad (6.130)$$

$$P_o = P_i \cdot \eta = 500W \cdot 0,94 = 470W \quad (6.131)$$

Ondulação de corrente do indutor de entrada: A máxima ondulação de corrente em alta frequência do indutor de entrada pode ser determinada por (6.135) [73].

$$f_c = 50kHz \quad (6.132)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (6.133)$$

$$\Delta_I \approx 10\% \quad (6.134)$$

$$L = \frac{0,148 \cdot R_o \cdot \sqrt{P_o}}{\Delta_I \cdot f_c} \rightarrow 120\mu H \quad (6.135)$$

6.6.2 Cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes

Corrente média e de pico no diodo de saída: A corrente média que circula pelo diodo de saída é igual à corrente média de saída, conforme (6.136). A corrente de pico do diodo está apresentada em (6.137).

$$ID_{med} = \frac{P_o}{V_{o_{nom}}} = 9,8A \quad (6.136)$$

$$ID_{pico} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} + \Delta_I = 22,8A \quad (6.137)$$

Corrente média, eficaz e de pico no interruptor: Os valores de pico, médio e eficaz são obtidos para a pior condição de operação, ou seja, maior razão cíclica e

menor tensão de entrada, conforme (6.138), (6.139) e (6.140).

$$IS_{ef} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} \cdot \sqrt{D} = 14,58A \quad (6.138)$$

$$IS_{med} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} \cdot D = 10,2A \quad (6.139)$$

$$IS_{pico} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} + \Delta_I = 22,8A \quad (6.140)$$

Tensão máxima sobre os interruptores: A tensão máxima teórica sobre os interruptores é a própria tensão de saída, conforme (6.141).

$$Vs_{max} = VD_{max} = V_{onom} = 48V \quad (6.141)$$

Esforços de corrente no indutor: Considerando-se que o valor da corrente eficaz que circula pelo indutor é, aproximadamente, igual ao valor médio, pode-se calcular esta corrente, conforme (6.142) e (6.143).

$$IL_{ef} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} = 20,88A \quad (6.142)$$

$$IL_{pico} = IL_{ef} + \Delta_I = 20,88 + 1,95 = 22,8A \quad (6.143)$$

6.6.3 Escolha dos componentes e cálculo de perdas

Interruptor controlado: O interruptor controlado, escolhido devido a sua capacidade de operar em alta frequência, aliada ao baixo valor de resistência *dreno-source* em se tratando de interruptores de baixa tensão, é da tecnologia MOSFET. Do fabricante *International Rectifier*, escolheu-se o interruptor IRFB4710. A seguir, são calculadas as perdas de condução e comutação deste componente. As perdas de condução e de comutação são determinadas por (6.145) e (6.146), respectivamente. Observa-se que as perdas predominantes neste interruptor são as perdas por condução. Por esta razão, nenhuma técnica de auxílio à comutação

foi adotada. As perdas totais são mostradas em (6.147)

$$RDS_{on} = 0,022\Omega @ 100\text{ }^{\circ}C \quad (6.144)$$

$$PS_{con} = IS_{ef}^2 \cdot RDS_{on} = 5,472W \quad (6.145)$$

$$PS_{com} = \frac{1}{2}fc \cdot tf \cdot IS_{med} \cdot VS_{max} + \frac{1}{3} \cdot fc \cdot trr \cdot IRR \cdot VS_{max} = 0,974W \quad (6.146)$$

$$PS_{tot} = PS_{con} + PS_{com} = 6,446W \quad (6.147)$$

Diodo de saída: O diodo de saída escolhido para a implementação foi o MUR1520.

As perdas causadas pela condução de corrente, comutação e totais, são calculadas de (6.150) até (6.152). Similarmente ao que ocorre com o interruptor controlado, as perdas predominantes são as perdas por condução, não havendo necessidade de um circuito de ajuda à comutação.

$$V_{FD} = 0,6V \quad (6.148)$$

$$trr = 35 \cdot 10^{-9}s \quad (6.149)$$

$$PD_{con} = V_{FD} \cdot ID_{med} = 4,764W \quad (6.150)$$

$$PD_{com} = \frac{1}{2} \cdot fc \cdot trr \cdot ID_{med} \cdot VD_{max} = 0,452W \quad (6.151)$$

$$PD_{tot} = PD_{con} + PD_{com} = 6,327W \quad (6.152)$$

6.6.4 Cálculo físico do indutor de entrada

Utilizando-se a metodologia apresentada em [80] para o cálculo de indutores em alta frequência, dimensiona-se, nesta seção, o indutor de entrada do conversor *boost*.

Escolha do núcleo:

$$BL_{max} = 0,3T \quad (6.153)$$

$$Kw = 0,7 \quad (6.154)$$

$$J_{max} = 400 \frac{A}{cm^2} \quad (6.155)$$

$$AeAw = \frac{L \cdot ILe f^2}{Kw \cdot BL_{\max} \cdot J_{\max}} = 6,2cm^4 \quad (6.156)$$

Assim, o núcleo escolhido para o projeto é o E55 do fabricante Thornton, que possui as seguintes características:

$$Ae = 354mm^2 \quad (6.157)$$

$$Aw = 250mm^2 \quad (6.158)$$

$$AeAw = 8,85cm^4 \quad (6.159)$$

$$Vn = 42,50cm^3 \quad (6.160)$$

Enrolamento: Em (6.161) tem-se o cálculo do número de espiras do indutor. A área de cobre necessária é determinada por (6.162).

$$NL = \frac{L \cdot IL_{pico}}{BL_{\max} \cdot Ae} \approx 26 \text{ espiras} \quad (6.161)$$

$$Acu = \frac{IL_{ef}}{J_{\max}} = 0,052cm^2 \quad (6.162)$$

A bitola máxima do condutor de cobre foi definida com base na influência do efeito pelicular para a temperatura de $100^\circ C$. Assim, adota-se uma bitola de 23 AWG. Para atender ao critério de densidade de corrente máxima, deverão ser utilizados 20 fios em paralelo, conforme (6.163).

$$n = \frac{Acu}{Ac} = \frac{0,052}{0,002582} = 20,1 \approx 20 \quad (6.163)$$

Em (6.164), determina-se o valor teórico do entreferro necessário para se obter a indutância desejada.

$$lg = \frac{NL^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L} \rightarrow \frac{lg}{2} = 1,25mm \quad (6.164)$$

Para determinar as perdas resistivas no indutor, deve-se primeiramente calcular a resistência total do enrolamento, a qual depende da temperatura e do compri-

mento do fio utilizado, conforme mostra (6.168). Assim, pode-se determinar as perdas no cobre, conforme (6.169).

$$\rho_c(20) = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot cm \quad (6.165)$$

$$\rho_c(100) = 2,246 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm \quad (6.166)$$

$$MLT = 116mm \quad (6.167)$$

$$R_{cc} = \frac{\rho_c(100) \cdot NL \cdot MLT}{Ae \cdot n} = 13m\Omega \quad (6.168)$$

$$P_c = R_{cc} \cdot I L_e f^2 = 5,7W \quad (6.169)$$

Sejam o coeficiente de perdas por histerese e o coeficiente de perdas por correntes parasitas, dados nas equações (6.170) e (6.171) respectivamente, calculam-se as perdas no núcleo, dadas pela equação (6.172).

$$kh = 4.10^{-5} \quad (6.170)$$

$$ke = 4.10^{-10} \quad (6.171)$$

$$P_n = B_{max}^{2,4} \cdot (kh \cdot fc + ke \cdot fc^2) \cdot Vn = 0,085W \quad (6.172)$$

A elevação de temperatura no núcleo é calculada de acordo com (6.173).

$$\Delta T = Rt \cdot P_{tn} = 10,265 \cdot (5,785) = 59,38^\circ C \quad (6.173)$$

Com base na área ocupada pelo cobre e na área disponível no carretel, pode-se determinar a possibilidade de construção do indutor, conforme (6.175).

$$A_{cuisol} = 1,577cm^2 \quad (6.174)$$

$$P_{exec} = \frac{A_{cuisol}}{A_w} = 0,67 \quad (6.175)$$

Tabela 6.3: Parâmetros para cálculo do capacitor de filtragem.

Parâmetro	Valores para o exemplo 1	Valores para o exemplo 2
Cif	330,7 μF @ 55kHz (B41821-EPCOS)	102,97 μF @ 55kHz (B41826-EPCOS)
Rr	0,2 Ω	0,2 Ω
Ra	0,8 Ω	0,8 Ω
Ca	0,014	0,014
L	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$
LCi	0	0
RSE	128m Ω	97,9m Ω
D	0,43	0,43

6.6.5 Cálculo do capacitor de filtragem adicional

O capacitor, adicionado ao circuito com a finalidade de reduzir ainda mais a ondulação de corrente drenada pelo conversor, foi dimensionado através de solução numérica. Através de (6.111) e dos parâmetros apresentados na Tabela 6.3, calcula-se o valor de pico da componente alternada de corrente na CaC. Utilizando-se um capacitor de 330 μF com RSE medida, igual a 128 m Ω , encontra-se (6.176). Já o valor de pico da componente alternada de corrente na CaC para um capacitor de valor nominal de 100 μF é dado por (6.177). Para efetuar estes cálculos, considerou-se até a harmônica de 15^a ordem. Posteriormente, estes resultados são comparados com os resultados experimentais. Da mesma forma, porém, considerando-se apenas a componente fundamental da corrente de entrada do conversor, obtém-se (6.178) e (6.179) para os capacitores de 330 μF e 100 μF , respectivamente. O erro que incorre no resultado por não serem consideradas as demais harmônicas é maior a medida em que a razão cíclica se afasta de 0,5. A Fig. 6.21 ilustra esta afirmação.

$$ICaC_{pico}(330\mu F) = 0,111A \quad (6.176)$$

$$ICaC_{pico}(100\mu F) = 0,075A \quad (6.177)$$

$$ICaC_{pico}(330\mu F) = 0,102A \quad (6.178)$$

$$ICaC_{pico}(100\mu F) = 0,081A \quad (6.179)$$

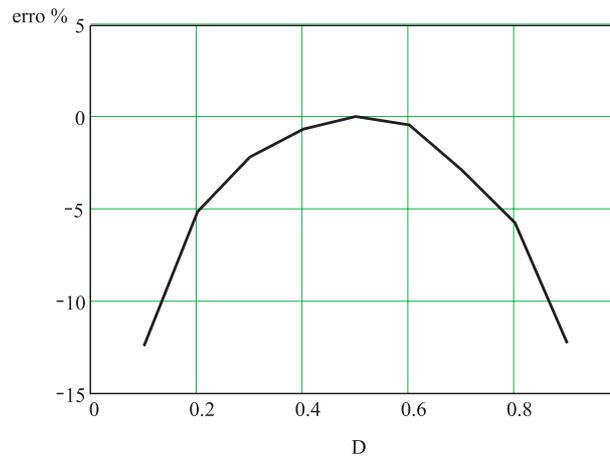


Fig. 6.21: Erro percentual causado no cálculo da corrente da CaC por considerar-se apenas a forma de onda fundamental da corrente de entrada do conversor.

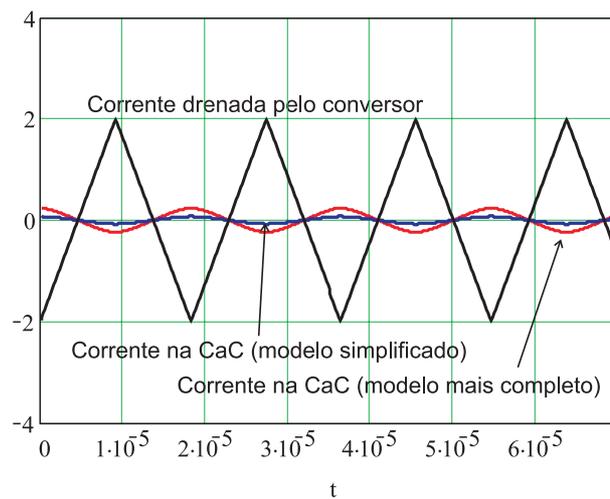


Fig. 6.22: Formas de onda obtidas matematicamente das corrente do conversor e da CaC, considerando-se um modelo simplificado e o mais completo.

A Fig. 6.22 mostra as formas de onda da corrente drenada pelo conversor, a forma de onda que circularia pela CaC, caso esta fosse modelada apenas pela sua resistência R_r e a RSE do capacitor não fosse considerada, e a forma de onda da corrente, considerando-se o modelo apresentado na Fig. 6.19. Observa-se claramente que há divergência entre os dois resultados teóricos. Os resultados experimentais apresentados mais adiante mostram que a utilização do modelo mais completo é mais precisa, conforme é esperado.

6.6.6 Projeto da malha de controle da corrente do primeiro estágio

Substituindo-se os valores dos componentes do conversor na função de transferência que leva em consideração a impedância da CaC, pode-se projetar o controlador da malha de corrente. A Fig. 6.23 mostra um comparativo entre os ganhos das funções de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica, para o modelo mais completo e para os simplificados (ver legenda). A fase destas funções de transferência está mostrada na Fig. 6.24. Observa-se que, aproximadamente, a partir de 1 kHz, os ganhos das funções de transferência possuem o mesmo comportamento e, portanto, para estas especificações, a função de transferência mais simples poderia ter sido utilizada.

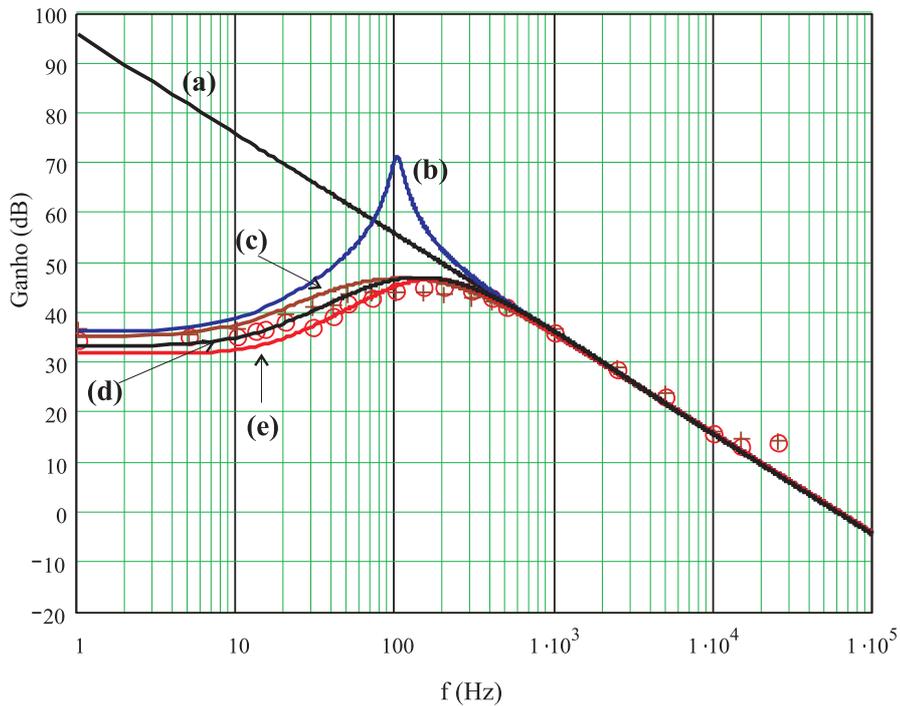
Para validar as funções de transferência que levam em consideração a impedância da CaC, simulou-se o conversor *boost*, provocando-se uma perturbação periódica na razão cíclica para várias frequências. Os resultados desta validação também são mostrados pelas Figs. 6.23 e 6.24.

Em (6.180) mostra-se no formato zero-pólo-ganho a função de transferência $G_i(s)$, que considera a existência da CaC. Em (6.181), tem-se a função de transferência $G_i(s)$, que considera como fonte de alimentação do conversor uma fonte de tensão ideal. Através destas equações, pode-se observar a diferença na quantidade e na localização dos pólos e zeros de $G_i(s)$, em se considerando uma fonte de tensão ideal e uma CaC, com seus parâmetros internos.

$$G_i(s) = 387091.6 \cdot \frac{(s + 89.29)(s + 68.63)}{(s + 55.73)(s^2 + 1805s + 1.125 \cdot 10^6)} \quad (6.180)$$

$$G_{i_{idealvi}}(s) = 387091.6 \cdot \frac{(s + 68.63)}{(s^2 + 104.9s + 4.142e005)} \quad (6.181)$$

Para controlar esta corrente, adotou-se o controlador proporcional-integral com filtro, anteriormente mostrado na Fig. 5.23. As equações deste controlador são mostradas de (6.182) a (6.185). Os parâmetros deste controlador são apresentados por (6.186), através de sua função de transferência no formato pólo-zero-ganho.



- Validation of the complete model, considering R_r , R_a , C_a , R_{se} , R_o and C_o .
- + Validation of the model that considers only R_r , R_{se} and C_o .
- (a) Transfer function (FT) theoretical simplified ($V_o/s.L$).
- (b) FT considering only R_{se} , R_o and C_o .
- (c) FT considering R_r , R_{se} , R_o and C_o .
- (d) FT considering R_r , R_a , C_a , C_{if} .
- (e) FT considering R_r , R_a , C_a , R_{se} , R_o , C_o .

Fig. 6.23: Ganho das funções de transferência $ILa(s)/da(s)$.

$$H_i(s) = K \cdot \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (6.182)$$

$$K = \frac{1}{R_c \cdot C_p} \quad (6.183)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_z \cdot C_z} \quad (6.184)$$

$$\omega_p = \frac{C_p + C_z}{R_z \cdot C_z \cdot C_p} \quad (6.185)$$

$$H_i = 14.9 \cdot 10^6 \cdot \frac{s + 13.8 \cdot 10^3}{s(s + 266.3 \cdot 10^3)} \quad (6.186)$$

Para realizar a leitura da corrente, utilizou-se um sensor de corrente com ganho $k_i=0,01$. O ganho do elemento final de controle (modulador PWM) é de 0,1818 [78].

A Fig. 6.25 mostra a função de transferência de laço aberto da malha de corrente. Nesta figura, observa-se a localização dos pólos e zeros da planta completa. Como

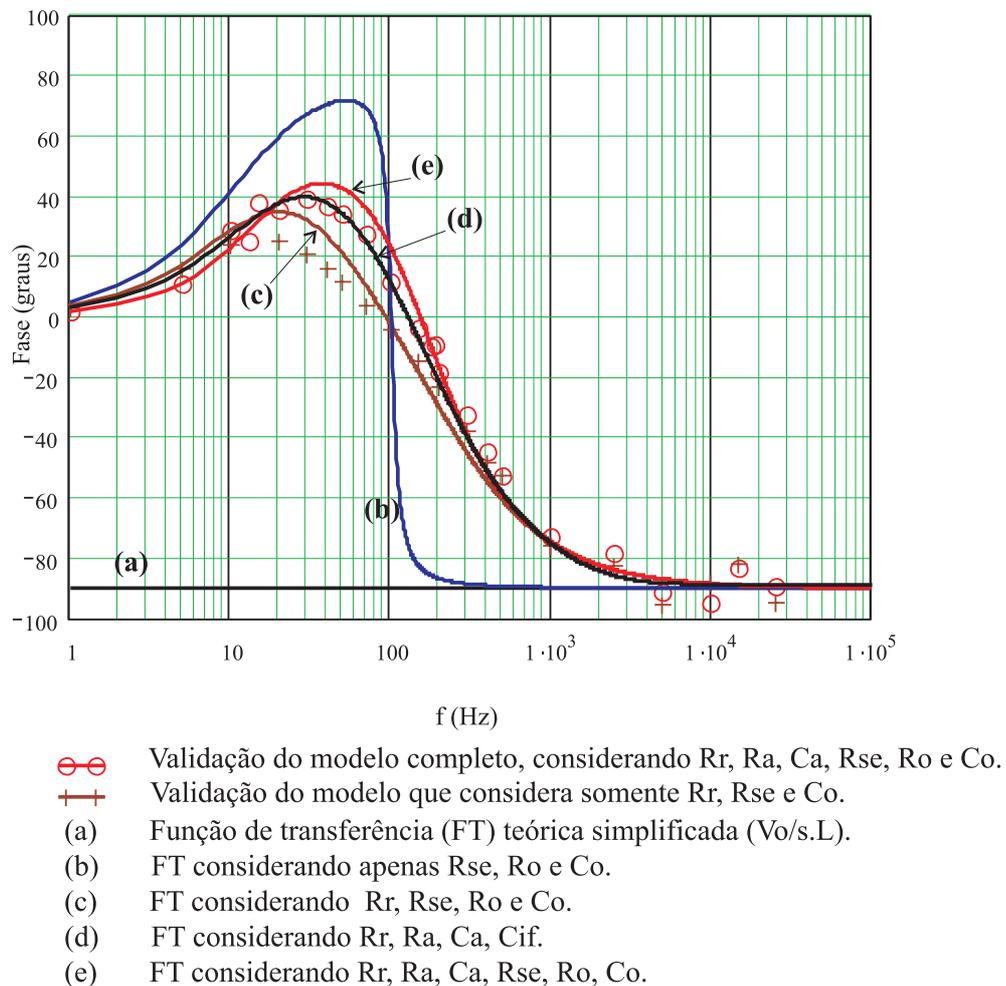


Fig. 6.24: Fase das funções de transferência $ILa(s)/da(s)$.

se pode observar, a malha de controle é estável, pois, tem-se uma margem de fase adequada e o ganho cruza com 0 dB a 20 dB/dec.

6.6.7 Projeto da malha de controle da tensão do primeiro estágio

A malha de controle da tensão de saída do conversor foi projetada para ser lenta. Como consequência, tem-se que as variações de corrente na CaC são suavizadas e, sendo assim, os picos de energia são fornecidos pelo EAE.

A partir da função de transferência mostrada em (6.101), optou-se por utilizar o controlador PI com filtro, já apresentado. A função de transferência da planta a ser

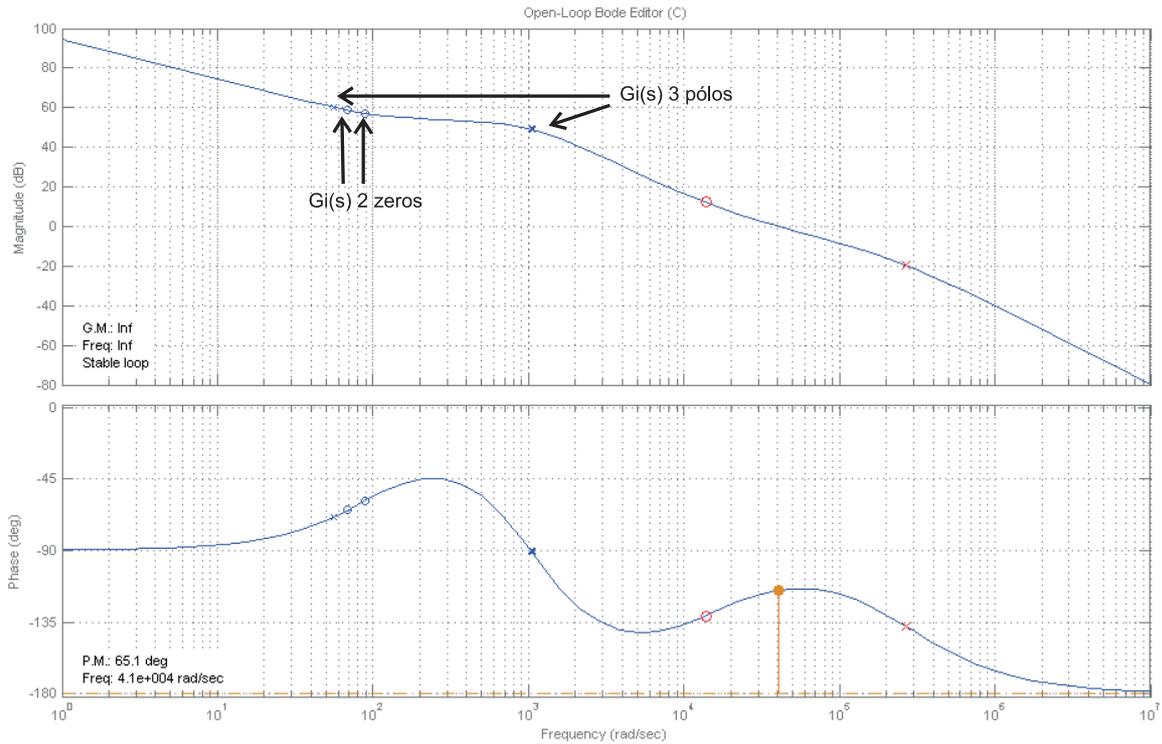


Fig. 6.25: Função de transferência de laço aberto da malha de controle da corrente.

controlada, com a devida substituição numérica, está apresentada no formato zero-pólo-ganho por (6.187). Observa-se que os ganhos do sensor de tensão, e os ganhos internos ao circuito integrado já estão considerados na planta. Como a malha interna que controla a corrente é muito mais rápida, esta foi representada pelo seu ganho de malha fechada ($1/ki$). No mesmo formato, mostra-se em (6.188) a função de transferência do controlador de tensão. Os ganhos mencionados são mostrados de (6.189) a (6.191).

$$Gv(s) = \frac{0,00028598(s + 2000)}{(s + 42,48)} \quad (6.187)$$

$$Hv(s) = \frac{2127,6596(s + 37,99)}{s(s + 417,9)} \quad (6.188)$$

$$kv = 156 \cdot 10^{-3} \quad (6.189)$$

$$\frac{1}{ki} = 100 \quad (6.190)$$

$$k_{3854} = 187,30 \cdot 10^{-6} \quad (6.191)$$

A Fig. 6.26 apresenta a função de transferência de laço aberto da malha de controle

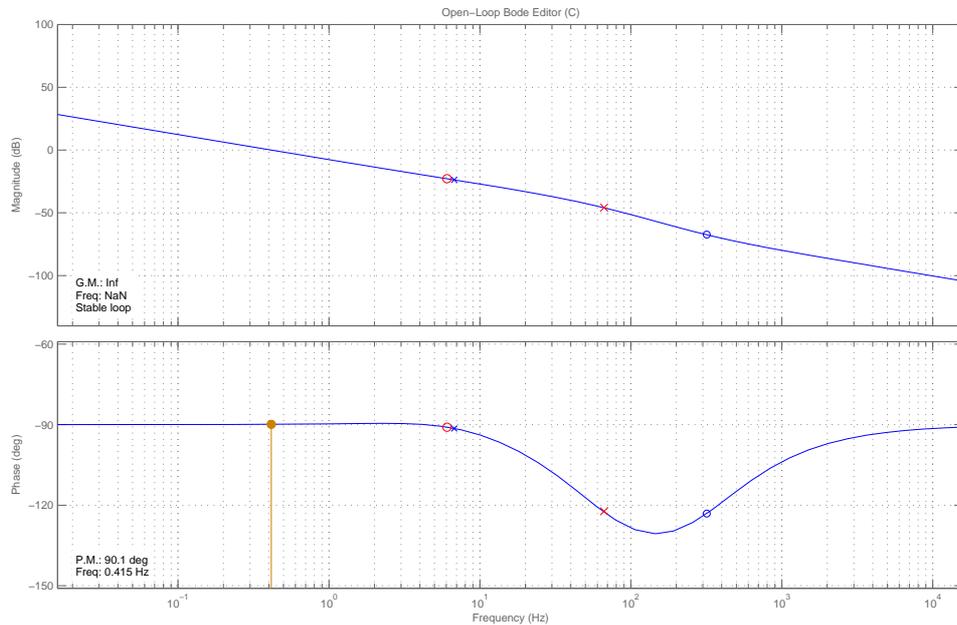


Fig. 6.26: Função de transferência de laço aberto da malha de controle da tensão.

da tensão. Na Fig. 6.27, mostra-se os resultados de simulação da estratégia de controle completa, considerando-se as duas malhas de controle. Nesta figura, nota-se que o sobresinal de tensão não é acentuado e que não há instabilidade ou interações entre as malhas de controle.

