



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA
Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica

SISTEMA SUPERVISÓRIO DE GESTÃO DE MÚLTIPLAS FONTES DE SUPRIMENTO PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

ANDRÉ AUGUSTO FERREIRA
Mestre em Engenharia Elétrica

PROF. DR. JOSÉ ANTENOR POMILIO
Orientador

*Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP
como parte dos requisitos para a obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica.*

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. José Antenor Pomilio	FEEC / UNICAMP
Prof. Dr. Ennio Peres da Silva	IFGW / UNICAMP
Prof. Dr. Hilton Abílio Gründling	DELC / UFSM
Prof. Dr. José Raimundo de Oliveira	FEEC / UNICAMP
Prof. Dr. Gilmar Barreto	FEEC / UNICAMP
Dr. Edson Adriano Vendrusculo	FEEC / UNICAMP

Campinas, SP – Brasil, 26 de fevereiro de 2007.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

F413s Ferreira, André Augusto
 Sistema supervisorio de gestão de múltiplas fontes de
 suprimento para aplicações em veículos elétricos / André
 Augusto Ferreira. --Campinas, SP: [s.n.], 2007.

 Orientador: José Antenor Pomilio.
 Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas,
 Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

 1. Veículos elétricos. 2. Células a combustível. 3.
 Energia - Armazenamento. 4. Energia - Fontes alternativas.
 5. Sistemas difusos. 6. Sistemas de controle digital. 7.
 Eletrônica de potência. I. Pomilio, José Antenor. II.
 Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
 Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Energy management supervisory system of multiple power
sources for electric vehicle applications.

Palavras-chave em Inglês: Electric vehicles, Fuel cell, Energy storage, Alternative
power sources, Fuzzy systems, Digital control systems,
Power electronics.

Área de concentração: Automação

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

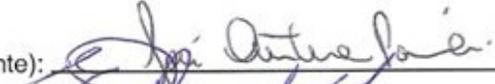
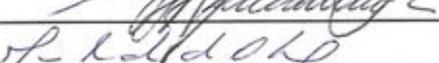
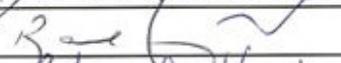
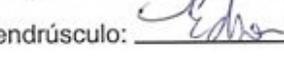
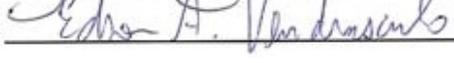
Banca examinadora: Ennio Peres da Silva, Hilton Abílio Gründling, José Raimundo
de Oliveira, Gilmar Barreto, Edson Adriano Vendrusculo

Data da defesa: 26/02/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

*Este exemplar corresponde à redação final da tese devidamente corrigida,
submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP,
defendida por André Augusto Ferreira e
aprovada pela banca examinadora
em 26 de fevereiro de 2007.*

A banca avalia o esforço e os resultados experimentais
realizados no doutorado.

Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente): 
Prof. Dr. Ennio Peres Da Silva: 
Prof. Dr. Hilton Abílio Gründling: 
Prof. Dr. José Raimundo de Oliveira: 
Prof. Dr. Gilmar Barreto: 
Prof. Dr. Edson Adriano Vandrúsculo: 

*Dedico este trabalho aos meus pais Augusto e Maria Aparecida,
à minha amada esposa Adriana e aos meus familiares e, em especial, à minha irmã Edna.*

Prefácio

Esta tese é o fruto da experiência do trabalho iniciado pelo professor Antenor na Universidade de Roma Três, Itália, durante o período de Licença Especial (Sabático), no ano de 2003, em que foram pesquisados o comportamento dinâmico e o controle convencional do conversor eletrônico com múltiplas entradas que combina três fontes de suprimento: célula a combustível, bateria e supercapacitor.

O enfoque principal desta tese foi desenvolver e implementar a estratégia de gestão de energia deste sistema com múltiplas fontes de suprimento. Cabe destacar a imprescindível colaboração do professor Giorgio Spiazzi, da Universidade de Padova, Itália, em especial na elaboração da estratégia de controle supervisorio nebuloso do sistema.

A implementação experimental somente foi possível graças à taxa de bancada do CNPq, ao financiamento da FAPESP para a aquisição dos módulos supercapacitores e do osciloscópio Agilent, a doação da plataforma de DSP (ADSP-21992) pela Analog Devices e a infra-estrutura do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) da UNICAMP.

Atualmente, o presente autor prossegue sua pesquisa no LCEE, em um trabalho conjunto com o Laboratório de Hidrogênio (UNICAMP) e bolsa de pós-doutorado da FAPESP, para a inclusão dos módulos supercapacitores, implementação do conversor eletrônico com múltiplas entradas e avaliação experimental da estratégia de gestão de energia no sistema de suprimento do veículo elétrico VEGA.

Resumo

Este trabalho propõe uma estratégia de gestão de energia, para aplicações em veículos elétricos, baseado em um sistema supervisorio nebuloso que combina três diferentes fontes de suprimento, em termos de densidade de energia e de densidade de potência, a saber: célula a combustível, bateria e supercapacitor.

O sistema supervisorio coordena o fluxo de potência entre os dispositivos de suprimento de energia e provê elevada qualidade de energia necessária para um bom desempenho do sistema de propulsão do veículo elétrico.

A estratégia proposta de gestão de energia do conversor eletrônico com múltiplas entradas possibilita o controle individual da transferência de potência das fontes de suprimento, em suas melhores regiões de atuação.

Um conveniente arranjo entre as fontes e alocação dos recursos disponíveis permite reduzir o dimensionamento da célula a combustível. Adicionalmente, a vida útil destas fontes e a imunidade do sistema de suprimento a variações bruscas de demanda de potência são melhoradas.

Um protótipo de 3 kW é simulado e avaliado experimentalmente, incluindo um banco de baterias de chumbo-ácido e supercapacitor, para comprovar a eficácia da estratégia de controle proposta.

Abstract

This work introduces an Energy Management strategy, for electrical vehicle applications, based on a fuzzy logic supervisory system that is able to combine three different power supply sources, i. e., fuel cell, battery and supercapacitor.

The supervisory system coordinates the power flow between the power sources so that the system is able to provide high power quality, which is needed to achieve the desirable dynamic performance of the propulsion system.

The proposed energy management strategy of a multiple input power electronic converter takes advantage of the individual characteristics of each power source and makes them operate at the best operation region.

Through adequate power sources arrangements and use of the available resources, the fuel cell size is reduced. In addition, the power sources' life time and the system ride-through at sudden load disturbances are increased.

Simulation and experimental results of a 3 kW prototype, with real supercapacitor and lead-acid batteries bank, prove that the fuzzy logic is a suitable energy management control strategy.

Agradecimentos

Ao professor José Antenor Pomilio pela oportunidade, amizade, caráter, competência profissional, dedicação às atividades de pesquisa e excelente orientação durante todo o desenvolvimento desta tese de doutorado.

Ao professor Giorgio Spiazzi pelas valiosas contribuições para a elaboração da estratégia de controle nebuloso, bem como as sugestões para reduzir a interferência eletromagnética no protótipo desenvolvido e melhorar o estudo sobre o conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.

Ao professor Ennio Peres da Silva, pelas valiosas sugestões para melhorar a tese, o suporte financeiro após o término da bolsa CNPq e oportunidade de trabalharmos em conjunto para o desenvolvimento de um veículo elétrico no meu pós-doutorado.

Aos amigos Fellipe S. Garcia e Alexandre A. Mota, pela contribuição no ensaio das baterias de chumbo-ácido e sugestões para a construção do algoritmo de controle nebuloso. Ao professor Simone Buso e ao Alessandro Lidozzi pelo auxílio e troca de informações.

Aos professores José Cláudio Geromel, Pedro Peres e Gilmar Barreto, pelo auxílio no estudo da estabilidade dos controladores e do funcionamento das baterias.

Aos meus orientadores de trabalho final de curso e de mestrado, Pedro G. Barbosa e Sigmar M. Deckmann, pela importante contribuição para minha formação acadêmica. Ao Centro Regional de Inovação e Transferência de Tecnologia (CRITT) e ao Laboratório de Física da Universidade Federal de Juiz de Fora, em especial ao André Xandó e aos professores Maurílio, Carmelita, Pablo e Sócrates, pela proveitosa oportunidade de trabalho na iniciação científica.

Aos amigos, Sérgio, Fernando, Gustavo, Moisés, Clodoaldo, Ricardo, Kenji, Alexandre, Marelo, Luciana, Geomar, Massakit, Rodolfo, Helmo, Giuliano, Karina, Rafael, Roberto e Edson Vendrusculo, pela agradável convivência durante o mestrado e doutorado, em especial aos amigos Leonardo Silva que me auxiliaram de forma significativa na implementação do protótipo.

A todos que de alguma forma contribuíram com sua experiência teórica ou profissional em veículos elétricos ou em dispositivos de conversão de energia química em eletricidade.

A UNICAMP, a Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, ao Departamento de Sistema e Controle de Energia e aos seus funcionários pela infra-estrutura e apoio necessários para a realização deste trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e a Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pelo auxílio financeiro para custear a bolsa de doutorado e aquisição de componentes e equipamentos. A Analog Devices pela doação da plataforma do DSP utilizado.

A Deus, aos familiares, aos irmãos, a minha esposa e aos meus pais o reconhecimento pelo amor, carinho, dedicação e incentivo em todos os momentos e pelo grande orgulho e amor que possuo de cada um deles.

Sumário

Prefácio	iii
Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos	ix
1 Introdução	1
1.1 Gestão coordenada de múltiplas fontes de potência	1
1.2 Aplicações	4
A. Veículos Elétricos	4
B. Veículos Elétricos Híbridos	6
C. Geração Distribuída	7
1.3 Estrutura da tese.....	8
2 Dispositivos de conversão e armazenamento de energia elétrica	9
2.1 Células a Combustível	9
A. Aspectos históricos	9
B. Princípio de funcionamento	10
C. Aspectos fundamentais	12
2.2 Supercapacitores.....	15
A. Aspectos históricos	15

B. Capacitor eletroquímico de dupla camada.....	15
C. Princípio de funcionamento.....	17
2.3 Baterias.....	19
A. Aspectos históricos.....	19
B. Princípio de funcionamento.....	19
C. Aspectos Fundamentais.....	20
2.4 Combinação das fontes de suprimento.....	22
2.5 Dimensionamento dos dispositivos de suprimento.....	24
A. Demanda de potência.....	24
B. Ciclo de condução.....	25
C. Dimensionamento da célula a combustível.....	26
D. Dimensionamento da bateria.....	27
E. Dimensionamento do supercapacitor.....	31
F. Discussão.....	33
2.6 Conclusões.....	33
3 Inteterconexão entre as fontes de potência.....	35
3.1 Introdução.....	35
3.2 Arranjo dos dispositivos de suprimento.....	36
A. Arranjo série.....	37
B. Arranjo cascata.....	38
C. Arranjo paralelo.....	40
D. Outros arranjos.....	40
3.3 Estruturas básicas de conversão CC-CC.....	42
A. Não isolada e unidirecional em corrente.....	42

B. Não isolada e bidirecional em corrente.....	43
C. Isolada e bidirecional em corrente.....	45
D. “Interleaved”.....	46
3.4 Conversor eletrônico com múltiplas entradas.....	47
A. Introdução.....	47
B. Princípio de funcionamento.....	48
3.5 Conclusões.....	49
4 Análise e controle dos subconversores do MIPEC.....	51
4.1 Introdução.....	51
4.2 Conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.....	52
A. Definição das variáveis de estado.....	52
B. Linearização do estágio de potência.....	53
C. Equações do comportamento estático.....	56
D. Projeto dos elementos do conversor.....	60
E. Equações do comportamento dinâmico para pequenos sinais.....	62
4.3 Projeto do MIPEC.....	69
A. Dimensionamento do indutor.....	70
B. Dimensionamento do capacitor de saída.....	72
C. Dimensionamento do capacitor de entrada.....	72
D. Especificação do módulo de potência.....	73
4.4 Análise estática dos subconversores.....	73
4.5 Análise do comportamento dinâmico.....	75
A. Resposta em frequência.....	76
B. Resposta transitória.....	78

C. Estudo da sensibilidade dos conversores a alguns parâmetros	80
4.6 Projeto dos controladores	84
A. Circuitos básicos para implementação do controlador	85
B. Síntese do controlador	89
C. Controle da corrente no indutor	92
D. Controle da tensão de saída	94
E. Implementação digital do controlador com saturação dinâmica.....	101
4.7 Conclusões.....	107
5 Sistema supervisorio nebuloso de controle.....	109
5.1 Introdução.....	109
5.2 Controle nebuloso.....	110
5.3 Síntese do supervisorio nebuloso	111
A. Estratégia de gestão da energia.....	111
B. Referência de corrente da bateria.....	113
C. Variáveis de entrada e de saída do controlador nebuloso	114
D. Definição das funções de pertinência nebulosa.....	114
E. Definição da base de decisões para o controle nebuloso	118
F. Definição do método de inferência nebulosa	122
5.4 Resultados simulados	123
A. Descrição do circuito simulado	123
B. Simulação com carga resistiva.....	125
C. Simulação para uma pequena demanda de potência de um motor elétrico	129
D. Simulação para uma grande demanda de potência de um motor elétrico.....	131
5.5 Resultados experimentais	133

A. Descrição da bancada	133
B. Procedimento experimental	135
C. Ensaio com carga resistiva.....	138
D. Ensaio com o acionamento do motor elétrico.....	141
5.6 Ciclo de condução urbano europeu (ECE 15)	144
5.7 Conclusões.....	147
6 Conclusões e perspectivas	149
6.1 Conclusão geral	149
6.2 Perspectivas de trabalhos futuros	152
Bibliografia.....	153
Apêndice A – Divulgação da pesquisa	163
Apêndice B – Circuitos esquemáticos	165
Apêndice C – Código fonte do algoritmo de controle.....	167

Lista de figuras

Figura 1.1: Esboço esquemático do sistema de propulsão do VE.....	2
Figura 2.1: Esboço simplificado do funcionamento de uma CaC tipo PEM.....	11
Figura 2.2: Curvas características de operação da célula a combustível.....	13
Figura 2.3: Limite de ondulação de corrente da CaC.....	14
Figura 2.4: Estrutura básica em camadas de um supercapacitor (desenho a esquerda) e foto comparativa (a direita) entre o SC da Epcos de 10 F e 2,3 V e uma BT alcalina de 9 V.....	16
Figura 2.5: Estrutura interna e distribuição de cargas no SC.....	17
Figura 2.6: Foto ilustrativa do módulo supercapacitor EPCOS de 150 F e 42 V.....	18
Figura 2.7: Estrutura simplificada interna de uma bateria.....	20
Figura 2.8: Diagrama de Ragone, densidade de energia versus densidade de potência.....	23
Figura 2.9: Ciclo de condução urbano europeu – ECE15.....	26
Figura 2.10: Ensaio da BT com uma carga resistiva e tensão em circuito aberto de 145,8 V: variação da tensão terminal (gráfico superior) e variação da corrente (gráfico inferior).....	29
Figura 2.11: Ensaio do SC com uma carga resistiva e tensão em circuito aberto de 109 V: variação da tensão terminal (gráfico superior) e variação da corrente (gráfico inferior).....	32
Figura 3.1: Arranjo série da conexão ativa do SC.....	38
Figura 3.2: Arranjo cascata da conexão ativa da fonte primária.....	38
Figura 3.3: Arranjo cascata da conexão ativa do supercapacitor.....	39

Figura 3.4: Arranjo cascata da conexão ativa do SC e da BT, localizado no ponto intermediário.	39
Figura 3.5: Arranjo cascata da conexão ativa da BT e do SC, localizado no ponto intermediário.	39
Figura 3.6: Arranjo paralelo da conexão entre as fontes de energia e de potência.	40
Figura 3.7: Arranjo série da conexão ativa da BT e SC.	40
Figura 3.8: Topologia isolada da conexão ativa das fontes e carga.	41
Figura 3.9: Conversores elevador de tensão (esquerda) e abaixador-elevador de tensão (direita).42	
Figura 3.10: Conversores Ćuk (superior), SEPIC (meio) e Zeta (inferior).	43
Figura 3.11: Estruturas básicas não isoladas de conversão CC-CC bidirecional em corrente.	44
Figura 3.12: Estruturas básicas isoladas de conversão CC-CC bidirecional em corrente.	45
Figura 3.13: Estrutura trifásica de conversão “interleaved” do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.	46
Figura 3.14: Conversor eletrônico com múltiplas entradas.	48
Figura 4.1: Modelo ideal do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.	52
Figura 4.2: Modelo com perdas do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.	52
Figura 4.3: Formas de onda do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente: tensão no indutor (v_L), corrente no indutor (i_L), tensão de saída (v_o) e corrente chave S_2 (i_{S2}).	56
Figura 4.4: Circuito equivalente do conversor durante a condução da chave S_1	62
Figura 4.5: Circuito equivalente do conversor durante a não condução da chave S_1	63
Figura 4.6: Circuitos equivalentes do circuito durante a condução da chave S_1 (esquerda) e a não condução da chave S_1 (direita).	65

Figura 4.7: Circuitos equivalentes do conversor durante a condução da chave S_1 (esquerda) e a não condução da chave S_1 (direita).....	67
Figura 4.8: Resultado do ensaio experimental do indutor acoplado à CaC.....	70
Figura 4.9: Ganho estático e rendimento do subconversor do SC.	74
Figura 4.10: Ganho estático e rendimento dos subconversores para uma corrente de saída de 5 A.	75
Figura 4.11: Circuito do conversor para simulação no domínio da frequência no PSPICE.....	76
Figura 4.12: Resposta em frequência da tensão de saída dos subconversores da CaC, BT e SC para variação na razão cíclica.....	76
Figura 4.13: Resposta em frequência da corrente no indutor dos subconversores da CaC, BT e SC para variação na razão cíclica.....	77
Figura 4.14: Lugar das raízes para a tensão de saída (esquerda) e corrente no indutor (direita). .	78
Figura 4.15: Diagrama de simulação do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.	79
Figura 4.16: Resposta transitória do conversor a uma pequena perturbação na razão cíclica.	80
Figura 4.17: Efeito das perdas ôhmicas sobre a resposta em frequência da corrente no indutor. .	81
Figura 4.18: Efeito do capacitância de entrada na resposta em frequência da corrente no indutor.	82
Figura 4.19: Efeito da variação da corrente de saída na resposta da corrente no indutor.	83
Figura 4.20: Efeito da variação da tensão de entrada na resposta em corrente do indutor para uma corrente de saída nula.	84
Figura 4.21: Esquema simplificado do controle da corrente no indutor.	84
Figura 4.22: Esquema simplificado do controle em cascata da tensão de saída.	85

Figura 4.23: Circuito e resposta em frequência do controlador PI.....	86
Figura 4.24: Circuito e resposta em frequência do controlador PI com filtro passa-baixas.....	87
Figura 4.25: Circuito e resposta em frequência do controlador com avanço de fase.....	88
Figura 4.26: Avanço de fase (α) para os controladores do tipo atraso de fase e avanço de fase. .	91
Figura 4.27: Controle em malha fechada da corrente no indutor.....	92
Figura 4.28: Respostas em frequência da malha aberta da corrente no indutor da BT para diferentes margens de fase.....	93
Figura 4.29: Diagrama de blocos esquemático do controle da corrente no indutor no SIMULINK.	93
Figura 4.30: Resposta transitória do controle em malha fechada da corrente no indutor da BT para diferentes valores de margens de fase.....	94
Figura 4.31: Resposta transitória do controle em malha fechada da corrente no indutor para uma margem de fase de 75° e diferentes valores de correntes de saída.....	94
Figura 4.32: Controle da tensão de saída com múltiplas malhas.....	95
Figura 4.33: Diagrama de blocos equivalente da malha de controle da tensão de saída.....	96
Figura 4.34: Respostas em frequência da malha interna da corrente no indutor do SC.....	96
Figura 4.35: Efeito da variação da corrente de saída na resposta em frequência, em malha aberta, da tensão de saída, incluindo a malha interna de controle.....	97
Figura 4.36: Resposta em frequência da malha aberta da tensão de saída para uma corrente de saída nula, frequência de corte de 50 Hz e diferentes margens de fase.....	98
Figura 4.37: Resposta em frequência da malha aberta da tensão de saída para uma frequência de corte de 50 Hz, margem de fase 75° e diferentes correntes de saída.....	99

Figura 4.38: Diagrama de blocos esquemático do controle da tensão de saída no SIMULINK.	100
Figura 4.39: Resposta transitória do sistema em resposta a um degrau de corrente de saída de 5 A para diferentes margens do controlador da tensão de saída.....	100
Figura 4.40: Diagrama de blocos esquemático do controlador digital com saturação dinâmica.	101
Figura 4.41: Amostragem da corrente no indutor no meio do período de comutação: tensão de saída (superior), corrente no indutor (meio) e sinal de disparo da interrupção (inferior).	104
Figura 4.42: Resultado experimental do controle digital da tensão de saída e corrente no SC...	105
Figura 4.43: Resposta experimental, em detalhe, da tensão de saída e corrente no indutor.	105
Figura 4.44: Partida suave da tensão de saída com uma carga resistiva conectada ao terminais do barramento de saída do conversor.	107
Figura 5.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema de gestão de energia.	112
Figura 5.2: Circuito equivalente do comportamento dos subconversores do MIPEC.....	113
Figura 5.3: Funções de pertinência nebulosa das variáveis de controle nebuloso.	115
Figura 5.4: Diagrama esquemático simplificado do processo de inferência nebulosa.	122
Figura 5.5: Circuito esquemático do MIPEC no PSIM.....	124
Figura 5.6: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta a conexão de uma carga resistiva de 100 Ω (ou 1 kW).....	126
Figura 5.7: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso para uma carga de 100 Ω	126
Figura 5.8: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso para uma carga de 100 Ω .	126
Figura 5.9: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta a conexão de uma carga resistiva de 33 Ω (ou 3,1 kW).....	128

Figura 5.10: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso para uma carga de 33Ω	128
Figura 5.11: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso para uma carga de 33Ω .	128
Figura 5.12: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta ao acionamento de um motor elétrico com pequena demanda de potência.	130
Figura 5.13: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso.....	130
Figura 5.14: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso.	130
Figura 5.15: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta ao acionamento de um motor elétrico com grande demanda de potência.	132
Figura 5.16: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso.....	132
Figura 5.17: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso.	132
Figura 5.18: Fotos da bancada experimental.	135
Figura 5.19: Resultado do ensaio da referência de corrente da BT sem utilizar a atuação do termo de correção da referência de corrente.	136
Figura 5.20: Resultado do ensaio da referência de corrente da BT, incluindo a atuação do termo de correção da referência de corrente.	137
Figura 5.21: Formas de onda do pulso de disparo da interrupção da rotina de controle e dos intervalos de tempo total de execução da rotina de controle, do controlador nebuloso e do controlador PI com filtro passa-baixas, respectivamente.	138
Figura 5.22: Gráficos da tensão de saída e correntes nas fontes em resposta à variação brusca de corrente imposta por uma carga resistiva de 100Ω (ou seja, 1 kW).	139
Figura 5.23: Variação da corrente de saída para uma carga resistiva de 100Ω	139

Figura 5.24: Gráficos da tensão de saída e correntes nas fontes em resposta à variação brusca de corrente imposta por uma carga resistiva de 33Ω (ou seja, 3,1 kW).....	140
Figura 5.25: Variação da corrente de saída para uma carga resistiva de 33Ω	140
Figura 5.26: Formas de onda da tensão de saída e correntes nas fontes para o acionamento do motor com uma demanda de carga mecânica pequena.....	142
Figura 5.27: Variação da corrente de saída para uma demanda de carga mecânica pequena.	142
Figura 5.28: Formas de onda da tensão de saída e correntes nas fontes para o acionamento do motor com uma demanda de carga mecânica grande.....	143
Figura 5.29: Variação da corrente de saída para uma demanda de carga mecânica grande.....	143
Figura 5.30: Resposta transitória da tensão de saída e das correntes nas fontes do MIPEC submetidas a demanda de carga estimada para o ciclo de condução europeu (ECE 15).	145
Figura 5.31: Variáveis de entrada normalizadas do controlador nebuloso.....	145
Figura 5.32: Variáveis de saída normalizadas do controlador nebuloso.....	145
Figura 5.33: Resultado experimental para um percurso simples de condução.....	146
Figura 5.34: Variação da demanda da carga para um percurso simples de condução.	146

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Exemplo de demanda de potência em um automóvel elétrico [5].....	24
Tabela 2.2: Estimativa do estado de carga da BT a partir da tensão em circuito aberto.....	30
Tabela 4.1: Parâmetros de projeto dos indutores.....	70
Tabela 4.2: Resultados da análise experimental dos indutores que compõem o MIPEC.....	71
Tabela 4.3: Indutância e ESR dos indutores que compõem o MIPEC.....	71
Tabela 4.4: Parâmetros dos subconversores utilizados nas simulações.....	73
Tabela 4.5: Margens de estabilidade da resposta em frequência da tensão de saída.....	98
Tabela 4.6: Coeficientes dos controladores digitais da corrente no indutor e tensão de saída....	103
Tabela 4.7: Ganho dos sensores do MIPEC.....	103
Tabela 5.1: Conjunto de regras para situações de condução normal.....	119
Tabela 5.2: Conjunto de regras para situações de condução em subidas ou aceleração do VE..	120
Tabela 5.3: Conjunto de regras para situações de condução em descidas ou frenagem do VE..	121

Lista de Siglas e Definições

BT	Bateria
CaC	Células a Combustível
GD	Geração Distribuída
MCI	Motor de Combustão Interna
MIPEC	Conversor Eletrônico com Múltiplas Entradas (do inglês, <i>Multiple-Input Power Electronic Converter</i>)
SC	Supercapacitor
SoC	Estado de Carga (do inglês, “ <i>State of Charge</i> ”)
VE	Veículo Elétrico
VEH	Veículo Elétrico Híbrido
MIMO	Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas (do inglês, “ <i>Multiple Input Multiple Output</i> ”).
PEM	Membrana Trocadora de Prótons (do inglês, “ <i>Proton Exchange Membrane</i> ”), ou Membrana Eletrolítica Polimérica (do inglês, “ <i>Polimeric Electrolyte Membrane</i> ”)
ESR	Resistência Série Equivalente (do inglês, “ <i>Equivalent Series Resistance</i> ”)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Gestão coordenada de múltiplas fontes de potência

A integração e a gestão de múltiplas fontes de suprimento com diferente densidade de energia e de potência são características dos modernos veículos elétricos (VE). Estes aspectos são cruciais para alcançar elevada eficiência no uso da potência gerada e melhorar o desempenho dinâmico nas fases de aceleração e frenagem regenerativa do veículo.

A princípio, as células a combustível (CaC) poderiam substituir plenamente as baterias (BT) para propulsar o VE, em decorrência da redução do peso, do menor volume e da grande quantidade de energia disponível para elevar a autonomia de percurso do veículo.

No entanto, as CaC apresentam pouca eficiência em situações de baixa demanda de potência, lenta transferência de energia em situações transitórias e elevado custo por watt.

É evidente que alguma outra fonte de energia pode ser usada para transferir rapidamente potência para mecanismo de tração elétrica. Com efeito, a CaC não precisa ser dimensionada para a potência de pico, mas somente para a potência média. E ainda, além de uma CaC mais compacta e de menor custo, a vida útil dos dispositivos de suprimento pode ser aumentada.

As baterias possuem capacidade de energia suficiente para movimentar VE leves em baixas velocidades como, por exemplo, em trajetos urbanos, ou fornecer potência adicional necessária por longos períodos de velocidade alta como, por exemplo, em estradas [1]. Todavia, variações bruscas de demanda da carga produzem considerável perda de potência que podem comprometer o desempenho e vida útil da BT e da CaC.

A CaC e a BT possuem um lento processo eletroquímico para realizar a conversão de energia química em eletricidade. A solução usual emprega o supercapacitor (SC) para melhorar a resposta transitória do sistema de suprimento durante variações bruscas de potência [2] e [3].

Os dispositivos de armazenamento de energia, BT e SC, são usados juntos durante os períodos transitórios de aceleração e de desaceleração e para aumentar a acúmulo de energia nas fases de frenagem regenerativa.

Um Conversor Eletrônico com Múltiplas Entradas (MIPEC, do inglês “*Multiple-Input Power Electronic Converter*”) realiza a interconexão dos três dispositivos de suprimento e o mecanismo de tração do veículo elétrico (VE), como mostrado na Figura 1.1.

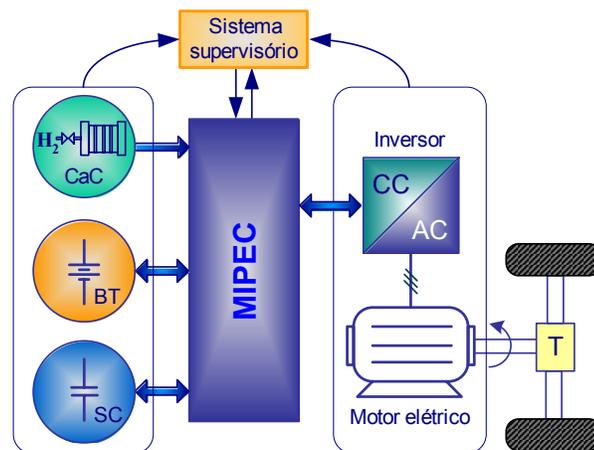


Figura 1.1: Esboço esquemático do sistema de propulsão do VE.

A principal tarefa do sistema supervisorio é assegurar a disponibilidade da potência requerida para a tração do VE e coordenar a alocação dos recursos disponíveis para aumentar o desempenho e vida útil das fontes de suprimento.

Compensadores convencionais com atraso de fase (PI com filtro passa-baixas) regulam cada uma das entradas do conversor [4]. As referências de corrente são atualizadas pelo sistema supervisor, que coordena o fluxo da potência gerada pela fonte primária (CaC) e a transferida pelos dispositivos acumuladores de energia (BT e SC) a fim de propiciar elevado desempenho ao sistema de propulsão do VE.

Diversos arranjos de fontes, topologias de conversores de eletrônica de potência e estratégias de controle foram propostas, desenvolvidas, implementadas e testadas no intuito de aperfeiçoar o sistema de propulsão de veículos elétricos híbridos (VEH) ou VE [5] - [8]. Métodos de otimização são amplamente empregados para atingir a situação de máxima eficiência energética e/ou elevado nível de desempenho dinâmico do sistema. Neste caso, o principal desafio é definir as variáveis a serem otimizadas, enquanto satisfazem as restrições impostas pelas características de operação dinâmica dos dispositivos de suprimento e demanda de energia.

Este trabalho propõe a implementação de um algoritmo de gestão de energia baseado em um sistema de controle supervisor nebuloso.

Uma ampla pesquisa bibliográfica foi realizada para identificar o potencial e as restrições de operação das fontes de suprimento de energia, bem como os principais arranjos e topologia de conversores para combinar estas fontes.

O dimensionamento, o comportamento estático e dinâmico e o controle do conversor eletrônico composto por múltiplas fontes de suprimento também são largamente investigados para subsidiar a elaboração da estratégia de coordenação do fluxo de potência do sistema de suprimento do VE.

Com efeito, um controlador nebuloso é projetado para realizar a gestão da energia do sistema composto pelas três fontes de suprimento, isto é, para determinar o funcionamento da célula a combustível e para controlar o estado de energia dos dispositivos acumuladores.

Na parte final desta tese, são apresentados os resultados simulados e experimentais para um protótipo de 3 kW composto por módulos supercapacitores, banco de baterias de chumbo-ácido, conversor eletrônico com múltiplas entradas, inversor comercial e motor elétrico.

1.2 Aplicações

A estratégia de gestão de energia baseado em lógica nebulosa é um algoritmo flexível, que possibilita migrar, de modo relativamente simples e rápido, a estratégia de controle do MIPEC para um razoável conjunto de aplicações envolvendo diversas fontes de suprimento. Por exemplo, um grupo motor de combustão interna (MCI) e gerador CC sem escovas poderiam substituir a CaC. A roda de inércia (“*flywheel*”), por sua vez, poderia substituir o SC.

De outro modo, a adição de novas fontes de suprimento como, por exemplo, um gerador fotovoltaico ou um gerador eólico, em aplicações estacionárias, não iria requerer um enorme esforço do projetista necessário para modelar a nova entrada.

A. Veículos Elétricos

Nos veículos puramente elétricos, a propulsão do veículo é realizada exclusivamente por motores elétricos. No entanto, é prática usual classificar os veículos elétricos híbridos (VEH) como um tipo de VE. Esta tese adota a denominação VE como sinônimo de veículos puramente elétricos, embora no VEH série a tração também é exercida exclusivamente por motores elétricos.

Do ponto de vista histórico, os VE automotivos competiam com os veículos de MCI no final do século XIX. O elevado custo e limitada autonomia de percurso favoreceram a prevalência do carro a gasolina em detrimento do carro movido a BT [1].

A crise do petróleo na década de 70 gerou uma corrida mundial por fontes alternativas de energia que pudessem reduzir a dependência de combustíveis fósseis. Na década de 80, a melhora na tecnologia das BT e os avanços em eletrônica de potência resultaram em modelos comerciais de carros elétricos a BT.

No início da década de 90 ficou claro para a indústria automobilística que a baixa densidade de energia e elevado peso das BT minavam a autonomia e desempenho dinâmico do carro elétrico de passeio, o que resultou em sua descontinuidade de fabricação [1].

Por outro lado, as empilhadeiras elétricas se consolidaram no mercado, uma vez que as

BT são um contrapeso natural. Outra vantagem é o menor custo de manutenção do motor elétrico. A legislação no setor farmacêutico e alimentício sobre emissão de gases poluentes também contribuiu para a adoção das empilhadeiras a BT. Em carros de golfe e de transporte de pessoas deficientes físicas, a operação silenciosa e aceleração suave são características plenamente suportadas por estes VE a BT.

Atualmente, novas tecnologias de BT com maior densidade de energia como, por exemplo, íons de lítio e cloreto de sódio metal, geralmente associado com SC, representam novas perspectivas para suprir o consumo de energia dos modernos veículos elétricos.

Obviamente, os VE não estão limitados aos veículos a BT. O bonde elétrico, trólebus, metrô e trens elétricos são exemplos de VE de transporte terrestre que empregam a rede elétrica como fonte primária de energia.

O sucesso do uso da CaC no veículo lunar na missão Appolo 11, em 1969, foi um importante marco histórico e motivador para viabilizar o interesse no emprego desta tecnologia limpa de geração de energia elétrica em VE. Do ponto de vista ambiental, o uso do hidrogênio nas CaC é um importante vetor energético para substituir o uso dos combustíveis fósseis e eliminar, ou pelo menos reduzir drasticamente, a emissão de gases poluentes.

Atualmente, os preços associados à aquisição e operação da CaC são relativamente elevados. No entanto, os benefícios ambientais e a tendência de redução de custos, a partir da fabricação em larga escala industrial, justificam os investimentos em pesquisa e desenvolvimento das CaC.

A maior densidade de energia da CaC em relação a BT contribui para aumentar autonomia dos VE. Por outro lado, a baixa densidade de potência do dispositivo limita o desempenho dinâmico do acionamento. O uso combinado de outras fontes de energia, como a BT e o SC, assegura melhor comportamento do veículo nas fases de aceleração e frenagem, e ainda, garante maior vida útil e menor dimensionamento da CaC.

Neste contexto, é imprescindível aprimorar a gestão do fluxo de energia para aproveitar as melhores características de desempenho de cada fonte e assegurar elevada qualidade de energia

necessária para um bom desempenho tração elétrica e demais cargas elétricas do veículo.

B. Veículos Elétricos Híbridos

Os VEH associam o potente MCI com o eficiente motor elétrico para diminuir a emissão de gases poluentes, reduzir o volume e o peso do motor de combustão e aumentar o desempenho energético do sistema de propulsão.

Até a primeira guerra mundial, a tecnologia híbrida foi usada para que um motor elétrico auxiliasse o MCI a apresentar desempenho dinâmico satisfatório e aumentar a autonomia de percurso. A melhora na densidade de potência do motor a gasolina, associado aos riscos do ácido das baterias, dificuldades no controle do motor elétrico e o custo do emprego de dois motores foram elementos chaves para a prevalência do MCI [1].

Somente na década de 90, com o fracasso dos carros elétricos a BT, foi retomado o interesse dos fabricantes de automóveis por VEH. No ano de 2005, cerca de 206 mil carros e caminhonetes híbridos foram vendidos nos Estados Unidos, o que representa 1,2% deste mercado automobilístico norte americano [9].

Existem basicamente três arquiteturas para implementar o sistema de propulsão dos VEH, que são: série, paralela e série-paralela [10]. Do ponto de vista de compatibilidade com a topologia de conversores e algoritmo de controle propostas neste trabalho, a configuração série possibilita rápida e efetiva migração da estratégia de coordenação fluxo de energia.

Neste arranjo, o MCI é acoplado a um gerador e opera, na maior parte do tempo, em uma combinação ótima de velocidade e de conjugado. Quando as baterias estão plenamente carregadas, o motor de combustão pode ser desligado. Por outro lado, quando o estado de energia das BT é baixo, o MCI é ligado. O SC é um elemento essencial para estender a vida útil das BT.

Com efeito, há uma diminuição no consumo de combustíveis, menor dimensionamento do MCI, recuperação de parte da energia cinética na frenagem, aceleração suave, operação silenciosa e menor custo de manutenção, pois não há eixo de transmissão e engrenagens no VEH série.

Independente da topologia do arranjo híbrido do sistema de propulsão, é necessário

assegurar a harmonia do fluxo de potência entre as fontes e a carga, no intuito de aumentar a eficiência global do sistema sem comprometer o desempenho do VEH.

C. Geração Distribuída

A Geração Distribuída (GD) é um dos mais promissores mercados para aplicações da CaC. Diversas empresas do setor energético nacional e internacional têm realizado investimentos para avaliar o emprego desta tecnologia de geração limpa. Há um forte interesse na viabilidade do uso da energia elétrica na produção de hidrogênio e, até mesmo, em veículos elétricos “*plug-in*” para auxiliar a distribuir a demanda de energia do Sistema Elétrico de Potência ao longo do dia.

A geração distribuída é comumente definida como a geração de energia elétrica, em unidades de pequeno porte (tipicamente de alguns kW até 50 MW), posicionadas próximas ao local de demanda. Dentre as aplicações desta tecnologia destacam-se: reserva de potência, co-geração de eletricidade e calor, geração de ponta, reforço de carga e geração isolada [11].

Por exemplo, em consumidores de pequeno e médio porte, a GD pode reduzir a demanda de pico, diminuir o consumo de energia da rede elétrica, assegurar qualidade e confiabilidade da energia ou prover plenamente unidades de pequena demanda isoladas da rede elétrica. Para consumidores de grande porte e empresas do setor energético, pode aumentar a confiabilidade do sistema, evitar grandes investimentos em novas linhas de transmissão e aumentar a capacidade de geração para atender rapidamente o crescimento de demanda [11] - [13].

O sistema de gestão de energia de um sistema de suprimento híbrido, composto por CaC, BT e SC, também é imprescindível para coordenar o uso de energia, controlar a conexão e desconexão com a carga e/ou rede e compensar transitórios de carga.

Deste modo, é possível operar a CaC na sua região de eficiência ótima da curva tensão corrente, estender a vida útil, compactar as dimensões da BT e da CaC, diminuir o consumo de combustível (H_2) e, conseqüentemente, reduzir custos. Cabe ressaltar que o aproveitamento da energia térmica gerada pela CaC, aumenta a eficiência da CaC da faixa de 40 a 55 % para aproximadamente 80 % [12].

1.3 Estrutura da tese

O Capítulo 2 contém uma breve revisão histórica, o princípio de funcionamento e as limitações das três fontes utilizadas. O dimensionamento dessas fontes de suprimento é realizado com base no ciclo de condução urbano europeu (ECE 15). Para finalizar o capítulo, as resistências internas da BT e do SC são obtidas experimentalmente.

No Capítulo 3 são investigadas as principais topologias de conversores, e de alguns possíveis arranjos entre estes, propostos para realizar a interconexão entre as fontes e carga.

No Capítulo 4 são estudados o modelo e o comportamento estático e dinâmico das entradas do conversor, analisados isoladamente. Em seguida, o projeto e a análise da estabilidade dos compensadores convencionais são apresentados.

O Capítulo 5 descreve o processo de síntese do sistema supervisor de controle nebuloso proposto para a gestão de energia do conversor com múltiplas entradas. Resultados de simulação e experimentais validam a estratégia de controle em um protótipo de 3 kW.

O Capítulo 6 resume as conclusões gerais deste trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros que possam resultar na continuidade desta pesquisa.

Capítulo 2

Dispositivos de conversão e armazenamento de energia elétrica

2.1 Células a Combustível

A. Aspectos históricos

Em 1839, o jurista e físico amador inglês William Robert Grove descobriu o processo reverso da eletrólise, ou seja, como combinar o hidrogênio e o oxigênio para produzir água e gerar eletricidade.

Acredita-se que Grove tenha fundamentado seu trabalho no artigo publicado, em 1838, pelo suíço Christian Friedrich Schoenbein; com um enfoque mais prático e empreendedor que seu futuro amigo e colaborador [14].

Em 1842, Grove apresentou uma realização prática do seu experimento usando eletrodos de platina e, em 1845, consolidou o ensaio com uma publicação específica sobre este assunto. Deste modo, Christian F. Schoenbein pode ser considerado o descobridor do fenômeno, enquanto William R. Grove o inventor da célula a combustível.

Uma experiência mais antiga com CaC é descrita na literatura [15]. Em 1802, Humphrey Davy criou uma célula usando carbono e ácido nítrico durante seus estudos em eletroquímica. No entanto, os resultados desta experiência não foram devidamente documentados.

No ano de 1932, o engenheiro britânico Francis Thomas Bacon construiu o primeiro protótipo funcional de CaC, que possuía eletrólito alcalino, operava em alta temperatura (200°C), sob pressão e utilizava eletrodos de níquel. Em 1959, utilizando eletrodos porosos, Bacon alcançou uma potência considerável de 5 kW para alimentar uma máquina de solda [16] e [17].

Também no ano de 1959, Harry Karl Ihrig, da empresa fabricante de equipamentos para fazendas Allis-Chalmers, demonstrou o primeiro veículo terrestre movido a CaC. Esta CaC consistia de 1008 células empilhadas, com capacidade de gerar 15 kW para alimentar um trator.

A CaC desenvolvida por Bacon foi fundamental para o desenvolvimento e uso destes dispositivos geradores de eletricidade pela NASA, durante a década de 60, para fornecer energia de forma limpa, silenciosa e compacta aos equipamentos embarcados nas missões espaciais Gemini e Appolo e prover água limpa e calor aos astronautas.

Durante a década de 70, em resposta às crises de petróleo de 1973 e 1979, o governo dos EUA incentivou a pesquisa e o desenvolvimento de CaC para veículos terrestres como estratégia para reduzir a sua dependência em relação ao petróleo importado.

Nos dias atuais, a CaC ainda se encontra em desenvolvimento e não é economicamente competitiva com relação a outras tecnologias de conversão de energia existentes. No entanto, as perspectivas de avanços tecnológicos e de menores custos de aquisição e manutenção são promissores para as próximas décadas.

B. Princípio de funcionamento

A CaC é um dispositivo eletroquímico que gera eletricidade, calor e vapor de água a partir do processo de oxidação (perda de elétrons) do hidrogênio e redução do oxigênio. Em outros termos, a CaC é uma célula galvânica em que a energia química de um combustível (hidrogênio) é convertida diretamente em eletricidade por meio de um processo eletroquímico de reação com

um agente oxidante [1].

As CaC são tipicamente classificadas de acordo com o tipo de eletrólito de suporte, que particularmente define sua temperatura de funcionamento. Os principais tipos de CaC são: alcalina, ácido fosfórico, membrana trocadora de prótons, metanol direto, carbonato fundido e óxido sólido [11].

A CaC de membrana trocadora de prótons, ou simplesmente PEM (do inglês, “*Proton Exchange Membrane*”), é atualmente a tecnologia mais viável para aplicações em VE terrestres. Elas apresentam elevada densidade de energia, funcionam em baixa temperatura, em torno de 80°C, possibilitam partida rápida e praticamente não emitem gases poluentes. No entanto, este tipo de célula a combustível requer elevado grau de pureza do combustível (tipicamente superior a 99,99 %) e catalisador à base de platina.

A Figura 2.1 mostra um desenho esquemático simplificado da estrutura e do funcionamento de uma CaC do tipo PEM. O gás hidrogênio pressurizado é bombeado para os canais de fluxo e flui para o anodo (eletrodo negativo). O catalisador acelera o processo de separação das moléculas de H_2 em dois íons positivos (prótons) e dois elétrons.

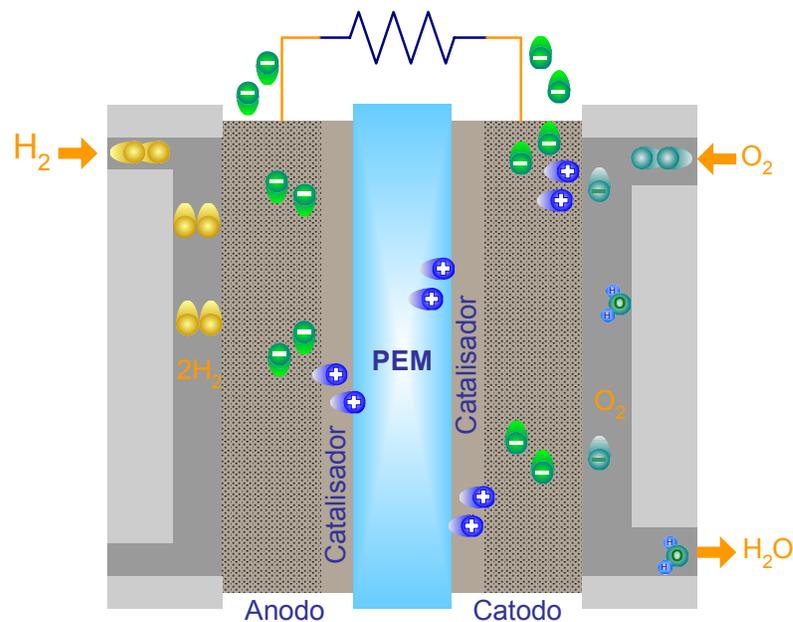


Figura 2.1: Esboço simplificado do funcionamento de uma CaC tipo PEM.

A membrana trocadora de prótons (PEM) permite o livre fluxo de íons, mas inibe o trânsito de elétrons. Deste modo, os elétrons fluem do anodo em direção ao catodo através de um circuito externo, representado pelo resistor, produzindo corrente elétrica. Os íons de hidrogênio atravessam a PEM e combinam-se, no catodo, com as moléculas de oxigênio e com os elétrons que retornam do circuito externo, gerando vapor de água aquecido [18].

As reações de oxidação do hidrogênio e posterior redução do oxigênio ocorrem na superfície dos catalisadores do anodo e do catodo, conforme a expressão (2.1), respectivamente. Estes catalisadores são à base de platina e aceleram significativamente as reações químicas. Como metal nobre, a platina é um material tão raro quanto caro.



A reação eletroquímica, conhecida como combustão a frio, ocorre sem haver qualquer processo de queima, ou seja, não envolve a conversão da energia térmica em energia mecânica como em um MCI. Com efeito, as CaC não estão sujeitas ao ciclo de Carnot, isto é, temperaturas elevadas não são necessárias para atingir um elevado grau de eficiência [11] e [19].

Na CaC os gases reagentes são continuamente supridos por um tanque de hidrogênio e pelo ar retirado da atmosfera. Em relação às baterias, as CaC são mais compactas e possibilitam maior autonomia de percurso ao VE, de acordo com a capacidade do tanque de hidrogênio.

C. Aspectos fundamentais

A Figura 2.2 ilustra as curvas características de operação da CaC [1], [20] e [21]. De acordo com a curva de tensão-corrente da célula existem três regiões distintas de operação do dispositivo, associadas aos fenômenos de polarização que ocorrem em células eletroquímicas [11].

As perdas na região de polarização por ativação estão diretamente relacionadas com a velocidade em que ocorrem as reações na superfície do eletrodo. São resultantes da energia necessária para romper a barreira de ativação das reações químicas.

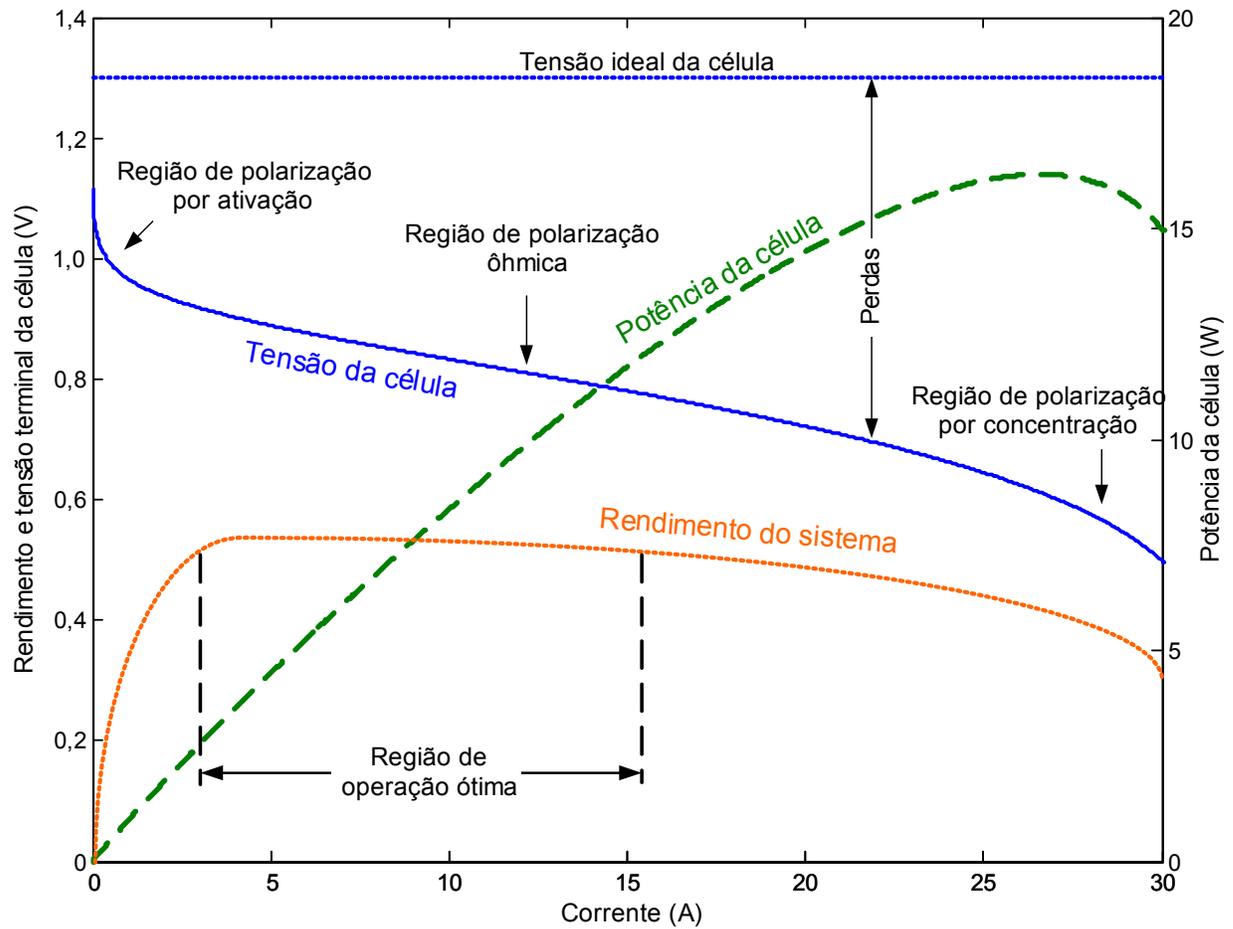


Figura 2.2: Curvas características de operação da célula a combustível.

As perdas na região de polarização por concentração, ou perdas por transporte de massa, estão relacionadas a um insuficiente aumento do fluxo de combustível em consequência de uma elevada demanda de corrente.

As perdas na região de polarização ôhmica apresentam comportamento linear, elevado rendimento e são relativas às resistências ao fluxo de íons no eletrólito e ao fluxo de elétrons nos eletrodos.

Valores de corrente muito elevados resultam em grande perda de potência na forma de calor, que pode ressecar a membrana da CaC. E ainda, variações bruscas de corrente podem levar a célula a operar na região de perdas de polarização por concentração, uma vez que a dinâmica de ajuste de suprimento dos gases reagentes é um processo lento.

A curva de rendimento da CaC difere sensivelmente da curva de uma célula isolada, pois há consumo de energia pelos dispositivos auxiliares necessários ao funcionamento da CaC [1].

Do ponto de vista de durabilidade e de consumo de combustível, a CaC deve funcionar dentro da região de operação ótima. A definição dos limites depende do compromisso com o máximo rendimento que o dispositivo deve apresentar.

Para alcançar tensões e potências mais elevadas, as células são conectadas em série, formando uma pilha a combustível. Com efeito, este é o outro nome que a CaC recebe.

Em geral, as CaC são acopladas a conversores eletrônicos para sua utilização prática. Os efeitos da ondulação de corrente (“ripple”), em frequências elevadas (10 kHz), ainda não estão claramente demonstrados [22]. No entanto, é possível que a ondulação de corrente possa causar degradação da membrana da CaC, de acordo com [23]. Em frequências baixas (120 Hz), a ondulação de corrente pode resultar em importantes perdas de potência [24].

Os limites de ondulação de corrente especificados para uma CaC de 48 V e 10 kW para a competição “Future Energy Challenge 2001 Competition” estão esboçadas na Figura 2.3 [25]. Esta curva pode ser usada como diretriz para o projeto dos filtros do conversor eletrônico conectado à célula a combustível.

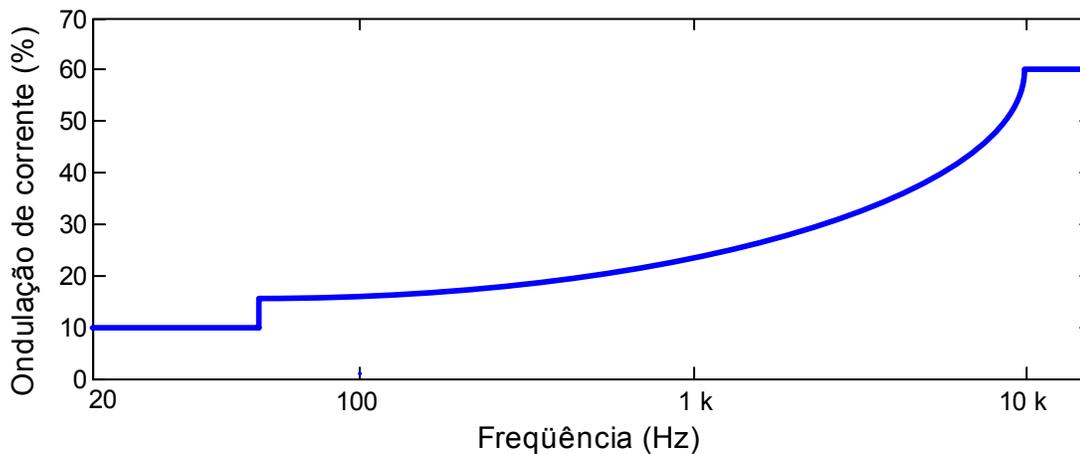


Figura 2.3: Limite de ondulação de corrente da CaC.

2.2 Supercapacitores

A. Aspectos históricos

Em 1853, Hermann Helmholtz descreveu que ao aplicar uma tensão entre dois eletrodos imersos em um fluido condutor não há circulação de corrente até que uma determinada tensão limiar seja atingida. Ao iniciar a condução ocorre a formação de gases, devido às reações químicas na superfície do eletrodo. Abaixo desta tensão limiar o dispositivo comporta-se como um capacitor [26].

A primeira geração de SC, disponível comercialmente no final da década de 70, era apropriada para produtos eletrônicos, em razão da pequena tensão que as células de SC suportam (inferior a 2,5 V). Com o advento de módulos SC, foi possível empregá-los em aplicações com tensões mais altas. Somente na década de 90 seu uso começou a se difundir, graças ao emprego do SC em VE e em VEH [27]. Neste tipo de aplicação, o dispositivo funciona como uma fonte de transferência rápida de energia, o que possibilita a compactação e a melhora de desempenho do sistema de armazenamento e de conversão de energia.

