

ROMERO LEANDRO ANDERSEN

**SISTEMA DE INTERLIGAÇÃO ENTRE MÓDULOS
GERADORES DE ENERGIA A PARTIR DE
CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM E UM
BANCO DE BATERIAS**

**FLORIANÓPOLIS
2006**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE INTERLIGAÇÃO ENTRE MÓDULOS
GERADORES DE ENERGIA A PARTIR DE
CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM E UM
BANCO DE BATERIAS**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

ROMERO LEANDRO ANDERSEN

Florianópolis, Março de 2006.

SISTEMA DE INTERLIGAÇÃO ENTRE MÓDULOS GERADORES DE ENERGIA A PARTIR DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM E UM BANCO DE BATERIAS

Romero Leandro Andersen

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Alexandre Trofino Neto, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente da Banca

Eng. Gerson Gabiatti, M.Sc.

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.

A Deus,
que iluminou o meu caminho.

Aos meus pais, Valmor e Marilene,
que me deram o amor e apoio necessários
para que eu seguisse em frente em busca dos meus sonhos.

Ao meu irmão Ricardo (*em memória*),
pela amizade e os bons momentos que ele nos proporcionou com sua alegre personalidade.

E às minhas irmãs Joyce e Jaqueline,
por estarem presentes me dando força em todos os pontos da minha vida.

À Silvia,
que me presenteia com seu amor, carinho e compreensão,
sempre me incentivando e compartilhando momentos felizes.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me dado saúde e perseverança durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais e aos meus irmãos, que deram exemplo, amor e apoio.

Ao Professor Ivo Barbi, expresse minha admiração e faço um agradecimento especial, pela confiança depositada em mim dando-me o privilégio de realizar essa pesquisa sob sua orientação, essencial na minha formação profissional.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo, Denizar, Hari, Fagundes, Kassick, Petry e Samir, pelas aulas e conhecimentos adquiridos.

Ao engenheiro Yales, por me incentivar e ajudar durante a realização deste trabalho, sendo amigo e exemplo profissional.

Ao engenheiro Allan, pelo convívio e aprendizado anterior a este trabalho em que tive a oportunidade de iniciar a trabalhar com Eletrônica de Potência.

Ao amigo Ricardo, pelo auxílio na parte experimental deste trabalho.

Aos meus amigos da turma de mestrado, André, Antônio, Cícero, Odiglei e Telles. O convívio desses dois anos eu nunca esquecerei, juntos tivemos alegrias e crescemos como pessoas e profissionais.

Aos demais colegas do INEP, pelo convívio e por tornarem o ambiente de trabalho agradável.

Aos funcionários Patrícia, Abraão e Rafael, que se mostraram disponíveis e dispostos a auxiliar durante o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também aos técnicos do INEP, Coelho e Pacheco, exemplos de competência.

Aos membros da banca, os professores Clóvis Antônio Petry e Samir Ahmad Mussa, e o engenheiro Gerson Gabiatti, pelas contribuições dadas para a elaboração do texto final.

Ao governo brasileiro, que através da CAPES, concedeu apoio financeiro para minha pesquisa.

À Silvia, por me incentivar tendo paciência durante a realização deste trabalho, pelo amor e companheirismo.

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

SISTEMA DE INTERLIGAÇÃO ENTRE MÓDULOS GERADORES DE ENERGIA A PARTIR DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM E UM BANCO DE BATERIAS

Romero Leandro Andersen

Março/2006

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Células a Combustível, Baterias, Conversores CC-CC, Conversor
Boost.

Número de páginas: 161

RESUMO: Este trabalho apresenta o projeto de um sistema de interligação entre módulos geradores de energia utilizando células a combustível (CaCs) e um estágio acumulador de energia formado por um banco de baterias. Alimentadas com hidrogênio, as CaCs operam de forma limpa e sem emissão de poluentes, representando uma tecnologia promissora. Inicialmente é mostrado um estudo de CaCs e de baterias com princípio de funcionamento, características elétricas e modelos utilizados para cada um desses elementos. Após isso, é apresentada a análise de um conversor proposto para essa aplicação, o conversor CC-CC do tipo *Boost*. O projeto desse conversor leva em conta aspectos de CaCs e de baterias. Além disso, fazem parte deste trabalho a modelagem do conversor considerando parâmetros da CaC e validação através de simulação. Por fim, são apresentados resultados de simulação do sistema completo e em seguida os resultados dos ensaios de laboratório obtidos com a implementação prática de um protótipo.

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

INTERCONNECTION SYSTEM BETWEEN PEM FUEL CELL ENERGY GENERATOR MODULES AND A BATTERY BANK

Romero Leandro Andersen

March/2006

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Fuel Cells, Batteries, DC-DC Converters, Boost Converter.

Number of pages: 161

ABSTRACT: This work presents a design of an interconnection system between energy generator modules using fuel cells (FCs) and an energy storage stage formed by a battery bank. FCs, which are supplied by hydrogen, present clean operation without pollutant emissions, representing a promising technology. First, a study of FCs and batteries is shown with operating principles, electrical characteristics and models used for each one of these elements. Second, the analysis of the proposed converter for this application, the Boost DC-DC converter, is presented. The design of this converter takes into account aspects of FCs and batteries. In addition, converter modelling considering parameters of the FC and validation using simulation are also a part of this work. Finally, simulation results of the complete system are presented, followed by laboratory test results obtained by a practical implementation of a prototype.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 – CÉLULAS A COMBUSTÍVEL	3
1.1 INTRODUÇÃO	3
1.2 TIPOS DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL	3
1.3 A CÉLULA A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM	6
1.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL.....	7
1.5 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL.....	9
1.6 CONCLUSÃO.....	10
CAPÍTULO 2 – BATERIAS.....	12
2.1 INTRODUÇÃO	12
2.2 ASPECTOS PRINCIPAIS: CONCEITO, ESTRUTURA, CAPACIDADE, E VIDA ÚTIL DE UMA BATERIA	12
2.3 TIPOS DE BATERIAS	13
2.3.1 A Bateria de Chumbo-ácido.....	14
2.3.2 A Bateria de Níquel-cádmio.....	14
2.3.3 A Bateria de Níquel-metal hidrido.....	15
2.3.4 A Bateria de Lítio-ion	15
2.4 PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DE UMA BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO	15
2.5 TENSÃO DE UMA BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO.....	17
2.5.1 Tensão de Descarga ou de Corte.....	17
2.5.2 Tensão de Flutuação ou Normal	17
2.5.3 Tensão de Equalização ou Recarga.....	17
2.5.4 Tensão de Sobretensão ou Sobrecarga.....	18
2.6 MÉTODOS DE CARGA.....	18
2.6.1 Método de Carga com Dois Níveis de Tensão.....	18
2.6.2 Método de Carga com Dois Níveis de Corrente	19
2.6.3 Método de Carga com Corrente Pulsada.....	19
2.7 CARACTERÍSTICAS DO BANCO DE BATERIAS UTILIZADO	21
2.8 MODELAGEM DE UMA BATERIA	22

2.9 CONSIDERAÇÕES SOBRE A UTILIZAÇÃO DE BATERIAS EM SISTEMAS COM CaC.....	24
2.10 CONCLUSÃO.....	24
CAPÍTULO 3 – ANÁLISE E PROJETO DA ETAPA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST.....	25
3.1 INTRODUÇÃO.....	25
3.2 A ESTRUTURA DO CONVERSOR BOOST.....	25
3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	26
3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	26
3.5 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA.....	27
3.6 O INDUTOR.....	28
3.6.1 Cálculo da Indutância.....	28
3.6.2 Projeto Físico do Indutor.....	30
3.6.3 Cálculo Térmico do Indutor.....	32
3.7 O CAPACITOR.....	33
3.7.1 Cálculo da Capacitância.....	33
3.7.2 Resistência Série-Equivalente Máxima.....	34
3.7.3 Corrente Eficaz.....	34
3.8 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	35
3.8.1 Tensão Máxima no Interruptor.....	35
3.8.2 Corrente Máxima no Interruptor.....	35
3.8.3 Corrente Média no Interruptor.....	35
3.8.4 Corrente Eficaz no Interruptor.....	36
3.8.5 Tensão Reversa Máxima no Diodo.....	36
3.8.6 Corrente Máxima no Diodo.....	36
3.8.7 Corrente Média no Diodo.....	36
3.8.8 Corrente Eficaz no Diodo.....	37
3.9 CÁLCULO TÉRMICO DOS SEMICONDUTORES.....	37
3.9.1 Perdas no Interruptor.....	37
3.9.2 Perdas no Diodo.....	38
3.9.3 Cálculo Térmico.....	39
3.10 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST.....	39
3.10.1 Cálculos Preliminares.....	40

3.10.2	Projeto do Indutor	41
3.10.3	Dimensionamento do Capacitor	45
3.10.4	Dimensionamento do Interruptor	46
3.10.5	Dimensionamento do Diodo	48
3.11	CONCLUSÃO	50
CAPÍTULO 4 – MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> EM MCC APLICADO À CÉLULA A COMBUSTÍVEL		
51		
4.1	INTRODUÇÃO	51
4.2	MODELAGEM $\Delta I_L/\Delta D$ COM FONTE DE TENSÃO IDEAL NA ENTRADA	51
4.3	MODELAGEM $\Delta I_L/\Delta D$ CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL.....	53
4.4	MODELAGEM $\Delta V_o/\Delta D$ COM FONTE DE TENSÃO IDEAL NA ENTRADA	56
4.4.1	Modelo CC	56
4.4.2	Modelo CA (Pequenos Sinais).....	57
4.4.3	Obtenção das Funções de Transferência	59
4.5	MODELAGEM $\Delta V_o/\Delta D$ CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL	61
4.5.1	Modelo CC	62
4.5.2	Modelo CA (Pequenos Sinais).....	63
4.5.3	Obtenção da Função de Transferência $\Delta V_o/\Delta D$ Com CaC na Entrada....	65
4.6	MODELAGEM $\Delta I_{BAT}/\Delta D$ CONDIDERANDO O MODELO LINEAR DAS BATERIAS	67
4.7	VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL.....	70
4.7.1	Resposta ao Degrau na Razão Cíclica da Corrente no Indutor	71
4.7.2	Resposta em Frequência do Modelo da Planta de Corrente.....	72
4.7.3	Resposta ao Degrau na Razão Cíclica da Tensão de Saída.....	73
4.7.4	Resposta em Frequência do Modelo da Planta de Tensão	74
4.8	VALIDAÇÃO DO MODELO OBTIDO PARA $\Delta I_{BAT}/\Delta D$ CONSIDERANDO A RESISTÊNCIA-SÉRIE DA BATERIA	75
4.9	PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE	77
4.9.1	Malha de Controle da Corrente do Indutor	77
4.9.2	Malha de Controle da Tensão de Saída.....	82
4.9.3	Malha de Controle da Corrente do Banco de Baterias.....	87

4.10 OPERAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE EM PARALELO.....	92
4.11 CONCLUSÃO.....	94
CAPÍTULO 5 – IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	96
5.1 INTRODUÇÃO	96
5.2 CIRCUITO E PROTÓTIPO IMPLEMENTADOS.....	96
5.3 RESULTADOS COM FONTE DE ALIMENTAÇÃO REGULADA NA ENTRADA E CARGA APENAS RESISTIVA.....	100
5.3.1 Formas de Onda Básicas	100
5.3.2 Comutações	102
5.3.3 Ensaio de Rendimento com Fonte Regulada na Entrada	104
5.3.4 Resposta a Degraus de Carga.....	105
5.4 RESULTADOS COM FONTE DE ALIMENTAÇÃO REGULADA NA ENTRADA, BANCO DE BATERIAS E CARGA RESISTIVA	106
5.4.1 Detalhe da Ondulação de Corrente no Banco de Baterias	106
5.4.2 Atuação das Limitações	107
5.4.3 Ensaio Completo de Carga.....	108
5.4.4 Resposta a Degraus de Carga.....	109
5.5 TENSÃO NOS TERMINAIS DO MÓDULO DE CaC EM ABERTO	111
5.6 CONEXÃO DO SISTEMA À CaC	112
5.7 RESULTADOS COM CaC NA ENTRADA E CARGA RESISTIVA.....	112
5.7.1 Tensão e Corrente nos Terminais da CaC.....	112
5.7.2 Resposta a Degraus de Carga.....	113
5.8 RESULTADOS COM CaC NA ENTRADA, BANCO DE BATERIAS E CARGA RESISTIVA	115
5.8.1 Tensão de Saída e Corrente no Banco de Baterias.....	115
5.8.2 Ensaio de Rendimento.....	118
5.8.3 Resposta a Degraus de Carga.....	118
5.8.4 Funcionamento Geral do Sistema	120
5.9 QUADRO COMPARATIVO DA INFLUÊNCIA DA CaC E BANCO DE BATERIAS NA RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA.....	121
5.10 CONCLUSÃO.....	122
CONCLUSÃO GERAL	123
APENDICE A – LISTAS DE COMPONENTES	124

APÊNDICE B – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	127
APÊNDICE C – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR <i>BOOST</i>.....	138
APÊNDICE D – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DO BANCO DE BATERIAS.....	150
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	159

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Princípio de funcionamento da PEMFC: (a) evidenciando a reação [3], (b) caminho percorrido por reagentes e produtos [5].	7
Figura 1.2 – Curva de polarização de uma CaC.	8
Figura 1.3 – Modelo da CaC – circuito elétrico equivalente.	9
Figura 1.4 – Tensão na CaC durante interrupção da corrente.	10
Figura 2.1 – Reações em uma bateria chumbo-ácido na placa positiva, negativa e reação global.	15
Figura 2.2 – Processos de descarga e carga de uma bateria de chumbo-ácido.	16
Figura 2.3 – Três dos tipos mais conhecidos de métodos de carga:	20
Figura 2.4 – Descarga máxima em ampères da bateria Moura Clean, a 25°C e diferentes regimes de descarga.	21
Figura 2.5 – Comparações com outros tipos de baterias: (a) quanto à emissão de gases, (b) quanto à influência da temperatura na vida útil da bateria.	21
Figura 2.6 – Tensão sobre o banco de baterias durante a conexão de uma carga resistiva.	23
Figura 2.7 – Circuito equivalente de uma bateria para o modelo linear.	23
Figura 3.1 – Estrutura de potência do conversor Boost.	25
Figura 3.2 – Primeira etapa de operação.	26
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação.	26
Figura 3.4 – Principais formas de onda do conversor Boost em condução contínua.	27
Figura 3.5 – Característica estática do conversor Boost.	28
Figura 3.6 – Ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I_L}$ variando $V_i/V_{i\max}$ como parâmetro.	30

Figura 3.7 – Ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I_L}$ variando V_i/V_{imax} como parâmetro dadas as especificações da Tabela 3.1.....	41
Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto.....	51
Figura 4.2 – Circuito do conversor Boost para modelagem da malha de corrente com fonte de tensão ideal na entrada.....	52
Figura 4.3 – Circuito simplificado do conversor Boost para modelagem da malha de corrente com fonte de tensão ideal na entrada.....	52
Figura 4.4 – Circuito do conversor Boost para modelagem da malha de corrente considerando os parâmetros da célula a combustível.....	53
Figura 4.5 – Circuito simplificado do conversor Boost para modelagem da malha de corrente considerando os parâmetros da CaC.....	54
Figura 4.6 – Conversor Boost Ideal.....	56
Figura 4.7 – Circuito Equivalente CC para o conversor Boost ideal.	57
Figura 4.8 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais para o conversor Boost ideal....	58
Figura 4.9 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor Boost considerando a Rse do capacitor.....	59
Figura 4.10 – Esquema elétrico do conversor Boost alimentado por célula a combustível.	61
Figura 4.11 – Circuito Equivalente CC para o conversor Boost alimentado por CaC.....	63
Figura 4.12 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais para o conversor Boost alimentado por CaC.....	65
Figura 4.13 – Circuito equivalente CC do conversor Boost considerando modelo linear das baterias.....	68
Figura 4.14 – Circuito equivalente CA do conversor Boost considerando modelo linear das baterias.....	68
Figura 4.15 – Corrente no indutor com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=270ms$	71

Figura 4.16 – Corrente no indutor com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=270\text{ms}$ e tensão de saída dividida por fator 2.3.....	71
Figura 4.17 – Diagrama de Bode de módulo do modelo da planta de corrente e pontos obtidos em simulação.	72
Figura 4.18 – Diagrama de Bode de fase do modelo da planta de corrente e pontos obtidos em simulação.	73
Figura 4.19 – Tensão de saída com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=400\text{ms}$	73
Figura 4.20 – Tensão de saída com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=400\text{ms}$	74
Figura 4.21 – Diagrama de Bode de módulo do modelo da planta de tensão e pontos obtidos em simulação.	75
Figura 4.22 – Diagrama de Bode de fase do modelo da planta de tensão e pontos obtidos em simulação.	75
Figura 4.23 – Corrente no banco de baterias com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=100\text{ms}$. (simulação da função de transferência).	76
Figura 4.24 – Corrente no banco de baterias com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=100\text{ms}$. (simulação do conversor).	76
Figura 4.25 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do indutor.....	77
Figura 4.26 – Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente $G_{id}(s)$ juntamente com o caso com fonte de tensão ideal na entrada.....	78
Figura 4.27 – Diagrama de Bode de fase da planta de corrente $G_{id}(s)$ juntamente com o caso com fonte de tensão ideal na entrada.....	78
Figura 4.28 – Circuito do controlador utilizado (PI com filtro, dois pólos e um zero).	79
Figura 4.29 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente $H_i(s)$	80
Figura 4.30 – Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente $H_i(s)$	80
Figura 4.31 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente.	81

Figura 4.32 – Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de corrente.....	81
Figura 4.33 – Corrente no indutor com degrau de 100% a 95% na corrente de referência em 3ms e degrau de 95% a 100% em 6ms.	82
Figura 4.34 – Sinal de controle com degrau de 100% a 95% na corrente de referência em 3ms e degrau de 95% a 100% em 6ms.	82
Figura 4.35 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão de saída.	82
Figura 4.36 – Diagrama de Bode de módulo da planta de tensão $G_{vd}(s)$ juntamente com os casos em que não se considera a CaC na entrada.	83
Figura 4.37 – Diagrama de Bode de fase da planta de tensão $G_{vd}(s)$ juntamente com os casos em que não se considera a CaC na entrada.	84
Figura 4.38 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente $H_v(s)$	85
Figura 4.39 – Diagrama de Bode de fase do controlador de tensão $H_v(s)$	85
Figura 4.40 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de tensão.	86
Figura 4.41 – Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de tensão.	86
Figura 4.42 – Tensão de saída com retirada de 10% de carga em 550ms, voltando a 100% de carga em 650ms.	87
Figura 4.43 – Sinal de controle com retirada de 10% de carga em 550ms, voltando a 100% de carga em 650ms.	87
Figura 4.44 – Diagrama de blocos da malha de corrente do banco de baterias.....	88
Figura 4.45 – Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente do bando de baterias $G_{ibd}(s)$	89
Figura 4.46 – Diagrama de Bode de fase da planta de corrente do banco de baterias $G_{ibd}(s)$	90
Figura 4.47 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente do banco de baterias $H_{ib}(s)$	90

Figura 4.48 – Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente do banco de baterias	
$H_{ib}(s)$	91
Figura 4.49 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente do banco de baterias.....	91
Figura 4.50 – Diagrama de Bode de fase do laço aberto da malha de corrente do banco de baterias.....	92
Figura 4.51 – Diagrama de blocos do sistema de controle.....	92
Figura 4.52 – Circuito simulado com as três malhas de controle em paralelo.....	93
Figura 4.53 – Tensão de saída, corrente no banco de baterias e corrente no indutor de entrada com conexão da bateria ao barramento em 550ms e solicitação de carga acima da nominal em 1,6s.....	94
Figura 5.3 – Vista frontal do protótipo.....	99
Figura 5.4 – Vista superior do protótipo.....	99
Figura 5.5 – Corrente na entrada do conversor.....	100
Figura 5.6 – Detalhe da ondulação de corrente na entrada do conversor.....	101
Figura 5.7 – Tensão sobre o interruptor.....	101
Figura 5.8 – Tensão reversa sobre o diodo.....	102
Figura 5.9 – Tensão de gatilho e tensão sobre o interruptor durante a entrada em condução do interruptor.....	102
Figura 5.10 – Tensão sobre o interruptor e tensão de gatilho durante o bloqueio do interruptor.....	103
Figura 5.11 – Tensão reversa sobre o diodo e tensão de gatilho do interruptor durante a entrada em condução do diodo.....	103
Figura 5.12 – Tensão reversa sobre o diodo e tensão de gatilho do interruptor durante o bloqueio do diodo.....	104