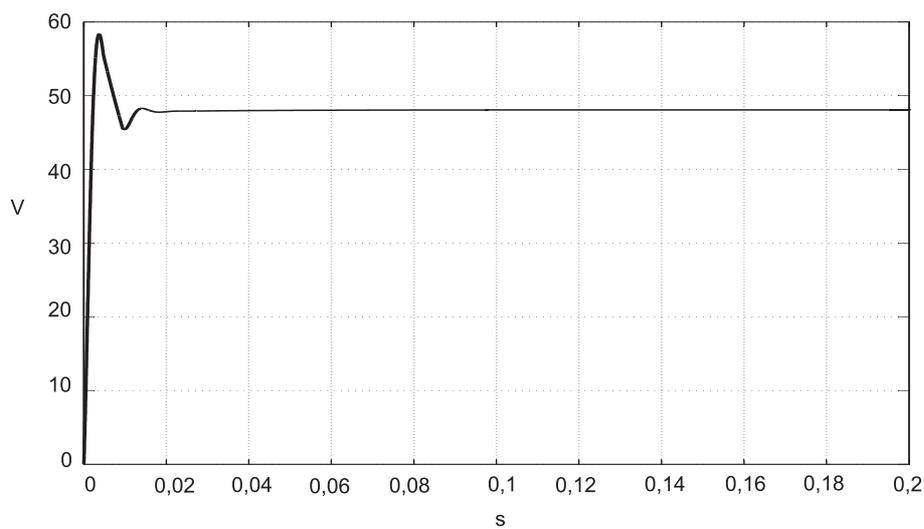


Fig. 6.27: Resultados de simulação da tensão de saída do conversor *boost*, considerando-se as duas malhas de controle.

6.7 Projeto do segundo estágio de conversão

6.7.1 Cálculo de energia necessária durante o tempo de pré-aquecimento das CaCs

No instante em que ocorre a falta da energia elétrica da rede comercial, o banco de baterias deve fornecer energia à carga. O cálculo da energia necessária pode ser obtido através de (6.192).

$$E_p = \frac{P_o \cdot t_p}{\eta_{conv}} \quad (6.192)$$

Em que:

E_p → energia necessária para alimentar a carga durante o tempo de pré-aquecimento;

P_o → potência de saída do inversor (W);

t_p → tempo necessário para realizar o pré-aquecimento (s);

η_{conv} → eficiência da conversão de energia.

Então, para as especificações dadas, a energia necessária durante o tempo de pré-aquecimento é dada por (6.193). A capacidade mínima do banco de baterias é dada por (6.194) para a condição de circulação de corrente determinada em (6.195), o que resulta em um banco de baterias composto por 12 baterias de 9Ah cada uma (categoria C20).

$$E_p = \frac{P_o \cdot t_p}{\eta_{conv}} = \frac{2100 \cdot 7 \cdot 60}{0,88} = 1,002 \cdot 10^6 J \quad (6.193)$$

$$C_{bat} = \frac{E_{tot}}{V_{bat}} = \frac{1,002 \cdot 10^6 J}{144V} = 6,960C \rightarrow 2,546Ah \quad (6.194)$$

$$I_d \approx \frac{P_o}{V_{bat} \cdot \eta_{conv}} = 16,6A \quad (6.195)$$

Tabela 6.4: Especificações e dados circuito de potência.

Símbolo	Significado	Valor
P_o	Potência de saída	440 W
V_o	Tensão de saída	144-162 V
$V_{i_{nom}}$	Tensão de entrada nominal	48 V
$V_{i_{min}}$	Tensão de entrada mínima	36 V
$V_{i_{max}}$	Tensão de entrada máxima	56 V
f_c	Frequência de comutação	50 kHz
η	Rendimento estimado	0,94
$\Delta I \%$	Ondulação máxima de corrente	35 %
$I_{D_{med}}$	Corrente média do diodo	3,3A
$I_{S_{med}}$	Corrente média do interruptor	9,752A
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz do interruptor	11,26A
$I_{S_{pico}}$	Corrente de pico no interruptor	15,3A
$V_{S_{max}}=V_{D_{max}}$	Tensão sobre os semicondutores	162 V
S2	Interruptor adotado	IRFP260N (MOSFET)
D2	Diodo adotado	MUR820
Co	Capacitor de saída	4x 330 μF /100V, B41856-EPCOS
Lb	Indutor de entrada	250 μH

6.7.2 Especificações do conversor, esforços de corrente e tensão e especificações dos componentes de potência

A metodologia utilizada para o projetar o segundo estágio de conversão foi a mesma utilizada para o primeiro estágio, com exceção do projeto dos controladores, em que os modelos utilizados são mais simples, já que não se tem a CaC conectada a este conversor. Por esta razão, os detalhes dos cálculos serão omitidos deste texto, e as informações são dadas de forma resumida. A Tabela 6.4 mostra as especificações deste estágio de conversão, os esforços de corrente e tensão dos interruptores, bem como as especificações dos componentes do circuito de potência.

6.7.3 Controle da corrente

Utilizando-se as mesmas topologias de controladores utilizados no primeiro estágio, foram calculados os valores dos componentes dos compensadores, os quais estão apresentados a seguir.

Posicionando-se a frequência do zero do compensador a 1,5 décadas abaixo da frequência de cruzamento da FTLA que, por sua vez, é 1/4 da frequência de comutação e, a frequência do pólo a uma década acima da frequência de cruzamento, determina-se o valor dos resistores R_c e R_z , conforme apresentado de (6.196) a (6.201).

$$f_{cr} = \frac{1}{4} f_c = 12,5 kHz \quad (6.196)$$

$$f_z = 450 Hz \quad (6.197)$$

$$f_p = 100 kHz \quad (6.198)$$

$$R_z = 180 k\Omega \quad (6.199)$$

$$K = 50 \cdot 10^6 \quad (6.200)$$

$$R_c = R_z \cdot \left(\frac{\omega_p - \omega_z}{K} \right) = 2,4 k\Omega \rightarrow 2,2 k\Omega \quad (6.201)$$

O valor dos capacitores do pólo e do zero são calculados conforme apresentado em (6.202) e (6.203), respectivamente.

$$C_p = \frac{1}{R_z \cdot (\omega_p - \omega_z)} = 8,3 pF \rightarrow 8,2 pF \quad (6.202)$$

$$C_z = \frac{1}{R_z \cdot \omega_z} = 1,965 \cdot 10^{-9} \rightarrow 2,2 nF \quad (6.203)$$

Para verificar se o sistema é estável à luz da malha fechada, avalia-se as funções de transferência de laço aberto. A Fig. 6.28 mostra o traçado do ganho e da fase da FTLA da malha de corrente, incluindo a localização dos pólos e zeros da planta e do controlador.

A Fig. 6.29 mostra o resultado de simulação da malha de controle da corrente frente a um degrau na referência. Pode-se observar que o projeto do controlador atende a este critério e ao de estabilidade, não apresentando oscilações.

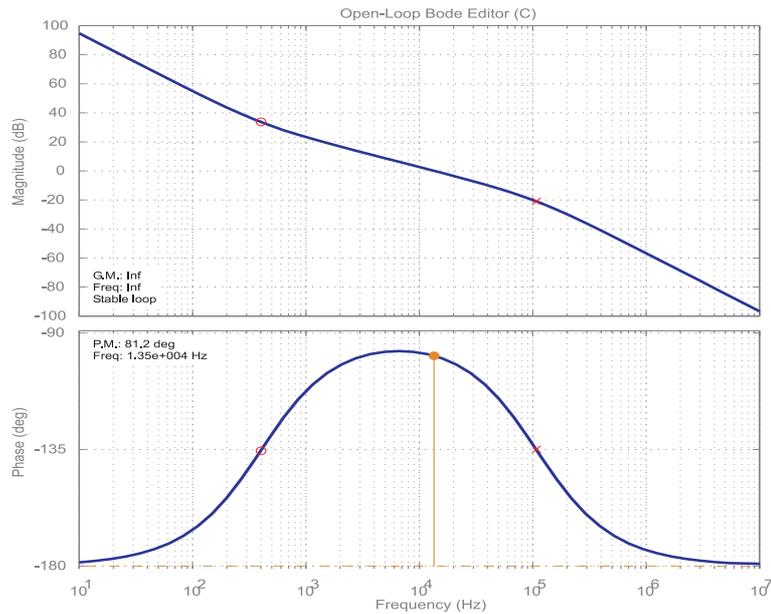


Fig. 6.28: Ganho e fase da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

6.7.4 Controle da tensão

No projeto da malha de controle da tensão, deve-se atentar para o fato de que o paralelismo dos conversores coloca em paralelo os capacitores de saída dos mesmos, incluindo suas RSEs e as correntes de saída dos conversores são somadas, o que já foi considerado na obtenção da função de transferência.

No formato zero-pólo-ganho, apresenta-se em (6.204) a função de transferência da planta a ser controlada, considerando-se a presença de apenas um conversor. Como o número máximo de conversores previsto é igual a 6, (6.205) mostra a função de transferência da planta para esta condição. Logo, pode-se observar a alteração no posicionamento do pólo e no valor do ganho para as duas situações. A alteração no valor do ganho não é acentuada. Para simplificar a visualização, a planta leva em conta o valor do ganho interno do circuito integrado, o ganho do sensor de tensão e o ganho em malha fechada da malha de corrente, apresentados de (6.206) a (6.208).

$$Gv(s, m = 1) = \frac{0,07474(s + 3,03 \cdot 10^4)}{(s + 72.89)} \quad (6.204)$$

$$Gv(s, m = 6) = \frac{0,07489(s + 3,03 \cdot 10^4)}{(s + 12.17)} \quad (6.205)$$

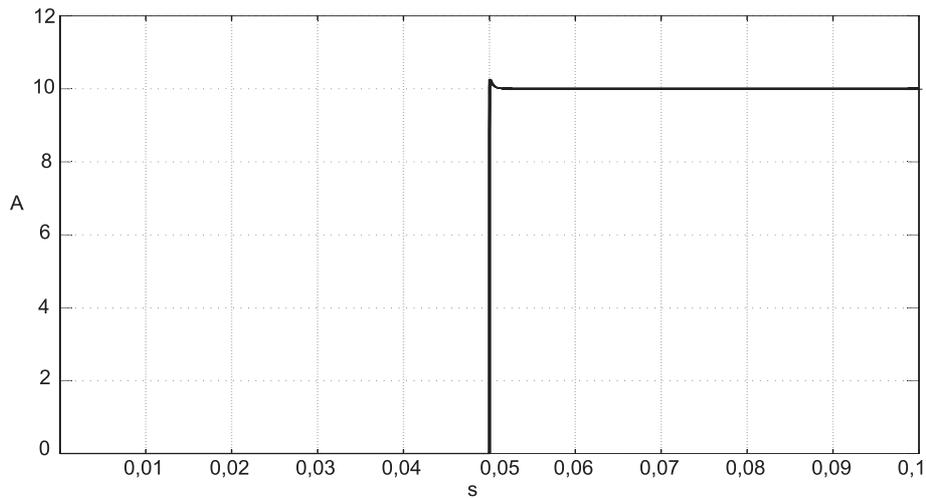


Fig. 6.29: Resultado de simulação da malha de controle da corrente, frente a um degrau na referência.

$$k_{3854} = 1,87 \cdot 10^{-4} \quad (6.206)$$

$$kv = 0,0520 \quad (6.207)$$

$$\frac{1}{ki} = 100 \quad (6.208)$$

Em (6.209), tem-se a função de transferência do compensador de tensão. Os parâmetros deste compensador foram escolhidos de tal maneira a permitir que o erro estático seja nulo e que sua resposta seja lenta, fazendo com que a corrente de entrada do conversor não varie bruscamente, resultando no uso de energia armazenada no EAE durante os transitórios.

$$Hv(s) = \frac{303,0303(s + 64,47)}{s(s + 2085)} \quad (6.209)$$

A Fig. 6.30 mostra o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão para a condição em que apenas 1 conversor esteja operando. Considerando-se a operação dos seis conversores em paralelo, tem-se a FTLA, apresentada pela Fig. 6.31. Em ambos casos, conclui-se que o sistema é estável.

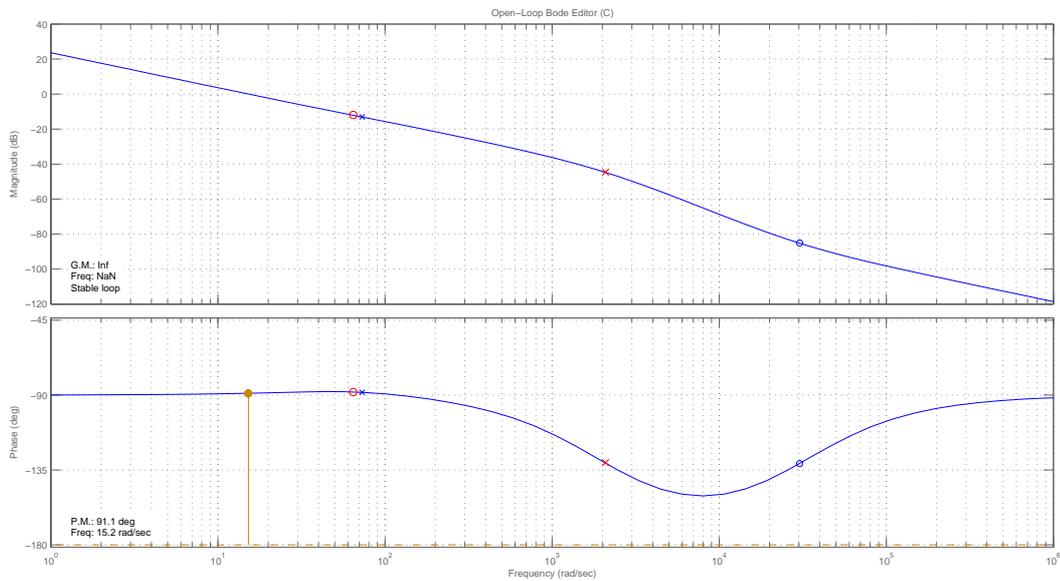


Fig. 6.30: Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência laço aberto, utilizando-se somente um conversor.

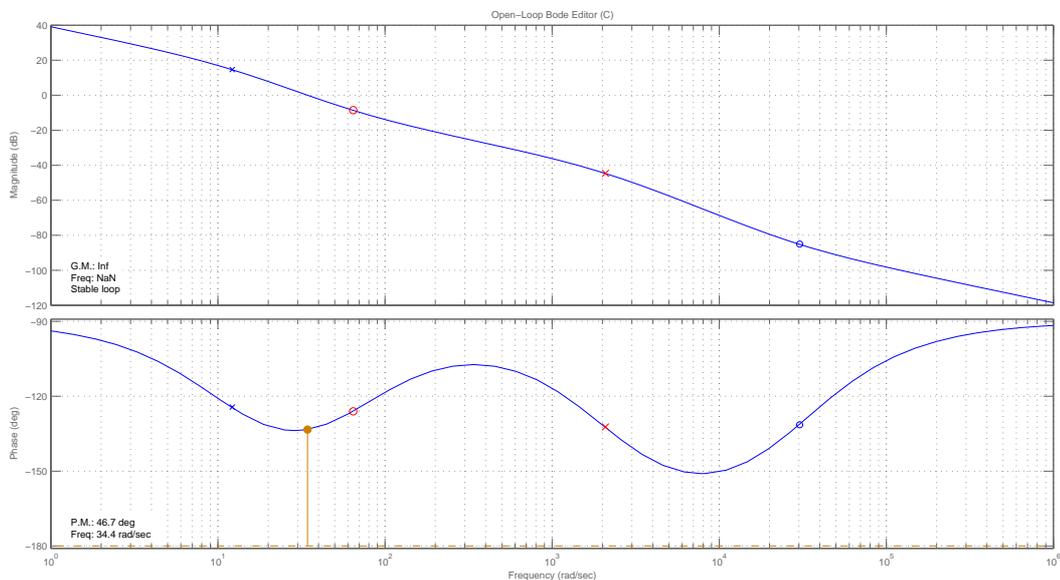


Fig. 6.31: Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência laço aberto, utilizando-se os seis conversores.

6.7.5 Limitação de corrente do banco de baterias

A malha de controle do banco de baterias limita apenas a corrente de carga das mesmas. Também foi adotada uma resposta lenta para esta malha de controle, fazendo

com que o controle atenha-se ao nível médio da corrente.

A topologia do compensador PI foi utilizada para realizar esta função. As funções de transferência da planta e do controlador são mostradas em (6.210) e (6.211), respectivamente. Para não tornar o texto repetitivo, os diagramas de Bode, relativos a este projeto, são omitidos.

$$G_b(s) = G_{bat}(s) \cdot k_{3854} \cdot R_{mo} \cdot (1/k_i) \cdot (1/k_v) \cdot k_{ib} = \frac{24,0128s(s+80,83)}{(s+219)(s+0,205)} \quad (6.210)$$

$$H_{ib}(s) = \frac{6,6667}{(s+6,667)} \quad (6.211)$$

6.8 Construção do protótipo

6.8.1 Esquema eletrônico e protótipo

Na Fig. 6.32, apresenta-se o circuito de potência utilizado na implementação do protótipo. A Fig. 6.33 mostra o diagrama de comando e controle dos conversores. O circuito integrado U2 comanda o primeiro estágio de conversão; e o circuito integrado U4 comanda o segundo estágio de conversão. O esquema foi elaborado para que o *layout* possa ser o mesmo, tanto para o conversor *mestre* quanto para os conversores *escravos*, bastando apenas configurar adequadamente os *jumpers* J1 e J2. Além disso, alguns componentes são montados apenas no conversor *mestre*, enquanto que outros são montados apenas no conversor *escravo*, conforme pode ser observado na lista de material gerada para cada configuração. A lista de material detalhada está apresentada no anexo A.7.

A Fig. 6.34 mostra duas fotografias da montagem do protótipo. Na Fig. 6.35 mostra-se em detalhe a montagem dos dois conversores *boost* em cascata, compartilhando o mesmo dissipador.

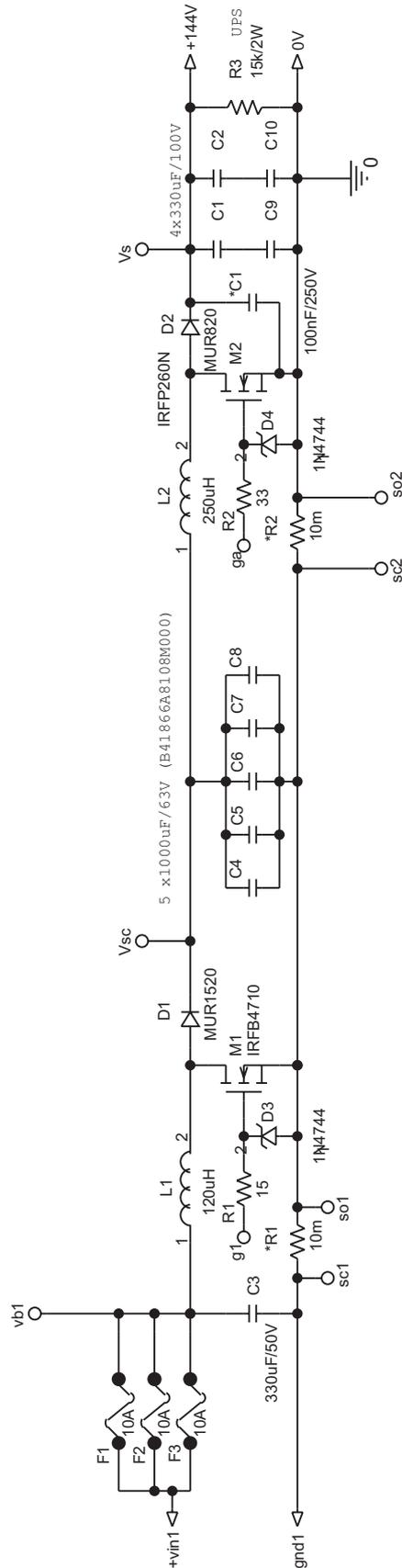


Fig. 6.32: Diagrama esquemático do estágio de potência.

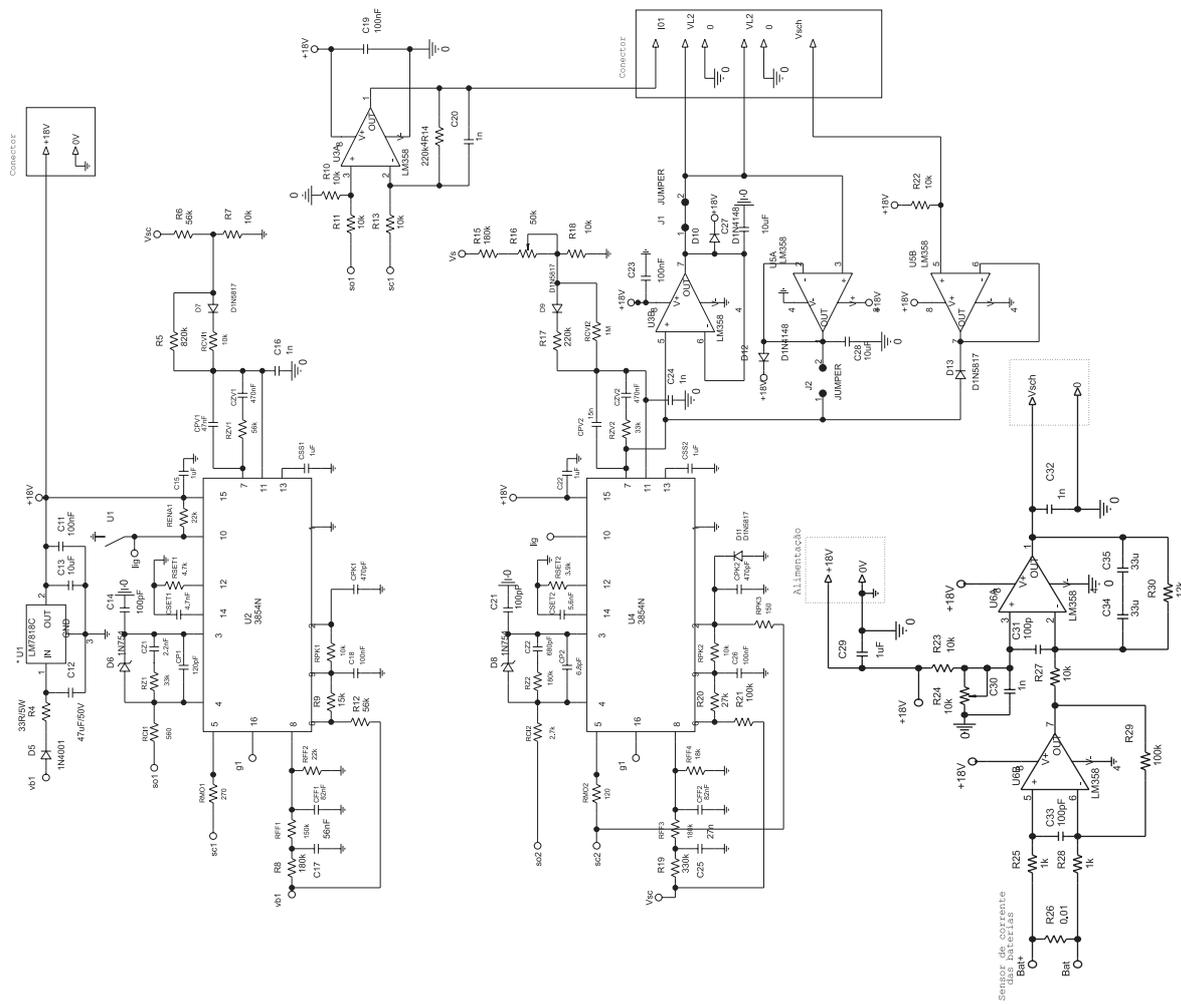


Fig. 6.33: Diagrama esquemático do estágio de controle dos conversores.

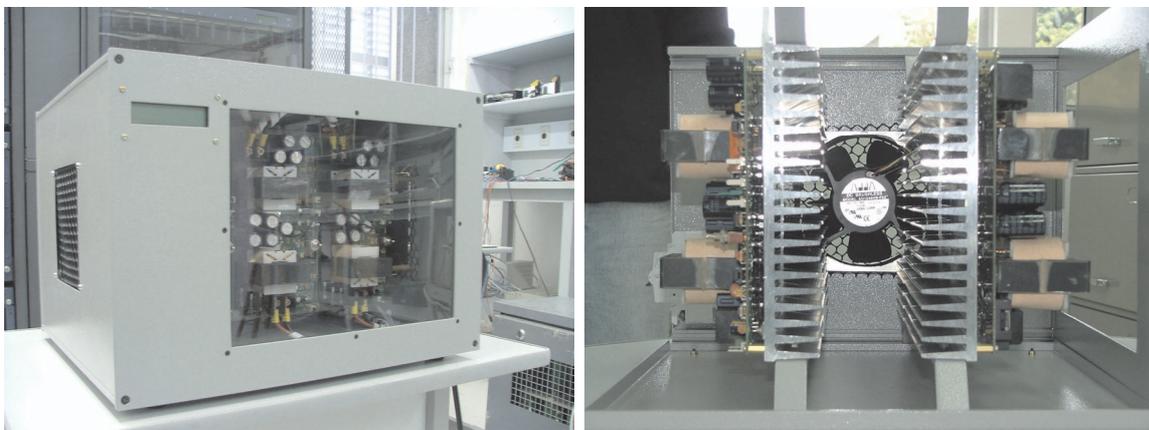


Fig. 6.34: Fotografias do protótipo construído.

6.9 Resultados Experimentais

6.9.1 Validação experimental da utilização do capacitor de filtragem adicional

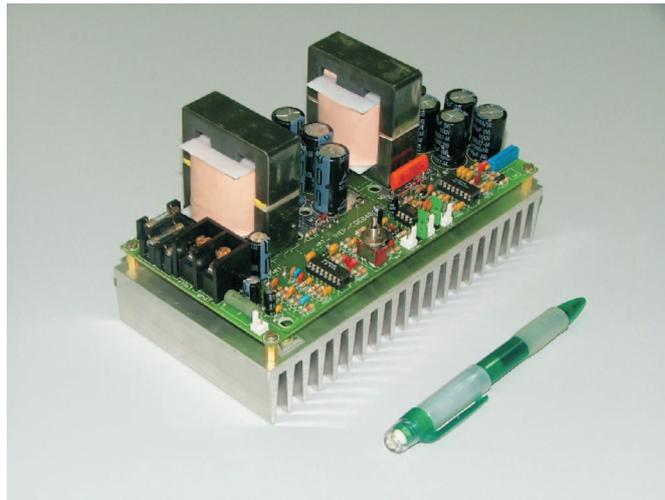


Fig. 6.35: Fotografia da montagem dos dois conversores boost em cascata.

A Fig. 6.36 mostra as formas de onda da corrente e da tensão de entrada do conversor *boost*, operando com a CaC, que é composta por 48 CaCs elementares, já utilizada neste trabalho. Novamente, observa-se que não há nenhum circuito intermediário entre os terminais da CaC e do conversor. Nesta figura, pode-se notar a presença da indutância, que foi considerada, na teoria, influenciando na forma de onda da tensão de entrada do conversor. Esta forma de onda foi obtida sem a conexão do capacitor C_{if} ao circuito.

Conectando-se um capacitor com valor nominal de $330\mu F$ do fabricante EPCOS, ref. B41821, obteve-se as formas de onda apresentadas na Fig. 6.37. Os resultados experimentais validam a análise teórica e de cálculo.