O elevado custo dos SC ainda é um empecilho para uma ampla utilização do dispositivo em aplicações que requerem níveis de tensão média ou elevada. No entanto, em sistemas com múltiplas fontes de energia, ou seja, em conjunto com baterias ou células a combustível, podem resultar em soluções técnicas e econômicas mais viáveis [28].

Atualmente, os supercapacitores são uma das tecnologias mais promissoras para melhorar a gestão, aumentar a eficiência, otimizar o desempenho e prolongar a durabilidade dos sistemas de armazenamento e de geração de energia elétrica.

B. Capacitor eletroquímico de dupla camada

Em um capacitor de placas paralelas, o acúmulo de energia se dá diretamente no campo elétrico, devido à separação entre as cargas. O valor da capacitância é uma grandeza que reflete a capacidade do dispositivo de armazenar energia e depende somente de parâmetros dimensionais e da rigidez dielétrica.

Os supercapacitores, também denominados ultracapacitores ou capacitores eletroquímicos de dupla camada, obedecem ao mesmo princípio. O valor extremamente elevado de capacitância é alcançado graças à enorme área superficial dos eletrodos e à mínima distância entre as cargas. Com efeito, os SC são capazes de armazenar uma quantidade de energia muito maior do que qualquer capacitor convencional de massa ou volume equivalente.

Atualmente, cada eletrodo do SC é composto por uma película metálica revestida por uma fina camada, em geral de carbono ativado, que possui imensa área superficial (alcançado pela elevada porosidade de seus nódulos microscópicos), condutividade elétrica, química inerte e baixo custo. Entre dois eletrodos é interposto um material separador (papel, membrana ou fibra de vidro) que impede o contato eletrônico (condução de corrente) entre os eletrodos, mas permite o livre trânsito de cátions e ânions [29]. O conjunto formado pelas camadas de carbono ativado e separador é encharcado por um eletrólito altamente condutivo (aquoso ou solvente orgânico) que provê instantaneamente alta concentração de íons móveis [30].

No estado carregado, cada um dos eletrodos possui cargas (do eletrodo e do eletrólito) de polaridades opostas, as quais estão muito próximas entre si (2-5 nm). Este fato, aliado à imensa área superficial do carbono ativado poroso (até 2000 m²/g), possibilita obter capacitâncias na ordem de milhares de Farads.

Na parte esquerda da Figura 2.4 é mostrada a estrutura básica em camadas de um supercapacitor [31]. No canto inferior direito está a foto de um SC de 10 F e 2,3 V da empresa Epcos e, na parte superior da foto, está uma BT alcalina de 9V, para efeitos de comparação.

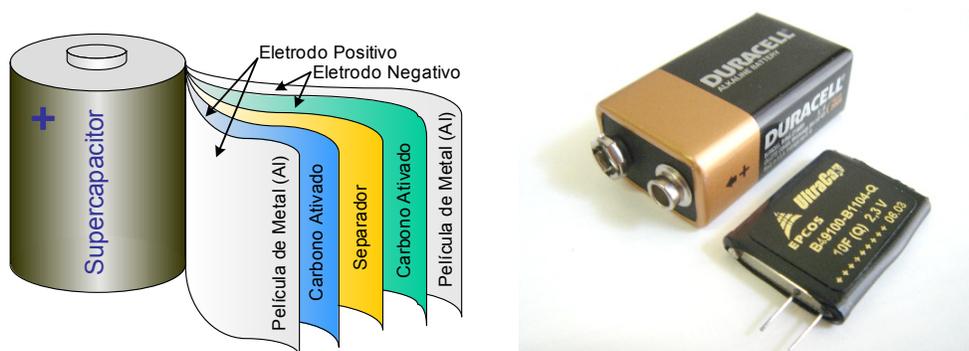


Figura 2.4: Estrutura básica em camadas de um supercapacitor (desenho a esquerda) e foto comparativa (a direita) entre o SC da Epcos de 10 F e 2,3 V e uma BT alcalina de 9 V.

C. Princípio de funcionamento

No procedimento de armazenamento de energia, ao submeter os eletrodos do SC a uma fonte, os elétrons acumulam-se no carbono acoplado à película metálica ligada ao terminal negativo do dispositivo. No outro eletrodo há o acúmulo de cargas positivas. Sob influência do campo elétrico criado pelas cargas nos eletrodos, os íons provindos do eletrólito movem-se livremente, inclusive pelo material separador, em direção ao interior dos poros do carbono ativado e em sentido oposto à polaridade das cargas dos eletrodos [32].

Internamente, a estrutura de uma célula de SC é a de dois capacitores conectados em série via eletrólito, haja vista que em cada eletrodo existem cargas opostas muito próximas entre si, conforme é possível observar na Figura 2.5 [33].

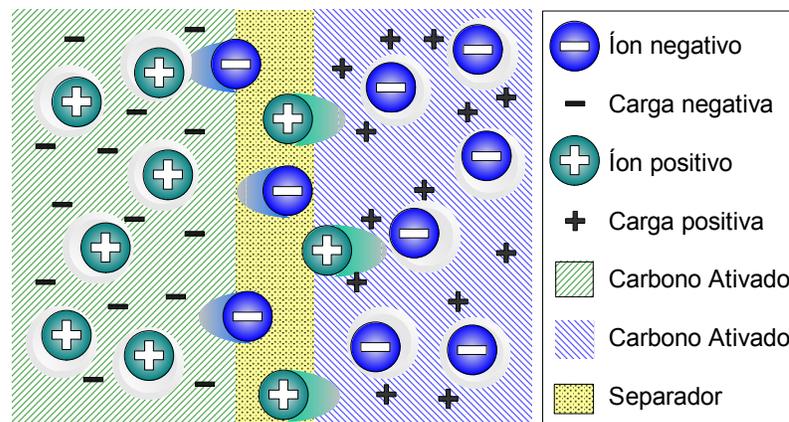


Figura 2.5: Estrutura interna e distribuição de cargas no SC.

Como o processo de carga e de descarga do dispositivo se dá pelo movimento dos íons no eletrólito, sem haver reações químicas, o SC apresenta uma resistência série equivalente (ESR, do inglês “*Equivalent Series Resistance*”) muito pequena, tornando o limite de corrente de carga e de descarga bastante elevado.

O limiar de tensão para operação segura de uma célula de supercapacitor é determinado pela composição do eletrólito. Em eletrólito aquoso a tensão é de 1 V, enquanto que em eletrólito de solvente orgânico a tensão é de 2,3 V. Excedido o limite haverá a eletrólise do eletrólito, ocasionando a formação de gases, que danificará o dispositivo.

A Figura 2.6 mostra a foto de um módulo supercapacitor da empresa EPCOS 42 V e 150 F. Este dispositivo possui circuitos de balanceamento ativo para 18 células de 2700 F conectadas em série. Para efeitos de comparação, no canto inferior direito está um capacitor eletrolítico da SIEMENS de 3700 μ F e 200 V e, em sua base, o SC de 10 F e 2,3 V descrito previamente.



Figura 2.6: Foto ilustrativa do módulo supercapacitor EPCOS de 150 F e 42 V.

Para alcançar tensões de operação mais elevadas, os SC são combinados em série. Para distribuir uniformemente as tensões, são empregados circuitos de balanceamento de tensão. Estes circuitos podem ser passivos (resistores em paralelo), ativos (circuitos eletrônicos) ou uma combinação de ambos [27], [31] e [34].

Em termos de comportamento dinâmico, o SC é um dispositivo robusto a variações bruscas e elevadas de corrente, não apresenta efeito de memória, trabalha em uma ampla faixa de temperatura e de tensão e apresenta tendência de custos decrescente.

O estado de carga do SC pode ser determinado com base na tensão do dispositivo. No entanto, a energia acumulada (E_{SC}) é proporcional ao valor quadrático da tensão do supercapacitor, que é uma informação mais conservativa. A partir das tensões terminal (v_{SC}), da sua resistência interna (R_{iSC}), da sua corrente (i_{SC}) e da tensão mínima (V_{minSC}) e máxima (V_{maxSC}) de operação, é possível determinar a energia, em pu, acumulada no SC, de acordo com (2.2).

$$E_{SC}(t) = \frac{[v_{SC}(t) + R_{iSC} \cdot i_{SC}(t)]^2 - V_{minSC}^2}{V_{maxSC}^2} \quad (2.2)$$

2.3 Baterias

A. Aspectos históricos

Alguns estudiosos especulam que os egípcios utilizavam dispositivos galvânicos para gerar eletricidade, denominados baterias de Bagdá. No entanto, a hipótese mais provável é de que estes artefatos teriam sido usados para galvanizar objetos [35].

Em 1799, o físico italiano Alessandro Volta desenvolveu a primeira bateria elétrica. A bateria, também denominada de célula voltaica, consistia de uma pilha de placas metálicas diferentes (discos de zinco e cobre), intercaladas por um pedaço de pano ou papelão, imersas em uma solução de ácido fraco e conectadas por um fio condutor [36].

Somente em 1860 as baterias deixaram de ser uma curiosidade de laboratório, com a invenção da “célula seca”. Já no início de 1900, o engenheiro Thomas Edison utilizava BT alcalinas mover veículos elétricos [37].

Atualmente, as BT de chumbo-ácido ainda possuem a melhor relação custo benefício para diversas aplicações. As BT de níquel-cádmio possuem baixo tempo de recarga e são tão tóxicas quanto as de chumbo-ácido. As baterias de níquel-metal hidreto possuem moderada densidade de energia e reduzido ciclo de vida. As baterias de íons de lítio proporcionam elevada densidade de energia e baixa toxicidade, tornando-as uma tecnologia bastante promissora para aplicações em veículos elétricos [38].

B. Princípio de funcionamento

A bateria é um dispositivo eletroquímico que converte diretamente a energia armazenada na forma química em eletricidade. Na bateria recarregável, a energia fornecida por uma fonte externa recompõe as características químicas do dispositivo.

A Figura 2.7 ilustra o esquema simplificado da estrutura interna de uma bateria de chumbo ácido. O eletrodo positivo, anodo, é constituído por uma placa de peróxido de chumbo e o eletrodo negativo, catodo, é composto por uma placa de chumbo esponjoso.

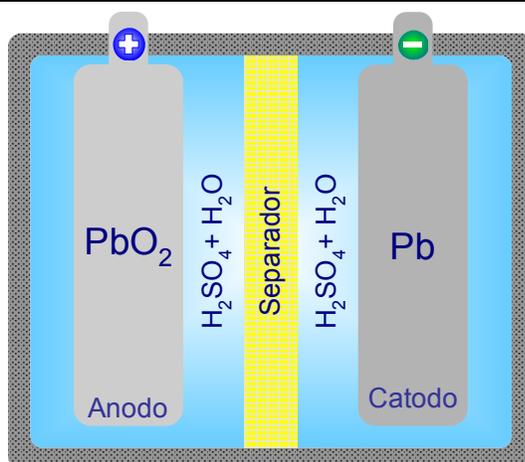


Figura 2.7: Estrutura simplificada interna de uma bateria.

Os eletrodos são isolados por um material separador poroso que impede a condução eletrônica entre as placas e permite o livre trânsito de íons imersos em um eletrólito (ácido sulfúrico diluído em água pura) [39]. Na solução do eletrólito ocorre a dissociação eletrolítica, ou seja, a decomposição da molécula de ácido sulfúrico em íons de hidrogênio (positivo) e íons de sulfato (negativo).

No processo de descarga, os elétrons migram do catodo em direção ao anodo via condutor externo, enquanto os íons do anodo fluem em direção ao catodo através do eletrólito. Os dois eletrodos reagem com o eletrólito, que possui alta concentração de ácido sulfúrico, convertendo os dois eletrodos em sulfato de chumbo ($PbSO_4$) e o eletrólito parcialmente em água.

No processo reverso, de carregamento, a injeção de corrente recompõe os eletrodos em chumbo esponjoso (Pb) e peróxido de chumbo (PbO_2), e a água em ácido sulfúrico. As reações que ocorrem no dispositivo são resumidas pela expressão (2.3) [40].



C. Aspectos Fundamentais

A BT e a CaC são dispositivos eletroquímicos muito eficientes que produzem eletricidade diretamente a partir de reações químicas nos eletrodos. Na BT os reagentes estão armazenados internamente e o processo de conversão de energia pode ser revertido.

As curvas tensão-corrente e potência-corrente da CaC e BT são semelhantes (Figura 2.2), uma vez que ambos dispositivos estão sujeitos aos mesmos processos de polarização [41] [42]. A descarga profunda pode reduzir permanentemente o desempenho da BT, em virtude do efeito acumulativo da fadiga térmica dos materiais durante o processo de reversão do estado de carga.

Em geral, as restrições para restabelecer o estado de carga da BT são tipicamente mais severas que no processo de descarga. Se o processo de recarga não for devidamente controlado, existe o risco de reduzir o ciclo de vida da BT por fadiga térmica ou por fadiga decorrente da saturação de carga [43].

A dissipação térmica é proporcional à resistência interna da BT e ao quadrado da corrente, ou seja, há um significativo aumento de temperatura em correntes elevadas. Se a quantidade de energia fornecida à BT for superior à sua capacidade de absorção, haverá sobrecarga nas reações, elevação rápida da tensão da BT e aumento de temperatura.

O funcionamento da BT fora dos limites adequados de temperatura acelera o seu processo de envelhecimento. Em BT de chumbo ácido selada, a corrente de recarga deve ser limitada em 20 % da capacidade da BT e a tensão não deve superar o limite de 2,4 V por célula, devido ao risco de corrosão do anodo [38] e [40]. Métodos mais sofisticados de controle de carga da BT, utilizam a temperatura, a tensão e a corrente da BT como variáveis de controle [43].

A capacidade de uma bateria indica a quantidade total de carga disponível e comumente é expressa na unidade ampére-hora (Ah). A corrente de carga e descarga da BT é comercialmente especificada em termos da taxa C (“C rate”). Por exemplo, para uma BT de 10 Ah e taxa C/5, é previsto fluxo contínuo de 2 A de corrente por um período de 5 horas. No entanto, a capacidade da BT varia de forma inversa à taxa de descarga, ou seja, elevadas correntes de descarga resultam em menor capacidade [1].

Determinar o estado de carga de uma BT em funcionamento é extremamente complicado [40]. Existem diversos componentes eletrônicos implementados para esta tarefa. O estado de carga de uma BT (SoC_{BT}) pode ser calculado a partir da sua capacidade (Q_{BT}), em ampére-hora, e da corrente de descarga (i_{BT}), conforme a equação (2.4) [1].

$$SoC_{BT}(t) = SoC_{BT}(0) - \int_0^t \frac{i_{BT}(t)}{Q_{BT}(i)} \cdot dt \quad (2.4)$$

No entanto, a tensão em circuito aberto fornece uma boa estimativa da quantidade remanescente de carga na BT. Por outro lado, quando a BT está em funcionamento, a medida é extremamente imprecisa, em virtude do comportamento não-linear da resistência interna da BT.

A solução é utilizar o balanço do fluxo de energia da bateria, que pode ser determinado a partir da sua tensão terminal (v_{BT}) e da sua corrente de descarga (i_{BT}). Portanto, o estado de energia da BT (E_{BT}), em pu, pode ser estimado de acordo com (2.5).

$$E_{BT}(t) = \frac{SoC_{BT}(0) \cdot Q_{BT} \cdot V_{BT} \cdot 3600 - \int_0^t v_{BT}(t) \cdot i_{BT}(t) \cdot dt}{Q_{BT} \cdot V_{BT} \cdot 3600} \quad (2.5)$$

A energia inicial da bateria é obtida a partir da estimativa do seu estado de carga inicial, que é baseado na sua tensão terminal em circuito aberto. As constantes Q_{BT} e V_{BT} representam os dados nominais de tensão e capacidade, em ampére-hora, respectivamente.

2.4 Combinação das fontes de suprimento

A principal motivação para realizar a combinação de fontes de energia, que apresentam diferentes características de densidade de energia e de densidade de potência, é aumentar a vida útil e o desempenho do sistema de suprimento e melhorar a qualidade da energia fornecida, a fim de propiciar adequado funcionamento das diversas cargas elétricas do VE.

Os critérios para a seleção e dimensionamento das fontes de suprimento de energia para VE são: custos de aquisição e de manutenção, grau de compactação, confiabilidade, autonomia de percurso e desempenho dinâmico.

O Diagrama de Ragone [27], mostrado na Figura 2.8, ordena os dispositivos de conversão e de armazenamento de energia de acordo com a densidade de energia e a densidade de potência que apresentam.

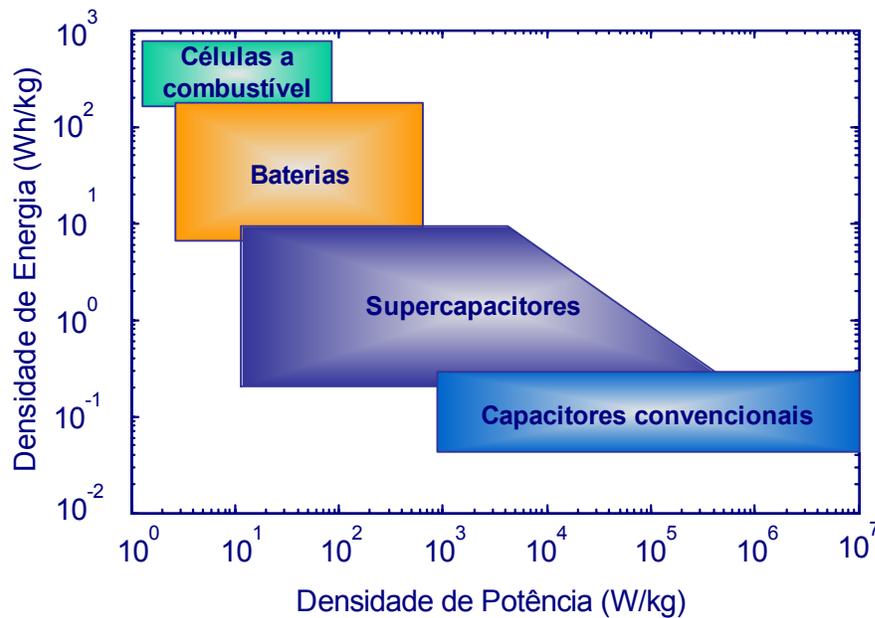


Figura 2.8: Diagrama de Ragone, densidade de energia versus densidade de potência.

Quanto mais elevada a densidade de energia, maior a quantidade de energia disponível por unidade de massa ou volume. E, quanto maior a densidade de potência, maior a velocidade de transferência de energia por unidade de massa ou volume.

O sistema proposto nesta tese integra três diferentes fontes de suprimento para atender a demanda de potência de um VE, conforme o esboço esquemático mostrado na Figura 1.1.

A fonte primária de energia deve garantir uma elevada autonomia de percurso para o veículo. Em termos de compactação, a CaC é a opção mais adequada para suprir a demanda média de potência do VE.

Uma fonte secundária de energia assegura o complemento da potência requerida pela carga fornecida pela fonte primária, ou armazena a energia gerada em excesso ou recuperada pela frenagem regenerativa.

A quantidade de energia disponibilizada pela fonte secundária deve ser suficiente para sustentar o consumo extra de potência por longos períodos de tempo como, por exemplo, para o veículo subir uma montanha íngreme. Neste caso, a BT possibilita obter razoável grau de compactação da fonte primária.

Em virtude da limitada capacidade da CaC e da BT em relação a variações bruscas de potência, uma fonte terciária é requerida para transferência rápida de energia.

O capacitor eletrolítico, em detrimento de sua imensa densidade de potência, não apresenta quantidade de energia compatível com a demanda do mecanismo de tração elétrica.

Deste modo, o SC permite atender a demanda máxima de potência durante o intervalo de tempo necessário para aumentar a injeção de potência da BT e da CaC, respeitando-se a taxa de variação de corrente destas fontes.

2.5 Dimensionamento dos dispositivos de suprimento

A. Demanda de potência

O dimensionamento dos dispositivos de suprimento pode ser realizado com base na estimativa de demanda de potência das diversas cargas elétricas em um VE. Tipicamente, a demanda média de potência é aproximadamente um terço da demanda máxima potência, conforme pode ser constatado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Exemplo de demanda de potência em um automóvel elétrico [5].

Carga elétrica	Potência máxima (kW)	Potência média (kW)
Mecanismo de propulsão	100	30
Compressor de ar da CaC	12	8
Suspensão ativa	12	0,36
Compressor elétrico do ar condicionado	4	1
Direção elétrica	1,5	0,1
Comando de válvula variável	3,2	1,0
Aquecedor da janela frontal	2,5	0,25

B. Ciclo de condução

O ciclo de condução é uma curva de perfil de velocidade desenvolvida por diferentes países e entidades para emular o comportamento do veículo em situações de tráfego real. Em geral, são utilizadas para avaliar o consumo de combustível e emissão de gases poluentes.

Nesta tese, o ciclo de condução é usado para estimar a curva de demanda de potência do mecanismo de tração elétrica em um veículo hipotético, cujo valor máximo é especificado para ser de 3 kW, a fim de simplificar o projeto do conversor eletrônico.

A demanda de potência do mecanismo de tração elétrica varia bastante ao longo do trajeto que o veículo percorre. A potência (P) requerida para a tração do veículo pode ser estimada a partir da expressão [1] e [44]:

$$P(t) = \left(m \cdot g \cdot \sin(\alpha) + m \cdot g \cdot f_r \cdot \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot C_D \cdot A_f \cdot v^2(t) + m \cdot \frac{dv(t)}{dt} \right) \cdot v(t), \quad (2.6)$$

em que, m é a massa total do veículo, g é a aceleração da gravidade, f_r é o coeficiente de resistência dos pneus, α é o ângulo de inclinação da pista, ρ é a densidade do ar, C_D é o coeficiente de arrasto aerodinâmico, A_f é a área frontal do veículo e v é a velocidade.

Para veículos de passeio, em pistas de concreto, o coeficiente de arrasto aerodinâmico pode ser calculado em termos da velocidade, de acordo com:

$$f_r(t) = 0,01 \cdot (1 + 0,01 \cdot v(t)). \quad (2.7)$$

Será admitido que a massa total do veículo hipotético é de 300 kg, a pista de prova não possui inclinação, o coeficiente de arrasto aerodinâmico é de 0,19, a área frontal do veículo é de 1,5 m² e a velocidade máxima alcançada é de 60 km/h. A aceleração da gravidade de 9,8 m/s² e a densidade do ar de 1,2 kg/m³.

Obviamente, que para o projeto de um veículo elétrico real a inclinação da pista não seria nula e a velocidade máxima seria maior. A empresa Honda, por exemplo, utiliza um motor elétrico de potência máxima de 80 kW na frente e dois outros de 25 kW em cada roda traseira para propulsar o Honda FCX, cuja massa é de 1670 kg e velocidade máxima de 150 km/h [2].

O ciclo de condução europeu, ECE 15, é mostrado na parte superior da Figura 2.9 [45]. Este perfil de velocidade foi planejado para representar as condições de condução, em baixas velocidades, em cidades como, por exemplo, Paris ou Roma [46].

O veículo percorre um trajeto de aproximadamente 1km, durante um intervalo de tempo de 195 segundos, com velocidade média de 18,3 km/h e velocidade máxima de 50km/h.

Na parte inferior da mesma figura é mostrado o gráfico da estimativa de demanda de potência para a tração do veículo hipotético.

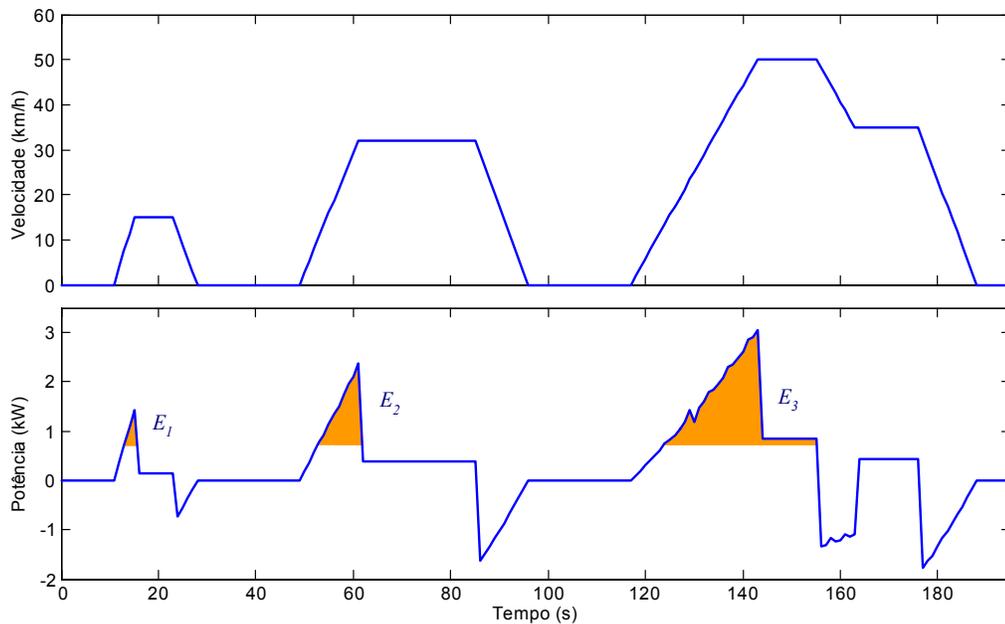


Figura 2.9: Ciclo de condução urbano europeu – ECE15.

C. Dimensionamento da célula a combustível

A célula a combustível atua como fonte primária de energia para o sistema, ou seja, é usada para fornecer a demanda média de potência requerida pela carga.

A potência média da fonte primária (P_{CaC}) deve, no mínimo, corresponder ao valor médio da potência mecânica (p) positiva requerida para a tração elétrica do veículo. Em termos analíticos, considerando o rendimento do inversor (η_{inv}), a potência requerida pelas demais cargas (P_R) e o rendimento do processo de conversão da energia da CaC (η_{CaC}), tem-se:

$$P_{CaC} = \frac{I}{\eta_{CaC}} \cdot \left[\frac{I}{\eta_{inv}} \cdot \frac{I}{T_p} \cdot \int_0^t p(t) \cdot dt + P_R \right], \quad p(t) > 0, \quad (2.8)$$

em que, T_p corresponde ao intervalo de tempo total em que a demanda de potência é positiva.

A potência média mecânica requerida, no ciclo de condução europeu (ECE-15), é de 845 W. Considerando o rendimento de 0,9 nos processos de conversão CC-CC e CC-CA, a fonte primária deverá fornecer uma potência média de aproximadamente 1 kW para a tração do VE.

Deste modo, uma CaC de 1,2 kW é suficiente para fornecer a potência média necessária para mover o veículo e acomodar as demais cargas como, por exemplo, de iluminação.

Este trabalho utiliza uma fonte CC, HP 6030 A, para emular o comportamento da CaC na região ôhmica. Do ponto de vista de robustez do sistema de controle, não é interessante considerar um estágio adicional de conversão CC-CC associado à fonte primária.

Para emular o comportamento da CaC na região ôhmica, um resistor é usado em série com a fonte. O controle de corrente do conversor eletrônico com múltiplas entradas impede variações bruscas de corrente na fonte primária, que poderiam levar a CaC a operar na região de perdas por concentração.

Em [47], para uma CaC de 500 W, do tipo PEM, composta por 48 células conectadas em série, obteve-se experimentalmente o valor de resistência interna de 0,59 Ω . No entanto, para tensões e/ou potências mais elevadas, a área do eletrodo também é alterada. Extrapolando para a aplicação em 1,2 kW, será admitido que a tensão de circuito aberto da CaC é de 150 V e o valor arbitrário de resistência interna de 2 Ω .

D. Dimensionamento da bateria

A bateria atua no sistema como uma fonte secundária de energia, ou seja, complementa a potência fornecida pela fonte primária.

A quantidade mínima de energia da BT deve corresponder à maior área sombreada do gráfico de demanda de potência, mostrada na parte inferior da Figura 2.9, considerando as perdas

no processo de conversão.

Em termos analíticos, considerando cada um dos intervalos (k) em que a potência requerida é superior à potência média (P_m), tem-se que a quantidade de energia é dada por:

$$E_k = \frac{I}{\eta_{BT} \cdot \eta_{inv}} \cdot \frac{I}{T} \cdot \int [p(t) - P_m] \cdot dt, \quad p(t) \geq P_m. \quad (2.9)$$

em que, T representa o intervalo de tempo em que a potência (p) é maior que a potência média.

Por inspeção, é possível constatar que a maior área, das regiões sombreadas, corresponde à E_3 ; cujo valor é de 2,2 kJ, ou simplesmente 0,61 Wh. Considerando que o rendimento dos conversores seja de 90 %, a bateria deverá possuir uma capacidade mínima de 0,75 Wh.

1) Especificação da bateria

A estimativa da capacidade da BT (Q_{BT}), na unidade Ah, em termos da potência requerida (P_{BT}), tensão nominal (V_{BT}) e rendimento do processo de conversão CC-CC (η_{BT}), durante um determinado intervalo de tempo (ΔT), é dada pela equação (2.10).

$$Q_{BT} = \frac{P_{BT} \cdot \Delta T}{\eta_{BT} \cdot V_{BT} \cdot 3600} \quad (2.10)$$

A conexão série de 12 unidades de BT de chumbo-ácido, de 12 volts cada, permite obter uma tensão nominal de 144 V e elevado rendimento no processo de conversão CC-CC.

Como a potência fornecida pela fonte primária é de 1,2 kW, a potência máxima da BT deverá ser de 1,8 kW, para totalizar a potência de 3 kW desejada para a construção do protótipo.

Extrapolando, para um intervalo de tempo de 10 minutos em que a BT atender sozinha a demanda de energia do veículo em baixas velocidades, a capacidade da bateria deverá ser de 2,3 Ah; o que equivale a 331,2 Wh de energia disponível.

Para aumentar a vida útil da BT, a corrente de descarga deveria ser de, no máximo, 2,3 A; que corresponde à taxa de descarga C/1, enquanto que a corrente de recarga, para a bateria de chumbo-ácido, deve ser de 20 % do valor de descarga, isto é, 0,46 A.

Embora seja evidente que correntes mais elevadas possam comprometer o desempenho da BT a serem utilizadas no protótipo, a corrente máxima de recarga da BT será de 8 A, a fim de evitar o desperdício de energia gerada pela fonte primária. E ainda, como a potência máxima da BT deve ser de 1,8 kW, a corrente máxima de descarga é de 12 A.

Cabe destacar que esta opção de não respeitar os limites da corrente de recarga da BT deve-se à necessidade de possibilitar uma avaliação mais rápida da técnica controle proposto, pois seria necessário utilizar baterias de chumbo-ácido com capacidade de 40 Ah.

2) Resistência série equivalente

A resistência interna de uma bateria varia de forma não linear com o estado de carga da BT e apresenta valores maiores para a descarga do que para a recarga da BT [48]. Com efeito, não é adequado utilizar a resistência interna para estimar a tensão em circuito aberto da bateria e a taxa de variação de corrente na recarga pode ser maior que na descarga da BT.

A resistência interna de uma bateria pode ser calculada com base em um ensaio que determina a variação de tensão e de corrente ao conectar uma carga resistiva em seus terminais, como mostrado na Figura 2.10.

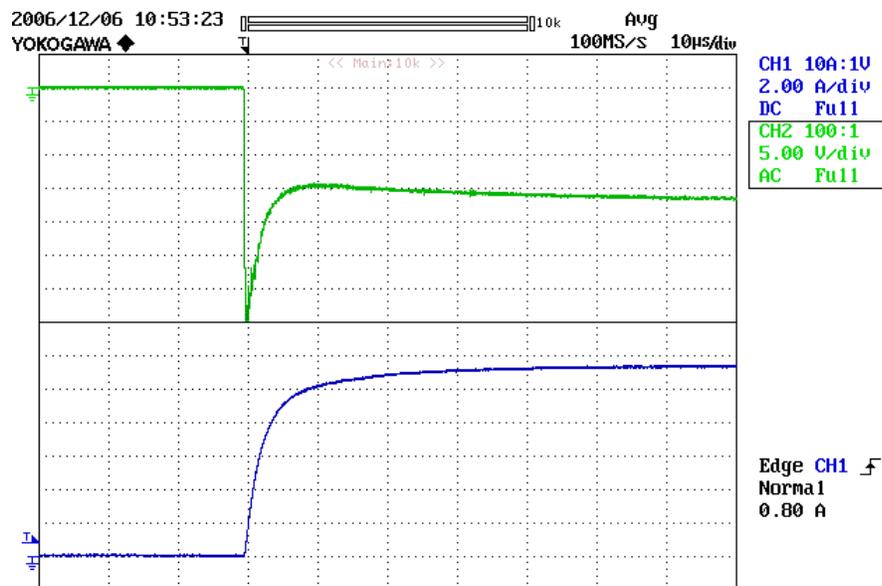


Figura 2.10: Ensaio da BT com uma carga resistiva e tensão em circuito aberto de 145,8 V: variação da tensão terminal (gráfico superior) e variação da corrente (gráfico inferior).

O ensaio foi realizado utilizando-se um conjunto formado por 12 baterias, de 12 V, conectadas em série e tensão de circuito aberto de 145,8 V, para o qual obteve-se uma variação de tensão terminal de 16,6 V e uma variação de corrente de 11,4 A. Portanto, obteve-se uma resistência interna de 1,456 Ω , para uma situação de 40 % de estado de carga da BT.

3) Estado inicial de carga da bateria

O estado de carga da bateria pode ser estimado a partir da tensão em circuito aberto que apresenta. As baterias adquiridas para a construção do protótipo são de chumbo ácido do tipo reguladas por válvula, 12 V e 2,3 Ah.

Segundo o fabricante [49], essas BT podem ser recarregadas com uma corrente máxima de 0,92 A e tensão máxima de 14,5 V por unidade. A Tabela 2.2 pode ser usada para estimar o estado de carga inicial, do conjunto formado por 12 baterias conectas em série, a partir do valor da tensão de circuito aberto. É evidente que para valores intermediários de tensão é necessário realizar uma interpolação.

Tabela 2.2: Estimativa do estado de carga da BT a partir da tensão em circuito aberto.

Capacidade	100 %	80 %	60 %	40 %	20 %
Tensão em circuito aberto	153,4 V	150,5 V	148,3 V	145,4 V	141,8 V

4) Capacitância equivalente

Para fins de simulação, a bateria pode ser modelada como um capacitor em série com um resistor, embora a medida da tensão terminal ou interna da BT apresente uma elevada imprecisão, ou seja, a tensão terminal da BT não deve ser usada diretamente como variável de controle. Ao invés disso, pode-se utilizar a informação do estado de energia, de acordo com (2.5).

A capacitância equivalente pode ser calculada a partir da capacidade da BT (Q_{BT}), em Ah, tensão nominal (V_{BT}) e tensão inicial (V_i) e final (V_f), de acordo com (2.11).

$$C_{BT} = \frac{7200 \cdot Q_{BT} \cdot V_{BT}}{|V_i^2 - V_f^2|} \quad (2.11)$$

Para uma capacidade de 2,3 Ah, tensão nominal de 144 V, tensão inicial de 153,4 V (bateria plenamente carregada) e considerando que, descarregada, a tensão é de 135 V, a capacitância equivalente da BT é de 450 F.

E. Dimensionamento do supercapacitor

1) Especificação do supercapacitor

O supercapacitor pode ser dimensionado de acordo com a pior condição transitória e constante de tempo da célula a combustível ou bateria. Isto evita que a bateria ou a célula a combustível tenha de suprir altos níveis de variação de corrente, permitindo manter a tensão do barramento CC estável.

O supercapacitor também pode ser dimensionado a partir do maior pico de potência exigida na aceleração, ou pela quantidade de potência que deverá ser absorvida durante a frenagem do veículo, quando se encontra em velocidade máxima.

Normalmente, o procedimento de frenagem regenerativa é mais rigoroso que o processo de aceleração, uma vez que capacidade de regeneração da BT é fortemente limitada e a taxa de variação de corrente na CaC e BT é lenta.

Conseqüentemente, a variação brusca de energia é, em sua maior parte, acumulada transitoriamente no SC. Admitindo que o SC acumule toda a energia cinética, convertida em eletricidade, no campo elétrico, é possível escrever [50]:

$$C_{SC} = \frac{m \cdot v_{max}^2}{|V_i^2 - V_f^2|} \quad (2.12)$$

em que, m representa a massa total e v_{max} a velocidade máxima do veículo. V_i e V_f representam a tensão inicial e final do SC.

Considerando que a massa total e que a velocidade do veículo sejam 300 kg e 50 km/h (13,89 m/s) e que a tensão inicial e final do SC sejam de 66 V e 126 V, respectivamente, a capacitância do SC deverá ser aproximadamente 5 F.

No entanto, este trabalho utiliza cinco módulos de SC de 42 V e 150 F, conectados em série, para obter maior tensão de operação e menor capacitância total, isto é, 210V e 30F. Deste modo, a tensão do SC é limitada à faixa que varia de 118 V a 126 V, a fim de manter razoável a quantidade de energia disponibilizada pelo SC.

E ainda, a corrente máxima do SC é de 14 A, a fim de evitar a danificação dos componentes utilizados na construção do conversor, no caso, do indutor. No entanto, cabe destacar que para o protótipo proposto seria interessante que a corrente máxima do SC fosse de no mínimo de 20 A, que corresponde à soma das correntes máximas da BT e da CaC.

2) Resistência série equivalente

Do ensaio do banco de supercapacitores, com tensão em circuito aberto de 109 V, obteve-se experimentalmente uma variação de tensão de 1 V a partir de uma variação de corrente de 12 A, conforme mostrado na Figura 2.11.

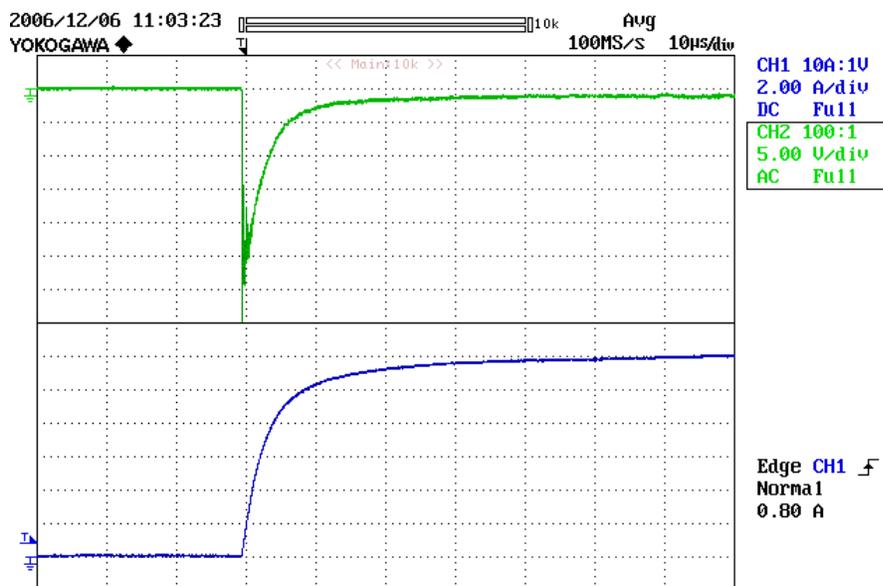


Figura 2.11: Ensaio do SC com uma carga resistiva e tensão em circuito aberto de 109 V: variação da tensão terminal (gráfico superior) e variação da corrente (gráfico inferior).

Deste modo, a resistência interna do SC é de aproximadamente 83 m Ω , incluindo a resistência elétrica dos cabos e contatos. O elevado afundamento de tensão observado durante o período transitório inicial decorre da indutância parasita do circuito elétrico.

F. Discussão

A potência do protótipo de 3 kW proposto corresponde à máxima potência de demanda do mecanismo de tração elétrica do veículo, sem considerar as perdas que ocorrem nos processos de conversão CC-CA e CC-CC e as demais cargas que poderiam ser incluídas no sistema.

É evidente que o emprego do SC permite alcançar potências de saída bem mais altas, durante curtos intervalos de tempo. No entanto, em regime permanente, a capacidade de 3 kW corresponde à soma das capacidades, em potência, da BT e da CaC.

O protótipo desenvolvido, descrito no final desta tese, faz o uso dos equipamentos disponíveis em laboratório, para poder avaliar o controle coordenado do sistema composto por três fontes de suprimento de energia.

Deste modo, houve a preocupação em compatibilizar a potência e tensão requerida pelo mecanismo de tração elétrica com a potência e a tensão dos dispositivos de suprimento.

2.6 Conclusões

A CaC e a BT são dispositivos eletroquímicos que convertem energia a partir de reações químicas em eletricidade com elevado grau de eficiência. Na CaC o combustível é fornecido continuamente por um tanque de hidrogênio, enquanto que na BT as substâncias reagentes estão armazenadas internamente.

Ambos dispositivos apresentam elevada resistência série equivalente, ou seja, valores elevados de corrente resultam em grande dissipação térmica e baixa eficiência no processo de conversão da energia química em eletricidade, podendo ocasionar fadiga térmica nos componentes dos dispositivos.

Nas CaC, valores pequenos de corrente também levam a baixa eficiência devido ao aumento relativo do consumo de potência nos seus dispositivos auxiliares [1].

Do ponto de vista econômico, a CaC deve gerar somente a demanda média de potência. O funcionamento da CaC em somente dois pontos limites da região de operação ótima permite

obter elevado rendimento com uma estrutura de ajuste do fluxo de gases mais simplificada.

Variações rápidas de corrente podem resultar na deterioração dos eletrodos da CaC e da BT, em consequência da operação transitória dos dispositivos na região de perdas de polarização por concentração. Deste modo, é interessante que a CaC funcione a maior parte do tempo no regime estacionário.

Embora não descrito claramente na literatura pesquisada, possivelmente as ondulações de corrente também podem degradar a vida útil da CaC e da BT.

Os dispositivos acumuladores de energia devem assegurar o complemento da potência requerida pela carga fornecida pela fonte primária, acumular a energia gerada em excesso e/ou obtida da frenagem regenerativa.

A estratégia para carregar uma BT é determinante para obter um razoável ciclo de vida do dispositivo, pois o efeito das violações dos seus limites de operação é acumulativo e irreversível.

Do ponto de vista dinâmico, o SC comporta-se como um capacitor eletrolítico com muito maior quantidade de energia e possibilita evitar picos de corrente na BT e na CaC. Com efeito, é possível aumentar a durabilidade destes dispositivos, melhorar o acúmulo de energia na frenagem regenerativa e aumentar o desempenho do veículo nas fases de aceleração.

A combinação das três fontes de energia pode ser feita por intermédio de um conversor com múltiplas entradas. De acordo com a topologia de conversão CC-CC selecionada, é possível realizar o controle individual de cada uma das fontes.

Um sistema supervisorio é uma solução indicada para coordenar o fluxo de energia, de modo a obter o melhor desempenho individual de cada uma das fontes e assegurar elevado nível de qualidade da energia suprida para o sistema de tração elétrica e demais cargas do veículo.

Capítulo 3

Interconexão entre as fontes de potência

3.1 Introdução

O termo hibridização é rotineiramente usado nas aplicações em VE para descrever tanto a combinação do motor de combustão interna com o motor elétrico, quanto a combinação de fontes distintas em termos de capacidade e de velocidade de transferência de energia.

A integração de diferentes fontes de energia possibilita coordenar as vantagens de cada uma fontes em detrimento das limitações que possuem. Deste modo, torna-se possível aumentar a durabilidade, a confiabilidade, a compactação e a eficiência dos dispositivos de suprimento.

Existem várias topologias propostas para combinar diferentes fontes de suprimento, em que é possível realizar o controle ativo de um ou mais fontes. Em geral, o controle independente das fontes requer maior número de componentes eletrônicos e estratégias de coordenação do fluxo de energia mais elaboradas.

Os principais desafios para a escolha da topologia do conversor eletrônico são: baixos custos de aquisição e de manutenção, elevado grau de compactação e de confiabilidade, reduzida interferência eletromagnética, pequena emissão de ruído sonoro e elevado rendimento elétrico.

Em aplicações veiculares, deve-se considerar:

- A tensão do barramento do mecanismo de tração é tipicamente elevada, em torno de 300 V, em virtude da grande demanda de potência;
- A CaC, bem como a BT, com tensão a inferior à de saída, resulta em menor resistência interna, maior compactação e possivelmente menor custo de aquisição para estes dispositivos.
- O fluxo de corrente na CaC é sempre unidirecional, enquanto no SC e na BT é bidirecional. A BT pode ser usada tanto como fonte primária (gerador de energia) ou como fonte secundária (acumulador de energia);
- A ondulação de corrente deve ser pequena, a fim de preservar a vida útil dos dispositivos eletroquímicos;
- Não é necessário o uso de conversores isolados. A isolamento galvânica é requerida em aplicações como, por exemplo, Geração Distribuída.

Um dos objetivos principais deste capítulo é fornecer os resultados de uma pesquisa sobre os possíveis arranjos entre as fontes e estruturas básicas de conversores CC-CC que possibilite realizar a interconexão entre as fontes de potência.

Fundamentado neste estudo e nas características de operação das fontes de suprimento, será definida a topologia mais apropriada para implementar o conversor eletrônico com múltiplas entradas que permita obter maior aproveitamento do potencial das fontes, elevado grau de rendimento e boa qualidade da energia suprida.

3.2 Arranjo dos dispositivos de suprimento

O efeito de picos de corrente sobre a BT e a CaC é acumulativo e nocivo. Ele pode ser associado à elevação de perdas de potência, elevação da temperatura e redução da vida útil destes dispositivos de conversão de energia química em eletricidade [43].

A solução clássica para amortecer variações bruscas da demanda de carga sobre a fonte primária de energia (CaC) é a associação desta com uma fonte de maior densidade de potência. Diversas aplicações empregam a BT como fonte de potência, apesar do comprometimento do seu desempenho ao longo do tempo.

Os módulos supercapacitores representam a tecnologia mais viável tecnicamente para proteger a fonte primária de demandas abruptas de potência, em virtude de sua elevada densidade de potência. No entanto, é necessário definir adequadamente o arranjo dos dispositivos de suprimento para obter boa alocação dos recursos disponibilizados pelas fontes.

Conectar o SC diretamente aos terminais da BT, ou da CaC, limita a exploração da ampla capacidade SC como fonte de potência [51]. Neste arranjo, o supercapacitor, em virtude da pequena resistência interna que apresenta, funcionaria simplesmente como um filtro de corrente, evitando uma acentuada queda de tensão nos terminais da BT.

Por simplicidade e melhor compreensão didática, os arranjos que se seguem utilizam a BT como fonte primária de energia e o SC como fonte de potência. Obviamente, a CaC poderia ser usada no lugar da BT, bem como o SC poderia ser substituído pela BT.

É importante destacar que o emprego de três fontes de suprimento é basicamente uma extensão dos arranjos que serão apresentados a seguir.

A. Arranjo série

Na Figura 3.1 é mostrado o arranjo em que a fonte primária está conectada em série com o supercapacitor. A vantagem desta topologia é trabalhar com módulo SC de menor tensão terminal e conversor CC-CC de menor potência que outras soluções.

O conversor é usado para carregar o SC, especialmente durante a frenagem regenerativa, ou seja, funciona exclusivamente como conversor abaixador de tensão [52]. Nesta configuração, o fluxo de corrente é limitado pelo desempenho da fonte primária (representada pela BT), que estará submetida aos picos de demanda de potência da carga.

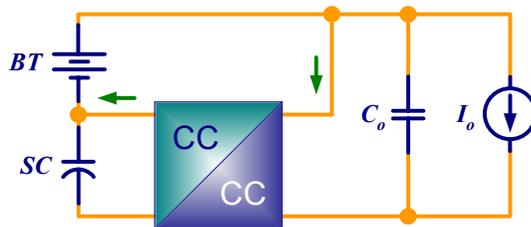


Figura 3.1: Arranjo série da conexão ativa do SC.

No entanto, embora não explorado pelos autores, um conversor CC-CC bidirecional em corrente possibilitaria aprimorar a regulação da tensão do barramento CC. Em situações de aumento brusco de demanda de corrente, o SC poderia transferir a energia mais rapidamente via conversor, o que reduziria a demanda de potência da fonte primária.

A tensão mínima do SC ficaria limitada ao desempenho do conversor, ou seja, ao seu ganho. Por outro lado, a corrente ficaria restrita à potência das chaves do conversor bidirecional, uma vez que o limite de corrente do SC é mais elevado.

B. Arranjo cascata

Na Figura 3.2 é exibido o arranjo em cascata, em que o controle do fluxo de corrente na fonte primária é ativo e o supercapacitor é posicionado diretamente no barramento CC de saída do sistema de suprimento [51].



Figura 3.2: Arranjo cascata da conexão ativa da fonte primária.

Neste arranjo, o conversor possibilita à fonte primária fornecer somente a demanda média de potência, enquanto que os picos de potência são atendidos pelo SC. A principal desvantagem é a tensão elevada a que o SC ficaria submetido.

Uma alternativa é inverter o posicionamento entre a fonte primária e o SC, conforme mostrado na Figura 3.3 [7]. O conversor CC-CC necessariamente é bidirecional em corrente, necessário para restabelecer a carga do SC.

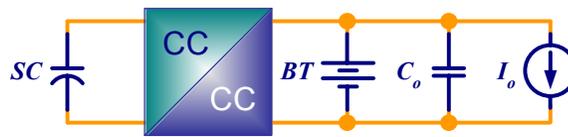


Figura 3.3: Arranjo cascata da conexão ativa do supercapacitor.

A dinâmica do SC é limitada à capacidade em corrente do conversor, ou seja, a fonte primária ainda pode estar sujeita a picos de corrente, embora de menor intensidade. Por outro lado, a tensão de saída apresenta pobre regulação, em razão da resposta mais lenta da BT.

A inclusão de mais um estágio conversor CC-CC bidirecional em corrente entre a fonte primária e a carga, como ilustrado na Figura 3.4 [53], permite aumentar o controle do sistema.

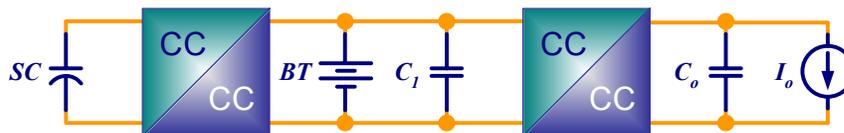


Figura 3.4: Arranjo cascata da conexão ativa do SC e da BT, localizado no ponto intermediário.

Neste arranjo, a tensão da fonte primária pode ser inferior à tensão do barramento CC. A fonte primária fica sujeita a uma menor ondulação de tensão, mas pode ser afetada por picos de potência quando a energia do SC não é adequada.

Outro arranjo, mostrado na Figura 3.5, posiciona o SC entre os dois conversores CC-CC. A fonte primária pode ser mais bem protegida de variações bruscas de demanda de potência e a tensão do SC pode excursionar em uma ampla faixa de tensão.



Figura 3.5: Arranjo cascata da conexão ativa da BT e do SC, localizado no ponto intermediário.

No entanto, neste arranjo o módulo SC deve apresentar maior tensão que a fonte primária. Observar também que o conversor próximo ao circuito de saída deve processar toda a potência requerida pelo mecanismo de tração elétrica do veículo e que a potência gerada pela fonte primária é processada duas vezes, o que pode resultar em menor rendimento.

C. Arranjo paralelo

O arranjo em paralelo das fontes de suprimento é mostrado na Figura 3.6 [54] e [55], em que a conexão é feita por intermédio de conversores CC-CC bidirecionais em corrente.

Diferentemente do arranjo em cascata, os conversores processam somente a potência de cada fonte que estão conectadas. No entanto, este arranjo requer uma estratégia de controle mais complexa para coordenar o fluxo de potência das fontes.

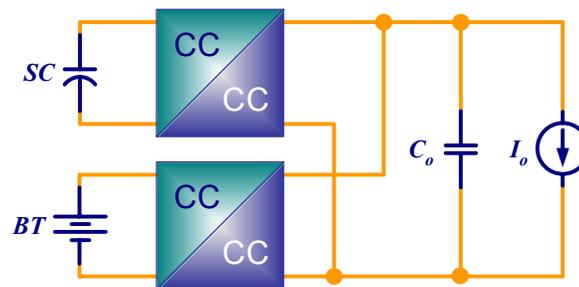


Figura 3.6: Arranjo paralelo da conexão entre as fontes de energia e de potência.

D. Outros arranjos

1) Topologia proposta por Marchesoni e Vacca

Um outro possível arranjo é mostrado na Figura 3.7, que utiliza somente três chaves para implementar o conversor CC-CC bidirecional em corrente [56] e [57]. Este arranjo permite obter uma boa regulação da tensão de saída, de acordo com a estratégia de controle.

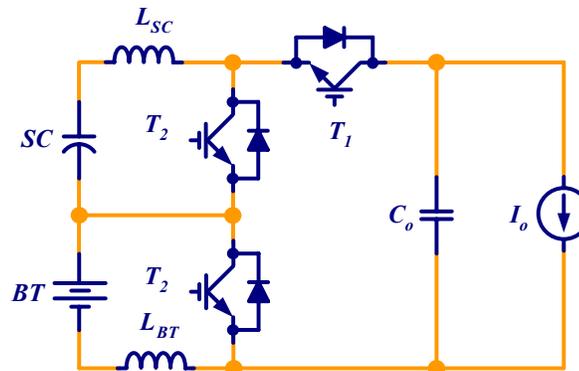


Figura 3.7: Arranjo série da conexão ativa da BT e SC.

O processo de comando das chaves é complexo. Sempre uma delas permanece bloqueada, enquanto as demais conduzem. Quando a chave T2 fica desligada, o SC transfere a corrente para a saída. Quando a chave T3 permanece desligada, a BT é quem transfere a corrente para a saída. Por fim, quando a chave T₁ permanece desligada, o capacitor C_o transfere a energia para a saída.

Uma análise mais detalhada revela que o arranjo funciona como dois conversores elevadores de tensão bidirecionais em corrente que compartilham a mesma chave do circuito de saída, em que a energia da BT e do SC é transferida em intervalos distintos do período de comutação. Segundo os autores, a CaC pode ser inserida ao barramento CC por intermédio de um conversor CC-CC unidirecional.

2) Topologia isolada

Na Figura 3.8 é apresentada uma topologia isolada que combina o arranjo paralelo com a isolamento galvânica dos dispositivos de suprimento da carga. Segundo os autores [58], a topologia é apropriada para aplicações de potência média.

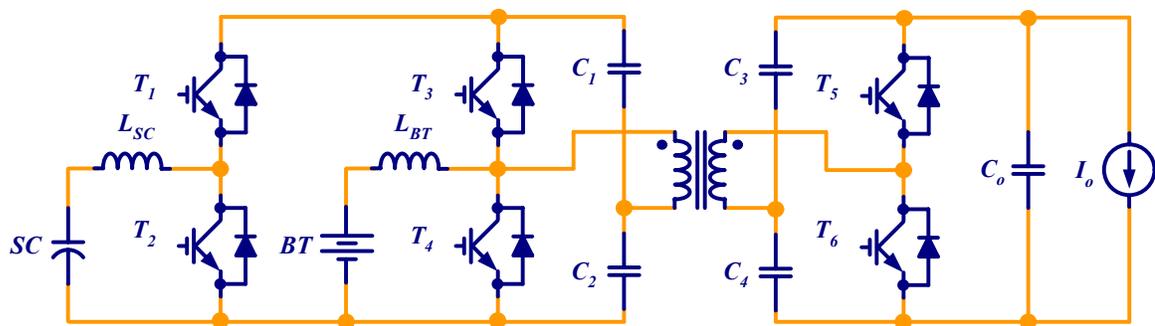


Figura 3.8: Topologia isolada da conexão ativa das fontes e carga.

A fonte de potência é conectada a um conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, enquanto que a fonte primária é conectada a um conversor elevador de tensão em meia-ponte. Ambos dispositivos de suprimento compartilham o mesmo barramento CC, enquanto a carga é conectada a um conversor em meia ponte.

A fonte primária de energia pode ser operada preferencialmente no modo de corrente, o que auxilia a diminuir a ondulação de corrente. A fonte de potência mantém a tensão do barramento CC estável, amortecendo possíveis picos de potência na carga.