Figura 5.13 – Curva de rendimento do conversor com fonte regulada na entrada.....	104
Figura 5.14 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e carga resistiva.....	105
Figura 5.15 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e carga resistiva.....	105
Figura 5.16 – Corrente no banco de baterias (sem carga).	106
Figura 5.17 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 40% de carga.....	107
Figura 5.18 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 80% de carga.....	107
Figura 5.19 – Tensão de saída e corrente de entrada com dois acréscimos de carga.....	108
Figura 5.20 – Tensão de saída e corrente no banco de baterias no momento da troca do controlador da corrente do banco de baterias para o controlador da tensão de saída.....	109
Figura 5.21 – Curva de carga do banco de baterias.....	109
Figura 5.22 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e banco de baterias no barramento de saída.....	110
Figura 5.23 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob retirada de 40% de carga com fonte regulada e banco de baterias no barramento de saída.....	110
Figura 5.24 – Tensão em um dos módulos em aberto com base de tempo em 10 μ s.....	111
Figura 5.25 – Tensão em um dos módulos em aberto com base de tempo em 200ms.....	111
Figura 5.26 – Interligação de dois módulos geradores baseados em CaC para obtenção de potência nominal.....	112
Figura 5.27 – Tensão e corrente nos terminais do módulo gerador 1.	113
Figura 5.28 – Tensão e corrente nos terminais do módulo gerador 2.	113
Figura 5.29 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de acréscimo de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e carga apenas resistiva.....	114

Figura 5.30 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de retirada de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e carga apenas resistiva.....	114
Figura 5.31 – Tensão de saída do sistema completo.	115
Figura 5.32 – Detalhe da tensão de saída (com nível de 53V) do sistema completo.	116
Figura 5.33 – Corrente no banco de baterias sem carga.....	116
Figura 5.34 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 60% de carga.....	117
Figura 5.35 – Corrente no banco de baterias com carga nominal.	117
Figura 5.36 – Curva de rendimento com CaC na entrada.	118
Figura 5.37 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de acréscimo de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e banco de baterias.....	119
Figura 5.38 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de retirada de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e banco de baterias.....	119
Figura 5.39 – Funcionamento geral do sistema: Tensão de saída, corrente no banco de baterias e corrente na entrada do conversor.....	120
Figura 5.40 – Quadro comparativo dos degraus de carga para diferentes situações, realizados em laboratório.....	121

SIMBOLOGIA

Símbolos Utilizados em Equações Matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo do indutor.	cm^2
$A_e A_w$	Produto das áreas da perna central do núcleo e da janela do carretel do indutor.	cm^4
A_w	Área da janela do carretel.	cm^2
$A_{w_{\min}}$	Área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel.	cm^2
B_{\max}	Máxima densidade de fluxo magnético.	T
C_{act}	Capacitância de ativação.	F
C_o	Capacitância do capacitor de saída.	F
D	Razão cíclica.	
D'	Razão cíclica complementar.	
d_{\max}	Diâmetro máximo do condutor para bom aproveitamento.	cm
E	Força eletromotriz do banco de baterias.	V
f_s	Frequência de comutação.	Hz
$FTLA_i(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de controle da corrente do indutor.	
$FTLA_{ib}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de controle da corrente do banco de baterias.	
$G(s)$	Forma padrão de função de transferência de 2ª ordem.	
G_{amp}	Ganho do amplificador da tensão do resistor de medição da corrente do banco de baterias.	
$G_{ibd}(s)$	Função de transferência da razão cíclica para a corrente do banco de baterias.	
$G_{id}(s)$	Função de transferência da razão cíclica para a corrente do indutor.	
$G_{vd}(s)$	Função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída.	
$G_{vi}(s)$	Função de transferência da entrada para a saída.	
$H(s)$	Função de transferência do controlador.	
$H_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente do indutor.	
$H_{ib}(s)$	Função de transferência do controlador de corrente das	

	baterias.	
$H_V(s)$	Função de transferência do controlador da tensão de saída.	
I_0	Corrente inicial do teste de interrupção de corrente.	A
i_b	Corrente no banco de baterias.	A
i_{Cact}	Corrente no capacitor de ativação.	A
i_{Co}	Corrente no capacitor de saída.	A
I_{Co_2}	Corrente no capacitor durante a segunda etapa de operação.	A
I_{Co_ef}	Corrente eficaz no capacitor de saída.	A
I_{Co_med}	Corrente média no capacitor de saída.	A
I_{cond}	Corrente de pré-carga das baterias.	A
i_D	Corrente no diodo.	A
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo.	A
I_{Dmax}	Corrente máxima no diodo.	A
I_{Dmed}	Corrente média no diodo.	A
I_{flut}	Corrente de flutuação das baterias.	A
I_i	Corrente média de entrada do conversor <i>Boost</i> .	A
i_L, I_L	Corrente no indutor.	A
$I_{L_ond_max}$	Corrente de entrada quando há ondulação de corrente máxima.	A
I_{Lef}	Corrente eficaz no indutor.	A
I_{Lmax}	Corrente máxima no indutor.	A
I_{Lmed}	Corrente média no indutor.	A
I_{Lmin}	Corrente mínima no indutor.	A
I_{max}	Corrente de carga rápida das baterias.	A
I_{min}	Valor da corrente ao término da carga rápida das baterias.	A
i_o	Corrente na carga.	A
i_r	Corrente reversa instantânea máxima do diodo.	A
i_{Ract}	Corrente no resistor de ativação.	A
I_{ref}	Corrente de referência.	A
i_S	Corrente no interruptor.	A
I_{Sef}	Corrente eficaz no interruptor.	A
I_{Smax}	Corrente máxima no interruptor.	A
I_{Smed}	Corrente média no interruptor.	A
J_{max}	Máxima densidade de corrente elétrica.	A/cm ²

K_{ai}	Ganho total do sensor de corrente do indutor.	
K_{aib}	Ganho total do sensor de corrente do banco de baterias.	
K_{av}	Ganho do sensor de tensão.	
K_f	Coefficiente de perdas por correntes parasitas.	
K_h	Coefficiente de perdas por histerese.	
K_{pwm}	Ganho do modulador <i>Pulse Width Modulation</i> .	
k_w	Fator de ocupação da janela do carretel do indutor.	
L	Indutância.	H
$l_{chicote}$	Comprimento do chicote.	cm
l_g	Comprimento do entreferro para cada uma das pernas laterais.	cm
l_{me}	Comprimento médio de uma espira.	cm
N	Número de espiras do indutor.	
n_{cond}	Número de condutores em paralelo.	
P_{cobre}	Perdas Joule no enrolamento.	W
P_{com_S}	Perdas de comutação no interruptor.	W
P_{cond_D}	Perdas em condução no diodo.	W
P_{cond_S}	Perdas em condução do interruptor.	W
P_{nucleo}	Perdas magnéticas no núcleo.	W
P_o	Potência nominal de saída.	W
P_{totais}	Perdas totais no indutor	W
P_{totais_D}	Perdas totais no diodo.	W
P_{totais_S}	Perdas totais no interruptor.	W
q	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> .	
Q	Fator de qualidade.	
q_{nom}	Ganho estático nominal.	
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa máxima do diodo.	C
Q_{rr_S}	Carga de recuperação reversa do interruptor.	C
R_{act}	Resistência de perdas por ativação.	Ω
R_b	Resistência série do banco de baterias incluindo a resistência do medidor.	Ω
R_{bat}	Resistência interna do banco de baterias.	Ω
R_{cobre}	Resistência do enrolamento.	Ω
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do interruptor.	Ω

$R_{DS(on)_{corrig}}$	Resistência de condução do interruptor corrigida para a temperatura de operação.	Ω
$R_{DS(on)_{norm}}$	Fator de correção da resistência de condução do interruptor.	
R_L	Resistência conectada ao banco de baterias sob ensaio.	Ω
R_o	Resistência de carga.	Ω
R_{ohm}	Resistência de perdas ôhmicas.	Ω
R_{se}	Resistência série equivalente.	Ω
$R_{se_{max}}$	Resistência série equivalente máxima do capacitor.	Ω
R_{sh}	Resistência do sensor de corrente do banco de baterias.	Ω
r_t	Resistência série do diodo.	Ω
$R_{th_{cd}}$	Resistência térmica cápsula-dissipador.	$^{\circ}C/W$
$R_{th_{da}}$	Resistência térmica dissipador-ambiente.	$^{\circ}C/W$
$R_{th_{ja}}$	Resistência térmica junção-ambiente.	$^{\circ}C/W$
$R_{th_{ja_{max}}}$	Resistência térmica junção-ambiente máxima.	$^{\circ}C/W$
$R_{th_{jc}}$	Resistência térmica junção-cápsula.	$^{\circ}C/W$
$R_{t_{nucleo}}$	Resistência térmica do núcleo.	$^{\circ}C/W$
S_{cobre}	Área de cobre da seção do fio.	cm^2
S_e	Área de seção do condutor necessária.	cm^2
$S_{isolado}$	Área da seção do fio com isolamento.	cm^2
t	Tempo.	s
t_a	Período de tempo em que o interruptor está bloqueado.	s
T_a	Temperatura ambiente.	$^{\circ}C$
t_c	Período de tempo em que o interruptor está em condução.	s
t_f	Tempo de bloqueio do interruptor.	s
$T_{j_{desej}}$	Temperatura de junção máxima desejada.	$^{\circ}C$
$T_{j_{final}}$	Temperatura final da junção.	$^{\circ}C$
t_r	Tempo de entrada em condução do interruptor.	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa máximo do diodo.	s
T_s	Período de comutação.	s
V_{b0+}	Tensão nas baterias no instante após a conexão de uma carga.	V
V_{bat}	Tensão nos terminais das baterias.	V
V_{Cact}	Tensão no capacitor de ativação.	V
V_{Cact}	Tensão no capacitor de ativação.	V

v_{Co}	Tensão no capacitor de saída.	V
V_{comp}	Tensão na saída do controlador.	V
V_{Dr}	Tensão reversa no diodo.	V
V_{Dr_max}	Tensão máxima reversa no diodo.	V
V_e	Volume do núcleo.	cm ³
V_{equal}	Tensão de equalização do banco de baterias.	V
V_{flut}	Tensão de flutuação do banco de baterias.	V
v_i, V_i	Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> .	V
$V_{i_ond_max}$	Tensão de entrada quando há ondulação de corrente máxima.	V
V_{imax}	Tensão máxima de entrada do conversor <i>Boost</i> .	V
V_{imin}	Tensão mínima de entrada do conversor <i>Boost</i> .	V
v_L	Tensão sobre o indutor.	V
V_{Lmed}	Tensão média no indutor.	V
V_{min}	Tensão mínima nas baterias.	V
v_o, V_o	Tensão de saída do conversor <i>Boost</i> .	V
V_{omax}	Tensão máxima de saída do conversor <i>Boost</i> .	V
V_{omin}	Tensão mínima de saída do conversor <i>Boost</i> .	V
$V_{ppserra}$	Tensão de pico a pico da onda dente de serra.	V
V_R	Tensão de circuito aberto reversível da célula a combustível.	V
V_{ref}	Tensão de referência.	V
v_s	Tensão sobre o interruptor.	V
V_{sensor}	Tensão na saída do sensor.	V
V_{Smax}	Tensão máxima no interruptor.	V
V_{TO}	Queda de tensão direta máxima do diodo.	V
δ	Comprimento total do entreferro.	cm
Δ	Profundidade de penetração.	cm
ΔB	Variação da densidade de fluxo magnético.	T
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor.	A
ΔI_{Llim}	Ondulação de corrente limite.	A
ΔI_{Lnom}	Ondulação de corrente no indutor em potência nominal.	A
Δt	Variação do tempo.	s
ΔT	Elevação de temperatura do indutor.	°C
ΔV_{act}	Queda de tensão por perdas de ativação.	V

ΔV_{Co}	Variação da tensão no capacitor de saída.	V
ΔV_o	Variação da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> .	V
ΔV_{ohm}	Queda de tensão por perdas ôhmicas.	V
ζ	Amortecimento.	
η	Rendimento estimado do conversor <i>Boost</i> .	
μ_0	Permeabilidade do ar.	H/m
ρ_{fio}	Resistividade do fio para 100°C.	Ω/cm
τ_{act}	Constante de tempo de ativação.	s
ω_0	Frequência de ressonância.	rad/s
ω_{z1}	Frequência do zero 1.	rad/s
ω_{z2}	Frequência do zero 2.	rad/s

Símbolos Usados para Referenciar Elementos de Circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor

Acrônimos e abreviaturas

	<i>Significado</i>
AFC	<i>Alcaline Fuel Cell.</i>
CA	Corrente Alternada.
CaC	Célula a Combustível.
CaCs	Células a Combustível.
CC	Corrente Contínua.
CC–CC	Corrente Contínua – Corrente Contínua.
CHP	<i>Combined Heat and Power.</i>
DMFC	<i>Direct Methanol Fuel Cell.</i>
EIS	<i>Electrochemical Impedance Spectroscopy.</i>
GDE	<i>Gas Diffusion Electrode.</i>
MCFC	<i>Molten Carbonate Fuel Cell.</i>

MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor.</i>
PAFC	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell.</i>
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell.</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation.</i>
RC	<i>Resistor–Capacitor.</i>
RFC	<i>Regenerative Fuel Cell.</i>
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell.</i>
ZAFC	<i>Zinc Air Fuel Cell.</i>

INTRODUÇÃO GERAL

Vivemos em um período de crescimento populacional e industrial elevado, enfrentando grande aumento na demanda da energia. Os combustíveis fósseis como o carvão, o petróleo e o gás natural são recursos finitos e apresentam-se em escassez. Durante a queima, emitem gases poluentes que levam a problemas como o efeito estufa. Já as usinas hidrelétricas, que apresentam grande dificuldade de construção, ocasionam o alagamento de áreas vizinhas, aumentam o nível de rios e prejudicam a fauna e a flora locais.

Em compromisso com o aumento da eficiência e o menor impacto ambiental, uma tecnologia de geração de energia elétrica vem sendo incentivada, a célula a combustível (CaC). A CaC utiliza como combustível o hidrogênio e, através de uma reação eletroquímica, gera energia elétrica, tendo como subprodutos apenas calor e água. Opera de maneira silenciosa e não apresenta combustão, sendo mais eficiente do que os geradores convencionais.

A primeira CaC foi desenvolvida no século XIX, na Inglaterra, por Sir Willian Grove. Mas apenas em meados de 1960 o interesse pela tecnologia aumentou, sendo utilizada pela *National Aeronautics and Space Administration* (NASA) na geração de energia elétrica e água potável nos veículos espaciais. O custo elevado na construção inviabilizava a utilização terrestre. Por outro lado, as pesquisas dos anos subsequentes possibilitaram a redução de materiais caros utilizados na fabricação, sendo que hoje há uma gama enorme de aplicações em que a CaC é utilizada. Dentre elas, pode-se citar: geração distribuída, veículos, aplicações portáteis (como *notebooks* e telefones celulares), sistemas ininterruptos de energia, geração de energia em locais de difícil acesso, telecomunicações, ou atuando com outras fontes de energia alternativas, em sistemas híbridos.

Motivadas pelas vantagens dessa tecnologia, pesquisas na área de eletrônica de potência vêm sendo realizadas com o objetivo de processar de maneira adequada a energia proveniente desses geradores. Características da CaC devem ser levadas em conta durante os projetos para que seja possível a utilização em diferentes aplicações com nível de tensão adequado, alto rendimento, mas também sem comprometer a vida útil das unidades geradoras.

O presente trabalho tem como objetivo o estudo e projeto de um primeiro estágio de processamento da energia logo após a geração por um módulo de CaC. Um sistema

baseado em CaC normalmente possui um estágio acumulador de energia, composto por um banco de baterias ou supercapacitores, capaz de fornecer energia à carga em situações em que a CaC não tem condições de fazer isso. O conversor proposto (conversor *boost*) faz a interligação entre um módulo gerador baseado em CaC e o estágio acumulador, que nesse caso é um banco de baterias.

No capítulo 1, são apresentados os conceitos básicos relacionados a CaC, um breve comentário sobre alguns dos diferentes tipos existentes e o princípio básico de funcionamento da CaC utilizada no projeto, a *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC). Além disso, comentários sobre as características estática e dinâmica da célula, finalizando com um modelo a ser utilizado.

O capítulo 2 trata de baterias, elementos que estarão presentes no barramento de saída do conversor. São apresentadas também algumas das principais tecnologias, tensões relevantes de uma bateria e comentários sobre diferentes métodos de carga. Também são brevemente explicados alguns modelos para baterias e a escolha realizada.

O capítulo 3 apresenta toda a análise e projeto relativo à etapa de potência do conversor *boost* para a aplicação proposta, CaC na entrada e banco de baterias na saída. Inclui a descrição das etapas de operação, característica estática, metodologia de projeto, e dimensionamento de componentes de potência.

O capítulo 4 refere-se à modelagem e controle do conversor. A modelagem é realizada não apenas para o caso com fonte ideal na entrada do conversor, mas também verificando a influência de parâmetros do modelo da CaC apresentado no capítulo 1. É proposta uma estratégia de controle, para a qual são apresentados projeto e simulação, sendo que para uma das malhas se utiliza também o modelo levantado para o banco de baterias no capítulo 2.

Por fim, o capítulo 5 apresenta informações relativas à implementação do projeto, onde pode ser observado o circuito implementado para a placa de potência (e sensores), para a placa de controle e a foto do protótipo final. Além disso, são apresentadas as aquisições e comentários das formas de onda obtidas em laboratório à medida que os testes foram realizados.

CAPÍTULO 1 – CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

1.1 INTRODUÇÃO

Células a combustível (CaCs) são dispositivos que convertem energia química em eletricidade e energia térmica. Em tais dispositivos, hidrogênio ou combustíveis contendo hidrogênio são diretamente convertidos em energia elétrica mais calor através da reação eletroquímica de hidrogênio e oxigênio em água.

Quando comparadas aos métodos convencionais de geração, as CaCs apresentam alta eficiência, operação silenciosa, e se abastecidas com hidrogênio, não emitem poluentes [1].

As CaCs produzem uma corrente CC utilizando um processo eletroquímico. São compostas de dois eletrodos, um anodo e um catodo, separados por um eletrólito. Normalmente são combinadas em grupos, chamados pilhas, com o intuito de obter-se tensão e potência de saída apropriadas. Quando utilizadas na geração de energia, podem operar por tanto tempo quanto houver combustível disponível [2].

Neste capítulo são apresentados alguns tipos de CaC, as características estática e dinâmica das mesmas, e o modelo elétrico utilizado para esses elementos.

1.2 TIPOS DE CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Existem muitos tipos diferentes de CaC, normalmente diferenciadas pelo tipo de eletrólito utilizado. A aplicação define qual o tipo mais apropriado com base na temperatura de operação, faixa de potência da CaC, bem como o combustível a ser utilizado.

O tipo mais conhecido de CaC é a Célula a Combustível com Membrana de Troca de Prótons ou *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC). Na PEMFC o eletrólito é um polímero sólido, no qual prótons se deslocam (íons H^+). A temperatura de operação de uma PEMFC é relativamente baixa (50 - 100°C), permitindo à CaC alcançar a temperatura de operação rapidamente. Por outro lado, a baixa temperatura torna as reações químicas muito lentas, fazendo necessário o uso de caros catalisadores nos eletrodos (normalmente platina). Como combustível, é utilizado hidrogênio puro. Esse tipo de célula é utilizado em carros, ônibus, aplicações portáteis e também sistemas combinados de geração de energia e calor ou *Combined Heat and Power* (CHP).

Outro tipo de CaC é a Célula a Combustível Alcalina ou *Alcaline Fuel Cell* (AFC). Nesse tipo de CaC, o eletrólito é uma solução alcalina. Essas CaCs operam em

temperaturas um pouco acima das PEMFCs e precisam de hidrogênio e oxigênio extremamente puros. Foram utilizadas nas missões Apollo e em demonstrações em tratores para agricultura, carros e equipamentos de navegação. O sucesso no desenvolvimento da PEMFC levou ao declínio da AFC, poucas empresas ou grupos de pesquisa continuam trabalhando na área [3].