Da mesma maneira, conectou-se um capacitor com valor nominal de $100\mu F$, também do fabricante EPCOS, ref. B41828. O resultado experimental apresentado na Fig. 6.38 também é similar ao valor calculado.

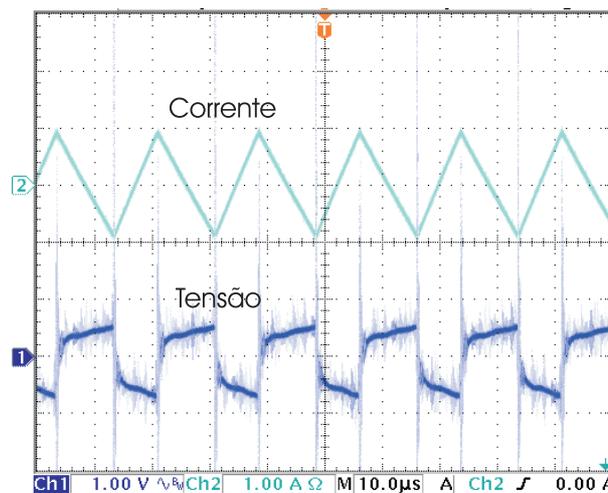


Fig. 6.36: Formas de onda da corrente (1A/div) e da tensão (1V/div) de entrada do conversor *boost* sem a conexão do capacitor Cif.

6.9.2 Resultados experimentais - operação com carga resistiva

A Fig. 6.39 mostra a corrente e a tensão da CaC durante a operação de um dos conversores em cascata, operando com carga resistiva. Estas formas de onda são relativas a uma potência de 100 W. Como o sistema de controle amostra a tensão de entrada para servir de referência, nota-se que a variação de tensão provocada pelo sistema interno da CaC provoca uma variação proporcional na corrente do conversor, conforme é esperado. Já a Fig. 6.40 mostra a mesma forma de onda porém com uma potência de aproximadamente 450W. Devido a esta variação de potência, a redução na tensão da CaC é de aproximadamente 30 %.

A fim de comprovar a baixa ondulação de alta frequência circulante na CaC, mostra-se a Fig. 6.41. A amplitude da ondulação de corrente não ultrapassa 50mA, o que pode ser considerado um ótimo resultado, obtido com o capacitor adicional de 330 μF . O valor da ondulação de corrente é menor do que os resultados teóricos, porque a CaC utilizada nestes ensaios possui circuitos de proteção na sua saída, aumentando a sua impedância.

Na Fig. 6.42, mostram-se as formas de onda da corrente e da tensão do barramento de 144 V durante o procedimento de partida do conversor. Observa-se que não há

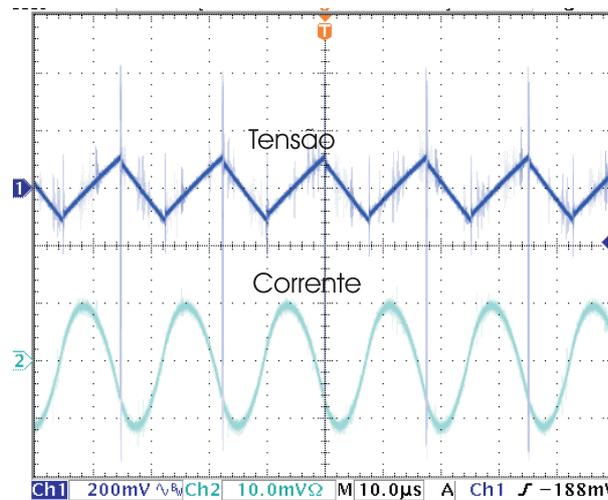


Fig. 6.37: Formas de onda da corrente (100mA/div) e da tensão (200mV/div) de entrada do conversor *boost*, $C_{if} = 330\mu F$.

instabilidade ou sobretensão durante este evento.

As Figs. 6.43 e 6.44 mostram as formas de onda da corrente e da tensão da CaC, para operação com carga baixa e com carga nominal, respectivamente, durante o procedimento de partida do conversor. Ainda na Fig. 6.44, pode-se notar a atuação da limitação de corrente implementada.

A Fig. 6.45 mostra a tensão de saída e a corrente de entrada de dois módulos de conversão de 500 W. A diferença existente entre os valores das correntes pode ocorrer devido a diferença no rendimento entre os estágios de entrada, tolerância dos componentes utilizados para medir corrente ou tensão nas malhas de controle ou ainda pode ocorrer devido à diferença na tensão das CaCs.

As Figs. 6.46 e 6.47 mostram a corrente e a tensão de entrada de dois conversores, para outras condições de carga. Observa-se que a diferença no valor das correntes permanece dentro de uma faixa aceitável.

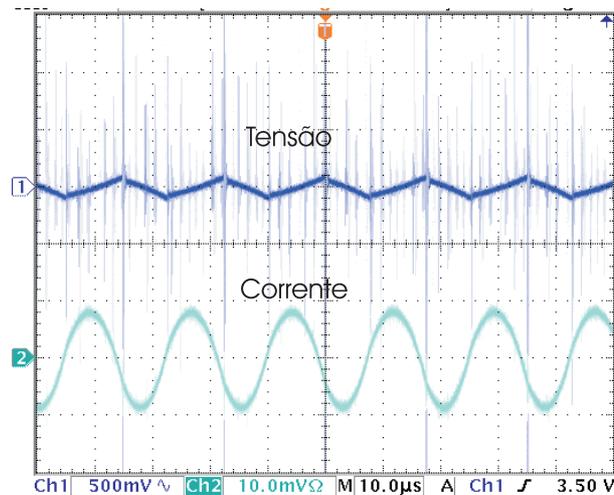


Fig. 6.38: Formas de onda da corrente (100mA/div) e da tensão (200mV/div) de entrada do conversor *boost*, $C_{if}=100 \mu F$.

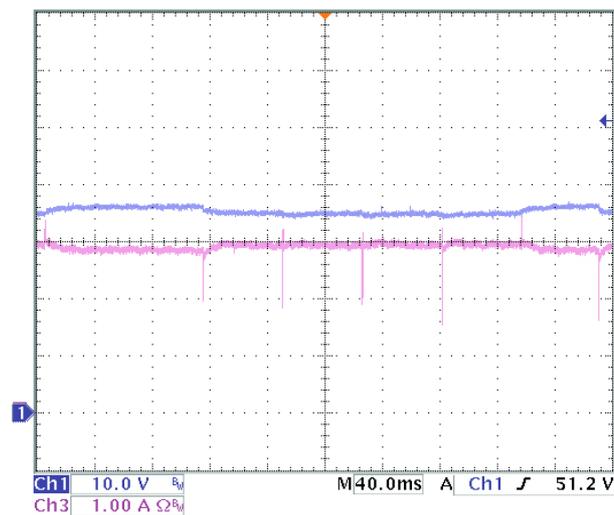


Fig. 6.39: Tensão e corrente de entrada do conversor de primeiro estágio, operando com carga resistiva de 100W.

6.9.3 Resultados experimentais - conexão com uma UPS comercial

A Fig. 6.48 mostra os resultados experimentais resultantes da conexão dos conversores a uma UPS comercial. Nesta figura, são mostradas as formas de onda da corrente de uma das CaCs de 500 W, a corrente fornecida pelos conversores *boost*, a tensão do banco de baterias e a corrente circulante no banco de baterias. Pode-se observar que a energia reativa gerada pelo inversor fica confinada, propositadamente, na saída

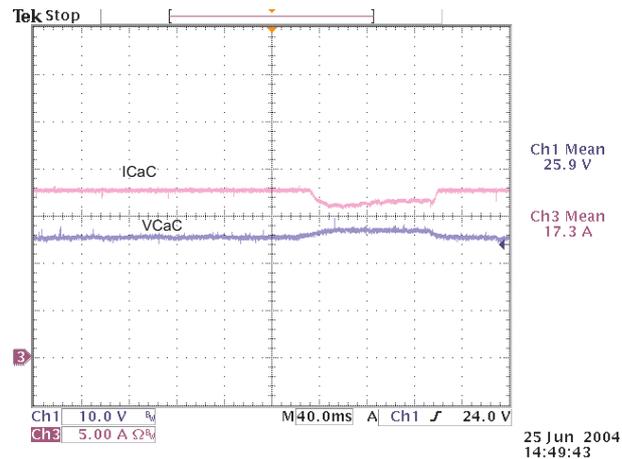


Fig. 6.40: Tensão e corrente de entrada do conversor de primeiro estágio, operando com carga resistiva de 450W.

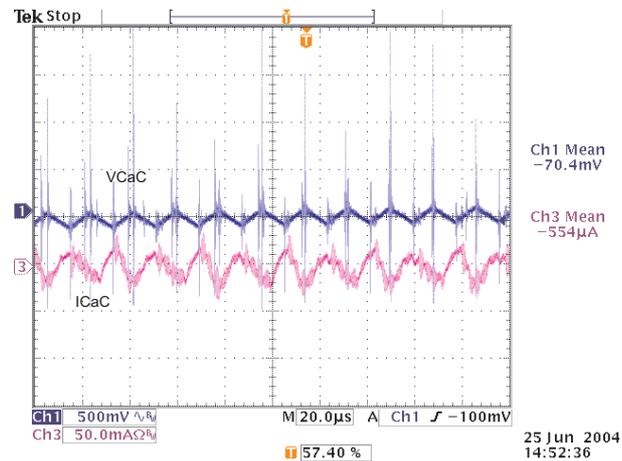


Fig. 6.41: Ondulação de alta frequência provocada pelos conversores.

dos conversores *boost*. Assim, a corrente drenada das CaCs não possui ondulação de baixa frequência, comprovando que a técnica de controle da corrente de entrada dos conversores, que já é conhecida para aplicação em outras fontes de energia, também é eficaz quando aplicada as CaCs.

Com a finalidade de avaliar o comportamento do sistema frente a uma falha no fornecimento de energia da rede elétrica comercial, foram obtidas as formas de onda apresentadas na Fig. 6.49. Durante os primeiros instantes o banco de baterias fornece energia à carga. Gradativamente, a corrente da CaC aumenta e assume a corrente da carga. Verifica-se que a ondulação de corrente em 120 Hz está distribuída entre o banco de baterias e os capacitores de saída do conversor e, mesmo durante o transitório, esta

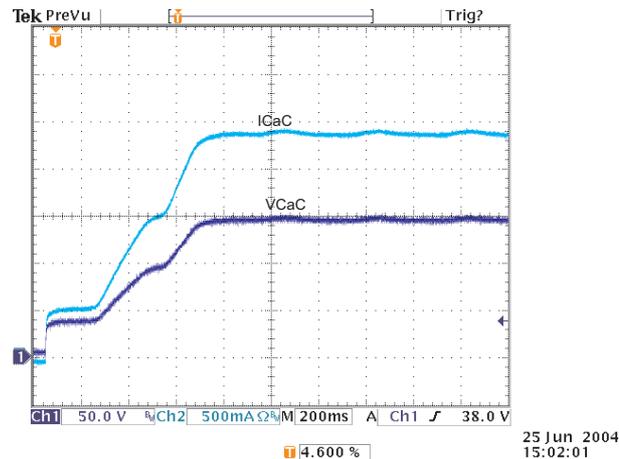


Fig. 6.42: Tensão (50V/div) e corrente (500mA/div) de saída durante a partida dos conversores, operação com carga.

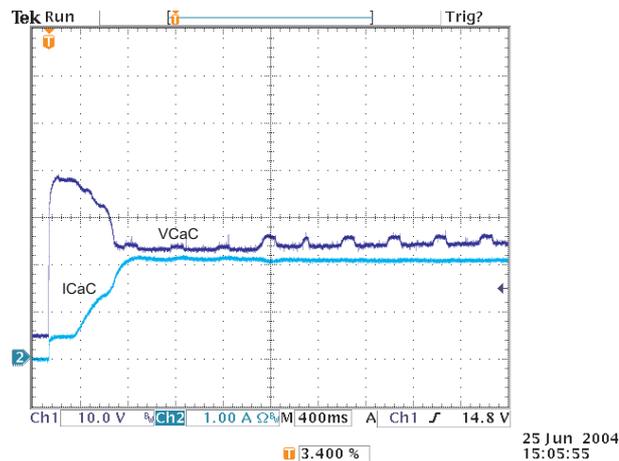


Fig. 6.43: Tensão (10V/div) e corrente (1A/div) da CaC durante a partida do conversor, operação com baixa carga.

ondulação de corrente não circula pelas CaCs. Esta constatação é importante porque nem todas as soluções de filtragem, como a colocação de supercapacitores em paralelo com as CaCs, trazem bons resultados durante os transitórios, o que pode ser verificado em [81]. A ondulação de corrente em uma frequência inferior a 120 Hz, que pode ser percebida nesta forma de onda, ocorre devido às perturbações de tensão geradas pelo sistema interno da CaC.

Após o transitório, toda a potência média é fornecida pela CaC, conforme mostra a Fig. 6.50, em que a UPS fornece uma potência de aproximadamente 2 kW para a carga. Durante todo o tempo em que estiver sendo fornecido combustível para a CaC

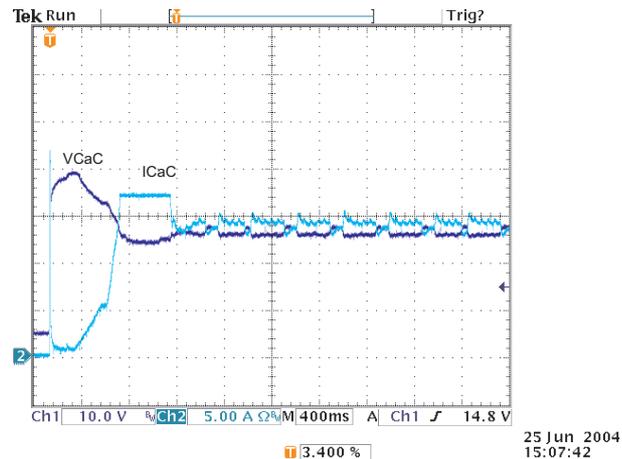


Fig. 6.44: Tensão (10V/div) e corrente (5A/div) da CaC durante a partida do conversor, operação com carga máxima.

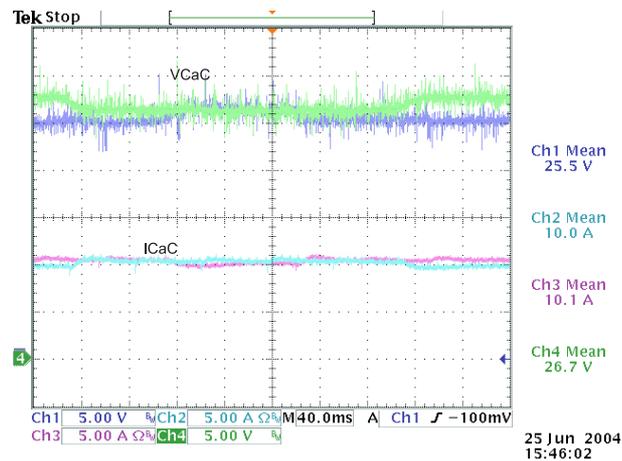


Fig. 6.45: Tensões (5V/div) e correntes (5A/div) de entrada de dois módulos de geração de energia.

e houver falta de energia elétrica comercial, a carga será alimentada com a energia liberada pelas reações químicas.

A Fig. 6.51 mostra o comportamento do sistema no momento do retorno da energia elétrica da rede. A oscilação que aparece nas formas de onda da corrente dos conversores e do banco de baterias ocorre devido ao funcionamento do carregador de baterias interno à UPS.

A eficiência dos conversores situou-se em torno de 87% a plena carga, sendo que a eficiência do primeiro estágio é menor do que a eficiência do segundo estágio, devido aos níveis de corrente envolvidos no processamento de energia. A Fig. 6.52 mostra a

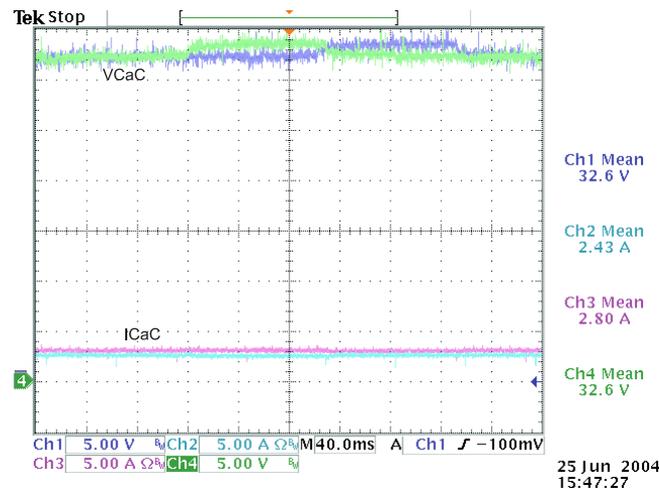


Fig. 6.46: Comparativo entre a tensão (5V/div) e corrente (5A/div) de entrada de dois conversores, baixa carga.

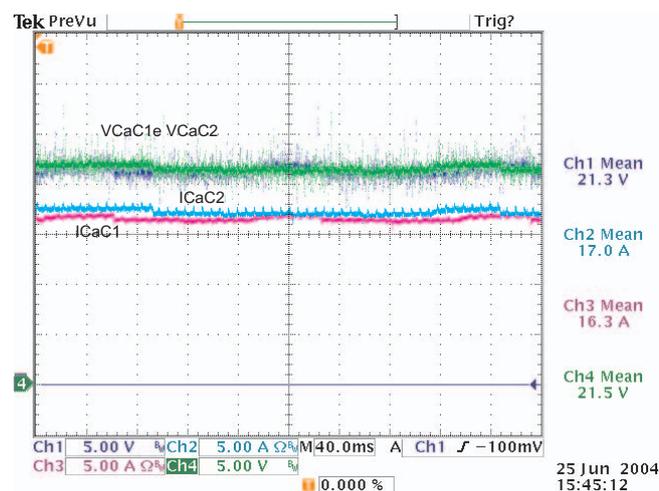


Fig. 6.47: Comparativo entre a tensão (5V/div) e corrente (5A/div) de entrada de dois conversores, carga elevada.

curva de eficiência de dois conversores em cascata. A eficiência do primeiro estágio de conversão situou-se em torno de 92 % para a potência nominal. Já a eficiência do segundo estágio de conversão situou-se em torno de 95,4 %. Atribui-se a menor eficiência do primeiro estágio de conversão às perdas por condução. Algum esforço adicional pode ser realizado para elevar estes rendimentos, como por exemplo, substituindo-se os resistores de medida de corrente por outra tecnologia de sensores, substituição dos interruptores por outros com menores perdas. É claro que estas alterações envolvem aumento de custo do protótipo.

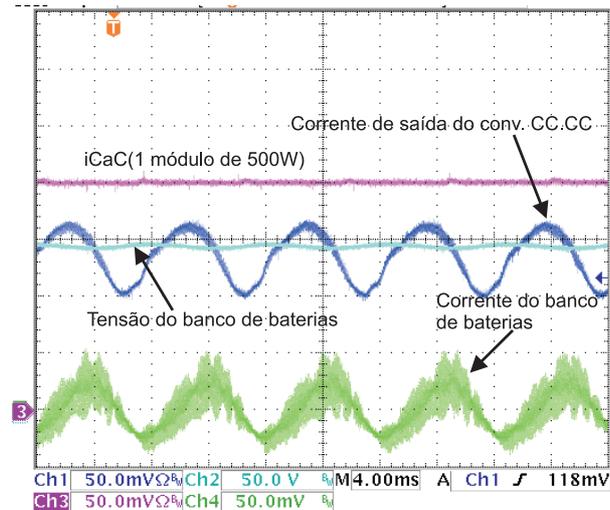


Fig. 6.48: Resultados experimentais: corrente drenada da CaC, corrente drenada pelo inversor da UPS, tensão de saída dos conversores *boost* e corrente de entrada do banco de baterias.

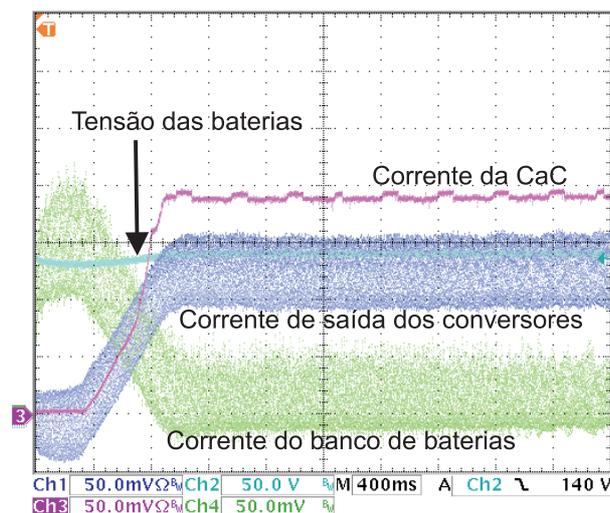


Fig. 6.49: Transitório durante uma falta da energia elétrica comercial, 10mV/A.

Cabe salientar que os conversores foram projetados para drenar 500 W da CaC. Porém, devido à limitação de potência das CaCs, estes foram testados com potência máxima de 380 W, quando conectados a mesma. Entretanto, utilizou-se outra fonte de energia para avaliar o comportamento elétrico e térmico dos conversores em sua potência nominal.

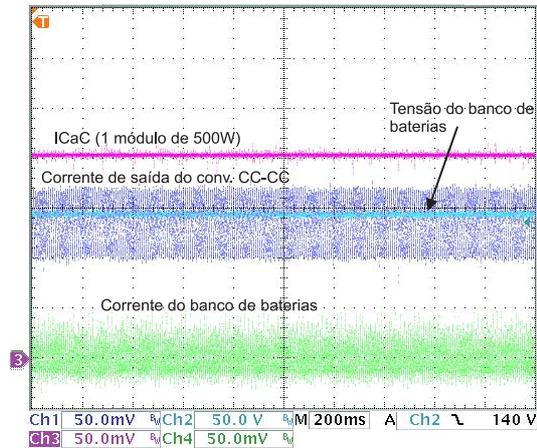


Fig. 6.50: Resultados experimentais durante uma falta da energia elétrica comercial, 10mV/A.

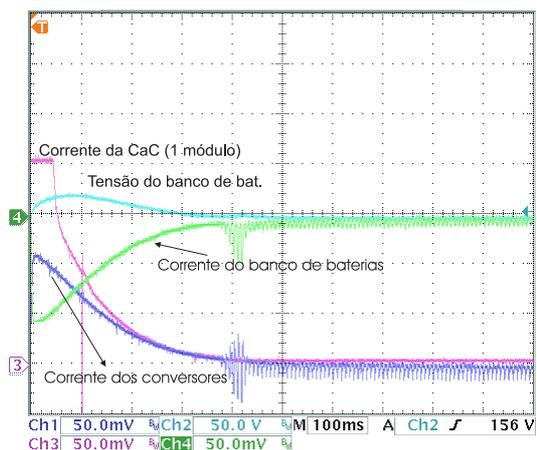


Fig. 6.51: Resultados experimentais durante o retorno da energia elétrica comercial, 10mV/A.

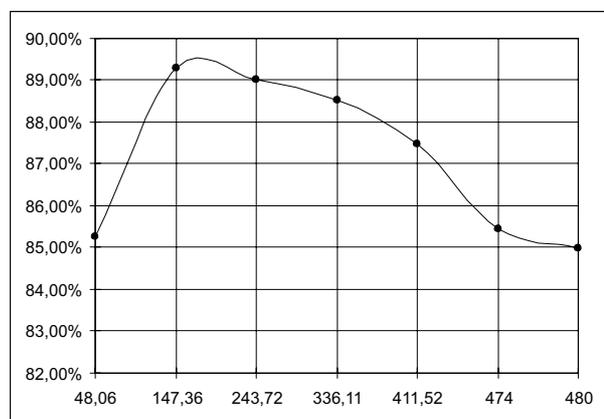


Fig. 6.52: Curva de eficiência total dos conversores em cascata.

6.10 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se o projeto de um sistema ininterrupto de energia baseado em CaCs. O foco principal do trabalho deu-se em projetar o estágio de interface entre múltiplos geradores do tipo CaC e uma UPS comercial, baseada em baterias. Como resultado, obteve-se um sistema com autonomia elevada, dependente apenas da quantidade de combustível fornecida ao equipamento; algo similar aos sistemas baseados em geradores a diesel ou a gasolina, porém sem a emissão de poluentes e com potencial para elevada eficiência. Neste trabalho apresentou-se uma solução em termos de arquitetura e topologia, levando-se em consideração a simplicidade de implementação, a robustez e o atendimento aos requisitos de funcionamento que um sistema baseado em CaCs exige.

Primeiramente, escolheu-se a topologia a ser utilizada como interface entre as CaCs e a UPS. Dois conversores *boost* foram comparados com o conversor *boost* quadrático. Devido à potência de semicondutores instalada do conversor *boost* quadrático ser maior, optou-se pelos conversores em cascata.

Quando dois conversores estáticos são conectados em cascata, normalmente, tem-se a dificuldade de controlar o primeiro estágio de conversão devido ao comportamento de potência constante do segundo estágio. Entretanto, a estratégia de controle adotada permite que o conversor visto pelo primeiro estágio comporte-se como uma resistência quando houver uma variação da tensão nos seus terminais de entrada.

A modelagem da malha de corrente do conversores do primeiro estágio considerou a impedância da CaC descrita no segundo capítulo deste trabalho.

A eficiência total dos dois conversores pode ainda ser melhorada, entretanto, salienta-se que o projeto de conversores para baixa tensão e elevada corrente traz muitos desafios. A solução proposta é especialmente interessante porque permite que os conversores sejam construídos em placas de circuito impresso, com componentes de baixa potência, reduzindo em muito as dificuldades tecnológicas, quando comparada a uma solução

com estágio único.

Os resultados experimentais apresentados comprovaram a viabilidade técnica da solução apresentada.

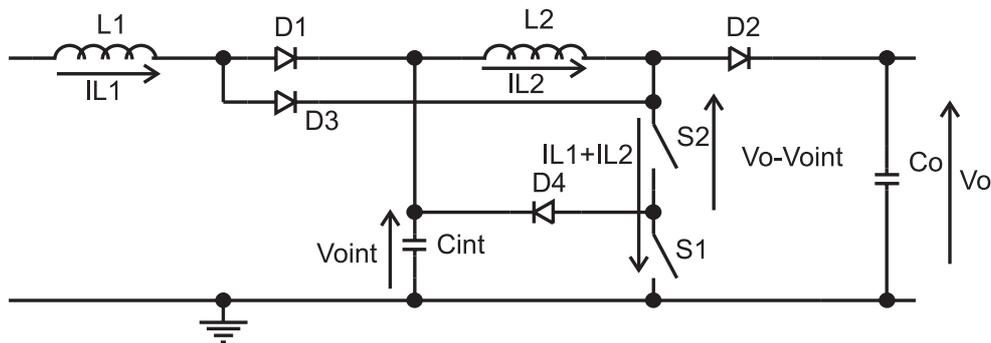
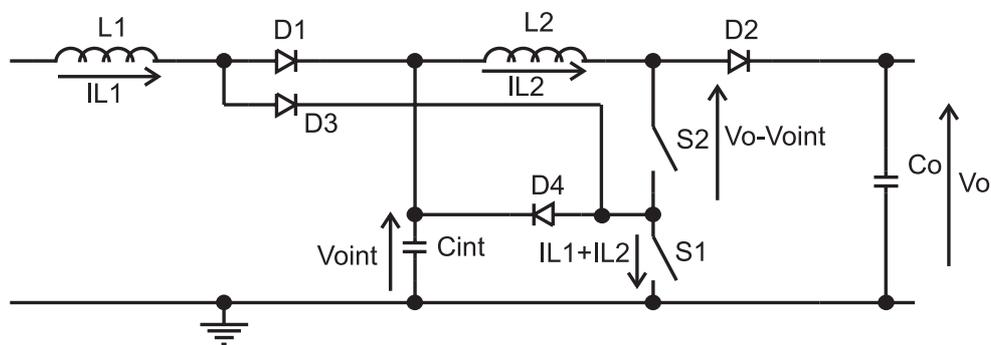
Capítulo 7

Conversor Boost Quadrático de Três Níveis

7.1 Introdução

Este capítulo apresenta um conversor elevador de três níveis, com ganho estático quadrático. A tensão sobre os interruptores é menor do que a maior tensão gerada pelo conversor, neste caso, a tensão de saída. Mostra-se a forma como o conversor foi gerado, a qual é baseada na integração de dois conversores *boost* e em uma célula de comutação já existente. As etapas de operação do conversor nos modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD) são identificadas e descritas. As principais formas de onda e o ganho estático para os dois modos de funcionamento são mostrados. Ao final, valida-se o princípio de funcionamento do conversor através de simulações numéricas em CCM e DCM. Faz-se também a implementação do conversor no modo CCM, expondo os resultados experimentais que validam o estudo teórico. Algumas informações sobre as restrições de funcionamento do conversor são indicadas.