O fluxo de potência entre o lado primário e secundário do transformador é controlado a partir do ângulo de deslocamento da tensão entre os dois conversores em meia ponte.

Esta topologia permite obter baixa EMI, elevada eficiência e grande ganho de tensão para integrar diferentes fontes, com uma estrutura de conversão simples, isolada e compacta.

Em [59], os autores propõem uma topologia “*interleaved*” para implementar um conversor trifásico CC-CC. Embora o número de componentes seja triplicado, as principais vantagens são: baixa ondulação de corrente, comutação suave, elevado ganho de tensão e correntes de operação mais elevada.

3.3 Estruturas básicas de conversão CC-CC

A. Não isolada e unidirecional em corrente

Do ponto de vista da operação da célula a combustível, o conversor a ela acoplado deve ser unidirecional corrente, pois não é capaz de regenerar energia.

As possíveis estruturas básicas de conversores CC-CC unidirecional que permitem elevar a tensão de saída são: elevador de tensão, elevador-abaixador de tensão, Ćuk, SEPIC e Zeta [26].

Na Figura 3.9 são mostrados os circuitos esquemáticos dos conversor elevador de tensão e do conversor abaixador-elevador de tensão e na Figura 3.10 são mostrados os circuitos esquemáticos dos conversores Ćuk, SEPIC e Zeta.

Com exceção do conversor elevador de tensão, todos os demais conversores citados apresentam característica abaixador-elevador de tensão.

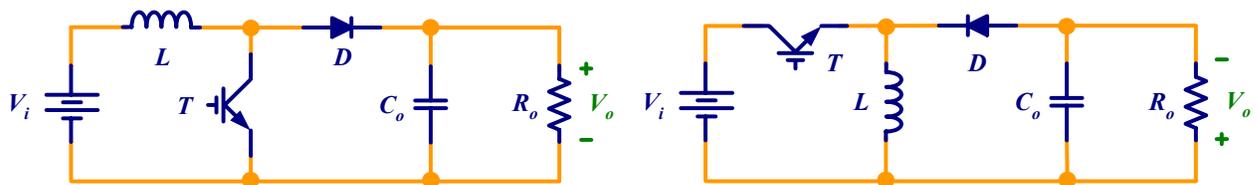


Figura 3.9: Conversores elevador de tensão (esquerda) e abaixador-elevador de tensão (direita).

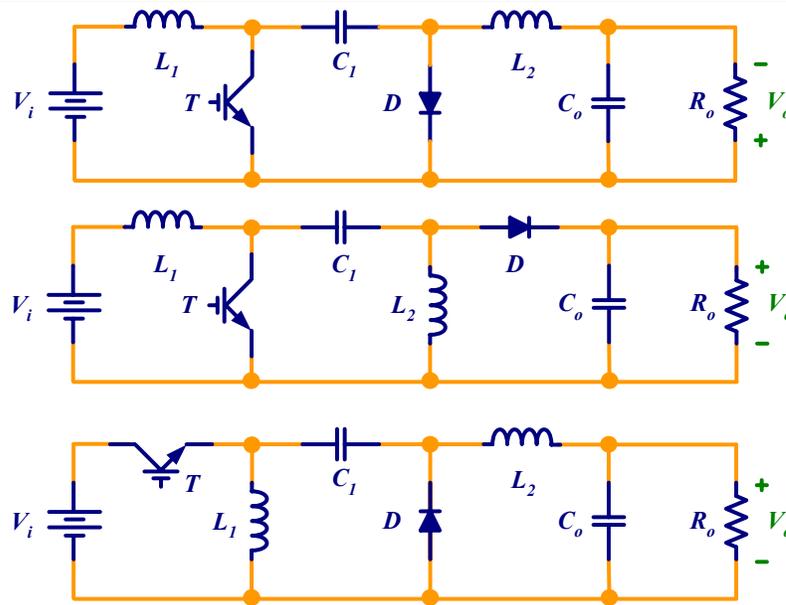


Figura 3.10: Conversores Ćuk (superior), SEPIC (meio) e Zeta (inferior).

Os conversores Zeta e abaixador-elevador de tensão não são adequados, pois apresentam corrente de entrada pulsada, ou seja, elevada ondulação de corrente. Pelo mesmo motivo, o modo de condução descontínua dos demais conversores também é descartado.

Os conversores Ćuk, SEPIC e Zeta possuem maior número de elementos passivos e comportamento dinâmico de quarta ordem, o que aumenta a complexidade de modelagem e de controle destes conversores. As chaves estão sujeitas a tensão que é a soma das tensões de entrada e de saída, assim como as correntes são a soma das correntes de entrada e de saída. Em comparação ao conversor SEPIC, o conversor Ćuk apresenta como vantagem a filtragem natural da corrente de saída, embora a tensão de saída seja invertida.

Deste modo, a solução mais apropriada para condicionar a potência gerada pela fonte primária é o conversor elevador de tensão, que tradicionalmente é empregado em sistemas comerciais de CaC.

B. Não isolada e bidirecional em corrente

Os dispositivos elétricos acumuladores de energia requerem uma estrutura de conversão CC-CC bidirecional em corrente, a fim de possibilitar a sua recarga.

As estruturas básicas não isoladas de conversão CC-CC reversíveis em corrente e/ou em tensão são tipicamente usadas no acionamento de motor de corrente contínua com excitação independente. Estes conversores são classificados de acordo com a operação nos quadrantes do plano tensão-corrente [60].

No lado esquerdo da Figura 3.11 é exibido o circuito esquemático do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente. Do outro lado, é mostrado o circuito do conversor bidirecional em corrente e em tensão (“chopper”). Uma das vantagens destes conversores é o fato do par diodo/transistor ser disponível em módulos comerciais.

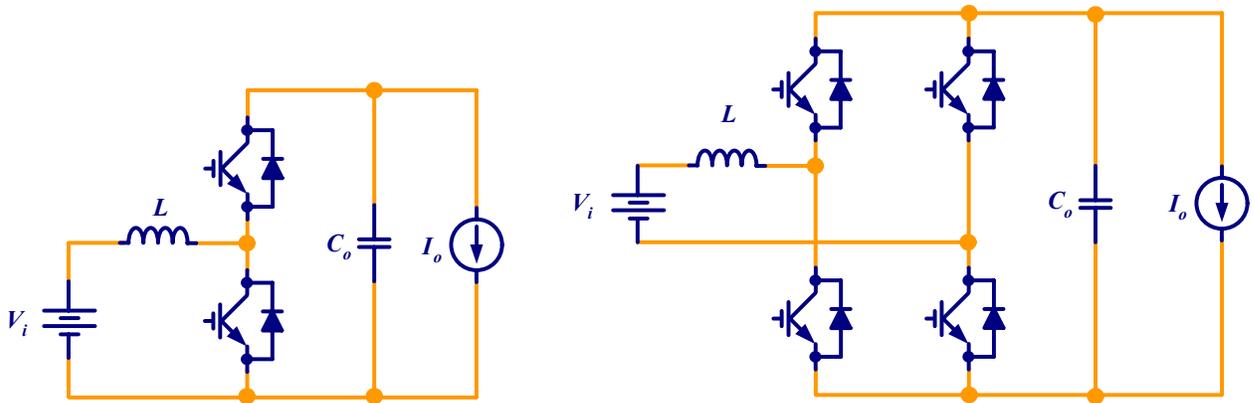


Figura 3.11: Estruturas básicas não isoladas de conversão CC-CC bidirecional em corrente.

Em termos de custo do conversor e proteção dos dispositivos acumuladores de energia, a estrutura elevadora de tensão bidirecional em corrente é mais apropriada, pois requer uma quantidade inferior de chaves e não permite a reversibilidade em tensão.

Do ponto de vista da carga, o conversor funciona no modo elevador de tensão ($V_o > V_i$), enquanto para o acumulador de energia, funciona como abaixador de tensão. A presença do indutor conectado à fonte, aliado ao funcionamento do conversor no modo de condução contínua, limita a ondulação de corrente.

Um capacitor pode ser conectado em paralelo aos terminais da fonte para minimizar a circulação de componentes de alta frequência na corrente entrada. Um filtro “T” (que consiste de um indutor adicional conectado em série entre a fonte e o capacitor) poderia resultar em uma interessante estratégia para amortecer a corrente de “inrush” de carga do capacitor [61].

C. Isolada e bidirecional em corrente

Apesar de serem mais apropriadas para aplicações em Geração Distribuída ou em fontes ininterruptas de energia (UPS), as estruturas de conversão CC-CC isoladas são particularmente interessantes para aplicações em veículos elétricos quando é necessário obter elevado ganho de tensão. E ainda, apresentam proteção natural contra curto-circuito e flexibilidade para combinar diversos níveis de tensão de diferentes fontes de energia.

Na Figura 3.12 são apresentados circuitos de estruturas isoladas de conversores CC-CC [4]. Posicionado na parte esquerda, tem-se o conversor em ponte completa (“full-bridge”), na parte central, o conversor em meia-ponte (“half-bridge”) e na parte direita, o conversor elevador de tensão em meia-ponte (“boost-half-bridge”).

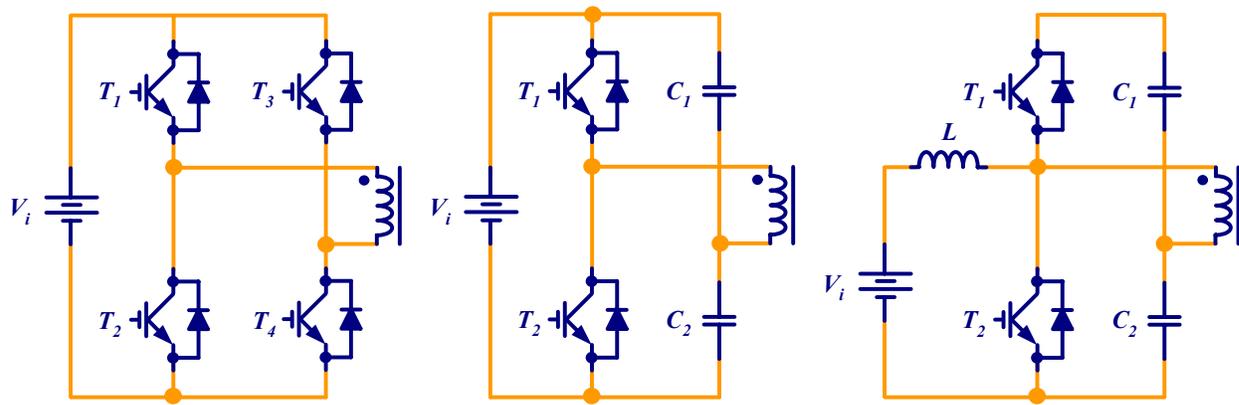


Figura 3.12: Estruturas básicas isoladas de conversão CC-CC bidirecional em corrente.

As duas primeiras estruturas apresentam elevada ondulação de corrente. Com efeito, não são adequadas para serem conectadas junto à fonte de energia. Por outro lado, são geralmente usadas no lado secundário do transformador, junto à carga.

A configuração do conversor elevador de tensão em meia-ponte combina a topologia do conversor elevador de tensão com a topologia em meia-ponte. As principais vantagens desta topologia são: isolamento galvânica, possibilidade de comutação suave sem adição extra de circuitos ressonantes ou circuitos grampeadores de tensão, grande ganho de tensão e pequena ondulação de corrente [62].

O par de capacitores (C_1 e C_2), funciona como filtro da tensão de saída da topologia elevador de tensão e divisor capacitivo da topologia em meia-ponte. O fluxo de potência desses conversores é controlado pelo ajuste do ângulo de deslocamento das formas de onda quadrada de tensão dos transformadores.

D. “Interleaved”

Para aplicações de potência elevada, é necessário considerar as dificuldades para construir os elementos magnéticos. A solução usual utiliza estratégias de conversão “interleaved”, que possibilitam trabalhar com fontes com correntes elevadas e reduzir o dimensionamento dos elementos passivos que funcionam como filtros [59].

A Figura 3.13 mostra o circuito esquemático da estrutura trifásica de conversão “interleaved” do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente [63]. A corrente dos indutores são entrelaçadas (“interleaved”) através de um deslocamento de fase (120° , neste caso) dos sinais de comandos das chaves. É evidente que esta solução se aplica as estruturas de conversão isoladas também, como em [59].

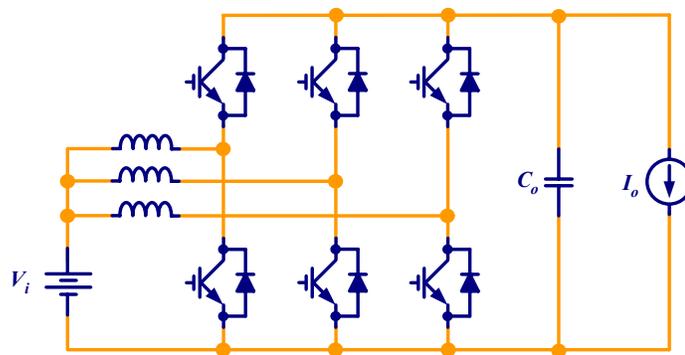


Figura 3.13: Estrutura trifásica de conversão “interleaved” do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.

3.4 Conversor eletrônico com múltiplas entradas

A. Introdução

Em uma topologia com as três fontes de suprimento (célula a combustível, bateria e supercapacitor) é possível construir uma família de conversores com múltiplas entradas [64] - [67], a partir dos arranjos e estruturas básicas de conversores descritos previamente, que possibilitem boa alocação dos recursos disponíveis, respeitando as limitações dos dispositivos de suprimento.

Admitindo que as tensões de operação das três fontes não sejam muito diferentes, o arranjo paralelo figura como a melhor opção para implementar um conversor com as 3 entradas. E ainda, considerando a elevada demanda de potência do mecanismo de tração elétrica do veículo, que pode alcançar a faixa de centenas de kW, as topologias isoladas são pouco atrativas.

Deste modo, a estrutura escolhida para implementar o circuito do conversor eletrônico com múltiplas entradas, denominado de MIPEC (do inglês, “*Multiple-Input Power Electronic Converter*”), mostrado na Figura 3.14, combina o arranjo paralelo (Figura 3.6) com a topologia do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente (Figura 3.11).

A topologia é composta basicamente por três conversores elevadores bidirecionais em corrente, que compartilham o mesmo capacitor de saída. No entanto, o transistor S_2 nunca é ligado, pois o fluxo de corrente na CaC é unidirecional, ou seja, o subconversor da CaC funciona somente como elevador de tensão.

Um filtro capacitivo é adicionado em paralelo com cada uma das fontes a fim de reduzir a ondulação de corrente na fonte. No caso do capacitor de entrada C_{iSC} , ele poderia ser excluído do circuito se sua resistência série equivalente for maior que a do SC. No entanto, a manutenção deste capacitor pode ser interessante para reduzir a EMI nos condutores que transportam a corrente do módulo SC.

No circuito de saída, o motor elétrico é modelado como uma fonte de corrente, enquanto que alguns outros dispositivos, como os de iluminação, podem ser modelados como um resistor.

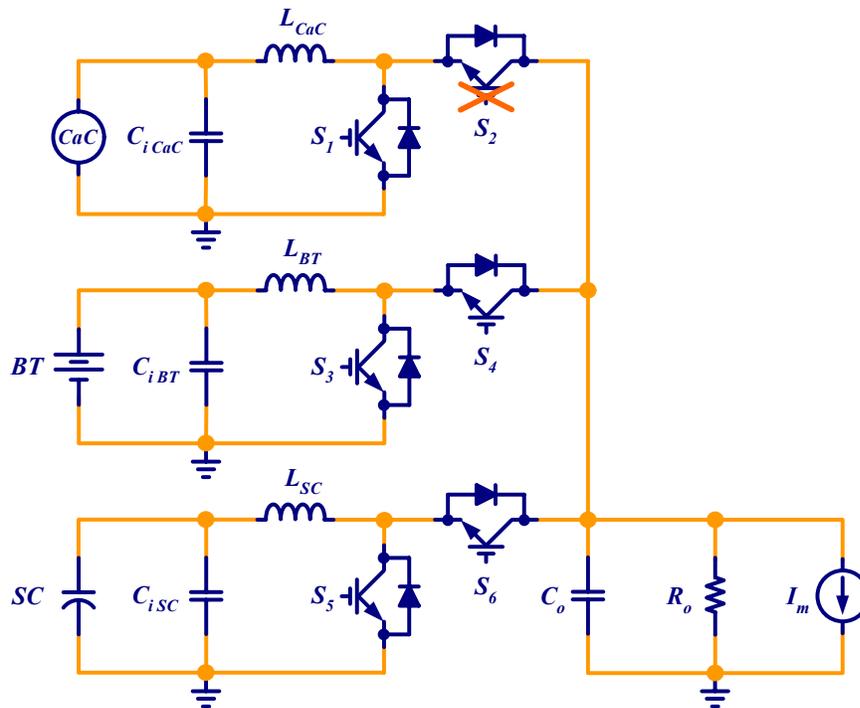


Figura 3.14: Conversor eletrônico com múltiplas entradas.

Algumas das vantagens do arranjo paralelo para implementar o MIPEC são: a falha de uma das entradas não bloqueia a tração elétrica; a possibilidade de usar módulos inversores disponíveis no mercado para construir o MIPEC; os subconversores processam somente parte da potência demandada; possibilidade de arranjos “interleaved”.

As desvantagens são: é necessário algum tipo de limitação da corrente “inrush” para o processo de carga dos capacitores de entrada e de saída; a diferença entre as tensões de entrada e de saída não pode ser muito grande, para não comprometer o rendimento dos conversores; caso seja empregado um módulo trifásico, um dos transistores fica sem uso.

B. Princípio de funcionamento

A potência média requerida pela carga é suprida pela CaC, via controle de corrente do subconversor da CaC. A corrente de saída do subconversor da BT complementa a corrente requerida pela carga em relação à suprida pela CaC. O subconversor do SC mantém a tensão do barramento de saída estável e protege as demais fontes de picos de potência.

A corrente de saída do MIPEC é composta pela soma da contribuição individual da corrente de saída de cada um dos subconvertores. As correntes fornecidas pela BT e CaC apresentam uma taxa de variação limitada pelo controle, enquanto que o conversor do SC transfere energia rapidamente que as demais fontes.

Durante a desaceleração do veículo, a energia é regenerada via dispositivos acumuladores de energia. Neste caso, a soma potência gerada pela CaC e pelo motor elétrico, que funciona como um gerador, corresponde a potência absorvida pela BT e pelo SC.

O comando das chaves de cada conversor, dentro do período de acionamento de MLP (Modulação por Largura de Pulso), ocorre de maneira complementar. Este procedimento impõe uma inversão suave do sentido da corrente, sem haver qualquer descontinuidade, o que garante a operação no modo de condução contínua.

3.5 Conclusões

O conversor elevador de tensão bidirecional em corrente e o conversor elevador de tensão em meia ponte são as principais topologias para construir o conversor eletrônico com múltiplas entradas. No caso da CaC, o conversor elevador de tensão é mais apropriado para implementar estruturas não-isoladas.

As dificuldades construtivas associadas ao transformador de alta frequência limitam expressivamente a faixa de potência de operação dos conversores isolados. Os indutores também apresentam algumas dificuldades construtivas, embora com menor complexidade que o transformador. Neste caso, a utilização de estruturas de conversão “*interleaved*” é uma excelente opção para trabalhar com potências mais elevadas, tanto isoladas, quanto não-isoladas.

O arranjo paralelo das fontes no MIPEC possibilita obter boa alocação dos recursos disponibilizados, elevado rendimento e maior confiabilidade do sistema de suprimento. Cada subconversor processa somente parte da demanda total de potência. E ainda, em caso de falha de uma das fontes, ou do subconversor, haverá duas outras entradas que possibilitam movimentar o veículo até um local seguro para sua manutenção.

A tensão de saída do MIPEC escolhido (Figura 3.14) mais elevada em relação às tensões de entrada, permite desacoplar os circuitos, isto é, cada subconversor da topologia MIPEC escolhida pode ser analisado como um conversor elevador de tensão bidirecional em corrente independente. No caso do circuito da célula a combustível, o subconversor é analisado simplesmente como um conversor elevador de tensão. Obviamente, a corrente total de saída do MIPEC corresponde à superposição da contribuição individual de cada conversor analisado isoladamente.

Capítulo 4

Análise e controle dos subconversores do MIPEC

4.1 Introdução

Este capítulo dedica-se a uma análise detalhada do modelo dos comportamentos estático e dinâmico, do dimensionamento e do controle dos subconversores que implementam o Conversor Eletrônico com Múltiplas Entradas definido na seção 3.4 (Figura 3.14).

O conversor elevador de tensão unidirecional em corrente e o conversor elevador de tensão bidirecional em corrente apresentam comportamento dinâmico, no regime da frequência, idêntico. Isto é, a função de transferência é a mesma. No entanto, o comportamento transitório é diferente, pois a corrente no indutor da estrutura unidirecional nunca se inverte.

Um efeito que se deseja constatar é a influência das perdas nos elementos passivos do circuito sobre o projeto dos controladores. E ainda, ponderar os possíveis benefícios em se utilizar a corrente no indutor, ao invés da corrente na fonte, como variável de controle.

A metodologia de projeto dos controladores do conversor, bem como sua implementação digital com saturação dinâmica, também são discutidas. No final deste capítulo, resultados experimentais do controle da tensão de saída utilizando o supercapacitor são apresentados.

4.2 Conversor elevador de tensão bidirecional em corrente

A. Definição das variáveis de estado

O modelo ideal do circuito do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente é mostrado na Figura 4.1. Durante a tração do motor elétrico (representado pela fonte de corrente I_m), a corrente no indutor circula da fonte (V_i) em sentido a saída (V_o). Na frenagem regenerativa, o motor atua como gerador e a corrente da carga flui no sentido contrário. Pelo controle da razão cíclica, é possível inverter o sentido da corrente no indutor, sem descontinuidade.

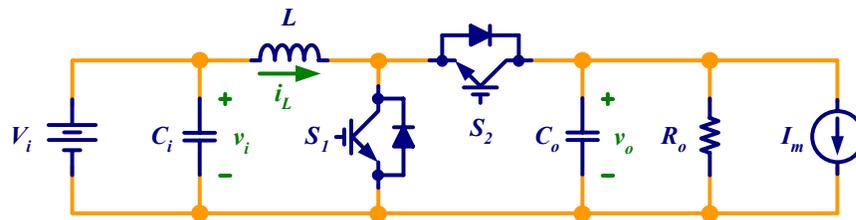


Figura 4.1: Modelo ideal do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.

Para fins de avaliação do amortecimento produzido sobre os comportamentos dinâmico e estático do conversor, são incluídas as resistências série equivalente de cada um dos componentes passivos e da fonte de tensão, conforme mostrado na Figura 4.2. As perdas nas chaves estão fora do escopo deste estudo, pois não contribuem no amortecimento do sistema.

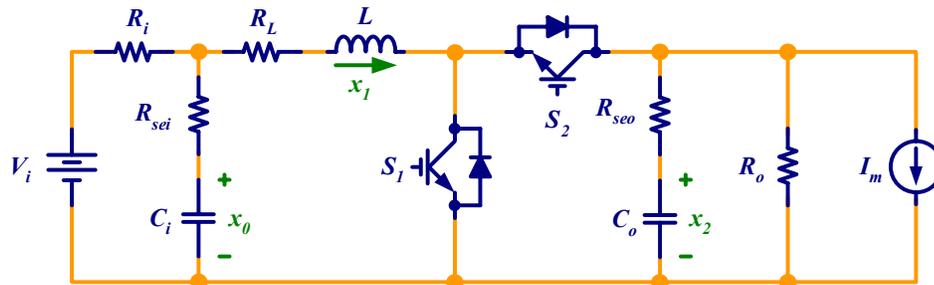


Figura 4.2: Modelo com perdas do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.

As tensões nos capacitores de entrada (v_{Ci}) e de saída (v_{Co}) e a corrente no indutor (i_L) são as variáveis de estado do circuito. A tensão da fonte de entrada (V_i) e a corrente fonte de saída (I_m), compõem as variáveis de entrada da equação de estado. As correntes de entrada e no indutor

e a tensão de saída são as variáveis de saída. Deste modo,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Ci} \\ i_L \\ v_{Co} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \\ I_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_i \\ i_L \\ v_{Co} \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Existem basicamente dois métodos amplamente consolidados na literatura para modelar os conversores CC/CC em regime dinâmico, a saber: linearização em torno de um ponto de operação e o modelo da chave MLP (ou PWM, do inglês “Pulse Width Modulation”).

Este trabalho adota a linearização em torno de um ponto de operação, considerando somente o modo de condução contínua do conversor. O método da chave MLP conduz aos mesmos resultados, via solução de circuitos elétricos equivalentes.

B. Linearização do estágio de potência

O objetivo deste estudo é obter uma função de transferência para pequenos sinais, $\tilde{y}(s)/\tilde{d}(s)$, que relacione o efeito de pequenas perturbações na variável de saída y , $\tilde{y}(s)$, em decorrência de pequenas perturbações na razão cíclica d , $\tilde{d}(s)$, em torno de um dos valores, Y e δ , de operação em regime permanente [16] e [68].

1) Descrição em variáveis de estado para cada estado do circuito

Durante o primeiro intervalo de tempo de comutação, as equações de estado decorrem da análise do circuito linear resultante da condução da chave S_1 do conversor. Durante o segundo e último intervalo de tempo, as equações de estado decorrem da análise do circuito linear resultante da não condução da chave S_1 do conversor. Lembrar que o estado da chave S_2 é complementar ao estado da chave S_1 .

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \cdot \dot{\mathbf{x}} \end{cases} \quad \text{durante o intervalo } d \cdot \tau_{MLP}, \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D}_2 \cdot \dot{\mathbf{x}} \end{cases} \quad \text{durante o intervalo } (1-d) \cdot \tau_{MLP},$$

em que, A_1 e A_2 são as matrizes de estado e B_1 e B_2 são as matrizes das entradas, C_1 e C_2 são matrizes que relacionam as variáveis de estado com a saída, D_1 e D_2 são matrizes que contabilizam a contribuição da derivada das variáveis de estado em relação à saída, d representa a razão cíclica e τ_{MLP} o período de comutação do conversor.

Observar que a variável de saída (y) depende também da derivada das variáveis de estado. Este é um artifício usado para simplificar os cálculos. Nada impede que sejam usadas as variáveis de entrada em lugar das derivadas das variáveis de estado. No entanto, toda a formulação desenvolvida a seguir precisará ser revista.

2) Ponderação da descrição das variáveis de estado usando a razão cíclica

Para produzir uma descrição média do circuito em um período de comutação fixo (τ_{MLP}), as equações em (4.2) são ponderadas em relação ao intervalo de tempo que descrevem, ou seja,

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{x} + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{x} + [D_1 \cdot d + D_2 \cdot (1-d)] \cdot \dot{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (4.3)$$

3) Introdução de pequenas perturbações e separação de componentes CA e CC

As variáveis de estado, de saída e a razão cíclica são decompostas em pequenas perturbações CA, representadas por letras minúsculas grafadas pelo caractere “~”, adicionadas a valores CC de regime permanente, representadas por letras maiúsculas, ou seja,

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \\ d &= \delta + \tilde{d} \end{aligned} \quad (4.4)$$

A perturbação do sinal de entrada é desprezado, pois o objetivo deste estudo é obter a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho à variável de saída, ou seja, $u = U$. E ainda, é possível escrever que:

$$\dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = 0 + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \quad (4.5)$$

Deste modo, substituindo (4.4) e (4.5) em (4.3) é possível mostrar que a variável de saída é dada por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A \cdot X + B \cdot U + A \cdot \tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} + Y = C \cdot X + C \cdot \tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X] \cdot \tilde{d} + D \cdot \dot{\tilde{x}} + (D_1 - D_2) \cdot \tilde{d} \cdot \dot{\tilde{x}} \end{cases} \quad (4.6)$$

em que,

$$\begin{aligned} A &= A_1 \cdot \delta + A_2 \cdot (1 - \delta) & B &= B_1 \cdot \delta + B_2 \cdot (1 - \delta) \\ C &= C_1 \cdot \delta + C_2 \cdot (1 - \delta) & D &= D_1 \cdot \delta + D_2 \cdot (1 - \delta) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Admitindo que as perturbações são suficientemente pequenas em relação aos valores de regime, os termos contendo produtos cruzados de perturbações são desprezados. No entanto, o produto da perturbação pela derivada de uma outra perturbação pode não ser desprezível.

Substituindo a expressão da derivada da equação de estado no último termo da expressão da perturbação da variável de saída, fica evidente que este termo pode ser desprezado. Assim,

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A \cdot X + B \cdot U + A \cdot \tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} + Y = C \cdot X + C \cdot \tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X] \cdot \tilde{d} + D \cdot \dot{\tilde{x}} \end{cases} \quad (4.8)$$

é uma boa aproximação para o modelo dado por (4.6) e (4.7).

Em regime permanente, os termos variantes no tempo são nulos, ou seja,

$$\begin{cases} A \cdot X + B \cdot U = 0 \\ Y = C \cdot X \end{cases} \quad \text{ou seja,} \quad \begin{cases} X = -A^{-1} \cdot B \cdot U \\ Y = -C \cdot A^{-1} \cdot B \cdot U \end{cases} \quad (4.9)$$

Deste modo, é possível escrever:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} = C \cdot \tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X] \cdot \tilde{d} + D \cdot \dot{\tilde{x}} \end{cases} \quad (4.10)$$

4) Transformação das equações de estado para o domínio da frequência

Aplicando a transformada de Laplace às equações em (4.10), tem-se :

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) \cdot (s \cdot I - A) = [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d}(s) \\ \tilde{y}(s) = (C + DA) \cdot \tilde{x}(s) + \{(C_1 - C_2) \cdot X + D \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U]\} \cdot \tilde{d}(s) \end{cases} \quad (4.11)$$

Assim, tem-se finalmente a função de transferência para pequenos sinais do modelo linearizado do conversor que relaciona a pequena perturbação na saída produzida por uma pequena perturbação na razão cíclica, dada por:

$$\mathbf{G}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{\mathbf{d}}(s)} = \begin{cases} (\mathbf{C} + \mathbf{DA}) \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] + \\ + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{D} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] \end{cases} \quad (4.12)$$

C. Equações do comportamento estático

Este item dedica-se a obter as equações do comportamento estático do conversor, incluindo ou não as perdas ôhmicas nos elementos passivos. Do ponto de vista do controle do conversor, o presente estudo permite descobrir o valor máximo de razão cíclica que garante o seu funcionamento dentro de sua região estável.

1) Modelo sem perdas

As formas de onda mostradas na Figura 4.3 correspondem ao funcionamento do circuito sem perdas do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, mostrado na Figura 4.1, no modo de condução contínua.

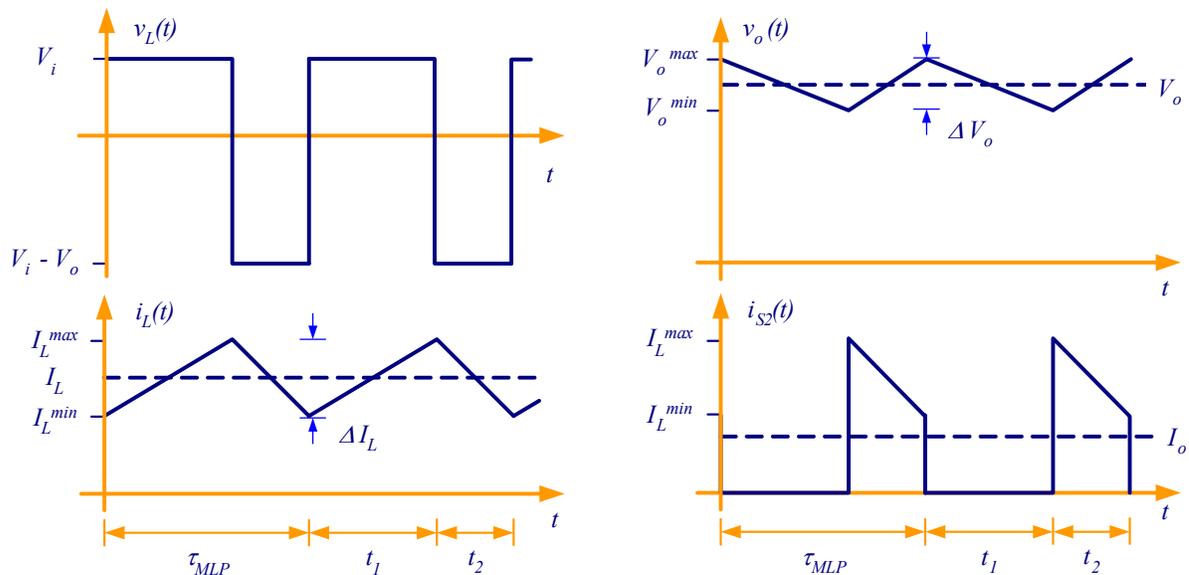


Figura 4.3: Formas de onda do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente: tensão no indutor (v_L), corrente no indutor (i_L), tensão de saída (v_o) e corrente chave S_2 (i_{S2}).

Nesta análise, será admitido que a resistência do indutor é pequena e o capacitor de saída é suficientemente grande, de modo a assumir que a corrente no indutor (i_L) varia linearmente ao longo do tempo e que a tensão de saída é constante (v_o), ou seja, a ondulação da tensão de saída (ΔV_o) pode ser desprezada.

A corrente média no indutor (I_L) do circuito dos dispositivos acumuladores de energia é positiva desde que a demanda de carga seja maior ou igual à potência fornecida pelas fontes.

Em regime permanente, a tensão média na indutância, supondo resistência série nula, durante o período de comutação (τ_{MLP}) da chave é nula, isto é,

$$\int_0^{\tau_{MLP}} v_L(t) \cdot dt = \int_0^{t_1} v_L(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} v_L(t) \cdot dt = 0. \quad (4.13)$$

Durante o intervalo de tempo t_1 o indutor fica submetido à tensão da fonte (V_i), enquanto que durante o segundo intervalo de tempo (t_2), que corresponde ao intervalo $\tau_{MLP} - t_1$, o indutor fica submetido à diferença de potencial entre a tensão de entrada (V_i) e a tensão de saída, ou seja,

$$V_i \cdot t_1 + (V_i - V_o) \cdot (\tau_{MLP} - t_1) = 0. \quad (4.14)$$

Dividindo ambos os membros da equação (4.14) pelo período de comutação (τ_{MLP}), obtém-se a equação da relação de transferência estática (M_i), ou simplesmente ganho estático.

$$M_i(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I}{I - \delta}. \quad (4.15)$$

em que δ representa a razão cíclica (ou ciclo de trabalho) do conversor, isto é, a fração do período em que a chave S_1 permanece ligada, isto é,

$$\delta = \frac{t_1}{\tau_{MLP}}. \quad (4.16)$$

Admitindo que as perdas no conversor são nulas, isto é, a potência de entrada é igual a de saída, a corrente média no indutor é dada pela equação (4.17).

$$I_L(\delta) = \frac{I_o}{1 - \delta} = \frac{V_o + R_o \cdot I_m}{R_o \cdot (1 - \delta)}. \quad (4.17)$$

2) Modelo com perdas ôhmicas

O estudo do modelo do conversor incluindo perdas ôhmicas nos elementos passivos e fonte primária, mostrado na Figura 4.2, será realizado com base nas equações de estado em regime permanente (4.9).

Sejam X_0 , X_1 e X_2 as componentes em regime permanente das variáveis de estado: tensão média no capacitor de entrada (V_{Ci}), corrente média no indutor (I_L) e tensão média no capacitor de saída (V_{Co}), respectivamente. Deste modo,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ci} \\ I_L \\ V_{Co} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Sejam ainda,

$$\begin{aligned} k_i &= \frac{R_i}{R_i + R_{sei}}, & k_o &= \frac{R_o}{R_o + R_{seo}}, \\ \tau_i &= (R_i + R_{sei}) \cdot C_i, & \tau_o &= (R_o + R_{seo}) \cdot C_o, \\ R_x(\delta) &= R_L + R_i + R_{seo} \cdot \delta \cdot (1 - \delta), \\ R_{eq}(\delta) &= R_L + R_i + k_o \cdot [R_{seo} \cdot (1 - \delta) + R_o \cdot (1 - \delta)^2]. \end{aligned} \quad (4.19)$$

O desenvolvimento das equações a seguir é resultado do procedimento da linearização do estágio de potência do conversor, que será devidamente explorado no item E desta seção.

É possível mostrar que as perdas ôhmicas não alteram a expressão da corrente no indutor, dada por (4.17), embora o rendimento seja inferior ao unitário.

A nova relação de transferência estática do conversor é dada pela equação (4.20).

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_o \cdot (1 - \delta) \cdot V_o}{R_{eq}(\delta) \cdot V_o + R_x(\delta) \cdot R_o \cdot I_m}. \quad (4.20)$$

Portanto, o rendimento (η) do conversor pode ser dado por (4.21).

$$\eta(\delta) = \frac{P_o}{P_i} = M(\delta) \cdot \frac{I_o}{I_L(\delta)} = M(\delta) \cdot (1 - \delta) = \frac{R_o \cdot (1 - \delta)^2 \cdot V_o}{R_{eq}(\delta) \cdot V_o + R_x(\delta) \cdot R_o \cdot I_m}, \quad (4.21)$$

em que:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} + I_m = I_L(\delta) \cdot (1 - \delta). \quad (4.22)$$

A razão cíclica em que se obtém máxima relação de transferência estática corresponde ao ponto de derivada nula da relação de transferência estática, da equação (4.20), em relação a razão cíclica. Deste procedimento tem-se o limite máximo de razão cíclica (δ_{max}) que deve ser imposto ao comando das chaves do conversor para que seja possível garantir operação segura do controle na região estável. Deste modo,

$$\delta_{max} = 1 - \sqrt{\frac{(R_L + R_i) \cdot (V_o + R_o \cdot I_m)}{k_o \cdot R_o \cdot (V_o - R_{seo} \cdot I_m)}}. \quad (4.23)$$

Reescrevendo a equação (4.20) em função da relação de transferência estática, obtém-se:

$$\alpha_0(M) + \alpha_1(M) \cdot \delta + \alpha_2(M) \cdot \delta^2 = 0, \quad (4.24)$$

em que:

$$\begin{cases} \alpha_0(M) = M \cdot (R_i + R_L) \cdot (V_o + R_o \cdot I_m) \\ \alpha_1(M) = M \cdot k_o \cdot R_{seo} \cdot (V_o + R_o \cdot I_m) - R_o \cdot V_o \\ \alpha_2(M) = M \cdot k_o \cdot R_o \cdot (V_o - R_{seo} \cdot I_m) \end{cases} \quad (4.25)$$

Resolvendo a equação (4.24), a única solução factível é dada por:

$$\delta(M) = 1 + \frac{\alpha_1(M)}{2 \cdot \alpha_2(M)} - \sqrt{\left(\frac{\alpha_1(M)}{2 \cdot \alpha_2(M)} \right)^2 - \frac{\alpha_0(M)}{\alpha_2(M)}}. \quad (4.26)$$

em que $\delta(M)$ representa o valor necessário de razão cíclica para obter um determinado valor de ganho estático (M) da tensão.

D. Projeto dos elementos do conversor

Os capacitores e indutores presentes no circuito apresentam uma função de filtragem. Deste modo, as equações para calcular os seus valores são dadas em função da ondulação de corrente, ou de tensão, que o conversor deverá possuir quando a demanda de potência é máxima.

1) Projeto do indutor

Em termos da ondulação relativa de corrente (β_i), que deve ser a menor possível, da frequência de comutação (f_{MLP}) e potência de saída (P_o), o indutor pode ser calculado por:

$$L(\delta) = \frac{V_o}{\beta_i \cdot I_o \cdot f_{mlp}} \cdot \delta \cdot (1 - \delta)^2, \quad (4.27)$$

em que, β_i é obtida a partir da ondulação de corrente no indutor (ΔI_L), dada por:

$$\beta_i = \frac{\Delta I_L(\delta)}{I_L(\delta)}. \quad (4.28)$$

2) Projeto do capacitor de saída

O capacitor deve ser dimensionado, para a situação de máxima razão cíclica e corrente de saída, de maneira a limitar a ondulação da tensão de saída (ΔV_o). No entanto, quanto menor a ondulação da tensão de saída, maior deverá ser a capacitância de saída.

Assumindo que o capacitor de saída é suficientemente grande, a tensão de saída varia linearmente com o tempo e, a partir da relação entre tensão e corrente em um capacitor, tem-se:

$$C_{o,min} = \frac{I_o}{\Delta V_o \cdot f_{mlp}} \cdot \delta. \quad (4.29)$$

Em termos do tempo de atraso (t_d) para que a fonte, no caso o supercapacitor, consiga atender a demanda de carga, tem-se:

$$C_o = \frac{2 \cdot I_o \cdot t_d}{\Delta V_o}. \quad (4.30)$$

Por outro lado, a resistência série equivalente do capacitor de saída (R_{seo}) deve ser mínima de modo a limitar a ondulação de tensão proveniente da corrente descontínua no diodo, isto é,

$$R_{seo} < \frac{\Delta V_o}{\frac{I_o}{1-\delta} + \frac{\Delta I_L(\delta)}{2}}. \quad (4.31)$$

3) Projeto do Capacitor de Entrada

O capacitor de entrada possui uma função bem específica que é limitar a ondulação da corrente de entrada, isto é, reduzir a ondulação de corrente da fonte de alimentação do circuito.

A primeira restrição a ser satisfeita é que a resistência série equivalente do capacitor de entrada (R_{sei}) deve ser inferior à resistência interna da fonte de alimentação (R_i), ou seja,

$$R_{sei} < R_i. \quad (4.32)$$

Satisfeita a condição acima, a impedância do capacitor de entrada deve ser menor que a impedância da fonte a que esta associada para que a corrente de entrada seja efetivamente filtrada, ou seja,

$$C_{i,min} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot f_{mlp} \cdot \sqrt{R_i^2 - R_{sei}^2}}. \quad (4.33)$$

4) Especificação do par transistor e diodo

A corrente máxima na chave corresponde à máxima corrente no indutor, ou seja,

$$I_{L,max}(\delta) = I_L(\delta) + \frac{\Delta I_L(\delta)}{2}, \quad (4.34)$$

em que,

$$\Delta I_L(\delta) = \frac{V_o}{L \cdot f_{mlp}} \cdot \delta \cdot (1 - \delta). \quad (4.35)$$

Uma vez que, teoricamente, o SC pode ficar plenamente descarregado, as chaves do módulo conversor devem suportar a tensão máxima de saída.

E. Equações do comportamento dinâmico para pequenos sinais

De acordo com o procedimento desenvolvido para análise do comportamento dinâmico do conversor adotado no item B desta seção, o objetivo deste item é obter as equações analíticas dos modelos do conversor com perdas ôhmicas, sem capacitor de entrada e ideal.

1) Modelo com perdas ôhmicas

O primeiro passo é obter as equações correspondentes a cada um dos estados das chaves, considerando o período de comutação fixo, ou seja, deseja-se obter as equações de estado expressas em (4.2). Durante o primeiro intervalo de tempo, a chave S_1 conduz, enquanto a chave S_2 está bloqueada. Do circuito conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, considerando as perdas ôhmicas, mostrado na Figura 4.2, obtém-se o circuito equivalente mostrado na Figura 4.4 para o primeiro intervalo de tempo.

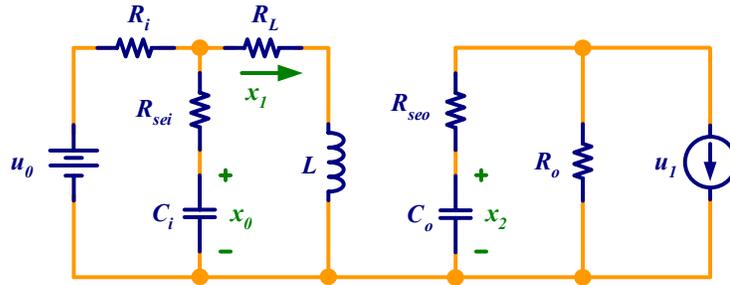
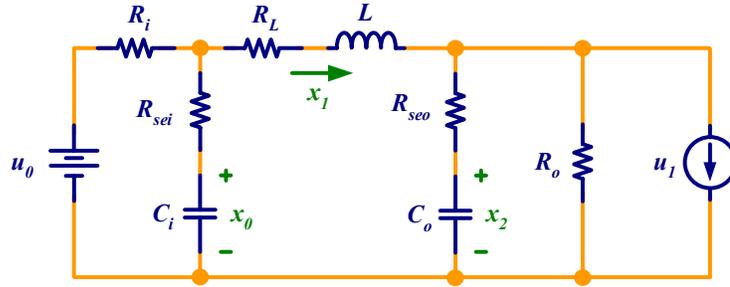


Figura 4.4: Circuito equivalente do conversor durante a condução da chave S_1 .

A partir das equações de estado do circuito mostrado, é possível obter as matrizes de estado (A_1) e de entrada (B_1), válidas para o primeiro intervalo de tempo, que são dadas por (4.36). Algumas das variáveis usadas são dadas pelas expressões em (4.19).

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_i} & -\frac{k_i}{C_i} & 0 \\ \frac{k_i}{L} & -\frac{R_L + k_i \cdot R_{sei}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_o} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_i} & 0 \\ \frac{R_{sei}}{(R_i + R_{sei}) \cdot L} & 0 \\ 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

No período de tempo seguinte, em que a chave S_2 conduz e a chave S_1 fica bloqueada, o circuito equivalente é mostrado na Figura 4.5.


 Figura 4.5: Circuito equivalente do conversor durante a não condução da chave S_1 .

Analisando o circuito, as matrizes de estado (A_2) e de entrada (B_2), tem-se:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_i} & -\frac{k_i}{C_i} & 0 \\ \frac{k_i}{L} & -\frac{R_L + k_i \cdot R_{sei} + k_o \cdot R_{seo}}{L} & -\frac{k_o}{L} \\ 0 & \frac{k_o}{C_o} & -\frac{1}{\tau_o} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_i} & 0 \\ \frac{R_{sei}}{(R_i + R_{sei}) \cdot L} & \frac{k_o \cdot R_{seo}}{L} \\ 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Ponderando as matrizes de estado e de entrada, de acordo com (4.6), tem-se:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_i} & -\frac{k_i}{C_i} & 0 \\ \frac{k_i}{L} & -\frac{R(\delta)}{L} & -\frac{k_o \cdot (1-\delta)}{L} \\ 0 & \frac{k_o \cdot (1-\delta)}{C_o} & -\frac{1}{\tau_o} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_i} & 0 \\ \frac{R_{sei}}{(R_i + R_{sei}) \cdot L} & \frac{k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta)}{L} \\ 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix}, \quad (4.38)$$

em que,

$$R(\delta) = R_L + k_i \cdot R_{sei} + k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta). \quad (4.39)$$

Os valores médios das variáveis de estado foram especificados previamente em (4.9), são dados por:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{R_{eq}(\delta)} \begin{bmatrix} [R_L + k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta) + k_o \cdot R_o \cdot (1-\delta)^2] \cdot V_i - R_o \cdot R_i \cdot (1-\delta) \cdot I_m \\ V_i + R_o \cdot I_m \cdot (1-\delta) \\ R_o \cdot \{V_i \cdot (1-\delta) - I_m \cdot [R_i + R_L + k_o \cdot R_{seo} \cdot \delta \cdot (1-\delta)]\} \end{bmatrix}. \quad (4.40)$$

Deste modo, é possível escrever a equação característica (λ) do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, considerando as perdas ôhmicas, de acordo com:

$$\lambda(s) = s^3 + \left(\frac{R(\delta)}{L} + \frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_o} \right) \cdot s^2 + \left[\frac{1}{\tau_i \cdot \tau_o} + \frac{R_a(\delta)}{L \cdot \tau_i} + \frac{R_b(\delta)}{L \cdot \tau_o} \right] \cdot s + \frac{R_{eq}(\delta)}{L \cdot \tau_i \cdot \tau_o}, \quad (4.41)$$

em que:

$$R_a(\delta) = R(\delta) + k_i \cdot R_i, \quad R_b(\delta) = R(\delta) + k_o \cdot R_o \cdot (1 - \delta)^2. \quad (4.42)$$

a) *Variável de saída: tensão de saída*

Independentemente do estado da chave, o conversor elevador de tensão, com perdas nos elementos passivos e capacitor de entrada, apresenta a seguinte equação de saída (4.43).

$$y = v_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{seo} \cdot C_o \end{bmatrix} \cdot \dot{\mathbf{x}}. \quad (4.43)$$

Assim, de acordo com a equação (4.12) é possível determinar a função de transferência para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação, o que resulta em:

$$G_{vd} = \frac{k_o}{\lambda(s)} \cdot \left(R_{seo} \cdot s + \frac{1}{C_o} \right) \cdot \left\{ -I_L \cdot s^2 + \left[\frac{V_I(\delta)}{L} - \frac{I_L}{\tau_i} \right] \cdot s + \frac{V_I(\delta) - k_i \cdot R_i \cdot I_L}{L \cdot \tau_i} \right\}, \quad (4.44)$$

em que:

$$V_I(\delta) = k_o \cdot [R_{seo} \cdot (I_L - I_m) + V_o] \cdot (1 - \delta) - R(\delta) \cdot I_L. \quad (4.45)$$

b) *Variável de saída: corrente no indutor*

A equação de saída que corresponde à corrente no indutor do conversor, independente do estado da chave, é dada por (4.46).

$$y = i_L = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}. \quad (4.46)$$

Portanto, a função de transferência para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação para esta variável de saída, corrente no indutor, é dada por:

$$G_{i_L d} = \frac{k_o}{L} \cdot \frac{I}{\lambda(s)} \cdot \left(s + \frac{I}{\tau_i} \right) \cdot \left[V_2(\delta) \cdot s + \frac{V_2(\delta) + R_o \cdot I_L \cdot (I - \delta)}{\tau_o} \right], \quad (4.47)$$

em que:

$$V_2(\delta) = V_o + R_{seo} \cdot (I_L - I_m). \quad (4.48)$$

c) *Variável de saída: corrente de entrada*

Da análise do circuito no domínio da frequência, é possível mostrar que:

$$G_{i_L d}(s) = G_{i_L d}(s) \cdot \frac{\left(\frac{R_{sei}}{R_{sei} + R_i} \cdot s + \frac{I}{\tau_i} \right)}{\left(s + \frac{I}{\tau_i} \right)}. \quad (4.49)$$

Portanto, a função de transferência, para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação, da corrente de entrada do conversor é dada pela expressão (4.50).

$$G_{i_L d} = \frac{k_o}{L} \cdot \frac{I}{\lambda(s)} \cdot \left(\frac{R_{sei}}{R_{sei} + R_i} \cdot s + \frac{I}{\tau_i} \right) \cdot \left[V_2(\delta) \cdot s + \frac{V_2(\delta) + R_o \cdot I_L \cdot (I - \delta)}{\tau_o} \right]. \quad (4.50)$$

2) Modelo com perdas ôhmicas e sem capacitor de entrada

Sem incluir o capacitor de entrada, a resistência interna da fonte de tensão pode ser combinada com a resistência interna do indutor. Deste modo, os circuitos equivalentes do conversor para cada um dos dois intervalos de tempo, são mostrados na Figura 4.6.

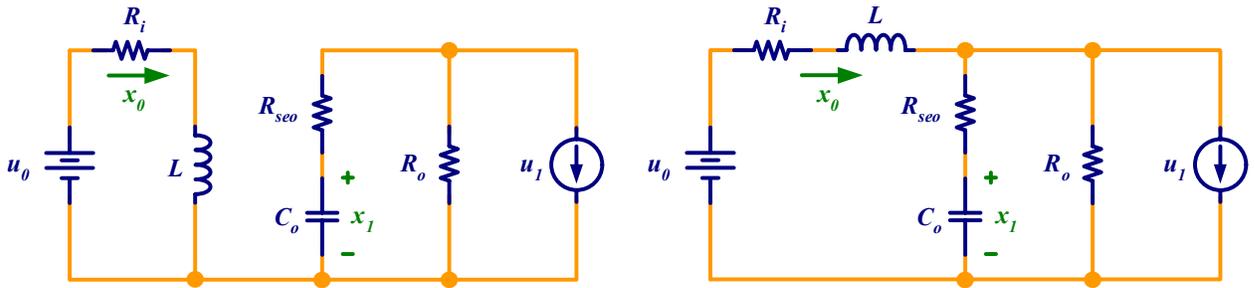


Figura 4.6: Circuitos equivalentes do circuito durante a condução da chave \$S_1\$ (esquerda) e a não condução da chave \$S_1\$ (direita).

Da análise de cada um dos estados das chaves, é possível obter as matrizes em (4.51).

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_i}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}, \quad (4.51)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_i + k_o \cdot R_{seo}}{L} & -\frac{k_o}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{k_o \cdot R_{seo}}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}.$$

Aplicando a formulação proposta em (4.7), obtém-se:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_i + k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta)}{L} & -\frac{k_o \cdot (1-\delta)}{L} \\ \frac{1-\delta}{C_o} & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta)}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}. \quad (4.52)$$

O valor médio das variáveis de estado, obtido a partir da equação (4.9), é dado pela expressão (4.53).

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_\theta \\ X_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{1}{R_e(\delta)} \cdot \begin{bmatrix} V_i + R_o \cdot I_m \cdot (1-\delta) \\ R_o \cdot [V_i \cdot (1-\delta) - R_c(\delta) \cdot I_m] \end{bmatrix}. \quad (4.53)$$

em que:

$$R_e(\delta) = R_i + k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta) + k_o \cdot R_o \cdot (1-\delta)^2, \quad (4.54)$$

$$R_c(\delta) = R_i + k_o \cdot R_{seo} \cdot \delta \cdot (1-\delta).$$

A equação característica para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação é dada pela equação (4.54).

$$\lambda(s) = s^2 + s \cdot \left(\frac{R_i + k_o \cdot R_{seo} \cdot (1-\delta)}{L} + \frac{1}{R_o \cdot C_o} \right) + \frac{R_e(\delta)}{L \cdot R_o \cdot C_o}. \quad (4.55)$$

Deste modo, a redução do estado (resultante da não inclusão do capacitor de entrada) reduz a complexidade do sistema em uma ordem.

a) *Variável de saída: tensão de saída*

Independente do estado da chave, a tensão de saída é equacionada por (4.56).

$$y = v_o = [0 \quad I] \cdot \mathbf{x} + [0 \quad R_{seo} \cdot C_o] \cdot \dot{\mathbf{x}}. \quad (4.56)$$

A partir da expressão (4.12) a função de transferência para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação é dada por (4.57).

$$G_{vd}(s) = \frac{k_o}{\lambda(s)} \cdot \left(R_{seo} \cdot s + \frac{I}{C_o} \right) \cdot \left(\frac{V_3(\delta)}{L} - s \cdot I_L(\delta) \right), \quad (4.57)$$

em que,

$$V_3(\delta) = k_o \cdot (1 - \delta) \cdot (V_2(\delta) - R_{seo} \cdot I_m) - R_i \cdot I_L(\delta). \quad (4.58)$$

b) *Variável de saída: corrente no indutor*

Neste caso, a equação da corrente no indutor é a mesma do conversor elevador de tensão ideal, mostrada em (4.66). Assim, a função de transferência para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação da corrente no indutor em relação à razão cíclica é dada por:

$$G_{i_L d}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{k_o}{\lambda(s)} \cdot \left[s \cdot \frac{V_2(\delta)}{L} + \frac{V_2(\delta) + R_o \cdot I_L(\delta) \cdot (1 - \delta)}{L \cdot R_o \cdot C_o} \right], \quad (4.59)$$

3) Modelo ideal

O circuito equivalente do conversor, sem considerar as perdas ôhmicas, para cada um dos dois estados da chave, é mostrado na Figura 4.6. Neste caso, há o interesse em avaliar o circuito sem o amortecimento produzido pelas perdas ôhmicas nos elementos passivos e na fonte.