A primeira CaC a ser utilizada comercialmente foi a Célula a Combustível de Ácido Fosfórico ou *Phosphoric Acid Fuel Cell* (PAFC). Normalmente utilizada em aplicações estacionárias, porém em alguns casos é empregada em grandes veículos, como ônibus. Construídas para potências de centenas de kilowatts, essa CaC opera em temperaturas de aproximadamente 220°C.

Os tipos de CaC apresentados até aqui apresentam o inconveniente da necessidade de catalisadores de custo elevado, o que não é o caso da Célula a Combustível de Óxido Sólido ou *Solid Oxide Fuel Cell* (SOFC). Por operar entre 600 °C e 1000 °C, a velocidade das reações é elevada com catalisadores de custo menor. A reforma de gases como o gás natural também torna-se facilitada, e há a possibilidade do aproveitamento do calor para a geração de energia adicional. Por outro lado, torna-se mais lenta a inicialização e têm de serem incluídos sistemas adicionais de ventilação e proteção.

Apresentando as mesmas vantagens apresentadas para a SOFC em virtude da elevada temperatura, há ainda a Célula a Combustível de Carbonato Fundido ou *Molten Carbonate Fuel Cell* (MCFC). A MCFC normalmente utiliza níquel como catalisador, o que proporciona redução de custo. Além disso, a MCFC é uma das tecnologias de CaC de maior eficiência disponíveis hoje (aproximadamente 50%) podendo alcançar 80% ou mais se o calor que é gerado for reaproveitado [4]. Por outro lado, ao contrário da SOFC, a MCFC apresenta eletrólito líquido, composto por uma mistura quente e corrosiva de carbonato de lítio, potássio e sódio.

A Célula a Combustível de Metanol Direto ou *Direct Methanol Fuel Cell* (DMFC), assim como a PEMFC utiliza membrana polimérica como eletrólito. Mas esse tipo de CaC utiliza diretamente o metanol no anodo. O catalisador retira o hidrogênio do combustível sem a necessidade de reformador. Como a PEMFC, é promissora nos meios de transporte, sendo pesquisada também para aplicações em telefonia celular, computadores e uso militar.

Além da MCFC e da SOFC, também é conhecido um outro tipo de CaC que opera em altas temperaturas (~700°C), a Célula a Combustível de Zinco-Ar ou *Zinc Air Fuel Cell*

(ZAFC). Nesse tipo de CaC, o anodo é composto de zinco e alimentado com hidrogênio ou hidrocarbonetos. O catodo é separado da entrada de ar por um eletrodo de difusão de gás ou *Gas Diffusion Electrode* (GDE), uma membrana permeável que permite a passagem do oxigênio atmosférico. No catodo, o oxigênio reage com o hidrogênio para formar íons OH^- e água [5].

Como outra CaC, a Célula a Combustível Regenerativa ou *Regenerative Fuel Cell* (RFC) produz energia elétrica à partir do hidrogênio e do oxigênio e gera calor e água como subprodutos. Entretanto, as RFCs podem também realizar a eletrólise da água gerada utilizando fontes de energia renováveis, como fotovoltaica, eólica ou geotérmica. Essa tecnologia é relativamente nova e vem sendo desenvolvida pela NASA e outros [6].

As reações que ocorrem no anodo e catodo individualmente para as tecnologias apresentadas podem ser observadas na Tabela 1.1 ([5]).

Tabela 1.1– Reações em cada um dos eletrodos para diferentes tecnologias de CaC.

Tipo de CaC	Reação no Anodo	Íon Móvel	Reação no Catodo
PEMFC	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	H^+	$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$
AFC	$2H_2 + 4OH^- \rightarrow 4H_2O + 4e^-$	OH^-	$O_2 + 4e^- + 2H_2O \rightarrow 4OH^-$
PAFC	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	H^+	$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$
SOFC	$H_2 + O^{2-} \rightarrow H_2O + 2e^-$	O^{2-}	$\frac{1}{2}O_2 + 2e^- \rightarrow O^{2-}$
MCFC	$H_2 + CO_3^{2-} \rightarrow H_2O + CO_2 + 2e^-$	CO_3^{2-}	$\frac{1}{2}O_2 + CO_2 + 2e^- \rightarrow CO_3^{2-}$
DMFC	$CH_3OH + H_2O \rightarrow 6H^+ + 6e^- + CO_2$	H^+	$\frac{3}{2}O_2 + 6H^+ + 6e^- \rightarrow 3H_2O$
ZAFC	$CH_4 + H_2O \rightarrow CO_2 + 6H^+ + 6e^-$ $Zn + OH^- \rightarrow ZnO + H + e^-$	OH^-	$O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow 2OH^-$ $O_2 + 4H^+ + 4e^- \rightarrow 2H_2O$

Sintetizando também as informações conhecidas ([5],[7],[8]) sobre os tipos de CaC com relação à temperatura de operação, eficiência elétrica e aplicações por faixa de potência, pode-se construir a Tabela 1.2 .

Tabela 1.2 – Dados gerais para diferentes tecnologias de CaC.

Tipo de CaC	Temperatura de Operação	Eficiência Elétrica	Potência	Aplicações
PEMFC	50–100 °C	35-45%	<250kW	Equipamentos portáteis, veículos, CHP.
AFC	60–120 °C	35-55%	300W-5kW	Foi utilizada em veículos espaciais: Apollo, Shuttle.
PAFC	~220 °C	~40%	~200kW	CHP
SOFC	~1000 °C	>50%	2kW até a faixa de MW	CHP
MCFC	~650 °C	>50%	200kW até a faixa de MW	CHP
DMFC	50-120 °C	~40%	50 a 250kW	Aplicações médias, telemóveis, laptops.
ZAFC	~700 °C	-	5kW a 1MW	Aplicações portáteis, de emergência e estacionárias.

Dentre as tecnologias apresentadas de CaC, este trabalho se concentra no estudo da PEMFC. Por esse motivo, apenas o funcionamento desse tipo de CaC será tratado com mais detalhes no item seguinte.

1.3 A CÉLULA A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM

Quando comparada aos outros tipos de CaC, a PEMFC apresenta alta densidade de potência, além de baixo peso e volume. Essa tecnologia necessita apenas de hidrogênio e oxigênio proveniente do ar para operar. Normalmente utiliza hidrogênio previamente armazenado em cilindros ou o obtém com o uso de um reformador.

O princípio de funcionamento é simples e está apresentado na Figura 1.1. Hidrogênio é fornecido ao anodo, que por sua vez possui metal catalisador, normalmente platina, permitindo a separação de prótons (íons H^+) e elétrons do combustível. Os elétrons percorrem através de um circuito externo, sendo que os prótons atravessam o eletrólito, uma membrana polimérica com íons H^+ móveis (característica de eletrólito ácido). Ao atingirem o catodo, prótons e elétrons reagem com oxigênio normalmente proveniente do

ar, formando água. Duas moléculas de hidrogênio são necessárias para cada molécula de oxigênio para que o sistema seja mantido em balanço.

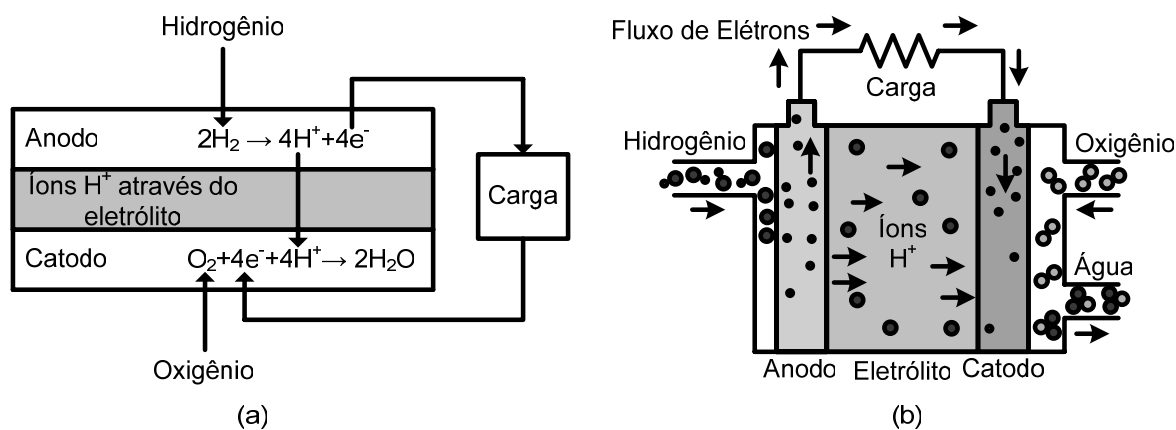


Figura 1.1 – Princípio de funcionamento da PEMFC: (a) evidenciando a reação [3], (b) caminho percorrido por reagentes e produtos [5].

O nome desse tipo de célula provém do fato dos prótons percorrerem o caminho do anodo até o catodo através da membrana. O mais conhecido polímero utilizado na fabricação de membranas para a PEMFC é o Nafion (DuPont®). Esse material pode absorver grandes quantidades de água e se bem hidratado é bom condutor de prótons.

O fato de a PEMFC apresentar partida rápida, ser pouco sensível a orientação e ter uma boa relação entre potência e peso, a torna interessante para aplicações em veículos. Mas esse tipo de CaC é usada também em aplicações estacionárias e uma grande faixa de equipamentos portáteis.

O Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) dispõe de um módulo gerador da *Avista Laboratories (ReliOn* desde 2004) baseado na tecnologia PEMFC com potência total de 3kW (6 módulos de 500W) e outro módulo adquirido recentemente da *Ballard Power Systems* com potência de 1200W.

1.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

No funcionamento de uma CaC, nem toda a energia proveniente do hidrogênio e oxigênio é convertida em eletricidade, parte dela é transformada em calor. O comportamento da tensão de uma CaC em função da corrente é resultado de quatro tipos principais de perdas. São elas as perdas por ativação, perdas por cruzamento de combustível ou correntes internas, perdas ôhmicas e perdas por transporte de massa ou perdas por concentração.

Perdas por ativação: Estão diretamente relacionadas com a velocidade das reações eletroquímicas nos eletrodos (principalmente no catodo para uma CaC de baixa ou média temperatura) e energia necessária para a manutenção das mesmas. Uma CaC de baixa temperatura, como a PEMFC, apresenta esse tipo de perda mais evidente do que uma CaC de alta temperatura. A queda de tensão gerada por essa perda é não-linear.

Perdas por cruzamento de combustível ou correntes internas: São decorrentes de uma pequena quantidade de combustível que atravessa o eletrólito ao invés de apenas o íon móvel o fazer. Dessa maneira, o combustível reage diretamente com o oxigênio no catodo. Esse processo gera calor, mas não realiza trabalho, pois os elétrons que participam dessa reação não passam pelo circuito externo.

Perdas ôhmicas: São causadas pela resistência elétrica da CaC e das conexões entre eletrodos. Também chamada de perda resistiva, é linear e diretamente proporcional à passagem de corrente elétrica.

Perdas por transporte de massa ou perdas por concentração: Ocorrem basicamente pelo aumento de consumo dos reagentes. Quando a corrente solicitada pelo circuito externo aumenta, há um maior fluxo de hidrogênio entrando na CaC. Como a tubulação e conexões de entrada do gás apresentam certa resistência à passagem do fluxo, haverá queda de pressão do combustível. Além disso, tomando como exemplo um caso em que o oxigênio é obtido do ar, o aumento da corrente provocará maior consumo do oxigênio, reduzindo sua concentração junto ao eletrodo. A ineficiência no fornecimento desses reagentes ocasiona tais perdas.

A representação gráfica da característica tensão por corrente de uma CaC chama-se **curva de polarização** e tem o formato apresentado na Figura 1.2, onde são evidenciadas as perdas por ativação, ôhmicas e por transporte de massa.

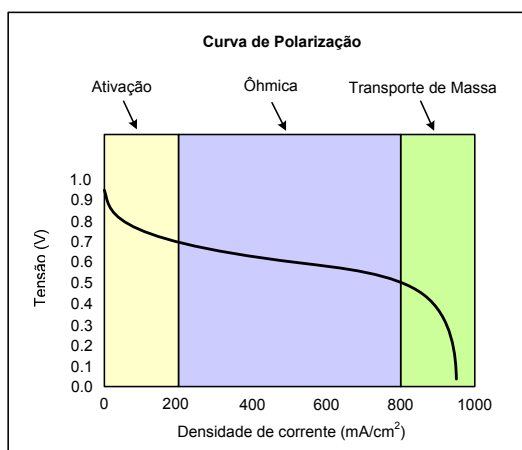


Figura 1.2 – Curva de polarização de uma CaC.

1.5 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

A CaC apresenta um fenômeno importante no entendimento de sua dinâmica, a dupla camada de carga. A região em que o eletrodo e o eletrólito se unem apresenta um acúmulo de cargas de polaridades opostas, funcionando de maneira muito semelhante a um capacitor. Caso haja uma variação de corrente na CaC, a parcela da queda de tensão correspondente à perda por ativação e concentração irá variar lentamente até o novo valor. Isso não ocorre com a parcela ôhmica, que assume o novo valor instantaneamente.

Conhecendo essa característica dinâmica da célula, é possível representar a mesma através de um circuito elétrico equivalente [3], como apresentado na Figura 1.3.

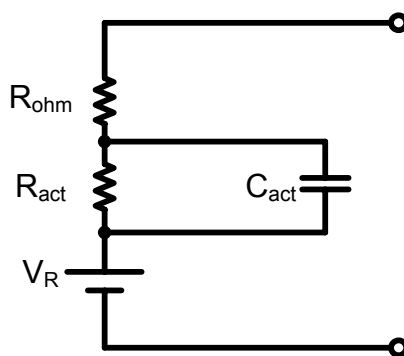


Figura 1.3 – Modelo da CaC – circuito elétrico equivalente.

As perdas ôhmicas e por ativação são modeladas através dos resistores R_{ohm} e R_{act} respectivamente. A tensão sobre o resistor R_{ohm} assume instantaneamente o novo valor em caso de variação da corrente, já a tensão sobre R_{act} evolui lentamente até o valor de regime por efeito do capacitor C_{act} que modela a dupla camada de carga. V_R representa a tensão de circuito aberto reversível. Caso deseje-se que sejam representadas as perdas por concentração, isto deve ser feito somando-se ao valor de R_{act} a resistência correspondente a tais perdas (como apresentado em [9]). Em sistemas bem projetados, com fornecimento de combustível e oxigênio adequados, as perdas por concentração ou transporte de massa devem ser muito pequenas para corrente nominal.

Existem técnicas de obtenção dos parâmetros do modelo experimentalmente, sendo que dentre elas destaca-se por sua simplicidade a técnica da interrupção da corrente. Primeiramente a CaC deve ser colocada em operação em um nível de corrente em que as perdas significativas sejam as perdas ôhmicas e as perdas por ativação. Nesse caso, ao interromper a corrente, será observado o comportamento da Figura 1.4 onde se distingue o efeito da parcela puramente resistiva e da dupla camada de carga.

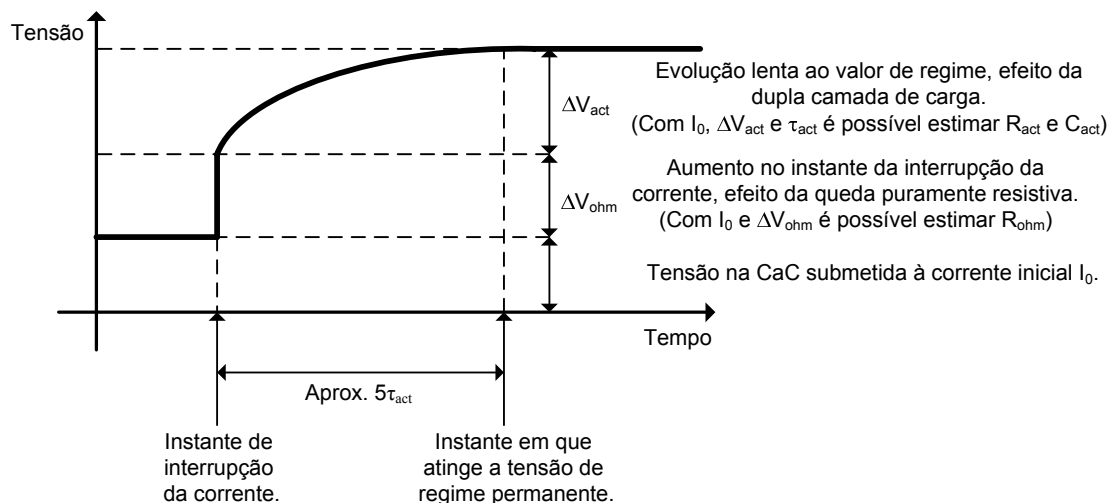


Figura 1.4 – Tensão na CaC durante interrupção da corrente.

A identificação dos parâmetros de um módulo SR-12 de 500W da *Avista Laboratories* utilizando o método da interrupção da corrente, como apresentado na Figura 1.4, foi realizado anteriormente em [10], [11] e [12].

Outra maneira de obter os parâmetros da CaC é utilizando a Espectroscopia de Impedância Eletroquímica ou *Electrochemical Impedance Spectroscopy* (EIS). Essa técnica consiste em injetar uma componente CA através da CaC (sobrepota em nível CC) e medir a tensão da CaC para diferentes frequências dessa componente alternada. Dessa maneira é possível estimar a impedância da CaC para diferentes frequências. Em [13], essa técnica foi utilizada juntamente com a técnica da interrupção da corrente para obter os parâmetros do módulo SR-12, sendo que a Tabela 1.3 mostra os valores obtidos.

Tabela 1.3 – Parâmetros do modelo do módulo de CaC *Avista Laboratories SR-12*.

R_{ohm}	R_{act}	C_{act}
0,203 Ω	0,887 Ω	0,015F

Os parâmetros apresentados na Tabela 1.3 serão utilizados mais à frente durante a modelagem e controle do conversor que virá a ser projetado.

1.6 CONCLUSÃO

Foram apresentados o conceito de CaC, as principais tecnologias existentes, e aspectos relacionados às características estática e dinâmica desses elementos.

Dentre os diferentes tipos apresentados, a PEMFC destaca-se pela sua simplicidade, densidade de potência elevada e ampla faixa de aplicações, sendo o objeto de estudo desse trabalho.

A tensão nos terminais de uma CaC em função da corrente demandada é dependente de perdas relacionadas às reações eletroquímicas e perdas pela resistência elétrica das conexões. Em baixas e em elevadas correntes observa-se característica não-linear (Figura 1.2), sendo significativas as perdas por ativação e as perdas por transporte de massa, respectivamente. Em valores intermediários de corrente, o comportamento é praticamente linear, em função das perdas resistivas.

Além disso, sob condições de transitório, a tensão da CaC adapta-se lentamente ao valor de regime, em virtude do fenômeno denominado dupla camada de carga. Com base nessa característica, foi apresentado um circuito equivalente que modela esse fenômeno juntamente com as perdas resistivas (Figura 1.3). Esse circuito será levado em conta posteriormente na modelagem do conversor.

Alguns trabalhos têm sido realizados com o intuito de reduzir a ondulação de corrente na CaC, principalmente a ondulação em baixa frequência ([14], [15]). Essa ondulação pode causar aquecimento e redução da vida útil da CaC.

Conhecendo algumas características da CaC, tornar-se-ão possíveis nos capítulos posteriores, as definições das especificações de projeto dependentes da fonte de energia utilizada.

CAPÍTULO 2 – BATERIAS

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta um estudo geral sobre baterias, iniciando com a apresentação da estrutura, as formas em que as mesmas podem operar, e esclarecendo aspectos relacionados à capacidade e vida útil desses elementos.

Também são apresentados os principais tipos de baterias disponíveis, explicitando a aplicação de cada uma dessas tecnologias. Neste trabalho é dado um maior enfoque às baterias de chumbo-ácido, normalmente utilizadas em sistemas de geração a partir de células a combustível.

Para as baterias de chumbo-ácido também são apresentados o princípio básico de funcionamento, os níveis de tensão de interesse e alguns dos diferentes métodos de carga.