A proposta do capítulo é de apresentar a topologia e seu funcionamento, deixando para um trabalho futuro o maior detalhamento do estudo deste conversor.

Fig. 7.1: Conversor *boost* quadrático a três níveis de tensão.Fig. 7.2: Conversor *boost* quadrático a três níveis de tensão, redução da potência comutada pelo interruptor S2.

7.2 Concepção da topologia

Com finalidade de reduzir a potência comutada pelo interruptor S1 do conversor *boost* de um interruptor apresentado na Fig. 6.4 (b), pode-se utilizar a técnica de três níveis de tensão apresentada em [31] para os conversores CC-CC básicos. Aplicando-se esta célula de comutação à topologia da Fig. 6.4 (b), tem-se que um interruptor é substituído por dois interruptores e um diodo, e a tensão entre eles é grampeada pela tensão V_{oint} conforme mostra a Fig. 7.1.

Entretanto, nesta topologia, a corrente comutada pelos dois interruptores continua sendo a corrente do indutor L1, que é elevada, somada à corrente do indutor L2.

A fim de reduzir a corrente no interruptor S2, pode-se realizar a conexão do diodo D3 conforme mostra a Fig. 7.2. Assim, a corrente comutada pelo interruptor S2 é a corrente do indutor L2 e a tensão sobre este interruptor, é a tensão $V_o - V_{oint}$. A

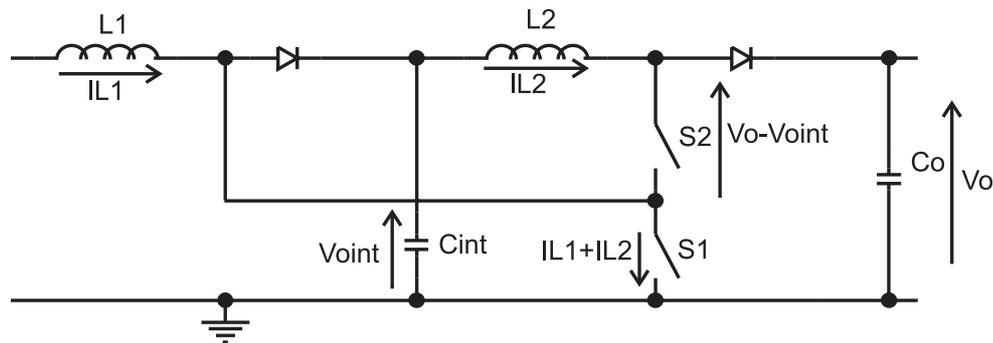
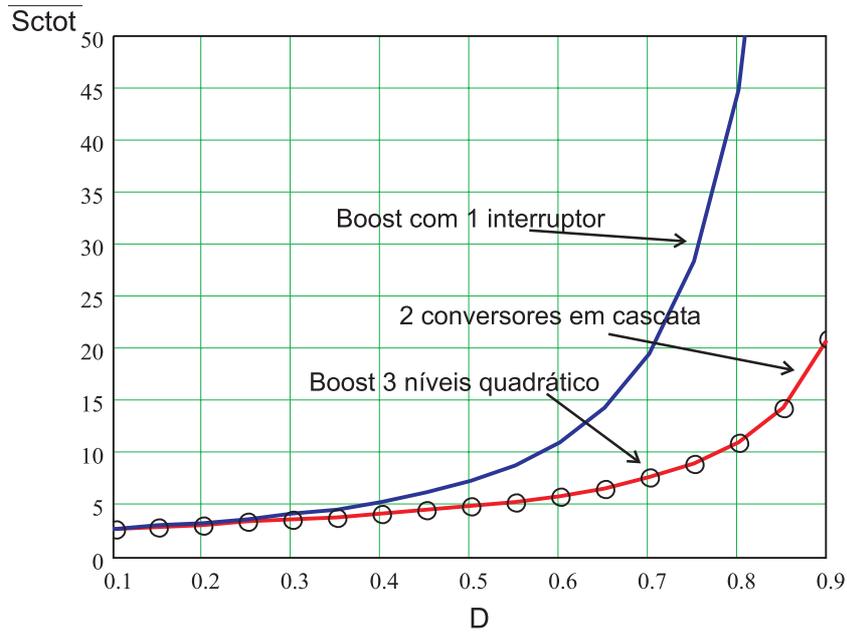


Fig. 7.3: Conversor *boost* quadrático a três níveis de tensão, redução do número de diodos.

corrente comutada pelo interruptor S1 é a soma das correntes em L1 e L2, e a tensão sobre este interruptor é a tensão V_{oint} .

Além disso, o número de diodos pode ainda ser reduzido, conforme mostra a Fig. 7.3. Nesta topologia, tem-se os mesmos valores de potência comutada apresentados pela topologia da Fig. 6.4 (a) (2 conversores *boost* em cascata), com a diferença básica de que a tensão sobre o interruptor S2 foi reduzida, porém a corrente que circula pelo interruptor S1 foi aumentada. Assim, através do comando adequado dos interruptores, pode-se utilizar o interruptor S2 com tensão menor do que a tensão de saída V_o , ou até mesmo com valor de tensão igual a tensão do interruptor S1, dependendo da relação entre tensões adotada.

De (7.4) a (7.13) mostra-se o cálculo da potência total comutada pelo conversor, considerando-se os mesmos critérios do capítulo anterior, ou seja, corrente eficaz, tensão máxima no interruptor, e rendimento unitário. A Fig. 7.4 mostra um gráfico comparativo da potência comutada para os três conversores com operação no MCC. Desta figura pode-se observar que a potência comutada pelo conversor *boost* proposto, possui o mesmo valor da solução composta pelos dois conversores *boost* conectados em cascata. A variável λ é utilizada para reduzir a razão cíclica do interruptor S1 em relação a razão cíclica do interruptor S2. Assim, pode-se definir a razão cíclica do interruptor S1 conforme (7.2) e a variável λ fica definida conforme (7.3), a qual pode variar de 0 a 1. Para traçar a Fig. 7.4 utilizou-se $\lambda = 1$.

Fig. 7.4: Comparativo da potência comutada total nos três conversores *boost*.

$$D_{S2} = D \quad (7.1)$$

$$D_{S1} = D_{S2} \cdot \lambda \quad (7.2)$$

$$\lambda = \frac{D_{S1}}{D} \quad (7.3)$$

$$IS1_{ef} = (IL1_{med} + IL2_{med}) \cdot \sqrt{D \cdot \lambda} \quad (7.4)$$

$$IS1_{ef} = \left(\frac{Po}{Vi} + \frac{Po}{Voint} \right) \cdot \sqrt{D \cdot \lambda} \quad (7.5)$$

$$ScS1 = \left(\frac{Po}{1 - D \cdot \lambda} + Po \right) \cdot \sqrt{D \cdot \lambda} \quad (7.6)$$

$$\overline{ScS1} = \frac{ScS1}{Po} = \frac{2 - D \cdot \lambda}{1 - D \cdot \lambda} \cdot \sqrt{D \cdot \lambda} \quad (7.7)$$

$$IS2_{ef} = IL2_{med} \cdot \sqrt{D} \quad (7.8)$$

$$ScS2 = \frac{Po}{Voint} \cdot \sqrt{D} \cdot (Vo - Voint) \quad (7.9)$$

$$\overline{ScS2} = \frac{ScS2}{Po} = \frac{\lambda \cdot \sqrt{D^3}}{(1 - D)} \quad (7.10)$$

$$\overline{ScD1} = 1 \quad (7.11)$$

$$\overline{ScD2} = 1 \quad (7.12)$$

$$\overline{Sc_{tot}} = 2 + \frac{2 - D \cdot \lambda}{1 - D \cdot \lambda} \cdot \sqrt{D \cdot \lambda} + \frac{\lambda \cdot \sqrt{D^3}}{(1 - D)} \quad (7.13)$$

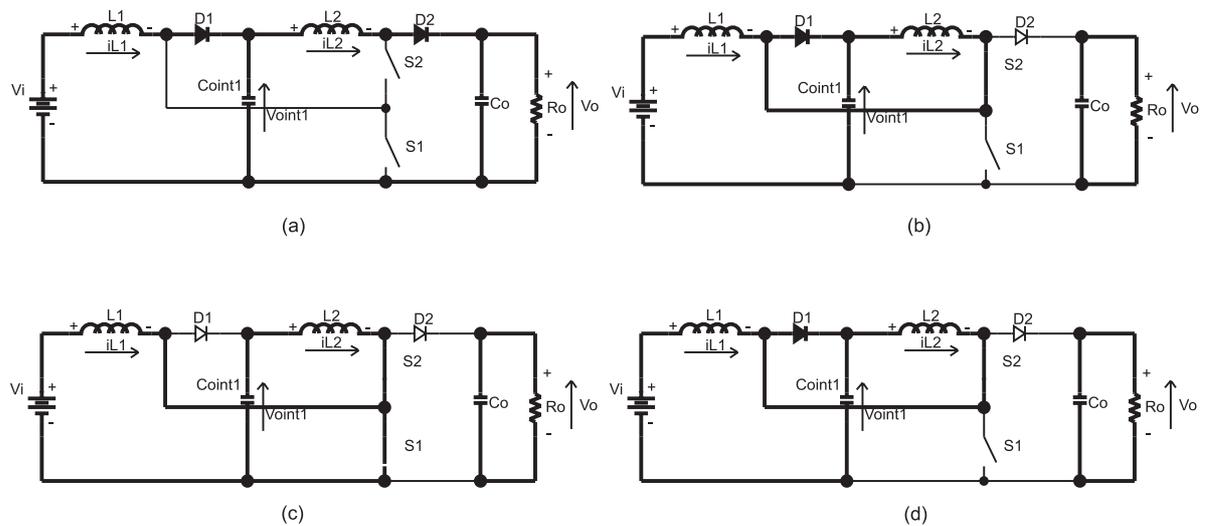


Fig. 7.5: Etapas de funcionamento do conversor proposto, desconsiderando-se os efeitos da comutação.

7.3 Operação no modo de condução contínua

Nesta seção apresenta-se a descrição do funcionamento do conversor proposto operando no MCC. Normalmente o MCC caracteriza-se quando a corrente no indutor não se anula durante as etapas de funcionamento de um conversor. Neste caso, como se trata da integração de dois conversores e, portanto, tem-se dois indutores, considera-se que no modo de condução contínua a corrente em ambos indutores não atinge o valor zero durante as etapas de operação do mesmo.

7.3.1 Etapas de funcionamento

Na Fig. 7.5 mostra-se as etapas de funcionamento do conversor, considerando-se a utilização de interruptores ideais. Observa-se, nesta figura, que a corrente dos indutores não atinge o valor zero em nenhuma situação. A seguir faz-se a descrição individual destas etapas.

- **Primeira etapa de funcionamento ($t_0 - t_1$):** Durante esta etapa de funcionamento os dois interruptores permanecem bloqueados. A corrente dos indutores decresce linearmente, entregando energia armazenada e energia da fonte V_i aos

capacitores C_o e C_{oint} . A tensão sobre o interruptor S1 é igual a V_{oint} , grampeada pelo diodo D1. A tensão sobre o interruptor S2 é igual a $V_o - V_{oint}$, ou seja, menor do que a tensão de saída do conversor. Esta etapa de funcionamento finda quando o interruptor S2 é comandado a conduzir.

- **Segunda etapa de funcionamento ($t_1 - t_2$):** Com o interruptor S2 em condução inicia-se a segunda etapa de funcionamento, que pode ser considerada uma etapa de roda-livre para a corrente do indutor L2. Durante esta etapa, a tensão sobre este indutor L2 é nula. O diodo D2 está bloqueado e submetido a tensão $V_o - V_{oint}$. A tensão sobre o interruptor S2 é nula e a tensão sobre o interruptor S1 continua grampeada em V_{oint} através do diodo D1. Durante esta etapa, ocorre entrega de energia da fonte V_i , bem como, uma parcela da energia armazenada no indutor L1 ao capacitor C_{oint} . O diodo D1 conduz a soma das correntes nos indutores L1 e L2.
- **Terceira etapa de funcionamento ($t_2 - t_3$):** Esta etapa de funcionamento inicia-se quando o interruptor S1 é comandado a conduzir no tempo $t = t_2$. Quando o interruptor entra em condução, o diodo D1 é bloqueado e é submetido a tensão reversa V_{oint} . Também neste momento a tensão reversa sobre o diodo D2 é igual a V_o . Durante o intervalo de tempo desta etapa, a fonte V_i e o capacitor C_{oint} entregam energia aos indutores L1 e L2, respectivamente.
- **Quarta etapa de funcionamento ($t_3 - t_4$):** Em $t = t_3$ o interruptor S1 pode ser comandado a bloquear, fazendo com que o diodo D1 entre em condução. A tensão sobre o interruptor comandável passa a ser igual a V_{oint} . Esta etapa de funcionamento finda quando o interruptor S2 é comandado a bloquear, reiniciando o ciclo de operação a partir da primeira etapa de funcionamento.

As principais formas de onda relacionadas a este modo de funcionamento são mostradas na Fig. 7.6. Observa-se que todos os componentes foram considerados ideais, e

que o fenômeno da comutação possa ser desconsiderado neste momento, facilitando a representação.

7.3.2 Ganho estático ideal

O ganho estático para o MCC pode ser tratado separadamente para cada estágio elevador de tensão, isto é, V_{oint}/V_i e V_o/V_{oint} .

Para comandar os interruptores do conversor, e conseqüentemente controlar o fluxo de energia à carga, utiliza-se da seguinte estratégia de comando. Denomina-se de razão cíclica D , a razão entre o intervalo de tempo de comando a conduzir do interruptor S2 e o período da freqüência de comutação do conversor, conforme (7.14). Assim, aplica-se um fator de redução no intervalo de tempo Δt_1 que é utilizado para comandar o interruptor S1, de acordo com (7.15). O comando dos interruptores S1 e S2 é simétrico, ou seja, o comando do interruptor S1 está centralizado em relação ao comando do interruptor S2, da mesma forma como realizado em [31]. A razão da existência da redução do intervalo de tempo de comando do interruptor S1 em relação ao intervalo de tempo do interruptor S2 é explicada na seção 7.6.

$$D = \frac{\Delta t_3}{T} \quad (7.14)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_3 \cdot \lambda \quad (7.15)$$

Em regime permanente, a tensão média sobre o indutor L1 é igual a zero. Então pode-se escrever (7.16). Substituindo-se (7.14) e (7.15) em (7.16) tem-se o ganho estático V_{oint}/V_i , conforme mostra (7.18) que, com exceção do fator λ , não difere do ganho estático do conversor *boost* básico deduzido em [73].

$$V_i \cdot \Delta t_3 \cdot \lambda = (V_{oint} - V_i) \cdot (T - \Delta t_3 + \Delta t_3 - \Delta t_1) \quad (7.16)$$

$$V_i(D \cdot \lambda) = (V_{oint} - V_i)(1 - D \cdot \lambda) \quad (7.17)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_i} = \frac{1}{1 - D \cdot \lambda} \quad (7.18)$$

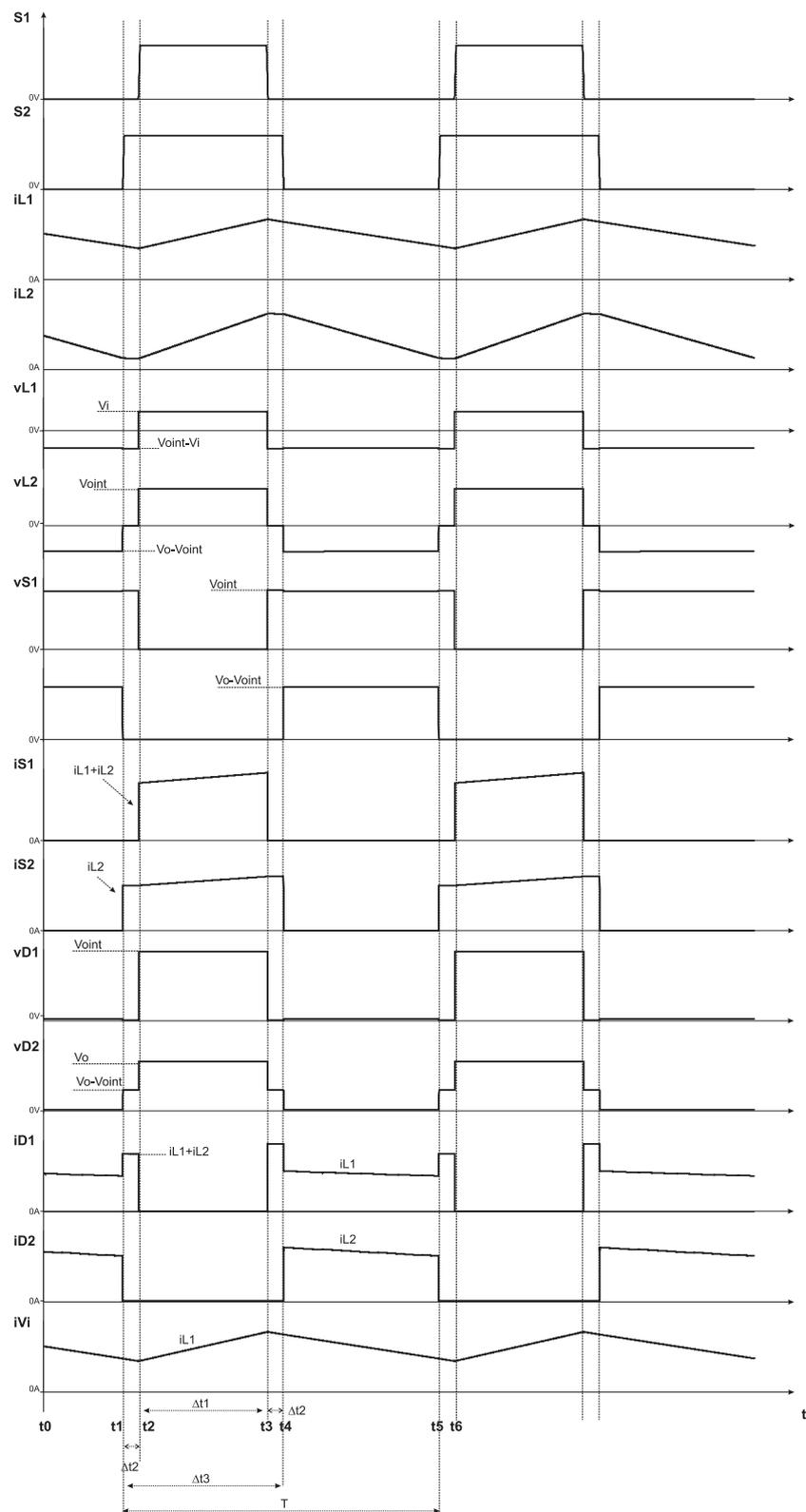


Fig. 7.6: Principais formas de onda do conversor operando no MCC nos dois indutores.

Para determinar o ganho estático V_o/V_{oint} utiliza-se o mesmo raciocínio anterior, ou seja, a tensão média sobre o indutor L2 é igual a zero em um período de comutação, então, pode-se escrever (7.19) e (7.20). Assim, o ganho estático V_o/V_{oint} é determinado por (7.21). Observa-se, nesta equação, que além de λ influenciar na razão cíclica do interruptor S1, que altera a tensão V_{oint} , este também altera o ganho estático do segundo estágio elevador de tensão, apesar de λ não influenciar diretamente na razão cíclica do interruptor S2. A forma de onda da tensão do indutor L2, mostrada na Fig. 7.6, auxilia na compreensão do resultado obtido.

$$V_{oint} \cdot \Delta t_1 = (V_o - V_{oint}) \cdot (T - \Delta t_3) \quad (7.19)$$

$$V_{oint} \cdot D \cdot \lambda = (V_o - V_{oint})(1 - D) \quad (7.20)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{D(\lambda - 1) + 1}{1 - D} \quad (7.21)$$

Multiplicando-se os ganhos estáticos apresentados em (7.18) e (7.21), tem-se o ganho estático total do conversor, conforme mostra (7.22). Se as razões cíclicas dos interruptores S1 e S2 fossem iguais, e pode-se chegar próximo disso, teria-se o ganho apresentado por (7.23), razão pela qual o conversor foi chamado de quadrático.

$$G_{tot_{ccm}} = \frac{V_{oint}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D(\lambda - 1) + 1}{(D \cdot \lambda - 1)(D - 1)} \quad (7.22)$$

$$\lim_{\lambda \rightarrow 1} (G_{tot_{ccm}}) = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (7.23)$$

As curvas do ganho estático traçadas em função de D , tendo λ como parâmetro são mostradas na Fig. 7.7. Da mesma maneira, mostra-se na Fig. 7.8 o ganho estático do conversor, traçado em função de λ e tendo D como parâmetro.

7.3.3 Resultados de simulação

Através de simulação numérica, foram obtidos os resultados dos esforços nos semicondutores das três topologias de conversores, conforme mostra a Tabela 7.1. Os

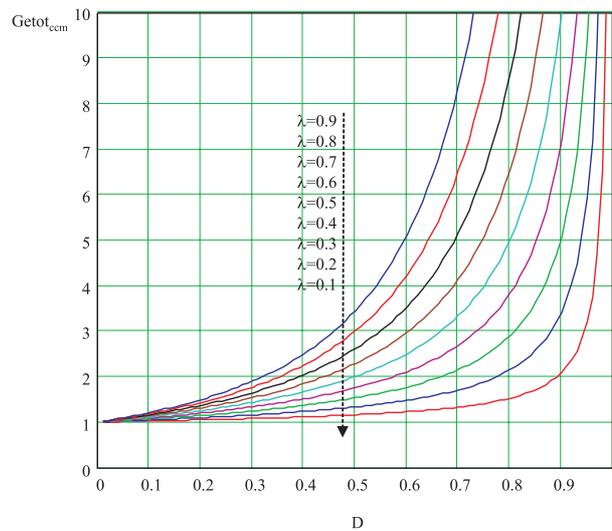


Fig. 7.7: Ganho estático total do conversor no MCC em função de D , tendo λ como parâmetro.

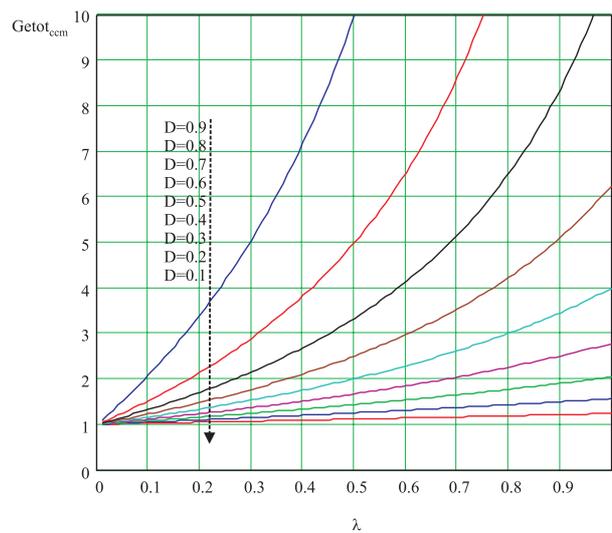


Fig. 7.8: Ganho estático total do conversor no MCC em função de λ , tendo D como parâmetro.

resultados de simulação, confirmam o fato de que a potência comutada pelo conversor proposto é menor do que a potência comutada pelo conversor quadrático (6.4 (b)), o qual possui apenas um interruptor.

A Fig 7.9 mostra as formas de onda do conversor proposto, obtidas através de simulação, para uma tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 100 V, e potência de 500 W. O intervalo de tempo entre o comando de um interruptor e outro foi mantido em 500 ns. A frequência de comutação utilizada na simulação foi de 50 kHz. A razão

Tabela 7.1: Resultados de simulação dos conversores. Top1: conversor proposto; Top2: dois *boosts* em cascata; Top3: conversor *boost* com 1 interruptor.

Esforços/Topologia	Top1	Top2	Top3
$IS1_{med}$	15,18 A	10,267 A	15,28 A
$IS2_{med}$	5 A	5 A	-
$IS1_{ef}$	21,3 A	14,4 A	21,37 A
$IS2_{ef}$	7,02 A	7,03 A	-
$VS1$	48,8 V	48,8 V	96,62 V
$VS2$	48,8 V	97,8 V	96,62 V
$ID1_{med}$	9,8 A	9,8 A	9,8 A
$ID2_{med}$	4,82 A	4,82 A	4,82 A
$ID3_{med}$	-	-	10,257 A
$VD1$	48 V	48 V	48 V
$VD2$	96 V	96 V	96 V
$VD3$	-	-	48 V
Sc_{tot}/Po	4,63	4,63	6,98 V

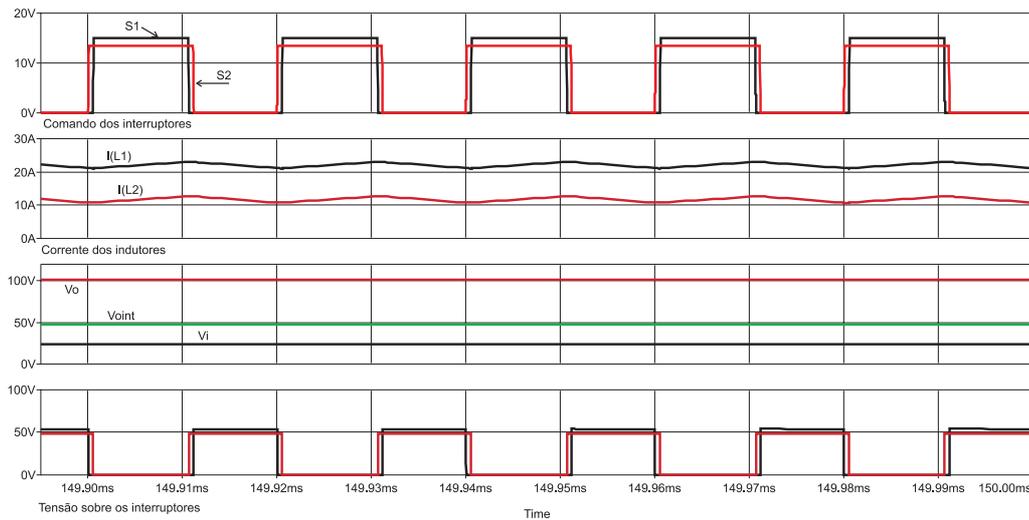


Fig. 7.9: Resultados de simulação do conversor operando no MCC.

cíclica D escolhida foi de 0,55 e o fator de redução aplicado ao comando do interruptor S1 $\lambda=0,9$. Observa-se que a tensão sobre os interruptores é mantida dentro dos patamares esperados, validando a proposta.