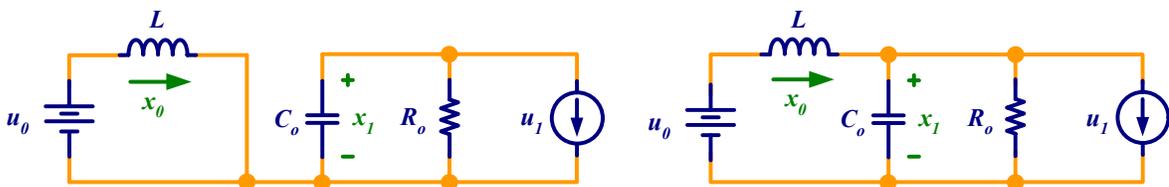


Figura 4.7: Circuitos equivalentes do conversor durante a condução da chave S_1 (esquerda) e a não condução da chave S_1 (direita).

Da análise do circuito, para cada um dos intervalos de tempo considerado, tem-se (4.60).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, & \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, & \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.60)$$

Aplicando a formulação proposta em (4.7), obtém-se (4.61).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\delta}{L} \\ \frac{1-\delta}{C_o} & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}. \quad (4.61)$$

De posse desses resultados, é possível determinar a resposta em regime permanente (4.62), para cada um dos estados da chave, a partir da equação (4.9).

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{1}{R_o \cdot (1-\delta)} \cdot \begin{bmatrix} V_i + R_o \cdot I_m \cdot (1-\delta) \\ V_i \cdot R_o \cdot (1-\delta) \end{bmatrix}. \quad (4.62)$$

A equação característica para pequenas perturbações, em torno de um ponto de operação, é dado por (4.63).

$$\lambda(s) = s^2 + s \cdot \frac{1}{R_o \cdot C_o} + \frac{(1-\delta)^2}{L \cdot C_o}. \quad (4.63)$$

a) *Variável de saída: tensão de saída*

Admitindo que a variável de saída seja a tensão de saída do conversor, tem-se:

$$y = v_o = x_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}. \quad (4.64)$$

Portanto, a função de transferência para pequenas perturbações é dada por:

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I}{\lambda(s)} \cdot \left[-s \cdot \frac{I_L(\delta)}{C_o} + \frac{V_o \cdot (1 - \delta)}{L \cdot C_o} \right]. \quad (4.65)$$

b) *Variável de saída: corrente no indutor*

No caso da variável de saída ser a corrente no indutor, a corrente de saída independe do estado das chaves, ou seja,

$$y = i_L = x_I = [1 \ 0] \cdot \mathbf{x}. \quad (4.66)$$

Deste modo, a função de transferência é dada pela expressão (4.67).

$$G_{i_L d}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I}{\lambda(s)} \cdot \frac{I}{L} \cdot \left[s \cdot V_o + \frac{V_o + R_o \cdot I_L(\delta) \cdot (1 - \delta)}{R_o \cdot C_o} \right]. \quad (4.67)$$

4.3 Projeto do MIPEC

Esta seção descreve o procedimento de projeto dos elementos dos três subconversores que compõem o MIPEC, cuja potência máxima é de 3 kW e tensão de saída de 320 V. Cabe destacar que o arranjo paralelo entre as fontes foi escolhido para implementar o MIPEC, ou seja, o nível de tensão de operação das três fontes não deve ser muito diferente. Em virtude das significativas perdas de potência que ocorrem no conversor e na fonte quando conduzem correntes elevadas, a relação de transferência estática dos subconversores não deve ser grande.

Os indutores e capacitores presentes no conversor são projetados de modo a atenuar as ondulações de corrente e tensão, enquanto que as chaves, compostas pelo par diodo e transistor, do conversor são projetadas em função da corrente e tensão máxima que suportam, conforme descrito no item D da seção 4.2.

Em virtude da maior simplicidade de acionamento e menores custos de aquisição, um módulo conversor trifásico é usado para implementar o MIPEC. Deste modo, o critério de dimensionamento das chaves deve ser realizado com base no maior valor de tensão e de corrente que devem suportar.

A. Dimensionamento do indutor

A Tabela 4.1 resume os parâmetros necessários para o projeto dos indutores.

Tabela 4.1: Parâmetros de projeto dos indutores.

	CaC	BT	SC
Tensão nominal da fonte (V)	150	144	116
Razão cíclica	0,53	0,55	0,64
Ondulação relativa de corrente desejada (%)	15	20	25
Indutância requerida (mH)	2,66	1,9	1,14
Corrente média máxima (A)	8	12	15
Corrente máxima (A)	9,2	14,4	18,8
Tensão mínima da fonte (V)	134	120	90
Tensão máxima no indutor (V)	150	200	230

Na parte superior da Figura 4.8, é mostrado o gráfico de tensão (V_L) e de corrente (I_L) no indutor do subconversor acoplado à CaC. É possível observar que a frequência de comutação é de 10 kHz e a razão cíclica de 0,53.

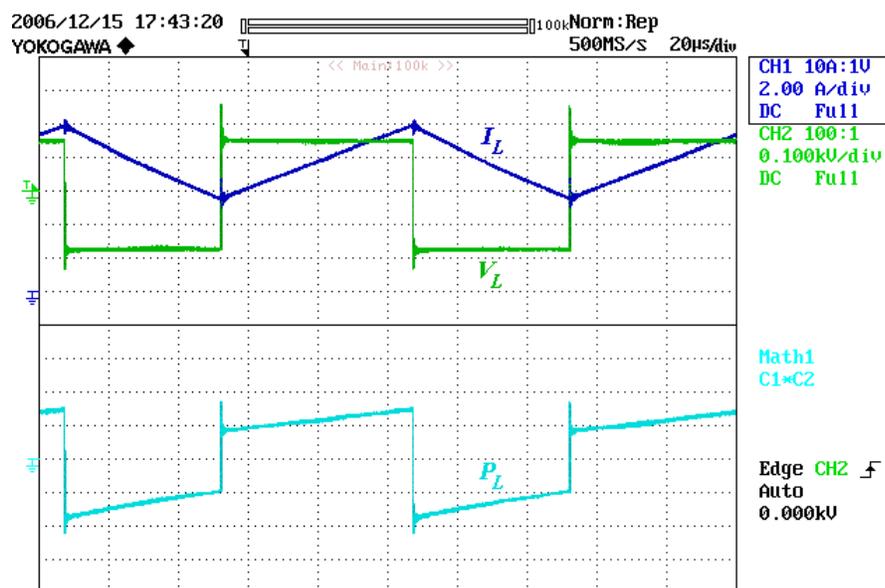


Figura 4.8: Resultado do ensaio experimental do indutor acoplado à CaC.

Na parte inferior da mesma figura, é mostrada a forma de onda da potência instantânea sobre o indutor. Como o indutor dissipa somente a potência média em seus terminais, é possível estimar sua resistência interna usando o valor eficaz de corrente. O resultado do ensaio experimental dos três dos indutores, que compõem o MIPEC, são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Resultados da análise experimental dos indutores que compõem o MIPEC.

	CaC	BT	SC
Potência dissipada (W)	35,2	40	30,3
Corrente eficaz (A)	7,3	7,8	9,9
Corrente média (A)	7,3	7,7	9,8
Corrente máxima (A)	8,8	10	12,7
Corrente mínima (A)	5,9	5,4	6,6
Tensão durante t_1 (V)	150	144	115
Tensão durante t_2 (V)	-170	-176	-205
Intervalo de tempo t_1 (μ s)	53	55	64
Intervalo de tempo t_2 (μ s)	47	45	36

Desprezando os efeitos do chaveamento e admitindo que a corrente no indutor varia linearmente, é possível estimar a indutância e resistência interna dos indutores. A Tabela 4.3 resume os resultados da indutância e resistência interna do indutor obtidos experimentalmente.

Tabela 4.3: Indutância e ESR dos indutores que compõem o MIPEC.

	CaC	BT	SC
Indutância (mH)	2,7	1,7	1,2
Resistência série equivalente (Ω)	0,7	0,7	0,3

Na montagem, tem-se um par de indutores de núcleo toroidal conectados em série e com fluxo magnéticos disperso em sentidos opostos, a fim de reduzir a interferência eletromagnética

observada experimentalmente.

B. Dimensionamento do capacitor de saída

A fim de assegurar uma elevada qualidade da energia fornecida, será admitida uma ondulação máxima da tensão de saída de 5 % do valor nominal. Deste modo, para uma frequência de comutação de 10 kHz, a capacitância mínima de saída é de 37 μF , de acordo com (4.29).

Como a frequência de corte da malha de controle de corrente do circuito do SC deverá ser de 1 kHz (uma década abaixo da frequência de comutação), o tempo de atraso (t_d) em que o conversor não responde a uma variação brusca de carga é de aproximadamente 1 ms.

Deste modo, de acordo com a equação (4.30), a capacitância de saída deverá ser de 1,2 mF. Deste modo, a ondulação de corrente no circuito SC será de aproximadamente 6 A, de acordo com (4.35). Com efeito, a resistência interna do capacitor de saída deverá ser inferior a 0,55 Ω , de acordo com (4.31).

O protótipo desenvolvido emprega dois capacitores eletrolíticos de 470 μF em paralelo. Um na placa do circuito do MIPEC e outro junto à carga, o que evita elevada interferência eletromagnética (EMI) pelos cabos que transportam a corrente do MIPEC a saída. Deste modo, tem-se uma capacitância equivalente de 940 μF e resistência interna equivalente de 80 m Ω .

C. Dimensionamento do capacitor de entrada

De acordo com o fabricante, para um capacitor de 470 μF – 200V, a resistência interna do capacitor é de 155 m Ω . Portanto, não seria necessário inserir um capacitor de entrada junto ao SC, que possui resistência interna de 83 m Ω .

No entanto, conforme descrição prévia, o capacitor de entrada é mantido na entrada para atenuar a possível EMI nos cabos que ligam o MIPEC ao SC. Seria interessante a inclusão de um capacitor de poliéster de 1 μF para reduzir as componentes de alta frequência de chaveamento.

Como a CaC e BT apresentam resistência interna de 2 Ω e 1,5 Ω , a capacitância mínima

destes deverá ser de 8 μF e 11 μF , de acordo com (4.32). No entanto, um capacitor maior, de 470 μF possibilita uma melhor filtragem da corrente de entrada.

D. Especificação do módulo de potência

As chaves devem suportar a maior corrente de pico e diferença de potencial no circuito do indutor. Como o supercapacitor pode, teoricamente, possuir tensão nula, a módulo de potência deverá suportar uma diferença de potencial de até 400V e corrente máxima de 20 A.

4.4 Análise estática dos subconversores

Nesta seção é avaliado o desempenho estático dos subconversores de acordo com a metodologia proposta no C da seção 4.2. De acordo com (4.20), a relação de transferência estática, ou simplesmente ganho estático, de cada um dos subconversores varia em função da demanda de carga e da razão cíclica (ou tensão de entrada) em que o conversor opera.

Os subconversores da CaC, BT e SC apresentam capacitância de entrada de 470 μF , com resistência interna de 0,155 Ω , capacitor de saída de 940 μF , com resistência interna de 0,08 Ω e os demais parâmetros são dados na Tabela 4.3.

Tabela 4.4: Parâmetros dos subconversores utilizados nas simulações.

	CaC	BT	SC
Tensão nominal da fonte (V)	150	144	116
Resistência interna da fonte (Ω)	2	1,5	0,08
Indutância (mH)	2,7	1,7	1,2
Resistência interna do indutor (Ω)	0,7	0,7	0,3

É possível verificar, no gráfico superior da Figura 4.9, que o ganho estático do conversor aumenta com o crescimento da razão cíclica até um determinado limite, em que as perdas ôhmicas se tornam muito elevadas. Tais resultados se referem ao conversor do SC, mas

resultados semelhantes ocorrem nos demais conversores.

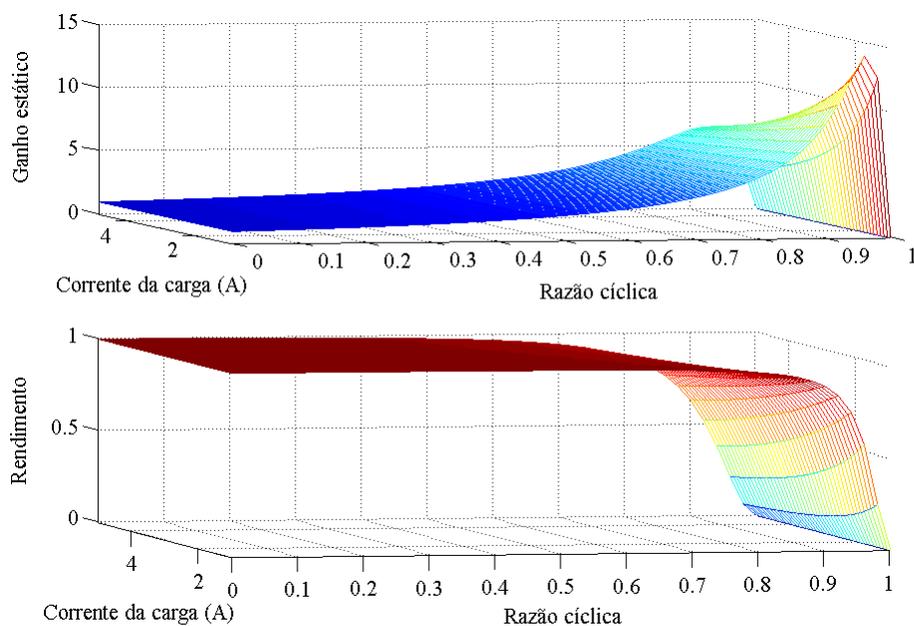


Figura 4.9: Ganho estático e rendimento do subconversor do SC.

Essas perdas tornam-se mais significativas em situações de demanda elevada. Caso não houvesse perdas nos elementos do conversor, o ganho estático tenderia ao infinito quando a razão cíclica se aproximasse do valor unitário, de acordo com (4.15).

No gráfico inferior, da Figura 4.9, é possível constatar que o rendimento do conversor diminui à medida que aumentam a demanda de corrente e a razão cíclica do conversor, conforme descrito em (4.21).

Na Figura 4.10 são ilustradas as curvas de ganho estático, gráfico superior, e rendimento, gráfico inferior, dos conversores, para uma corrente de saída de 5 A. As formas de onda tracejada correspondem à curva de nível de 5 A, para o subconversor do SC, dos gráficos da Figura 4.9; que apresenta maior ganho estático e rendimento que os dois outros subconversores (CaC e BT) principalmente em virtude da pequena resistência interna (menores perdas ôhmicas) do SC.

Em situações de elevada largura de pulso há um pobre rendimento dos subconversores. Não é adequado que o subconversor opere, em regime, nesta região, ou seja, a excursão dos valores de tensão das fontes não deve ser muito inferior à tensão de saída do subconversor.

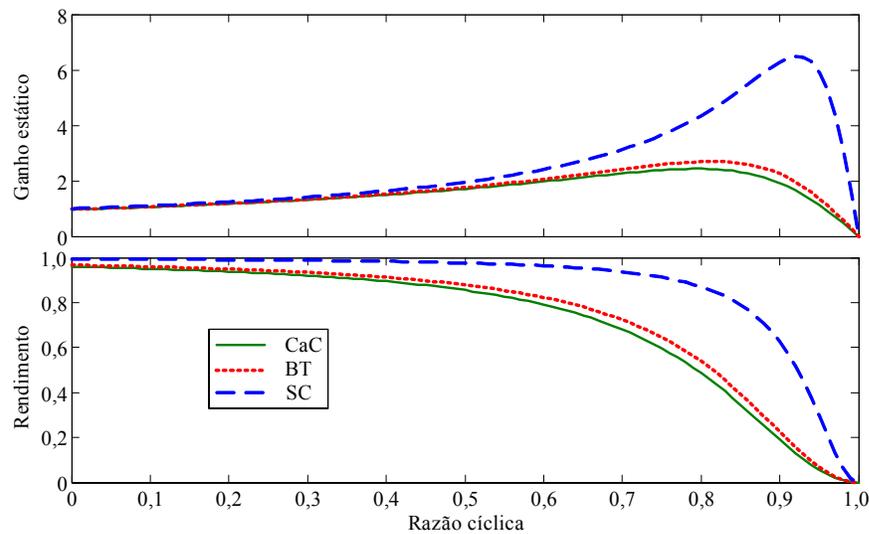


Figura 4.10: Ganho estático e rendimento dos subconversores para uma corrente de saída de 5 A.

De acordo com (4.23), a razão cíclica dos subconversores da CaC, BT e SC são limitadas em 0,7945, 0,8145 e 0,9229, respectivamente. Esta restrição possibilita assegurar que um aumento na razão cíclica resulta em um maior ganho estático. Do ponto de vista do controle em malha fechada dos subconversores, está é a região de operação estável do sistema.

Resultados experimentais indicam que o rendimento do subconversor da CaC é superior a 94%, para uma corrente da fonte de 8 A. Obviamente, as perdas internas da CaC não estão inclusas. Os demais subconversores devem apresentar rendimento equivalente.

4.5 Análise do comportamento dinâmico

O estudo do comportamento dinâmico dos subconversores é essencial para definir os parâmetros dos controladores que irão regular a corrente e/ou a tensão de saída. Para validar as funções de transferência para pequenos sinais obtidas no item E da seção 4.2, o simulador de circuitos PSPICE[®], versão de avaliação 8, foi utilizado. Também é avaliado o comportamento dinâmico transitório do sistema, por intermédio do simulador SIMULINK/MATLAB.

No final desta seção é feito um estudo da sensibilidade dos subconversores a alguns parâmetros, isto é, é avaliada a influência das perdas ôhmicas, do capacitor de entrada e da variação da tensão de entrada na resposta em frequência da planta a ser controlada.

A. Resposta em frequência

O circuito do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente com modelo de variáveis médias implementado para simulação no domínio da frequência no PSPICE, é mostrado na Figura 4.11. As chaves do circuito são modeladas, por intermédio de blocos funcionais, como fontes de tensão (“ABM11”) e fontes de corrente (“ABM1/I”), controladas por tensão.

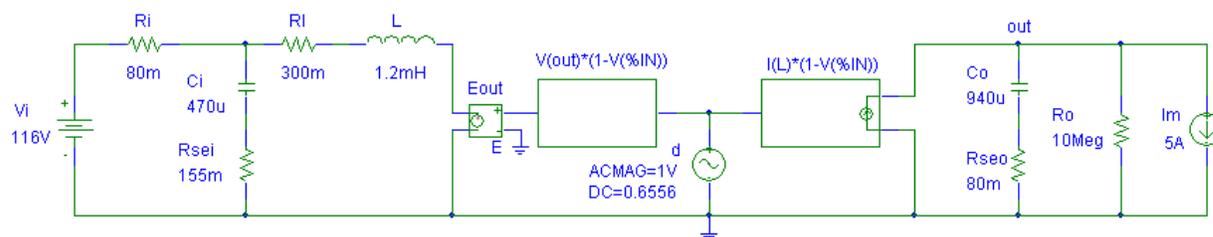


Figura 4.11: Circuito do conversor para simulação no domínio da frequência no PSPICE.

Na Figura 4.12 e na Figura 4.13 são mostradas as repostas em frequência da tensão de saída e corrente no indutor dos conversores em relação à variação na razão cíclica, incluindo as perdas ôhmicas nos elementos passivos do conversor e a presença do capacitor de entrada.

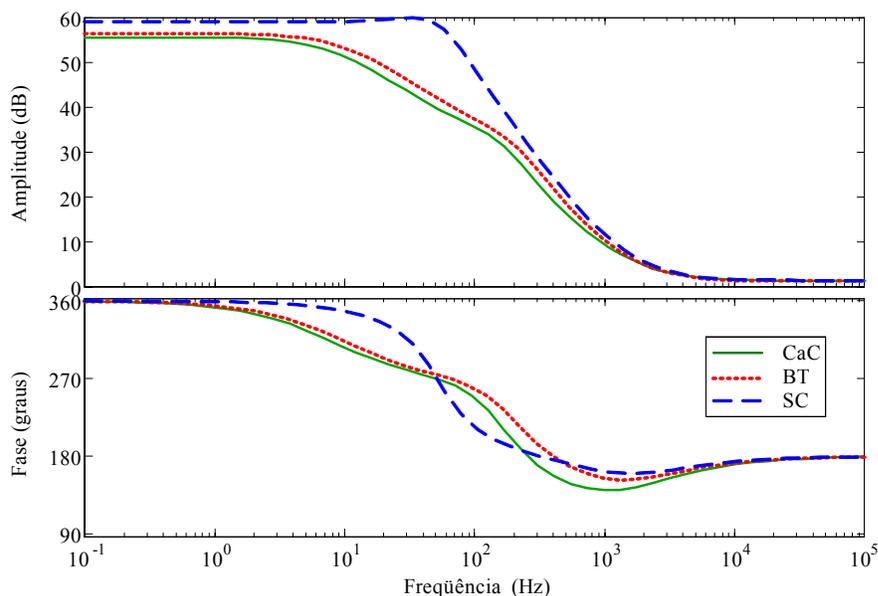


Figura 4.12: Resposta em frequência da tensão de saída dos subconversores da CaC, BT e SC para variação na razão cíclica.

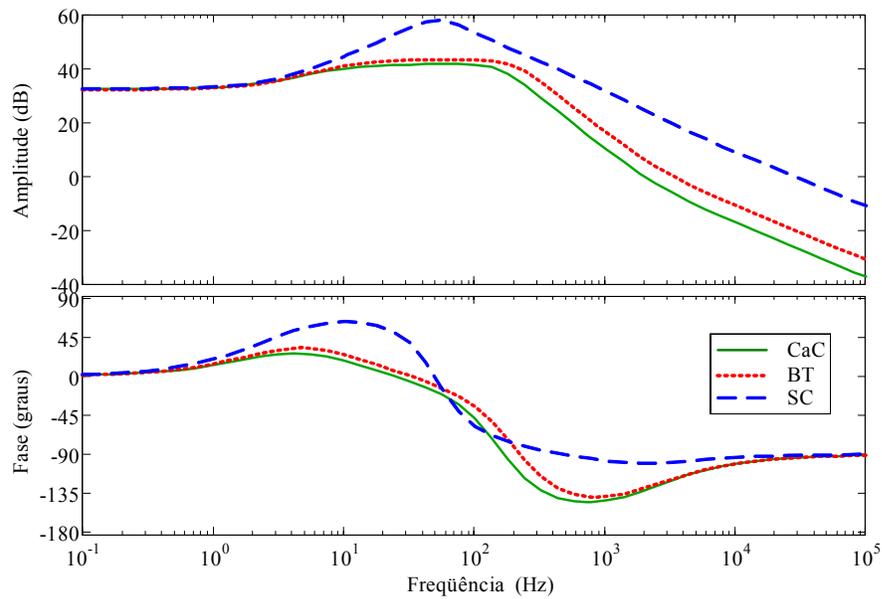


Figura 4.13: Resposta em frequência da corrente no indutor dos subconversores da CaC, BT e SC para variação na razão cíclica.

A resposta dinâmica em frequência dos subconversores no PSPICE é igual à resposta obtida a partir das funções de transferência desenvolvidas em (4.44) e (4.47). Cabe destacar que o simulador também calcula a resposta em frequência do circuito com base na análise de pequenas perturbações (isto é, linearização em torno de um ponto de operação).

É possível constatar que o subconversor do supercapacitor apresenta maior largura de banda, isto é, maior frequência de corte, na resposta em frequência da tensão de saída e da corrente no indutor, em virtude da sua pequena resistência interna. Este fato, ratifica a capacidade de rápida transferência de energia do SC.

A função de transferência da corrente no indutor apresenta dois zeros e três pólos localizados no semiplano esquerdo aberto, enquanto que a função de transferência da tensão de saída do conversor apresenta três zeros e três pólos, sendo que um destes zeros está localizado no semiplano direito, conforme os gráficos do lugar das raízes do subconversor do SC mostrados na Figura 4.14. O posicionamento deste zero no semiplano direito torna a tensão de saída um sistema de fase não-mínima e produz, em frequência, um aumento de ganho associado a uma diminuição de fase e altera o comportamento dinâmico da tensão de saída. Em geral, sistemas de fase não-mínima resultam em projeto do compensador mais complexo.

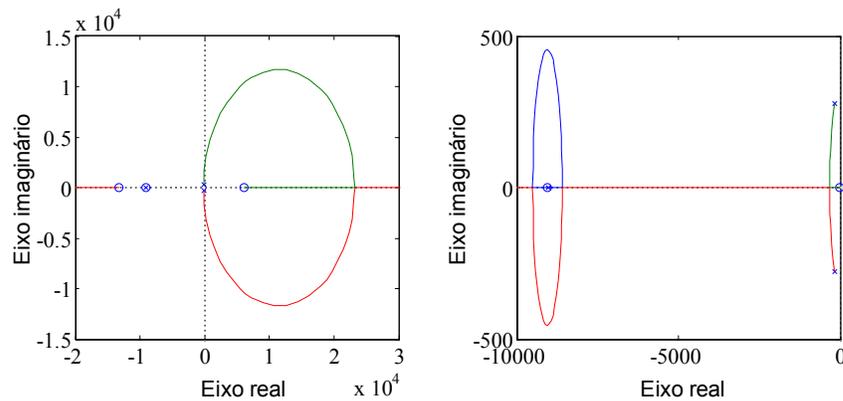


Figura 4.14: Lugar das raízes para a tensão de saída (esquerda) e corrente no indutor (direita).

Para a função de transferência da tensão de saída, a posição dos zeros é $\{-13298; -9040; 6012\}$, enquanto que para a função de transferência da corrente no indutor, a posição dos zeros é $\{-9054; -16,6\}$. A posição dos pólos, de ambas funções de transferência, é $\{-9030; -170 \pm j 276\}$.

B. Resposta transitória

A análise para pequenas perturbações é uma aproximação válida somente para pequenas variações em torno de um ponto de trabalho. As respostas transitórias obtidas a partir das funções de transferência não apresentam bons resultados, devido às aproximações inerentes do processo de linearização do sistema chaveado.

A partir das equações de estado do conversor (item E da seção 4.2), resultante da análise para pequenas perturbações, é possível construir o seu modelo em diagrama de blocos, no programa SIMULINK / MATLAB[®], como mostrado na Figura 4.15.

No caso do conversor elevador de tensão unidirecional em corrente (subconversor da CaC), o bloco integrador referente à ação do indutor (x_1), deve ter a sua saída limitada ao valor mínimo nulo, pois a corrente no indutor nunca é negativa.

Uma das principais vantagens do uso do diagrama de blocos descrito acima é a possibilidade de se trabalhar tanto o comportamento médio, quanto com o comportamento chaveado da resposta transitória do circuito.

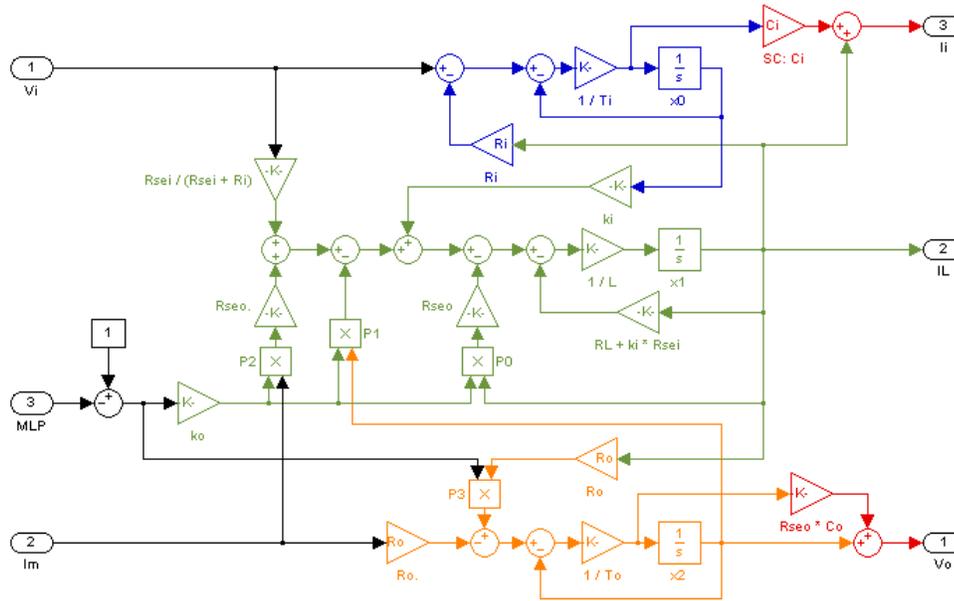


Figura 4.15: Diagrama de simulação do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente.

O comportamento médio é obtido usando-se um sinal de entrada do modulador MLP contínuo no tempo. De outro modo, o comportamento chaveado é obtido empregando-se um sinal modulado em largura de pulso na entrada MLP.

Nos gráficos da Figura 4.16 são mostradas as respostas no tempo da tensão de saída e da corrente no indutor a uma variação, em degrau, na razão cíclica de 0,6 para 0,6556. As curvas tracejadas referem-se ao comportamento médio do conversor, enquanto que as curvas contínuas referem-se ao comportamento chaveado.

A mesma resposta transitória do comportamento médio do conversor poderia ser obtida no simulador PSPICE, utilizando-se blocos funcionais, de acordo com o circuito mostrado na Figura 4.11. No entanto, a inclusão de controladores mais sofisticados no PSPICE não é simples.

Na curva em detalhe, do lado esquerdo do gráfico da tensão de saída, é possível observar que inicialmente a tensão de saída diminui com o aumento abrupto da razão cíclica, devido à diminuição do tempo para a transferência da energia acumulada no indutor para a saída.

Este comportamento não é observado na corrente do indutor, como pode ser verificado na curva em detalhe do lado esquerdo do gráfico da corrente no indutor, uma vez que todos os seus pólos e zeros estão localizados no semiplano esquerdo, ou seja, é um sistema de fase mínima.

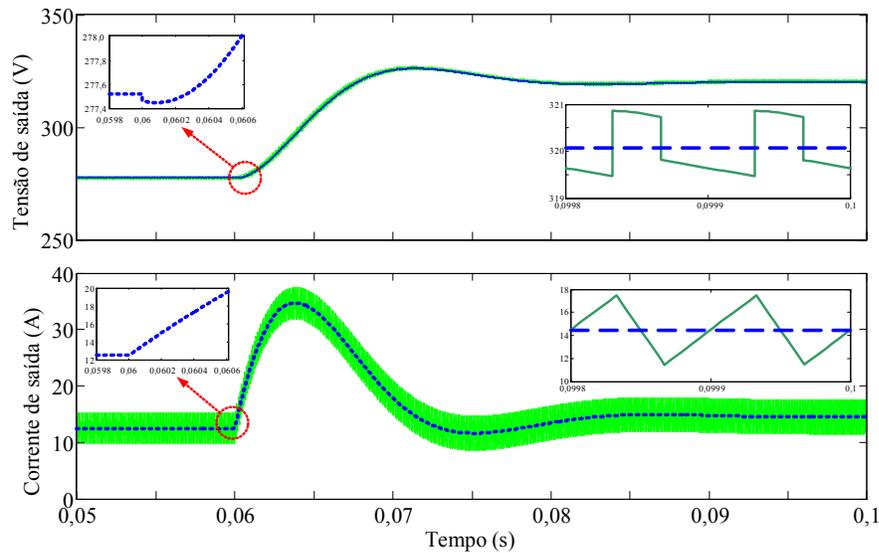


Figura 4.16: Resposta transitória do conversor a uma pequena perturbação na razão cíclica.

Na parte direita dos gráficos da tensão de saída e corrente no indutor, em detalhe, podem ser observadas as curvas do comportamento chaveado e médio do conversor, em regime permanente, com frequência de comutação de 10 kHz.

Embora a resposta transitória do SIMULINK exiba corretamente o comportamento chaveado do conversor, o simulador não permite trabalhar com um passo fixo de integração utilizando o diagrama de blocos mostrado, que utiliza o bloco de integração contínuo no tempo.

Do ponto de vista de portabilidade do algoritmo de controle dos subconversores, o PSIM é uma excelente ferramenta, pois possibilita emular a amostragem no meio do período de comutação e implementar os algoritmos de controle em bibliotecas de ligação dinâmica (DLL), com código fonte escrito em linguagem C.

C. Estudo da sensibilidade dos conversores a alguns parâmetros

A estratégia de gestão do fluxo de potência das fontes do MIPEC implementa o controle independente dos três subconversores que possuirão, no mínimo, uma malha de compensação em corrente, na faixa de 1 kHz, ou seja, uma década abaixo da frequência de comutação (10 kHz). No entanto, para obter uma boa resposta dinâmica, é necessário definir adequadamente as variáveis de controle e projetar o controlador para as condições mais severas de funcionamento.

Deste modo, esta seção analisa a influência da variação dos parâmetros do conversor sobre a resposta em frequência da corrente no indutor, em relação à variação na razão cíclica, do circuito subconversor da bateria, considerando-se inicialmente a razão cíclica de 0,6486 e corrente de saída de 5 A. Resultados análogos podem ser obtidos também para os demais subconversores, que apresentam comportamento dinâmico semelhantes.

1) Perdas ôhmicas

As perdas ôhmicas amortecem significativamente a ressonância que a corrente no indutor apresenta em aproximadamente 45 Hz, como pode ser observado nas curvas de resposta em frequência da corrente no indutor considerando as perdas ôhmicas (curva 1), a perda ôhmica somente na fonte (curva 2) e sem as perdas ôhmicas (curva 3), mostrada na Figura 4.17.

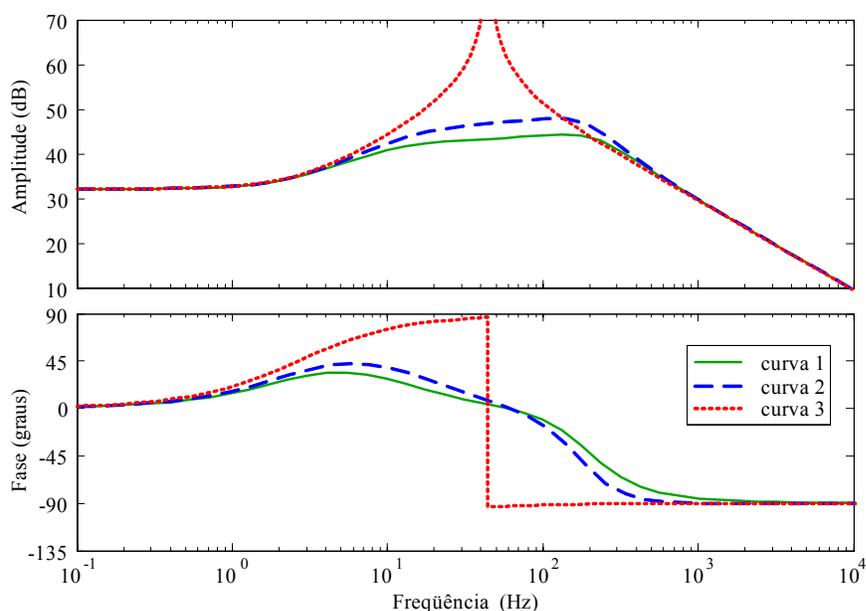


Figura 4.17: Efeito das perdas ôhmicas sobre a resposta em frequência da corrente no indutor.

Do ponto de vista do projeto do compensador em corrente, as perdas ôhmicas nos elementos passivos resultam em uma expressiva alteração na resposta em frequência do conversor, em especial na fase dentro faixa de frequência de interesse.

Deste modo, o emprego de um modelo simplificado (sem perdas ôhmicas) para o projeto dos controladores pode diminuir a eficácia do controle do subconversor.

2) Capacitor de entrada

As curvas de resposta em frequência da corrente no indutor com capacitor de entrada (curva 1), sem o capacitor de entrada (curva 2) e da corrente na fonte, incluindo o capacitor de entrada (curva 3), são mostradas na Figura 4.18.

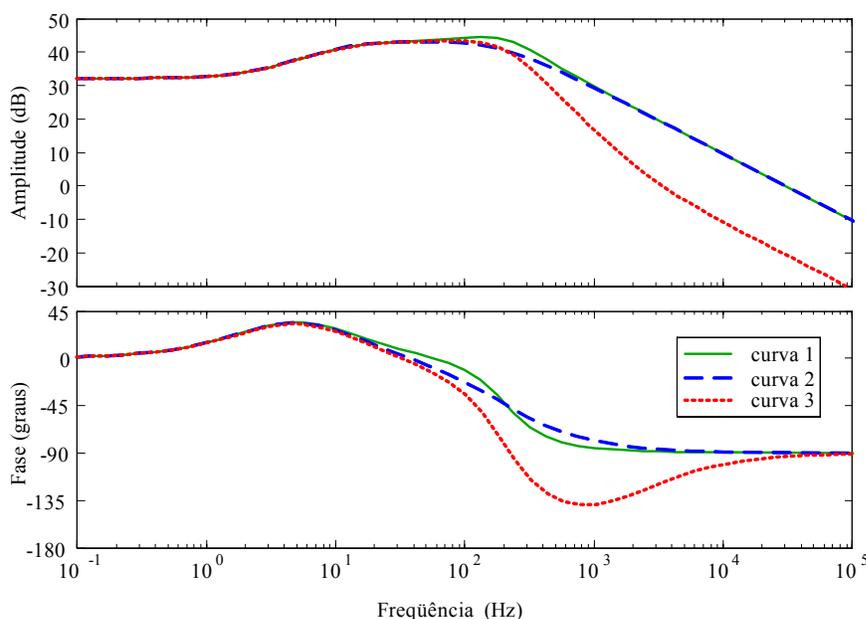


Figura 4.18: Efeito do capacitância de entrada na resposta em frequência da corrente no indutor.

É possível constatar que o capacitor de entrada provoca um desvio de fase de sete graus, em 1 kHz, na resposta em frequência da corrente no indutor, ou seja, não é possível simplificar a função de transferência que descreve o comportamento dinâmico da corrente no indutor.

Uma outra possibilidade para o controle de corrente dos subconversores seria utilizar a corrente da fonte primária ao invés da corrente no indutor, devido à menor ondulação de corrente resultante da melhor filtragem de componentes de frequência elevada.

No entanto, a técnica de amostragem no meio do período de comutação, possibilita trabalhar com o valor médio da corrente no indutor, isto é, as componentes de frequência elevada resultantes do chaveamento já se encontram filtradas. Deste modo, não é necessário a adição de novos filtros analógicos no condicionamento de sinais e/ou de filtros digitais. E ainda, a corrente no indutor apresenta menor fase na frequência de interesse (1 kHz), o que facilita no projeto do controlador.

3) Variação da corrente de saída

A corrente no indutor apresenta uma significativa alteração no ganho em baixas frequências, devido à alteração da corrente de saída do conversor, como pode ser observado nas curvas da resposta em frequência mostradas na Figura 4.19. O desvio em fase não acarreta dificuldades expressivas para o projeto do controlador.

Para o projeto do controle, a curva correspondente a corrente de saída de 0 A representa o pior caso, pois o controlador deve possuir elevado ganho em baixas frequências a fim obter pequeno erro da resposta transitória em regime permanente.

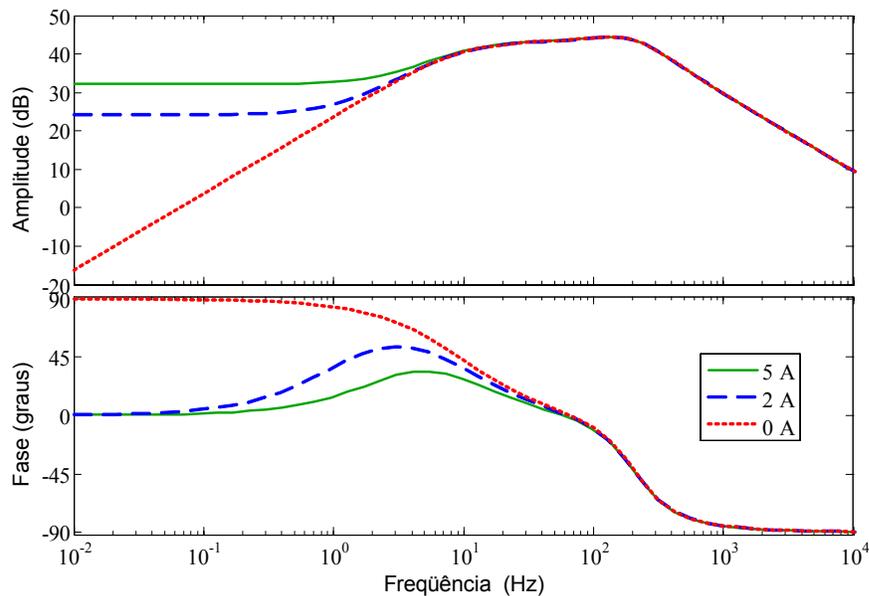


Figura 4.19: Efeito da variação da corrente de saída na resposta da corrente no indutor.

4) Variação da tensão de entrada

A variação da tensão de entrada da bateria resulta em uma pequena alteração do ganho de corrente no indutor em frequências baixas, como pode ser observado nas curvas de resposta em frequência da corrente no indutor, mostradas na Figura 4.20.

Para tensões mais elevadas, o ganho do controlador também deve ser grande em baixas frequências, ou seja, o projeto do controlador deve ser realizado considerando-se a maior tensão de operação da fonte de entrada e pequena corrente de saída.

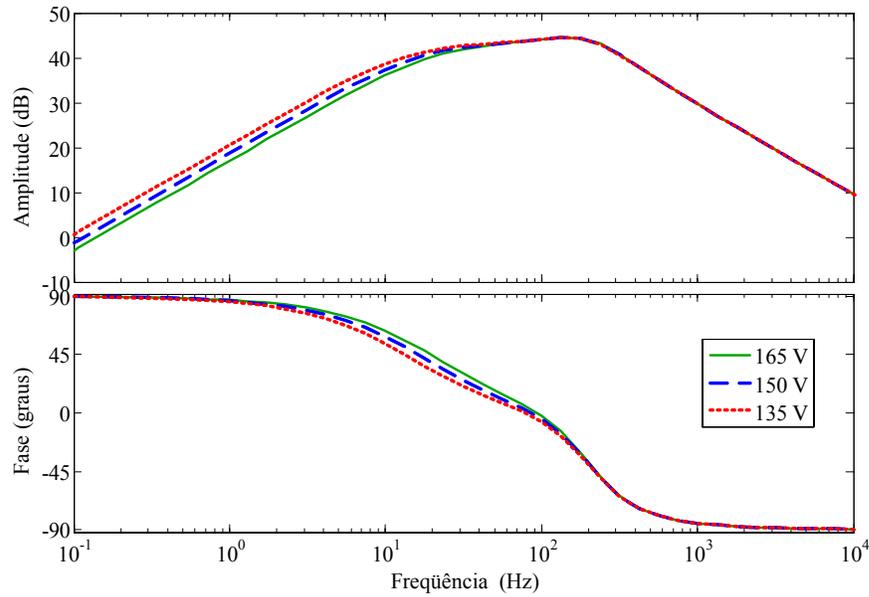


Figura 4.20: Efeito da variação da tensão de entrada na resposta em corrente do indutor para uma corrente de saída nula.

4.6 Projeto dos controladores

O MIPEC é um sistema multivariável, em que cada uma de suas entradas pode ser controlada por compensadores convencionais como, por exemplo, de atraso ou de avanço de fase. De posse dos modelos dos subconversores para pequenas perturbações, é possível realizar o projeto dos controladores no domínio frequência.

O controle em corrente do conversor elevador de tensão bidirecional pode ser realizado por uma malha fechada de controle, conforme ilustrado no esquema simplificado do controle de corrente da Figura 4.21, em que a função de transferência do subconversor G_{id} é dada por (4.47).

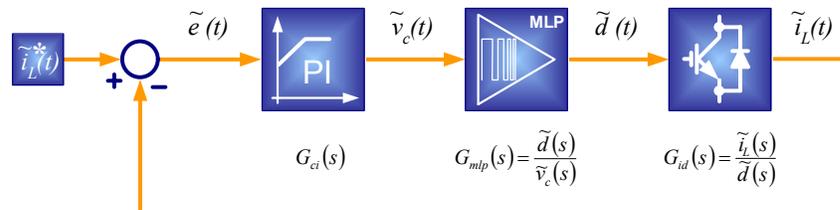


Figura 4.21: Esquema simplificado do controle da corrente no indutor.

Neste caso, um controlador com atraso de fase (PI) ajusta o sinal de controle (v_c), que altera a razão cíclica do conversor (d) e a corrente no indutor (i_L), para anular o erro de corrente (e) entre o valor de referência e o valor efetivamente medido.

O controle da tensão de saída utiliza uma malha interna de controle de corrente, conforme mostrado na Figura 4.22, a fim de obter uma melhor regulação da tensão de saída a variações de carga ou da fonte de alimentação. Deste modo, a malha interna de controle permite melhorar a rejeição de distúrbios devido a maior constante de tempo que a tensão de saída apresenta em relação à razão cíclica.

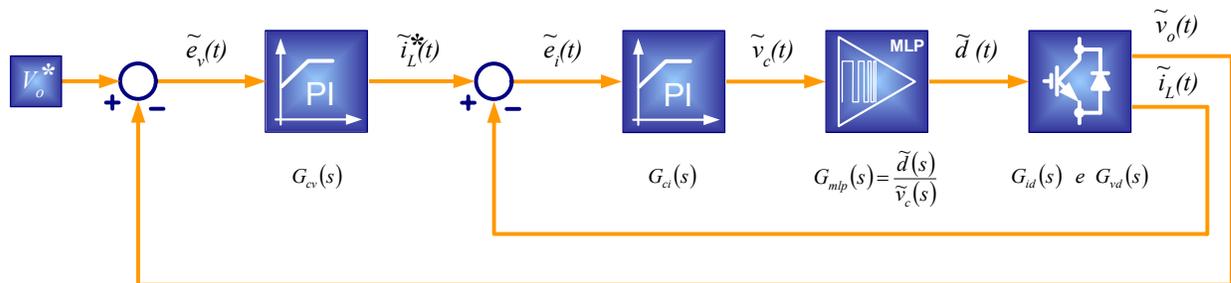


Figura 4.22: Esquema simplificado do controle em cascata da tensão de saída.

No diagrama mostrado, G_{cv} representa a função de transferência do controlador da tensão de saída, G_{ci} representa a função de transferência do controlador da corrente no indutor, G_{mlp} representa a função de transferência do controlador MLP e G_{id} e G_{vd} representam as funções de transferência da tensão de saída e da corrente no indutor em termos da variação da razão cíclica e são expressas por (4.44) e (4.47), respectivamente.

Desde que a frequência de comutação seja suficientemente elevada em relação à frequência de corte dos controladores, a função de transferência do controlador da modulação por largura de pulso (G_{mlp}) pode ser representada apenas por um ganho.

A. Circuitos básicos para implementação do controlador

Nesta seção serão apresentados os circuitos básicos para implementação analógica dos controladores [26]. No entanto, o interesse principal reside em obter a função de transferência do controlador, que será usada para a implementação do controlador digital.

1) Controlador PI

O circuito esquemático e a resposta em frequência do controlador PI são mostrados na Figura 4.23.

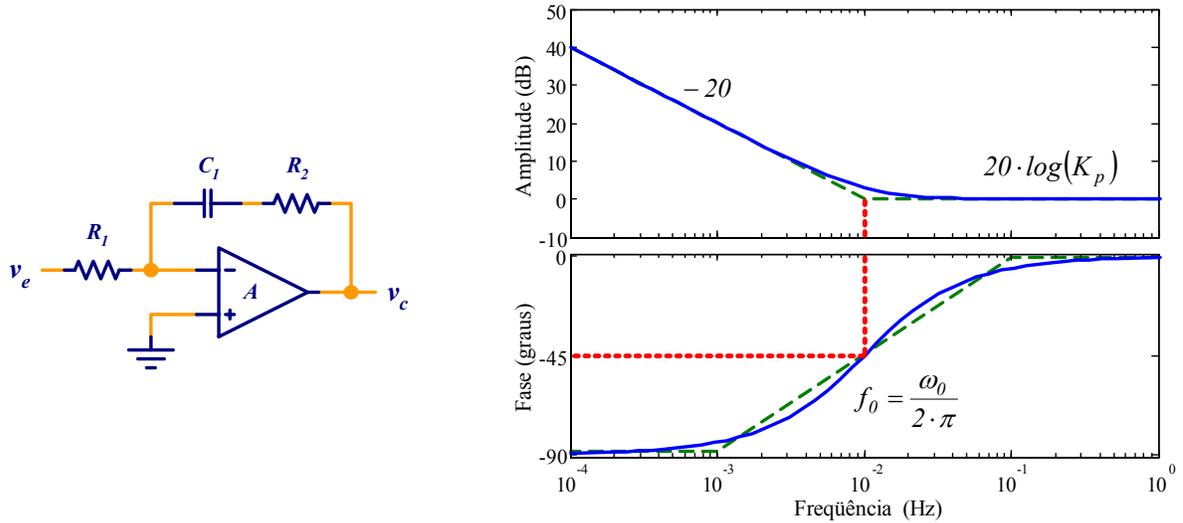


Figura 4.23: Circuito e resposta em frequência do controlador PI.

A função de transferência do controlador é mostrada na equação (4.68). O controlador possui um pólo na origem e um zero em $-1/(R_2 \cdot C_1)$. Como o zero está localizado no semiplano esquerdo e o pólo está na origem, o controlador é de atraso de fase [69].

$$G_c(s) = \frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{1 + s \cdot R_2 \cdot C_1}{s \cdot R_1 \cdot C_1}, \quad \text{ou ainda,} \quad G_c(s) = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{1}{s}. \quad (4.68)$$

O ganho proporcional (K_p) do controlador depende somente da razão entre as resistências (R_2/R_1), enquanto que o ganho integral (K_i) depende da constante de tempo $R_1 \cdot C_1$, ou seja,

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}, \quad K_i = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}. \quad (4.69)$$

A frequência de corte (ω_0) do controlador é resultante da razão:

$$\omega_0 = \frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}. \quad (4.70)$$

2) Controlador PI com filtro passa-baixas

O circuito esquemático do controlador PI com filtro passa-baixas e sua curva de resposta em frequência são mostrados na Figura 4.24.

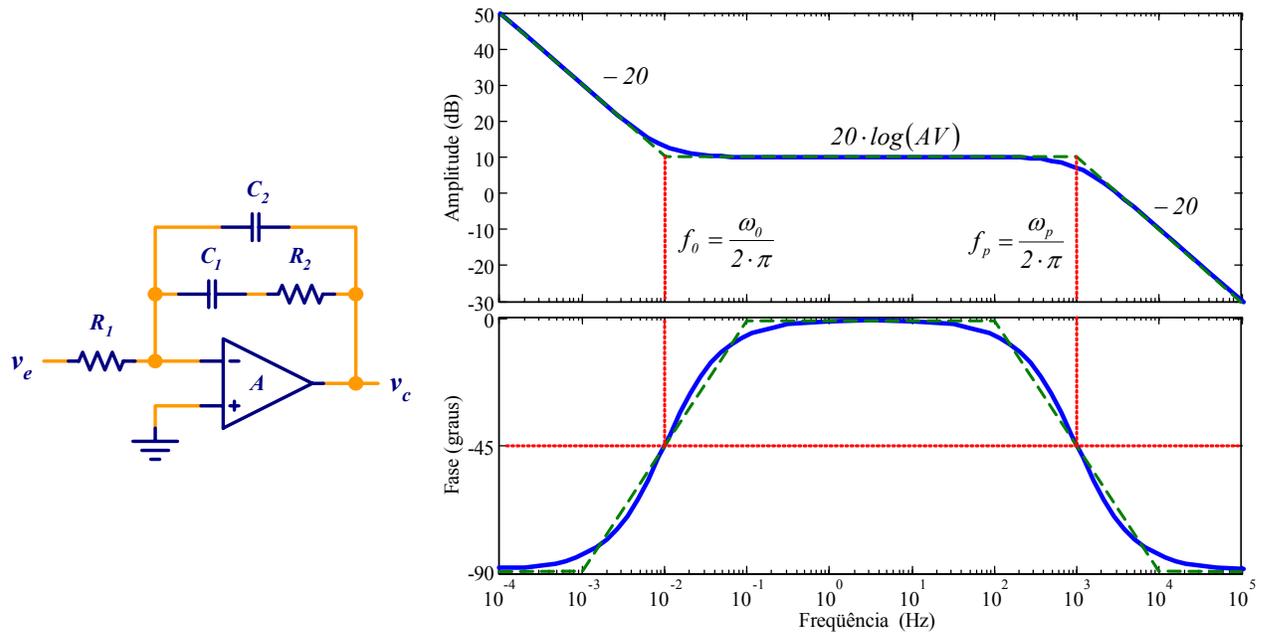


Figura 4.24: Circuito e resposta em frequência do controlador PI com filtro passa-baixas.

A inclusão do capacitor C_2 no circuito de realimentação do amplificador operacional adiciona um pólo ao controlador PI e permite filtrar componentes de frequência elevada, como a frequência de comutação.

A função de transferência do circuito é mostrada na equação (4.71).

$$G_c(s) = \frac{1 + s \cdot R_2 \cdot C_1}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)} \quad (4.71)$$

O pólo adicional é alocado em uma frequência mais elevada que o zero, o que resulta em um ganho AV , que permite melhorar a faixa de passagem e é dado por:

$$AV = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.72)$$

A frequência do zero (ω_0) e do segundo pólo (ω_p), são as seguintes:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}, \quad \omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}. \quad (4.73)$$

3) Controlador com avanço de fase

O circuito esquemático do controlador com avanço de fase e sua resposta em frequência são mostrados Figura 4.25.

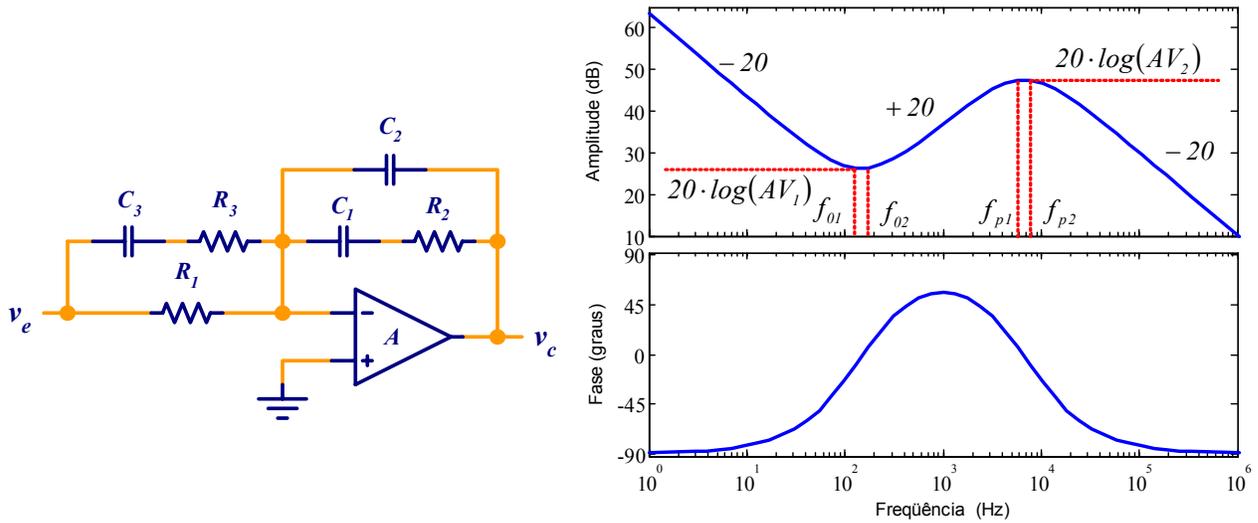


Figura 4.25: Circuito e resposta em frequência do controlador com avanço de fase.

Neste controlador, um circuito RC é adicionado em paralelo com o resistor de entrada do amplificador operacional do circuito controlado PI com filtro passa-baixas. Isto permite criar uma região de avanço de fase, o que possibilita compensar sistemas em que a margem de fase é muito estreita.

A função de transferência do circuito é mostrada na equação (4.74).

$$G_c(s) = \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_1) \cdot [1 + s \cdot (R_1 + R_3) \cdot C_3]}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2) \cdot (1 + s \cdot R_3 \cdot C_3)}. \quad (4.74)$$

O controlador possui dois zeros e três pólos, sendo um deles na origem, em que,

$$\omega_{01} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{(R_1 + R_3) \cdot C_3}, \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3}, \quad \omega_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{R_1 \cdot C_1 \cdot C_2}. \quad (4.75)$$

Para um melhor desempenho dinâmico deste controlador, em malha fechada, a frequência de corte deve ocorrer entre ω_{02} e ω_{p1} . Os ganhos AV1 e AV2, são dados por:

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1}, \quad AV_2 = \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot R_3} \quad (4.76)$$

B. Síntese do controlador

Existem diversos métodos descritos na literatura para o ajuste do controlador PI como, por exemplo, em [69] e [70]. O processo de síntese dos controladores dos circuitos PI com filtro passa-baixas e de avanço de fase, apresentados nesta seção, utilizam o método do fator k para adequada alocação dos pólos e zeros do sistema, para se obter a resposta em frequência desejada [26].