2.2 ASPECTOS PRINCIPAIS: CONCEITO, ESTRUTURA, CAPACIDADE, E VIDA ÚTIL DE UMA BATERIA

Uma bateria é um dispositivo destinado a transformar energia química potencial em energia elétrica [16]. Ao contrário da CaC, que permanece fornecendo energia enquanto for alimentada com combustível (hidrogênio), as baterias são elementos acumuladores, que descarregam-se após entregar a energia armazenada. Baterias recarregáveis permitem a conexão a uma fonte, que através de um método de carga adequado, entrega energia elétrica para ser convertida novamente em energia química potencial.

Basicamente dois eletrodos são imersos em um eletrólito com o qual realizarão as reações eletroquímicas. Mas na estrutura de uma bateria comercial, placas são associadas com o intuito de aumentar a área de contato com o eletrólito. Conectadas aos respectivos terminais, placas positivas e negativas são intercaladas e separadas por um isolador, normalmente microporoso e feito de borracha ou PVC.

A quantidade de carga que uma bateria pode armazenar é avaliada através da capacidade da bateria. A capacidade nominal de uma bateria consiste no produto da corrente de descarga e do tempo de descarga a uma determinada temperatura, sendo definida em Ampères-hora (Ah). Caso seja desejada a descarga em metade do tempo especificado, a capacidade também diminui, o que quer dizer que a bateria não poderia fornecer o dobro da corrente nesse intervalo.

A capacidade é dependente de parâmetros como: número e dimensões das placas, corrente de descarga, temperatura, método de carga, profundidade de descarga, densidade do eletrólito, idade da célula eletroquímica, entre outros.

Uma bateria pode operar em paralelo, ou seja, passando maior parte de sua vida em flutuação e nesse caso sofrendo esporadicamente descargas de baixa profundidade; ou em operação cíclica, o que significa que na maior parte do tempo encontra-se em processo de carga ou descarga.

A vida útil de uma bateria que opera em paralelo pode ser expressa em tempo de serviço, já a de uma bateria que opera ciclicamente é dada em quantidade de ciclos. Em ambos os casos, a vida útil é dependente da temperatura, do método de carga, da profundidade das descargas e da manutenção da mesma. Tanto as temperaturas elevadas quanto as descargas de grande profundidade comprometem a vida útil da bateria.

2.3 TIPOS DE BATERIAS

As baterias dividem-se de um modo geral em dois grandes grupos: as baterias recarregáveis e as baterias não-recarregáveis (descartáveis). No entanto, esse trabalho se concentra nas baterias recarregáveis, de maneira que apenas essas serão discutidas nessa seção.

Os tipos de baterias existentes apresentam características distintas no que diz respeito à densidade de potência, densidade de energia, vida útil e custo. Essas características devem ser levadas em conta na escolha do tipo a ser utilizado, bem como fatores ligados à segurança e ao mínimo impacto ambiental. Deve-se procurar maximizar o mais importante para o projeto em questão.

Pode-se dividir as baterias quanto à aplicação em três tipos principais: baterias automotivas, baterias para aplicações marítimas e baterias de ciclo profundo.

As baterias automotivas são utilizadas onde é necessário uma corrente elevada durante um intervalo de tempo pequeno (como na partida dos motores de automóveis). Por esse motivo, possuem placas finas (1 mm em média), porém de área grande. Esse tipo de bateria é projetado para descargas de apenas 1 a 5% da capacidade total, podendo ser danificada em descargas mais profundas.

As baterias marítimas constituem um tipo híbrido. Possuindo placas de espessura maior que as automotivas e menor que as de ciclo profundo, essas baterias suportam descargas de até 50%.

As baterias de ciclo profundo são utilizadas em aplicações onde se deseja energia por tempos maiores, permitindo descargas de até 80% várias vezes. Por esse motivo, possuem placas muito mais espessas (4,2mm em média). Empilhadeiras elétricas, veículos de tração (carrinhos de golfe, veículos industriais, etc), ou baterias estacionárias (alimentação de emergência) são alguns exemplos de aplicação desse tipo de bateria [17].

2.3.1 A Bateria de Chumbo-ácido

Amplamente utilizadas na partida de automóveis, as baterias de chumbo-ácido apresentam-se como alternativa confiável e de baixo custo (os principais componentes, chumbo e ácido sulfúrico são baratos) nessa tarefa. Mais de 90% dos veículos automotores utilizam esse tipo de bateria.

Nesse tipo de bateria é difícil determinar e manter o estado de carga, o que consiste em uma desvantagem. A forma de descarga e a temperatura de operação influenciam muito na durabilidade, o que pode ser solucionado com sistemas de monitoramento e controle sofisticados, juntamente com algoritmos de recarga com diferentes etapas controladas. Além disso, as baterias de chumbo-ácido possuem uma densidade de energia menor em relação às outras tecnologias, sendo inadequada pra aplicações onde isso seja necessário, como carros movidos à energia elétrica.

2.3.2 A Bateria de Níquel-cádmio

Muito utilizadas atualmente em aplicações domésticas como câmeras, telefones celulares, ferramentas sem fio, etc. Esse tipo de bateria apresenta uma grande vida útil, muito maior do que uma bateria de chumbo-ácido. Essa característica faz com que o custo inicial mais elevado seja compensado ao longo de alguns anos.

Um grande inconveniente é a presença de metais tóxicos que proporcionam risco ao meio ambiente.

2.3.3 A Bateria de Níquel-metal hidrido

Apresenta uma densidade de energia maior que as de níquel-cádmio, porém uma menor vida útil. Esse tipo de bateria não apresenta metais tóxicos, e é utilizada em aplicações como telefones celulares e computadores portáteis.

2.3.4 A Bateria de Lítio-ion

Utilizadas onde é necessária grande densidade de energia preservando o peso reduzido. Possuem custo elevado e regras de manuseio rigorosas devem ser seguidas para um bom desempenho. Além disso, a deposição de detritos no eletrodo de lítio provoca um curto-circuito interno, reduzindo a vida útil e constituindo uma desvantagem. Essa bateria também possui baixa tolerância à sobrecarga.

2.4 PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DE UMA BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO

Tanto no processo de carga quanto de descarga da bateria, ocorrem basicamente duas reações, uma na placa positiva e outra na placa negativa de uma célula.

As reações podem ser observadas na Figura 2.1.

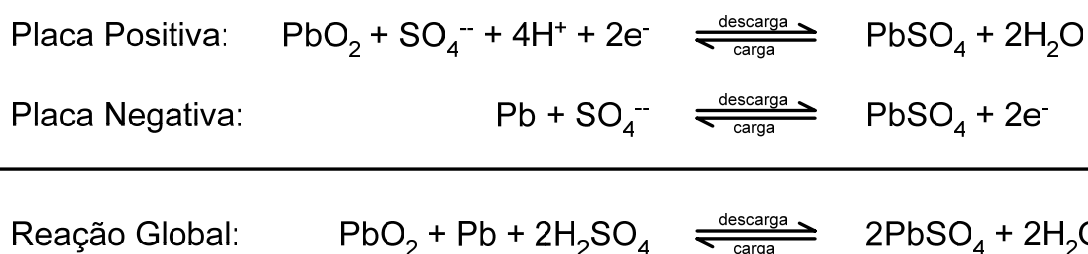


Figura 2.1 – Reações em uma bateria chumbo-ácido na placa positiva, negativa e reação global.

Durante o processo de descarga, na placa negativa, chumbo (Pb) reage com o ânion ácido (SO_4^{--}) presente no eletrólito, tendo como produto da reação sulfato de chumbo (PbSO_4) e a liberação de dois elétrons que circularão pelo circuito externo (carga). Já na placa positiva, óxido de chumbo (PbO_2) reage com o ânion ácido (SO_4^{--}), mais quatro íons H^+ e os dois elétrons vindos da placa negativa via circuito externo, gerando como produtos sulfato de chumbo (PbSO_4) e água (H_2O). A presença da água diminui a concentração de ácido no eletrólito, e conseqüentemente a tensão da bateria.

Durante o processo de carga, a corrente circula em sentido oposto ao da descarga através do circuito externo e as reações também ocorrem de maneira invertida. Na placa

negativa, o sulfato de chumbo (PbSO_4) reage com os dois elétrons vindos de uma fonte externa, produzindo chumbo (Pb) e o ânion ácido (SO_4^{2-}). Na placa positiva, o sulfato de chumbo (PbSO_4) reage com a água (H_2O) produzindo novamente óxido de chumbo (PbO_2), o ânion ácido (SO_4^{2-}), quatro íons H^+ e dois elétrons voltam à fonte presente no circuito externo. Nesse processo, ácido sulfúrico é liberado para o eletrólito, aumentando a concentração de ácido e conseqüentemente a tensão da bateria.

Os processos de carga e descarga podem ser melhor visualizados na Figura 2.2.

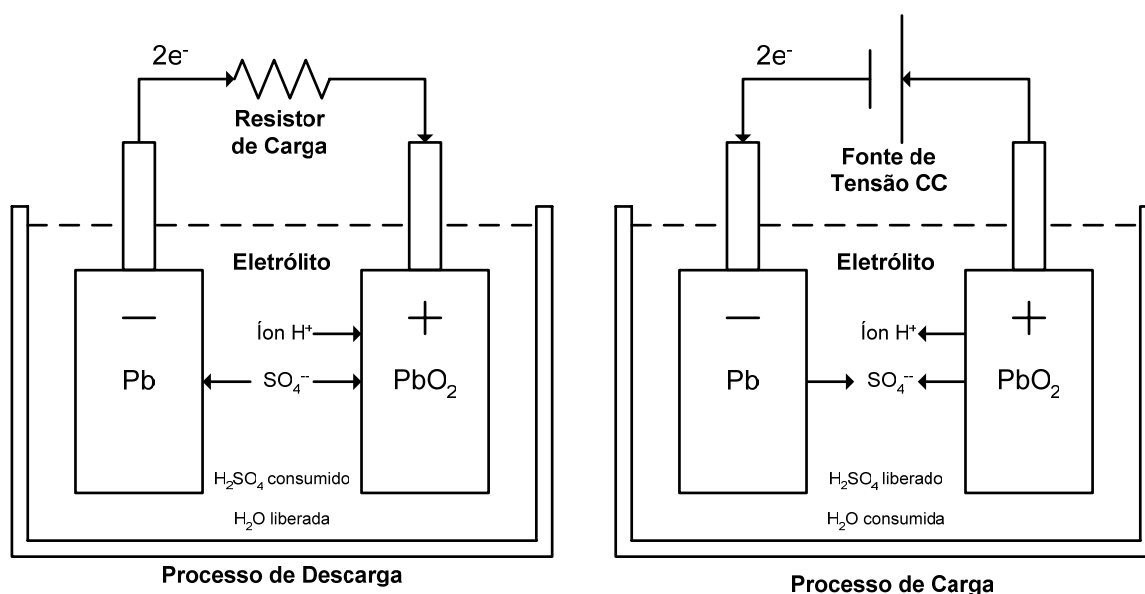


Figura 2.2 – Processos de descarga e carga de uma bateria de chumbo-ácido.

Pode-se também representar o processo de carga e descarga através de uma única reação global que já inclui as reações individuais de cada placa (Figura 2.1).

A regeneração da carga não é total e a capacidade da bateria tende a diminuir em virtude do processo de auto-descarga da placa positiva. O óxido de chumbo (PbO_2) reage com íons H^+ liberando água (H_2O) e oxigênio (O_2). Dessa maneira a concentração de ácido no eletrólito diminui causando também a queda na tensão da bateria. A temperatura influencia a velocidade dessa reação.

Outro processo que ocorre deteriorando a capacidade da bateria é o endurecimento do sulfato de chumbo (PbSO_4), fazendo com que o mesmo não venha a produzir óxido de chumbo na reação (PbO_2) de carga. Esse fenômeno é chamado de sulfatação.

2.5 TENSÃO DE UMA BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO

Para que se possa obter informações sobre o estado de carga de uma bateria, a tensão da mesma deve ser monitorada e comparada com alguns valores de base. Existem quatro estados principais a serem observados [16]:

Estado Descarregado ou de Corte: $V_{\text{bat}} < 1,75 \text{ V/e}$ (Volts/elemento)

Estado Flutuação ou Normal: $V_{\text{bat}} \sim 2,20 \text{ V/e}$

Estado Equalização ou Recarga: $V_{\text{bat}} \sim 2,40 \text{ V/e}$

Estado Sobretensão ou Sobrecarga: $V_{\text{bat}} > 2,70 \text{ V/e}$

A seguir serão apresentados os conceitos de cada um desses estados.

2.5.1 Tensão de Descarga ou de Corte

A tensão de descarga ou de corte consiste na tensão em que a bateria é considerada descarregada. Uma descarga de profundidade maior causaria a danificação da bateria através do processo de sulfatação.

2.5.2 Tensão de Flutuação ou Normal

É a tensão de flutuação ou normal que mantém a bateria carregada. Ela faz-se necessária para compensar a reação de auto-descarga da bateria (placa positiva). Portanto esta tensão deve ser grande o suficiente para evitar a auto-descarga, que diminuiria a capacidade da bateria. Mas ao mesmo tempo não pode ser elevada em demasia de maneira que haja uma corrente de flutuação muito alta e provoque desgaste das placas e redução da vida útil. Esse nível de tensão deve ser cuidadosamente escolhido. Para uma temperatura de 25°C , essa tensão é de $2,20 \text{ V/e}$, no entanto esse valor varia com a temperatura a um coeficiente de aproximadamente $-5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$.

2.5.3 Tensão de Equalização ou Recarga

É na tensão de equalização ou recarga (tensão final de recarga) que a bateria passa do estado de recarga pra o estado de flutuação. Esse valor depende da corrente de carga e da temperatura. Novamente, o coeficiente de variação com a temperatura é de aproximadamente $-5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$.

2.5.4 Tensão de Sobretensão ou Sobrecarga

A partir desse nível de tensão, a bateria encontra-se em sobrecarga. Portanto deve-se também tomar cuidado para que a bateria não seja danificada por esse motivo.

2.6 MÉTODOS DE CARGA

Existem vários métodos que podem ser utilizados para fazer a carga de uma bateria. Os tempos de carga variam de acordo com o método utilizado. Muitas vezes é necessário o monitoramento da tensão, corrente e temperatura da bateria. Dependendo dos valores que cada uma dessas variáveis assumirem, a vida útil da bateria pode ser comprometida. Tendo em vista isso, o sistema de controle da carga deve atuar de maneira que essas situações indesejadas não aconteçam.

Caso a temperatura não seja monitorada, à 25 °C teremos sucesso no processo de carga, porém abaixo dessa temperatura a carga não se completará. Já acima de 25 °C, o sistema ainda estará impondo uma condição de carga na bateria que já estará sendo danificada por sobrecarga [18].

Basicamente existem três métodos principais de carga: métodos por corrente constante, tensão constante ou potência constante. Os métodos podem utilizar algoritmos que controlam tempos de aplicação de valores de corrente e tensão sobre a bateria. Esses métodos de carga também podem mudar com a variação de tais grandezas durante o monitoramento.

Existem vários algoritmos conhecidos para realizar a carga apropriada de baterias dependendo da aplicação ([16],[17]). Dentre esses, pode-se citar três tipos bem conhecidos: o método de carga com dois níveis de tensão, o método de carga com dois níveis de corrente e o método de carga com corrente pulsada.

2.6.1 Método de Carga com Dois Níveis de Tensão

Consiste de três etapas básicas:

1ª Etapa – A corrente de carga é limitada a um valor máximo I_{\max} até que a tensão da bateria atinja o valor da tensão final de recarga, ou tensão de equalização.

2ª Etapa – A tensão de equalização é mantida até que a corrente na bateria caia a um valor mínimo I_{\min} .

3ª Etapa – No início dessa etapa, passa a ser mantida tensão de flutuação sobre a bateria. Essa é a etapa de manutenção, na qual a corrente através da bateria é muito pequena, apenas para compensar o processo de auto-descarga.

2.6.2 Método de Carga com Dois Níveis de Corrente

Consiste de duas etapas básicas:

1ª Etapa – A corrente de carga é mantida no valor máximo I_{\max} até que a tensão da bateria atinja a tensão de equalização.

2ª Etapa – Durante essa etapa são aplicados pulsos de corrente de carga sendo que o valor médio é igual ao valor mínimo I_{\min} . Essa é a fase de manutenção.

2.6.3 Método de Carga com Corrente Pulsada

Consiste de duas etapas básicas:

1ª Etapa – A corrente de carga é mantida no valor máximo I_{\max} até que a tensão de saída atinja o valor da tensão de equalização.

2ª Etapa – A corrente na bateria é removida ao início dessa etapa. A tensão passa a cair até que atinja o valor da tensão de flutuação. Quando isso acontece, a corrente de carga é restabelecida até que se atinja novamente a tensão de equalização. Após isso o ciclo é reiniciado. Essa é a etapa destinada a fazer a manutenção da carga.

A evolução das variáveis tensão e corrente na bateria para cada um desses três métodos descritos pode ser observado na Figura 2.3.

Além dos métodos apresentados, existem também métodos mais simples que podem apresentar bons resultados. Um deles é o método a um nível de corrente e um nível de tensão. Nesse método de carga, na primeira etapa a corrente é mantida constante até que a tensão atinja o valor da tensão de equalização. Durante a segunda etapa, é mantida a tensão de flutuação. Enquanto mantida a tensão de flutuação a corrente cai até valores pequenos correspondentes à corrente de flutuação.

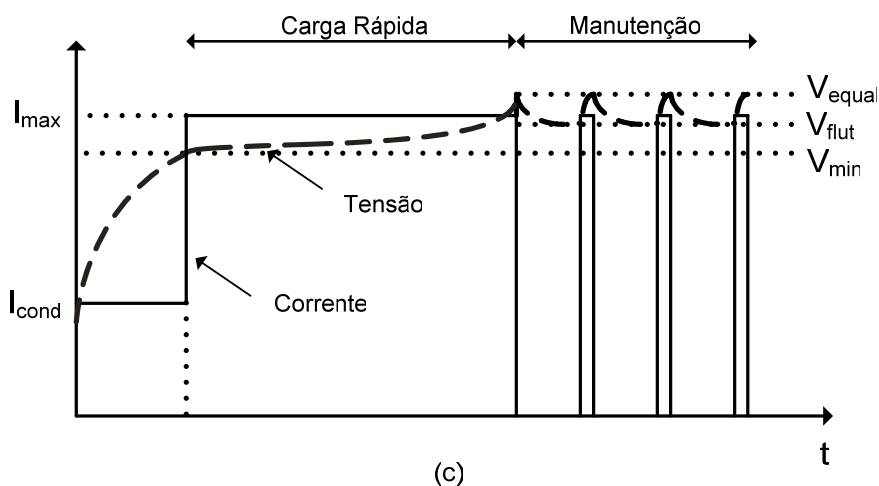
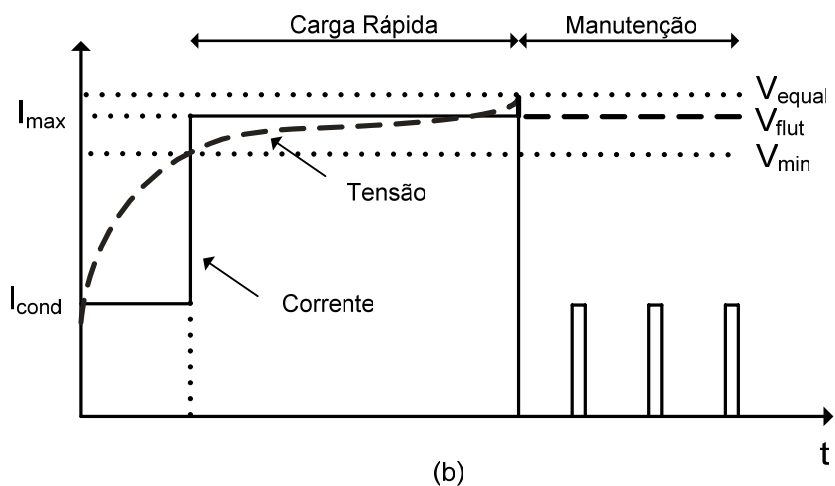
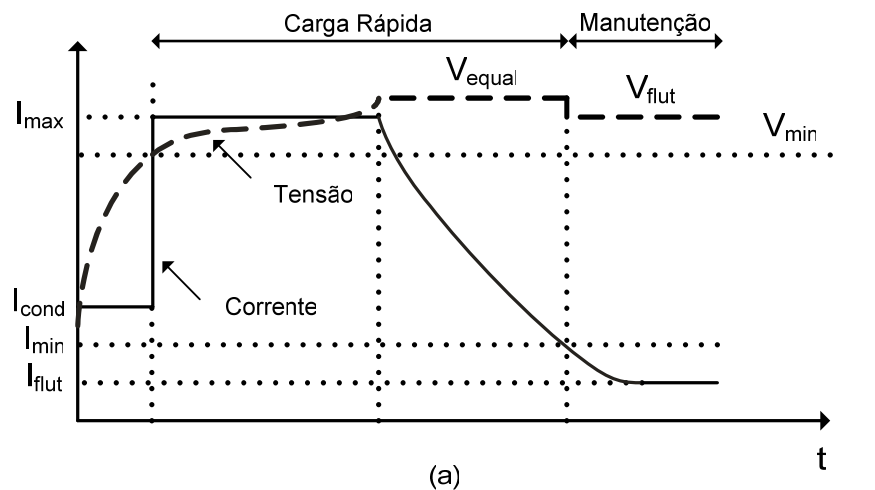


Figura 2.3 – Três dos tipos mais conhecidos de métodos de carga:
 (a) Método de carga com dois níveis de tensão.
 (b) Método de carga com dois níveis de corrente.
 (c) Método de carga com corrente pulsada.