7.4 Operação no modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua (MCD) a corrente no indutor anula-se durante uma das etapas de operação. O funcionamento dos conversores integrados não pode

ser analisado separadamente do ponto de vista da comutação, entretanto, do ponto de vista da obtenção do ganho estático, este pode ser equacionado como dois conversores *boost* separados. Considera-se nesta análise que ambos indutores estejam operando no MCD, sabendo-se porém que também há a possibilidade de se ter o MCD apenas no indutor L2.

Para que não ocorra o funcionamento impróprio do conversor proposto no MCD, é imprescindível que a corrente do indutor L1 anule-se somente após a corrente do indutor L2 atingir zero. Esta situação é ilustrada mais adiante nos comentários finais.

Isto posto, mostra-se a seguir as etapas de funcionamento do conversor, considerando-se a mesma estratégia de modulação usada no MCC.

7.4.1 Etapas de funcionamento

Para facilitar a compreensão do funcionamento do conversor, a descrição das etapas de funcionamento considera a existência da capacitância do interruptor controlado, bem como a existência de um diodo em anti-paralelo. No entanto, considera-se a utilização de componentes ideais na descrição destas etapas, as quais são mostradas na Fig. 7.10.

- **Primeira etapa de funcionamento ($t_0 - t_1$):** Nesta etapa de operação, considera-se que os dois interruptores estejam bloqueados e que a tensão sobre eles seja V_{oint} em S1 e $V_o - V_{oint}$ em S2. Esta etapa de operação finda quando a corrente no indutor L2 passa por zero.
- **Segunda etapa de funcionamento ($t_1 - t_2$):** Quando a corrente no indutor L2 atinge zero, o diodo D2 se bloqueia. Assim, a tensão $V_o - V_{oint}$ que estava aplicada sobre o interruptor S2 é aplicada sobre o diodo D2, iniciando-se uma etapa ressonante entre a capacitância parasita do interruptor e o indutor L2. Esta etapa finda quando a tensão sobre o interruptor S2 atinge o valor zero. A Fig. 7.10 mostra a tensão sobre os interruptores ao final de cada etapa de operação e não no início da mesma, caso seja diferente.

- **Terceira etapa de funcionamento** ($t_2 - t_3$): Esta etapa tem início quando a tensão sobre S2 é nula, fazendo com que o diodo do interruptor S2 entre em condução. Esta etapa só é finalizada por si, devido as não-idealidades dos componentes, que provocam perdas e redução da energia armazenada no indutor. Porém, ela também pode findar quando a corrente no indutor L1 atinge zero, dando início a uma nova etapa.
- **Quarta etapa de funcionamento** ($t_3 - t_4$): Quando a corrente do indutor L1 passa por zero, o diodo D1 é bloqueado. No início desta etapa ($t=t_3$), a tensão sobre o indutor L2 é zero, a tensão sobre o interruptor S1 é V_{oint} e a tensão sobre o interruptor S2 é zero. A tensão sobre o indutor L1 é $V_i - V_{oint}$. Assim, tem-se o início de uma etapa ressonante, envolvendo as capacitâncias dos interruptores e os indutores. Esta etapa finda quando toda energia é entregue à fonte V_i e ao capacitor C_{oint} . Durante esta etapa a tensão sobre o interruptor S1 oscila na frequência de ressonância determinada por $f_r = 1/(2.\pi\sqrt{(L1.L2/(L1 + L2)).C_{S1}})$.
- **Quinta etapa de funcionamento** ($t_4 - t_5$): Durante esta etapa de funcionamento não há circulação de corrente pelos indutores. O capacitor de saída entrega energia à carga.
- **Sexta etapa de funcionamento** ($t_5 - t_6$): Esta etapa de operação tem início quando o interruptor S2 é fechado. Como a tensão sobre o capacitor do interruptor S1 é igual a V_i no início desta etapa, ocorre uma ressonância envolvendo a capacitância do interruptor S1 e o indutor L2, até que a tensão sobre o interruptor atinja o valor V_{oint} . Esta etapa poderia ser destrutiva para o interruptor S1 caso não houvesse a presença do diodo D1, que grampeia a tensão de S1 em V_{oint} , isso se houver tendência à sobretensão devido aos parâmetros envolvidos.
- **Sétima etapa de funcionamento** ($t_6 - t_7$): Considerando-se que a tensão sobre o interruptor S1 seja igual a V_{oint} , não há circulação de corrente pelos indutores. A carga recebe energia proveniente do capacitor de saída do conversor.

- **Oitava etapa de funcionamento** ($t_7 - t_8$): Ao comandar o interruptor S1 a conduzir, dá-se início a esta etapa de operação. A energia armazenada na capacitância do interruptor S1 é dissipada no próprio interruptor. Durante esta etapa de operação, a fonte V_i fornece energia ao indutor L1 e o capacitor C_{oint} fornece energia ao indutor L2. Esta etapa perdura até que o interruptor S1 seja comandado a bloquear.
- **Nona etapa de funcionamento** ($t_8 - t_9$): Quando o interruptor S1 é bloqueado, a corrente dos indutores L1 e L2 carregam a capacitância deste interruptor. Esta etapa termina quando o a tensão sobre o interruptor S1 atinge o valor V_{oint} .
- **Décima etapa de funcionamento** ($t_9 - t_{10}$): No instante em que a tensão do interruptor atinge o valor V_{oint} , a tensão sobre o diodo D1 é zero, iniciando esta etapa de funcionamento. Durante esta etapa de funcionamento, o indutor L1 e a fonte V_i transferem energia ao capacitor C_{oint} . A corrente do indutor L2 mantém-se circulando em roda livre através do diodo D2 e do interruptor S2.
- **Décima primeira etapa de funcionamento** ($t_{10} - t_{11}$): Dá-se início a esta etapa quando o interruptor S2 é comandado a bloquear. A tensão sobre este interruptor cresce até atingir o valor $V_o - V_{oint}$, instante em que o diodo D2 entra em condução finalizando esta etapa. O ciclo de comutação reinicia pela primeira etapa.

7.4.2 Ganho estático ideal

Para obter a expressão que descreve o ganho estático do conversor no MCD, determina-se o valor médio das correntes nos diodos D1 e D2. Os ganhos estáticos V_{oint}/V_i e V_o/V_{oint} para este modo de operação também podem ser calculados separadamente.

A corrente média do indutor L1 é determinada através de (7.24). Substituindo-se

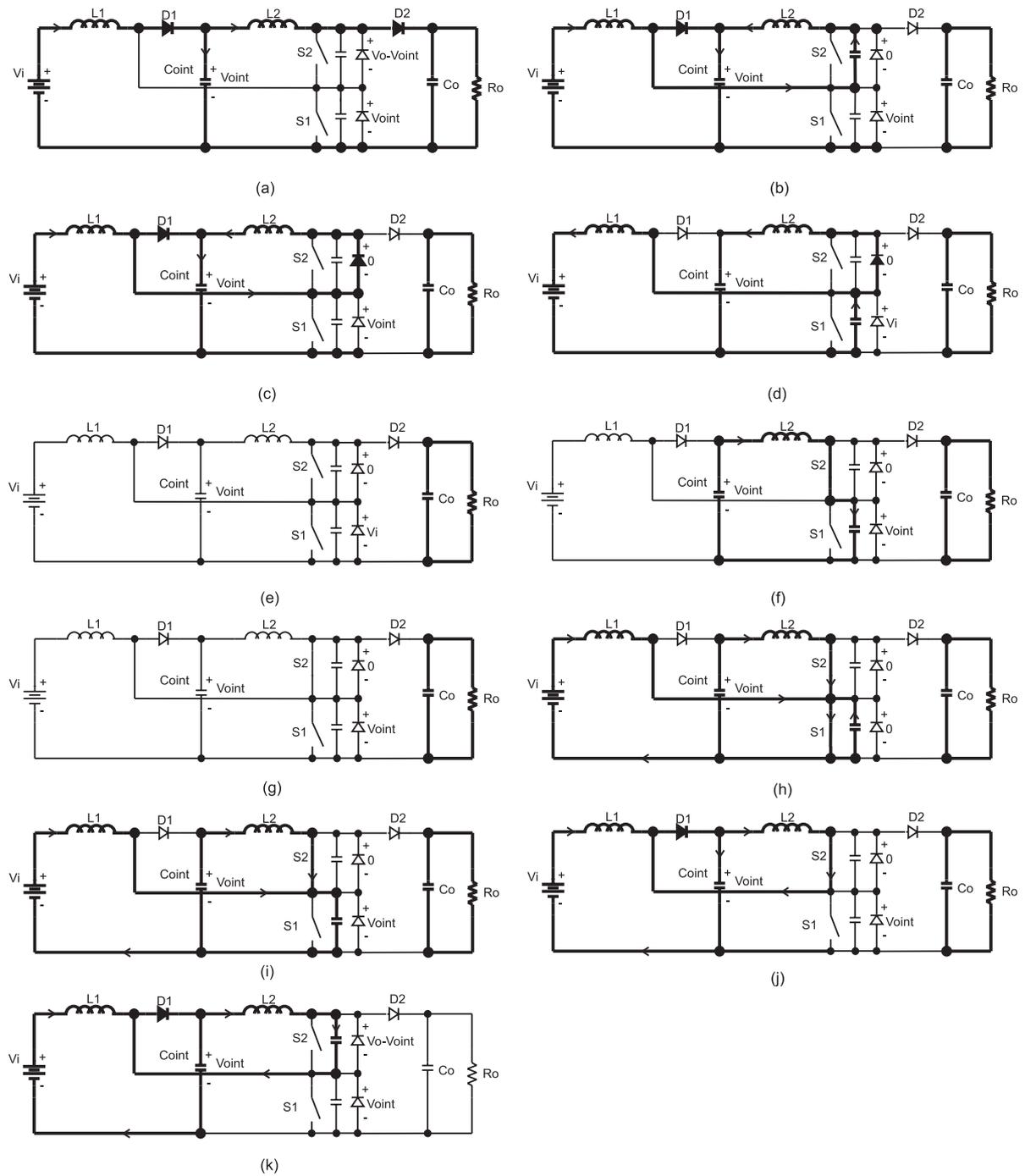


Fig. 7.10: Resultados de simulação do conversor operando no MCD.

(7.25) a (7.28) em (7.24), obtém-se (7.29) a (7.31), que é a expressão desejada.

$$iL1_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t1} \frac{Vi.t}{L1} dt + \int_0^{\Delta t4} \frac{Voint - Vi}{L1} .tdt \right) \quad (7.24)$$

$$\Delta t1 = \Delta t3.\lambda \quad (7.25)$$

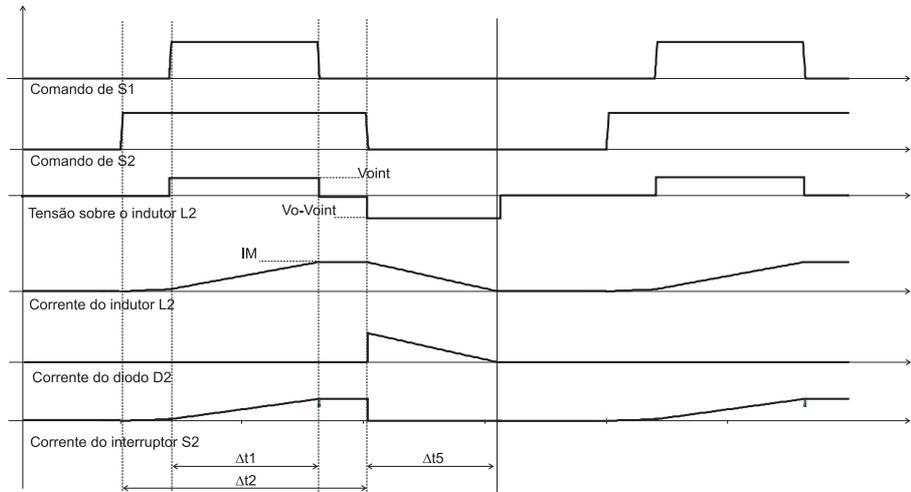


Fig. 7.11: Formas de onda idealizadas utilizadas na dedução do ganho estático V_o/V_{oint} .

$$\Delta t4 = \frac{V_i \cdot \Delta t3 \cdot \lambda}{V_{oint} - V_i} \quad (7.26)$$

$$IL1_{med} = \frac{V_{oint} \cdot I_o}{V_i} \quad (7.27)$$

$$\Delta t3 = D \cdot T \quad (7.28)$$

$$Ge1_{mcd} = \frac{V_{oint}}{V_i} = 1 + \frac{(D \cdot \lambda)^2 \cdot V_i}{2 \cdot L1 \cdot f \cdot I_{oint}} \quad (7.29)$$

$$\varphi1 = \frac{2 \cdot L1 \cdot f \cdot I_{oint}}{V_i} \quad (7.30)$$

$$Ge1_{mcd} = 1 + \frac{(D \cdot \lambda)^2}{\varphi1} \quad (7.31)$$

Através da corrente média do diodo D2 determina-se o ganho estático V_o/V_{oint} , conforme segue. Esta corrente média é determinada por (7.32). O tempo que a corrente no indutor L2 leva para atingir zero é dado por (7.33). Substituindo-se (7.33), (7.25) e (7.28) em (7.32), obtém-se o ganho estático desejado, dado por (7.36). A Fig. 7.11 mostra as formas de onda relacionadas a dedução apresentada.

$$ID2_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t5} \frac{(V_o - V_{oint}) \cdot t}{L2} dt \right) \quad (7.32)$$

$$\Delta t5 = \frac{V_{oint}}{(V_o - V_{oint})} \cdot \Delta t1 \quad (7.33)$$

$$Ge2_{mcd} = \frac{V_o}{V_{oint}} = 1 + \frac{(D \cdot \lambda)^2 \cdot V_{oint}}{2 \cdot L2 \cdot f \cdot I_o} \quad (7.34)$$

$$\varphi2 = \frac{2 \cdot L2 \cdot f \cdot I_o}{V_{oint}} \quad (7.35)$$

$$Ge2_{mcd} = 1 + \frac{(D.\lambda)^2}{\varphi2} \quad (7.36)$$

O ganho estático total V_o/V_i , considerando-se que ambos indutores operem no MCD, pode ser obtido multiplicando-se (7.31) por (7.28), conforme mostra (7.37). Entretanto, torna-se mais simples representá-los separadamente.

$$Getot_{mcd} = 1 + (D.\lambda)^2 \cdot \left(\frac{1}{\varphi1} + \frac{1}{\varphi2} \right) + \frac{(D.\lambda)^4}{\varphi1.\varphi2} \quad (7.37)$$

7.4.3 Resultados de simulação

A Fig. 7.12 mostra o conversor operando no MCD. Observa-se que a corrente do indutor L2 anula-se propositalmente antes da corrente do indutor L1. Em nenhuma situação os interruptores são submetidos à tensão de saída V_o . A ressonância que ocorre na tensão do interruptor S1 foi prevista pelas etapas de operação e não ultrapassa o valor da tensão V_{oint} .

Para realizar esta simulação os seguintes parâmetros foram utilizados: $L1 = 20\mu H$, $L2 = 40\mu H$, $D = 0,4$, $\lambda = 0,75$, $R_o = 100\Omega$. Os demais parâmetros foram mantidos iguais aos da simulação no MCC.

7.5 Característica externa

A característica externa do conversor pode ser deduzida considerando-se dois conversores em separado, cada qual relacionado a um estágio de elevação da tensão, pois dificilmente, haverá a transição dos modos de condução contínua para descontínua ao mesmo tempo, considerando-se que os parâmetros $\varphi1$ e $\varphi2$ possuam valores diferentes.

Assim, a característica externa V_{oint}/V_i se assemelha a característica externa do conversor *boost* básico. Para traçá-la, identifica-se a razão cíclica crítica, que ocorre quando os ganhos no MCC e no MCD são iguais, conforme mostra (7.38) e (7.39). Substituindo-se a razão cíclica crítica no ganho do MCC, tem-se o ganho crítico, con-

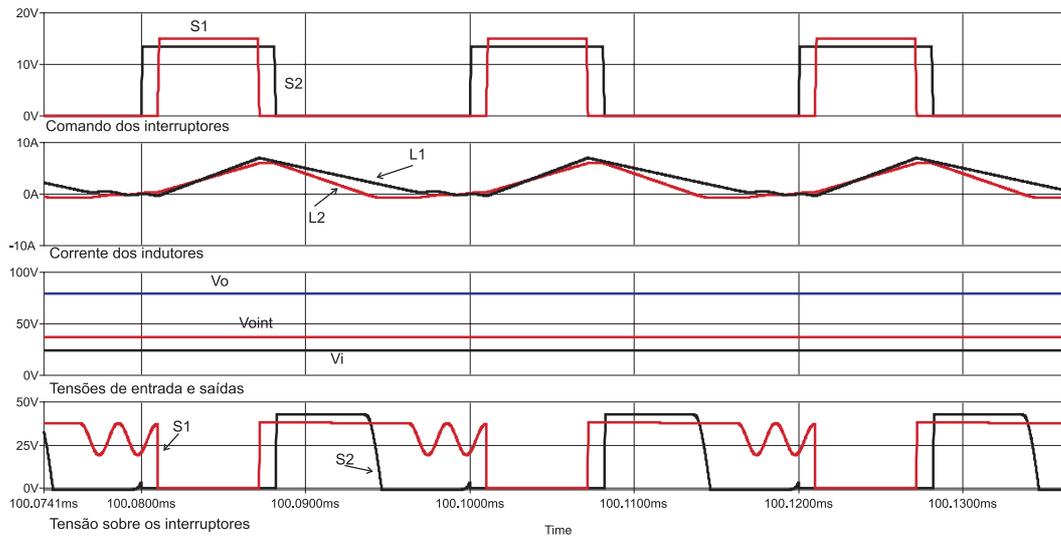


Fig. 7.12: Resultados de simulação do conversor operando no MCD.

forme (7.40). A partir do ganho crítico pode-se identificar o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua.

$$\frac{1}{1 - Dcr \cdot \lambda cr} = 1 + \frac{(Dcr \cdot \lambda cr)^2}{\varphi 1} \quad (7.38)$$

$$Dcr \cdot \lambda cr = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{2}(1 - 4 \cdot \varphi 1)} \quad (7.39)$$

$$Ge1cr = \frac{2}{1 \pm \sqrt{1 - 4 \cdot \varphi 1}} \quad (7.40)$$

Mostra-se na Fig. 7.24 os ábacos da característica externa V_{oint}/V_i em função de $\varphi 1$ para vários valores de D e de λ . Chama-se a atenção para a importância de observar a influência do parâmetro λ nesta característica de saída. O parâmetro λ atua somente na alteração do tempo em que o interruptor S1 permanece comandado, não alterando os tempos de comando do interruptor S2. Entretanto, pôde ser observado em (7.21) que este parâmetro também altera o ganho estático V_o/V_{oint} , portanto, há a necessidade de se obter a característica externa V_o/V_{oint} , conforme segue.

Definindo-se (7.41) e isolando-se D em (7.21), obtém-se (7.42). Isolando-se $\varphi 2$ em (7.28) obtém-se (7.43). Substituindo-se (7.42) em (7.43) obtém-se (7.44), que identifica o limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Utilizando-se (7.21), (7.28) e (7.44) pode-se traçar as curvas da característica externa do conversor, conforme

mostra a Fig 7.25.

$$\delta = \frac{V_o}{V_i} \quad (7.41)$$

$$D = \frac{\delta - 1}{\delta + \lambda - 1} \quad (7.42)$$

$$\varphi_2 = \frac{(D \cdot \lambda)^2}{\delta - 1} \quad (7.43)$$

$$\varphi_{2_{tmc}} = \frac{\lambda^2 \cdot (\delta - 1)}{(\delta + \lambda - 1)^2} \quad (7.44)$$

7.6 Considerações finais

Verificou-se que no MCC o interruptor S1 é comandado a entrar em condução após a entrada em condução do interruptor S2. Esta estratégia de comando evita que o interruptor S2 seja submetido a tensão V_o , o que faria com que o conversor perdesse a característica atrativa de possuir tensão reduzida nos interruptores. Ilustra-se através da Fig. 7.13 a transição à etapa de operação indesejada.

Pela mesma razão, o bloqueio do interruptor S2 não deve ser realizado antes do bloqueio do interruptor S1, sob pena de aumentar a potência comutada pelo interruptor S2. A Fig. 7.14 mostra a transição ao estado topológico desinteressante.

As razões descritas acima justificam a estratégia de comando adotada, com pulsos verticalmente simétricos, e com o fator de redução λ aplicado à razão cíclica D .

Mantendo-se a mesma estratégia de comando no MCD, tem-se também uma situação proibida. A corrente do indutor L1 não pode se anular antes da corrente do indutor L2. Caso isso ocorra, uma etapa ressonante envolvendo o capacitor do inter-

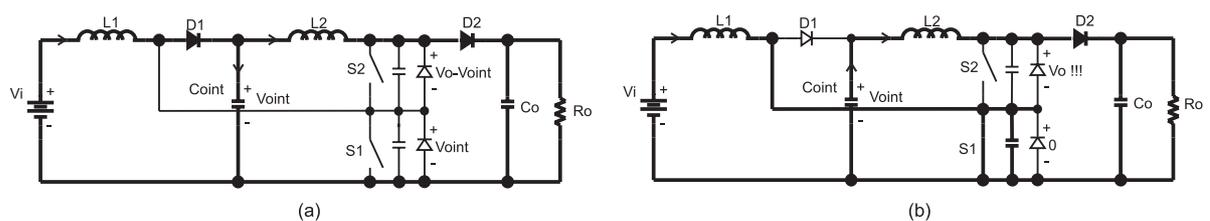


Fig. 7.13: Estratégia de comando inconveniente, porque submete o interruptor S2 a tensão V_o .

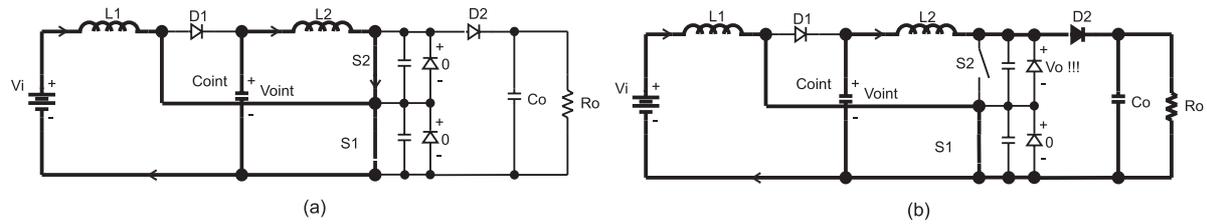


Fig. 7.14: Estratégia de comando inconveniente, porque submete o interruptor S2 a tensão V_o .

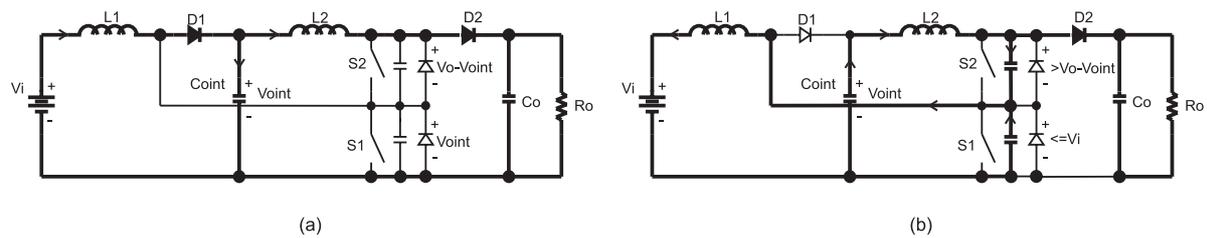


Fig. 7.15: Etapa proibida no MCD: a corrente do indutor L1 não pode se anular antes da corrente do indutor L2.

ruptor S1, o indutor L1 e a fonte V_i , fará com que a tensão sobre o interruptor S2 cresça a patamares maiores do que $V_o - V_{oint}$. A Fig. 7.15 ilustra a transição à etapa proibida. Para que isto não ocorra, deve-se atender a restrição dada pela equação (7.47).

$$\Delta t_4 > \Delta t_5 \quad (7.45)$$

$$\frac{V_i \cdot \Delta t_3 \cdot \lambda}{V_{oint} - V_i} > \frac{V_{oint} \cdot \Delta t_3 \cdot \lambda}{V_o - V_{oint}} \quad (7.46)$$

$$V_i \cdot V_o > V_{oint}^2 \quad (7.47)$$

7.7 Resultados experimentais para o MCC

O conversor foi implementado no MCC, modificando-se a estrutura de potência desenvolvida para o projeto efetuado no capítulo anterior, apresentada na Fig. 6.32. Em termos de especificação de componentes, a única alteração realizada foi a substituição do interruptor IRFP260N, que possui tensão de bloqueio de 200V, pelo interruptor IRFB4710, que possui tensão de bloqueio de 100V. Primeiramente, são mostrados os resultados obtidos em laboratório para uma potência de aproximadamente 370 W e

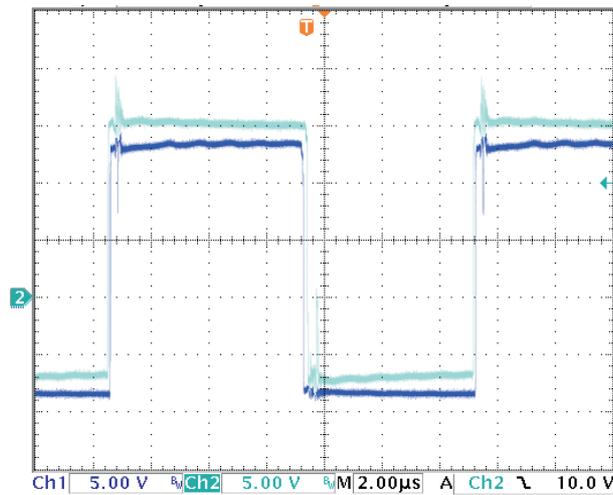


Fig. 7.16: Tensão de comando de *gate* dos interruptores S1 e S2.

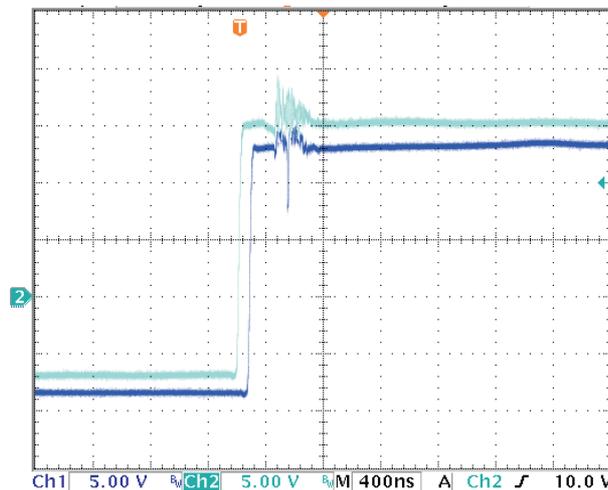


Fig. 7.17: Detalhe da tensão de comando de *gate* dos interruptores S1 e S2.

frequência de comutação de 80 kHz.

A Fig. 7.16 mostra as formas de onda da tensão de comando dos interruptores S1 e S2. Utilizou-se λ próximo de 1, sendo suficiente para que houvesse segurança durante a comutação dos interruptores, conforme pode ser visto no detalhe mostrado pelas Figs. 7.17 e 7.18.

A Fig. 7.19 mostra as formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada do conversor. Na Fig. 7.20, tem-se a tensão de saída e a corrente de saída do conversor. A tensão V_{oint} é apresentada junto à corrente de saída, na Fig. 7.21.