O procedimento de síntese do controlador, baseado no método do fator k, é dado a seguir:

1. Esboçar a resposta em frequência da malha aberta de controle do conversor, modelo para pequenas perturbações, incluindo o ganho do modulador MLP, o ganho do sensor, atrasos no processo de condicionamento, de amostragem dos sinais, atualização da razão cíclica e tempo morto das chaves;
2. Escolher a frequência de corte desejada ($\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$). Quanto maior esta frequência, mais rápida será a resposta dinâmica do sistema. No entanto, quando a frequência de corte é muito próxima da frequência de comutação, a análise para pequenas perturbações não é adequada, devido aos efeitos do chaveamento sobre o sinal de controle. Com efeito, a frequência de corte deve ser inferior a 1/5 da frequência de comutação do conversor;
3. Escolher a margem de fase desejada (ϕ_m) entre 45° e 90° [71]. Uma margem de fase de 60° é um bom compromisso. Valores pequenos de margem de fase resultam em resposta oscilatória, enquanto valores grandes resultam em resposta lenta;
4. Determinar o módulo ($|H_{ma}(j \cdot \omega_c)|$) e a fase (φ) da função de transferência em malha aberta, na frequência de corte desejada. Caso a fase seja positiva, $\varphi = \varphi - 360^\circ$;

5. Determinar o ganho que o controlador (K_c) deve produzir, na frequência de corte, para obter um ganho unitário em malha fechada. Deste modo, $K_c = 1 / |H_{ma}(j.\omega_c)|$;
6. Calcular o avanço de fase (α) necessário para corrigir a margem de fase, pela fórmula $\alpha = \phi_m - \varphi - 90^\circ$. Este cálculo já considera a inversão de fase que haveria na resposta em frequência do controlador;
7. Caso o avanço de fase necessário seja inferior a 90° , utiliza-se o controlador PI com filtro passa-baixas, cujo fator k é dado pela equação (4.77). No entanto, caso o avanço de fase necessário seja superior a 90° , utiliza-se o controlador com avanço de fase, cujo fator k é determinado pela equação (4.78);
8. Determinar os parâmetros do controlador, considerando um valor arbitrário para a resistência de entrada R_I , de acordo com a metodologia a seguir no subitem 2.

Um ajuste posterior no posicionamento dos pólos e zeros do controlador pode ser necessário, a fim de melhorar a resposta dinâmica do sistema.

1) Fator k

O fator k é uma ferramenta matemática para definir a forma e a característica da resposta em frequência do controlador. Independente do controlador escolhido, o fator k é uma medida da redução do ganho em baixas frequências e do aumento do ganho em elevadas frequências, a partir da alocação dos pólos e zeros do controlador, em relação à frequência de cruzamento.

A frequência de cruzamento representa a média geométrica entre as alocações dos zeros e pólos. Deste modo, o pico do avanço de fase ocorrerá na frequência de corte, o que resulta na melhora a margem de fase.

As curvas do avanço de fase em função do fator k, para o controlador PI com filtro passa-baixas e para o controlador com avanço de fase, são mostradas na Figura 4.26.

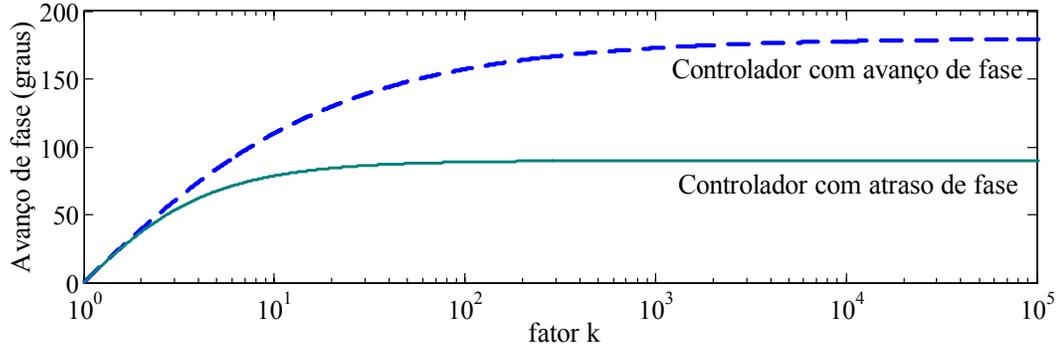


Figura 4.26: Avanço de fase (α) para os controladores do tipo atraso de fase e avanço de fase.

Para o controlador com atraso de fase, isto é, controlado PI com filtro passa-baixas, o zero é posicionado um fator k , dado pela equação (4.77), acima da frequência de cruzamento.

$$k = \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{360} + \frac{\pi}{4}\right). \quad (4.77)$$

Para o controlador com avanço de fase, um zero duplo está alocado um fator \sqrt{k} abaixo da frequência de corte e o pólo duplo está localizado um fator \sqrt{k} acima da frequência de cruzamento. Neste caso, o fator k é dado por:

$$k = \operatorname{tg}^2\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{720} + \frac{\pi}{4}\right). \quad (4.78)$$

2) Determinação dos parâmetros do controlador

Para o controlador PI com filtro passa-baixas, os parâmetros são dados por:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_c \cdot K_c \cdot R_1}, \quad C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1), \quad R_2 = \frac{k}{\omega_c \cdot C_1}. \quad (4.79)$$

Para o controlador com avanço de fase, os parâmetros são dados por:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_c \cdot K_c \cdot R_1}, \quad C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1), \quad R_2 = \frac{\sqrt{k}}{\omega_c \cdot C_1}, \quad R_3 = \frac{R_1}{k - 1}, \quad C_3 = \frac{1}{\omega_c \cdot R_3 \cdot \sqrt{k}} \quad (4.80)$$

C. Controle da corrente no indutor

O diagrama de blocos simplificado do controle em malha fechada da corrente no indutor é mostrado na Figura 4.27, em que G_{ci} representa a função de transferência do controlador, G_{mlp} representa a função de transferência do modulador por largura de pulso, G_{id} representa a função de transferência para pequenas perturbações da corrente no indutor em relação a razão cíclica e K_{si} representa o ganho resultante do processo de condicionamento de sinais analógicos da corrente, incluindo o ganho do sensor, dos circuitos de condicionamento e do conversor analógico para digital.

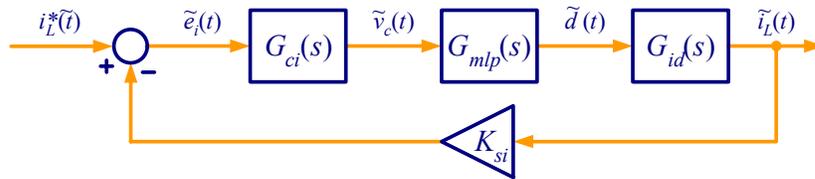


Figura 4.27: Controle em malha fechada da corrente no indutor.

Na prática, o uso de uma margem de fase elevada para o projeto do controlador possibilita desconsiderar os atrasos de fase decorrentes dos processos de condicionamento, de amostragem e de atualização da razão cíclica e tempo morto das chaves, uma vez que estes atrasos são bastante pequenos.

A função de transferência de malha aberta da planta de corrente (T_i) é dada por:

$$T_i(s) = G_{ci}(s) \cdot G_{mlp}(s) \cdot G_{id}(s) \cdot K_{si} \quad (4.81)$$

Para a implementação no DSP considera-se $G_{mlp}(s) = 1$.

Cabe destacar que a função de transferência da corrente no indutor, para uma situação de corrente nula de saída, apresenta um zero próximo da origem, o que poderia complicar no projeto do controlador.

Considerando o ganho do sensor de corrente da BT de 0,03125, corrente de saída nula e tensão de entrada de 165 V, a resposta em frequência em malha aberta do controle, PI com filtro passa-baixas, da corrente no indutor para diferentes margens de fase é mostrado na Figura 4.28.

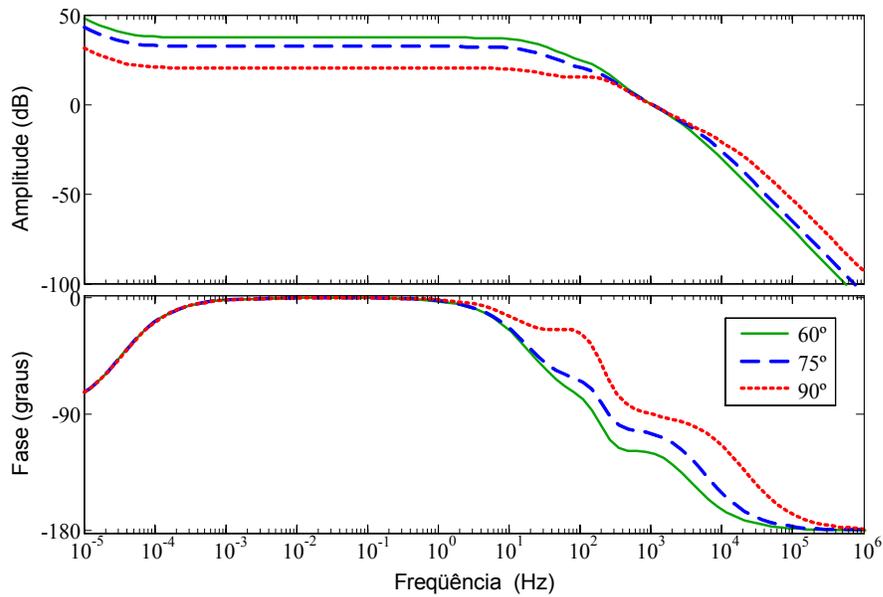


Figura 4.28: Respostas em frequência da malha aberta da corrente no indutor da BT para diferentes margens de fase.

Como as margens de fase desejadas foram obtidas, deve-se proceder a uma análise da resposta transitória do sistema, a partir do diagrama de blocos mostrado na Figura 4.29, a fim de averiguar qual a margem de fase resulta na melhor resposta dinâmica do controle da corrente no indutor do subconversor. Cabe ressaltar que o bloco conversor mostrado na figura corresponde ao diagrama de simulação mostrado na Figura 4.15.

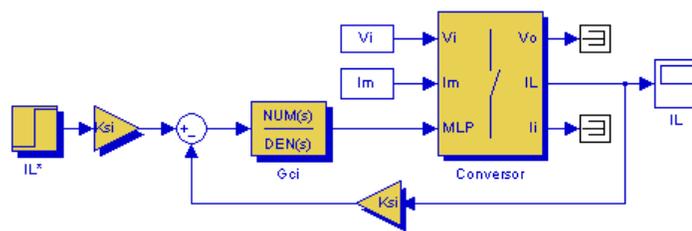


Figura 4.29: Diagrama de blocos esquemático do controle da corrente no indutor no SIMULINK.

As resposta transitórias à um degrau de 12 A de corrente do controle em malha fechada da corrente no indutor para diferentes valores de margens de fase são mostradas na Figura 4.30.

É possível observar que a margem de fase de 75° resulta na melhor resposta transitória, uma vez que não apresenta o elevado sobre-sinal da margem de fase de 60° e a resposta mais lenta da margem de fase de 90°.

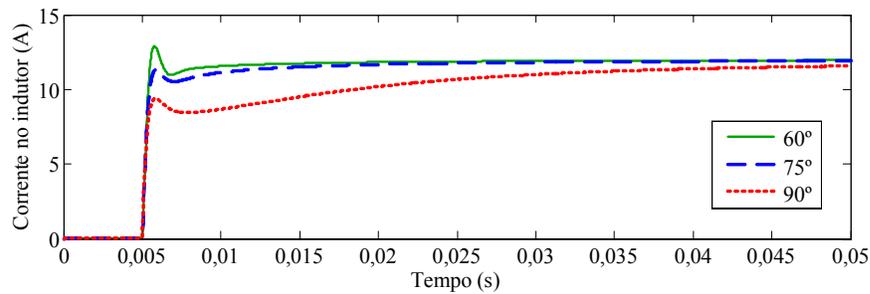


Figura 4.30: Resposta transitória do controle em malha fechada da corrente no indutor da BT para diferentes valores de margens de fase.

Os resultados, em detalhe, do comportamento médio da resposta ao degrau do controle em malha fechada da corrente no indutor, para uma margem de fase de 75°, a diferentes correntes de saída são mostrados na Figura 4.31.

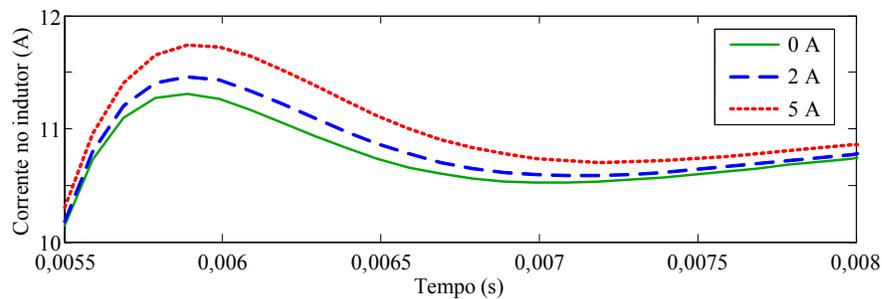


Figura 4.31: Resposta transitória do controle em malha fechada da corrente no indutor para uma margem de fase de 75° e diferentes valores de correntes de saída.

O projeto e análise dos controladores da corrente no indutor dos demais subconversores seguem o mesmo raciocínio e apresentam resultados semelhantes, ou seja, os demais controladores de corrente utilizam um controlador PI com filtro passa-baixas com frequência de corte de 1 kHz e margem de 75°.

D. Controle da tensão de saída

Para evitar um possível conflito da ação do controle dos subconversores no MIPEC, somente o circuito do SC controla a tensão de saída, em virtude de sua maior densidade de potência e da maior largura de banda em frequência que apresenta em relação às demais fontes.

Um bom desempenho do controle em malha fechada simples do subconversor elevador de

tensão bidirecional em corrente é muito difícil de alcançar, devido à presença do zero localizado no semiplano direito na função de transferência da tensão de saída em relação à razão cíclica que altera significativamente a margem de fase e de ganho do conversor.

A estratégia de controle de fontes chaveadas com múltiplas malhas [72] permite melhorar a regulação da tensão de saída em sistemas que apresentam comportamento de fase não-mínima como, por exemplo, o conversor elevador de tensão e o conversor elevador-abaixador de tensão.

A malha interna de controle sempre deve possuir maior frequência de corte que a malha externa de controle, a fim de se obter os benefícios deste tipo de controle. Felizmente, a corrente no indutor apresenta maior largura de banda que a tensão de saída.

O diagrama de blocos simplificado do controle da tensão de saída com múltiplas malhas, isto é, controle em malha fechada da tensão de saída do conversor incluindo uma malha interna de controle da corrente no indutor é mostrado na Figura 4.32.

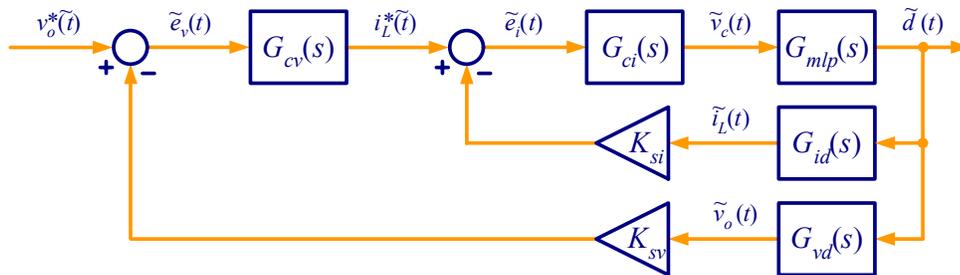


Figura 4.32: Controle da tensão de saída com múltiplas malhas.

Os blocos K_{sv} , G_{cv} e G_{vd} representam o ganho dos processos de condicionamento e amostragem de sinais, a função de transferência do controlador de tensão e a função de transferência da tensão de saída em relação à razão cíclica, respectivamente.

Da análise do sistema, é possível obter a função de transferência (H_{vi}) que relaciona a tensão de saída com a referência da corrente no indutor do conversor, dada pela equação (4.82). A função de transferência em malha aberta do controle de corrente (T_i) é dada em (4.81).

$$H_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L^*(s)} = \frac{T_i(s)}{T_i(s) + 1} \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)}. \quad (4.82)$$

Deste modo, o diagrama de blocos do controlador com múltiplas malhas de controle pode ser reduzido ao diagrama de blocos mostrado na Figura 4.33.

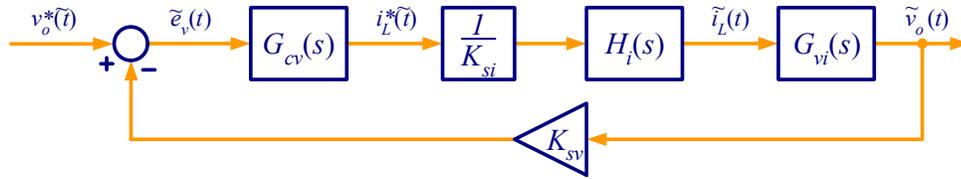


Figura 4.33: Diagrama de blocos equivalente da malha de controle da tensão de saída.

O bloco H_i representa a função de transferência em malha fechada do controle da corrente e o bloco G_{vi} representa a função de transferência que relaciona tensão de saída a corrente no indutor, que são dadas por:

$$H_i = \frac{T_i(s)}{T_i(s) + I}, \quad G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)}. \quad (4.83)$$

A resposta em frequência função de transferência da corrente no indutor em relação à razão cíclica, da malha interna de controle da corrente no indutor do subconversor do SC, para uma tensão de entrada de 126 V, corrente de saída nula, ganho do sensor da corrente no indutor de 0,03145, frequência de corte e margem de fase da malha interna de controle da corrente de 1 kHz e 75°, é mostrada na Figura 4.34.

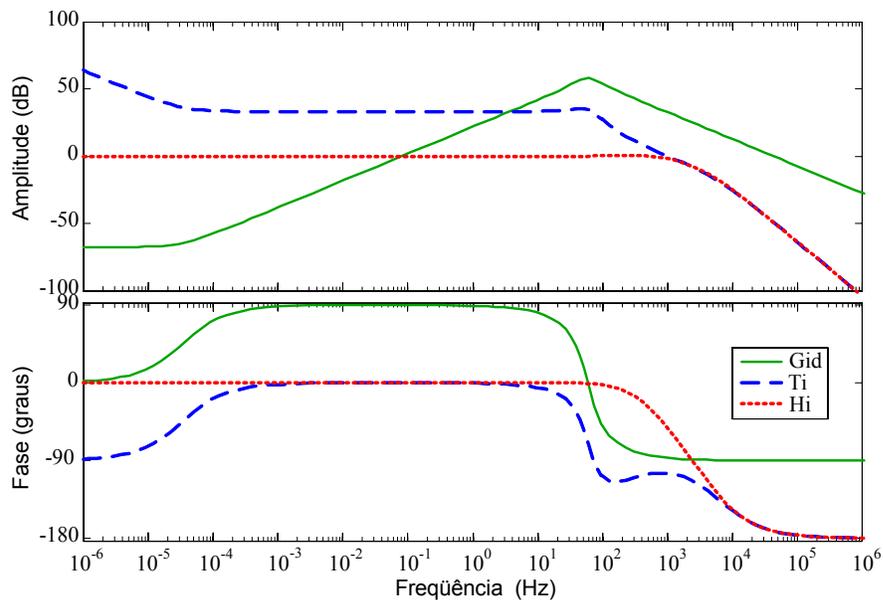


Figura 4.34: Respostas em frequência da malha interna da corrente no indutor do SC.

Na resposta em frequência da malha aberta da corrente no indutor do subconversor do SC é possível constatar que controlador permite obter elevado ganho em baixas frequências e a margem de fase desejada.

Em baixas frequências (até 100 Hz), a função de transferência em malha fechada do controle da corrente no indutor apresenta ganho unitário e desvio de fase nula, ou seja, não é necessário considerar o bloco H_i em baixas frequências.

Na Figura 4.35 são mostradas as curvas de resposta em frequência da tensão de saída, em malha aberta, em relação a referência da corrente no indutor para diferentes correntes de saída, de acordo com o diagrama de blocos da Figura 4.33, com o controlador da malha interna de corrente projetado para a frequência de corte e margem de fase de 1 kHz e 75°.

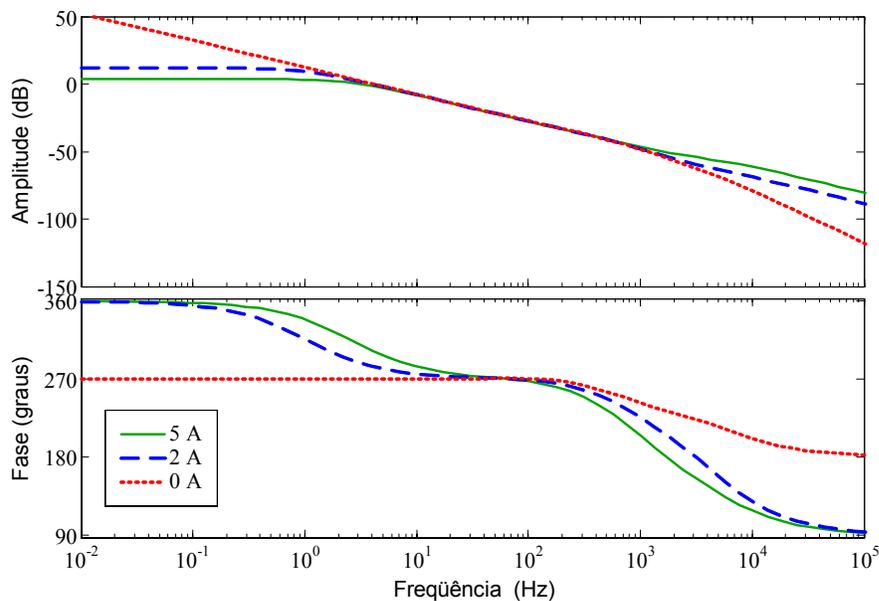


Figura 4.35: Efeito da variação da corrente de saída na resposta em frequência, em malha aberta, da tensão de saída, incluindo a malha interna de controle.

O ganho do sensor da tensão de saída é de (0,00198) e a partir da resposta em frequência anterior, é possível obter as margens de estabilidade da resposta da tensão de saída em relação a corrente no indutor para diferentes correntes de saída de acordo com a Tabela 4.5. Em virtude da menor margem de fase obtida para uma corrente de saída nula, o controlador da tensão de saída será projetado para esta situação. Observar que a margem de ganho é muito grande.

Tabela 4.5: Margens de estabilidade da resposta em frequência da tensão de saída.

Correntes de saída	5 A	2 A	0 A
Frequência de corte (Hz)	2,9	3,9	4,1
Margem de fase (graus)	131	105	90,1
Margem de ganho (dB)	50,6	59,6	157

As curvas de resposta em frequência do controle em malha aberta da tensão de saída para uma corrente de saída de 0 A, frequência de corte de 50 Hz e diferentes margens de fase são mostradas na Figura 4.36. As margens de ganho correspondentes às margens de fase de 60°, 75° e 90° são 31 dB, 32,4 dB e 51,2 dB, nas frequências 566 Hz, 823 Hz e 6,1 kHz, respectivamente.

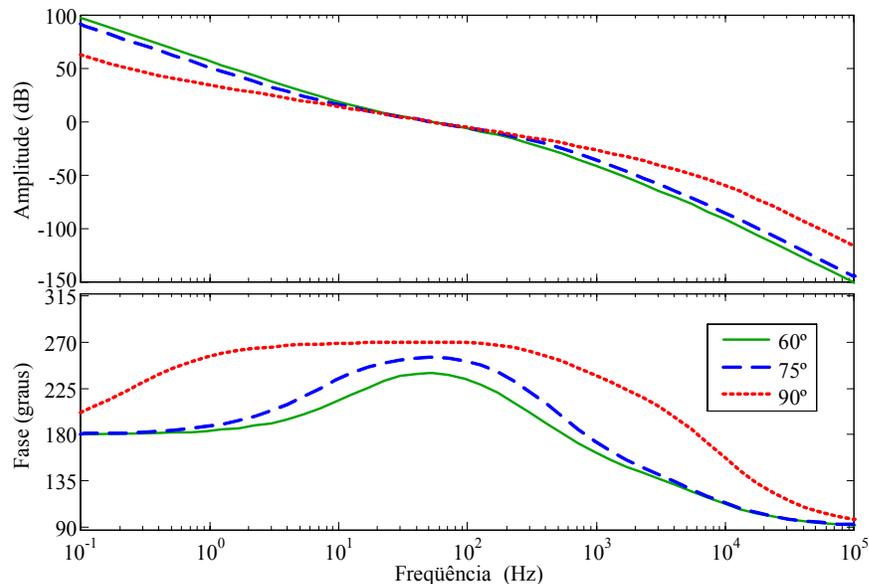


Figura 4.36: Resposta em frequência da malha aberta da tensão de saída para uma corrente de saída nula, frequência de corte de 50 Hz e diferentes margens de fase.

A margem de ganho do sistema pode ser aumentada com a diminuição da frequência de corte do controle da tensão de saída. No entanto, como os coeficientes do controlador digital são obtidos a partir da transformação bilinear, valores pequenos de frequência de corte resultam em coeficientes muito pequenos, que impossibilitam a implementação direta do controlador utilizando algoritmo de ponto fixo com resolução de 16 bits.

As curvas de resposta em frequência da malha aberta da tensão de saída para diferentes correntes de saída, a partir do controlador projetado previamente com margem de fase de 75° e frequência de corte de 50 Hz são mostradas na Figura 4.37.

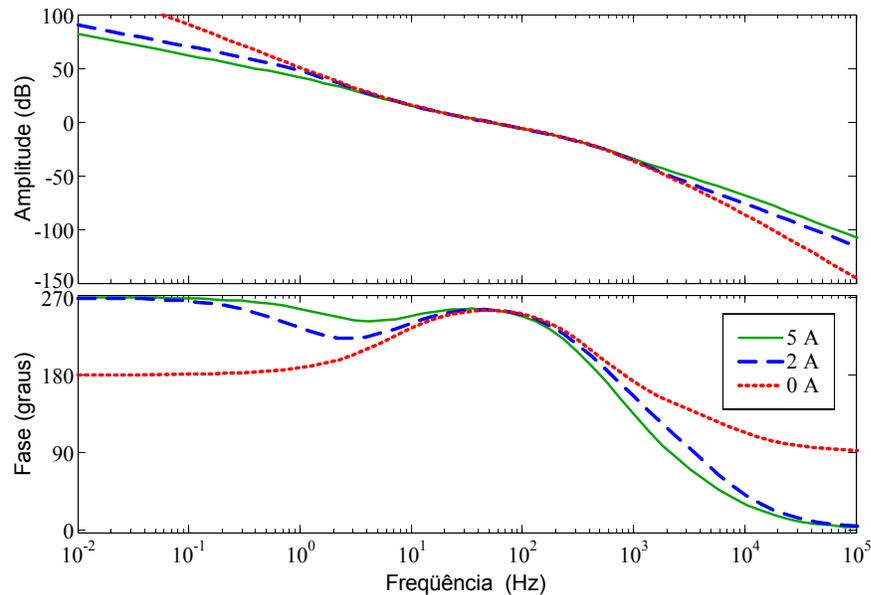


Figura 4.37: Resposta em frequência da malha aberta da tensão de saída para uma frequência de corte de 50 Hz, margem de fase 75° e diferentes correntes de saída.

A margem de ganho aumenta de acordo com a diminuição da corrente da saída, como era previsível. Para as correntes de 5 A, 2 A e 0 A, as margens de ganho obtidas são de 23,8 dB, 27,8 dB e 32,4 dB, nas frequências de 498 Hz, 632 Hz e 823 Hz, respectivamente.

Para uma corrente de saída nula, o controlador posiciona dois pólos muito próximos ao eixo imaginário e um outro na origem, ou seja, o sistema pode facilmente tornar-se instável. No entanto, nenhuma instabilidade foi observada no controle da tensão de saída durante os ensaios experimentais, incluindo ensaios com a corrente de saída nula.

O zero localizado no semiplano direito está posicionado em 1,2 kHz, 3,2 kHz e 205,6 MHz para as correntes de saída de 5 A, 2 A e 0 A, ou seja, em situações com carga, a fase não mínima do conversor contribui para diminuir a margem de ganho.

O diagrama de blocos, mostrado na Figura 4.38, pode ser utilizado para obter a resposta transitória do sistema de controle da tensão de saída, com malha interna de controle da corrente no indutor. O bloco conversor corresponde ao diagrama de simulação mostrado na Figura 4.15.

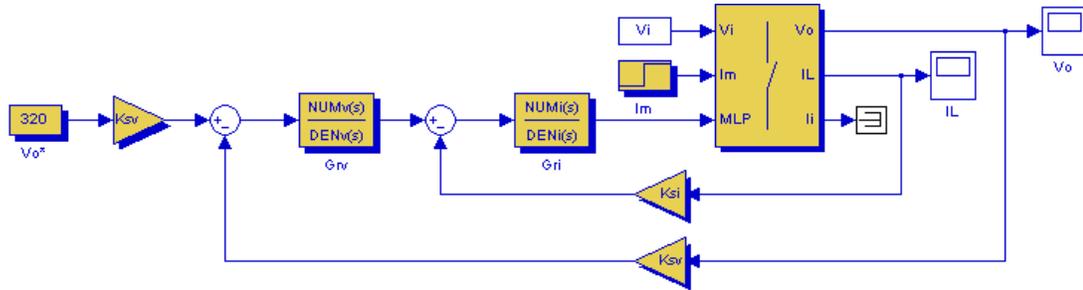


Figura 4.38: Diagrama de blocos esquemático do controle da tensão de saída no SIMULINK.

A partir da resposta transitória do sistema com múltiplas malhas de controle a uma variação em degrau da corrente de saída de 5 A, considerando diferentes margens de fase para o projeto do controlador de tensão, como mostrado na Figura 4.39, é fácil constatar que o controlador projetado para uma margem de fase de 75° exibe melhor comportamento transitório.

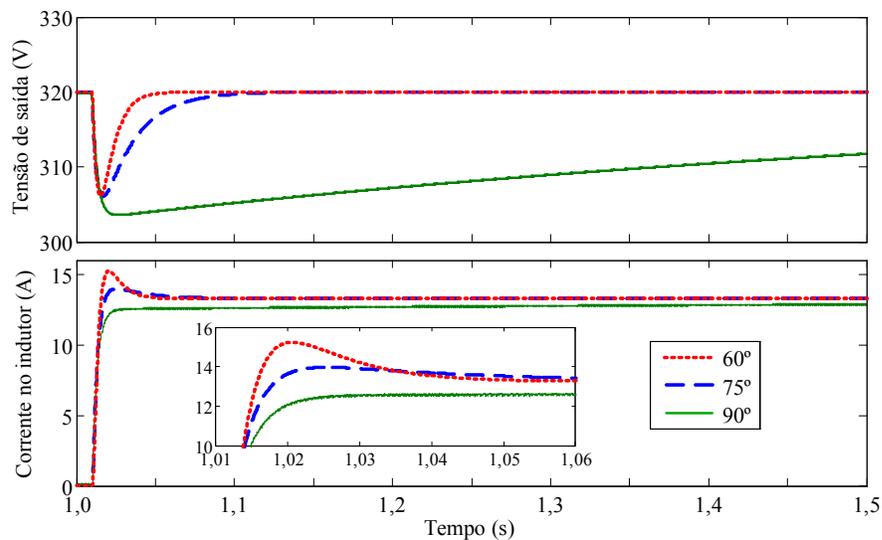


Figura 4.39: Resposta transitória do sistema em resposta a um degrau de corrente de saída de 5 A para diferentes margens do controlador da tensão de saída.

Embora o controlador de tensão com margem de fase de 60° estabilize mais rápido, ele impõe maior corrente máxima ao indutor e, conseqüentemente, às chaves do conversor.

Por outro lado, a resposta para um controlador de tensão com margem de fase de 90° é extremamente lenta e a corrente no indutor apresenta uma ondulação em alta frequência (2,4 kHz), conforme pode ser observado, em detalhe, no gráfico inferior da Figura 4.39.

E. Implementação digital do controlador com saturação dinâmica

A transformação bilinear é usada para obter os coeficientes dos controladores digitais de tensão e de corrente do conversor, para um período fixo de amostragem T . Uma das vantagens da Transformação Bilinear, ou de Tustin, descrita na equação (4.84), é mapear os pólos e zeros posicionados no semiplano esquerdo aberto do domínio s , dentro do círculo de raio unitário do domínio z , o que evita instabilidades no sistema.

$$G_c(z) = G_c(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} \quad (4.84)$$

Aplicando a Transformação Bilinear à função de transferência de um controlador, tem-se a equação a diferenças (4.85), que é a equação de um filtro IIR.

$$y[n] = b_0 \cdot x[n] + \sum_{k=1}^M b_k \cdot x[n-k] + \sum_{k=1}^N a_k \cdot y[n-k]. \quad (4.85)$$

A saturação dinâmica, mais conhecida como “*anti-wind-up*”, descrito em [73], possibilita limitar separadamente a parte proporcional e a parte integral do controlador de um controlador PI, de tal maneira que a parte integral não restrinja a ação proporcional nos períodos transitórios [74], evitando-se uma possível instabilidade do sistema quando o termo integral é muito grande. Uma generalização da metodologia é mostrada na Figura 4.40

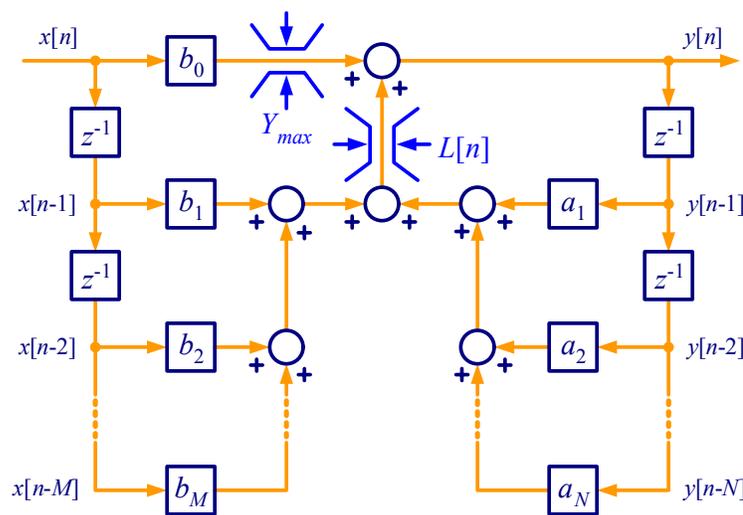


Figura 4.40: Diagrama de blocos esquemático do controlador digital com saturação dinâmica.

Este diagrama de blocos é usado para implementar um controlador digital com saturação dinâmica a partir de diversos métodos de transformação dos coeficientes do domínio s para o domínio z . Observar que o coeficiente b_0 funciona como um ganho proporcional do controlador, enquanto os demais coeficientes modificam o comportamento integral.

O limite dinâmico da ação integral (L) do controlador, em termos do limite do sinal de saída (Y_{max}), é dado por [73]:

$$|L[n]| = Y_{max} - |b_0 \cdot x[n]|. \quad (4.86)$$

1) Algoritmo de ponto fixo

Um dos problemas práticos na implementação do controlador em algoritmo de ponto fixo surge quando existem coeficientes com valor maior que 1, quando se utiliza o formato 1.15 (Q15). A estratégia adotada para contornar este problema foi dividir todos os coeficientes do controlador por um número múltiplo de 2, que corresponde à operação de deslocamento de bits. No final, o resultado é multiplicado pela mesma potência de 2, ou seja,

$$y[n] = \left(\frac{b_0}{2^\alpha} \cdot x[n] + \sum_{k=1}^M \frac{b_k}{2^\alpha} \cdot x[n-k] + \sum_{k=1}^N \frac{a_k}{2^\alpha} \cdot y[n-k] \right) \cdot 2^\alpha. \quad (4.87)$$

No entanto, quanto maior for a potência de 2, maior será o erro de quantização e maior o limite do sinal de entrada, que deverá ser inferior ao valor inverso desta potência de 2.

Uma outra alternativa seria utilizar os coeficientes divididos, ou multiplicados, individualmente por uma potência de 2. No entanto, seria necessário corrigir o deslocamento de bits de cada resultado da operação aritmética de multiplicação, ou divisão.

2) Coeficientes dos controladores de corrente no indutor e tensão de saída

Os coeficientes digitais do controlador PI com filtro passa-baixas descritos previamente, obtidos para uma frequência de amostragem de 10 kHz, são mostrados na Tabela 4.6, em que os controladores foram projetados para uma frequência de corte de 1 kHz e margem de fase de 75°. Para o controlador da tensão saída, a frequência de corte de projeto é de 50 Hz e é necessário utilizar a técnica descrita previamente para implementação em ponto fixo, de acordo com (4.87).

Tabela 4.6: Coeficientes dos controladores digitais da corrente no indutor e tensão de saída.

	Corrente da BT	Corrente da CaC	Corrente do SC	Tensão de saída
b_0	0,702052	0,736375	0,520559	1,243618
b_1	0,074267	0,070501	0,049508	0,005327
b_2	-0,627785	-0,665873	-0,471051	-1,238292
a_1	-0,722734	-0,674987	-0,671864	-1,793785
a_2	-0,277265	-0,325012	-0,328135	0,793785

Os ganhos dos sensores de corrente e de tensão empregados para o projeto dos controladores do MIPEC são descritos na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Ganho dos sensores do MIPEC.

	BT	CaC	SC	Saída
Ganho do sensor de corrente	0,03125	0,04922	0,03145	0,04746
Ganho do sensor de tensão	0,00385	0,00393	0,00388	0,00198

3) Amostragem das variáveis médias de corrente e de tensão

A amostragem das variáveis de tensão e corrente ocorre no meio do período de comutação. Neste instante, tem-se o valor médio das variáveis de corrente e de tensão, dentro do período de comutação, conforme pode ser observado na Figura 4.41.

A primeira curva (canal 4) corresponde ao comportamento CA da forma de onda da tensão de saída do conversor, cujo valor CC é de 320 V, enquanto que a curva do meio (canal 2) corresponde à forma de onda da corrente no indutor. A última curva, canal 3, corresponde a um sinal internamente gerado pelo processador digital de sinais (DSP), denominado PWMSYNC.

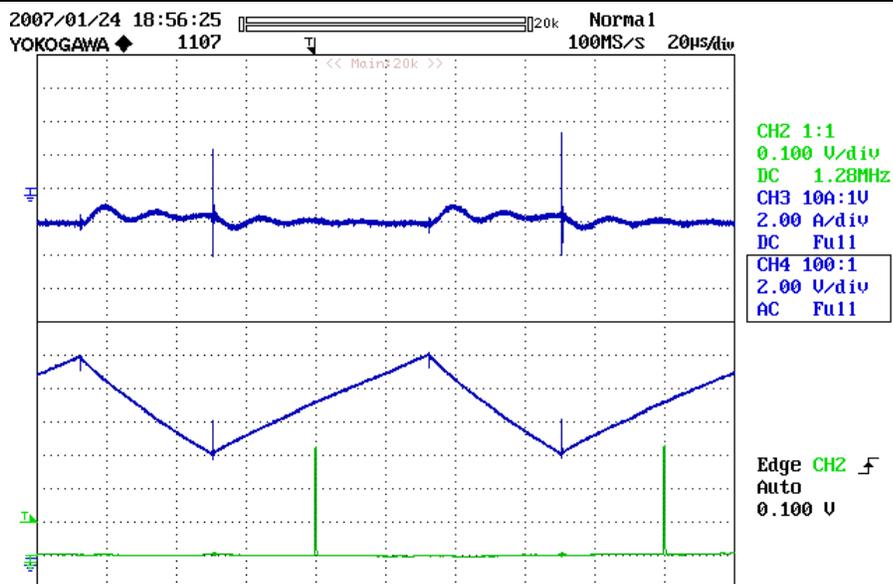


Figura 4.41: Amostragem da corrente no indutor no meio do período de comutação: tensão de saída (superior), corrente no indutor (meio) e sinal de disparo da interrupção (inferior).

Quando uma nova interrupção gerada pelo PWMSYNC ocorre, o conversor A/D faz a amostragem dos dados que são processados pela rotina de controle. Antes do final da rotina de interrupção, que deve ocorrer antes de um novo pulso PWMSINC, os novos valores de razão cíclica são, em geral, atualizados.

Em virtude do tempo morto do comando do inversor, que é de aproximadamente de $2 \mu\text{s}$, a amostragem dos sinais não ocorre exatamente no meio do período de comutação. Apesar deste fato, os sinais são amostrados distantes dos momentos de comutação, em que os ruídos produzidos pelo chaveamento também já terão sido amortecidos [75].

Esta técnica evita incluir filtros, analógicos ou digitais, para reduzir as componentes de alta frequência resultantes do processo de chaveamento. Com efeito, a função de transferência da planta também fica mais simplificada.

4) Controle digital da tensão de saída utilizando o supercapacitor

A resposta transitória experimental do controle da tensão de saída, incluindo o uso do supercapacitor, a uma variação brusca da demanda de carga de aproximadamente $3,2 \text{ A}$, é mostrada na Figura 4.42. É possível observar, em detalhe, na curva superior da Figura 4.43, o

comportamento CA da tensão de saída e, na curva inferior da mesma figura, a forma de onda da corrente no indutor.

Existe uma pequena oscilação da tensão da saída, provavelmente causada por uma insuficiente resolução do conversor MLP digital [76], mas que não causa nenhum problema para o desempenho do sistema.

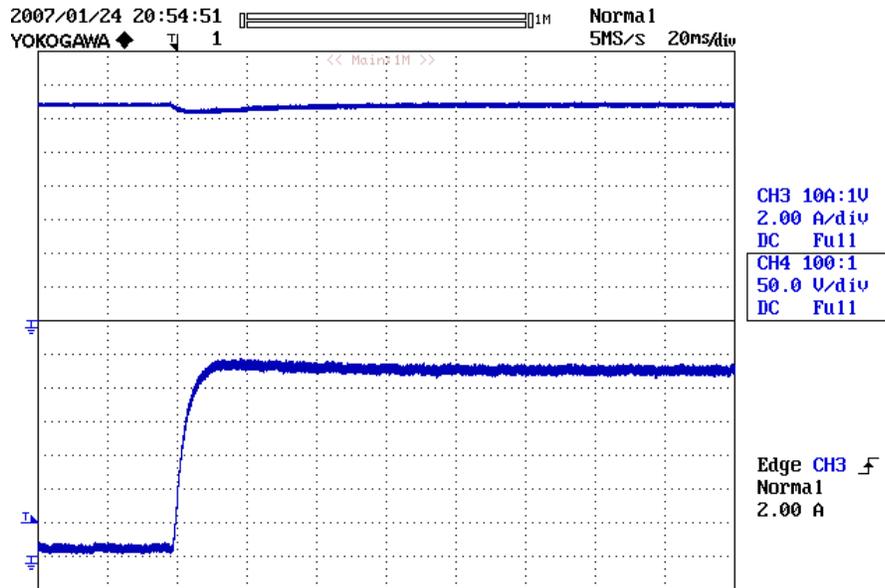


Figura 4.42: Resultado experimental do controle digital da tensão de saída e corrente no SC.

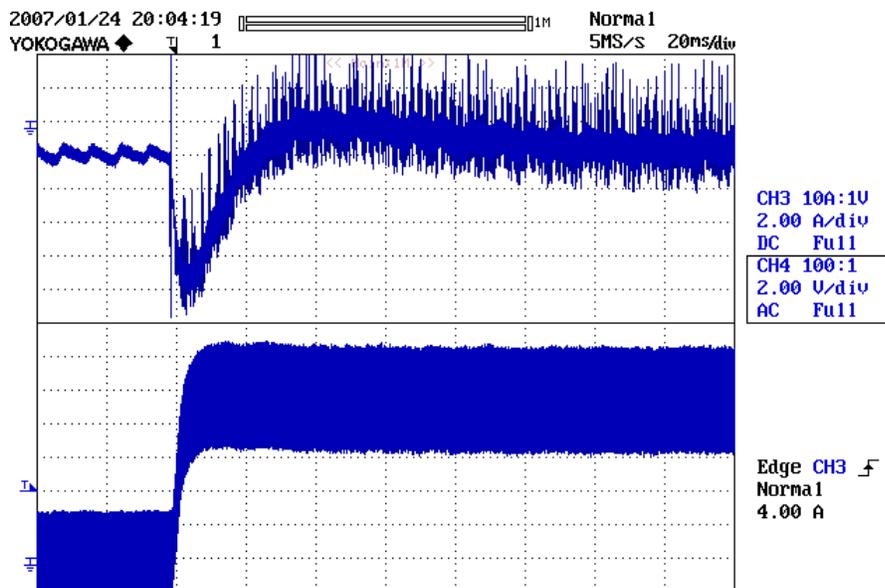


Figura 4.43: Resposta experimental, em detalhe, da tensão de saída e corrente no indutor.

O controle da tensão de saída do sistema mostrou-se bastante estável e robusto a uma sucessiva quantidade de ensaios, realizados a partir de diferentes variações de correntes de carga e tensões de entrada. Em geral, a variação da tensão de saída é inferior a 10 %.

A tensão de saída apresenta um pequeno sobre-sinal, que provavelmente está associado à medição do comportamento CA do sinal no osciloscópio, pois na figura anterior não se verifica esta sobretensão.

A corrente no supercapacitor, mostrada na Figura 4.42, apresenta uma significativa menor ondulação que a corrente no indutor. Provavelmente, existe um erro no valor atribuído à resistência interna do SC ou dos capacitores eletrolíticos, o qual foi obtido da folha de dados do fabricante. Observar também que, segundo o diagrama de Ragone, os capacitores convencionais possuem maior densidade de potência que os supercapacitores. Deste modo, é necessário rever o modelo do comportamento do SC para frequências elevadas e, posteriormente, verificar experimentalmente a resistência interna dos capacitores eletrolíticos.

Do ponto de vista da resposta dinâmica da malha interna da corrente no indutor do controle da tensão de saída, a resposta transitória apresenta um pequeno sobre-sinal, conforme previsto no projeto deste controlador (ver Figura 4.39).

Uma estratégia de partida suave do controle da tensão de saída foi necessária para evitar uma elevada corrente de “*inrush*” no processo de partida do sistema. A solução adotada foi usar inicialmente o valor medido da tensão de saída como referência para o controlador de tensão durante um determinado período de tempo em que as chaves permanecem desabilitadas.

Em seguida, procede-se a habilitação do gerador MLP e a referência da tensão de saída é alterada para 320 V. Um limitador de derivada, impede que haja uma variação rápida da referência de tensão para o controlador. Deste modo, foi possível minimizar os picos de corrente transitória durante a partida do controle da tensão de saída.

As formas de onda da tensão de saída e corrente do SC, para uma situação de partida do sistema com uma carga de aproximadamente 3 A, são mostradas na Figura 4.44.

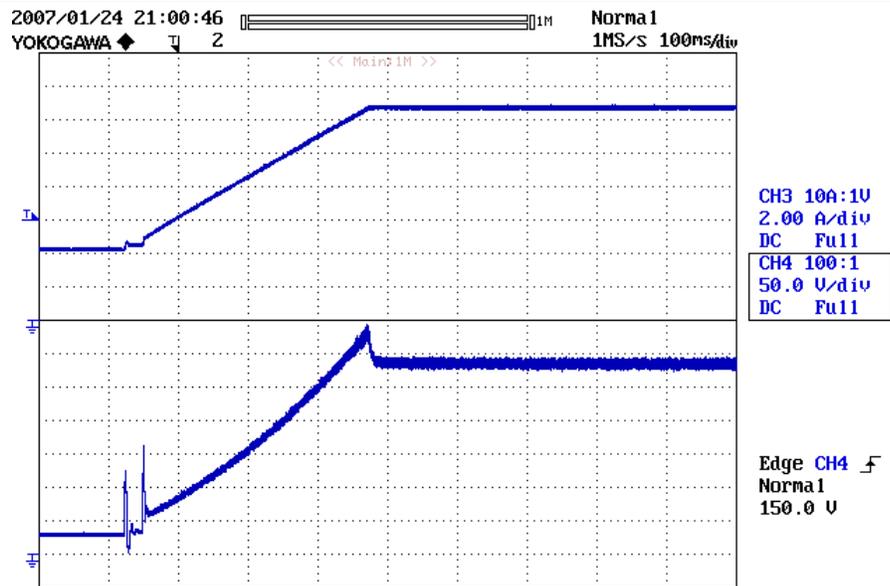


Figura 4.44: Partida suave da tensão de saída com uma carga resistiva conectada ao terminais do barramento de saída do conversor.

4.7 Conclusões

Este capítulo apresentou os modelos estático e dinâmico para pequenas perturbações, as análises estática e dinâmica, o dimensionamento e o projeto de controladores com atraso de fase (PI) para os subconversores que integram o MIPEC.

No circuito da CaC o subconversor é unidirecional em corrente. Neste caso, todo o estudo realizado previamente para o subconversor bidirecional continua válido, com exceção que a corrente no indutor nunca se inverte, pois o projeto do indutor garante que mesmo na mínima corrente a operação é no modo de condução contínua.

Uma malha interna de controle de corrente foi inserida na malha de controle da tensão de saída do circuito do supercapacitor para reduzir os efeitos do zero localizado no semiplano direito do gráfico do lugar das raízes e melhorar a robustez do controle a variações de carga.

A modificação proposta no algoritmo do controle com saturação dinâmica possibilita o emprego desta técnica em uma ampla variedade de controladores digitais, que possuem equação a diferenças de um filtro digital IIR, ou mesmo de um filtro FIR.

A amostragem dos sinais no meio do período de comutação garante maior imunidade do sistema de controle a ruídos de chaveamento, isto é, a técnica evita o emprego de filtros que aumentariam a complexidade do sistema a ser controlado.

Os resultados experimentais do controle digital da tensão de saída mostraram-se bastante satisfatórios. Os resultados para o controle de corrente, incluindo limitadores de derivada da referência de corrente, também foram adequados.

Capítulo 5

Sistema supervisorio nebuloso de controle

5.1 Introdução

Este trabalho propõe o uso da estratégia de controle supervisorio nebuloso, que fornece uma solução eficiente para síntese de controle multiobjetivos, principalmente em sistemas em que a modelagem matemática da interação entre os processos é muito complexa ou imprecisa.

Cada uma das três entradas do conversor é controlada por, no mínimo, um compensador convencional (PI com filtro passa-baixas), ou seja, existem três subsistemas que atuam de forma coordenada pela ação de um agente denominado supervisor.

O processo de síntese do agente supervisorio envolve: a obtenção do modelo do sistema a ser controlado, a especificação das restrições a serem respeitadas [77] e o processo de síntese de uma lógica de controle para alocação dos recursos disponíveis.

A construção de um modelo que permita avaliar a interação entre as fontes de alimentação e cargas do MIPEC é complexa, pois compreende as não-linearidades presentes nos modelos da bateria e da célula a combustível e do consumo de potência na condução do veículo.

As principais restrições impostas ao sistema resultam das limitações de operação tanto da CaC, quanto da BT, que podem ter a vida útil reduzida e/ou o desempenho comprometido caso não funcionem dentro de suas especificações.

A síntese do sistema supervisorio poderia ser realizada por métodos de otimização, em que a função objetivo poderia ser a minimização do consumo de combustível (H_2), sem comprometer o desempenho dos dispositivos de suprimento e de propulsão do VE. No entanto, seria necessário formular um modelo matemático complexo das variáveis de decisão, sujeito a restrições específicas, a fim de obter alocação ótima dos recursos disponíveis.

Um conjunto de regras também poderia coordenar o fluxo de energia dos subsistemas, porém isto levaria a transições abruptas entre as decisões, em decorrência principalmente do comportamento não-linear da carga e das fontes.

O controle nebuloso associa a simplicidade da implementação de um conjunto de regras, baseado no conhecimento do projetista sobre o comportamento das fontes, com a possibilidade de um adequado desempenho do sistema de suprimento, devido à transição suave dos valores de saída do controlador nebuloso.

5.2 Controle nebuloso

As estratégias de controle nebuloso são derivadas da experiência do projetista e de sucessivos experimentos. Embora não seja possível garantir a otimização dos resultados em todas as situações, os algoritmos de controle nebuloso são facilmente e rapidamente implementados em microprocessadores e em microcontroladores e demandam relativamente poucos recursos de processamento [78].

As principais vantagens do controle nebuloso são resumidas abaixo [79]:

- Não requer o modelo matemático do sistema. Muitas plantas apresentam processos muito complexos para análise via técnicas quantitativas tradicionais, comportamento não linear e/ou variante no tempo;

- Em diversas aplicações tem-se mostrado robusto, ou seja, o desempenho dinâmico do controlador depende pouco dos parâmetros do sistema;
- Em sistemas não lineares e variantes no tempo, pode resultar em melhor resposta dinâmica quando comparadas com outras técnicas de controle, que limitam a largura de banda para assegurar a estabilidade para todas as condições de operação;
- Podem facilmente gerenciar sistemas compostos por múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). A inclusão de uma entrada resulta somente na adição de funções membro e regras associadas à nova entrada. Nos métodos tradicionais de controle, a inserção de uma nova entrada geralmente requer novo cálculo de todas as funções de transferência.

5.3 Síntese do supervisorio nebuloso

A. Estratégia de gestão da energia

O objetivo principal do sistema supervisorio é garantir o suprimento adequado de potência para o mecanismo de propulsão do VE, sem degradar o desempenho e a vida útil das fontes de suprimento de energia.

Conforme descrito previamente no capítulo anterior, o controle da tensão de saída do MIPEC (Figura 3.14) é realizada pelo controle do subconversor do supercapacitor, que apresenta maior largura de banda em frequência, isto é, maior velocidade para a transferência de energia. No entanto, para que o SC possa transferir a energia, obviamente ele deve possuir um estado de energia adequado. Isto pode ser realizado mantendo-se estável sua tensão de operação.

A bateria pode ser usada para controlar a tensão de operação do SC, em virtude da sua resposta dinâmica mais rápida em comparação com a célula a combustível. No entanto, a obtenção de um modelo matemático que contemple a agregação das diversas combinações de demanda dificilmente seria bem atendida com estruturas de controle convencional. Um PI nebuloso poderia implementar o controle da tensão do SC, mas seria necessária uma outra

estratégia para coordenar o fluxo de potência da CaC e o ajuste do estado de energia da BT.

Um sistema supervisorio nebuloso que ajusta diretamente a referência de corrente da célula a combustível e altera a referência de corrente da BT, baseado na informação da demanda da carga e estado de energia dos dispositivos acumuladores de energia, é proposto na Figura 5.1.

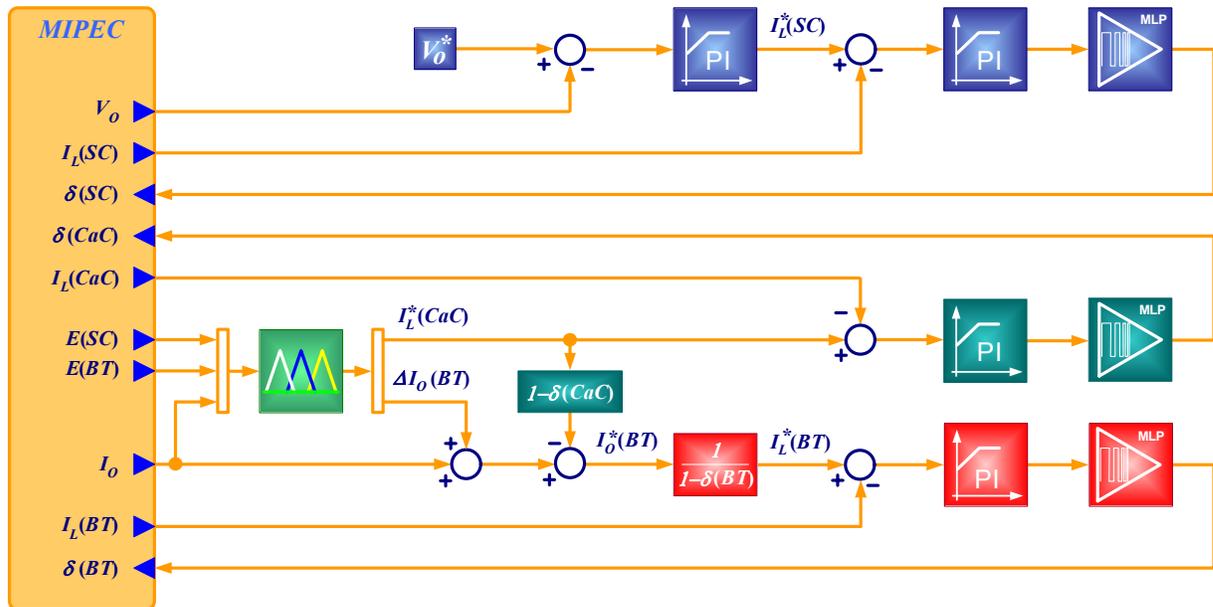


Figura 5.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema de gestão de energia.