2.7 CARACTERÍSTICAS DO BANCO DE BATERIAS UTILIZADO

Para a utilização no sistema proposto, foram escolhidas baterias do tipo chumbo-ácido do fabricante Moura. Foi montado um banco com quatro baterias estacionárias da família Moura Clean, com tensão nominal de 12V e capacidade de 36Ah (a menor capacidade da família). As correntes de descarga dessa bateria podem ser observadas na Figura 2.4, segundo informações do catálogo do fabricante.

Modelo	Horas																	
	20	10	9	8	7	6	5	4,5	4	3,5	3	2,5	2	1,5	1	0,75	0,5	0,25
12MF36 12MC36	1,8	3,2	3,5	3,9	4,3	4,9	5,7	6,2	6,8	7,6	8,6	9,9	11,8	14,7	19,8	24,3	32,0	48,9
12MF45 12MC45	2,3	4,1	4,4	4,9	5,4	6,2	7,2	7,8	8,6	9,5	10,8	12,4	14,8	18,4	24,8	30,4	40,1	61,2
12MF63 12MC63	3,2	5,7	6,2	6,8	7,6	8,2	10,0	10,9	12,0	13,3	15,0	17,4	20,6	25,7	34,6	42,5	56,1	85,7
12MF105 12MC105	5	9	10	11	13	14	17	18	20	22	25	29	34	43	58	71	94	143
12MF150 12MC150	8	13	15	16	18	20	24	26	28	32	36	41	49	60	81	99	130	196
12MF175 12MC175	9	16	17	19	21	24	27	30	33	36	41	48	56	70	95	116	152	231
12MF220 12MC220	11	20	21	23	26	30	34	37	41	46	52	60	71	88	118	145	191	289

Figura 2.4 – Descarga máxima em ampères da bateria Moura Clean, a 25°C e diferentes regimes de descarga.

Essa bateria possui maior resistência à variação da temperatura que as baterias tradicionais e menor emissão de gases ácidos, tornando-a atrativa e justificando o custo um pouco mais elevado, como mostram os dados do fabricante da Figura 2.5.

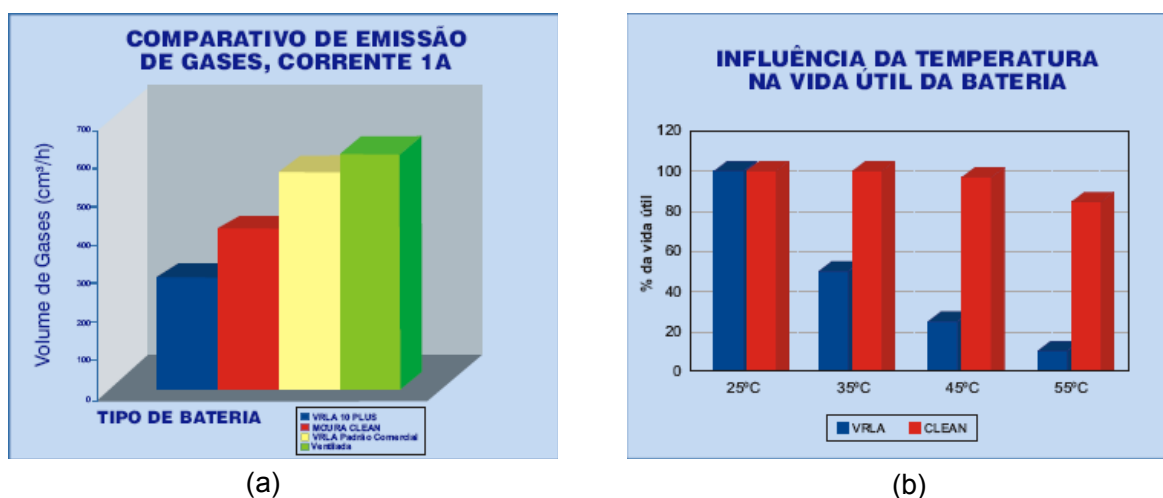


Figura 2.5 – Comparações com outros tipos de baterias: (a) quanto à emissão de gases, (b) quanto à influência da temperatura na vida útil da bateria.

2.8 MODELAGEM DE UMA BATERIA

As baterias estão presentes em muitos dos sistemas elétricos que utilizamos. O comportamento desses elementos é não-linear, dependendo da temperatura, da vida útil e do estado de carga da mesma. Por esse motivo, às vezes é difícil estimar de maneira precisa os parâmetros internos desses dispositivos. Por outro lado, é possível utilizar modelos lineares capazes de representar o comportamento das baterias com aproximação suficiente para fins de projeto.

Várias técnicas de modelagem de baterias são conhecidas da literatura, como em [19], onde são apresentados os modelos ideal, linear e Thévenin, nessa mesma ordem em complexidade.

Modelo ideal: A bateria é representada através de uma fonte de tensão. Trata-se do modelo mais simples, onde não são considerados os parâmetros internos da bateria.

Modelo linear: Nesse modelo é considerada também a resistência interna da bateria. O circuito elétrico equivalente passa a ser composto por uma fonte de tensão em série com uma resistência. Tanto a fonte de tensão quanto a resistência são funções do estado de carga e de outros parâmetros.

Modelo Thévenin: É composto por uma fonte de tensão com o valor da tensão em circuito aberto da bateria, uma resistência interna e uma combinação paralela de um resistor e um capacitor. A combinação RC paralela representa o comportamento da tensão se adaptando lentamente às variações de carga. (A disposição dos componentes do circuito equivalente desse modelo é igual ao apresentado no capítulo anterior pra a CaC.).

Por sua simplicidade, utilizar-se-á como circuito elétrico equivalente do banco de baterias uma fonte de tensão em série com uma resistência, baseado no modelo linear descrito.

Em [19] é apresentado um ensaio onde os parâmetros de um banco de baterias são estimados para os modelos ideal, linear e Thévenin. Com base no mesmo procedimento de laboratório, foi estimado o parâmetro relativo à parte resistiva a ser utilizado no modelo linear.

O banco de baterias foi deixado em aberto durante algumas horas para a estabilização completa da tensão. Após isso, uma carga resistiva de $15,5\Omega$ foi conectada ao banco, enquanto a tensão sobre o mesmo era monitorada. A forma de onda da tensão sobre o banco de baterias, utilizada para estimar a resistência interna, é apresentada na Figura 2.6.

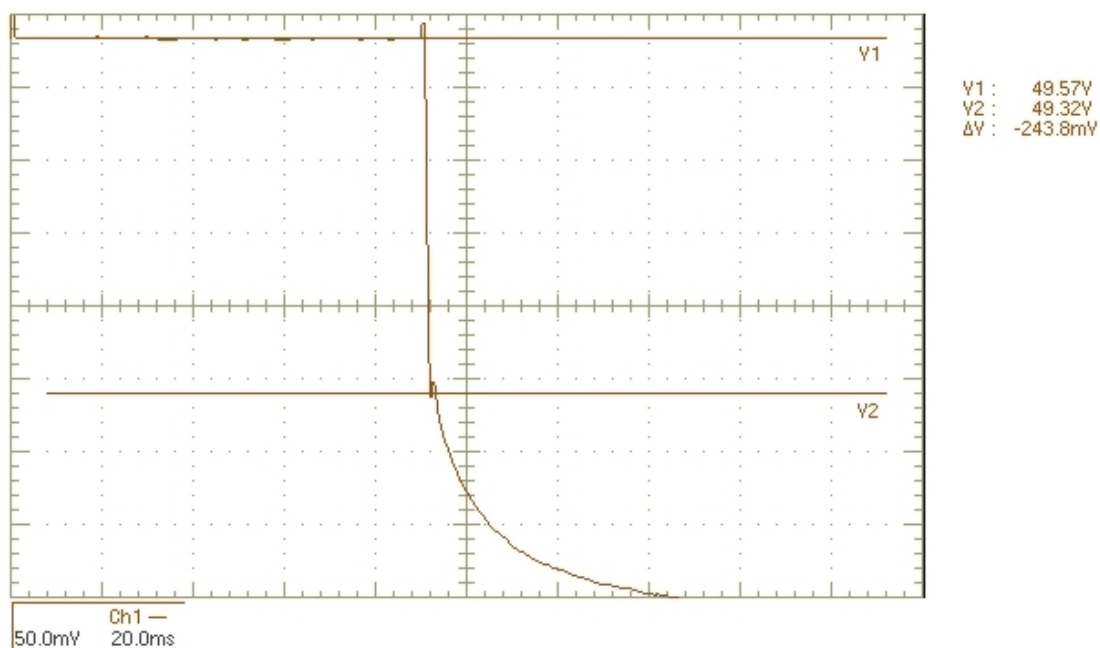


Figura 2.6 – Tensão sobre o banco de baterias durante a conexão de uma carga resistiva.

Quando se dá a conexão de uma carga ao circuito equivalente utilizado (apresentado na Figura 2.7), a tensão logo após a conexão pode ser calculada como mostra a equação (2.1). O parâmetro E representa a tensão em circuito aberto e pode ser lida diretamente da Figura 2.6. Já R_{bat} , representa a resistência interna do banco de baterias.

$$V_{b0+} = \frac{R_L}{R_L + R_{bat}} \cdot E \quad (2.1)$$

Ao isolar o parâmetro que se deseja encontrar (R_{bat}) na equação (2.1) e substituir valores extraídos da Figura 2.6, obtém-se o resultado da equação (2.2).

$$R_{bat} = R_L \cdot \frac{(E - V_{b0+})}{V_{b0+}} = 15,5\Omega \cdot \frac{(49,57V - 49,32V)}{49,32V} = 0,079\Omega \quad (2.2)$$

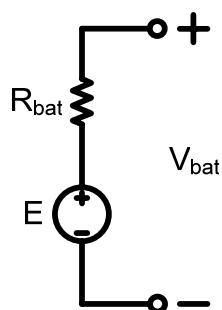


Figura 2.7 – Circuito equivalente de uma bateria para o modelo linear.

Assim, ficam definidos os parâmetros para o modelo linear a ser utilizado posteriormente em projeto e simulação do sistema proposto.

2.9 CONSIDERAÇÕES SOBRE A UTILIZAÇÃO DE BATERIAS EM SISTEMAS COM CaC

A utilização de CaCs requer interligação adequada ao restante do sistema. Cargas sensíveis comumente utilizadas apresentam características não-lineares e requerem tensão regulada para operar. Normalmente apresentam mudanças repentinas na demanda de potência e as CaCs não operam apropriadamente em condições de transitório. Nessas condições, pode haver irregularidades eletroquímicas e térmicas, diminuindo a vida útil da CaC.

Por esse motivo, usualmente utilizam-se baterias em conjunto com as CaCs. Quando a CaC está entrando em operação (aquecendo) a bateria pode suprir a energia solicitada pela carga. Caso hajam mudanças abruptas na potência solicitada pela carga, a bateria fornece o adicional de potência, e a CaC continua operando em sua potência nominal. Já quando a demanda diminui, a CaC passa a carregar o banco de baterias novamente desde que esteja dentro dos limites de potência da mesma [20].

2.10 CONCLUSÃO

Foram apresentados os conceitos básicos relacionados à utilização das tecnologias de baterias. É importante ressaltar que cuidados devem ser tomados para que se maximize a vida útil da bateria. Os métodos de carga e descarga devem respeitar capacidade, profundidade máxima de descarga e limites de temperatura. O monitoramento da tensão deve ser realizado levando em conta as variações dos níveis de interesse (corte, flutuação, equalização, sobrecarga) em função da temperatura. Aliado a isso, faz-se necessária a manutenção adequada dos acumuladores.

Foram apresentadas as principais tecnologias de baterias, das quais se deve escolher a mais adequada dependendo da aplicação. Dentre essas diferentes tecnologias, a bateria de chumbo-ácido se apresenta como alternativa de grande disponibilidade, simplicidade e baixo custo. Esses fatores justificam a sua utilização.

Por outro lado, nesse tipo de bateria são mais apropriados métodos de carga com diferentes etapas e com controle adequado, pois deles, bem como da temperatura, a vida útil é fortemente dependente. Esses métodos, exigem o monitoramento de um número maior de variáveis e algoritmos mais complexos. Mas às vezes, dependendo do projeto, pode se desejar uma maior simplicidade.

CAPÍTULO 3 – ANÁLISE E PROJETO DA ETAPA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR *BOOST*

3.1 INTRODUÇÃO

A fim de proporcionar a interligação entre uma fonte e uma carga, adaptando os níveis de tensão desses e ao mesmo tempo respeitando as limitações de cada um, utiliza-se um conversor adequado para realizar essa tarefa.

No caso em questão, o conversor é alimentado por um módulo gerador de energia a partir de células a combustível e deseja-se pequena ondulação na corrente de entrada. A saída do conversor é conectada a um banco de baterias com tensão superior à tensão de entrada. Visando atender a essas necessidades, é empregado o conversor CC-CC *Boost* (elevador).

A tensão nos terminais das células a combustível diminui com o aumento da corrente demandada. Já a tensão no banco de baterias se altera durante o processo de carga ou descarga. O conversor deve operar dentro dessas faixas de variação da tensão de entrada e de saída.

A seguir é apresentada uma análise do conversor, metodologia de projeto e dimensionamento dos componentes.

3.2 A ESTRUTURA DO CONVERSOR *BOOST*

A Figura 3.1 apresenta a estrutura de potência do conversor *Boost*.

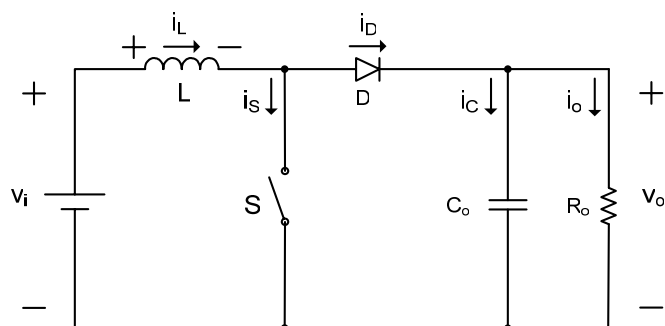


Figura 3.1 – Estrutura de potência do conversor *Boost*.

3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

No modo de condução contínua (MCC) o conversor *Boost* apresenta duas etapas de operação que são aqui descritas.

Durante a primeira etapa de operação, o interruptor S está em condução. Através dele flui a corrente do indutor L, que armazena energia proveniente da fonte V_i . O diodo D encontra-se bloqueado, tendo como tensão reversa a tensão de saída V_o . O capacitor C_o , por sua vez, fornece energia ao resistor de carga R_o . Essa etapa termina quando o interruptor S é bloqueado. A primeira etapa de operação está representada na Figura 3.2.

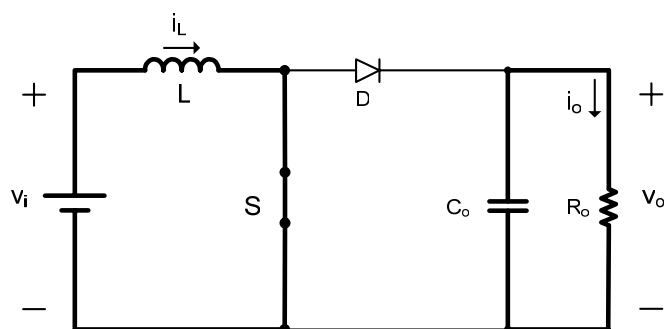


Figura 3.2 – Primeira etapa de operação.

Durante a segunda etapa de operação, o diodo D está em condução. Através dele flui a corrente do indutor L, que juntamente com a fonte V_i transfere energia ao capacitor C_o e ao resistor de carga R_o . A tensão de saída é aplicada ao interruptor S, que se encontra bloqueado. Essa etapa termina quando o interruptor S entra novamente em condução, retornando à primeira etapa. A segunda etapa de operação está representada na Figura 3.3.

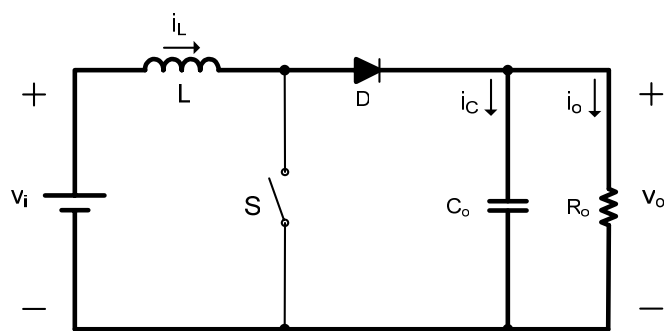


Figura 3.3 – Segunda etapa de operação.

3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A Figura 3.4 apresenta as principais formas de onda para o conversor *Boost* operando no modo de condução contínua e em regime permanente. A tensão de saída é representada por seu valor médio, desprezando a ondulação da mesma.

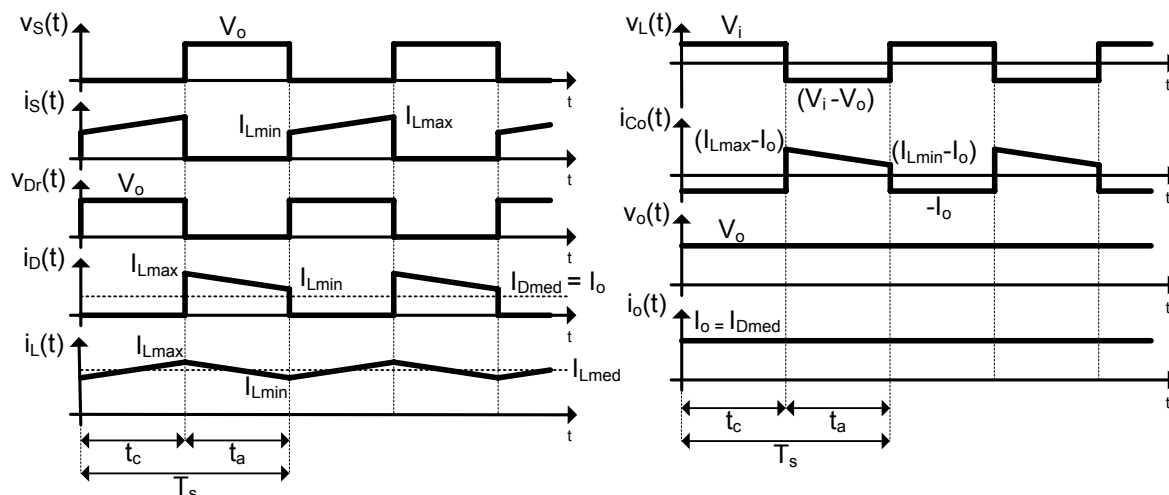


Figura 3.4 – Principais formas de onda do conversor Boost em condução contínua.

3.5 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

Sabendo a frequência de comutação f_s , o período de comutação T_s do conversor é definido como apresentado na equação (3.1).

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.1)$$

No intervalo de tempo t_c o interruptor encontra-se em condução, é o tempo correspondente à primeira etapa. Já o intervalo de tempo relativo à segunda etapa é dado por t_a , quando o interruptor encontra-se bloqueado.