As tensões sobre os interruptores são mostradas na Fig. 7.22. Na Fig. 7.22 (a)

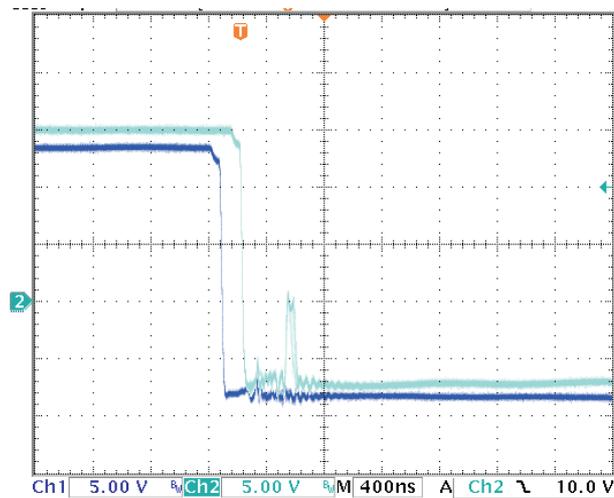


Fig. 7.18: Detalhe da tensão de comando de *gate* dos interruptores S1 e S2.

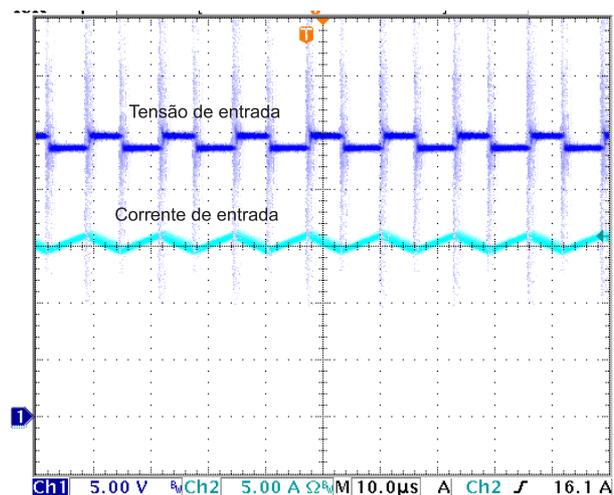


Fig. 7.19: Corrente e tensão de entrada do conversor.

tem-se a tensão nos interruptores para a frequência de 80 kHz. O *layout* utilizado na experimentação não está bem adaptado à topologia deste conversor e, portanto, as indutâncias parasitas justificam a existência da sobretensão no instante do bloqueio dos interruptores, o que limita a extração de potência. Com a finalidade de elevar a potência de saída, reduziu-se a frequência de comutação para 50 kHz, alterando-se também as derivadas de bloqueio dos interruptores. Assim, obteve-se a Fig. 7.22 (b) para a potência de 485 W. Observa-se que 50 kHz foi a frequência utilizada no protótipo do capítulo 6.

Na Fig. 7.23 mostra-se um comparativo das curvas de eficiência do conversor pro-

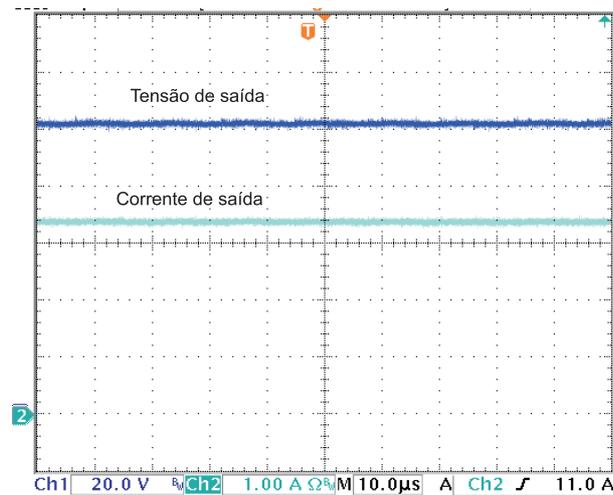
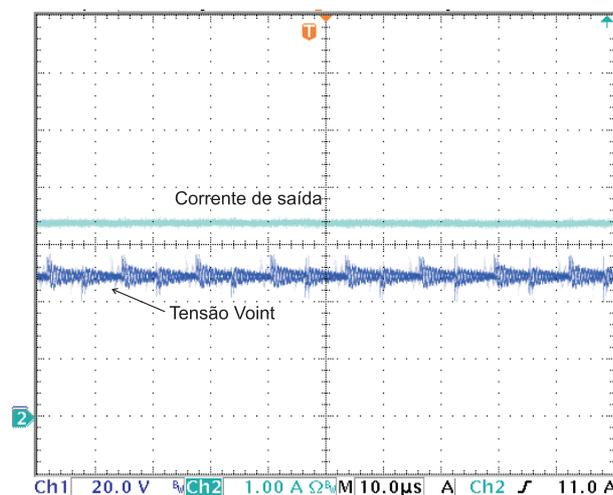


Fig. 7.20: Corrente e tensão de saída do conversor.

Fig. 7.21: Formas de onda da corrente de saída e tensão V_{oint} do conversor.

posto e da curva de eficiência dos dois conversores *boost* em cascata. Esta figura também apresenta as curvas de tendência para cada eficiência, as quais foram obtidas através de regressão polinomial de segunda ordem. Para a condição de máxima potência, $P_o = 485 \text{ W}$, $P_i = 552 \text{ W}$, $\eta = 0,88 \%$, tem-se que as perdas nos dois resistores *shunt* do conversor de três níveis somam $6,43 \text{ W}$, o que representa $1,3 \%$ de perdas em relação a potência de saída.

Outro fato, é que a potência de semicondutores instalada no caso dos dois conversores em cascata é de 1000 VA . Já, a potência de semicondutores instalada no conversor proposto é de 750 VA , podendo-se ainda, para fins de comparação, elevar a corrente

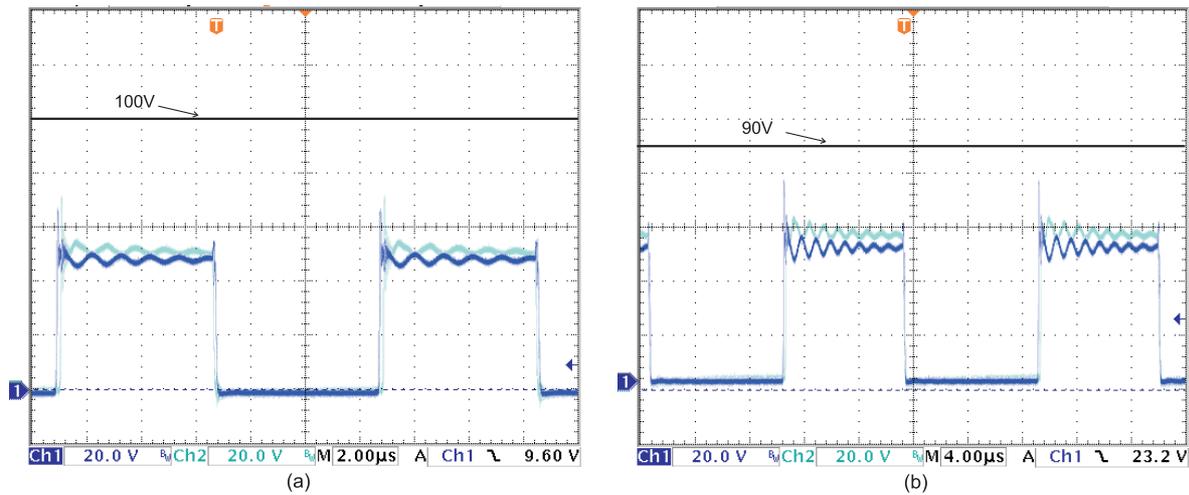


Fig. 7.22: Tensão dos interruptores S1 e S2. (a) 80kHz, 370W; (b) 50 kHz, 485W.

nominal do interruptor S1 igualando-se a potência de semicondutores instalada, o que normalmente resulta em redução da RDS_{on} .

Para a faixa testada, a eficiência do conversor de três níveis mostra-se ligeiramente superior à potência dos dois conversores básicos em cascata.

7.8 Conclusão

A integração de dois conversores *boost* em cascata aliada à adoção da célula de comutação desenvolvida em [31] leva a uma interessante configuração, em que se têm a redução da tensão em um dos interruptores do conversor. Como consequência disso, tem-se um acréscimo da corrente no outro interruptor. Ainda assim, a potência total comutada pelos semicondutores é a mesma dos 2 conversores boost em cascata.

Neste capítulo, foi realizada uma análise preliminar do funcionamento deste conversor, nos modos de condução contínua e descontínua. Realizou-se também a obtenção dos ganhos estáticos do conversor bem como da característica externa. A característica externa foi apresentada separadamente para cada estágio de elevação de tensão. Os estados topológicos proibidos para a operação adequada do conversor foram apresentados.

O MCC não apresenta as oscilações de tensão sobre os interruptores presentes no

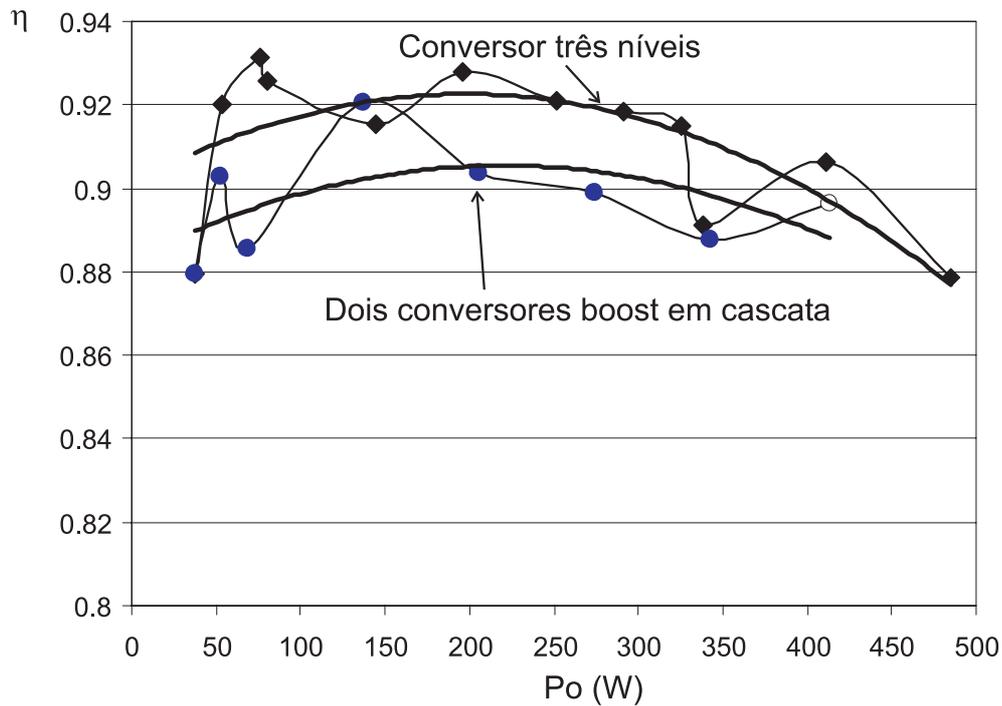


Fig. 7.23: Comparativo entre as eficiências do conversor proposto e dos dois conversores *boost* em cascata.

MCD, já que esta tensão fica grampeada através dos diodos.

Ao final do capítulo, apresenta-se os resultados experimentais obtidos com este conversor operando no MCC, alimentado com tensão de entrada de 24V, tensão de saída de 100V e interruptores de 100V. O elevado ganho estático que o conversor propicia pode ser interessante tanto para aplicações como células a combustível, em que a tensão de entrada é atualmente baixa e a tensão de saída deve ser elevada, quanto para aplicações de maior tensão. Outra característica interessante desta proposta é que o conversor possui entrada em corrente, podendo ser interessante para aplicações como correção de fator de potência.

Um estudo detalhado de perdas, comparando-se a topologia com dois conversores em cascata pode ainda ser realizado. Também fica como proposta de continuidade de pesquisa um estudo mais detalhado do conversor, abordando mais detalhadamente questões como modulação, comutação, modelagem e controle.

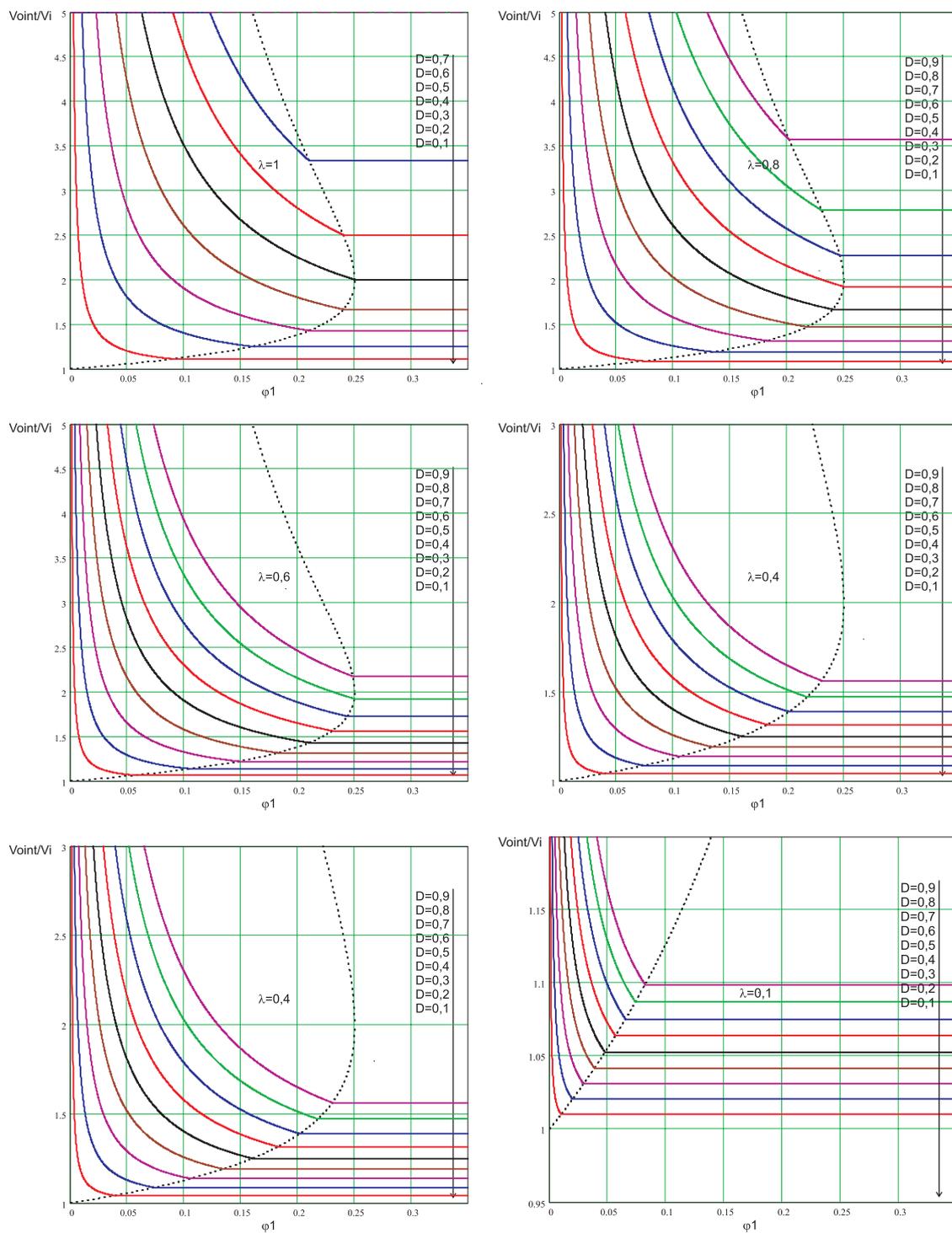


Fig. 7.24: Característica externa V_{out}/V_i em função de ϕ_1 , para vários valores de D e de λ .

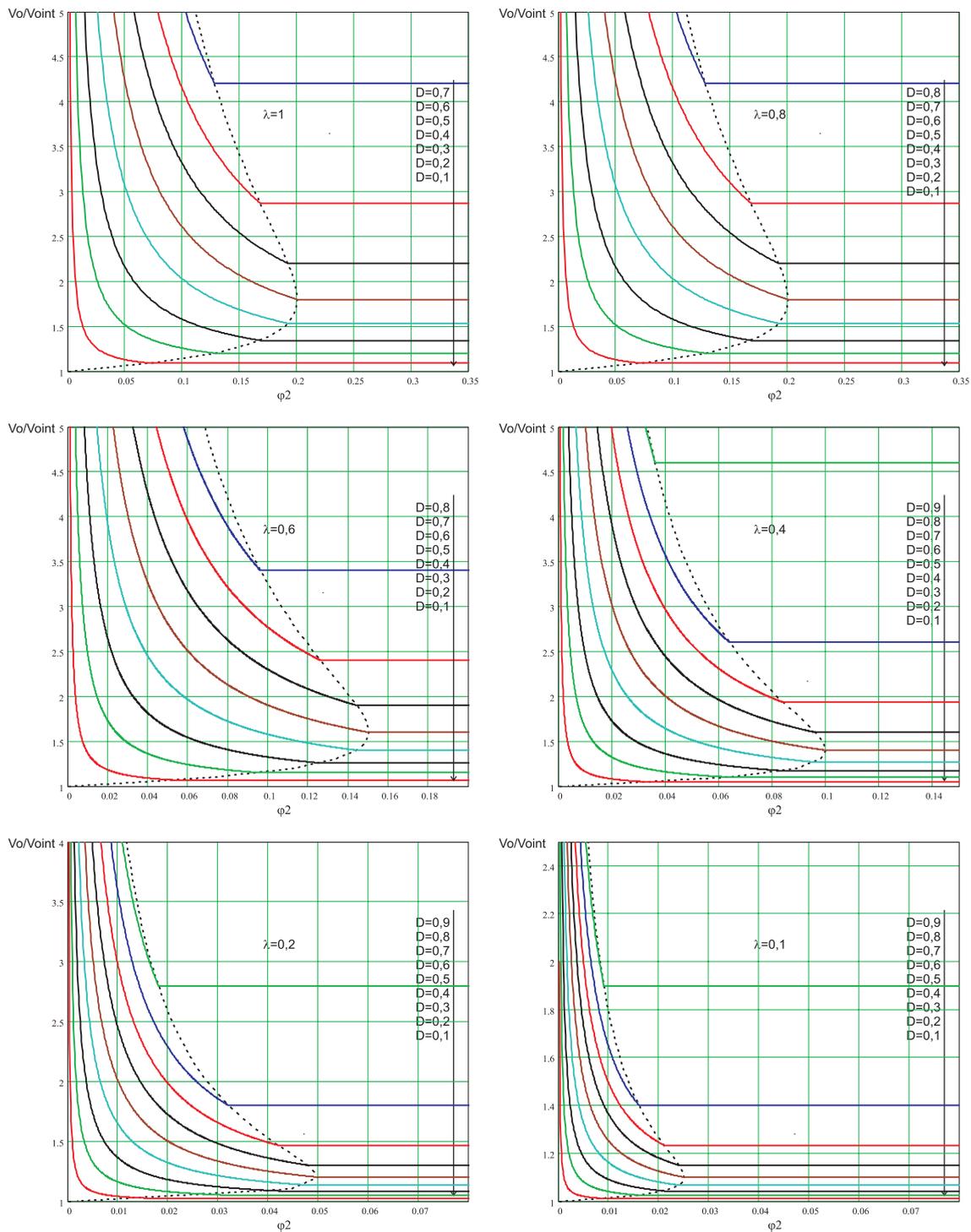


Fig. 7.25: Característica externa V_o/V_{oint} em função de φ_2 , para vários valores de D e de λ .

Capítulo 8

Conclusão Geral

Este trabalho aborda a aplicação da eletrônica de potência aos geradores baseados em células a combustível (CaCs), com enfoque na tecnologia *Proton Exchange Membrane*. Primeiramente, no capítulo 2, faz-se uma revisão bibliográfica da tecnologia de CaCs para propiciar uma base ao entendimento do restante do trabalho. Esta primeira parte pode ser considerada como um dos poucos textos técnicos para a área de engenharia elétrica, escritos em língua portuguesa sobre este assunto até momento. Este capítulo exemplifica o equacionamento e a representação de uma CaC tipo PEM através de um modelo para simulação numérica, utilizando-se parâmetros adequados para a CaC instalada no INEP-UFSC. Este modelo representa o comportamento estático e dinâmico das grandezas elétricas da CaC. Também é apresentado um modelo para representar a impedância da CaC, o qual foi obtido experimentalmente através de pequenas variações de sinal, e é interessante para a análise de estabilidade de conversores conectados a este tipo de gerador.

Posteriormente, faz-se um levantamento das soluções encontradas na literatura em termos de arquitetura e topologias de conversores utilizados para processar a energia de CaCs. Dá-se maior ênfase à arquitetura, visando identificar as características que estas devem possuir. Ao final do terceiro capítulo, mostra-se um resumo das características julgadas interessantes para este tipo de aplicação.

O capítulo seguinte dispensa atenção a um fenômeno pouco pesquisado até o momento, que é a geração e circulação de energia reativa devido a inversão de tensão contínua para tensão alternada, utilizando-se inversores monofásicos. Mostra-se que esta ondulação de corrente em baixa frequência, que faz com que haja a circulação de energia reativa, é gerada devido a pulsação da potência instantânea. Modelos para simulação e cálculo são apresentados para auxiliar na quantificação desta ondulação de corrente. Procurou-se apresentar este modelos de forma abrangente, para que esta técnica possa ser utilizada em outros conversores. Para validar a análise foram utilizados os conversores *boost* e *push-pull* na obtenção dos resultados experimentais. Este capítulo é especialmente interessante para as indústrias de equipamentos de conversão de energia elétrica, que estejam interessadas em projetar conversores para CaCs.

O quinto capítulo discorre sobre as formas passivas e ativas de se reduzir ou, praticamente, eliminar a circulação desta ondulação de corrente pela CaC. Das técnicas ativas, pode-se controlar a corrente de entrada dos conversores CC-CC, em uma arquitetura CC-CC-CA monofásica, obtendo-se um melhor resultado do que se for controlada a corrente de saída deste conversor, pelo menos no que tange à redução da ondulação de corrente em baixa frequência. Mostra-se que um filtro ativo paralelo pode ser utilizado com grande eficácia neste procedimento de drenagem da ondulação de corrente. Através do uso deste filtro, a CaC passa a processar potência instantânea constante, e o filtro ativo, obviamente, processa apenas energia reativa, ou melhor, a componente alternada da curva da potência instantânea.

Um sistema ininterrupto de energia de grande autonomia é projetado e mostrado no capítulo 6. As dificuldades encontradas na seleção da arquitetura e da topologia são mostradas, as quais geram a necessidade de novas soluções nestes termos. Contribuiu-se com a arquitetura, com a forma como o conjunto de conversores é controlado em paralelo e, também, com um modelo da malha de corrente do conversor, que incorpora a impedância da CaC.

O sétimo capítulo apresenta um conversor CC-CC não-isolado, elevador, quadrático

e à três níveis. Esta contribuição surge da necessidade por conversores capazes de operar com baixa tensão de entrada e elevada tensão de saída, ou seja, elevado ganho estático e entrada com pouca ondulação de corrente. Para algumas aplicações, como o caso das CaCs, este conversor mostra-se interessante, pois possibilita o uso de interruptores de tensão reduzida, quando comparado aos conversores em cascata. A validação do funcionamento deste conversor é realizada através de simulações numéricas e resultados experimentais. A curva de eficiência do conversor é obtida experimentalmente.

Cada capítulo contém uma introdução e uma conclusão detalhada sobre os assuntos abordados.

Como possibilidades futuras de pesquisa, pode-se eleger os seguintes itens:

- a. O modelo dinâmico apresentado no capítulo 2 não descreve precisamente o comportamento dinâmico da CaC. Existe diferença entre os resultados experimentais e os teóricos no que tange às constantes de tempo envolvidas. Este fato ocorre porque o modelo foi representado através de um circuito RC linear, e certamente na realidade, é não-linear. O fato de considerar-se que apenas a resistência de ativação seja não-linear, também, não resulta na solução do problema. Assim, é possível que uma boa investigação na modelagem do fenômeno de dupla camada de carga traga bons resultados. Salienta-se que a modelagem da CaC, considerando-se variações de temperatura, entre outros fenômenos, não foi realizada por não fazer parte da proposta inicial do trabalho, e mesmo assim, esta traz consigo grandes dificuldades para a realização de contribuições inéditas, pois está relacionada a outras áreas de pesquisa, como a eletroquímica e mecânica.
- b. A partir do terceiro capítulo, pode-se comparar algumas das arquiteturas apresentadas, escolhendo-se o melhor ponto de conexão do elemento armazenador de energia. Isto pode ser realizado para uma determinada aplicação com especificações bem estabelecidas, entretanto, o perfil da carga deve ser previsível.
- c. Do quarto capítulo, mostra-se claramente que a modelagem da impedância da

CaC, através de seus parâmetros construtivos, tem grande importância para os engenheiros eletricitistas. Uma pesquisa como esta deve ser sustentada pelo conhecimento profundo da multi-disciplinaridade que envolve o funcionamento da CaC.

- d. Em termos de utilização do filtro ativo, pode-se investigar outras topologias, isoladas ou não, que sejam adequadas para aplicações com grandes diferenças entre as tensões de *entrada* e de *saída*. Pode-se, também, verificar o uso do filtro ativo conectado a um elemento armazenador de energia de maior capacidade do que o utilizado na demonstração, como supercapacitores ou baterias, fornecendo energia durante o tempo de pré-aquecimento da CaC ou durante as variações de carga ou ainda durante as sobrecargas. O melhor ponto de conexão deste tipo de filtro na arquitetura ainda não está determinado.
- e. O capítulo do sistema ininterrupto de energia mostra principalmente a necessidade de se ter uma maior quantidade de topologias de conversores bem adaptadas às especificações que a aplicação de CaCs exige, podendo haver espaço para pesquisas neste sentido.
- f. O capítulo 7 propõe a topologia do conversor *boost*, da qual pode-se extrair a célula de comutação utilizada para gerar as topologias dos conversores *buck* e *buck-boost*. Ainda podem ser abordadas questões como modelagem, controle e modulação, evidenciando mais algumas vantagens ou desvantagens destes conversores, quando comparados com outras soluções.

Em linhas gerais, dadas as contribuições geradas neste trabalho, mostra-se a importância de uma abordagem sistêmica na pesquisa voltada às aplicações da eletrônica de potência, especialmente em se tratando de CaCs, que têm como característica das mais valiosas o reduzido impacto ambiental durante o processamento de energia.

Apêndice A

Arquivos de simulação, diagramas esquemáticos e lista material

Neste apêndice apresentam-se as informações necessárias para reproduzir as simulações ou implementações realizadas no trabalho apresentado. Através dos arquivos de simulação, pode-se, por exemplo, identificar parâmetros e valores atribuídos aos modelos dos componentes. Estes valores nem sempre aparecem no diagrama esquemático, por esta razão estes arquivos são aqui disponibilizados.