A estrutura de controle nebuloso proposta utiliza a BT para complementar a potência gerada pela CaC e ajustar indiretamente o estado de energia do SC. A CaC funciona somente em dois pontos limites da região de operação ótima (Figura 2.2) para atender à demanda média de potência e realizar a recarga da BT.

Por razões operacionais das fontes de suprimento utilizadas, as referências de corrente dos circuitos da BT e da CaC possuem taxa de variação (derivada) restringida por um limitador de derivada (não esboçadas no diagrama de blocos da Figura 5.1), a fim de evitar a fadiga térmica dos dispositivos [3].

Na CaC o limite de derivada é ajustado arbitrariamente em + 10 A/s e – 25 A/s, enquanto que na BT o limite é ajustado em + 25 A/s e – 50 A/s. Adicionalmente, as referências de corrente da CaC, BT e SC também são limitadas em amplitude, em 8 A, 12 A e 14 A, respectivamente. No caso do SC, a corrente não é maior devido ao limite imposto pelo indutor utilizado.

B. Referência de corrente da bateria

Como os conversores da CaC e da BT são controladas em corrente e o do supercapacitor é controlado em tensão, os dois primeiros dispositivos comportam-se como fontes de corrente, enquanto que o SC comporta-se como um capacitor eletrolítico, como mostrado na Figura 5.2.

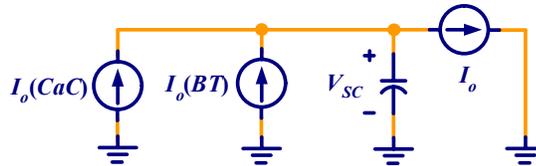


Figura 5.2: Circuito equivalente do comportamento dos subconvertidores do MIPEC.

Da análise do circuito mostrado, é possível constatar que a corrente de saída da BT complementa a corrente gerada pela CaC para suprir a demanda da carga.

$$I_o(BT) = I_o - I_o(CaC). \quad (5.1)$$

Observar que a energia gerada em excesso pela CaC, em regime permanente, é acumulada na bateria, que também absorve a energia obtida da frenagem regenerativa.

Um termo de correção (ΔI_o) é adicionado à referência de corrente de saída da BT para permitir o controle do estado de energia do SC, ou seja,

$$I_o^*(BT) = I_o - I_o(CaC) + \Delta I_o(BT). \quad (5.2)$$

Valores negativos do termo de correção diminuem a referência de corrente da BT, ou seja, a BT passa a gerar menos, ou absorver mais, eletricidade que o necessário. Com efeito, ocorre uma diminuição da energia acumulada no SC. Por outro lado, valores positivos para o termo de correção resultam em um aumento da energia acumulada no SC.

Possíveis imprecisões no cálculo da referência de corrente da BT são automaticamente corrigidas pela atuação do controlador nebuloso, que vai alterar o termo de correção da referência da corrente da BT até atingir o objetivo desejado.

Observar que as correntes na BT e na CaC da equação (5.2) são as de saída. No entanto, a variável de controle é a corrente no indutor, que pode ser estimada a partir da razão cíclica do

conversor, de acordo com:

$$I_L^*(BT) = \frac{I_o^*(BT)}{1 - \delta(BT)} \quad \text{e} \quad I_o(CaC) = I_L^*(CaC) \cdot [1 - \delta(CaC)]. \quad (5.3)$$

Deste modo, a referência de corrente da BT é expressa de acordo com (5.4), conforme foi implementado no diagrama de blocos da Figura 5.1

$$I_L^*(BT) = \{I_o - I_L^*(CaC) \cdot [1 - \delta(CaC)] + \Delta I_o(BT)\} \cdot [1 - \delta(BT)]. \quad (5.4)$$

C. Variáveis de entrada e de saída do controlador nebuloso

As variáveis de entrada do controlador nebuloso são: estado de energia na BT, estado de energia no SC e a demanda de corrente da carga. As variáveis de saída são: o termo de correção da referência de corrente da BT e a referência de corrente da CaC.

O estado de carga dos dispositivos acumuladores de energia não foi utilizado devido à extrema dificuldade em estimar esta grandeza em baterias de chumbo-ácido, que apresentam um comportamento bastante não linear [40]. Conforme discussão prévia, no Capítulo 2, a quantidade de energia na BT é estimada diretamente em função da sua tensão terminal e de sua corrente, de acordo com (2.5). No caso do SC, a energia é calculada a partir do valor quadrado da sua tensão conforme descrito em (2.2).

Quando o estado de energia dos dispositivos acumuladores é adequada, a referência de corrente da célula a combustível é governada pela demanda de corrente da carga. No entanto, quando o estado de energia da BT é baixo, por exemplo, a CaC deverá operar no modo de potência máxima, exceto nas situações em que é mais interessante descarregar o SC antes.

O termo de correção da referência de corrente da BT, é governado pelo estado de energia do SC que, em regime permanente, deve corresponder à metade da sua energia máxima.

D. Definição das funções de pertinência nebulosa

As funções de pertinência para cada uma das variáveis de controle do supervisório nebuloso são definidas na Figura 5.3. Os gráficos posicionados no lado esquerdo descrevem as

variáveis de entrada, enquanto que os gráficos no lado direito descrevem as variáveis de saída.

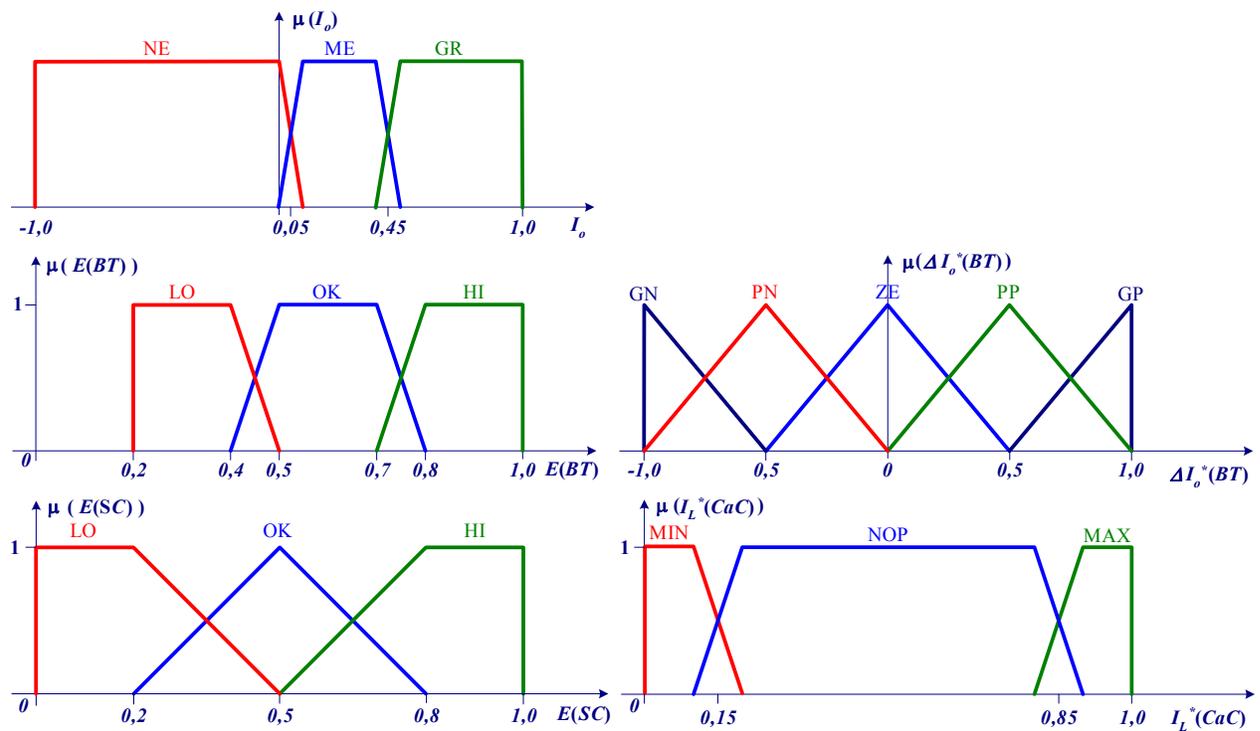


Figura 5.3: Funções de pertinência nebulosa das variáveis de controle nebuloso.

O eixo horizontal dos gráficos representa o universo de discurso das variáveis, isto é, os possíveis valores reais que as variáveis de entrada e de saída podem assumir.

O eixo vertical denota o grau de pertinência (μ) que, por exemplo, um dado valor possui em relação a cada uma das funções de pertinência nebulosa da entrada. O grau de pertinência sempre varia dentro do intervalo entre 0 e 1 [80].

As funções de pertinência adotadas possuem a forma padrão (trapezoidal ou triangular), e o número de conjuntos nebulosos (funções de pertinência) que cada variável utiliza é o menor possível, no intuito de reduzir a demanda computacional e a complexidade no processo de elaboração das regras [78].

Somente o termo de correção da referência de corrente da BT utiliza cinco funções membro, a fim de obter maior “precisão” desta variável de saída. O emprego de outros formatos de funções de pertinência, implementados a partir de funções como gaussiana ou sigmóide, pode

ser interessante em casos que requeiram um desempenho mais suave da variável de saída.

1) Funções de pertinência de entrada

As funções de pertinência da corrente de saída estão relacionadas com a demanda de potência do veículo. Valores negativos (NE) podem ser associados a um percurso de descida, a pequenas velocidades ou a frenagem do veículo, enquanto que os valores grandes (GR) podem ser associados a um percurso de subida, a velocidades elevadas ou a aceleração. Valores médios (ME) podem ser relacionados a situações de condução normal do veículo, sujeito a pequenos declives no percurso. Neste caso, somente a demanda média de potência é requerida.

A forma trapezoidal é escolhida devido à não sensibilidade da saída nebulosa a mudanças que recaiam nas porções constantes do trapezoidal. Observar que a demanda média de potência pode variar de 10 % a 40 % da demanda total, sem que isto implique em uma transição entre regras devido a corrente de saída.

O ponto cruzamento entre as funções de pertinência NE e ME está relacionado a situações de pequena demanda de carga, em que o rendimento da CaC seria muito pequeno, enquanto que o cruzamento entre ME e GR está relacionado com a demanda máxima de potência, e a potência gerada pela CaC.

As funções de pertinência para a energia da BT indicam se a capacidade do dispositivo é elevada (HI), adequada (OK) ou baixa (LO). Dentro do intervalo do universo de discurso que varia entre 50% a 70%, a energia da BT pode variar livremente sem alterar a saída do controlador nebuloso.

Os intervalos de transição entre as funções de pertinência, são escolhidos arbitrariamente, embora haja a preocupação de não provocar sobrecarga ou descarga profunda do dispositivo.

As funções de pertinência da energia do SC são: elevada (HI), adequada (OK) ou baixa (LO). Observar que elas apresentam intervalos distintos da energia da BT e a forma para a função OK apresenta um formato triangular, o que permite manter a tensão do SC, em regime permanente, em torno do valor 0,5 pu.

2) Funções de pertinência da saída

O termo de correção da referência de corrente da BT possui cinco funções de pertinência: grande negativo (GN), pequeno negativo (PN), zero (ZE), pequeno positivo (PP) e grande positivo (GP). A maior quantidade de funções de pertinência permite um ajuste mais rápido, ou mais lento, da quantidade de energia acumulada no SC.

As funções de pertinência poderiam ficar aglomeradas próximo ao eixo das ordenadas, a fim de possibilitar um ajuste mais preciso do termo de correção quando o desvio do valor desejado fosse pequeno e caso a quantidade de funções de pertinência da energia do SC maior.

De acordo com [78], o emprego de funções de pertinência do tipo cosseno quadrático, gaussiana, sigmóide ou “*spline*” cúbico, podem possibilitar melhor resposta dinâmica para o ajuste do termo de correção da referência de corrente da BT.

Outra possibilidade seria o emprego de um filtro digital para atenuar componentes de frequência elevada do termo de correção. Tais soluções poderiam ser adotadas caso as respostas obtidas justifiquem a maior complexidade de implementação e tempo de processamento. Cabe destacar que os limitadores de derivada das referências de corrente da BT e da CaC já atuam como um filtro.

As funções de pertinência para a referência de corrente da CaC são três, a saber: potência mínima (MIN), potência máxima (MAX) e sem alteração (NOP). Uma vez que a referência de corrente da CaC alterna-se entre os dois pontos limites da região de operação ótima (Figura 2.2), a variável de saída desta função de pertinência precisa ser pós-processada.

Assim, caso o valor de saída fique entre 0,15 e 0,85, a saída conserva o estado anterior inalterado (NOP). Se menor ou igual a 0,15, a referência de corrente da CaC é mínima (MIN), caso maior que 0,85, a referência de corrente da CaC é máxima (MAX).

A estratégia de não modificar o modo de operação permite que a CaC opere a maior parte do tempo no regime estacionário, o que evita possíveis perdas por concentração nas transições de modo de funcionamento e simplifica a regulação do fluxo de combustível (H_2).

E. Definição da base de decisões para o controle nebuloso

A especificação das regras do controlador nebuloso representa o conhecimento do projetista sobre as restrições impostas pelos dispositivos de suprimento e de tração elétrica, levando em consideração aspectos intuitivos e práticos que irão determinar o comportamento dinâmico do sistema.

Sucessivos testes asseguram confiabilidade e robustez ao processo, em que uma falha parcial do sistema pode não resultar em uma significativa degradação do desempenho do controlador [78].

No processo de síntese da base de regras que definem o comportamento do controlador nebuloso, são adotadas as seguintes prioridades:

- 1) A quantidade de energia do SC sempre deve ser adequada (OK), o que assegura a capacidade de transferir energia. Lembrar que a velocidade em que a energia é transferida depende da resposta dinâmica do controle da tensão de saída;
- 2) A transição entre os modos de operação (MIN e MAX) da CaC deve ser minimizada, ou seja, devem ser adotadas estratégias para evitar a mudança de estado da CaC, especialmente em situações de distúrbios transitórios extremamente rápidos;
- 3) Observar a tendência do acúmulo de energia em função da demanda de corrente da carga. Por exemplo, somente quando a energia acumulada no SC tornar-se baixa a CaC modifica o modo de operação para potência máxima. Esta estratégia auxilia a cumprir a meta estabelecida no passo anterior.

1) Base de regras para condução normal

A demanda média (ME) de carga pode ser associada à condução do veículo na velocidade de cruzeiro, sujeito a percursos com pequenas inclinações e suaves acelerações do veículo.

Quando o estado de energia da BT é adequado, tanto a CaC quanto a BT podem suprir a potência necessária para movimentar o veículo em baixa velocidade. Nesta situação, a BT é capaz de adequar o estado de energia do SC, absorver toda a potência gerada em excesso pela

CaC ou prover toda a potência requerida para a tração do veículo.

Se a quantidade de energia acumulada no SC está adequada, a referência de corrente da CaC será modificada somente quando for necessário restabelecer o estado de energia da BT. Caso contrário, procede-se a um rápido ajuste do estado de energia do SC utilizando a própria BT, exceto nos casos em que o estado de energia dela também não está adequado.

Quando a BT possuir pouca energia, a CaC deve funcionar no modo de potência máxima, exceto quando é necessário descarregar o SC primeiro. Caso contrário, se a BT está muito carregada, a CaC deve funcionar no modo de potência mínima, exceto quando é necessário carregar o SC previamente.

Na Tabela 5.1 é exibido o conjunto de regras usado para implementar o controlador nebuloso em situações de demanda de carga média.

Tabela 5.1: Conjunto de regras para situações de condução normal.

I_o	E_{BT}	E_{SC}	$\Delta I_o(BT)$	$I_L^*(CaC)$
ME	LO	LO	PP	MAX
ME	LO	OK	ZE	MAX
ME	LO	HI	GN	NOP
ME	OK	LO	GP	NOP
ME	OK	OK	ZE	NOP
ME	OK	HI	GN	NOP
ME	HI	LO	GP	NOP
ME	HI	OK	ZE	MIN
ME	HI	HI	PN	MIN

2) Base de regras para condução em subidas ou aceleração

Em situações de elevada demanda de carga como, por exemplo, durante a aceleração, condução do veículo em velocidades elevadas ou em subidas íngremes, a CaC e a BT não possuem potência suficiente para atender sozinha a demanda da carga.

Em geral, a CaC opera no modo de máxima potência, menos nos casos em que é necessário descarregar o SC previamente. Somente quando ambos dispositivos acumuladores apresentam energia em excesso, a CaC modifica seu modo para a potência mínima, conforme pode ser constatado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Conjunto de regras para situações de condução em subidas ou aceleração do VE.

I_o	E_{BT}	E_{SC}	$\Delta I_o(BT)$	$I_L^*(CaC)$
GR	LO	LO	PP	MAX
GR	LO	OK	ZE	MAX
GR	LO	HI	GN	NOP
GR	OK	LO	GP	MAX
GR	OK	OK	ZE	MAX
GR	OK	HI	GN	NOP
GR	HI	LO	GP	MAX
GR	HI	OK	ZE	NOP
GR	HI	HI	PN	MIN

3) Base de regras para condução em descidas ou frenagem

Em situações de descida ou desaceleração do veículo, parte da energia cinética pode ser convertida em eletricidade e armazenada na BT. A este processo se denomina frenagem regenerativa.

Provisoriamente o SC é usado para auxiliar na captura desta energia e em seguida a transfere para a BT com uma taxa de variação de corrente mais lenta.

Em geral, procura-se não modificar o estado de funcionamento da CaC, uma vez que em situações de tráfego urbano, o veículo fica sujeito a um fluxo intermitente de demanda de carga, o que poderia levar a modificação seguida do estado de funcionamento da CaC.

No entanto, como a BT não possui capacidade em corrente para absorver a potência gerada pela CaC, no modo de funcionamento MAX, e a potência regenerada concomitantemente, a referência de corrente da CaC tipicamente é modificada para o modo MIN, para evitar a sobrecarga do SC e a elevação demasiada da tensão do barramento CC.

Na Tabela 5.3 são mostradas as regras que especificam as decisões do controlador quando a demanda da carga é nula ou negativa.

Tabela 5.3: Conjunto de regras para situações de condução em descidas ou frenagem do VE.

I_o	E_{BT}	E_{SC}	$\Delta I_o(BT)$	$I_L^*(CaC)$
NE	LO	LO	PP	MAX
NE	LO	OK	ZE	NOP
NE	LO	HI	GN	MIN
NE	OK	LO	GP	NOP
NE	OK	OK	ZE	MIN
NE	OK	HI	GN	MIN
NE	HI	LO	GP	MIN
NE	HI	OK	ZE	MIN
NE	HI	HI	PN	MIN

A eficiência da frenagem regenerativa depende intensamente da habilidade do motorista em evitar frenagens bruscas, uma vez que resultaria no rápido esgotamento da capacidade do SC. Obviamente, freios do tipo ABS (do inglês “Anti-lock Breaking System”) evitam o travamento

das rodas e, conseqüentemente, picos elevados de potência. Entretanto, é adequado incluir um mecanismo de proteção contra sobretensão tanto no supercapacitor, quanto no circuito de saída do conversor eletrônico com múltiplas entradas (Figura 3.14).

Além de controlar a quantidade de energia regenerada por intermédio do controle do motor elétrico, um circuito de frenagem reostática emergencial é proposto para evitar uma possível degradação, ou mesmo destruição, dos componentes do sistema de suprimento.

Lembrar que mesmo no modo de potência mínima, a CaC produz um excedente de potência que deverá ser absorvido pelos dispositivos acumuladores.

F. Definição do método de inferência nebulosa

Entende-se por sistema de inferência nebulosa o processo de formulação do mapeamento (implicação) de um dado valor de entrada discreto para uma saída, usando lógica nebulosa. O processo de inferência nebuloso é constituído de cinco etapas, a saber: nebulização (“*fuzzification*”) das variáveis de entrada, aplicação do operador nebuloso (AND ou OR) ao antecedente, implicação do antecedente para o conseqüente, agregação dos conseqüentes usando a base de regras e desnebulização (“*defuzzification*”) que transforma os valores de saída do conjunto nebuloso em valores discretos, conforme ilustrado na Figura 5.4 [81] [82].

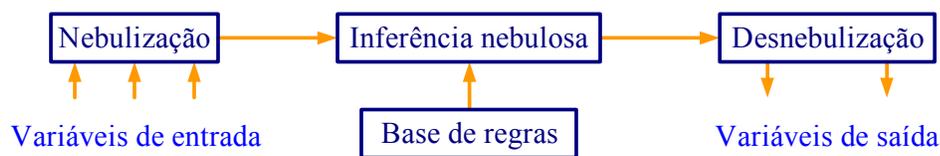


Figura 5.4: Diagrama esquemático simplificado do processo de inferência nebulosa.

Este trabalho implementa o processo de inferência de Mamdani, que utiliza funções de pertinência nebulosa como conseqüente. Com efeito, as regras que compõem os conseqüentes são definidas de forma intuitiva, o que resulta em maior aproveitamento da experiência do projetista.

O processo de nebulização determina o grau de pertinência da amostra discreta, dentro do universo de discurso, para cada uma das funções de pertinência da variável de entrada do conjunto nebuloso.

O operador nebuloso determina a lógica de tomada de decisões com base no conjunto de regras definidas para as condições de entrada (antecedente). A escolha do operador nebuloso recaiu sobre o método AND, que tem como resultado o valor mínimo da combinação do grau de pertinência dos antecedentes.

O processo de agregação combina o resultado de todas as saídas ativadas e ponderadas em um simples conjunto nebuloso. Novamente, o método AND é escolhido, pois permite selecionar o peso mínimo de ativação individual das funções de pertinência para cada uma das variáveis de saídas.

No processo de desnebulização será obtido um valor discreto para cada variável saída a partir do conjunto nebuloso de saída ponderado. O método do centro do máximo usa o pico da função de pertinência triangular ou o centro do máximo da função de pertinência trapezoidal ponderados pelo peso (μ_{out}) da ativação do conseqüente e a correspondente posição do centro (u_i) no universo de discurso para determinar o valor da saída (u^*), de acordo com:

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^N u_i \cdot \sum_{k=1}^M \mu_{out,k}(u_i)}{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \mu_{out,k}(u_i)} \quad (5.5)$$

5.4 Resultados simulados

A. Descrição do circuito simulado

O circuito esquemático do conversor eletrônico com múltiplas entradas é mostrado na Figura 5.5, em que os sinais amostrados e a razão cíclica são processados no bloco DLL. Observar também a presença do circuito de frenagem reostática emergencial na saída do MIPEC.

Ao invés de empregar uma forma de onda dente de serra, utiliza-se uma forma de onda triangular (isósceles) para gerar o sinal modulado por largura de pulso e emular o processo de amostragem no meio do período de chaveamento.

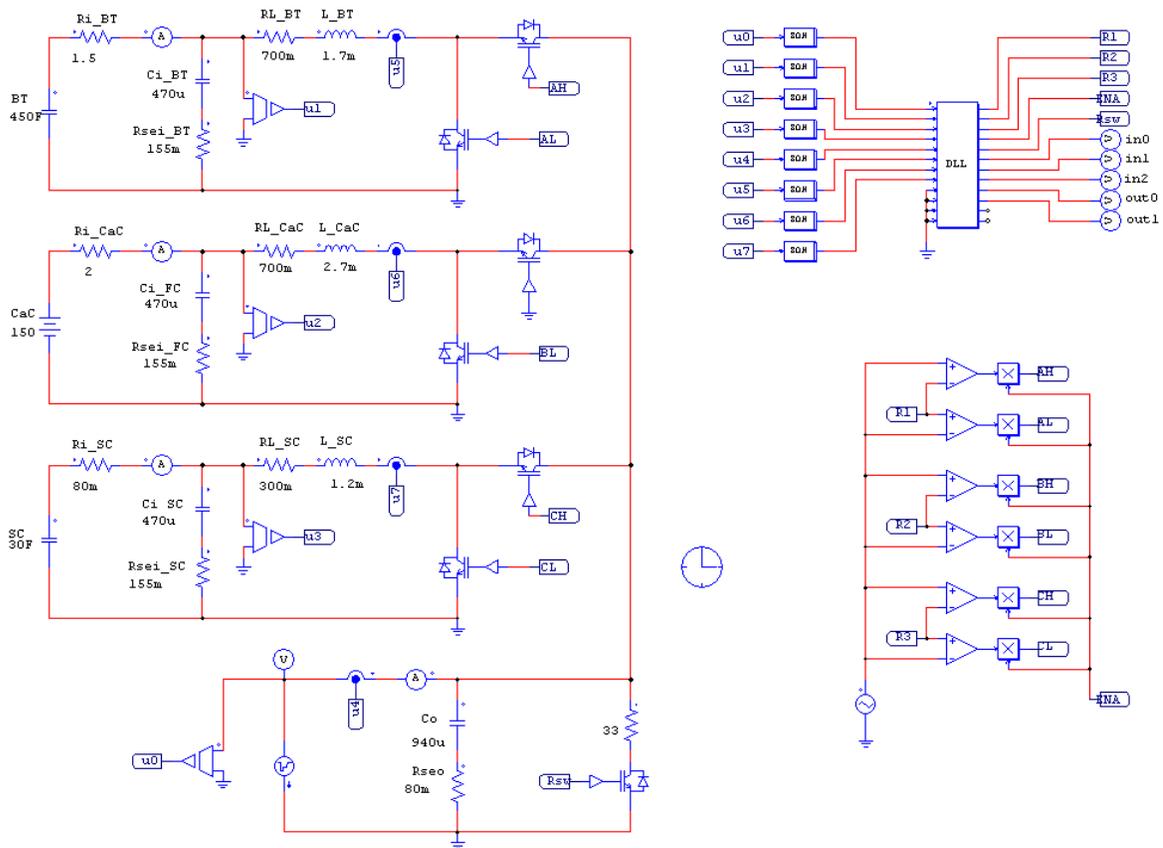


Figura 5.5: Circuito esquemático do MIPEC no PSIM.

Como o período de comutação das chaves é de 10 kHz, a simulação deve ser realizada com um passo, no mínimo, dez vezes menor, a fim de assegurar a convergência do método de integração numérica utilizada pelo PSIM. No entanto, para obter a forma de onda da corrente no indutor com grande precisão, seria adequado um passo cem vezes menor. Nas simulações realizadas, foi utilizado um passo de $5 \mu\text{s}$ e o bloco ZOH (“zero order hold”) foi configurado para uma frequência de amostragem de 10 kHz.

O bloco DLL do PSIM possibilita escrever o código em linguagem “C”, que é acionada a cada novo intervalo de amostragem configurado no bloco ZOH. Os algoritmos escritos são compatíveis com o Visual DSP, que é a ferramenta da Analog Devices usada para compilar o código fonte escrito em “C” para o DSP. Essa estratégia foi adotada para evitar diversos erros na implementação do controlador nebuloso e obter resultados de simulação do sistema o mais compatível possível com os resultados experimentais.

A compilação das bibliotecas de ligação dinâmica (DLL) segue um padrão bem estabelecido e de fácil implementação. Cabe destacar que foi requerido um enorme esforço para escrever as rotinas de ponto fixo em linguagem “C”, no Borland C++ Builder, que emulassem o comportamento das rotinas de ponto fixo disponibilizadas no Visual DSP. No entanto, os bons resultados obtidos na simulação e a maior segurança na implementação da estratégia de controle no DSP validam os esforços empreendidos nesta tarefa.

B. Simulação com carga resistiva

Os gráficos com as formas de onda da tensão de saída, corrente nas fontes de suprimento e corrente de saída para a conexão e posterior desconexão de uma carga resistiva de 100Ω , que resulta em uma potência de 1 kW, são mostrados na Figura 5.6.

Na Figura 5.7 é possível observar os gráficos do comportamento dinâmico das variáveis de entrada do controlador nebuloso normalizadas: corrente de saída, estado de energia da BT e estado de energia do SC; respectivamente. Na Figura 5.8 são mostrados os gráficos do termo de correção da referência de corrente da BT (ΔI_{oBT}) e da referência de corrente da CaC (I_{LCaC}^*).

É possível constatar que a variável corrente de saída apresenta um comportamento mais lento em relação à corrente requerida pela carga. Este fato deve-se a presença de um filtro digital que é usado para capturar o valor médio da demanda de carga e não o valor instantâneo.

Do ponto de vista do sistema real, o controlador nebuloso deve trabalhar com o valor médio da corrente, uma vez que o acionamento do motor elétrico é realizado por um inversor, que demanda uma corrente pulsada do barramento CC.

A energia dos dispositivos acumuladores permanece adequada durante todo o intervalo de tempo usado na simulação. Deste modo, como não há uma grande demanda de corrente pela carga, a CaC funciona somente no modo de potência mínima, gerando uma corrente fixa de 1 A.

No instante da conexão da carga resistiva, ocorre uma variação brusca de corrente, que varia de 0 A para aproximadamente 3,2 A. O SC transfere rapidamente a energia demandada pela carga resistiva, enquanto que a corrente da BT aumenta com uma taxa de variação lenta, de + 25 A/s, conforme configurado no limitador de derivada.

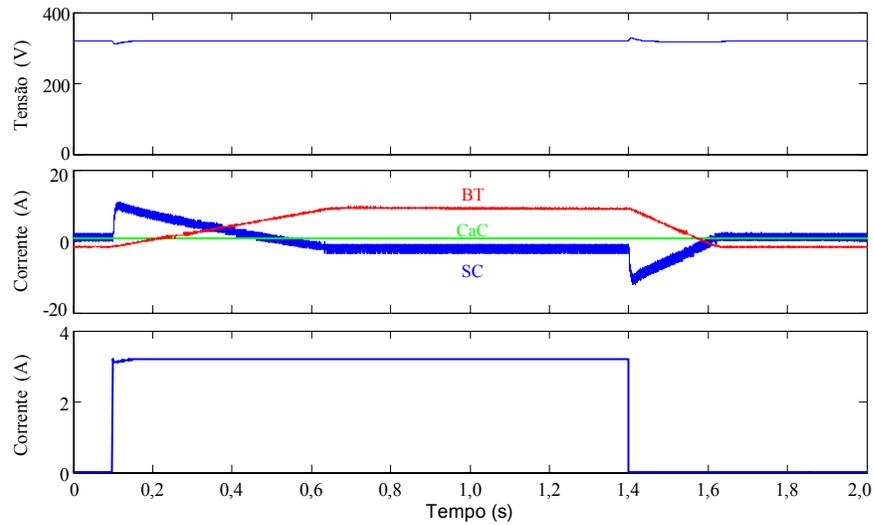


Figura 5.6: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta a conexão de uma carga resistiva de 100Ω (ou 1 kW).

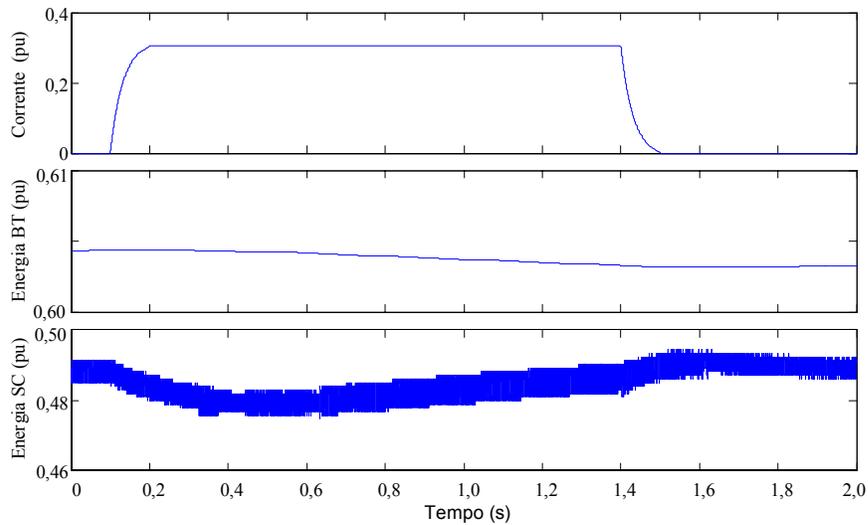


Figura 5.7: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso para uma carga de 100Ω .

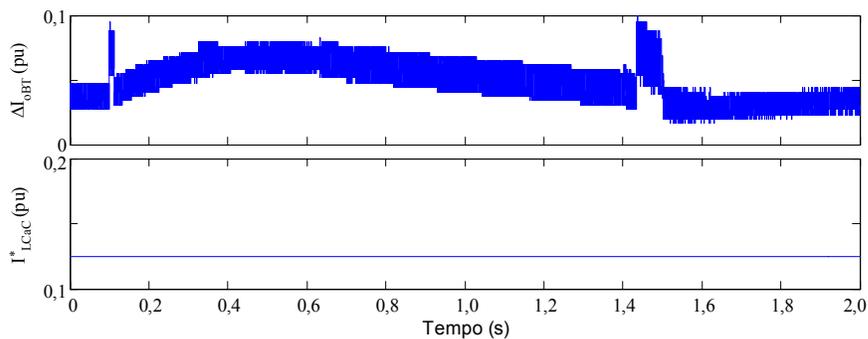


Figura 5.8: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso para uma carga de 100Ω .

Após o regime transitório, o termo de correção da referência de corrente da BT continua a diminuir suavemente para restabelecer a energia do SC, que deve ficar próximo de 0,5 pu.

Na desconexão da carga, a BT diminui a corrente mais rapidamente (- 50 A/s). Neste caso, não ocorre a frenagem regenerativa, ou seja, o SC acumula apenas a potência que é gerada em excesso pela BT na desconexão da carga.

Os gráficos das formas de onda da tensão de saída, corrente nas fontes e demanda para a conexão e posterior desconexão de uma carga resistiva de 33 Ω são mostrados na Figura 5.9.

Neste caso, a demanda de corrente da carga torna-se suficientemente grande para a CaC mudar o seu modo de funcionamento para a potência máxima, uma vez que a energia dos dispositivos acumuladores está adequada, como pode ser visto na Figura 5.9 e na Figura 5.10.

No início do evento, o SC transfere sua corrente máxima de 14 A, enquanto as correntes da BT e da CaC aumentam mais lentamente, com taxa de variação de + 25 A/s e + 10 A/s.

Com o aumento de corrente da BT e da CaC, a tensão de saída também cresce lentamente, após ter atingido o valor mínimo de aproximadamente 240 V. É evidente que se o limite de corrente máximo do SC fosse maior, não haveria uma queda tão acentuada da tensão de saída.

Em regime, com a carga resistiva conectada, o SC continua a auxiliar a BT e a CaC a suprir a demanda total de potência, o que resulta na diminuição da energia acumulada no SC e no aumento do valor do termo de correção da referência de corrente da BT.

Quando a carga resistiva é desconectada, ocorre uma sucessão de eventos não desejados. Como a corrente de saída é filtrada, a CaC continua a operar no modo de potência máxima até que a corrente de saída se torne muito pequena. E ainda, como o valor do termo de correção da referência de corrente da BT é grande, há uma grande atraso para começar a diminuir a corrente da BT. Com efeito, a corrente do SC fica limitada em - 14 A, e a tensão de saída aumenta significativamente e provoca o acionamento da proteção contra sobretensão quando alcança 380 V. Somente quando a tensão cai para 350 V a carga reostática de emergência é desconectada. O uso desta histerese evita um chaveamento em alta frequência na saída do MIPEC. Obviamente, se o limite de corrente do SC fosse maior, não haveria sobretensão ou seria de menor intensidade.

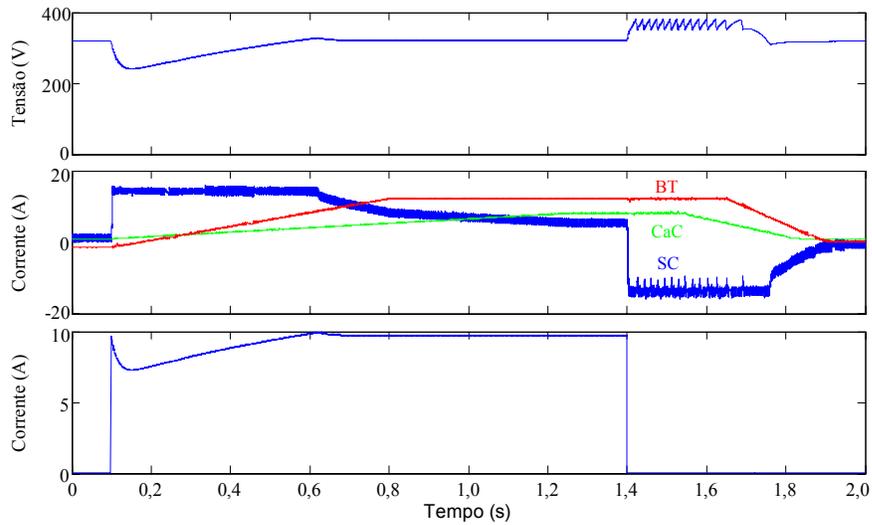


Figura 5.9: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta a conexão de uma carga resistiva de 33Ω (ou 3,1 kW).

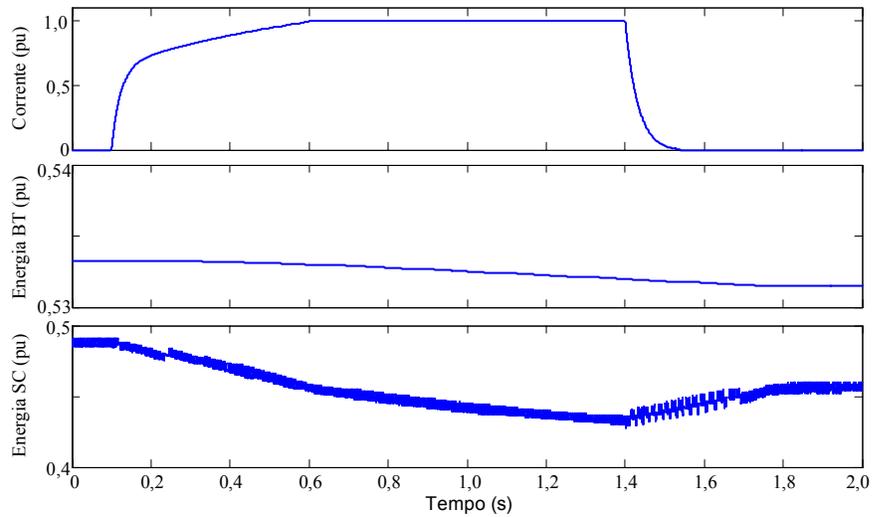


Figura 5.10: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso para uma carga de 33Ω .

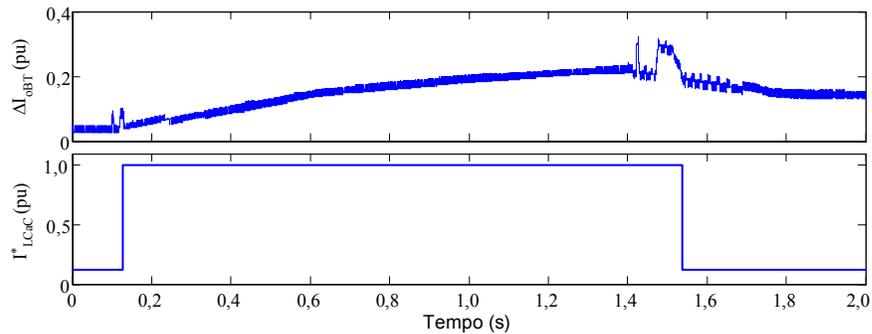


Figura 5.11: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso para uma carga de 33Ω .

Somente após um período prolongado de tempo ocorre a diminuição da tensão de saída, com a CaC e a BT diminuindo a corrente com uma taxa de variação de -25 A/s e de -50 A/s. Devido aos erros resultantes das operações em ponto fixo de 16 bits, o limite de derivada é um pouco menor, isto é, a variação de corrente é mais lenta que o desejado.

Os resultados desta simulação sugerem a necessidade de alguma modificação na estrutura de controle do sistema para a desconexão abrupta da carga ou do aumento da capacidade em corrente do subconversor do SC.

C. Simulação para uma pequena demanda de potência de um motor elétrico

Nesta seção, a curva típica de demanda média de corrente de um inversor para acionar um motor elétrico é usada para obter o comportamento dinâmico do controle supervisorio do sistema.

Em situações de pequena velocidade, característico de trajetos urbanos e congestionados, o veículo move-se por curtos intervalos de tempo e em seguida pára. Não raro, ocorrem situações de frenagem brusca.

A curva de demanda de corrente prevista para esta situação é mostrada no gráfico inferior da Figura 5.12. Como esta forma de onda corresponde ao comportamento médio da demanda de carga, é desabilitado o filtro digital desta variável nas simulações em que se prevê um motor.

Observar que não há uma variação brusca de corrente na aceleração do veículo. No entanto, na desaceleração pode haver situações de frenagem brusca, na qual o SC recebe energia rapidamente e mantém a tensão de saída estável.

Como a demanda da carga é “média” e a energia do SC está “adequada” e a energia da BT está levemente “elevada”, conforme mostrado na Figura 5.13, a BT complementa a potência gerada pela CaC no modo de potência mínima e mantém a energia do SC estável, em torno de 0,5 pu, como mostrado no gráfico inferior da Figura 5.14, de acordo com a atuação do termo de correção da referência de corrente da BT.

As simulações que se seguem não contemplam a frenagem regenerativa, pois o inversor usado na fase experimental impede a reversão da corrente para o barramento CC do MIPEC. A corrente invertida pela máquina CA, neste caso, circula nos diodos de roda livre do inversor.

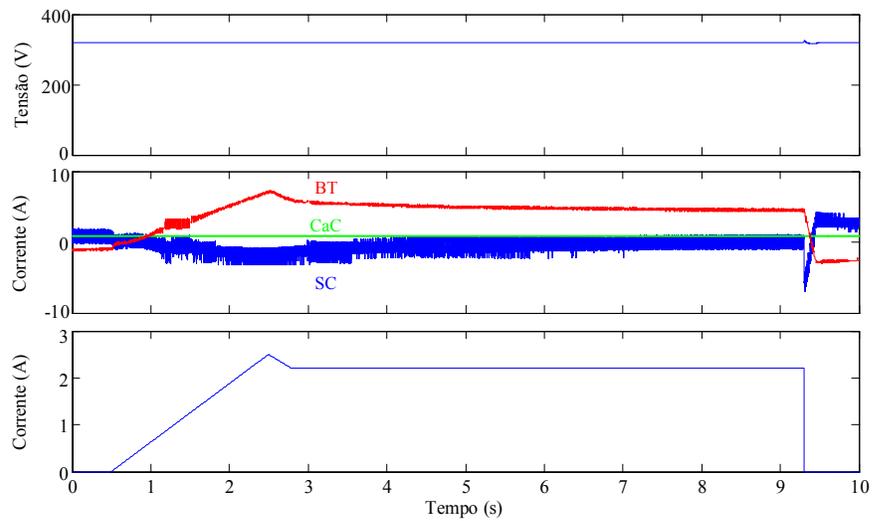


Figura 5.12: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta ao acionamento de um motor elétrico com pequena demanda de potência.

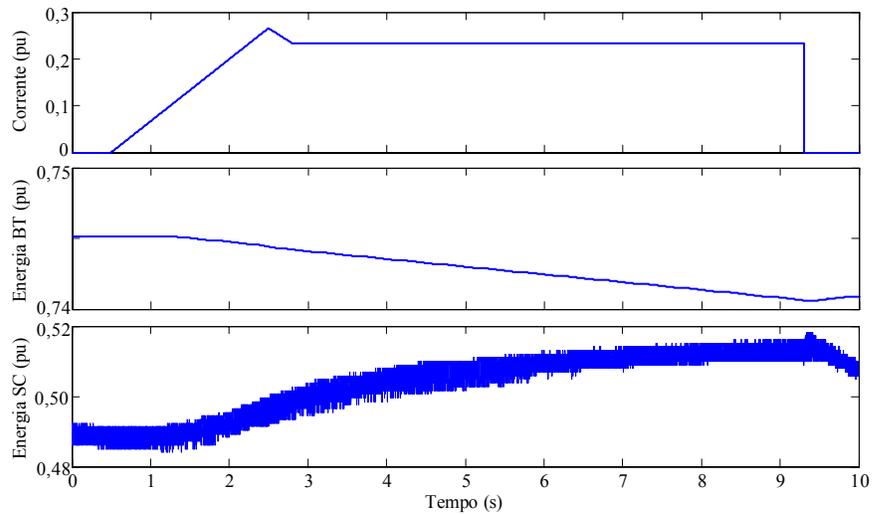


Figura 5.13: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso.

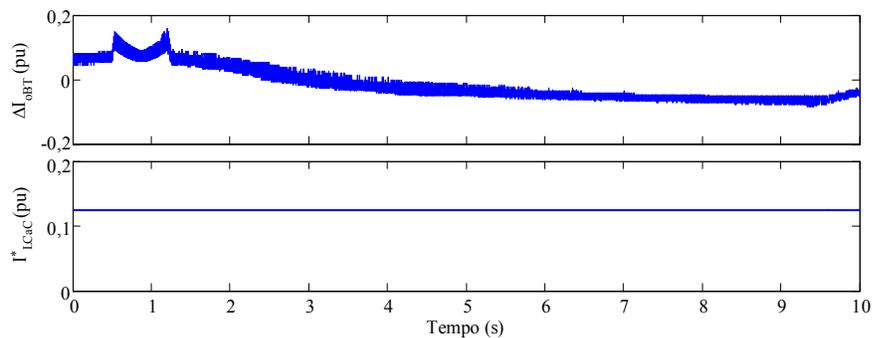


Figura 5.14: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso.

D. Simulação para uma grande demanda de potência de um motor elétrico

Diferentemente da simulação anterior, quando a demanda de corrente do motor aumenta significativamente, ocorre a modificação no modo de geração de potência da CaC, como pode ser observado na Figura 5.15.

Neste caso, tem-se uma situação típica de velocidade elevada, superior à de cruzeiro. Em virtude do elevado intervalo de tempo gasto para a simulação, o tempo em que o veículo move-se em alta velocidade foi restrito a alguns poucos segundos.

Inicialmente, o estado de energia dos dispositivos acumuladores é “adequado”. Como a demanda da carga cresce lentamente, a corrente da BT supre praticamente sozinha a demanda da carga enquanto esta não se torna suficientemente grande para levar à modificação da referência de corrente da CaC para o modo de potência máxima (MAX), como pode ser observado no comportamento das variáveis de entrada, Figura 5.16, e de saída, Figura 5.17, do controlador nebuloso.

Durante o intervalo de tempo em que a corrente da BT permanece limitada em 12 A, ocorre uma diminuição do termo de correção da referência da corrente da BT, o que diminui a taxa de aumento da energia acumulada no SC.

Quando a corrente da carga começa a decrescer, a CaC ainda não atingiu o modo de potência máxima e a corrente da BT continua limitada em 12 A. Logo em seguida a corrente da BT começa a decrescer até que a demanda média de potência da carga passa a ser atendida pela BT e pela CaC.

Novamente, quando ocorre uma frenagem brusca do veículo, o SC absorve a potência gerada em excesso. Uma pequena elevação da tensão pode ser observada na forma de onda da tensão de saída.

Com efeito, a energia excedente capturada pelo SC com a desconexão da carga, é posteriormente transferida para a BT com uma taxa de variação mais lenta, via atuação do termo de correção da referência de corrente da BT.

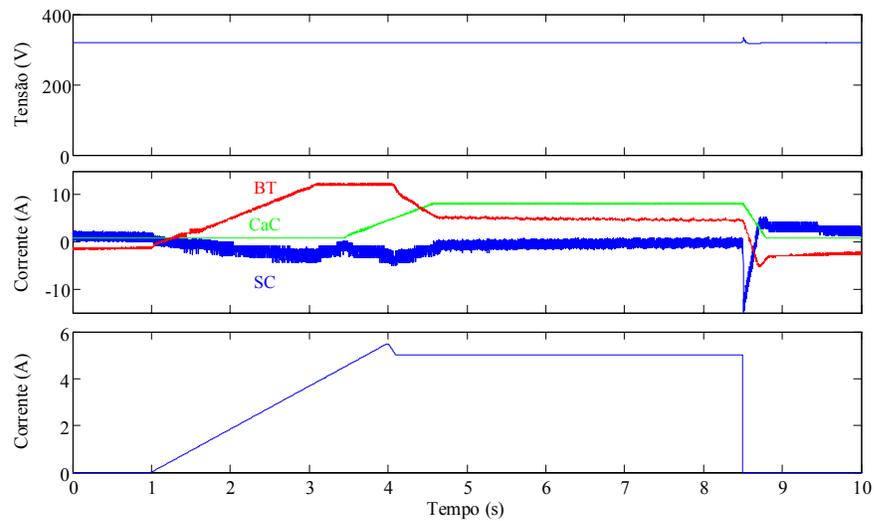


Figura 5.15: Gráficos da tensão de saída, corrente nas fontes e corrente de saída em resposta ao acionamento de um motor elétrico com grande demanda de potência.

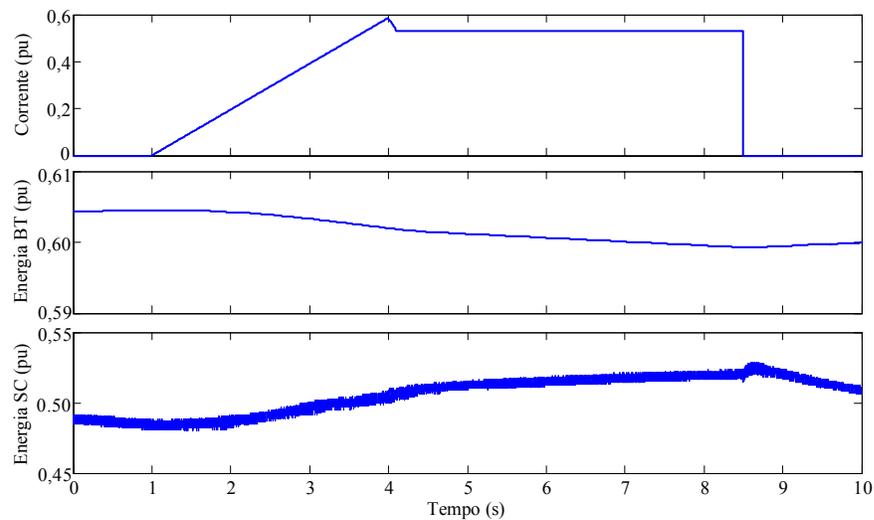


Figura 5.16: Gráficos das variáveis de entrada do controlador nebuloso.

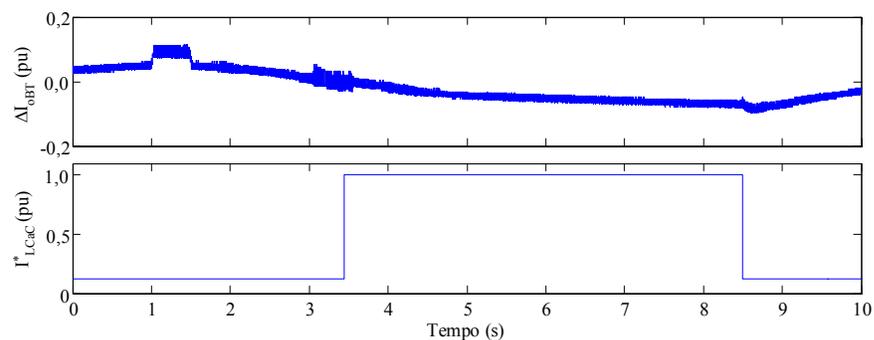


Figura 5.17: Gráficos das variáveis de saída do controlador nebuloso.

5.5 Resultados experimentais

A. Descrição da bancada

O protótipo do MIPEC foi desenvolvido para uma potência de 3 kW e tensão de saída de 320 V. O algoritmo de controle foi implementado em um DSP de 16 bits da Analog Devices[®], o ADSP-21992, e escrito essencialmente em linguagem C, no software Visual DSP++, versão 3.5.

Tanto a frequência de comutação, quanto a de amostragem, são configuradas para 10 kHz. A amostragem das variáveis de controle ocorre no meio do período de comutação, conforme descrição prévia no final da seção 4.6.

As placas de condicionamento de sinais foram desenvolvidas com base no sistema proposto em [74], e estão descritas nos documentos em anexo.

Durante os ensaios experimentais foi observado um significativo nível de interferência eletromagnética, que resultava no seguido travamento do programa Visual DSP e na intermitente perda de acessibilidade de sistema operacional.

Algumas estratégias adotadas conseguiram reduzir os efeitos e o nível de interferência eletromagnética, resultante do transitório de comutação das chaves IGBT e, principalmente, da conseqüente irradiação no campo magnético criado pelo fluxo disperso nos indutores do conversor.

Por exemplo, o emprego de um “notebook”, para programar o DSP, possibilitou evitar o travamento do sistema operacional, em virtude da eliminação (ou redução) do ruído de modo comum. Também foram utilizados condutores trançados. A placa que integra os elementos do MIPEC foi aterrada. Uma caixa de material ferromagnético, também aterrada, foi empregada para blindar o campo gerado pelos indutores de núcleo toroidal, dispostos com eixos, do fluxo disperso, orientados em ângulos de 90°. E ainda, em cada conversor, foram empregados dois indutores de núcleo toroidal, ao invés de um, acoplados com sentido de fluxo disperso oposto, conforme descrito previamente. No entanto, ainda é necessária a adoção de novas estratégias para reduzir a interferência eletromagnética, especialmente em aplicações de maior potência.

Na Figura 5.18 são mostradas fotos da bancada experimental, que é composta por:

- Osciloscópio Yokogawa (A), DL 1640 e osciloscópio da Agilent (B), 54624A;
- Uma ponteira de tensão diferencial com frequência de corte de 20 MHz (C), três alicates de corrente (1146A) de 100 kHz e um alicate de corrente (701933) exclusivamente para o SC com frequência de corte de 50 MHz;
- Inversor SEMIKRON (D), INV B6U + B6I + E1IF, usado para implementar o circuito do MIPEC. Uma das chaves deste inversor permite proteger a tensão de saída de sobretensões, dissipando a energia excedente em um resistor de potência de 33 Ω ;
- Montagem com as placas de desenvolvimento do DSP, de condicionamento de sinais, de fontes de alimentação (E);
- Circuito de limitação da corrente de “inrush” dos circuitos de entrada do MIPEC, composto por chaves em paralelo com resistores de 150 Ω (F);
- Fonte de tensão CC ajustável da HP 6030A (G), usada para emular a tensão de circuito aberto da CaC. Uma resistência de 2 Ω , em série com a fonte, emula o comportamento do dispositivo na região ôhmica;
- Inversor trifásico da Reliance Electric (H), série GP-2000, 4,2 kVA, com capacitor interno desconectado, usado para o acionamento do motor de indução como carga. Neste caso, somente o capacitor de saída do MIPEC é empregado;
- Mecanismo de tração elétrica, que é composto por um motor de indução trifásico (I) da WEG com rotor em gaiola, de 3 CV, 220 V e ligação tipo delta. E ainda, um motor de corrente contínua (J) de 5 CV, carcaça 218ATY, fabricado pela GE do Brasil, acoplado mecanicamente ao motor de indução;
- Carga resistiva variável (L), fabricada pela empresa ELETELE, ora conectada diretamente ao barramento CC, ora conectada a máquina CC, que funciona como gerador CC, e assim, como carga mecânica do motor de indução;
- Banco de baterias (M) e módulos supercapacitores (N).