Assim, pode-se definir a razão cíclica pela equação (3.2) e os intervalos de tempo de cada etapa de operação do conversor através das equações (3.3) e (3.4).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (3.2)$$

$$t_c = D \cdot T_s \quad (3.3)$$

$$t_a = (1 - D) \cdot T_s \quad (3.4)$$

O ganho estático do conversor q é a relação entre as tensões de entrada e de saída, como mostra a equação (3.5).

$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.5)$$

A equação que descreve o comportamento do ganho em função da razão cíclica pode ser obtida sabendo que a tensão média no indutor em um período de comutação é nula em regime permanente. Assim, calculando a tensão média no indutor, baseando-se na forma de onda da Figura 3.4, tem-se a equação (3.6).

$$V_{Lmed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{t_c} V_i \cdot dt + \int_0^{t_a} (V_i - V_o) \cdot dt \right) = 0 \quad (3.6)$$

Resolvendo a equação (3.6) e conhecendo as relações anteriormente estabelecidas em (3.3), (3.4) e (3.5), obtém-se a equação (3.7).

$$q = \frac{1}{1-D} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) pode ser utilizada para traçar a curva da Figura 3.5.

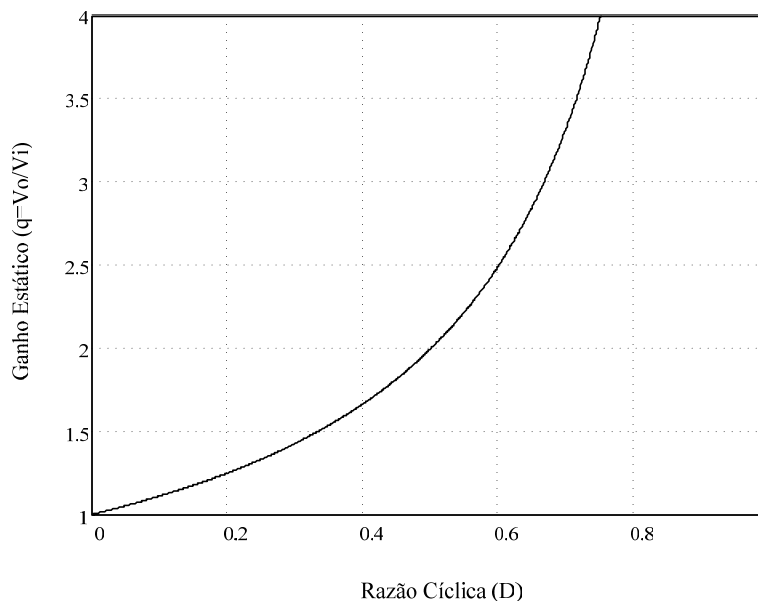


Figura 3.5 – Característica estática do conversor Boost.

3.6 O INDUTOR

3.6.1 Cálculo da Indutância

A ondulação de corrente na entrada do conversor ΔI_L depende do valor da indutância de filtragem. O equacionamento a seguir mostra como se dá essa relação. Tem-se a seguinte relação (3.8) conhecida para o indutor.

$$v_L = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Para elevadas frequências de comutação pode-se utilizar a equação (3.9).

$$v_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Através da Figura 3.4, observando a tensão no indutor durante a primeira etapa de operação, pode-se reescrever a equação (3.9) e obter a equação (3.10).

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_c} \quad (3.10)$$

Conhecendo as equações (3.1) e (3.3), e substituindo na equação (3.10), resulta na equação (3.11).

$$L = \frac{D \cdot V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.11)$$

Mas considerando que há a variação da tensão de entrada, pode-se verificar o efeito na ondulação de corrente. Isolando a razão cíclica D na equação (3.7), substituindo na equação (3.11) e reordenando os termos, tem-se a equação (3.12).

$$\Delta I_L \cdot f_s \cdot L = V_i \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) \quad (3.12)$$

Efetuada uma parametrização, dividindo ambos os lados da igualdade (3.12) por $V_{i\max}$, podem-se escrever as equações (3.13) e (3.14).

$$\frac{\overline{\Delta I_L}}{V_{i\max}} = \frac{\Delta I_L \cdot f_s \cdot L}{V_{i\max}} \quad (3.13)$$

$$\frac{\overline{\Delta I_L}}{V_{i\max}} = \frac{V_i}{V_{i\max}} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) \quad (3.14)$$

Tendo a equação (3.14) é possível traçar as curvas da Figura 3.6, tendo a ondulação de corrente parametrizada em função do ganho estático q , e tomando $V_i/V_{i\max}$ como parâmetro.

Para uma dada tensão de entrada V_i e ganho estático q pode-se estabelecer um limite para as curvas da Figura 3.6 baseado na tensão máxima de saída do conversor. A equação (3.15) representa a situação limite.

$$q \cdot V_i = V_{o\max} \quad (3.15)$$

Isolando V_i na equação (3.15) e substituindo na equação (3.13) obtém-se a equação (3.16) para a ondulação de corrente parametrizada limite $\overline{\Delta I_{L\lim}}$. Com a equação (3.16) é possível traçar a curva limite para um dado projeto onde se conhece $V_{o\max}$.

$$\frac{\overline{\Delta I_{L\lim}}}{V_{i\max}} = \frac{V_{o\max}}{q \cdot V_{i\max}} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) \quad (3.16)$$

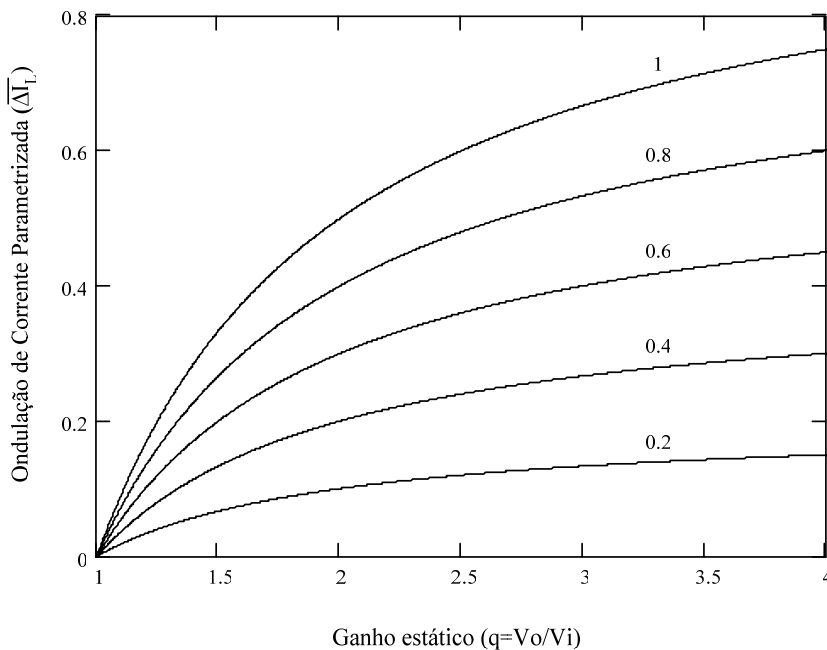


Figura 3.6 – Ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I_L}$ variando V_i/V_{imax} como parâmetro.

3.6.2 Projeto Físico do Indutor

A corrente média através do enrolamento do indutor (corrente média de entrada) é calculada como apresentado na equação (3.17).

$$I_{Lmed} = I_i = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} \quad (3.17)$$

Dessa forma, a corrente máxima no indutor, que ocorre em potência nominal, pode ser obtida através da equação (3.18).

$$I_{Lmax} = I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lnom}}{2} \quad (3.18)$$

A escolha do núcleo para o qual o projeto será realizado pode ser feita com o auxílio da equação (3.19) [21].

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (3.19)$$

Desprezando a ondulação de corrente, e adaptando a unidade de $AeAw$ para cm^4 , pode-se adotar a equação (3.20).

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.20)$$

As grandezas e unidades envolvidas na equação (3.20) são:

A_e [cm²] – Área efetiva da perna central do núcleo;

A_w [cm²] – Área disponível na janela do carretel;

L [H] – Indutância;

I_{Lmax} [A] – Corrente máxima no enrolamento do indutor;

k_w – Fator de ocupação da janela do carretel;

B_{max} [T] – Máxima densidade de fluxo magnético;

J_{max} [A/cm²] – Máxima densidade de corrente elétrica.

Conhecendo os dados do núcleo escolhido através da equação (3.20), calcula-se o número de espiras através da equação (3.21).

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (3.21)$$

O resultado da equação (3.21) é arredondado para cima para que se obtenha um valor inteiro de espiras.

O cálculo do entreferro necessário é feito com o auxílio da equação (3.22).

$$\delta = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} \cdot 10^{-2} \quad (3.22)$$

Como o fluxo magnético se divide, para cada perna lateral do núcleo tem-se a metade do valor calculado na equação (3.22), resultando em (3.23).

$$l_g = \frac{\delta}{2} \quad (3.23)$$

A área de seção do condutor necessária, desprezando a ondulação de corrente, é calculada através da equação (3.24).

$$S_e = \frac{I_{Lmax}}{J_{max}} \quad (3.24)$$

Caso seja considerado o efeito pelicular no condutor, a profundidade de penetração é calculada através da equação (3.25).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (3.25)$$

Dessa forma, o diâmetro máximo que o condutor poderá ter para que haja bom aproveitamento é dado pela equação (3.26).

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.26)$$

Através das equações (3.24), (3.25) e (3.26), pode-se fazer a escolha da bitola do condutor.

Conhecendo os dados do condutor, o número de condutores em paralelo, é dado pela equação (3.27).

$$n_{cond} = \frac{S_e}{S_{cobre}} \quad (3.27)$$

No resultado da equação (3.27) efetua-se arredondamento para obter o próximo valor inteiro.

A área ocupada pelos enrolamentos é dada pela equação (3.28).

$$Aw_{min} = \frac{N \cdot n_{cond} \cdot S_{isolado}}{k_w} \quad (3.28)$$

Na equação (3.28):

n_{cond} = número de condutores no chicote;

$S_{isolado}$ [cm²] = área da seção de cada fio com isolamento.

O projeto pode ser executado se a relação entre a área ocupada pelos enrolamentos e a área disponível na janela for menor ou igual à unidade. Dessa maneira a equação (3.29) deve ser respeitada.

$$\frac{Aw_{min}}{Aw} \leq 1 \quad (3.29)$$

3.6.3 Cálculo Térmico do Indutor

Conhecendo os dados do condutor escolhido, o comprimento do chicote é dado pela equação (3.30).

$$l_{chicote} = l_{me} \cdot N \quad (3.30)$$

A resistência do enrolamento é dada pela equação (3.31).

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{cond}} \quad (3.31)$$

As perdas joule no enrolamento podem ser calculadas com a equação (3.32).

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{Lef}^2 \quad (3.32)$$

As perdas magnéticas no núcleo podem ser calculadas através da equação (3.33).

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (3.33)$$

O total de perdas no indutor pode ser calculado pela equação (3.34).

$$P_{\text{totais}} = P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}} \quad (3.34)$$

A resistência térmica do núcleo é calculada através da equação (3.35).

$$Rt_{\text{nucleo}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \quad (3.35)$$

A elevação de temperatura do indutor pode ser obtida pela equação (3.36).

$$\Delta T = P_{\text{totais}} \cdot Rt_{\text{nucleo}} \quad (3.36)$$

3.7 O CAPACITOR

3.7.1 Cálculo da Capacitância

A ondulação de tensão na saída do conversor ΔV_o depende do valor da capacitância de filtragem. O equacionamento a seguir mostra como se dá essa relação. Tem-se a seguinte relação (3.37) conhecida para o capacitor.

$$i_{C_o} = C_o \cdot \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} \quad (3.37)$$

Para elevadas frequências de comutação pode-se utilizar a equação (3.38).

$$i_{C_o} = C_o \cdot \frac{\Delta V_{C_o}}{\Delta t} \quad (3.38)$$

Através da Figura 3.4, observando a corrente no capacitor durante a primeira etapa de operação e sabendo que a tensão sobre o capacitor é a tensão de saída, pode-se reescrever a equação (3.38) e obter a equação (3.39).

$$I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_o}{t_c} \quad (3.39)$$

Conhecendo as equações (3.1) e (3.3), e substituindo na equação (3.39), resulta na equação (3.40).

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_C \cdot f_s} \quad (3.40)$$

A corrente de carga I_o é dada pela equação (3.41).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.41)$$

3.7.2 Resistência Série-Equivalente Máxima

Um capacitor real possui também uma resistência interna (não-idealidade) que não pode ultrapassar certo valor sob pena de se obter uma ondulação de tensão maior do que a esperada. A R_{se} máxima do capacitor é dada pela relação entre a ondulação de tensão máxima no capacitor e a ondulação de corrente máxima no capacitor. No caso do conversor *Boost* tem-se a equação (3.42).

$$R_{se_{\max}} = \frac{\Delta V_o}{I_{L_{\max}}} \quad (3.42)$$

3.7.3 Corrente Eficaz

Como terceiro critério na escolha do capacitor, é necessário conhecer a corrente eficaz máxima sobre o mesmo.

Analisando a forma de onda da corrente no capacitor na Figura 3.4, e sabendo que o valor médio da corrente no capacitor é nulo, pode-se escrever a equação (3.43).

$$I_{Co_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{t_c} (-I_o) \cdot dt + \int_0^{t_a} I_{Co_2} \cdot dt \right) = 0 \quad (3.43)$$

Na equação (3.43), I_{Co_2} representa o valor da corrente no capacitor, na segunda etapa de operação, desprezando a ondulação de corrente no indutor.

Resolvendo a equação (3.43) e conhecendo as equações (3.3) e (3.4) tem-se a corrente no capacitor na segunda etapa apresentada na equação (3.44).

$$I_{Co_2} = \frac{D}{1-D} \cdot I_o \quad (3.44)$$

A corrente eficaz no capacitor é dada pela equação (3.45).

$$I_{Co_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{t_c} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{t_a} I_{Co_2}^2 \cdot dt \right)} \quad (3.45)$$

Substituindo as equações (3.3), (3.4) e (3.44) na equação (3.45) e desenvolvendo, pode-se obter a equação

$$I_{Co_ef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (3.46)$$

Ou ainda, isolando D na equação (3.7) e substituindo na equação (3.46) tem-se a equação (3.47).

$$I_{Co_ef} = I_o \cdot \sqrt{q-1} \quad (3.47)$$

3.8 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Para que seja possível o correto dimensionamento dos semicondutores, do indutor de filtragem e do capacitor de saída do conversor, é necessário o cálculo dos esforços sobre esses elementos. Nesse item será realizado o equacionamento necessário antes da etapa de projeto.

3.8.1 Tensão Máxima no Interruptor

Quando o interruptor encontra-se bloqueado, a tensão máxima em seus terminais é dada pela equação (3.48).

$$V_{Smax} = V_{o\max} + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (3.48)$$

3.8.2 Corrente Máxima no Interruptor

A corrente máxima através do interruptor é igual à corrente máxima do indutor. Assim, conhecendo a corrente máxima do indutor I_{Lmax} apresentada anteriormente na equação (3.18), tem-se a equação (3.49).

$$I_{Smax} = I_{Lmax} \quad (3.49)$$

3.8.3 Corrente Média no Interruptor

Desprezando a ondulação de corrente no indutor para simplificar o cálculo e conhecendo a equação (3.3), a corrente média no interruptor I_{Smed} é dada pela equação (3.50).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_c} I_{Lmed} \cdot dt \quad (3.50)$$

Conhecendo a equação (3.3) e resolvendo a equação (3.50), obtém-se a equação (3.51).

$$I_{Smed} = I_{Lmed} \cdot D \quad (3.51)$$

3.8.4 Corrente Eficaz no Interruptor

Desprezando a ondulação de corrente no indutor para simplificar o cálculo, a corrente eficaz no interruptor é dada pela equação (3.52).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_c} I_{Lmed}^2 \cdot dt} \quad (3.52)$$

Conhecendo a equação (3.3) e resolvendo a equação (3.52), obtém-se a equação (3.53).

$$I_{Sef} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{D} \quad (3.53)$$

3.8.5 Tensão Reversa Máxima no Diodo

Quando o diodo encontra-se bloqueado, a tensão reversa máxima em seus terminais é dada pela equação (3.54).

$$V_{Dr_max} = V_{o_max} + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (3.54)$$

3.8.6 Corrente Máxima no Diodo

A corrente máxima no diodo I_{Dmax} é igual à corrente máxima no interruptor I_{Smax} apresentada anteriormente na equação (3.49). Assim tem-se a igualdade (3.55).

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} \quad (3.55)$$

3.8.7 Corrente Média no Diodo

Desprezando a ondulação de corrente no indutor para simplificar o cálculo e conhecendo a equação (3.4), a corrente média no diodo I_{Dmed} é dada pela equação (3.56)

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_a} I_{Lmed} \cdot dt \quad (3.56)$$

Conhecendo a equação (3.4) e resolvendo a equação (3.56), obtém-se a equação (3.57).

$$I_{Dmed} = I_{Lmed} \cdot (1 - D) \quad (3.57)$$

3.8.8 Corrente Eficaz no Diodo

Desprezando a ondulação de corrente no indutor para simplificar o cálculo, a corrente eficaz no diodo I_{Def} é dada pela equação (3.58).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_a} I_{Lmed}^2 \cdot dt} \quad (3.58)$$

Conhecendo a equação (3.4) e resolvendo a equação (3.58), obtém-se a equação (3.59).

$$I_{Def} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.59)$$

3.9 CÁLCULO TÉRMICO DOS SEMICONDUTORES

Os componentes eletrônicos apresentam limites de temperatura estabelecidos pelos fabricantes que não podem ser ultrapassados. Conhecidos os esforços sobre os semicondutores, é necessário o cálculo dos níveis de temperatura que esses componentes atingirão e a avaliação da necessidade de se utilizar dissipadores de calor.

3.9.1 Perdas no Interruptor

Perdas em condução do interruptor

Utilizando MOSFET como interruptor, as perdas em condução dependem da resistência em condução e da corrente eficaz no mesmo. O valor disponível no catálogo do componente para a resistência em condução $R_{DS(on)}$ deve ser corrigido através da curva de resistência normalizada $R_{DS(on)_norm}$ em função da temperatura da junção do componente.

Assim, pode-se obter a resistência na temperatura de projeto através do catálogo e utilizar o valor corrigido como mostra a equação (3.60).

$$R_{DS(on)_corrig} = R_{DS(on)} \cdot R_{DS(on)_norm} \quad (3.60)$$

Conhecendo a resistência corrigida, calcula-se as perdas em condução através da equação (3.61).

$$P_{cond_S} = R_{DS(on)_corrig} \cdot I_{Sef}^2 \quad (3.61)$$

Perdas de comutação do interruptor

As perdas de comutação são calculadas em função dos tempos de entrada em condução e de bloqueio do interruptor (t_r e t_f), da frequência de comutação f_s e dos valores máximos de tensão e corrente sobre o mesmo (V_{Smax} e I_{Smax}). O cálculo é realizado como apresenta a equação (3.62) [21].

$$P_{com_S} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot V_{Smax} \cdot I_{Smax} \quad (3.62)$$

Perdas totais no interruptor

O total de perdas no interruptor é calculado pela soma das perdas em condução e das perdas de comutação, como apresentado na equação (3.63).

$$P_{totais_S} = P_{cond_S} + P_{com_S} \quad (3.63)$$

3.9.2 Perdas no Diodo

Perdas em condução no diodo

O cálculo das perdas em condução no diodo é feito com base nos esforços no diodo e nos dados do fabricante sobre a queda de tensão direta máxima V_{TO} e da resistência série r_t . A equação (3.64) mostra como é realizado o cálculo.

$$P_{cond_D} = V_{TO} \cdot I_{Dmed} + r_t \cdot I_{Def}^2 \quad (3.64)$$

Perdas de comutação no diodo

A carga armazenada na recuperação pode ser calculada pela equação (3.65).

$$Q_{rr} = \frac{t_{rr} \cdot i_r}{2} \quad (3.65)$$

Na equação (3.65), t_{rr} é o tempo de recuperação reversa máximo e i_r é a corrente reversa instantânea máxima. Conhecendo o valor de Q_{rr} , pode-se empregar a equação (3.66) para o cálculo das perdas de comutação.

$$P_{com_D} = Q_{rr} \cdot f_s \cdot V_{Dmax} \quad (3.66)$$

Perdas totais no diodo

O total de perdas no diodo é calculado pela soma das perdas em condução e das perdas de comutação, como apresentado na equação (3.67).

$$P_{totais_D} = P_{cond_D} + P_{com_D} \quad (3.67)$$

3.9.3 Cálculo Térmico

A resistência térmica junção-ambiente R_{th_ja} máxima é definida para que a temperatura de junção desejada T_{j_desej} não seja ultrapassada. O cálculo considera a temperatura ambiente T_a e as perdas totais no componente como mostra a equação (3.68).