A.1 Arquivo de simulação do programa Orcad referente ao modelo da Fig. 2.15

```
E_MULT14      PT 0 VALUE {V(N508830)*V(PE)}
E_MULT21      H2 0 VALUE {V(N51860)*V(N52201)}
V_CONST6      N117241 0 DC {ncells}
E_MULT11      N007300 0 VALUE {V(N31767)*V(N007302)}
E_DIFF3       N27337 0 VALUE {V(N27300,N272471)}
E_MULT15      N27300 0 VALUE {V(N27525)*V(N33233)}
E_SUM7        N014700 0 VALUE {V(N014701)+V(N014702)}
E_DIFF2       N508830 0 VALUE {V(EFICIENCIA,N52139)}
V_CONST17     N52072 0 DC {ncells}
E_MULT9       N36726 0 VALUE {V(N36716)*V(N362620)}
E_LOG2        N002861 0 VALUE {LOG(V(N007300))}
E_MULT19      N51860 0 VALUE {V(N51806)*V(N52087)}
V_CONST9      N37793 0 DC {Entr_stp}
E_MULT12      N33233 0 VALUE {V(N002861)*V(N50553)}
V_CONST13     N52139 0 DC 1
V_CONST14     N010130 0 DC {Rr}
V_CONST20     N014701 0 DC 1.000
V_CONST5      N35554 0 DC {PH2}
V_CONST15     N339201 0 DC {ibias}
E_PWR2        N50006 0 VALUE {PWR(V(N49917),-1)}
E_MULT13      N010310 0 VALUE {V(N31767)*V(N010130)}
V_CONST22     N52201 0 DC 7.477e-3
E_SUM3        N00204 0 VALUE {V(N000731)+V(N38733)}
V_CONST7      N352600 0 DC {PO2}
E_MULT17      N272471 0 VALUE {V(N27525)*V(N27358)}
V_CONST12     N005620 0 DC {io}
```

```

X_INTEG1 N27337 N27358 SCHEMATIC1_INTEG1
E_MULT5 N35572 0 VALUE {V(N35554)*V(N353931)}
V_CONST8 N352720 0 DC {PH2}
E_PWR5 N007302 0 VALUE {PWR(V(N005620),-1)}
V_CONST24 N013090 0 DC {iL}
E_PWR7 N51806 0 VALUE {PWR(V(N50259),-1)}
E_LIMIT2 N047300 0 VALUE {LIMIT(V(N014700),0.0001,20)}
E_MULT22 N269420 0 VALUE {V(N270981)*V(N270982)}
E_MULT8 N362620 0 VALUE {V(N34955)*V(N37793)}
E_MULT6 N355400 0 VALUE {V(N35572)*V(N35587)}
E_LIMIT1 N54842 0 VALUE {LIMIT(V(N02071),0,{Vid})}
V_CONST3 N49917 0 DC {Vid}
E_MULT10 PE 0 VALUE {V(N50259)*V(N31767)}
E_PWR8 N84042 0 VALUE {PWR(V(N013090),-1)}
E_SUM2 N38733 0 VALUE {V(N36726)+V(N40998)}
E_PWR4 N35587 0 VALUE {PWR(V(N352720),-1)}
E_GAIN1 N000731 0 VALUE {-1 * V(N131380)}
E_MULT20 AR 0 VALUE {V(N512860)*V(N51860)}
V_CONST4 N348320 0 DC {2*F}
E_SUM1 N40998 0 VALUE {V(N49917)+V(N345942)}
V_CONST21 N270981 0 DC {Ra}
E_MULT23 N85040 0 VALUE {V(N31767)*V(N84042)}
E_MULT24 N014702 0 VALUE {V(N015941)*V(N85040)}
E_LOG3 N58328 0 VALUE {LOG(V(N047300))}
E_SUM4 N00189 0 VALUE {V(N001511)+V(N00204)}
E_MULT7 N50259 0 VALUE {V(N117241)*V(N54842)}
X_H1 N50259 VCAC I 0 SCHEMATIC1_H1
V_CONST1 N346230 0 DC {R}
V_CONST23 N270982 0 DC {Ca}
E_GAIN2 N001511 0 VALUE {-1 * V(N008890)}
E_PWR1 N34955 0 VALUE {PWR(V(N348320),-1)}
E_ABS2 N008890 0 VALUE {ABS(V(N010310))}
E_SUM5 N02071 0 VALUE {V(N001741)+V(N00189)}
V_CONST19 N015941 0 DC -1
E_SUM6 N31767 0 VALUE {V(N339201)+V(I)}
E_MULT18 N52087 0 VALUE {V(PE)*V(N52072)}
E_GAIN3 N001741 0 VALUE {-1 * V(N009050)}
E_ABS3 N009050 0 VALUE {ABS(V(N14242))}
E_PWR6 N27525 0 VALUE {PWR(V(N269420),-1)}
V_CONST16 N512860 0 DC 0.017
E_DIFF1 N36716 0 VALUE {V(N36564,N365881)}
E_ABS1 N131380 0 VALUE {ABS(V(N27358))}
E_PWR3 N353931 0 VALUE {PWR(V(N352600),{1/2})}
E_MULT25 N14242 0 VALUE {V(N58366)*V(N58328)}
E_MULT2 N35672 0 VALUE {V(N34955)*V(N346930)}
V_CONST2 N36564 0 DC {T}
E_MULT3 N345942 0 VALUE {V(N35672)*V(N38635)}
E_MULT4 EFICIENCIA 0 VALUE {V(N54842)*V(N50006)}
V_CONST11 N365881 0 DC 298.15
V_CONST10 N50553 0 DC {At}
E_LOG1 N38635 0 VALUE {LOG(V(N355400))}
V_CONST18 N58366 0 DC {B}
E_MULT1 N346930 0 VALUE {V(N346230)*V(N36564)}
.PARAM est=2 Entr_stp=-161.591 At=0.065 tau=5.2e-6 PD2=0.21 ncells=48
+ F=96485.209 PH20=1 iL=25 io=0.003 lmin=0.5 PH2=1 ibias=0.5 LCaC=2.5uH Ca=
+ {0.015*ncells} Gf_stp=163.11 Vid=1.229 Vnernst=1.17 R=8.315 B=-0.015 Ra=
+ {0.8/ncells} Rr={0.203/ncells} Rcon=10e-3 T={80+273.15}

.subckt SCHEMATIC1_INTEG1 in out
G_INTEG1 0 $$U_INTEG1 VALUE {V(in)}
C_INTEG1 $$U_INTEG1 0 {1/1.0}
R_INTEG1 $$U_INTEG1 0 1G
E_INTEG1 out 0 VALUE {V($$U_INTEG1)}
.IC V($$U_INTEG1) = 0v
.ends SCHEMATIC1_INTEG1

.subckt SCHEMATIC1_H1 1 2 3 4
H_H1 3 4 VH_H1 1
VH_H1 1 2 0V
.ends SCHEMATIC1_H1

```

A.2 Arquivo de simulação referente à Fig. A.1

```

V_V1 N00228 0 29
L_L2 N02140 VOUT+ 447u IC=4
D_D1 N02080 N02140 Dbreak
R_R29 AMOSTRADOR N256925 19k
R_RF21 ERR- N109311 400k
D_D5 N61335 N45275 Dbreak
E_LIMIT1 COMPENSADOR 0 VALUE {LIMIT(V(N00786),-9.5,9.5)}
V_V12 VREF 0
+SIN 0 3.438 60 0 0 90
D_D7 N1164683 N61335 Dbreak
R_R22 N477972 N309299 470
D_D4 N02110 N02140 Dbreak
D_D6 A N45275 Dbreak
E_E2 AMOSTRADOR 0 A 0 1
R_RIP1 N309299 N47218 470
C_C9 VOUT+ VOUT- 1360u IC=194
X_U4 COMPENSADOR N216029 +VCC -VCC CM3 0 LM311
D_D9 VOUT- N61335 Dbreak
X_S1 COM2 0 N319469 0 SCHEMATIC1_S1

```

```

Kn_K1      L_L6 L_L3
+ L_L4 L_L5 0.999999
D_D10      VOUT- A Dbreak
X_S3       CM1 0 N45275 N1164683 SCHEMATIC1_S3
V_V10      N216029 0
+PULSE -10 10 0 25u 25u 0.001u 50u
C_C14      VREF N293715 2.2u IC=0
C_C15      0 N293715 1n
E_E1       N477972 0 VOUT+ VOUT- 0.0375
V_V9       N297382 0
+PULSE 10 -10 0 25u 25u 0.0001u 50u
R_R30      0 N256925 510
X_U3       N297382 COMPENSADDR +VCC -VCC CM1 0 LM311
R_R19      N00515 N02110 1Meg
R_R23      CM1 +VCC 10k
D_D8       N1165943 A Dbreak
R_R26      CM3 +VCC 10k
R_R27      N293715 N295250 1k
X_S5       CM1 0 N61335 N1165103 SCHEMATIC1_S5
D_D11      N1165103 VOUT- Dbreak
R_R28      0 N293715 22k
R_R8       N319469 N00477 1m
R_R18      N319450 N00515 1m
C_CF2      N01209 N00786 4.6n
L_L7       N61335 0 420u IC=0
X_S2       COM1 0 0 N319450 SCHEMATIC1_S2
V_V13      0 -VCC 15
C_CF1      N109311 COMP 5n
X_U2       ERR- N64466 0 N014181 N42924 COMP 0 COM1 0 VDC COM2 VDC N42924
+ SG1525
+ PARAMS: PERIOD=25u DEADTIME=5us
R_RFZ2     N232411 N01209 20k
L_L3       N00228 N00477 0.1mH IC=0
D_D12      N1165523 VOUT- Dbreak
V_V8       N64466 0 7.5
R_R25      N119532 A 32
C_C12      N232411 N256925 22n
X_S6       CM3 0 A N1165523 SCHEMATIC1_S6
C_C11      N47218 ERR- 100n
R_R1Z2     N256925 N232411 3.3k
L_L5       N00515 N00228 0.1mH IC=0
R_R20      0 COM2 1k
X_S4       CM3 0 N45275 N1165943 SCHEMATIC1_S4
D_D2       0 N00477 Dbreak
V_V11      +VCC 0 15
R_R21      COM1 0 1k
L_L4       VOUT- N02080 10.4m IC=0
C_C11      0 N014181 5u
D_D3       0 N00515 Dbreak
R_R24      0 N119532 0.001
X_U5       N295250 N232411 +VCC -VCC N00786 LF411
C_C13      N119532 A 10u IC=0
L_L6       N02110 VOUT- 10.4m IC=0
R_R1       VOUT+ N45275 1u
V_V7       VDC 0 15
R_R1Z1     N47218 ERR- 25k

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1       3 4 1 2 _S1
RS_S1      1 2 1G
.MODEL     _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1u Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1

.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3       3 4 1 2 _S3
RS_S3      1 2 1G
.MODEL     _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=0.0V Von=10V
.ends SCHEMATIC1_S3

.subckt SCHEMATIC1_S5 1 2 3 4
S_S5       3 4 1 2 _S5
RS_S5      1 2 1G
.MODEL     _S5 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.02 Voff=10V Von=0
.ends SCHEMATIC1_S5

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2       3 4 1 2 _S2
RS_S2      1 2 1G
.MODEL     _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1u Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S2

.subckt SCHEMATIC1_S6 1 2 3 4
S_S6       3 4 1 2 _S6
RS_S6      1 2 1G
.MODEL     _S6 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=10V Von=0
.ends SCHEMATIC1_S6

.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4       3 4 1 2 _S4
RS_S4      1 2 1G
.MODEL     _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=0.0V Von=10V
.ends SCHEMATIC1_S4

```

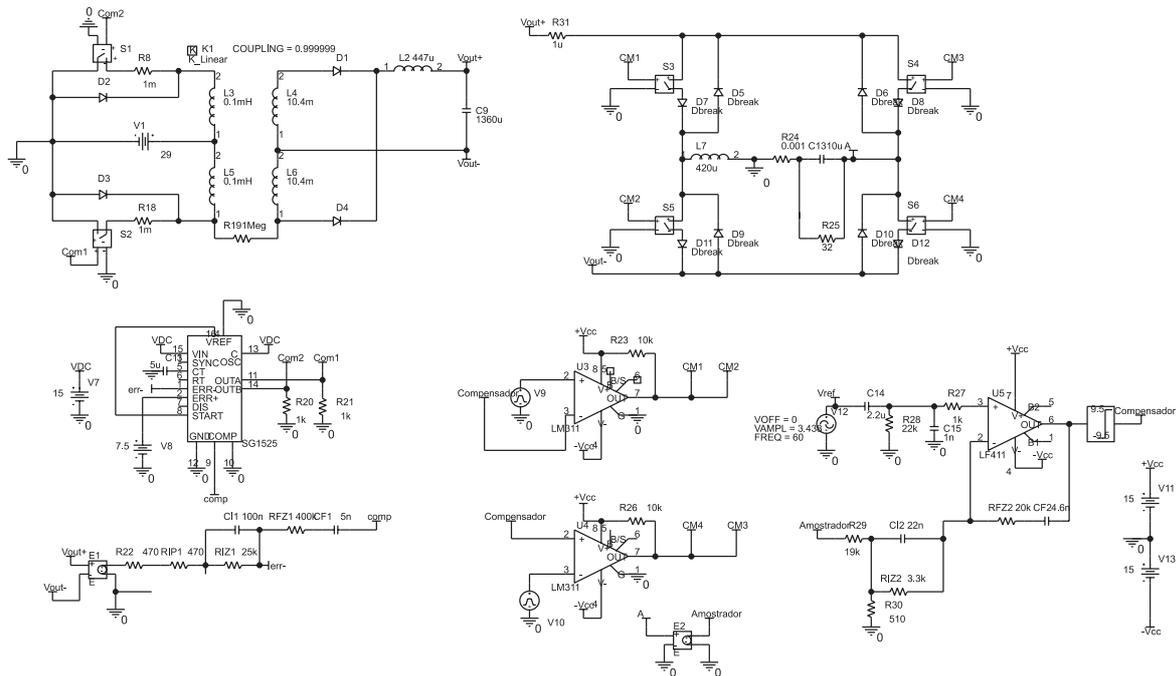


Fig. A.1: Circuito de simulação com o inversor alimentando carga resistiva.

A.3 Arquivo de simulação referente à Fig. A.2

```

V_V1      N00228 0 29
L_L2     N02140 VOUT+ 447u IC=4
D_D1     N02080 N02140 Dbreak
R_R29    AMOSTRADOR N256925 19k
R_RFZ1   ERR- N109311 400k
D_D5     N61335 N45275 Dbreak
E_LIMIT1 COMPENSADOR 0 VALUE {LIMIT(V(N00786),-9.5,9.5)}
V_V12    VREF 0
+SIN 0 3.438 60 0 0 90
D_D7     N1164683 N61335 Dbreak
R_R22    N477972 N309299 470
D_D4     N02110 N02140 Dbreak
D_D6     A N45275 Dbreak
E_E2     AMOSTRADOR 0 A 0 1
R_RIP1   N309299 N47218 470
C_C9     VOUT+ VOUT- 1360u IC=194
X_U4     COMPENSADOR N216029 +VCC -VCC CM3 0 LM311
D_D9     VOUT- N61335 Dbreak
X_S1     COM2 0 N319469 0 SCHEMATIC1_S1
Kn_K1    L_L6 L_L3
+ L_L4 L_L5 0.999999
D_D10    VOUT- A Dbreak
X_S3     CM1 0 N45275 N1164683 SCHEMATIC1_S3
V_V10    N216029 0
+PULSE -10 10 0 25u 25u 0.001u 50u
C_C14    VREF N293715 2.2u IC=0
C_C15    0 N293715 1n
E_E1     N477972 0 VOUT+ VOUT- 0.0375
V_V9     N297382 0
+PULSE 10 -10 0 25u 25u 0.0001u 50u
L_L8     N345497 N119532 30m
R_R30    0 N256925 510
X_U3     N297382 COMPENSADOR +VCC -VCC CM1 0 LM311
R_R19    N00515 N02110 1Meg
R_R23    CM1 +VCC 10k
D_D8     N1165943 A Dbreak
R_R26    CM3 +VCC 10k
R_R27    N293715 N295250 1k
X_S5     CM1 0 N61335 N1165103 SCHEMATIC1_S5
D_D11    N1165103 VOUT- Dbreak
R_R28    0 N293715 22k
R_R8     N319469 N00477 1m
R_R18    N319450 N00515 1m
C_CF2    N01209 N00786 4.6n
L_L7     N61335 0 420u IC=0
X_S2     COM1 0 0 N319450 SCHEMATIC1_S2
V_V13    0 -VCC 15
C_CF1    N109311 COMP 5n
    
```

```

X_U2      ERR- N64466 0 N014181 N42924 COMP 0 COM1 0 VDC COM2 VDC N42924
+ SG1525
+ PARAMS: PERIOD=25u DEADTIME=5us
R_RFZ2    N232411 N01209 20k
L_L3      N00228 N00477 0.1mH IC=0
D_D12     N1165523 VOUT- Dbreak
V_V8      N64466 0 7.5
R_R25     N345497 A 5
C_CI2     N232411 N256925 22n
X_S6      CM3 0 A N1165523 SCHEMATIC1_S6
C_CI1     N47218 ERR- 100n
R_RIZ2    N256925 N232411 3.3k
L_L5      N00515 N00228 0.1mH IC=0
R_R20     0 COM2 1k
X_S4      CM3 0 N45275 N1165943 SCHEMATIC1_S4
D_D2      0 N00477 Dbreak
R_R31     VOUT+ N45275 1u
V_V11     +VCC 0 15
R_R21     COM1 0 1k
L_L4      VOUT- N02080 10.4m IC=0
C_C11     0 N014181 5u
D_D3      0 N00515 Dbreak
R_R24     0 N119532 0.001
X_U5      N295250 N232411 +VCC -VCC N00786 LF411
C_C13     N119532 A 10u IC=0
L_L6      N02110 VOUT- 10.4m IC=0
V_V7      VDC 0 15
R_RIZ1    N47218 ERR- 25k

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1      3 4 1 2 _S1
RS_S1     1 2 1G
.MODEL    _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.001 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3      3 4 1 2 _S3
RS_S3     1 2 1G
.MODEL    _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=0.0V Von=10V
.ends SCHEMATIC1_S3

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S5 1 2 3 4
S_S5      3 4 1 2 _S5
RS_S5     1 2 1G
.MODEL    _S5 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.02 Voff=10V Von=0
.ends SCHEMATIC1_S5

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2      3 4 1 2 _S2
RS_S2     1 2 1G
.MODEL    _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.001 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S2

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S6 1 2 3 4
S_S6      3 4 1 2 _S6
RS_S6     1 2 1G
.MODEL    _S6 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=10 Von=0
.ends SCHEMATIC1_S6

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4      3 4 1 2 _S4
RS_S4     1 2 1G
.MODEL    _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.01 Voff=0.0V Von=10V
.ends SCHEMATIC1_S4

```

A.4 Arquivo de simulação referente à Fig. A.3

```

I_I2      N349726 N344780 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2.84 120Hz 0 0 0
D_D3      0 N344482 Dbreak
D_D2      0 N344848 Dbreak
R_R6      N357483 N344450 114m
X_S1      COM1 0 N345088 N345092 SCHEMATIC1_S1
L_L1      N345088 N361339 447u IC=4
D_D1      N345092 N345088 Dbreak
D_D4      N344668 N345088 Dbreak
Kn_K1     L_L2 L_L3
+ L_L4 L_L5 1
X_S4      COM2 0 N344668 N345088 SCHEMATIC1_S4
L_L2      N344450 N344848 1m IC=0
V_V1      N357483 0 29.99
L_L5      N344668 N344780 104m IC=0
R_R3      N378258 N344450 10m
R_R8      N344482 N344668 1Meg
X_S2      COM2 0 N344848 0 SCHEMATIC1_S2
V_V2      COM1 0
+PULSE 0 15 0 100n 100n 13.79u 39u
C_C2      N359541 N344780 1360u IC=194
R_R7      N359541 N349726 121m
R_R4      N361339 N349726 82.5m
I_I1      N349726 N344780 DC 2.84
C_C1      0 N378258 7500u

```

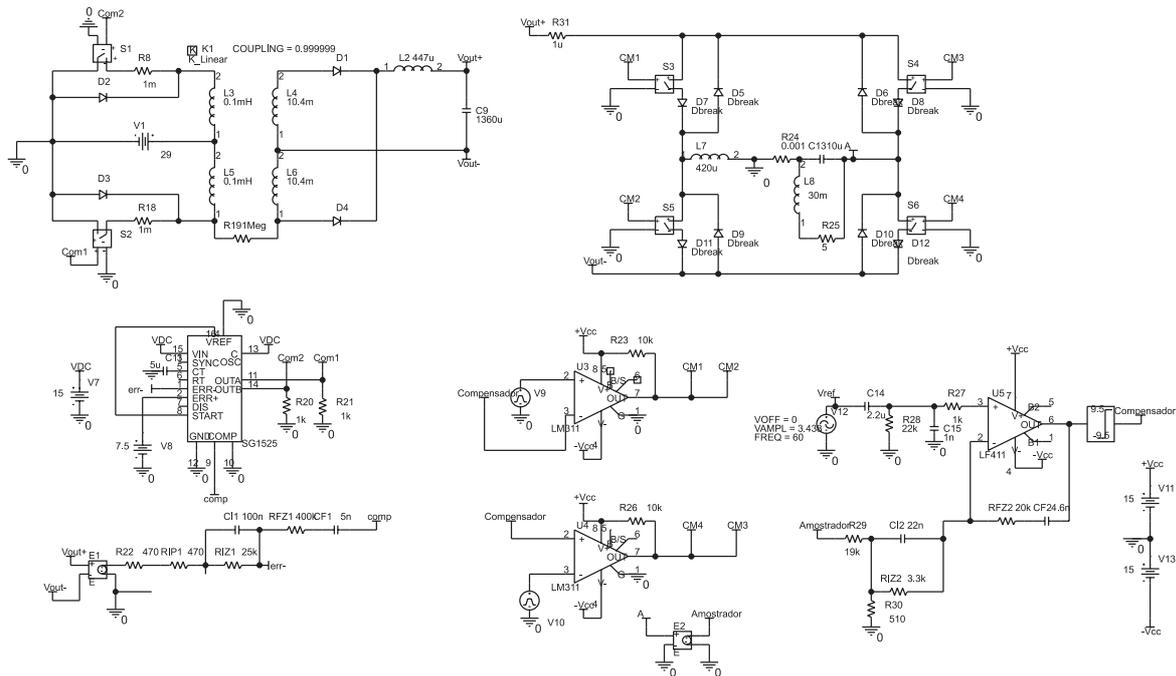


Fig. A.2: Circuito de simulação com o inversor alimentando carga indutiva.

```
L_L3      N344780 N345092 104m IC=0
L_L4      N344482 N344450 1m IC=0
V_V3      COM2 0
+PULSE 0 15 19.5u 100n 100n 13.79u 39u
X_S3      COM1 0 0 N344482 SCHEMATIC1_S3
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1      3 4 1 2 Sbreak
RS_S1     1 2 1G
.ends SCHEMATIC1_S1
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4      3 4 1 2 Sbreak
RS_S4     1 2 1G
.ends SCHEMATIC1_S4
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2      3 4 1 2 Sbreak
RS_S2     1 2 1G
.ends SCHEMATIC1_S2
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3      3 4 1 2 Sbreak
RS_S3     1 2 1G
.ends SCHEMATIC1_S3
```

A.5 Arquivo de simulação do filtro ativo

```
* source FILTRO ATIVO MALHA DE TENSAO_SUPER_LF
X_H3      0 N93383 N61155 0 SCHEMATIC1_H3
X_S2      SW 0 N33272 N761733 SCHEMATIC1_S2
E_LIMIT1  N1017211 0 VALUE {LIMIT(V(N99220),0,15)}
E_E1      SW 0 N50503 0 1
R_R2      N50503 +15 10k
X_U3      N96001 N107944 +15 -15 N50503 0 LM311
R_R6      N99220 N99163 56k
R_R1      N33446 0 1Meg
V_V5      N107944 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 5.5 0 10u 1n 49u 10u
C_C2      N99163 N99190 1u
D_D4      N761313 N33272 Dbreak
G_G1      0 N00287 N113469 0 139e-6
R_RMO     0 N00287 4700
C_C3      N99220 N99190 22n IC=-7.5
X_H6      N93612 N117700 N1174872 0 SCHEMATIC1_H6
V_V7      0 -15 15
I_I3      N93612 0 DC 40
X_U4      N99456 N99190 +15 -15 N99220 LF351/NS
```

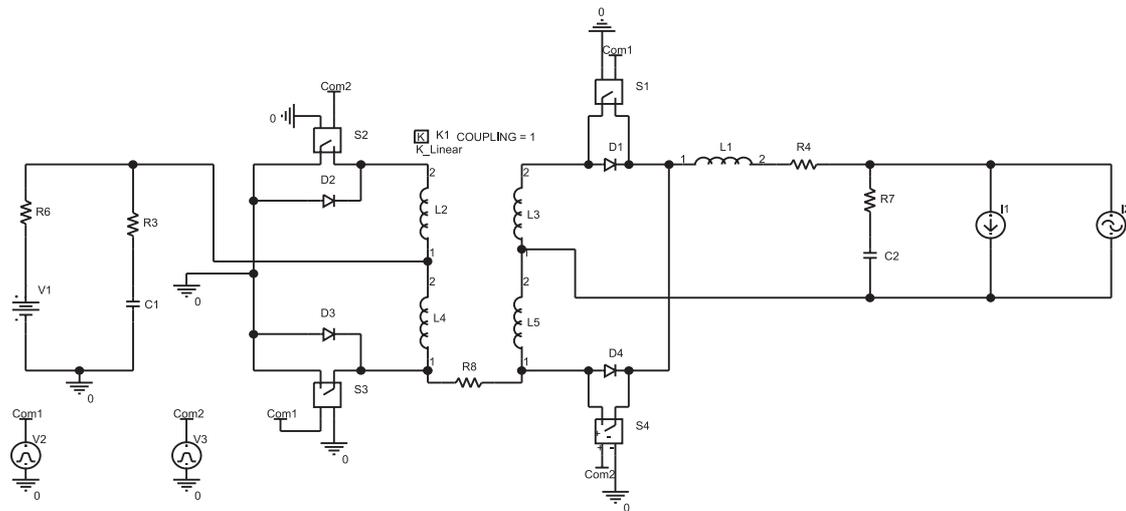


Fig. A.3: Circuito de simulação do conversor push-pull.

```

E_LIMIT2      N96001 0 VALUE {LIMIT(V(N50079),0,5.5)}
D_D5          N761733 0 Dbreak
V_V3          +15 0 15
V_V1          N99456 0 7.5V
E_ABS1        N118040 0 VALUE {ABS(V(N1174872))}
L_L1          N33272 N117700 350u IC=0
V_V2          N123460 0 0.8
R_R3          N113469 N1017211 10k
X_U5          N123460 N118040 +15 -15 N113241 0 LM311
C_CP1         N00291 N50079 15p
R_RZ1         N00291 N96365 180k
X_U1          N00287 N00291 +15 -15 N50079 LF351/NS
D_D6          N113469 N113241 Dbreak
R_R4          N932430 N93612 114m
E_E2          N99018 0 N33446 0 0.1
D_D2          N33272 N33446 Dbreak
C_CZ1         N96365 N50079 330p
R_R5          N99190 N99018 270k
X_S1          SW 0 N33446 N761313 SCHEMATIC1_S1
R_RCI1        N61155 N00291 560
V_V8          N932430 N93383 29
I_I5          N93612 0 DC 0Aac AC 0Aac
+SIN 0 10 120 0 0 0
C_C1          N33446 0 3000u IC=29
D_D3          0 N33272 Dbreak

.subckt SCHEMATIC1_H3 1 2 3 4
H_H3          3 4 VH_H3 12.5e-3
VH_H3         1 2 0V
.ends SCHEMATIC1_H3

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2          3 4 1 2 _S2
RS_S2         1 2 1G
.MODEL        _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=10m Voff=1 Von=10
.ends SCHEMATIC1_S2

.subckt SCHEMATIC1_H6 1 2 3 4
H_H6          3 4 VH_H6 12.5e-3
VH_H6         1 2 0V
.ends SCHEMATIC1_H6

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1          3 4 1 2 _S1
RS_S1         1 2 1G
.MODEL        _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=10m Voff=10 Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1

```

A.6 Circuito de implementação do filtro ativo

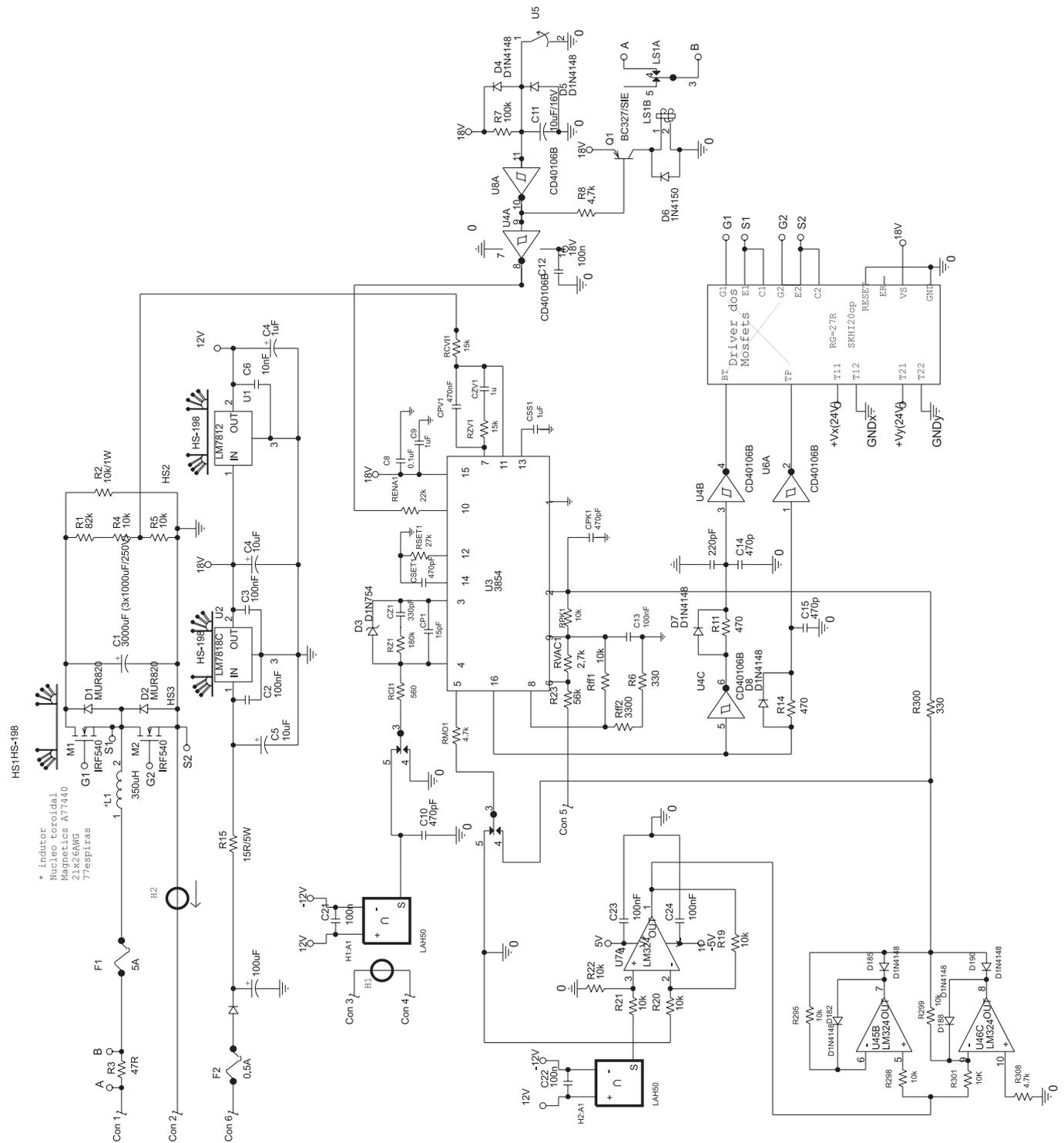


Fig. A.4: Esquema do estágio de potência e controle do filtro ativo.