Figura 5.18: Fotos da bancada experimental.

B. Procedimento experimental

Para o processo de ensaio experimental do MIPEC, principalmente na fase de verificação do controlador nebuloso, foi elaborado um roteiro, descrito a seguir:

- 1) Verificar o funcionamento do circuito de frenagem reostática de emergência. Neste caso, o teste pode ser realizado com a fonte CC ajustável, as chaves do conversor desligadas e disparo da proteção ajustado para níveis de tensão menores;
- 2) Testar os controladores individualmente, novamente com a fonte CC ajustável. Em seguida, podem ser utilizadas as fontes incluindo um fusível em série com elas;

- 3) Com o controlador nebuloso desabilitado e o SC, com estado de energia adequado, regulando a tensão de saída, utiliza-se a fonte CC para verificar o erro resultante do processo de cálculo da referência de corrente da BT, dada pela equação (5.1).
- 4) Com o controlador nebuloso habilitado, equação (5.4), repete-se o procedimento anterior com a CaC desconectada. Cabe ressaltar a importância em se verificar se a rotina de controle é plenamente executada antes que ocorra uma nova interrupção.
- 5) Finalmente, após comprovar que o termo de correção da referência de corrente da BT funciona apropriadamente, verifica-se o funcionamento do MIPEC com a CaC.

As formas de onda da tensão de saída (canal 4) e da corrente no SC (canal 3) e na BT (canal 1), resultantes do ensaio da referência de corrente na BT, sem considerar o termo de correção da referência de corrente do controlador nebuloso, são mostradas na Figura 5.19.

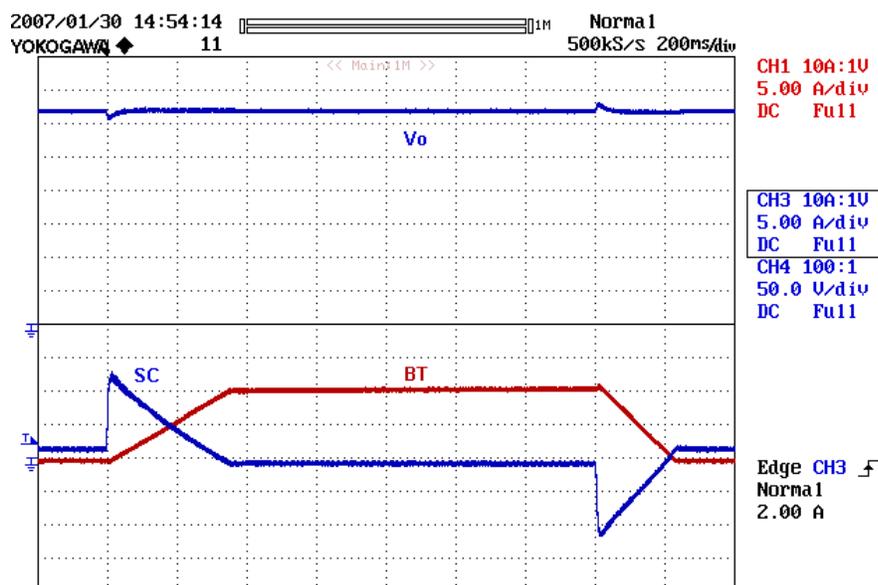


Figura 5.19: Resultado do ensaio da referência de corrente da BT sem utilizar a atuação do termo de correção da referência de corrente.

No ensaio com uma carga resistiva de 100Ω (ou 1 kW), foi possível constatar que ocorre um pequeno erro no cálculo da referência de corrente da BT. Quando a corrente de saída é nula, o SC fornece toda a potência necessária para manter a tensão de saída constante. No entanto, durante o intervalo de tempo em que a carga permanece conectada, a corrente no SC é negativa.

Como a referência de corrente da BT é calculada para atender somente a demanda de corrente da carga, de acordo com (5.1), a corrente do SC não deveria ser negativa. Com efeito, é possível concluir que existe um erro no cálculo da referência de corrente da BT. Notar ainda que a limitação da taxa de variação da corrente na BT independe da atuação do controlador nebuloso.

Na Figura 5.20 é possível observar que o controlador nebuloso consegue alterar de forma apropriada a referência de corrente da BT. E ainda, em regime permanente, a corrente do SC é nula, pois a BT fornece toda a potência necessária para manter a tensão de saída estável.

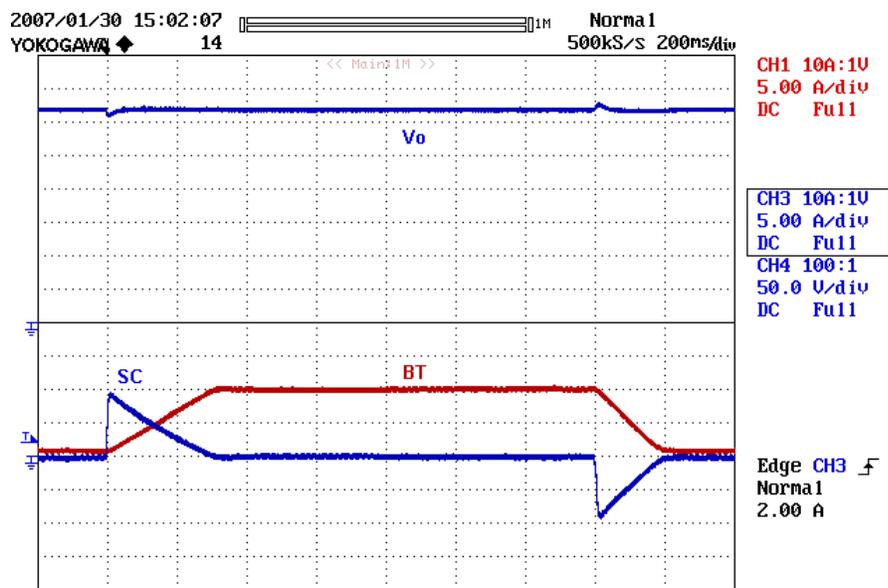


Figura 5.20: Resultado do ensaio da referência de corrente da BT, incluindo a atuação do termo de correção da referência de corrente.

Na Figura 5.21 são mostradas as formas de onda que possibilitam identificar o tempo despendido nas principais tarefas executadas pelo algoritmo supervisório de controle.

A primeira curva corresponde ao pulso de disparo da interrupção do DSP (PWMSYNC) que aciona a amostragem dos sinais e a rotina de controle, conforme descrição prévia.

A segunda curva indica o intervalo de tempo total gasto para executar todas as rotinas do algoritmo de controle, que é de aproximadamente de 63 μ s. Este fato impossibilita a utilização deste algoritmo para uma freqüência de amostragem superior a 15 kHz. No entanto, melhorias no código fonte poderiam reduzir significativamente o tempo total de execução.

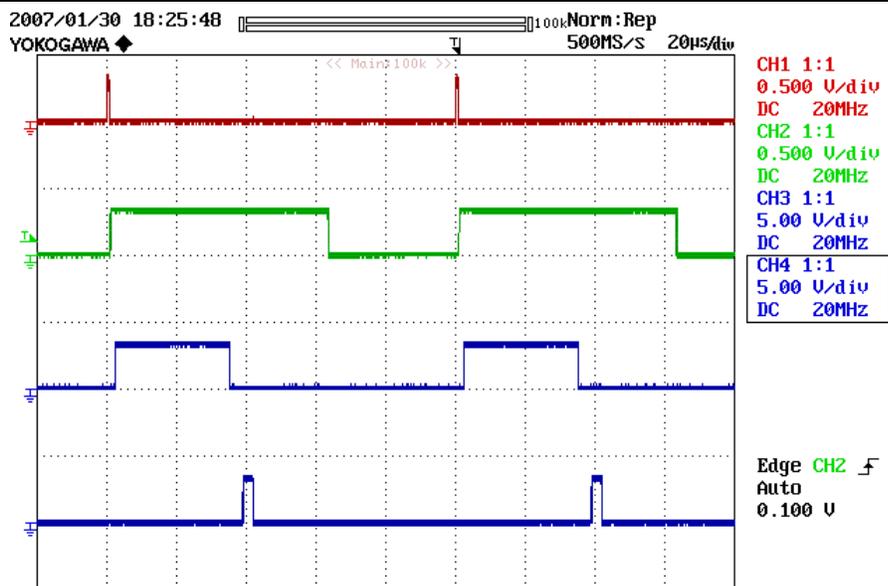


Figura 5.21: Formas de onda do pulso de disparo da interrupção da rotina de controle e dos intervalos de tempo total de execução da rotina de controle, do controlador nebuloso e do controlador PI com filtro passa-baixas, respectivamente.

Na terceira curva tem-se o intervalo de tempo gasto no processamento do controlador nebuloso ($33 \mu\text{s}$), que compreende o cálculo do estado de energia nos dispositivos acumuladores. Este tempo pode variar com a ativação de um menor ou maior número de regras. A quarta e última curva representa o intervalo de tempo ($2,85 \mu\text{s}$) despendido no algoritmo controlador PI com filtro passa-baixas e saturação dinâmica.

C. Ensaio com carga resistiva

As formas de onda da tensão de saída e corrente das fontes durante a conexão e desconexão de uma carga resistiva são mostradas na Figura 5.22, enquanto que o gráfico de demanda da carga é mostrada na Figura 5.23.

É possível constatar que a tensão de saída mantém-se estável, conforme previsto nas simulações realizadas para uma carga resistiva de 100Ω , ou seja, 1 kW (Figura 5.6). Quando a variação da corrente da saída não é grande, a CaC não modifica o funcionamento para o modo de potência máxima.

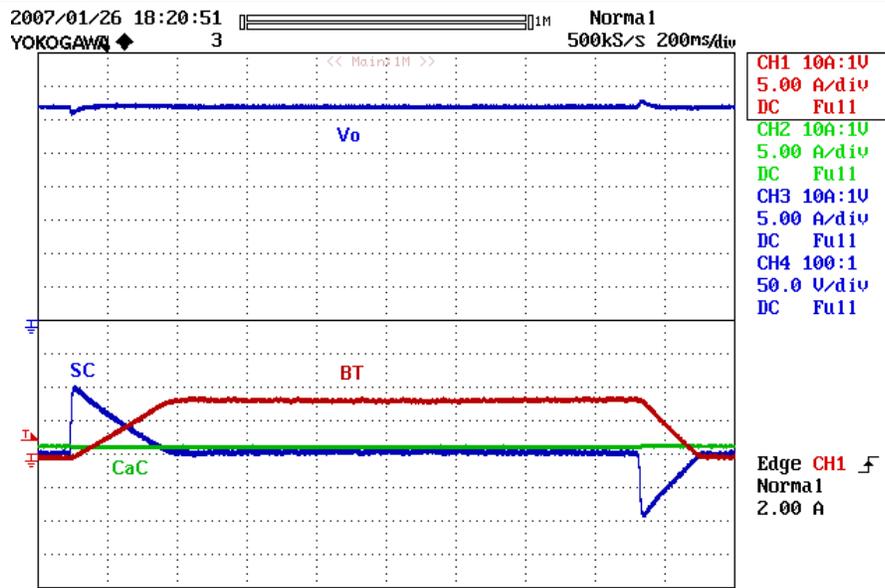


Figura 5.22: Gráficos da tensão de saída e correntes nas fontes em resposta à variação brusca de corrente imposta por uma carga resistiva de 100 Ω (ou seja, 1 kW).

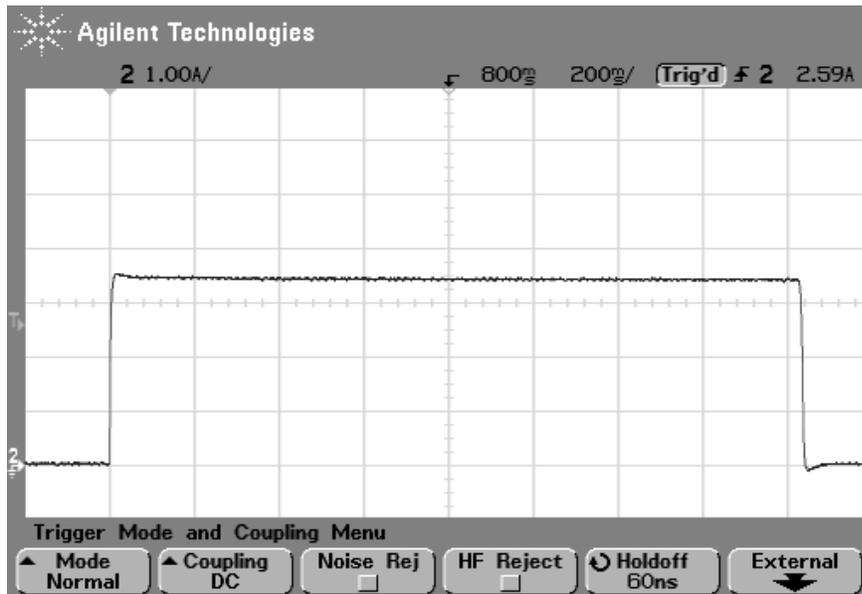


Figura 5.23: Variação da corrente de saída para uma carga resistiva de 100 Ω.

Por outro lado, quando a demanda de potência da carga resistiva (33 Ω, ou seja, 3,1 kW) é muito elevada, a CaC alterna para o modo de potência máxima, conforme pode ser observado na Figura 5.24 e na Figura 5.25. Um pouco após a desconexão da carga, a CaC modifica o funcionamento para o modo de potência mínima

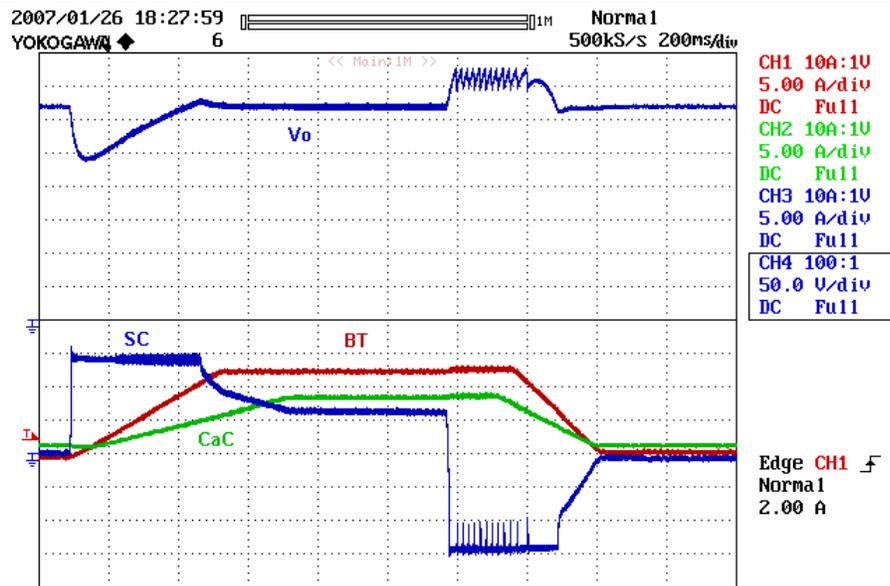


Figura 5.24: Gráficos da tensão de saída e correntes nas fontes em resposta à variação brusca de corrente imposta por uma carga resistiva de 33Ω (ou seja, 3,1 kW).

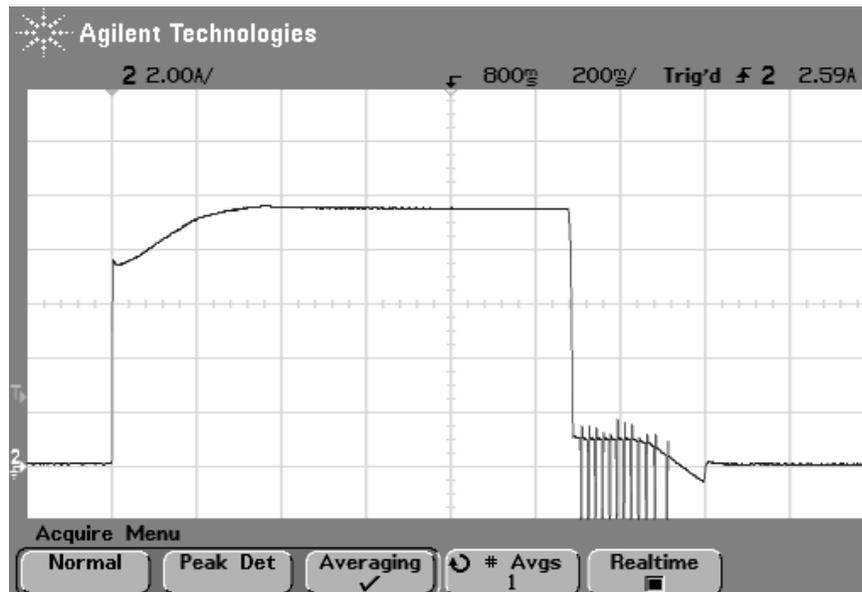


Figura 5.25: Variação da corrente de saída para uma carga resistiva de 33Ω .

Este ensaio para uma carga resistiva de 3,1 kW representa uma situação não típica em um veículo elétrico, mas que permite observar que o limite de taxa de variação da corrente imposta a BT e a CaC são respeitadas. Em virtude da variação brusca e elevada de potência, ocorre uma significativa queda de tensão durante a conexão da carga resistiva e grande elevação da tensão na desconexão da carga resistiva, que corresponde ao previsto em simulação (Figura 5.9).

Quando a tensão de saída torna-se bastante elevada, superior a 380 V, a proteção de emergência contra sobretensão do barramento CC é acionada seguidas vezes durante o ensaio, até que a quantidade de energia fornecida em excesso pela BT e CaC diminua.

D. Ensaio com o acionamento do motor elétrico

Diferentemente do comportamento da carga resistiva, o inversor drena uma corrente pulsada do barramento CC do MIPEC. A frequência mínima de acionamento do inversor utilizado é de 5 Hz e, segundo especificações do fabricante, demora até 5 segundos para atingir a frequência especificada, que no caso é de 60 Hz.

Com efeito, não é possível impor uma taxa de variação mais acentuada na demanda de corrente na partida do motor elétrico. É evidente, que em um VE podem ocorrer variações mais rápidas, ou mais, lentas nas fases de aceleração, a depender do projeto do seu acionamento.

Os gráficos da tensão de saída e da corrente das fontes de suprimento, mostrados na Figura 5.26, correspondem a uma situação de demanda média do mecanismo de tração elétrica, mostrada na Figura 5.27, em que o veículo é acelerado até atingir sua velocidade de cruzeiro.

A fase de aceleração ocorre sem resultar em um significativo aumento da demanda de potência do mecanismo de tração. Deste modo, como a energia dos dispositivos acumuladores é “adequada”, a BT fornece praticamente toda a potência necessária para movimentar o veículo em baixa velocidade.

Quando o inversor desliga o motor, a potência gerada em excesso pela BT é acumulada provisoriamente no SC, que posteriormente a transfere mais lentamente de volta para a BT, ou é usada para atender a demanda da carga se houver um novo aumento de velocidade em seguida.

A corrente do SC apresenta um comportamento bastante ondulado, em virtude do controle de tensão, com uma malha interna de corrente, que atende a demanda pulsada da carga. No caso da BT, a ondulação da sua corrente é muito menor, devido à presença dos filtros analógicos e digitais que auxiliam na captura do valor médio da corrente de saída e do limitador de derivada de corrente que restringe a taxa de variação de corrente.

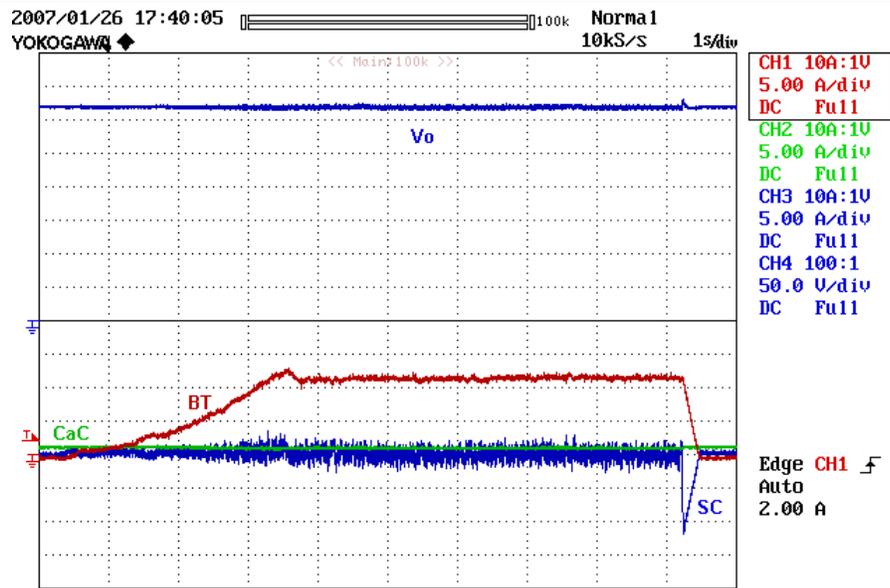


Figura 5.26: Formas de onda da tensão de saída e correntes nas fontes para o acionamento do motor com uma demanda de carga mecânica pequena.

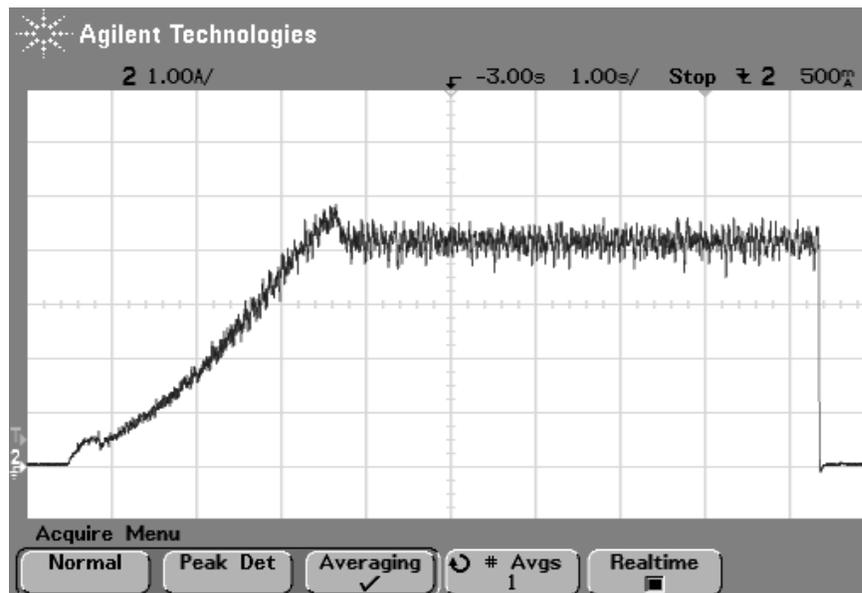


Figura 5.27: Variação da corrente de saída para uma demanda de carga mecânica pequena.

As formas de onda mostradas na Figura 5.28 e na Figura 5.29 correspondem ao comportamento do fluxo de potência dos dispositivos de suprimento e da carga, por exemplo, em uma situação de aceleração do veículo em uma subida. Neste caso, há uma grande demanda de potência da carga, que deverá ser atendida, em regime permanente, pelos dois dispositivos de conversão de energia química em eletricidade.

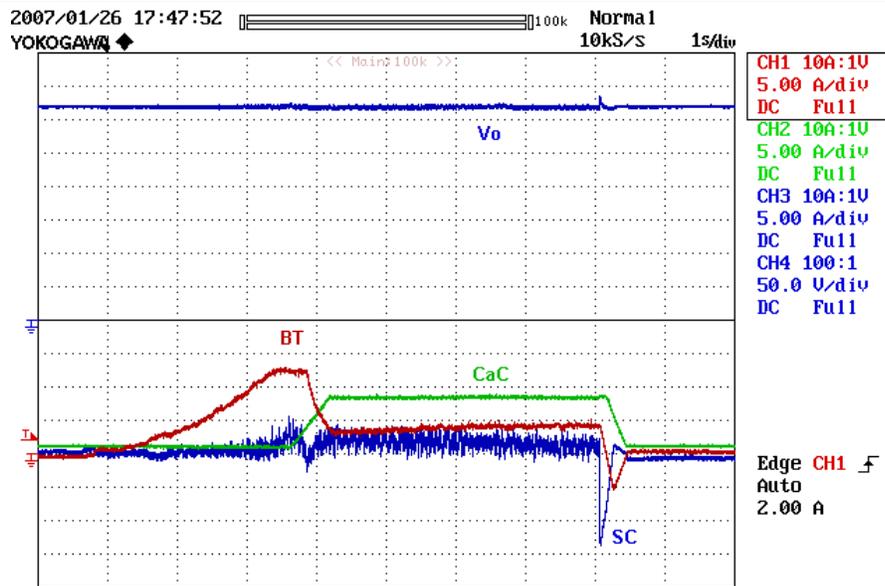


Figura 5.28: Formas de onda da tensão de saída e correntes nas fontes para o acionamento do motor com uma demanda de carga mecânica grande.

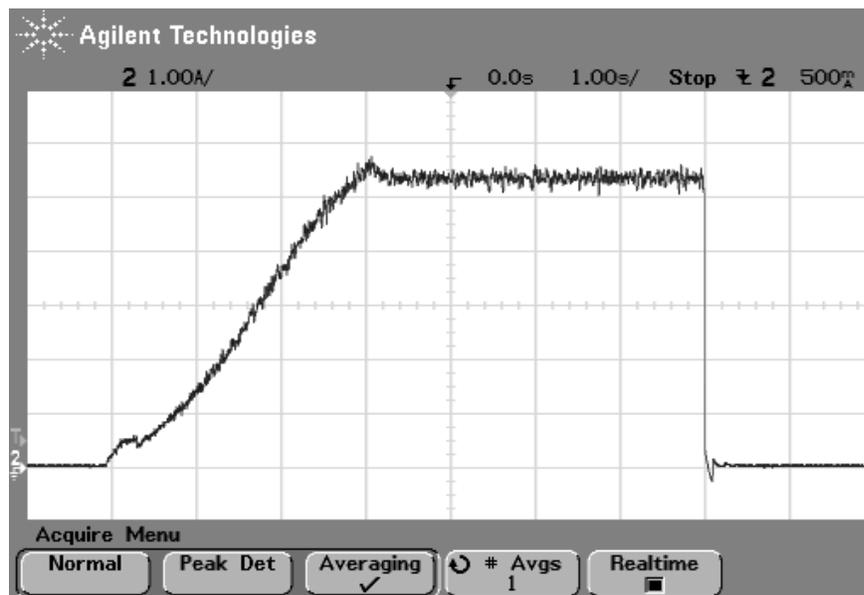


Figura 5.29: Variação da corrente de saída para uma demanda de carga mecânica grande.

Como a BT não possui potência suficiente para suprir a demanda da carga quando esta se torna muito grande, o SC complementa a potência requerida até o instante em que a CaC começa a atender em conjunto com a BT toda a demanda de potência. Em virtude do funcionamento da CaC no modo de potência máxima, a corrente da BT diminui até complementar a potência gerada pela CaC, em relação à requerida pela carga, e manter o estado de energia do SC adequado.

Na frenagem brusca, a energia gerada em excesso pela BT e CaC e a energia mecânica convertida em eletricidade são absorvidas primeiramente pelo SC e em seguida pela BT, que absorve o excedente ainda gerado pela CaC e o acumulado em demasia no SC. Notar que não ocorre uma significativa sobretensão do barramento CC, uma vez que não houve a saturação da capacidade do SC em absorver corrente.

Novamente, os resultados experimentais são confirmados, conforme previsto na fase de simulação (Figura 5.15).

5.6 Ciclo de condução urbano europeu (ECE 15)

As curvas de ciclo de condução, conforme descrição prévia no item B da seção 2.5, podem ser usadas para dimensionar as fontes de suprimento do veículo elétrico. Nesta seção, o ciclo de condução europeu ECE 15 (Figura 2.9) será empregado para avaliar o comportamento dinâmico da estratégia de controle nebuloso.

Admitindo que a tensão de saída é constante, a estimativa de demanda de potência obtida na Figura 2.9 pode ser convertida na estimativa de demanda de corrente do gráfico inferior da Figura 5.30. Na parte superior da mesma figura, são mostrados os resultados de simulação, obtidas no PSIM, da tensão de saída do barramento CC do MIPEC e corrente nas fontes (CaC, BT e SC), respectivamente.

Na Figura 5.31 e na Figura 5.32 são mostrados os gráficos do comportamento dinâmico das variáveis de entrada e de saída do controlador nebuloso, respectivamente.

Em baixas velocidades a CaC permanece no modo de potência mínima, uma vez que a energia armazenada na BT está entre “adequada” e “elevada”.

Embora a demanda se torne “grande” durante alguns breves intervalos de tempo, o SC é usado para auxiliar a BT a fornecer a potência requerida pelo mecanismo de tração elétrica e manter a tensão de saída estável. Obviamente, se a energia da BT fosse apenas adequada, haveria a mudança para o modo de potência máxima da CaC no primeiro aumento demasiado da demanda.

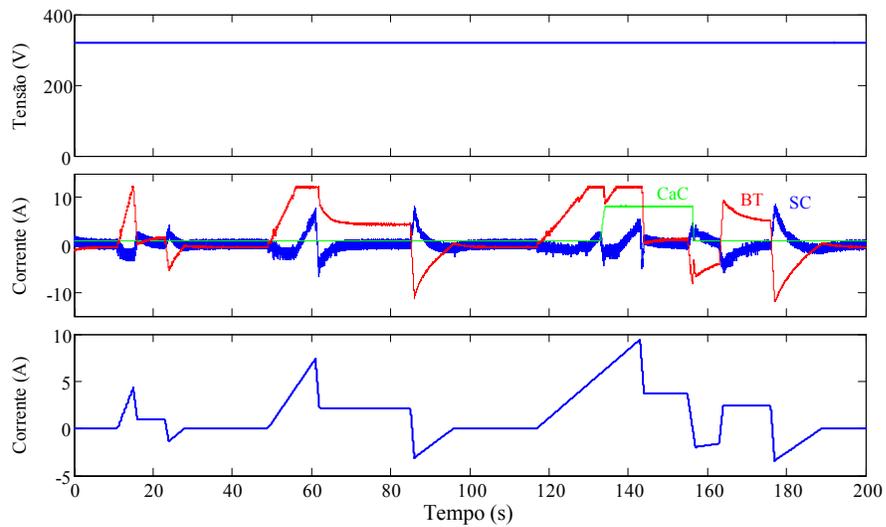


Figura 5.30: Resposta transitória da tensão de saída e das correntes nas fontes do MIPEC submetidas a demanda de carga estimada para o ciclo de condução europeu (ECE 15).

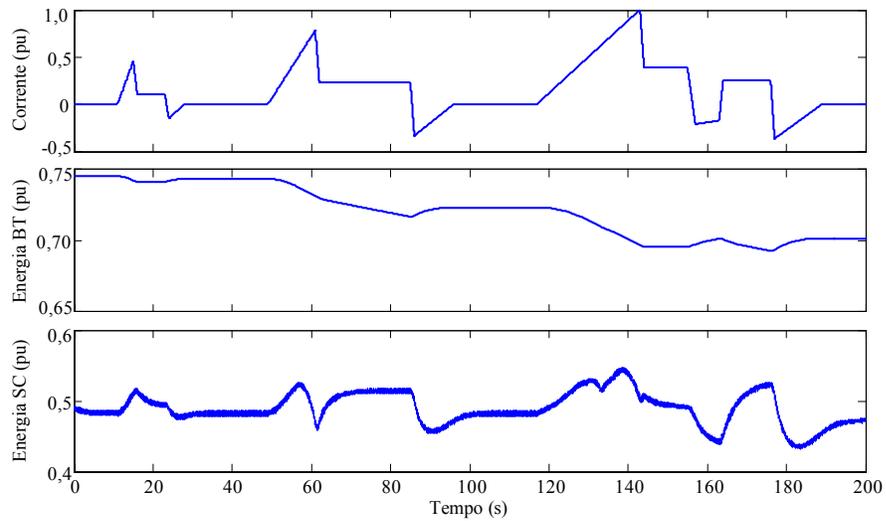


Figura 5.31: Variáveis de entrada normalizadas do controlador nebuloso.

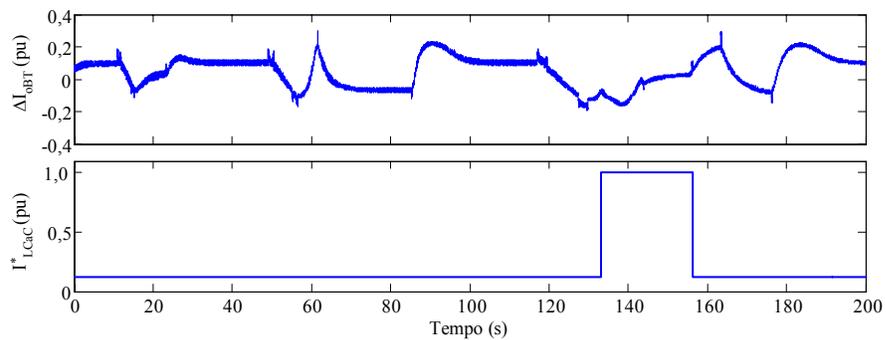


Figura 5.32: Variáveis de saída normalizadas do controlador nebuloso.

É possível constatar que a atuação do controlador nebuloso em relação ao termo de correção da referência de corrente da BT é exercida de modo a manter a energia do SC em torno de 0,5, isto é, “adequada”.

Na Figura 5.33 são mostrados os resultados experimentais, para o protótipo de 3 kW, da tensão de saída e corrente nas fontes do MIPEC em resposta ao perfil de demanda de carga em um percurso simples de condução, cuja curva é mostrada na Figura 5.34.

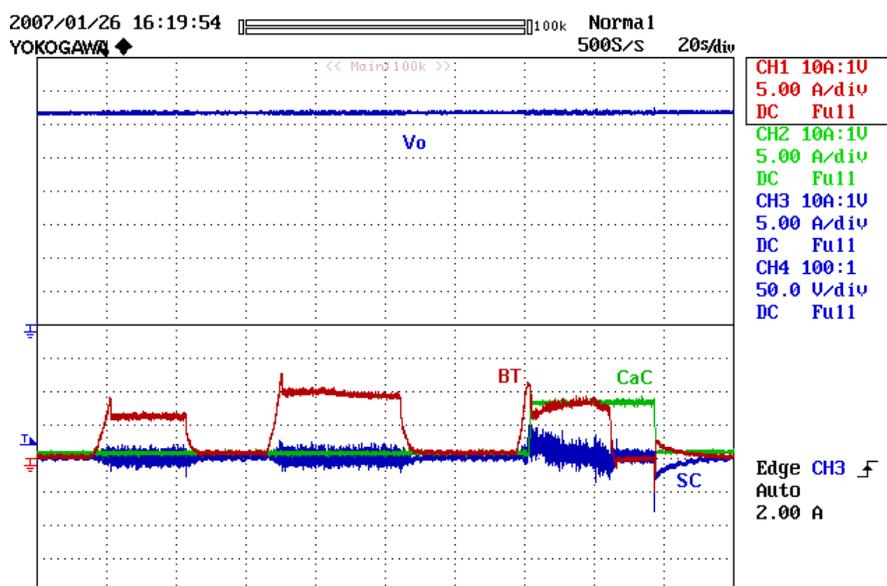


Figura 5.33: Resultado experimental para um percurso simples de condução.

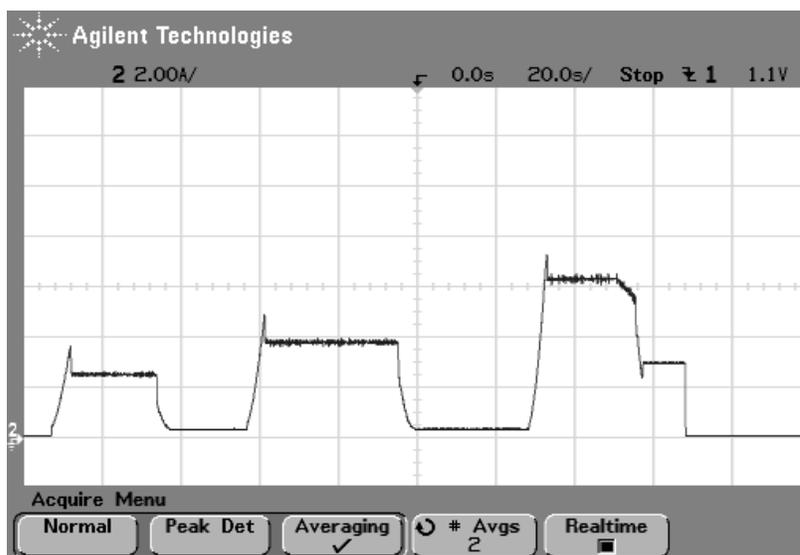


Figura 5.34: Variação da demanda da carga para um percurso simples de condução.

5.7 Conclusões

Nesta seção foi realizado o projeto e a análise dinâmica do sistema supervisorio proposto para a gestão do conversor eletrônico com múltiplas entradas, definido na Figura 3.14.

Independente da atuação do controlador nebuloso, o SC é usado para regular a tensão de saída, enquanto que limitadores de derivada restringem a taxa de variação de corrente na BT e na CaC. Deste modo, é esperado melhor desempenho e aumento da vida útil das fontes de suprimento de energia.

O termo de correção da referência de corrente da BT mostrou-se eficaz em ajustar a energia acumulada no SC e corrigir imprecisões no cálculo referência de corrente da bateria, de acordo com a equação (5.4).

O controlador nebuloso teve um bom desempenho em evitar a mudança seguida do modo de operação da CaC, fato que contribui para garantir que o dispositivo opera na maior parte do tempo dentro da região de perdas ôhmicas (Figura 2.2), que apresenta um comportamento de maior rendimento, isto é, de menores perdas térmicas.

Os resultados simulados mostraram-se bastante confiáveis, em que se destaca a construção do algoritmo de controle em bibliotecas de ligação dinâmica (DLL) compatível com a implementação do código fonte usado no DSP. Esta estratégia reduziu erros na construção destes algoritmos. No entanto, foi necessário um elevado tempo (mais de uma hora) na simulação do ciclo de condução europeu no PSIM.

Cabe destacar a importância de realizar e comprovar a simulação do sistema utilizando o modelo do comportamento médio das variáveis, para um ajuste fino ajuste das regras do controlador nebuloso em diversas situações de estado de energia dos dispositivos acumuladores e de demanda de carga. Por exemplo, a inclusão de novas funções membro à variável de entrada estado de energia do SC poderia possibilitar um melhor ajuste do termo de correção da referência de corrente da bateria.

Quando os dispositivos acumuladores não conseguiram capturar toda a potência

disponível após a frenagem, o mecanismo de proteção contra sobre-tensão evitou uma possível danificação dos componentes de saída do conversor e do inversor. É evidente que um aumento no limite máximo de corrente do subconversor do SC melhoraria a imunidade do sistema a variações bruscas de potência.

Os bons resultados experimentais permitiram validar o sistema supervisorio de controle nebuloso proposto neste trabalho. Para o acionamento de um motor, a tensão de saída manteve-se estável e com ondulação desprezível, isto é, foi possível assegurar elevada qualidade de energia necessária para um bom desempenho do mecanismo de propulsão e das outras cargas do VE.

Um grande conjunto de testes, não descritos neste trabalho, foi realizado para diferentes situações de estado de energia dos dispositivos acumuladores. O controlador nebuloso mostrou-se muito robusto em todos estes ensaios realizados.

No final, foi apresentada a proposta da estratégia de gestão de múltiplas fontes de energia, implementado a partir de um sistema supervisorio de controle nebuloso.

A estratégia de coordenação da potência gerada pela célula a combustível e da transferência de energia acumulada na bateria e no supercapacitor mostrou-se adequada em aproveitar as melhores características de desempenho destas três fontes de suprimento, no que se refere a limitar variações rápidas de potência nas fontes de conversão de energia química em eletricidade, manter o estado de energia dos dispositivos acumuladores adequado e assegurar elevada qualidade de energia necessário para um bom desempenho das cargas elétricas do VE.

Em virtude da elevada densidade de potência, o SC foi usado para controlar a tensão de saída do MIPEC e transferir rapidamente energia em situações de variação brusca de demanda, independentemente da atuação do controlador nebuloso. Por outro lado, limitadores de derivada foram utilizados para restringir a taxa de variação da corrente da BT e da CaC, também de modo independente ao controlador nebuloso. Deste modo, as variações de corrente ocorrem de forma lenta na BT e na CaC, o que é adequado para obter melhor funcionamento e maior vida útil destas fontes de conversão de energia química em eletricidade.

No processo de síntese do sistema supervisorio, foram estabelecidos os critérios:

- O supercapacitor regula a tensão de saída e acomoda as variações bruscas de potência impostas pela carga elétrica do veículo;
- A célula a combustível gera a potência média requerida pela carga e opera a maior parte do tempo possível no regime estacionário;
- A bateria complementa a potência média gerada pela célula a combustível dinamicamente e mantém o estado de energia no SC adequado;

Do ponto de vista do dimensionamento das fontes de suprimento, o ciclo de condução urbano europeu (ECE - 15) foi usado para estimar a curva de demanda de potência de um VE hipotético e, a partir disso, estimar as potências da CaC e da BT.

O SC foi dimensionado com base na velocidade máxima do veículo. No entanto, a

Capítulo 6

Conclusões e perspectivas

6.1 Conclusão geral

O objetivo principal deste trabalho foi desenvolver um sistema supervisorio nebuloso de gestão de energia de um conversor eletrônico com múltiplas fontes de suprimento para fornecer a potência requerida pelo sistema de propulsão do veículo elétrico.

A melhor alocação dos recursos disponíveis para o suprimento de energia e o aumento do desempenho dinâmico do sistema de propulsão do veículo elétrico, obtidos a partir da associação de diferentes fontes em termos de densidade de energia e de densidade de potência, constituem-se a principal motivação desta tese.

Uma ampla revisão bibliográfica permitiu identificar as principais vantagens e limitações das três fontes de suprimento de energia (célula a combustível, bateria e supercapacitor), bem como as soluções usuais em eletrônica de potência empregadas para interconectar essas fontes com o mecanismo de tração elétrica do veículo.

O projeto, a análise e o controle das fontes e do conversor eletrônico com múltiplas entradas, denominado MIPEC, foram profundamente estudados.

variação da demanda de potência do mecanismo de tração elétrica possivelmente é informação mais adequada para dimensionar o SC.

Existem diversas topologias e arranjos descritos na literatura para a interconexão entre as fontes para construir o conversor eletrônico com múltiplas entradas. Em virtude de não ser necessária a isolamento elétrica e elevado ganho de tensão entre as fontes e o mecanismo de tração elétrica, foi utilizado o conversor elevador de tensão bidirecional em corrente e o arranjo paralelo para implementar o MIPEC (Figura 3.14).

O estudo do modelo estático e dinâmico do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, bem como o projeto e verificação da estabilidade dos controladores em corrente e em tensão deste conversor foram amplamente investigados.

Todos os controladores em corrente atuam sobre a corrente média no indutor, cujo valor médio é extraído no processo de amostragem no meio do período de comutação, que é de 10 kHz. A frequência de corte e a margem de fase escolhida foram 1 kHz e 75°, respectivamente.

No controle da tensão de saída, projetado para uma frequência de corte de 50 Hz e margem de fase de 75°, a malha interna de corrente do SC atenua o efeito da fase não mínima do modelo para pequenas perturbações da tensão de saída em relação à razão cíclica e assegura maior robustez do controlador a variações de corrente na carga.

Na implementação digital dos controladores convencionais (PI com filtro passa-baixas) foi empregada uma generalização da técnica de saturação dinâmica para a implementação digital dos controladores com atraso de fase. Os bons resultados experimentais do controle da tensão de saída do conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, utilizando o SC e uma malha interna de controle de corrente, reforçam o propósito em controlar os subconversores do MIPEC de forma independente.

A síntese do controlador nebuloso alcançou as metas estabelecidas, que são: manter o estado de energia do SC estável, em torno de 0,5, e comandar o funcionamento da CaC, a partir da informação sobre o estado de energia dos dispositivos acumuladores e da demanda média de corrente da carga.

As simulações mostraram-se confiáveis, em que se destaca a compatibilidade do código fonte das rotinas de controle implementadas nas bibliotecas de ligação dinâmica (DLL) e no Visual DSP. Com efeito, foi possível reduzir o tempo e erros de implementação em bancada.

Do ponto de vista experimental, a minimização da interferência eletromagnética ainda constitui-se um dos maiores desafios encontrados nesta tese, bem como os entraves alfandegários para o recebimento de doação ou aquisição de equipamentos importados.

O acúmulo da experiência e do conhecimento do projetista sobre a dinâmica do sistema conduzem naturalmente a alterações na base de regras, ou até mesmo a adição de novas funções de pertinência, para aperfeiçoar o comportamento dinâmico do controlador nebuloso.

Os resultados experimentais comprovaram o potencial da metodologia proposta para a gestão de múltiplas fontes de suprimento utilizando o controle nebuloso.

6.2 Perspectivas de trabalhos futuros

Dentre as várias perspectivas de trabalhos futuros é possível destacar:

- Implementar uma carga para simular os trajetos do veículo elétrico;
- Verificar o comportamento do sistema com uma célula a combustível real;
- Aperfeiçoar a metodologia para dimensionar as fontes de suprimento;
- Verificar a economia da energia obtida no processo de frenagem regenerativa;
- Simular o sistema utilizando o comportamento médio das variáveis buscando reduzir o tempo de simulação, sem perder a qualidade dos resultados;
- Estudar a viabilidade de um controlador PI nebuloso para regular a tensão do SC utilizando a BT, e um método de otimização para gerir o fluxo de potência da CaC;
- Estudar e implementar um procedimento seguro para a partida do sistema.
- Utilizar estruturas de conversores “interleaved” para trabalhar com potências mais elevadas, na faixa de dezenas, ou algumas centenas, de kW;

Bibliografia

Referências Bibliográficas

- [1] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, A. Emadi, “Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design”, Boca Raton, FL: CRC Press, ISBN: 0-8493-3154-4, Dec. 2004.
- [2] Honda, “Honda's Revolutionary Fuel Cell Vehicle”. Disponível em: <<http://world.honda.com/FuelCell/FCX/>>. Acesso em: 17 de agosto de 2006.
- [3] L. Solero, A. Lidozzi, J. A. Pomilio, “Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1007-1016, September 2005.
- [4] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, “Family of Multiport Bidirectional DC-DC Converters”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 3, May 2006, pp. 451 – 458.
- [5] J. Shen, A. Masrur, V. K. Garg and J. Monroe, “Automotive electric power and energy management – a systems approach”, *Global Automotive Manufacturing and Technology*, p. 1-5 April, 2003.

-
- [6] M. Koot, J. T. B. A. Kessels, B. de Jager, W. P. M. H. Heemels, P. P. J. van den Bosch, M. Steinbuch, “Energy management strategies for vehicular electric power systems”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, May 2005, pp. 771 – 782.
- [7] J. Moreno, M. E. Ortuzar, J. W. Dixon, “Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, April 2006, pp. 614 – 626.
- [8] Zhenhua Jiang; Lijun Gao; R. A. Dougal, “Flexible multiobjective control of power converter in active hybrid fuel cell/battery power sources”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, Jan 2005, pp. 244 – 253.
- [9] L. Brooke, “Desafiando a hegemonia da Toyota em híbridos”, *The New York Times* (UOL Mídia Global), 30 de abril de 2006. Tradução: L. R. M. Gonçalves.
- [10] A. Emadi, S. S. Williamson, A. Khaligh, “Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, May 2006, pp. 567 – 577.
- [11] E. T. Serra, J. G. M. Furtado, G. F. W. Soares, A. C. Neto, “Células a Combustível: Uma Alternativa para a Geração de Energia e sua Inserção no Mercado Brasileiro”. Rio de Janeiro, RJ: CEPTEL- Centro de Pesquisas de Energia Elétrica. ISBN: 85-99714-02-3, 2005.
- [12] H. Xu, L. Kong, X. Wen, “Fuel Cell Power Systems and High Power DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, Sep. 2004, pp. 1250 – 1255.
- [13] M. H. Nehrir, C. Wang, S. R. Shaw, “Fuel Cells: Promising Devices for Distributed Generation”, *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 4, no. 1, Jan - Feb. 2005, pp. 47 – 53.
- [14] D. Prohaska, “The Birth of the Fuel Cell - But Who is the Father?”. European Fuel Cell Forum. Disponível em: <<http://www.efcf.com/media/ep010813.shtml>>. Acesso em: 25 de setembro de 2006.
- [15] M. Linardi, “Introdução a Tecnologia de Células a Combustível”. Mini-curso do 3º Workshop Internacional sobre Células a Combustível, Out. 2006.

-
- [16] J. A. Pomilio, “Estratégias de Controle de Interfaces Eletrônicas de Potência para Fontes e Acumuladores de Energia”, Relatório Final do Projeto de Pesquisa aprovado pela FAPESP (processo 03/09103-5).
- [17] Fuel Cell Test and Evaluation Center (FCTec), “Fuel Cell Basics”. Disponível em: <http://www.fctec.com/fctec_history.asp>. Acesso em: 25 de setembro de 2006.
- [18] E. H. G. Neto, “Hidrogênio, Evoluir Sem Poluir: a era do hidrogênio, das energias renováveis e das células a combustível”. Curitiba, PR: Brasil H2 Fuel Cell Energy, 2005.
- [19] S. Thomas, M. Zalbowitz, “Fuel Cells – Green Power”. Los Alamos National Laboratory. Disponível em: <<http://education.lanl.gov/resources/fuelcells/fuelcells.pdf>>. Acesso em: 27 de setembro de 2006.
- [20] G. M. Machado, “Desenvolvimento de Conversor Comutado em Baixa Frequência para Aplicação em Sistemas de Geração Distribuída Baseados em Células a Combustível”. Campinas, SP: 2006. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica, FEEC, Universidade Estadual de Campinas.
- [21] D. D. Marquezini, F. A. Farret, R. Q. Machado, F. Gonzati, “Modified Calculation Algorithm for Analysis of a PEM Fuel Cell Stack”. *Proc. of VII International Conference on Industrial Applications*, April 2006.
- [22] G. Fontes, C. Turpin, R. Saisset, T. Meynard, S. Astier, “Interactions between fuel cells and power converters influence of current harmonics on a fuel cell stack”. *Proc. of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, Jun. 2004, pp. 4729 – 4735.
- [23] M. A. Pagliosa, “Contribuição ao estudo de um conversor CC-CC não isolado de 1,5 kW aplicado a célula a combustível”. Florianópolis, SC: 2005, 91 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [24] W. Choi, P. N. Enjeti, J. W. Howze, “Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current”. *Proc. of 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 2004, pp. 355 – 361.

- [25] A. M. Tuckey, J. M. Krase. “A Low-Cost Inverter for Domestic Fuel Cell Applications”. *Proc. of 33th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, vol. 1, Jun. 2002, pp. 23 – 27.
- [26] J. A. Pomilio, “Fontes chaveadas, UNICAMP”. Publicação FEE 13/95, revisão Jan. 2004. Disponível em: <www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> Acesso em: 16 de maio de 2005.
- [27] R. Kötz, M. Carlen. “Principles and applications of electrochemical capacitors”, in *Electrochimica Acta*, vol. 45, nº 15-16, pp. 2483 – 2498, May 2000
- [28] Maxwell Technologies, “Top 10 Reasons for Using Ultracapacitors in Your System Design”. Disponível em: <www.maxwell.com/ultracapacitors/support/papers.html>. Acesso em: 12 de março de 2005.
- [29] A. Schneuwly, B. Maher, J. Auer. “Ultracapacitors, the New Thinking in Automotive World”. Disponível em: <www.maxwell.com/ultracapacitors/support/papers.html>. Acesso em: 12 de março de 2005.
- [30] G. Prophet. “Supercaps for supercaches”. Disponível em: <www.edn.com/article/CA268379.html>. Acesso em: 13 de maio de 2005.
- [31] EPCOS AG, “UltraCap technology”. Disponível em: <www.epcos.com/inf/20/35/ds/technology.pdf>. Acesso em: 12 de março de 2005.
- [32] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio. “Estado da Arte sobre Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência”. *Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, vol. 10, pp. 25 – 32, 2005.
- [33] G. Zorpette, “Super Charged”, *IEEE Spectrum*, vol. 42, nº 1, pp. 26 – 31, Jan. 2005.
- [34] F. Belhachemi, S. Rael, B. Davat, “A physical based model of power electronic double-layer supercapacitors”, *Proceedings of the IEEE IAS Annual Meeting*, 2000, vol. 5, pp. 3069 – 3076, Oct. 2000.
- [35] F. Doernenburg, “Dendera: lâmpadas elétricas faraônicas?” Disponível em: <www.ceticismoaberto.com/fortianismo/dendera.htm> Acesso em: 01 de outubro de 2006.

-
- [36] IEEE History Center, “Volta's Electrical Battery Invention, 1799”. Disponível em: <http://www.ieee.org/web/aboutus/history_center/volta.html>. Acesso em: 02 de outubro de 2006.
- [37] IEEE Virtual Museum, “The Battery: Using Chemistry to Make Energy”. Disponível em: <<http://www.ieee-virtual-museum.org/collection/tech.php?id=2345793>>. Acesso em: 02 de outubro de 2006.
- [38] I. Buchmann. “Learning the basics about batteries”. Disponível em: <www.batteryuniversity.com>. Acesso em: 6 de outubro de 2006.
- [39] G. Barreto, “Veículo Elétrico a Bateria : Contribuições a Análise de seu Desempenho e seu Projeto”. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, 1986.
- [40] F. A. Farret, M. G. Simões. “Integration of Alternative Sources of Energy”, Somerset, NJ: Wiley-IEEE Press, ISBN: 0-471-71232-9, Jan. 2006.
- [41] A. F. Silva, O. C. M. Barradas. “Telecomunicações: Sistemas de Energia”, Rio de Janeiro, RJ: Embratel e Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., ISBN: 85-216-0024-0, 1980.
- [42] Z. Jiang, R. A. Dougal. “A Compact Digitally Controlled Fuel Cell / Battery Hybrid Power Source”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, Aug. 2006, pp. 1094 – 1104.
- [43] P. M. Hunter, A. H. Anbuky. “VRLA Battery Rapid Charging Under Stress Management”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 6, Dec. 2003, pp. 1229 – 1237.
- [44] E. A. Gurgel, “Veículo elétrico com sistema energético híbrido: célula de combustível / baterias eletroquímicas”, Campinas, 1998. 139 p. . Tese de doutorado em Engenharia Elétrica – Departamento de Eletrônica e Microeletrônica, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, 1998.
- [45] U. S. Environmental Protection Agency, “Testing and measuring emissions”. Disponível em <<http://www.epa.gov/otaq/labda.htm>>. Acesso em: 11 de dezembro de 2006.

-
- [46] DieselNet, “Emission Test Cycles”. Disponível em: <www.dieselnets.com/standards/cycles/>. Acesso em: 11 de dezembro de 2006.
- [47] Y. R. Novaes, R. R. Zapelini, I. Barbi, “Design Considerations of a Long-Term Single-Phase Uninterruptible Power Supply Based on Fuel Cells”, in *Proc. of 36th IEEE Power Electronics Specialists*, Sept. 2005, pp. 1628 – 1634.
- [48] USCAR, “FreedomCAR Battery Test Manual For Power-Assist Hybrid Electric Vehicles”. 2003. Disponível em: <<http://www.uscar.org/guest/publications.php>>. Acesso em: 13 de dezembro de 2006.
- [49] “VISION Rechargeable Products Lead-Acid Battery”. Disponível em: <<http://www.vision-batt.com/products/manual/HF&HP.pdf>>. Acesso em: 13 de dezembro de 2006.
- [50] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio. “Estado da Arte sobre Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência”. *Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 10, p. 25 – 32, 2005.
- [51] L. Gao, R. A. Dougal, S. Liu, “Power Enhancement of an Actively Controlled Battery/Ultracapacitor Hybrid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, Jan. 2005, pp. 236 – 243.
- [52] A. Di Napoli, F. G. Capponi, L. Solero. “Power Converter Arrangement with Ultracapacitor Tank for Battery and Load Leveling in EV Motor Drives”. *Proc. of 14th International Electric Vehicle Symposium*, 1999, pp. 1 – 8.
- [53] A. Payman, S. Pierfederici, D. Arab-Khaburi, F. Meibody-Tabar, “Flatness Based Control of a Hybrid System Using a Supercapacitor as a Energy-Storage Device and a Fuel Cell as the Main Power Source”. *Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference, IECON 2006*, 2006, Paris, France, pp. 207 – 212.
- [54] A. Di Napoli, F. Crescimbeni, F. Guilii Capponi, L. Solero, “Control strategy for multiple input DC-DC power converters devoted to hybrid vehicle propulsion systems”. *Proc. of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002*, vol. 3, pp. 1036 – 1041.