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais}} \quad (3.68)$$

Caso a resistência térmica junção-ambiente R_{th_ja} do componente seja menor que $R_{th_ja_max}$, não é necessário o uso do dissipador. Se for maior, o dissipador deverá ter resistência térmica dissipador-ambiente R_{th_da} menor que o valor determinado pela equação (3.69).

$$R_{th_da_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais}} - R_{th_jc} - R_{th_cd} \quad (3.69)$$

Na equação (3.69), R_{th_jc} é a resistência térmica junção-cápsula e R_{th_cd} é a resistência térmica do contato cápsula-dissipador.

A verificação da temperatura da junção com o dissipador escolhido pode ser feito com o auxílio da equação (3.70).

$$T_{j_final} = T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais} \quad (3.70)$$

A temperatura final da junção com uso do dissipador T_{j_final} deve ser menor ou igual à temperatura desejada estipulada no projeto T_{j_desej} .

3.10 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST

Após realizada a análise e o equacionamento necessários, é realizado o projeto do estágio de potência do conversor *Boost* dadas as especificações da Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações do conversor Boost.

Especificação	Valor
Potência nominal de saída (P_o)	500W
Tensão de entrada nominal (mínima) ($V_i=V_{imin}$)	24V
Tensão de entrada máxima (V_{imax})	36V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	42V
Tensão de saída nominal (V_o)	48V
Tensão de saída máxima (V_{omax})	64,8V
Frequência de comutação (f_s)	50kHz
Ondulação de corrente máxima no indutor (ΔI_{Lmax})	1A
Ondulação de tensão máxima no capacitor de saída (ΔV_{omax})	500mV
Rendimento estimado (η)	0,9

Os valores extremos da tensão de entrada são baseados em dados conhecidos de ensaios anteriormente realizados com o módulo de células a combustível [10]. O barramento de saída do conversor é conectado a um banco de baterias. Os valores extremos da tensão de saída são baseados nas tensões por elemento conhecidas para uma bateria de chumbo-ácido [22].

3.10.1 Cálculos Preliminares

O período de comutação é apresentado na equação (3.71).

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{50kHz} = 20\mu s \quad (3.71)$$

A corrente média no indutor, ou corrente média de entrada, é obtida substituindo-se os valores da Tabela 3.1 na equação (3.17), como apresentado na equação (3.72).

$$I_{Lmed} = I_i = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} = \frac{500W}{0,9 \cdot 24V} = 23,148A \quad (3.72)$$

O valor da corrente de carga nominal pode ser calculado pela equação (3.41), como mostrado na equação (3.73).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500W}{48V} = 10,417A \quad (3.73)$$

A resistência nominal de carga é calculada na equação (3.74).

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{48V}{10,417A} = 4,608\Omega \quad (3.74)$$

O ganho estático do conversor em condição nominal pode ser calculado pela equação (3.5), como apresentado na equação (3.75).

$$q_{nom} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{48V}{24V} = 2 \quad (3.75)$$

Assim, isolando D na equação (3.7) e utilizando o valor obtido em (3.75), obtém-se a razão cíclica nominal mostrada na equação (3.76).

$$D = \frac{q_{nom} - 1}{q_{nom}} = \frac{2 - 1}{2} = 0,5 \quad (3.76)$$

3.10.2 Projeto do Indutor

Cálculo da Indutância

O cálculo da indutância é realizado para o caso em que há a ondulação máxima. Assim, com a substituição dos valores apresentados na Tabela 3.1 nas equações (3.14) e (3.16), obtendo respectivamente as equações (3.77) e (3.78).

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{V_i}{V_{i\max}} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) = \frac{V_i}{36V} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) \quad (3.77)$$

$$\overline{\Delta I_{L\lim}} = \frac{V_{o\max}}{q \cdot V_{i\max}} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) = \frac{64,8V}{q \cdot 36V} \cdot \left(\frac{q-1}{q} \right) = 1,8 \cdot \left(\frac{q-1}{q^2} \right) \quad (3.78)$$

Conhecendo as equações (3.77) e (3.78) pode-se obter a Figura 3.7.

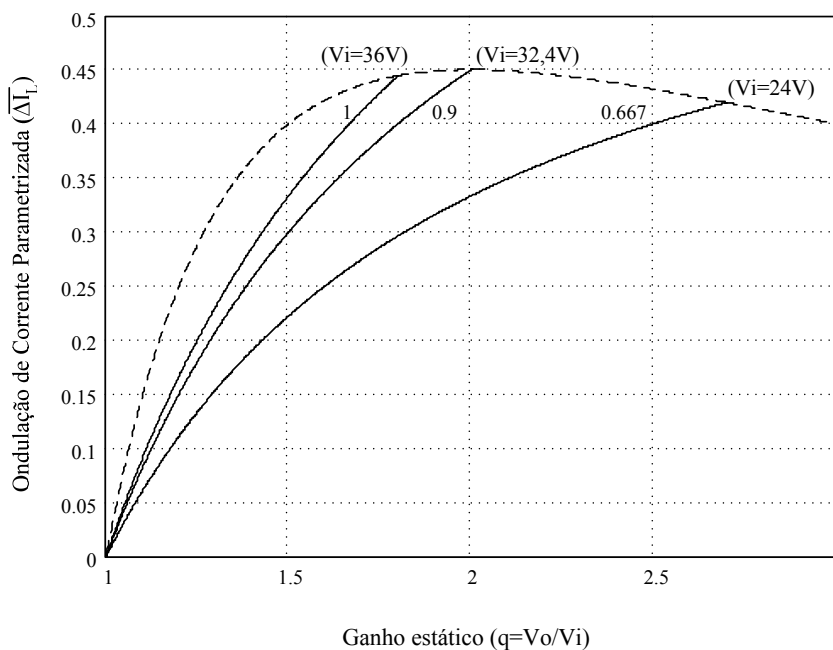


Figura 3.7 – Ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I_L}$ variando $V_i/V_{i\max}$ como parâmetro dadas as especificações da Tabela 3.1.

Observando a Figura 3.7, pode-se visualizar o ponto em que há a máxima ondulação. Assim, isolando a indutância L na equação (3.13) e substituindo o valor lido para o ponto máximo, bem como os valores especificados na Tabela 3.1 para a tensão máxima de entrada, a ondulação de corrente máxima no indutor e a frequência de comutação, o valor da indutância é obtido pela equação (3.79).

$$L = \frac{\overline{\Delta I_{L\max}} \cdot V_{i\max}}{\Delta I_{L\max} \cdot f_s} = \frac{0,45 \cdot 36V}{1A \cdot 50kHz} = 324\mu H \quad (3.79)$$

Projeto Físico do Indutor

Na condição nominal tem-se $q = 2$ e $V_i = 24V$. Para esse caso é possível fazer a leitura da ondulação de corrente parametrizada através da Figura 3.7. Conhecendo o valor de indutância calculado na equação (3.79), a ondulação de corrente para a condição nominal é calculada com o uso da equação (3.13), fazendo as substituições necessárias como mostra a equação (3.80).

$$\Delta I_{Lnom} = \frac{\overline{\Delta I_{Lnom}} \cdot V_{i\max}}{f_s \cdot L} = \frac{0,3335 \cdot 36V}{50kHz \cdot 324\mu H} = 0,741A \quad (3.80)$$

Assim, substituindo-se os valores obtidos nas equações (3.72) e (3.80) na equação (3.18), obtém-se a corrente máxima no indutor apresentada na equação (3.81).

$$I_{L\max} = I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lnom}}{2} = 23,148A + \frac{0,741A}{2} = 23,519A \quad (3.81)$$

Substituindo os valores de projeto na equação (3.20), obtém-se a equação (3.82).

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{L\max}^2}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{324\mu H \cdot (23,519A)^2}{0,7 \cdot 0,3T \cdot 250A/cm^2} \cdot 10^4 = 34,136 \cdot cm^4 \quad (3.82)$$

Conhecendo o resultado obtido na equação (3.82), escolhe-se o núcleo NEE-76 da Thornton. Os principais dados desse núcleo encontram-se na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Dados do núcleo NEE-76 da Thornton.

Especificação	Valor
Área da perna central (A_e)	6,25 cm ²
Área da janela do carretel (A_w)	7,56 cm ²
Produto de áreas ($A_e A_w$)	47,25 cm ⁴
Comprimento médio de uma espira (l_{me})	14,5 cm
Volume do núcleo (V_e)	140,450 cm ³

O material do núcleo é o IP12 da Thornton. Para esse material, tem-se os coeficientes de perda por histerese (K_h) e por correntes parasitas (K_f) apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Coeficientes de perdas para o material IP12 da Thornton.

Especificação	Valor
Coefficiente de perdas por histerese (K_h)	4 x 10 ⁻⁵
Coefficiente de perdas por correntes parasitas (K_f)	4 x 10 ⁻¹⁰

Conhecendo os dados apresentados na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3 pode-se prosseguir com o projeto do indutor.

O número de espiras é dado pela substituição dos valores na equação (3.21), como mostra a equação (3.83).

$$N = \frac{L \cdot I_{L_{\max}}}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{324 \mu H \cdot 23,519 A}{0,3 T \cdot 6,25 cm^2} \cdot 10^4 = 40,64 \cong 41 \quad (3.83)$$

Substituindo-se os valores na equação (3.22), tem-se o entreferro calculado na equação (3.84).

$$\delta = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} = \frac{41^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} H/m \cdot 6,25 cm^2}{324 \mu H} \cdot 10^{-2} = 0,4075 cm \quad (3.84)$$

Para cada perna lateral do núcleo, substitui-se na equação (3.23), tendo a equação (3.85).

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{0,4075 cm}{2} = 0,2037 cm \quad (3.85)$$

A área de seção de cobre necessária do condutor é dada pela equação (3.24). Substituindo os valores tem-se a equação (3.86).

$$S_e = \frac{I_{L_{\max}}}{J_{\max}} = \frac{23,519 A}{250 A/cm^2} = 0,094 cm^2 \quad (3.86)$$

A profundidade de penetração para a frequência de comutação escolhida é dada pela equação (3.25). A substituição dos valores resulta na equação (3.87).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{50 kHz}} = 0,0335 cm \quad (3.87)$$

O diâmetro máximo do condutor é calculado através da equação (3.26), como mostra a equação (3.88).

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0335 cm = 0,0670 cm \quad (3.88)$$

Mas como a ondulação de corrente é desprezível nesse caso, o efeito pelicular pode ser desconsiderado. Nesse caso, um condutor único poderia ser utilizado. Mas optando pela facilidade de manuseio durante a construção do elemento magnético, serão colocados condutores em paralelo. O condutor escolhido é o AWG22. A Tabela 3.4 mostra os dados principais desse condutor.

Tabela 3.4 – Dados do fio de cobre AWG22.

Especificação	Valor
Área de cobre da seção do fio (S_{cobre})	0,003255 cm ²
Área da seção do fio com isolamento (S_{isolado})	0,004013 cm ²
Resistividade do fio para 100°C (ρ_{fio})	0,000708 Ω/cm

O número de condutores em paralelo é calculado através da equação (3.27). Substituindo os dados da equação (3.86) e da Tabela 3.4, resulta na equação (3.89).

$$n_{cond} = \frac{S_e}{S_{cobre}} = \frac{0,094cm^2}{0,003255cm^2} = 28,902 \cong 29 \quad (3.89)$$

A área ocupada pelos enrolamentos na janela é apresentada na equação (3.90) com a substituição dos valores na equação (3.28).

$$Aw_{min} = \frac{N \cdot n_{cond} \cdot S_{isolado}}{k_w} = \frac{41 \cdot 29 \cdot 0,004013cm^2}{0,7} = 6,816cm^2 \quad (3.90)$$

Para verificar se o projeto pode ser executado, divide-se a área ocupada pelos enrolamentos pela área da janela do carretel, como mostrado na equação (3.91).

$$\frac{Aw_{min}}{Aw} = \frac{6,816cm^2}{7,56cm^2} = 0,902 \quad (3.91)$$

Como o resultado da equação (3.91) é menor que a unidade, o projeto pode ser executado. A próxima etapa do projeto é o cálculo térmico do indutor.

Cálculo Térmico do Indutor

O comprimento do chicote é calculado substituindo os valores na equação (3.30), como mostra a equação (3.92).

$$l_{chicote} = l_{me} \cdot N = 14,5cm \cdot 41 = 594,5cm \quad (3.92)$$

Realizando as substituições adequadas na equação (3.31), obtém-se a resistência do enrolamento do indutor dada pela equação (3.93).

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{cond}} = \frac{0,000708\Omega/cm \cdot 594,5cm}{29} = 0,0145\Omega \quad (3.93)$$

As perdas joule são calculadas com o auxílio da equação (3.32), como mostra a equação (3.94). Desprezando a ondulação pode-se utilizar $I_{Lef}=I_{Lmax}$.

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{Lef}^2 = 0,0145\Omega \cdot (23,519A)^2 = 8,028W \quad (3.94)$$

A corrente na entrada no caso em que há a ondulação de corrente máxima pode ser calculada com o auxílio da equação (3.17), utilizando dados da Figura 3.7, como mostra a equação (3.95).

$$I_{L_ond_max} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{i_ond_max}} = \frac{500W}{0,9 \cdot 32,4V} = 17,146A \quad (3.95)$$

O valor de ΔB pode ser calculado como mostra na equação (3.96).

$$\Delta B = \frac{\Delta I_{L_{\max}}}{I_{L_{\text{ond_max}}}} \cdot B_{\max} = \frac{1A}{17,146A} \cdot 0,3T = 0,0175T \quad (3.96)$$

As perdas no núcleo são calculadas pela substituição dos valores na equação (3.33), como mostra a equação (3.97).

$$\begin{aligned} P_{\text{nucleo}} &= \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \\ &= (0,0175T)^{2,4} \cdot [4 \cdot 10^{-5} \cdot 50kHz + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (50kHz)^2] \cdot 140,45cm^3 = 0,026W \end{aligned} \quad (3.97)$$

A perda total no indutor é a soma das perdas no cobre e no núcleo. Fazendo uso da equação (3.34) e substituindo os valores anteriormente calculados, tem-se a equação (3.98)

$$P_{\text{totais}} = P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}} = 8,028W + 0,026W = 8,054W \quad (3.98)$$

A resistência térmica do núcleo é obtida pela equação (3.35), substituindo os valores tem-se a equação (3.99).

$$Rt_{\text{nucleo}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (47,25cm^4)^{-0,37} = 5,523^\circ C/W \quad (3.99)$$

Por fim, a elevação de temperatura do indutor é obtida através da equação (3.36), como mostra a equação (3.100).

$$\Delta T = P_{\text{totais}} \cdot Rt_{\text{nucleo}} = 8,054W \cdot 5,523^\circ C/W = 44,48^\circ C \quad (3.100)$$

3.10.3 Dimensionamento do Capacitor

Para todos os critérios apresentados a seguir, o capacitor deve ter uma tensão nominal acima da tensão máxima de saída do conversor.

Critério 1 – Cálculo da Capacitância

O valor da capacitância pode ser obtido substituindo na equação (3.40) os valores de projeto, como mostra a equação (3.101).

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot f_s} = \frac{0,5 \cdot 10,417A}{500mV \cdot 50kHz} = 208,333\mu F \quad (3.101)$$

Critério 2 – Resistência Série-equivalente Máxima

A resistência série-equivalente máxima é calculada através da equação (3.41). A substituição dos valores é apresentada na equação (3.102).

$$Rse_{\max} = \frac{\Delta V_o}{I_{L_{\max}}} = \frac{500mV}{23,519A} = 21,26m\Omega \quad (3.102)$$

Critério 3 – Corrente Eficaz

A corrente eficaz no capacitor pode ser calculada através da equação (3.46). Substituindo os valores tem-se a equação (3.103).

$$I_{Co_ef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}} = 10,417A \cdot \sqrt{\frac{0,5}{1-0,5}} = 10,417A \quad (3.103)$$

Assim, de maneira a atender os três critérios citados foi escolhido o uso de dois capacitores eletrolíticos B41560A9478M000 da EPCOS. A associação dos capacitores em paralelo resulta na metade da resistência e no dobro da capacidade de corrente. Os dados principais desse capacitor são apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Dados principais do capacitor eletrolítico B41560A9478M000 da EPCOS.

Especificação	Valor
Tensão (V)	100V
Capacitância (C)	4700 μ F
Resistência Série-Equivalente (R _{se100Hz})	35m Ω
Corrente Eficaz (I _{R100Hz})	7,5A

3.10.4 Dimensionamento do Interruptor

Esforços no Interruptor

A tensão máxima no interruptor é dada pela equação (3.48). A substituição dos valores é apresentada na equação (3.104).

$$V_{Smax} = V_{o_{max}} + \frac{\Delta V_o}{2} = 64,8V + \frac{500mV}{2} = 65,05V \quad (3.104)$$

A corrente máxima, a corrente média e a corrente eficaz no interruptor são dadas pelas equações (3.49), (3.51) e (3.53), respectivamente. As substituições apropriadas levam às equações (3.105), (3.106) e (3.107) respectivamente.

$$I_{Smax} = I_{Lmax} = 23,519A \quad (3.105)$$

$$I_{Smed} = I_{Lmed} \cdot D = 23,148A \cdot 0,5 = 11,574A \quad (3.106)$$

$$I_{Sef} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{D} = 23,148A \cdot \sqrt{0,5} = 16,368A \quad (3.107)$$

Visando não apenas suportar os esforços calculados mas também minimizar perdas, foi escolhido o MOSFET IRFB4410 da International Rectifier para ser utilizado como interruptor. Esse componente apresenta baixa resistência de condução, provocando menores perdas de condução.

Os dados do componente são apresentados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Dados principais do MOSFET IRFB4410 da International Rectifier.

Especificação	Valor
Máxima tensão direta	100V
Máxima corrente média I_{Drain} @ $T_c=100^\circ C$	68A
Tempo de subida (t_r)	80ns
Tempo de descida (t_f)	50ns
Resistência de condução máxima ($R_{DS(on)}$)	10m Ω
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{th(jc)}$)	0,61 $^\circ C/W$
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{th(cd)}$)	0,5 $^\circ C/W$
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{th(ja)}$)	62 $^\circ C/W$

Perdas no Interruptor

A correção da resistência em condução do interruptor pela temperatura é apresentada na equação (3.108), que mostra a substituição de valores na equação (3.60).

$$R_{DS(on)_corrig} = R_{DS(on)} \cdot R_{DS(on)_norm} = 10m\Omega \cdot 1,9 = 19m\Omega \quad (3.108)$$

As perdas em condução são calculadas com o uso da equação (3.61), com as substituições apresentadas na equação (3.109).

$$P_{cond_S} = R_{DS(on)_corrig} \cdot I_{Sef}^2 = 19m\Omega \cdot (16,368A)^2 = 5,09W \quad (3.109)$$

Da mesma maneira, com o auxílio da equação (3.62) são calculadas as perdas de comutação do interruptor, como apresentado na equação (3.110).

$$P_{com_S} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot V_{Smax} \cdot I_{Smax} = \frac{50kHz}{2} \cdot (80ns + 50ns) \cdot 65,05V \cdot 23,519A = 4,972W \quad (3.110)$$

O somatório das perdas é apresentado na equação (3.111) conforme a equação (3.62).

$$P_{totais_S} = P_{cond_S} + P_{com_S} = 5,09W + 4,972W = 10,063W \quad (3.111)$$

Cálculo Térmico do Interruptor

A verificação da necessidade do uso do dissipador pode ser realizada através da equação (3.68). Desejando-se que a temperatura da junção não ultrapasse 120 $^\circ C$ quando a temperatura ambiente é 40 $^\circ C$, as substituições levam à equação (3.112).