A.7 Lista de material da UPS

Tabela A.1: Lista de material para o conversor mestre (J1 fechado).

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
1	1	* U1	LM7818	Circuito integrado regulador de tensão
2	1	*C1	100nF/250V	Capacitor de polipropileno
3	2	*R1,*R2	10mW	Resistor de precisão marca ISOTEK PBH-R 010 10mW
4	2	CFF2, CFF1	82nF	Capacitor de cerâmica
5	2	CPK1, CPK2	470pF	Capacitor de cerâmica
6	1	CPV1	47nF	Capacitor de cerâmica
7	1	CPV2	15nF	Capacitor multicamadas
8	1	CP1	120pF	Capacitor cerâmica
9	1	CP2	6.8pF	Capacitor cerâmica
10	1	CSET1	4.7nF	Capacitor multicamadas
11	1	CSET2	5.6nF	Capacitor multicamadas
12	4	CSS1, CSS2, C15, C22	1uF	Capacitor multicamadas
13	2	CZV1, CZV2	470nF	Capacitor multicamadas
14	1	CZ1	2.2nF	Capacitor de cerâmica
15	1	CZ2	680pF	Capacitor de cerâmica
16	4	C1, C2, C9, C10	330uF/100V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41856-A9337-M
17	1	C3	330uF/50V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41851-A6337-M000
18	5	C4, C5, C6, C7, C8	1000uF/63V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41866-A8108-M
19	5	C11, C18, C19, C23, C26	100nF	Capacitor de cerâmica
20	1	C12	47uF/50V	Capacitor eletrolítico
21	3	C13, C27, C28	10uF/25V	Capacitor eletrolítico
22	2	C21, C14	100pF	Capacitor de cerâmica
23	3	C16, C20,	1nF	Capacitor de cerâmica
24	1	C17	56nF	Capacitor de cerâmica
25	1	C25	27nF	Capacitor de cerâmica
26	1	D1	MUR1520	Diodo ultra-rápido

Continua na próxima página

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
27	1	D2	MUR820	Diodo ultra-rápido
28	2	D4,D3	1N4744	Diodo zener 15V 1W
29	1	D5	1N4001	Diodo de uso geral
30	2	D6,D8	1N754	Diodo zener
31	4	D7, D9, D11, D13	1N5817	Diodo Schottky
32	2	D10, D12	1N4148	Diodo de sinal
33	3	F3, F2, F1	10A	Fusível de vidro 20mm
34	2	J2, J1	-	Jumper removível
35	2	L1	120uH	Núcleo Thornton NEE-55/28/21-6500-IP12R
36	2	L2	250uH	Núcleo Thornton NEE-55/28/21-6500-IP12R
37	1	L1	120uH	Carretel marca Thornton CE-55/28/21-1/0-POM
38	1	L2	250uH	Carretel marca Thornton CE-55/28/21-1/0-POM
39	1	M1	IRFB4710	Transistor MOSFET
40	1	M2	IRFP260N	Transistor MOSFET
41	1	RCI1	560	Resistor 0,33W
42	1	RCI2	2.7k	Resistor 0,33W
43	9	RPK1, RCVI1, RPK2, R7, R10,	10k	Resistor 0,33W
44	0	R11, R13, R18, R22	10k	Resistor 0,33W
45	1	RCVI2	1M	Resistor 0,33W
46	2	RENA1, RFF2	22k	Resistor 0,33W
47	1	RFF1	150k	Resistor 0,33W
48	4	RZ2, RFF3, R8, R15	180k	Resistor 0,33W
49	1	RFF4	18k	Resistor 0,33W
50	1	RMO1	270	Resistor 0,33W
51	1	RMO2	120	Resistor 0,33W
52	1	RPK3	150	Resistor 0,33W
53	1	RSET1	4.7k	Resistor 0,33W
54	1	RSET2	3.9k	Resistor 0,33W
55	3	RZV1, R6, R12	56k	Resistor 0,33W
56	2	RZV2, RZ1	33k	Resistor 0,33W
57	1	R1	15	Resistor 0,33W
58	1	R2	33	Resistor 0,33W
59	1	R3	15k/2W	Resistor de filme metálico
60	1	R4	33R/5W	Resistor de fio

Continua na próxima página

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
61	1	R5	820k	Resistor 0,33W
62	1	R9	15k	Resistor 0,33W
63	2	R14, R17	220k	Resistor 0,33W
64	1	R16	50k	Trimpot multivoltas de ajuste horizontal
65	1	R19	330k	Resistor 0,33W
66	1	R20	27k	Resistor 0,33W
67	1	R21	100k	Resistor 0,33W
68	1	U1	-	Interruptor tipo alavanca marca Joto
69	2	U4, U2	3854N	Circuito integrado Texas Instruments
70	2	U3, U5	LM358	Circuito integrado
71	2	Vin, gnd1, 144V, 0V	0	Conector marca Molex 45A cód. Farnell 357-8252 pág. 1283 catálogo MAR03
72	3	F3, F2, F1	10A	Porta fusível para fusível de 20mm 10A
73	4	-	-	Conector marca Molex 2,54mm Pitch 2 pólos - completo (macho-fêmea e pinos) order code Farnell 143-139
74	1	H1	0	Dissipador de calor KM 108 193mm X 100mm

Na tabela A.2 tem-se a lista de componentes que devem ser utilizados para a montagem do conversor escravo. Os componentes ou itens que não constam na tabela quando relacionada ao esquema não devem ser montados. Além disso, os pontos VL2 de todas das placas devem ser interconectados para que o sistema funcione corretamente.

Tabela A.2: Lista de material para o conversor mestre (J1 fechado).

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
1	1	* U1	LM7818	Circuito integrado regulador de tensão
2	1	*C1	100nF/250V	Capacitor de polipropileno
3	2	*R1,*R2	10mW	Resistor de precisão marca ISOTEK PBH-R 010 10mW
4	2	CFF2, CFF1	82nF	Capacitor de cerâmica
5	2	CPK1, CPK2	470pF	Capacitor de cerâmica
6	1	CPV1	47nF	Capacitor de cerâmica
8	1	CP1	120pF	Capacitor cerâmica
9	1	CP2	6.8pF	Capacitor cerâmica
10	1	CSET1	4.7nF	Capacitor multicamadas
11	1	CSET2	5.6nF	Capacitor multicamadas

Continua na próxima página

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
12	4	CSS1, CSS2, C15, C22	1uF	Capacitor multicamadas
13	2	CZV1,	470nF	Capacitor multicamadas
14	1	CZ1	2.2nF	Capacitor de cerâmica
15	1	CZ2	680pF	Capacitor de cerâmica
16	4	C1, C2, C9, C10	330uF/100V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41856-A9337-M
17	1	C3	330uF/50V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41851-A6337-M000
18	5	C4, C5, C6, C7, C8	1000uF/63V	Capacitor eletrolítico marca EPCOS B41866-A8108-M
19	5	C11, C18, C19, C23, C26	100nF	Capacitor de cerâmica
20	1	C12	47uF/50V	Capacitor eletrolítico
21	3	C13, C27, C28	10uF/25V	Capacitor eletrolítico
22	2	C21, C14	100pF	Capacitor de cerâmica
23	3	C16, C20, C24	1nF	Capacitor de cerâmica
24	1	C17	56nF	Capacitor de cerâmica
25	1	C25	27nF	Capacitor de cerâmica
26	1	D1	MUR1520	Diodo ultra-rápido
27	1	D2	MUR820	Diodo ultra-rápido
28	2	D4,D3	1N4744	Diodo zener 15V 1W
29	1	D5	1N4001	Diodo de uso geral
30	2	D6,D8	1N754	Diodo zener
31	4	D7, D11, D13	1N5817	Diodo Schottky
32	2	D10, D12	1N4148	Diodo de sinal
33	3	F3, F2, F1	10A	Fusível de vidro 20mm
34	2	J2, J1	-	Jumper removível
35	2	L1	120uH	Núcleo Thornton NEE-55/28/21-6500-IP12R
36	2	L2	250uH	Núcleo Thornton NEE-55/28/21-6500-IP12R
37	1	L1	120uH	Carretel marca Thornton CE-55/28/21-1/0-POM
38	1	L2	250uH	Carretel marca Thornton CE-55/28/21-1/0-POM
39	1	M1	IRFB4710	Transistor MOSFET
40	1	M2	IRFP260N	Transistor MOSFET
41	1	RCI1	560	Resistor 0,33W
42	1	RCI2	2.7k	Resistor 0,33W

Continua na próxima página

Item	Quant.	Ref.	Valor	Descrição
43	9	RPK1, RCVI1, RPK2, R7, R10,	10k	Resistor 0,33W
44	0	R11, R13, R22	10k	Resistor 0,33W
46	2	RENA1, RFF2	22k	Resistor 0,33W
47	1	RFF1	150k	Resistor 0,33W
48	4	RZ2, RFF3, R8,	180k	Resistor 0,33W
49	1	RFF4	18k	Resistor 0,33W
50	1	RMO1	270	Resistor 0,33W
51	1	RMO2	120	Resistor 0,33W
52	1	RPK3	150	Resistor 0,33W
53	1	RSET1	4.7k	Resistor 0,33W
54	1	RSET2	3.9k	Resistor 0,33W
55	3	RZV1, R6, R12	56k	Resistor 0,33W
56	2	RZ1	33k	Resistor 0,33W
57	1	R1	15	Resistor 0,33W
58	1	R2	33	Resistor 0,33W
59	1	R3	15k/2W	Resistor de filme metálico
60	1	R4	33R/5W	Resistor de fio
61	1	R5	820k	Resistor 0,33W
62	1	R9	15k	Resistor 0,33W
63	2	R14	220k	Resistor 0,33W
65	1	R19	330k	Resistor 0,33W
66	1	R20	27k	Resistor 0,33W
67	1	R21	100k	Resistor 0,33W
68	1	U1	-	Interruptor tipo alavanca marca Joto
69	2	U4, U2	3854N	Circuito integrado Texas Instruments
70	2	U3, U5	LM358	Circuito integrado
71	2	Vin, gnd1, 144V, 0V	0	Conector marca Molex 45A cód. Farnell 357-8252 pág. 1283 catálogo MAR03
72	3	F3, F2, F1	10A	Porta fusível para fusível de 20mm 10A
73	4	-	-	Conector marca Molex 2,54mm Pitch 2 pólos - completo (macho-fêmea e pinos) order code Farnell 143-139
74	1	H1	0	Dissipador de calor KM 108 193mm X 100mm

Referências Bibliográficas

- [1] C. Stone and A. E. Morrison, “**From Curiosity to “Power to Change the World[®]”**,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 15, pp. 7–10, December 2000.
- [2] Institute of Energy Technology - Aalborg University, 2005, acesso em agosto de 2005. [Online]. Available: <http://www.iet.auc.dk/mpn/>
- [3] J. Larminie and A. Dicks, **Fuel Cell Systems Explained**. John Wiley e Sons Ltd, 2000.
- [4] R. Dillon, S. Srinivasan, A. S. Aricò, and et al, “**Fuel Cells: a survey of current developments**,” *Journal of Power Sources*, vol. 131, pp. 112–126, 2004.
- [5] Programa computacional Orcad 9.2 - Cadence Design Systems, Inc.
- [6] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, and J. S. Lai, “**Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems**.” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, vol. 1, pp. 47–51, 2002.
- [7] P. J. Wolfs, “**A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter**.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 139–144, 1993.
- [8] G. Ivensky, I. Elkin, and S. B. Yaakov, “**An Isolated DC-DC Converter Using Two Zero Current Switched IGBT’s in a Symmetrical Topology**.” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’94*, pp. 1218–1225, 1994.
- [9] A. M. Tuckey and J. N. Krass, “**A Low-Cost Inverter for Domestic Fuel Cell Applications**,” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 339–346, 2002.
- [10] T. A. Nergaard, L. G. Leslie, J. F. Ferrell, and J. S. Lai, “**Design Considerations for a 48V Fuel Cell to Split Single Phase Inverter System with Ultracapacitor Energy Storage**,” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 257–261, 2002.
- [11] R. Gopinath, S. Kim, J. Hahn, M. Webster, J. Burghardt, and et al, “**Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System with DSP Control**,” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 309–314, 2002.
- [12] A. Monti, E. Santi, F. Ponci, D. Franzoni, D. Patterson, and N. Barry, “**Fuel Cell Based Domestic Power Supply - A Student Project**,” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 315–320, 2002.

- [13] P. T. Krein and R. Balog, “**Low Cost Inverter Suitable for Medium-Power Fuel Cell Sources,**” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 321–326, 2002.
- [14] Y. J. Song and P. N. Enjeti, “**A High Frequency Link Direct DC-AC Converter for Residential Fuel Cell Power Systems,**” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’04*, pp. 4755–4761, 2004.
- [15] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. B. Kjaer, and F. Blaabjerg, “**A New Green Power Inverter for Fuel Cells ,**” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 727–733, 2002.
- [16] A. D. Napoli, F. Crescimbeni, S. Rodo, and L. Solero, “**Multiple Input DC-DC Power Converter for Fuel-Cell Powered Hybrid Vehicles,**” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’02*, pp. 1685–1690, 2002.
- [17] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simões, “**A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems,**” *In: IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC’04*, pp. 4736–4742, 2004.
- [18] C. Liu., A. Johnson, and J. S. Lai, “**A Novel Three-Phase High-Power Soft Switched DC/DC Converter for Low Voltage Fuel Cell Applications,**” *In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC’04*, pp. 1365–1371, 2004.
- [19] B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and Z. Du, “**Optimum Fuel Cell Utilization with Multilevel Inverters,**” *In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-PESC’04*, pp. 4798–4802, 2004.
- [20] B. Ozpineci, L. M. Tolbert, G. J. Su, and Z. Du, “**Optimum Fuel Cell Utilization with Multilevel DC-DC Converters,**” *In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC’04*, pp. 1572–1576, 2004.
- [21] N. Kato, T. Murao, K. Fujii, T. Aoki, and S. Muroyama, “**1-kW Portable Fuel Cell System Based on PEFCs,**” *In: IEEE International Conference on Telecommunications Energy Special - TELESCON*, pp. 209–213, 2000.
- [22] G. V. Sukumara, A. Parthasarathy, and V. R. Shankar, “**Fuel Cell Based Uninterrupted Power Sources,**” *In: IEEE Power Electronics and Drive Systems*, pp. 728–733, 1997.
- [23] W. Choi, P. Enjeti, and J. W. Howze, “**Fuel Cell Powered UPS Systems: Design Considerations,**” *In: IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC’03*, pp. 385–390, 2003.
- [24] R. S. Gemmen, “**Analisis for the Effect of Inverter Ripple Current on Fuel Cell Operating Condition.**” *ASME 2001 - International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, pp. 1–12, 2001.
- [25] E. Santi, D. Franzoni, and A. Monti, “**Fuel Cell Based Domestic Uninterruptible Power Supply ,**” *In: IEEE Applied Power Electronics Conference-APEC’02*, pp. 605–613, 2002.
- [26] G. J. V. Wylen, R. Sonntag, and C. Borgnakke, **Fundamentos da Termodinâmica.** Edgard Blücher, 1998.

- [27] A. P. Baraúna, “**Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio da Tensão de Saída,**” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, 2003.
- [28] WTRG Economics, 2006, acesso em jan. de 2006. [Online]. Available: www.wtrg.com/prices.htm
- [29] J. Rifkin, **A Economia do Hidrogênio.** M. Books do Brasil Editora Ltda, 2003.
- [30] A. S. Hornby, **Oxford Advanced Learner’s Dictionary**, 7th ed. Oxford University Press.
- [31] A. J. B. Bottion, “**Conversores CC-CC Básicos Não Isolados de Três Níveis,**” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, 2005.
- [32] T. A. Edison, “**Electric-Lamp,**” Patent US 223 898, 1880.
- [33] Nobel Foundation, 1956, acesso em nov. de 2005. [Online]. Available: <http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/>
- [34] “**The Birth of the Fuel Cell - But Who is the Father?**” European Fuel Cell Forum, 2005, acesso em set. 2005. [Online]. Available: <http://www.efcf.com/media/ep010813.shtml>
- [35] European Fuel Cell Forum, 2005, acesso em set. 2005. [Online]. Available: <http://www.efcf.com/literature/>
- [36] P. G. Grimes, “**Historical Pathways for Fuel Cells,**” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 15, pp. 7–10, December 2000.
- [37] K. Kordesch and R. F. Sproull, **Fuel Cells and Their Applications.** Federal Republic of Germany-Weinheim: VCH Verlagsgesellschaft, 1996.
- [38] B. R. Ezzell, W. P. Carl, and W. A. Mod, “**Sulfonic acid electrolytic cell having flourinated polymer membrane with hydration product less than 22,000,**” Patent US 4 358 545, 1982.
- [39] “**Programa Brasileiro de Células a Combustível - PROCaC,**” Ministério da Ciência e Tecnologia,” Relatório, 2003.
- [40] J. H. Hirschenhofer, D. B. Stauffer, R. R. Engleman, and et al, **Fuel Cell Handbook - fifth edition.** USDOE, 2002.
- [41] J. A. Smith, M. H. Nehrir, V. Gerez, and S. S. R, “**A Broad Look at the Workings, Types, and Applications of Fuel Cells,**” *Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 1, pp. 70–75, 2002.
- [42] Dr P.A. Christensen Research Group, 2005, acesso em agosto de 2005. [Online]. Available: <http://www.staff.ncl.ac.uk/p.a.christensen/dmfc1.htm>
- [43] G. Cacciola, V. Antonucci, and S. Freni, “**Technology up date and new strategies on fuel cells,**” *Journal of Power Sources*, vol. 100, pp. 67–79, 2001.
- [44] “**Anais do Fuel Cell Seminar, seção High Temperature Fuel Cells,**” 2005.

- [45] K. Kordesch, V. Hacker, J. Gsellmann, and et all, “**Alkaline Fuel Cells Applications,**” *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 162–165, 2000.
- [46] M. A. J. Cropper, S. Geiger, and D. M. Jollie, “**International activities in DMFC R&D: status of technologies and potential applications,**” *Journal of Power Sources*, vol. 127, pp. 57–61, 2004.
- [47] R. F. Mann, J. C. Amphlett, M. A. I. Hooper, and et al., “**Development and application of a generalized steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell.**” *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 173–200, 2000.
- [48] L. A. Serpa, “**Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível,**” Dissertação de mestrado, 2004.
- [49] J. H. Lee, T. R. Lalk, and A. J. Appleby, “**Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cell stacks.**” *Journal of Power Sources*, vol. 70, pp. 258–268, 1998.
- [50] J. M. Corrêa, F. A. Farret, and L. N. Canha, **An Analysis of the Dynamic Performance of Proton Exchange Membrane Fuel Cells Using an Electrochemical Model.** In: IECON, 2001.
- [51] M. F. Mathias and S. A. Grot, “**System and Method for Controlling the Humidity Level of a Fuel Cell,**” Patent US 6 376 111 B1, 2002.
- [52] L. A. Serpa, Y. R. Novaes, and I. Barbi, **Experimental Parametrization of Steady-State and Dynamic Models Represented by an Electrical Circuit of PEM Fuel Cell.** Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência-COBEP, 2003.
- [53] W. A. Fuglevand, S. I. Bayyuk, G. A. Lloyd, P. D. Devries, D. R. Lott, and J. P. Scartozzi, “**Fuel Cell Power Systems and Methods of Controlling a Fuel Cell Power System,**” Patent US 6,387,556 B1.
- [54] P. T. Krein, “**Fuel Cells: Electrical Energy Conversion Issues,**” Grainger Center for Electric Machinery and Electromechanics, 2002, acesso em fev. 2005. [Online]. Available: <http://machines.ece.uiuc.edu/images/Seminar1102.pptl>
- [55] R. O. Caceres, “**Família de Conversores CC-CA, Derivados dos Conversores CC-CC Fundamentais,**” Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, 1997.
- [56] Future Energy Challenge, <http://energychallenge.org>, acesso em julho 2003.
- [57] C. Zhao., S. Round, and J. W. Kolar, “**Buck and Boost Start-up Operation of a Three-Port Power Supply for Hybrid Vehicle Applications,**” *in: Power Electronics Specialist Conference - PESC*, pp. 1851–1857, 2005.
- [58] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “**A Soft-Switched Three-Port Bidirectional Converter for Fuel Cell and Supercapacitor Applications,**” *in: Power Electronics Specialist Conference - PESC*, pp. 2487–2493, 2005.
- [59] M. Pagliosa, “**Contribuição ao Estudo de um Conversor CC-CC Isolado de 1,5kW Aplicado a Célula a Combustível,**” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, 2005.

- [60] S. V. G. Oliveira and I. Barbi, “**A Three-Phase Step-Up DC-DC Converter with a Three-Phase High Frequency Transformer,**” *In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 571 – 576, 2005.
- [61] Y. R. Novaes and I. Barbi, “**Design of an Active Filter for Fuel Cell Systems ,**” *In: Power Electronics Brazilian Conference - COBEP.*, pp. 423–427, 2003.
- [62] —, “**Low Frequency Ripple Current Elimination in Fuel Cell Systems,**” *In: Fuel Cell Seminar Special Session on Power Conditioning and International Future Energy Challenge*, pp. 21–26, 2003.
- [63] E. V. Kassick, **Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão.** Apostila de curso, INEP/UFSC, 1998.
- [64] IEEE-519, **Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.** IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.
- [65] **Avista Labs SR 72 operation manual**, 2000.
- [66] R. F. Nelson and M. A. Kepros, “**AC Ripple Effects on VRLS Batteries in Float Applications,**” *BCAA*, pp. 281–289, 1989.
- [67] Z. Noworolski and U. Reskov, “**AC, Noise and Migration in the Battery Installations,**” *In: IEEE INTELEC*, pp. 792–798, 1996.
- [68] Ballard, **NexaTM Power Module User’s Manual, MAN5100078**, 2003.
- [69] G. Hoogers, **Fuel Cell Technology Handbook.** CRC Press, ISBN 0-8493-0877-1, 2003.
- [70] F. P. de Souza, “**Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos,**” Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, 2000.
- [71] Y. R. Novaes, R. R. Zapelini, and I. Barbi, “**Design Considerations of a Long-Term Single-Phase Uninterruptible Power Supply Based on Fuel Cells,**” *in: IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC*, pp. 1628–1634, 2005.
- [72] —, “**A Demonstration Design of a 2 kW Uninterruptible Power Supply Based on PEMFCs,**” *Fuel Cell Seminar (CD Room)*, pp. 1628–1634, 2005.
- [73] I. Barbi and D. C. Martins, **Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados.** Edição dos autores, 2000.
- [74] R. W. Erickson, **Fundamentals of Power Electronics.** Chapman & Hall, 1997.
- [75] L. H. D. Jr, “**The Right-Half-Plane zero: a simplified explanation,**” *Unitrode Power Supply Design Seminar-Unitrode Corporation*, 1983.
- [76] K. Kittipeerachon and C. Bunlaksananusorn, “**Feedback Compensation Design for Switched Mode Power Supplies With a Right-Half-Plane (RHP) Zero,**” *in: IEEE Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 236–241, 2004.

-
- [77] W. C. Wu, R. M. Bass, and J. R. Yeargan, “**Eliminating the Effects of the Right-Half Plane Zero in Fixed Frequency Boost Converters,**” *in: IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC*, pp. 362–366, 1998.
- [78] (1999) **Texas Instruments Incorporated, UC 3854 - High Power Factor Preregulator, datasheet.**
- [79] J. K. T. S. V. Grigore, J. Hätönen, “**Dynamics of a Buck Converter with a Constant Power Load,**” *in: IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC*, pp. 72–78, 1998.
- [80] I. Barbi, **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas.** Edição do autor, 2001.
- [81] P. T. Krein, P. Enjeti, and J. S. Lai, **Tutorial on Fuel Cell Power Conditioning,** 2003.