-
- [55] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix. “A converter to interface ultra-capacitor energy storage to a fuel cell system”, *Proc. of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE 2004, vol. 2, May 2004, pp. 827 – 832.
- [56] M. Marchesoni, C. Vacca, "A new DC-DC converter structure for power flow management in fuel-cell electric vehicles with energy storage systems", *Proc. of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC 2004, Jun 2004, vol. 1, pp. 683 – 689.
- [57] M. Carpaneto, G. Ferrando, M. Marchesoni, C. Vacca, "The average switch model of a new double-input DC/DC boost converter for hybrid fuel-cell vehicles", *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE 2005, vol. 2, pp. 601-607.
- [58] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, “Multi-input Bidirectional DC-DC Converter Combining DC-Link and Magnetic-Coupling for Fuel Cell Systems”, *Proc. of Industry Applications Conference*, 14th IAS Annual Meeting, IAS 2005, Oct 2005, vol. 3, pp, 2021 – 2028.
- [59] D. Liu, H. Li, “A Three-Port Three-Phase DC-DC Converter for Hybrid Low Voltage Fuel-Cell and Ultracapacitor”, *Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference*, IECON 2006, 2006, Paris, France, pp. 2558 – 2563.
- [60] I. Barbi, D. C. Martins. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis: ed. dos autores, 2000. CDU: 621.314.22.
- [61] D. D. Marquezini, F. A. Farret, R. Q. Machado, F. Gonzatti, “Modified calculation algorithm for analysis of a PEM fuel cell stack”. *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Applications*, 2006, Recife. VII INDUSCON, 2006.
- [62] H. Liu, F. Z. Peng, J. S. Lawler, “A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC-DC Converter with Minimum Number of Devices”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, Mar/Apr 2003, pp. 525 – 535.

-
- [63] S. Chandrasekaran, L.U. Gokdere, “Integrated magnetics for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles”. *Proc. of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004*, Jun 2004, vol. 1, pp. 356 – 361.
- [64] J. Sebastian, P. J. Villegas, F. Nuno, M. M. Hernando, “High-efficiency and wide-bandwidth performance obtainable from a two-input buck converter”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 14, Jul. 1998, pp. 706 – 717.
- [65] F. D. Rodriguez, W. G. Imes, “Analysis and modeling of a two-input DC/DC converter with two controlled variables and four switched networks”. *Proc. of 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf.*, 1996, pp. 322 – 327.
- [66] B. G. Dobbs, P. L. Chapman, “A Multiple-Input DC-DC Converter Topology”. *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 1, Mar 2003, pp. 6–9.
- [67] N. D. Benavides, P. L. Chapman, “Power budgeting of a multiple-input buck-boost converter”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, Nov. 2005, pp. 1303 - 1309.
- [68] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2002. ISBN: 0-471-22693-9.
- [69] Phillips, L. P.; Harbor, R. D. “Sistemas de Controle e Realimentação”. Tradução: Ricardo, L. F. São Paulo: Ed. Makron Books, 1996. ISBN: 85-346-0596-3.
- [70] Aström, K. J.; Hägglund, T. “Automatic Tuning of PID Controllers”. EUA: Ed. Instrument Society of America, 1988. ISBN: 1-55617-081-5.
- [71] I. Barbi,. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: ed. do autor, 2001. CDU: 621.314.22.
- [72] R. B. Ridley, B. H. Cho, F. C. Lee, “Analysis and Interpretations of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators” ”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, Oct 1988, pp. 489 – 498.

-
- [73] S. Buso, “DSP and Microcontrollers Applications in Power Electronics”. Material de seminário, aula 3, UNICAMP, 2004. Disponível em: < <http://www.dsce.fee.unicamp.br/%7Eantenor/pdffiles/simone/Seminario3.pdf>>. Acesso em: 16 de janeiro de 2007.
- [74] F. P. Marafão, “Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais”. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica – Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2004.
- [75] J. A. Pomilio. Apostila de Eletrônica de Potência. Campinas: Publicação FEEC 01/98, revisão jan. 2004. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/apostila.html>. Acesso em: 7 de maio de 2005.
- [76] L. Balogh, “Practical Introduction to Digital Power Supply Control”, Power Supply Design Seminar 2004/05, Texas Instruments.
- [77] J. E. R. Cury, “Teoria de controle supervisorio de sistemas a eventos discretos”, V Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, Canela, RS (2001).
- [78] I. S. Shaw, M. G. Simões, “Controle e Modelagem Fuzzy”, São Paulo, SP: Edgard Blücher Ltda. e FAPESP. ISBN: 85-212-0248-2.
- [79] G. Spiazzi, “Basics of Fuzzy Logic Theory and Its Applications to DC-DC and PFC Converters”. University of Padova.
- [80] L. Weber, P. A. T. Klein, “Aplicação da Lógica Fuzzy em Software e em Hardware”, Canoas, RS: Ed. ULBRA. ISBN: 85-7528-081-3.
- [81] The MathWorks Inc, “Fuzzy Logic Toolbox User's Guide”, version 2.0, 2005.
- [82] L. S. Coelho, O. M. Almeida, A. A. R. Coelho, “Projeto e Estudo de Caso da Implementação de um Sistema de Controle Nebuloso”, Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica, Brasil, v. 14, n. 1, p. 20-29, 2003.

- [83] A. C. Moreira. “Uso de instrumentação virtual para a análise da qualidade da energia elétrica”, Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica – Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2006.

Apêndice 1

Divulgação da Pesquisa

Trabalhos em periódicos

A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, L. A. Silva. Energy Management Fuzzy Logic Supervisory for Electric Vehicle Power Supplies System. Aceito para publicação em *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007. ID TPEL-2006-11-0558.

A. A. Ferreira, J. A. Pomilio. “Estado da Arte sobre Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência”. *Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 10, p. 25 - 32, 2005.

Trabalhos em eventos

A. A. Ferreira, G. Spiazzi, J. A. Pomilio. “Fuzzy Supervisory Control System for Multiple Power Sources for Electric Vehicle Applications”. In: *IEEE International Conference on Industry Applications*, 2006, Recife. VII INDUSCON, 2006.

A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, E. A. Vendrusculo. “Integrated Platform for Power Electronics Applications Fast Evaluation and Teaching Purposes”. In: *IEEE Power Electronics Education Workshop*, 2005, Recife. PEEW 2005, 2005. p. 81-86.

A. A. Ferreira, L. A. Silva, J. A. Pomilio. “A Survey On Supercapacitors Applications in the Power Electronics”. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2005, Recife. 8º COBEP, 2005. p. 82-87.

A. A. Ferreira, E. A. Vendrusculo, J. A. Pomilio. “Plataforma Integrada de Avaliação Rápida de Aplicações em Eletrônica de Potência com Propósito Educacional”. In: *Encontro de Pesquisadores em Sistemas de Potência*, 2005, Campinas. 5º SISPOT, 2005. p. 22.

A. A. Ferreira, L. A. Silva, J. A. Pomilio. “Uma Pesquisa sobre Aplicações de Supercapacitores em Eletrônica de Potência”. In: *Encontro de Pesquisadores em Sistemas de Potência*, 2005, Campinas. 5º SISPOT, 2005. p. 32.

A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, L. A. Silva. “Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento para Aplicações em Veículos Elétricos”. In: *Encontro de Pesquisadores em Sistemas de Potência*, 2007, Campinas. 7º SISPOT, 2007. p. 23-24.

A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, L. A. Silva. “DC-DC Converter Solutions for Modern Electric Vehicle Power Supply Systems”. Aceito para publicação em: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2007, Blumenau. 9º COBEP, 2007.

Apêndice 2

Circuitos esquemáticos

Introdução

As placas de condicionamento de sinais analógicos, apresentadas nesta seção, foram baseadas no trabalho realizado pelos pesquisadores Fernando P. Marafão e Ricardo Q. Machado, durante o estágio que fizeram na Itália.

Diversas melhorias foram incorporadas ao sistema, o que possibilita sua utilização em diversas aplicações de monitoração de tensão e de corrente. Destaca-se nesta atividade, a imprescindível colaboração dos pesquisadores Edson A. Vendrusculo e Leonardo de A. Silva.

Os sensores de tensão e de corrente são o LV-20P e o LA-55P, respectivamente. Ambos fabricados pela empresa LEM.

Em [83] é apresentada uma descrição detalhada dos circuitos, que foram atualizados para a medição de qualidade de energia.

Um conjunto de melhorias deverá implementar novas atualizações da placa. No entanto, está fora do escopo desta tese a descrição sobre o funcionamento destas placas.

Condicionamento dos sinais analógicos

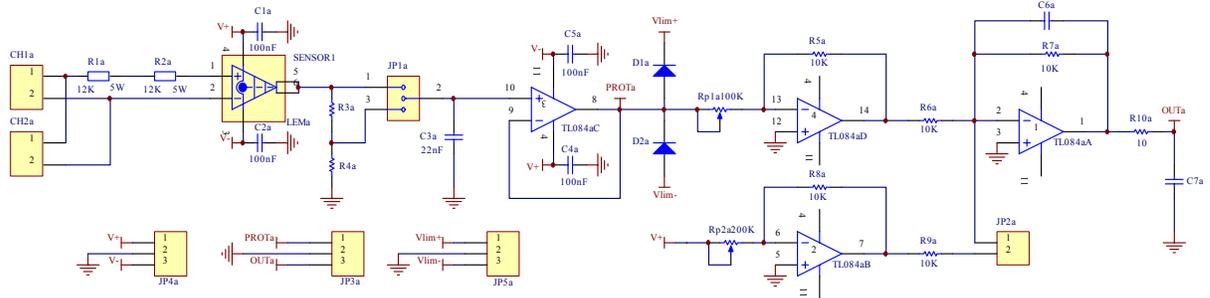


Figura 1: Circuito do condicionamento dos canais de tensão e de corrente.

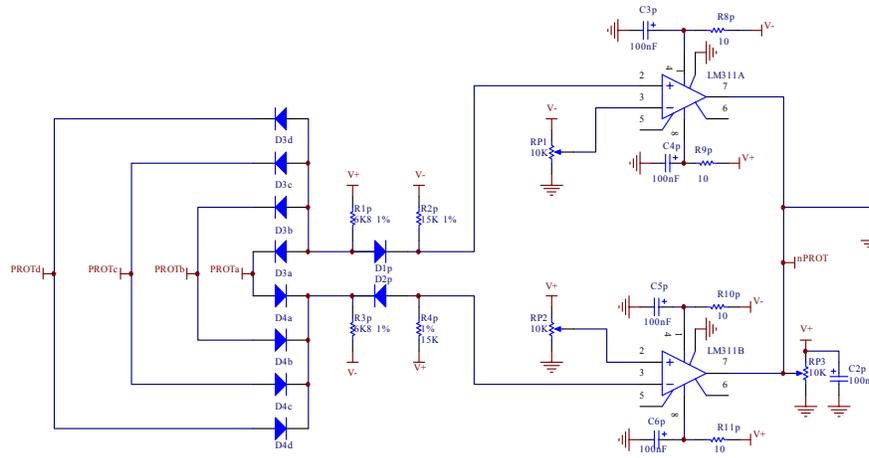


Figura 2: Circuito de proteção contra sobretensão dos sinais de entrada.

Fontes de alimentação linear

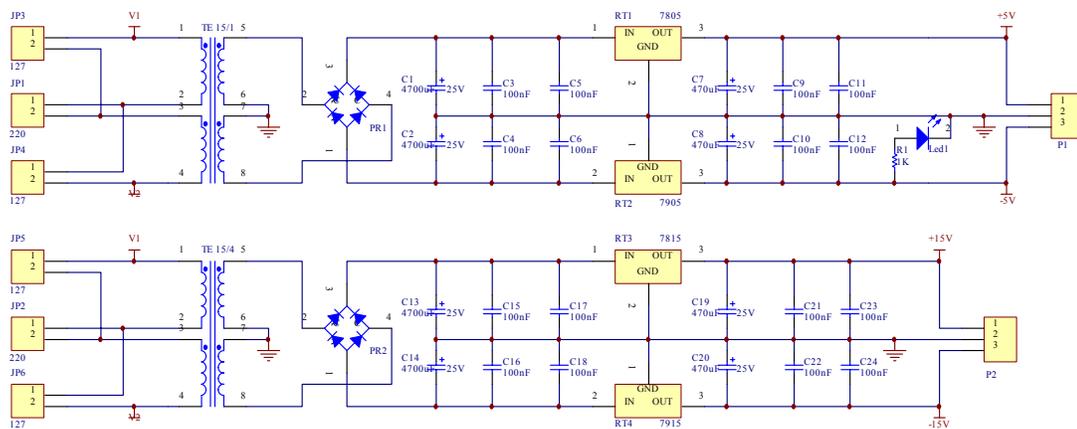


Figura 3: Circuito de alimentação linear das placas de condicionamento de sinais.

Apêndice 3

Código fonte do algoritmo de controle

Programa Principal

A. Arquivo de cabeçalho

```
/******  
#ifndef MAIN_H  
#define MAIN_H  
  
#define Cry_clock      32000          // Crystal clock frequency [kHz]  
#define PLL_clock_multiplier  5      // Multiplier for core clock  
#define H_clock_ratio   2            // core/H clock ratio  
  
#define Core_clock     Cry_clock * PLL_clock_multiplier // do not change  
#define H_clock        Core_clock / H_clock_ratio / 1000 // do not change  
  
#define ch0            1  
#define ch1            2  
#define ch2            4  
#define ch3            8  
#define ch4            16  
#define ch5            32  
#define ch6            64  
#define ch7            128  
#define ch8            256  
#define ch9            512  
#define ch10           1024  
#define ch11           2048  
#define ch12           4096  
#define ch13           8192  
#define ch14           16384  
#define ch15           32768
```

```

/*****
// Parameters for SPI_DAC

// Number of channels to be transmitted (1-8)
#define Number_of_DAC_channels      8

// Ratio between Crystal frequency and Frequency of the serial port clock (min 4)
#define Ratio_IO_clock_over_SCLK    4

*****/

/*****
// Parameters for UART Interface

// Desired BaudRate [Baud]
#define UART0_BaudRate              9600

// Ratio between crystal frequency and frequency of serial port clock
#define UART0_Clk                    Cry_clock * 1000 / 3 / UART0_BaudRate

*****/

#endif

```

B. Arquivo fonte

```

/*****
#include <sysreg.h>                //Interrupts
#include <signal.h>                //Intrinsics
#include <stdio.h>
#include <adsp-2199x.h>            //MMR
#include <fract_typedef.h>
#include <fract2float_conv.h>
#include <ETSI_fract_arith.h>
*****/
#include "main.h"

#include "adsp21992-pll.h"
#include "adsp21992-pwm.h"
#include "adsp21992-adc.h"
#include "adsp21992-dac.h"
#include "adsp21992-gpio.h"

#include "FuzzyParameters.h"
#include "FuzzyController.h"
#include "FuzzyParameters.h"
#include "FuzzyController.h"

#include "Digital_Filter.h"
#include "NonlinearFunctions.h"

//----- Define Local Functions -----

void PWM_SYNC_ISR(int isr);        //Interrupt routines
void PWM_TRIP_ISR(int isr);

void SetupFuzzyController(void);

//-----

//----- Define Global Variables -----

fract16 coeffFC[6], coeffBT[6], coeffSC[6], coeffVR[6];
fract16 delayFC[6], delayBT[6], delaySC[6], delayVR[6];
fract16 d_max[3], d_min[3], duty[3], PWM_MaxDuty;

```

```

fract16 fuzzy_input[3], fuzzy_output[2];
fract16 u_max[3], u_min[3];
fract16 risingFC, fallingFC, delayRateFC;
fract16 risingBT, fallingBT, delayRateBT;
fract16 risingRef, fallingRef, delayRateRef;
fract16 maxFCref, minFCref, upperFCth, lowerFCth;
fract16 HBlower, HBupper, SClower, SCupper;
fract16 ref, refFC, refBT, refSC, avgIo;
fract16 ESR_BT, k1, k2, Rsc;

fract32 Vmin2_SC;

unsigned int kount = 0, Kinit = 0;

// Sensor current and voltage parameters of FC, BT and load
float Ksv = 0.00198, KsvBT = 0.00385, KsvFC = 0.00393, KsvSC = 0.00388;
float Ksi = 0.04746, KsiBT = 0.03125, KsiFC = 0.04922, KsiSC = 0.03145;

// Energy gain
float Ke;

float Kfuzzy[5], VmeanBT, ImaxFC, Io_max, Io, E_SC, E_BT;

struct FuzzySet FuzzyController;

//-----

int main(void){

    //----- Define Local Variables -----
    int count;
    fract16 temp;

    // Voltage controller coefficients for SC converter Fs = Fsw = 10 kHz fc = 50 Hz mp = 75°
    float NUMv_SC[3] = { 1.24361867489668, 0.00532691348625, -1.23829176141043};
    float DENv_SC[2] = {-1.79378485039107, 0.79378485039107};

    //Current controller coefficients for SC converter Fs = Fsw = 10 kHz fc = 1 kHz mp = 75°
    float NUMi_SC[3] = { 0.52055978962076, 0.04950856459512, -0.47105122502564};
    float DENi_SC[2] = {-0.67186443648657, -0.32813556351343};

    // Current controller coefficients for BT converter Fs = Fsw = 10 kHz fc = 1 kHz mp = 75°
    float NUMi_BT[3] = { 0.70205226472024, 0.07426703306876, -0.62778523165148};
    float DENi_BT[2] = {-0.52440458217421, -0.47559541782579};

    // Current controller coefficients for FC converter Fs = Fsw = 1 kHz fc = 1 kHz mp = 75°
    float NUMi_FC[3] = { 0.73637512852190, 0.07050187152890, -0.66587325699301};
    float DENi_FC[2] = {-0.67498770274644, -0.32501229725356};

    // Rate limiter current fuel cell configuration
    float RisingCurrent_FC = 10;
    float FallingCurrent_FC = -25;

    // Rate limiter current batteries configuration
    float RisingCurrent_BT = 25;
    float FallingCurrent_BT = -50;

    // Rate limiter voltage reference
    float RisingVoltage_Ref = 640;
    float FallingVoltage_Ref = 0;

    float Fs = 10e3;

    // Maximum duty cycle limit for FC and BT
    float dmaxFC = 0.7945;
    float dmaxBT = 0.8145;
    float dmaxSC = 0.9229;

```

```

// Maximum input current for FC and BT
float ILmaxFC = 8;
float ILmaxBT = 12;
float ILmaxSC = 14;

// BT capacity (Ah)
float Q = 2.2;

// Nominal voltage (V)
float V_BT = 144;

// SC limits voltage
float VminSC = 118;
float VmaxSC = 126;

// Battery base energy (J)
float E_base = 1;

int N1, N;

// Clear the memory of Discret Resgulators
for(count = 0; count < 6; count++){
    delayFC[count] = 0;
    delayBT[count] = 0;
    delaySC[count] = 0;
}

// Regulators coefficients settings
df_coeff_float2fr16(DENi_FC, NUMi_FC, coeffFC, 3);
df_coeff_float2fr16(DENi_BT, NUMi_BT, coeffBT, 3);
df_coeff_float2fr16(DENi_SC, NUMi_SC, coeffSC, 3);
df_coeff_float2fr16(DENv_SC, NUMv_SC, coeffVR, 3);

// Maximum duty cycle of FC, BT and SC
d_max[0] = round(float_to_fr32(dmaxBT));
d_max[1] = round(float_to_fr32(dmaxFC));
d_max[2] = round(float_to_fr32(dmaxSC));

// Minimum duty cycle of FC, BT and SC
d_min[0] = round(float_to_fr32(1 - dmaxBT));
d_min[1] = round(float_to_fr32(0));
d_min[2] = round(float_to_fr32(1 - dmaxSC));

// Maximum current reference
u_min[0] = round(float_to_fr32(-ILmaxBT * KsiBT));
u_max[0] = round(float_to_fr32(ILmaxBT * KsiBT));
u_min[1] = round(float_to_fr32(0));
u_max[1] = round(float_to_fr32(ILmaxFC * KsiFC));
u_min[2] = round(float_to_fr32(-ILmaxSC * KsiSC));
u_max[2] = round(float_to_fr32(ILmaxSC * KsiSC));

// Rate limiters settings
risingFC = round(float_to_fr32(1.0 * KsiFC * RisingCurrent_FC / Fs));
fallingFC = round(float_to_fr32(1.0 * KsiFC * FallingCurrent_FC / Fs));
risingBT = round(float_to_fr32(1.0 * KsiBT * RisingCurrent_BT / Fs));
fallingBT = round(float_to_fr32(1.0 * KsiBT * FallingCurrent_BT / Fs));
risingRef = round(float_to_fr32(1.0 * Ksv * RisingVoltage_Ref / Fs));
fallingRef = round(float_to_fr32(1.0 * Ksv * FallingVoltage_Ref / Fs));

// Maximum output current
Io_max = Ksi * 3000 / 320.0;

//Nominal output current
Io = 0.5 * Io_max;

// Maximum FC current
ImaxFC = ILmaxFC * KsiFC;

// FC current settings

```

```

maxFCref = round(float_to_fr32(ImaxFC));
minFCref = round(float_to_fr32(0.125 * ImaxFC));

upperFCth = round(float_to_fr32(ImaxFC * 0.85));
lowerFCth = round(float_to_fr32(ImaxFC * 0.15));

// Minimum SC voltage
temp = round(float_to_fr32 (KsvSC * VminSC));
Vmin2_SC = - L_mult(temp, temp);

// Maximum supercapacitor energy (pu)
temp = round(float_to_fr32(KsvSC * VmaxSC ));
E_SC = fr32_to_float(L_mac(Vmin2_SC, temp, temp));

// Supercapacitor ESR (0.08 ohms)
Rsc = round(float_to_fr32(0.08 * KsvSC / KsiSC));

// Battery nominal energy (J)
E_BT = Q * V_BT * 3600;
printf("Total battery energy: %f J\n", E_BT);

// Battery ESR (equivalent series resistance)
ESR_BT = ESR_BT = round(float_to_fr32(1.9512 * KsvBT / KsiBT));

// Energy scale factor
Ke = 1 / (Fs * KsiBT * KsvBT);

N = scale( (long int) E_BT);

for(N1 = N; N1 > 0; N1--){
    E_BT = E_BT / 2.0;
    Ke = Ke / 2;
    E_base = E_base * 2;
}

printf("Battery Energy base: %f (2^%d) J\n", E_base, N);
printf("Total energy normalized: %g pu\n", E_BT);
printf("Energy gain: %g\n", Ke);

// Normalize coefficients
Kfuzzy[0] = 1.0 / Io_max;
Kfuzzy[1] = 1.0 / E_BT;
Kfuzzy[2] = 1.0 / E_SC;
Kfuzzy[3] = 1.0 / Io;
Kfuzzy[4] = 1.0 / ImaxFC;

// Desirede initial DC link bus voltage
ref = round(float_to_fr32(Ksv * 320));

// Hysteresis Band Output Voltage Settings
HBupper = round(float_to_fr32(Ksv * 380));
HBlower = round(float_to_fr32(Ksv * 350));

SCupper = round(float_to_fr32(KsvSC * 150));
SClower = round(float_to_fr32(KsvSC * 126));

// Intial voltage on dc bus
delayRateRef = 0;

VmeanBT = 0;

// Output current filter settings
avglo = 0;
k1 = round(float_to_fr32(0.996868246));
k2 = round(float_to_fr32(0.003131754));

```

```

//Set Fuzzy Controller Parameters
SetupFuzzyController();
//----- Define Hardware Settings -----

//set PLL for CCLK=160MHz and HCLK=80MHz because CLKIN=32MHz
PLL_Configure(0x0A50);

// Set PWM frequency (kHz), dead time (ns) and and SYNC pulse time (ns)
PWM_MaxDuty = PWM_Init(10, 0, 440);

//ADC_Init();
DAC_Init();

// Enable GPIO routines
GPIO_Init();

//-----

enable_interrupts();

GPIO_Clear(ch7);

while(1);
}

//-----
void PWM_SYNC_ISR(int isr){

//----- Define Local Variables -----
unsigned int count;
fract16 u[8], y[8], error, temp, osclope[8];
float VoltRegOut;
//-----

GPIO_Set(ch15);           // This flag indicates de total time spend on interrupt

//----- Data aquisition on rising edge PWMSYNC pulse -----

ADC_Update(u);

//offset correction
u[0] = add(u[0], 733);
u[1] = add(u[1], 721);
u[2] = add(u[2], 973);
u[3] = add(u[3], 961);
u[4] = add(u[4], 495);
u[5] = add(u[5], 1065);
u[6] = add(u[6], 953);
u[7] = add(u[7], 777);

//-----

//-----

if (Kinit < 10000){
    temp = add(u[1], mult(ESR_BT, u[5]));
    VmeanBT = VmeanBT + fr16_to_float(temp);
    ref = u[0];
    Kinit++;
    if(Kinit == 10000){
        float SoCBT;

        disable_interrupts();
        VmeanBT = VmeanBT / 10000.0;
        SoCBT = BT_SoC(VmeanBT, KsvBT, 12);
        E_BT = E_BT * SoCBT;
        //delayRateRef = 0;

        ref = round(float_to_fr32(Ksv * 320));
    }
}

```

```

    if(SoCBT < 0.5)
        refFC = maxFCref;
    else
        refFC = minFCref;

    // Clear the memory of Discret Resgulators
    for(count = 0; count < 6; count++){
        delayFC[count] = 0;
        delayBT[count] = 0;
        delaySC[count] = 0;
        delayVR[count] = 0;
    }

    sysreg_write(sysreg_IOPG,PWM0_Page);
    io_space_write(PWM0_SEG,0x0004); // Enable all, except BH
    enable_interrupts();
}

//----- Average output current -----
//avgIo = u[4];
avgIo = add(mult(k1, avgIo), mult(k2, u[4]));
//-----

//----- Supervisory Fuzzy Controller -----

GPIO_Set(ch12);

// MIPEC average output current
fuzzy_input[0] = avgIo;

// Battery energy
E_BT = E_BT - Ke * fr32_to_float(L_mult(u[1], u[5]));
fuzzy_input[1] = round(float_to_fr32(E_BT));

// SC energy
temp = add(u[3], mult(Rsc, u[7]));
fuzzy_input[2] = round(L_mac(Vmin2_SC, temp, temp));

// Fuzzy Inference Process
FuzzyInference(fuzzy_input, fuzzy_output);

GPIO_Clear(ch12);

//-----

oscope[0] = fuzzy_input[0];
oscope[1] = fuzzy_input[1];
oscope[2] = fuzzy_input[2];
oscope[3] = fuzzy_output[0];
oscope[4] = fuzzy_output[1];

//----- Current FC Reference -----
// refFC = I_Lref(FC)
if (upperFCth < fuzzy_output[1])
    refFC = maxFCref;
else if (lowerFCth > fuzzy_output[1])
    refFC = minFCref;
//-----

//----- Current BT Reference -----
// temp = Io(MIPEC) - IL(FC) * (1-d(FC))
temp = sub(avgIo, mult(u[6], sub(0x7FFF, duty[1])));

// temp = Io(BT) = Io(MIPEC) - Io(FC) + dIo(BT)
temp = add(temp, fuzzy_output[0]);

```

```

// temp = IL(BT) = Io(BT) / (1-d(BT))
refBT = div_fr16(temp, sub(0x7FFF, duty[0]));

//-----
//----- Voltage Regulator Controller -----
GPIO_Set(ch14);

// Limits the derivative reference signal (Soft Start)
temp = rate_limiter(ref, risingRef, fallingRef, &delayRateRef);

// Signal error from reference
error = sub(temp, u[0]);

// Discrete voltage regulator (VR) on 1.15 format
refSC = df_fr16_iir(error, coeffVR, delayVR, u_max[2], 3);

GPIO_Clear(ch14);
//-----

// refSC = round(float_to_fr32(8 * KsiSC));

//----- Current SC Controller -----
GPIO_Set(ch13);

// Imposes upper and lower limits bounds on current reference
temp = saturation(refSC, u_min[2], u_max[2]);

// Signal error from voltage controller to current controller
error = sub(temp, u[7]);

// Discret current controller (BT) on 1.15 format
temp = df_fr16_iir(error, coeffSC, delaySC, d_max[2], 3);

// Imposes upper and lower limits bounds on duty-cycle value
duty[2] = saturation(temp, d_min[2], d_max[2]);

GPIO_Clear(ch13);
//-----

//refBT = round(float_to_fr32(1 * KsiBT));

//----- Current BT Controller -----
GPIO_Set(ch11);

// Limits the derivative signal output
temp = rate_limiter(refBT, risingBT, fallingBT, &delayRateBT);

// Imposes upper and lower limits bounds on current reference
temp = saturation(temp, u_min[0], u_max[0]);

// Signal error from current reference to current measured
error = sub(temp, u[5]);

// Discret current controller (BT) on 1.15 format
temp = df_fr16_iir(error, coeffBT, delayBT, d_max[0], 3);

// Imposes upper and lower limits bounds on duty-cycle value
duty[0] = saturation(temp, d_min[0], d_max[0]);

GPIO_Clear(ch11);
//-----

//refFC = round(float_to_fr32(8 * KsiFC));

//----- Current FC Controller -----
GPIO_Set(ch10);

kount = (kount + 1) % 1; // Sub-sampling

```

```

if(kount==0){

    // Limits the derivative signal output
    temp = rate_limiter(refFC, risingFC, fallingFC, &delayRateFC);

    oscope[5] = temp;

    // Imposes upper and lower limits bounds on currente reference
    temp = saturation(temp, u_min[1], u_max[1]);

    // Signal error from voltage controller to current controller
    error = sub(temp, u[6]);

    // Discret current controller (BT) on 1.15 format
    temp = df_fr16_iir(error, coeffFC, delayFC, d_max[1], 3);

    // Imposes upper and lower limits bounds on duty-cycle value
    duty[1] = saturation(temp, d_min[1], d_max[1]);
}

GPIO_Clear(ch10);
//-----
//----- Hysteresis Band Output Voltage Protection -----
if((u[0] > HBupper)||u[3] > SCupper)
    GPIO_Set(ch7);
if((u[0] < HBlower)&&u[3] < SClower)
    GPIO_Clear(ch7);

//-----
//----- Digital to Analog Conversion -----

GPIO_Set(ch9);
/*
for(count = 0; count<8; count++){
    oscope[count] = u[count];
*/
oscope[0] = add(oscope[0], 976);
oscope[1] = add(oscope[1], 622);
oscope[2] = add(oscope[2], 394);
oscope[3] = add(oscope[3], 999);
oscope[4] = add(oscope[4], 520);
oscope[5] = add(oscope[5], 564);
oscope[6] = add(oscope[6], 410);
oscope[7] = add(oscope[7], 520);

// Put data on buffer of DAC
for(count = 0; count<8; count++){
    DAC_Put( count , oscope[count] );
}

// Update output values
DAC_Update();

GPIO_Clear(ch9);

//----- PWM generation unit -----
sysreg_write(sysreg_IOPG,PWM0_Page); // IOPG = PWM0_Page;
io_space_write(PWM0_CHA, PWM_Duty(duty[0], PWM_MaxDuty));
io_space_write(PWM0_CHB, PWM_Duty(duty[1], PWM_MaxDuty));
io_space_write(PWM0_CHC, PWM_Duty(duty[2], PWM_MaxDuty));
io_space_write(PWM0_STAT, 0x0200); // W1C the interrupt
//-----

GPIO_Clear(ch15);
}

```

```

//-----
void PWM_TRIP_ISR(int isr){
    sysreg_write(sysreg_IOPG,PWM0_Page); // IOPG = PWM0_Page;
    io_space_write(PWM0_SEG,0x003F); //ar= 0x003F; IO(PWM0_SEG)= ar;// disable all PWM output AH, AL, BH, BL, CH, CL

    GPIO_Clear(ch7);

    disable_interrupts();
    printf("Ops! Fatal error! Pay attention.\n");
}

void SetupFuzzyController(void){
    fract16 mfParams[4], varRange[2];
    int antecedent[3], consequent[2];

    FuzzyStart();

    //----- Fuzzy Input: Output MIPEC Current -----

    // printf("Add 'Io' input variable\n");
    varRange[0] = round(float_to_fr32(- Io_max));
    varRange[1] = round(float_to_fr32( Io_max));
    FuzzyAddVar(inputvar, varRange);
    // printf("Add 'NE' Member Function Variable on the first input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(- Io_max));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(- Io_max));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32( 0));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32( 0.1 * Io_max));
    FuzzyAddMF(inputvar, first, trapmf, mfParams);
    // printf("Add 'ME' Member Function Variable on the first input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(0));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.1 * Io_max));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.4 * Io_max));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.5 * Io_max));
    FuzzyAddMF(inputvar, first, trapmf, mfParams);
    // printf("Add 'GR' Member Function Variable on the first input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.4 * Io_max));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.5 * Io_max));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * Io_max));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32(1.0 * Io_max));
    FuzzyAddMF(inputvar, first, trapmf, mfParams);

    //-----

    //----- Fuzzy Input: BT State of Charge -----

    // printf("\nAdd 'SoC(BU)' input variable\n");
    varRange[0] = round(float_to_fr32(0.2 * E_BT));
    varRange[1] = round(float_to_fr32(1.0 * E_BT));
    FuzzyAddVar(inputvar, varRange);
    // printf("Add 'LO' Member Function Variable on the second input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.2 * E_BT));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.2 * E_BT));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.4 * E_BT));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.5 * E_BT));
    FuzzyAddMF(inputvar, second, trapmf, mfParams);
    // printf("Add 'OK' Member Function Variable on the second input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.4 * E_BT));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.5 * E_BT));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.7 * E_BT));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.8 * E_BT));
    FuzzyAddMF(inputvar, second, trapmf, mfParams);

    // printf("Add 'HI' Member Function Variable on the second input variable\n");
    mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.7 * E_BT));
    mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.8 * E_BT));
    mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * E_BT));
    mfParams[3] = round(float_to_fr32(1.0 * E_BT));
    FuzzyAddMF(inputvar, second, trapmf, mfParams);
    //-----

```

```

//----- Fuzzy Input: SC State of Charge -----

// printf("\nAdd 'SoC(SC)' input variable\n");
varRange[0] = round(float_to_fr32(0.0 * E_SC));
varRange[1] = round(float_to_fr32(1.0 * E_SC));
FuzzyAddVar(inputvar, varRange);
// printf("Add 'LO' Member Function Variable on the second input variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.2 * E_SC));
mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.5 * E_SC));
FuzzyAddMF(inputvar, third, trapmf, mfParams);
// printf("Add 'OK' Member Function Variable on the second input variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.2 * E_SC));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.5 * E_SC));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.8 * E_SC));
FuzzyAddMF(inputvar, third, trimf, mfParams);
// printf("Add 'HI' Member Function Variable on the second input variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.5 * E_SC));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.8 * E_SC));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * E_SC));
mfParams[3] = round(float_to_fr32(1.0 * E_SC));
FuzzyAddMF(inputvar, third, trapmf, mfParams);

//-----

//----- Fuzzy Output: BT Current Reference Correction Factor -----

// printf("\nAdd 'IL(BT)' output variable\n");
varRange[0] = round(float_to_fr32(- 1.0 * Io));
varRange[1] = round(float_to_fr32( 1.0 * Io));
FuzzyAddVar(outputvar, varRange);
// printf("Add 'GN' Member Function Variable on the first output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(- 1.0 * Io));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(- 1.0 * Io));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(- 0.5 * Io));
FuzzyAddMF(outputvar, first, trimf, mfParams);
// printf("Add 'PN' Member Function Variable on the first output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(- 1.0 * Io));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(- 0.5 * Io));
mfParams[2] = round(float_to_fr32( 0));
FuzzyAddMF(outputvar, first, trimf, mfParams);
// printf("Add 'ZE' Member Function Variable on the first output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(- 0.5 * Io));
mfParams[1] = round(float_to_fr32( 0));
mfParams[2] = round(float_to_fr32( 0.5 * Io));
FuzzyAddMF(outputvar, first, trimf, mfParams);
// printf("Add 'PP' Member Function Variable on the first output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.5 * Io));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * Io));
FuzzyAddMF(outputvar, first, trimf, mfParams);
// printf("Add 'GP' Member Function Variable on the first output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.5 * Io));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(1.0 * Io));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * Io));
FuzzyAddMF(outputvar, first, trimf, mfParams);

//-----

//----- Fuzzy Output: FC Current Reference -----

// printf("\nAdd 'IL(FC)' output variable\n");
varRange[0] = round(float_to_fr32(0));
varRange[1] = round(float_to_fr32(ImaxFC));
FuzzyAddVar(outputvar, varRange);

```

```

// printf("Add 'MIN' Member Function Variable on the second output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.1 * ImaxFC));
mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.2 * ImaxFC));
FuzzyAddMF(outputvar, second, trapmf, mfParams);
// printf("Add 'NOP' Member Function Variable on the second output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.1 * ImaxFC));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.2 * ImaxFC));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(0.8 * ImaxFC));
mfParams[3] = round(float_to_fr32(0.9 * ImaxFC));
FuzzyAddMF(outputvar, second, trapmf, mfParams);
// printf("Add 'MAX' Member Function Variable on the second output variable\n");
mfParams[0] = round(float_to_fr32(0.8 * ImaxFC));
mfParams[1] = round(float_to_fr32(0.9 * ImaxFC));
mfParams[2] = round(float_to_fr32(1.0 * ImaxFC));
mfParams[3] = round(float_to_fr32(1.0 * ImaxFC));
FuzzyAddMF(outputvar, second, trapmf, mfParams);

//-----

//----- Rules: NEGATIVE Output Current -----

antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = PP; consequent[IL_CaC] = MAX;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = NE; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = PN; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);

//-----

//----- Rules: MEDIUM Output Current -----

antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = PP; consequent[IL_CaC] = MAX;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MAX;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = NOP;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = ME; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = PN; consequent[IL_CaC] = MIN;
FuzzyAddRule(antecedent, consequent);

//-----

```

```
//----- Rules: BIG Output Current -----

antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = PP; consequent[IL_CaC] = MAX;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MAX;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = LO; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = NOP;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = MAX;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = MAX;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = OK; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = GN; consequent[IL_CaC] = NOP;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = LO; consequent[dIo_BT] = GP; consequent[IL_CaC] = MAX;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = OK; consequent[dIo_BT] = ZE; consequent[IL_CaC] = NOP;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);
antecedent[Iout] = GR; antecedent[SoC_BT] = HI; antecedent[SoC_SC] = HI; consequent[dIo_BT] = PN; consequent[IL_CaC] = MIN;
    FuzzyAddRule(antecedent, consequent);

//-----
}
```

Controlador nebuloso

C. Parâmetros do controlador nebuloso

```
#ifndef FuzzyParametersH
#define FuzzyParametersH

#include <fract_ttypedef.h>
#include <fract2float_conv.h>
#include <ETSI_fract_arith.h>

#define MAX_Inputs    3
#define MAX_Outputs  2
#define MAX_MF        5
#define MAX_Rules     45

#define inputvar      0
#define outputvar     1

#define first         0
#define second        1
#define third         2
#define fourth        3
#define fifth         4

#define singmf        0    // Singleton membership function
#define trimf         1    // Triangular membership function
#define trapmf        2    // Trapezoidal membership function

//Define as funções membro
#define NE            0
#define ME            1
#define GR            2

#define LO            0
#define OK            1
#define HI            2
```

```

#define GN          0
#define PN          1
#define ZE          2
#define PP          3
#define GP          4

#define MIN         0
#define NOP         1
#define MAX         2

//Define as variáveis de entrada
#define Iout        0
#define SoC_BT     1
#define SoC_SC     2

//Define as variáveis de saída
#define dIo_BT     0
#define IL_CaC     1

struct MembershipFunction {
    int Type;
    int Slope[2];
    fract16 DofM_or_MofM; //Input Degree of Membership or Output Middle of Maximum
    fract16 Params[4];
};

struct Variables {
    fract16 Range[2];
    int NumMFs;
    struct MembershipFunction MF[MAX_MF];
};

struct Rules {
    int Antecedent[MAX_Inputs];
    int Consequent[MAX_Outputs];
};

struct FuzzySet {
    int NumInputs;
    int NumOutputs;
    int NumRules;
    struct Variables Input[MAX_Inputs];
    struct Variables Output[MAX_Outputs];
    struct Rules Rule[MAX_Rules];
};

#endif

```

D. Definição das funções do controlador nebuloso

```

#ifndef FuzzyControllerH
#define FuzzyControllerH
#include "FuzzyParameters.h"

void FuzzyStart(void);
void FuzzyAddVar( int VarType, fract16 Limit[]);
void FuzzyAddMF(int VarType, int inpID, int Type, fract16 x[]);
void FuzzyAddRule(int antecedent[], int consequent[]);
fract16 Fuzzyfy(fract16 x, volatile int type,volatile int slope[], volatile fract16 params[]);
void FuzzyInference(fract16 input[], fract16 output[]);

#endif

```

E. Controlador Nebuloso

```

#include "Fuzzycontroller.h"

extern struct FuzzySet volatile FuzzyController;

// Clear the counter on structures
void FuzzyStart(void){
    int count;

    FuzzyController.NumInputs = 0;
    FuzzyController.NumOutputs = 0;
    FuzzyController.NumRules = 0;

    for(count = 0; count < MAX_Inputs; count++)
        FuzzyController.Input[count].NumMFs = 0;

    for(count = 0; count < MAX_Outputs; count++)
        FuzzyController.Output[count].NumMFs = 0;
}

//Add Variable on Fuzzy Set FuzzyController
void FuzzyAddVar(int VarType, fract16 Limit[]){
    switch(VarType){
        case inputvar:
            FuzzyController.Input[FuzzyController.NumInputs].Range[0] = Limit[0];
            FuzzyController.Input[FuzzyController.NumInputs].Range[1] = Limit[1];
            FuzzyController.NumInputs = FuzzyController.NumInputs + 1;
            break;
        case outputvar:
            FuzzyController.Output[FuzzyController.NumOutputs].Range[0] = Limit[0];
            FuzzyController.Output[FuzzyController.NumOutputs].Range[1] = Limit[1];
            FuzzyController.NumOutputs = FuzzyController.NumOutputs + 1;
            break;
    }
}

fract16 Fuzzyfy(fract16 x, volatile int type, volatile int slope[], volatile fract16 params[]){
    //printf("Input = %d\tType = %d\t Params = {%d, %d, %d, %d}\n", x, type, params[0], params[1], params[2], params[3]);
    switch(type){
        case trimf:
            if((x <= params[0])||(x >= params[2]))
                return 0;
            if((x>params[0]&&(x<=params[1]))
                return (slope[0] * sub(x, params[0]));
            if((x>params[1]&&(x<params[2]))
                return (slope[1] * sub(params[2], x));
            break;
        case trapmf:
            if((x < params[0])||(x> params[3]))
                return 0;
            if((x >= params[1]&&(x<= params[2]))
                return 0x7FFF;
            if((x>=params[0]&&(x<params[1]))
                return (slope[0] * sub(x, params[0]));
            if((x>params[2]&&(x<params[3]))
                return (slope[1] * sub(params[3], x));
            break;
        case singmf:
            if(x == params[0])
                return 0x7FFF;
            break;
    }
    return 0;
}

```

```

void FuzzyAddMF(int VarType, int inpID, int Type, fract16 x[]){
    int count, mflD;
    switch(VarType){
        case inputvar:
            mflD = FuzzyController.Input[inpID].NumMFs;
            FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Type = Type;
            for(count=0; count<4; count++){
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Params[count] = x[count];
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope[0] = 0;
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope[1] = 0;
                if(x[1]!=x[0])
                    FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope[0] = __builtin_abs_sat( (int) 1.0 / fr16_to_float(x[1] - x[0]));
                if(Type==trimf)
                    if(x[2]!=x[1])
                        FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope[1] = __builtin_abs_sat( (int) 1.0 / fr16_to_float(x[2] - x[1]));
                if(Type==trapmf)
                    if(x[3]!=x[2])
                        FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope[1] = __builtin_abs_sat( (int) 1.0 / fr16_to_float(x[3] - x[2]));

                FuzzyController.Input[inpID].NumMFs = FuzzyController.Input[inpID].NumMFs + 1;
            }
            break;
        case outputvar:
            mflD = FuzzyController.Output[inpID].NumMFs;
            FuzzyController.Output[inpID].MF[mflD].Type = Type;
            for(count=0; count<4; count++){
                FuzzyController.Output[inpID].MF[mflD].Params[count] = x[count];
                switch(Type){
                    case singmf:
                        FuzzyController.Output[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM = x[0];
                        break;
                    case trimf:
                        FuzzyController.Output[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM = x[1];
                        break;
                    case trapmf:
                        FuzzyController.Output[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM = add(shr(x[1], 0x0001), shr(x[2], 0x0001));
                        break;
                }
                FuzzyController.Output[inpID].NumMFs = FuzzyController.Output[inpID].NumMFs + 1;
            }
            break;
    }
}

void FuzzyAddRule(int antecedent[], int consequent[]){
    int count;
    for(count=0; count<FuzzyController.NumInputs; count++){
        FuzzyController.Rule[FuzzyController.NumRules].Antecedent[count] = antecedent[count];
    }
    for(count=0; count<FuzzyController.NumOutputs; count++){
        FuzzyController.Rule[FuzzyController.NumRules].Consequent[count] = consequent[count];
    }
    FuzzyController.NumRules++;
}

void FuzzyInference(fract16 input[], fract16 output[]){
    int inpID, mflD, ruleID, outID;
    fract16 crisp, OutputDegreeOfMembership, numerator[MAX_Outputs], denominator[MAX_Outputs];

    for(inpID = 0; inpID < FuzzyController.NumInputs; inpID++){
        crisp = saturation(input[inpID], FuzzyController.Input[inpID].Range[0], FuzzyController.Input[inpID].Range[1]);
        for(mflD = 0; mflD < FuzzyController.Input[inpID].NumMFs; mflD++){
            FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM = Fuzzyfy(crisp,
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Type, \
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Slope, \
                FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].Params);
        }
    }
    for(outID = 0; outID < FuzzyController.NumOutputs; outID++){
        numerator[outID] = 0;
        denominator[outID] = 0;
    }
    for(ruleID = 0; ruleID < FuzzyController.NumRules; ruleID++){
        OutputDegreeOfMembership = 0x7FFF;
    }
}

```

```

//OperatorResult = 1;
for(inpID = 0; inpID < FuzzyController.NumInputs; inpID++){
    mflD = FuzzyController.Rule[ruleID].Antecedent[inpID];
    OutputDegreeOfMembership = min_fr16(OutputDegreeOfMembership, FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM);
    //OperatorResult = min_fr16(OperatorResult, FuzzyController.Input[inpID].MF[mflD].DofM_or_MofM);
}
//if(OperatorResult > 0){
    if(OutputDegreeOfMembership > 0){
        for(outID = 0; outID < FuzzyController.NumOutputs; outID++){
            mflD = FuzzyController.Rule[ruleID].Consequent[outID];
            numerator[outID] = add(numerator[outID], shr(mult(OutputDegreeOfMembership, \
                FuzzyController.Output[outID].MF[mflD].DofM_or_MofM), 0x0003));
            denominator[outID] = add(denominator[outID], shr(OutputDegreeOfMembership, 0x0003));
        }
    }
}
for(outID = 0; outID < FuzzyController.NumOutputs; outID++){
    if(denominator[outID]>0){
        output[outID] = div_fr16(numerator[outID], denominator[outID]);
        if(output[outID] > FuzzyController.Output[outID].Range[1])
            output[outID] = FuzzyController.Output[outID].Range[1];
        else if(output[outID] < FuzzyController.Output[outID].Range[0])
            output[outID] = FuzzyController.Output[outID].Range[0];
    }
    else
        output[outID] = 0;
    output[outID] = saturation(output[outID], FuzzyController.Output[outID].Range[0], FuzzyController.Output[outID].Range[1]);
}
}

```

Funções não lineares

F. Definição das funções não lineares

```

#ifndef NonlinearFunctionsH
#define NonlinearFunctionsH
#include <fract_typedef.h>
#include <ETSI_fract_arith.h>
#include "NonlinearFunctions.h"

//-----
fract16 rate_limiter(fract16 u,           // data input
                    fract16 rising,      // rising limit
                    fract16 falling,     // falling limit
                    fract16 *delay);     // previous data input

//-----
fract16 saturation(fract16 u,           // data input
                  fract16 lower_limit,  // upper limit
                  fract16 upper_limit); // lower limit

//-----
fract16 min_fr16(fract16 x1, fract16 x2);
//-----
fract16 max_fr16(fract16 x1, fract16 x2);
//-----
fract16 div_fr16(fract16 x1, fract16 x2);
//-----
int scale (long int value);
//-----
float BT_SoC (float Vopen, float k, int N);

#endif

```

G. Algoritmo das funções não lineares

```

#include "NonlinearFunctions.h"
//-----
fract16 rate_limiter(fract16 u, fract16 rising, fract16 falling, fract16 *delay){
    fract16 rate = sub(u, *delay);
    if(rate > rising){
        *delay = add(rising, *delay);
        return (*delay);
    }
    if(rate < falling){
        *delay = add(falling, *delay);
        return (*delay);
    }
    *delay = u;
    return u;
}
//-----
fract16 saturation(fract16 u, fract16 lower_limit, fract16 upper_limit){
    if (u > upper_limit)
        return upper_limit;
    if (u < lower_limit)
        return lower_limit;
    return u;
}
//-----
fract16 min_fr16(fract16 x1, fract16 x2){
    if(x1 < x2)
        return x1;
    return x2;
}
//-----
fract16 max_fr16(fract16 x1, fract16 x2){
    if(x1 > x2)
        return x1;
    return x2;
}
//-----
fract16 div_fr16(fract16 x1, fract16 x2){
    if(((x1 > 0)&&(x2 > 0))||((x1 < 0)&&(x2 < 0))){
        if(abs_s(x2) > abs_s(x1))
            return(div_s(abs_s(x1), abs_s(x2)));
        else
            return(0x7FFF);
    }
    if(abs_s(x2) > abs_s(x1))
        return(-div_s(abs_s(x1), abs_s(x2)));
    return(0x8000);
}
//-----
int scale (long int value){
    int count = 0;
    while(value >= 1){
        count++;
        value = value >> 1;
    }
    return(count);
}
//-----
float BT_SoC (float Vopen, float k, int N){
    float SoC;
    SoC = 0.84856 * Vopen / N / k - 9.8577;
    if(SoC > 0.999969)
        return 0.999969;
    else if (SoC < 0.1)
        return 0.1;
    return SoC;
}

```

Algoritmo do controlador Digital

H. Definição das funções

```

//-----
#ifndef Digital_Filter_H
#define Digital_Filter_H
#include <fract_typedef.h>           // definition for fract16 and fract32 */
#include <ETSI_fract_arith.h>

#include <math.h>
//-----
void df_coeff_float2fr16
    (const float acoeff[], // denominator coefficients in float format
     const float bcoeff[], // numerator coefficients in float format
     fract16 coeff[], // coefficients in fract16 format
     int Ncoeff); // number of coefficients
//-----
fract16 df_fr16_iir(fract16 x0, // data input
                  fract16 coeff[], // coefficients in fract16 format
                  fract16 delay[], // memory vector
                  fract16 y_max, // maximum output value on fract16 format
                  int Ncoeff); // number of coefficients
//-----
float df_float_iir(float x0, // data input
                  float acoeff[], // denominator coefficients in float format
                  float bcoeff[], // numerator coefficients in float format
                  float delay[], // memory vector
                  float ymax, // maximum output value
                  int Ncoeff); // number of coefficients
//-----
#endif

```

I. Funções implementadas

```

//-----
#include "Digital_Filter.h"
//-----
void df_coeff_float2fr16 (const float acoeff[], const float bcoeff[], fract16 coeff[], int Ncoeff){
/*
    acoeff[2] = {A1, A2, ...} (A0 assumed to be 1.0)
    bcoeff[3] = {B0, B1, B2, ...}
    coeff[6] = {B0, A1, B1, A2, B2, ..., Scaling Factor}
    delay[6] = {X0, Y1, X1, Y2, X2, ...}
*/
    short int i, max_value, scale = 0, indx;
    float max_coeff = 0, conv_float2fr16, temp;

    //Find the max abs coefficient
    for (i = 0; i < Ncoeff; i++){
        if(max_coeff < fabs(bcoeff[i]))
            max_coeff = fabs(bcoeff[i]);
    }
    for (i = 0; i < Ncoeff - 1; i++){
        if(max_coeff < fabs(acoef[i]))
            max_coeff = fabs(acoef[i]);
    }
    //Find the scale factor
    max_value = (int) max_coeff;
    while(max_value >= 1){
        max_value = max_value >> 1;
        scale++;
    }
}

```

```

//Convert coefficients to fixed point
conv_float2fr16 = (float)(32768 >> scale);
indx = 0;
for(i=0; i<(2 * Ncoeff - 1); i += 2 ){
    coeff[i] = L_sat((fract32)(conv_float2fr16 * bcoeff[indx]));
    coeff[i+1] = -L_sat((fract32)(conv_float2fr16 * acoeff[indx++]));
}
coeff[i-1] = scale;
}
//-----
/*
Func name : df_fr16_iir
Purpose : Direct Form I IIR filter.
Description :  $V = B0 * X(i) + B1 * X(i-1) + B2 * X(i-2);$ 
 $Y(i) = V + A1 * Y(i-1) + A2 * Y(i-2);$ 
where  $i = [0, 1, \dots, n).$ 
*/
fract16 df_fr16_iir(fract16 x0, fract16 coeff[], fract16 delay[], fract16 y_max, int Ncoeff){
    fract16 shift_correction, y16;
    fract32 i32 = 0, y32 = 0, ymax, L;
    int count = 0;

    shift_correction = coeff[2 * Ncoeff - 1];

    ymax = L_shl(y_max, 16);

    if(x0 > shr(0x7FFF, shift_correction))
        delay[0] = shr(0x7FFF, shift_correction);
    else
        delay[0] = x0;

    for(count = 1; count < 2 * Ncoeff - 1; count++){
        i32 = L_mac(i32, coeff[count], delay[count]); // i32 = A1 * Y(1) + B1 * X(1) + ...
        y32 = L_mult(coeff[0], delay[0]); // y32 = B0 * X(0)
        if(L_abs(y32) > ymax){
            if(y32 > 0)
                y32 = ymax;
            else
                y32 = -ymax;
        }
        L = L_sub(ymax, L_abs(y32));
        if(L_abs(i32) > L){
            if(i32 > 0)
                i32 = L;
            else
                i32 = -L;
        }
        y32 = L_add(y32, i32);
        y32 = L_shl(y32, shift_correction); // y = sum32
        y16 = round(y32);
        for(count = 2 * Ncoeff - 1; count > 1; count--){
            delay[count] = delay[count - 2];
        }
        delay[1] = y16;
        return(y16);
    }
}
//-----
float df_float_iir(float x0, float acoeff[], float bcoeff[], float delay[], float ymax, int Ncoeff){
    int count;
    float i = 0, y, L;
    for (count = 1; count < Ncoeff; count++){
        i = i + bcoeff[count] * delay[2 * count];
        i = i - acoeff[count-1] * delay[2 * count + 1];
    }
    delay[0] = x0;
    y = bcoeff[0] * delay[0];

    //Anti wind-up
    if(fabs(y) >= ymax){
        if(y >= 0)
            y = ymax;
    }
}

```

```
    else
        y = -ymax;
    }
    L = ymax - fabs(y);
    if(fabs(i) >= L){
        if(y >= 0)
            i = L;
        else
            i = -L;
    }
    y = y + i;
    delay[1] = y;
    for(count = 2 * Ncoeff - 1; count > 1; count--)
        delay[count] = delay[count - 2];
    return (y);
}
//-----
```