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais}} = \frac{120^\circ C - 40^\circ C}{10,063W} = 7,951^\circ C/W \quad (3.112)$$

Como a resistência térmica necessária para que a junção não ultrapasse a temperatura desejada é menor do que a resistência térmica junção-ambiente do interruptor apresentada na Tabela 3.6, é necessário o uso do dissipador.

A escolha do dissipador é realizada com o auxílio da equação (3.69). Conhecendo a Tabela 3.6 e realizando as substituições necessárias, tem-se a equação (3.113).

$$R_{th_da_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais}} - R_{th_jc} - R_{th_cd} =$$

$$\frac{120^\circ C - 40^\circ C}{10,063W} - 0,61^\circ C/W - 0,5^\circ C/W = 6,84^\circ C/W \quad (3.113)$$

Incluindo a resistência de contato cápsula-dissipador, o dissipador K5-M6 da Semikron (massa aproximada de 100g) possui resistência térmica de $5,7^\circ C/W$, atendendo ao valor calculado na equação (3.113). Utilizando esse dissipador, a temperatura da junção obtida é calculada com o auxílio da equação (3.70), como apresentado na equação (3.114).

$$T_{j_final} = T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais} =$$

$$40^\circ C + (0,61^\circ C/W + 5,7^\circ C/W) \cdot 10,063W = 103,5^\circ C \quad (3.114)$$

Assim, obtém-se temperatura abaixo do limite estabelecido.

3.10.5 Dimensionamento do Diodo

Esforços no Diodo

A tensão máxima no diodo é dada pela equação (3.54). A substituição dos valores é apresentada na equação (3.115).

$$V_{Dmax} = V_{o\max} + \frac{\Delta V_o}{2} = 64,8V + \frac{500mV}{2} = 65,05V \quad (3.115)$$

As correntes máxima, média e eficaz no diodo são dadas pelas equações (3.55), (3.57) e (3.59), respectivamente. As substituições apropriadas levam às equações (3.116), (3.117) e (3.118) respectivamente.

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} = 23,519A \quad (3.116)$$

$$I_{Dmed} = I_{Lmed} \cdot (1 - D) = 23,148A \cdot (1 - 0,5) = 11,574A \quad (3.117)$$

$$I_{Def} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{1 - D} = 23,148A \cdot \sqrt{1 - 0,5} = 16,368A \quad (3.118)$$

Os esforços apresentados permitiram a escolha do diodo retificador Schottky 16CTQ100 da International Rectifier. Esse componente apresenta alta velocidade de comutação e baixa queda de tensão direta, característica da junção metal/silício Schottky. Essa tecnologia, para uso em baixa tensão (até 200V), em fontes de alimentação de alta frequência, apresenta tempos de comutação de menos de 10ns [23].

Os dados do diodo escolhido são apresentados na Tabela 3.7. Esse componente apresenta dois diodos internos que serão associados em paralelo.

Tabela 3.7 – Dados principais do diodo Schottky 16CTQ100 da International Rectifier.

Especificação	Valor
Máxima tensão reversa (V_R)	100V
Máxima corrente média direta ($I_{F(AV)}$) (por diodo)	8A
Máxima corrente média direta ($I_{F(AV)}$) (por dispositivo)	16A
Máxima queda de tensão direta (V_{FM}) @16A / $T_j=125^\circ\text{C}$	0,69V
Resistência série (r_t) @ $T_j=T_{jmax}$	11,07 Ω
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{th_{jc}}$)	1,63 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{th_{cd}}$)	0,5 $^\circ\text{C}/\text{W}$

Perdas no Diodo

As perdas de condução do diodo são calculadas através da equação (3.64). Utilizando os esforços calculados anteriormente e dados da Tabela 3.7, tem-se a equação (3.119). O cálculo é feito já considerando os dois diodos internos em paralelo.

$$P_{cond_D} = V_{TO} \cdot I_{Dmed} + r_t \cdot I_{Def}^2 = 0,69V \cdot 11,574A + \frac{11,07m\Omega}{2} \cdot (16,368A)^2 = 9,469W \quad (3.119)$$

As perdas de comutação no diodo escolhido são muito pequenas. Desconsiderando para esse caso as perdas de comutação, tem-se a equação (3.120).

$$P_{totais_D} = P_{cond_D} = 9,469W \quad (3.120)$$

Cálculo Térmico do Diodo

A escolha do dissipador é realizada com o auxílio da equação (3.69). Conhecendo a Tabela 3.7 e realizando as substituições necessárias, tem-se a equação (3.121).

$$R_{th_da_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais}} - R_{th_jc} - R_{th_cd} = \frac{150^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{9,469W} - 1,63^\circ\text{C}/\text{W} - 0,5^\circ\text{C}/\text{W} = 9,487^\circ\text{C}/\text{W} \quad (3.121)$$

Incluindo a resistência de contato cápsula-dissipador, o dissipador K5–M6 da Semikron (massa aproximada de 100g) possui resistência térmica de $5,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$, atendendo ao valor calculado na equação (3.121). Utilizando esse dissipador, a temperatura da junção obtida é calculada com o auxílio da equação (3.70), como apresentado na equação (3.122).

$$T_{j_final} = T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais} =$$

$$40^{\circ}\text{C} + (1,63^{\circ}\text{C}/\text{W} + 5,7^{\circ}\text{C}/\text{W}) \cdot 9,469\text{W} = 109,4^{\circ}\text{C} \quad (3.122)$$

Assim, obtém-se temperatura abaixo do limite estabelecido.

3.11 CONCLUSÃO

Foi apresentada a análise do conversor *Boost*, metodologia de projeto e dimensionamento dos componentes do estágio de potência para a aplicação proposta.

A corrente de entrada do conversor *Boost* pode ser representada apenas pelo valor médio, desde que especificada pequena ondulação. Isso representa vantagem nessa aplicação, pois o efeito da ondulação de corrente no desempenho e vida útil da célula a combustível ainda não é bem entendido [24].

No conversor *Boost*, a tensão máxima aplicada sobre o interruptor e a tensão reversa máxima sobre o diodo são iguais à tensão de saída. Apesar da tensão de saída ser maior que a de entrada, ainda assim para as especificações desse projeto foi possível a escolha de semicondutores para baixa tensão (100V).

Na escolha do capacitor de saída do conversor, o critério mais restritivo foi a corrente eficaz. Optou-se pela associação de dois capacitores em paralelo, dobrando a capacidade de corrente e ao mesmo tempo reduzindo a resistência série-equivalente à metade.

Com os componentes escolhidos, os cálculos de perdas e elevação de temperatura resultaram em valores abaixo dos limites estabelecidos.

CAPÍTULO 4 – MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR *BOOST* EM MCC APLICADO À CÉLULA A COMBUSTÍVEL

4.1 INTRODUÇÃO

A análise apresentada a seguir visa realizar o controle adequado para o conversor *Boost* alimentado pelo módulo de células a combustível. Será apresentada a modelagem do conversor e a busca por um modelo que represente algumas não idealidades presentes no projeto a ser desenvolvido.

Primeiramente é apresentada a obtenção de modelos para o caso em que há fonte de tensão ideal na entrada (considerando apenas a não idealidade da resistência série-equivalente do capacitor de saída). Após isso, os parâmetros da célula a combustível [3] são considerados, levando a modelos mais realistas para esta aplicação. Dessa maneira é possível a comparação dos dois casos.

Simulações numéricas são apresentadas com o objetivo de comparar a resposta a pequenas perturbações do modelo obtido e do circuito.

Por fim, é escolhida uma topologia de controlador e são apresentados os resultados de simulação do sistema em malha fechada, utilizando o controlador projetado para cada uma das malhas propostas. O diagrama de blocos do sistema proposto é apresentado na Figura 4.1.

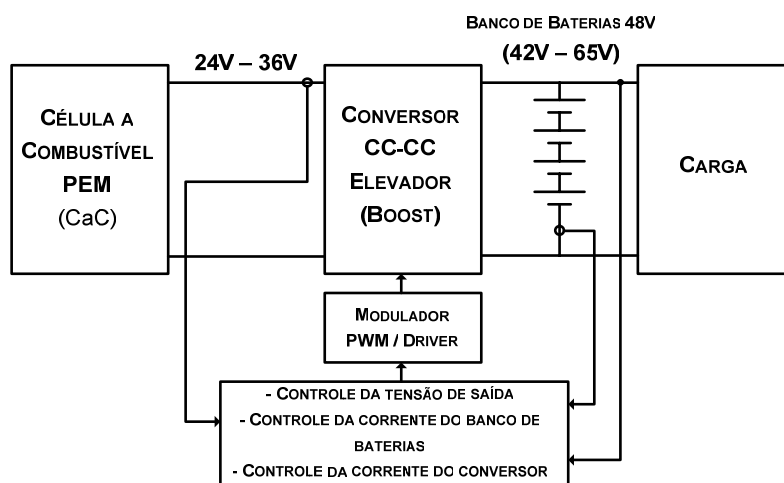


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto.

4.2 MODELAGEM $\Delta I_L / \Delta D$ COM FONTE DE TENSÃO IDEAL NA ENTRADA

A modelagem da malha de controle de corrente no indutor do conversor *Boost* com fonte de tensão ideal na entrada parte do circuito apresentado na Figura 4.2. Admite-se que

a malha de corrente é muito mais rápida que a malha de tensão, a tensão de saída é considerada constante.

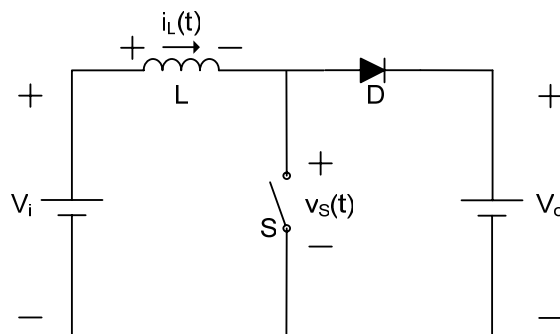


Figura 4.2 – Circuito do conversor Boost para modelagem da malha de corrente com fonte de tensão ideal na entrada.

As etapas de operação do conversor revelam que a tensão de saída é aplicada sobre os terminais do interruptor quando o diodo está em condução. Sabendo disso, pode-se redesenhar o circuito de maneira simplificada como apresentado na Figura 4.3.

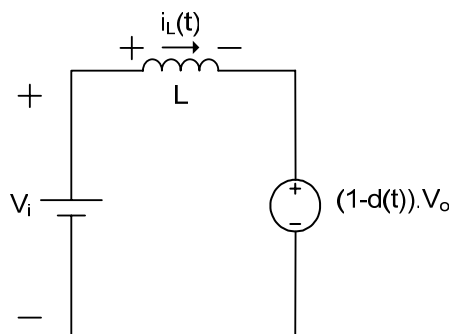


Figura 4.3 – Circuito simplificado do conversor Boost para modelagem da malha de corrente com fonte de tensão ideal na entrada.

Para o circuito da Figura 4.3 pode-se escrever a equação (4.1).

$$V_i = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + (1-d(t)) \cdot V_o \quad (4.1)$$

Perturba-se a equação (4.1) através das equações (4.2) e (4.3), obtendo a equação (4.4).

$$i_L(t) = I_L + \Delta i_L(t) \quad (4.2)$$

$$d(t) = D + \Delta d(t) \quad (4.3)$$

$$V_i = L \cdot \frac{d(I_L + \Delta i_L(t))}{dt} + [1 - (D + \Delta d(t))] \cdot V_o \quad (4.4)$$

Expandindo e rearranjando os termos na equação (4.4), obtém-se a equação (4.5).

$$V_i = \left(L \cdot \frac{dI_L}{dt} + V_o - D \cdot V_o \right) + \left(L \cdot \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} - \Delta d(t) \cdot V_o \right) \quad (4.5)$$

Considerando apenas os termos CA na equação (4.5), obtém-se a equação (4.6).

$$L \cdot \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} - \Delta d(t) \cdot V_o = 0 \quad (4.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (4.6), obtém-se a equação (4.7).

$$s \cdot L \cdot \Delta i_L(s) - \Delta d(s) \cdot V_o = 0 \quad (4.7)$$

Finalmente, rearranjando os termos na equação (4.7), obtém-se a função de transferência apresentada na equação (4.8).

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (4.8)$$

4.3 MODELAGEM $\Delta I_L/\Delta D$ CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

De maneira semelhante à apresentada anteriormente, a modelagem da malha de controle de corrente no indutor do conversor *Boost* considerando os parâmetros da célula a combustível parte do circuito apresentado na Figura 4.4. Novamente, assume-se que a malha de corrente é muito mais rápida que a malha de tensão, a tensão de saída é considerada constante.

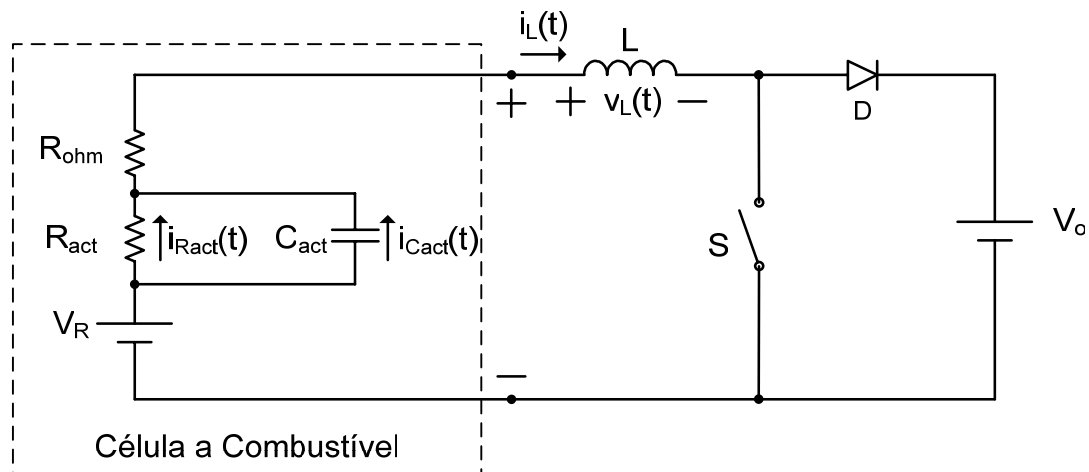


Figura 4.4 – Circuito do conversor *Boost* para modelagem da malha de corrente considerando os parâmetros da célula a combustível.

Quando o diodo está em condução, a tensão sobre o interruptor é igual à tensão de saída. Assim, redesenhando o circuito de maneira simplificada, tem-se a Figura 4.5.

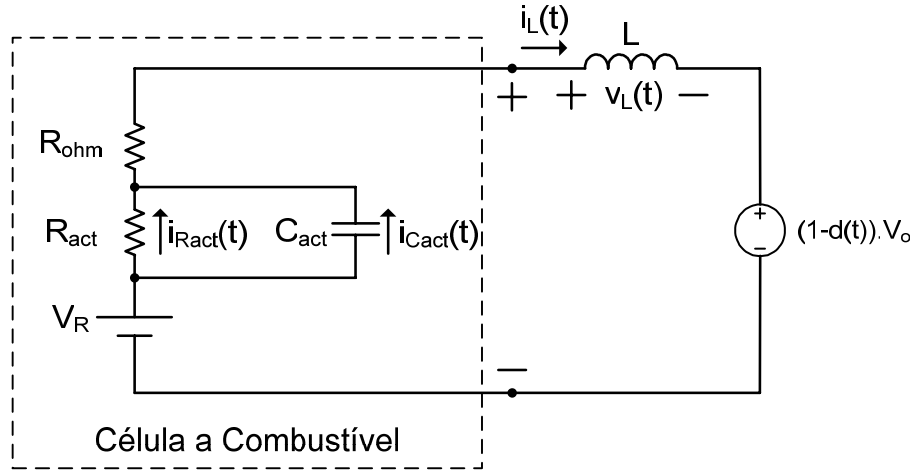


Figura 4.5 – Circuito simplificado do conversor Boost para modelagem da malha de corrente considerando os parâmetros da CaC.

Pode-se escrever a equação (4.9) equacionando a malha da Figura 4.5.

$$V_R = R_{act} \cdot (i_L(t) - i_{Cact}(t)) + R_{ohm} \cdot i_L(t) + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + (1-d(t)) \cdot V_o \quad (4.9)$$

E pode-se também escrever as equações (4.10) e (4.11).

$$i_{Cact}(t) = C_{act} \cdot \frac{dv_{Cact}(t)}{dt} \quad (4.10)$$

$$v_{Cact}(t) = V_R - (1-d(t)) \cdot V_o - L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} - R_{ohm} \cdot i_L(t) \quad (4.11)$$

Substituindo a equação (4.11) na equação (4.10) e desenvolvendo, tem-se a equação (4.12).

$$i_{Cact}(t) = V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d(d(t))}{dt} - L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} - R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.12)$$

Substituindo a equação (4.12) na equação (4.9), obtém-se a equação (4.13).

$$V_R = R_{act} \cdot \left(i_L(t) - V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d(d(t))}{dt} + L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \right) + R_{ohm} \cdot i_L(t) + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + (1-d(t)) \cdot V_o \quad (4.13)$$

Desenvolvendo a equação (4.13) obtém-se a equação (4.14).

$$\begin{aligned}
V_R - V_o = R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + (R_{act} + R_{ohm}) \cdot i_L(t) \\
-d(t) \cdot V_o - R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d(d(t))}{dt}
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Utilizando as equações (4.2) e (4.3) para perturbar a equação (4.14), obtém-se a equação (4.15).

$$\begin{aligned}
V_R - V_o = R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 (I_L + \Delta i_L(t))}{dt^2} + (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \frac{d(I_L + \Delta i_L(t))}{dt} \\
+ (R_{act} + R_{ohm}) \cdot (I_L + \Delta i_L(t)) - (D + \Delta d(t)) \cdot V_o - R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d(D + \Delta d(t))}{dt}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Agrupando os termos semelhantes na equação (4.15), obtém-se a equação (4.16).

$$\begin{aligned}
V_R - V_o = \left(R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 I_L}{dt^2} + (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \frac{dI_L}{dt} \right) \\
+ \left((R_{act} + R_{ohm}) \cdot I_L - D \cdot V_o - R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{dD}{dt} \right) \\
+ \left(R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 \Delta i_L(t)}{dt^2} + (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} \right) \\
+ \left((R_{act} + R_{ohm}) \cdot \Delta i_L(t) - \Delta d(t) \cdot V_o - R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d\Delta d(t)}{dt} \right)
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Considerando apenas os termos CA na equação (4.16), obtém-se a equação (4.17).

$$\begin{aligned}
R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \cdot \frac{d^2 \Delta i_L(t)}{dt^2} + (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} \\
+ (R_{act} + R_{ohm}) \cdot \Delta i_L(t) - \Delta d(t) \cdot V_o - R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \frac{d\Delta d(t)}{dt} = 0
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (4.17), obtém-se a equação (4.18).

$$\begin{aligned}
s^2 \cdot R_{act} \cdot L \cdot C_{act} \Delta i_L(s) + s \cdot (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot \Delta i_L(s) \\
+ (R_{act} + R_{ohm}) \cdot \Delta i_L(s) - \Delta d(s) \cdot V_o - s \cdot R_{act} \cdot V_o \cdot C_{act} \cdot \Delta d(s) = 0
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Evidenciando termos de forma conveniente na equação (4.18), tem-se a equação (4.19).

$$\begin{aligned}
\Delta i_L(s) \cdot (s^2 \cdot R_{act} \cdot L \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) + (R_{act} + R_{ohm})) = \\
\Delta d(s) \cdot V_o \cdot (s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1)
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Por fim, rearranjando a equação (4.19), obtém-se a função de transferência apresentada na equação (4.20).

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = V_o \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot R_{act} \cdot L \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) + (R_{act} + R_{ohm})} \tag{4.20}$$

Tornando nulas as resistências presentes na equação (4.20), que fazem parte dos parâmetros da célula a combustível, pode-se obter o modelo conhecido anteriormente apresentado na equação (4.8).

4.4 MODELAGEM $\Delta V_o/\Delta D$ COM FONTE DE TENSÃO IDEAL NA ENTRADA

A modelagem do conversor *Boost* (conforme [25]) com fonte de tensão ideal na entrada parte do circuito apresentado na Figura 4.6. A não-idealidade da R_{se} do capacitor será inserida depois de obtido o modelo equivalente CA de pequenos sinais.

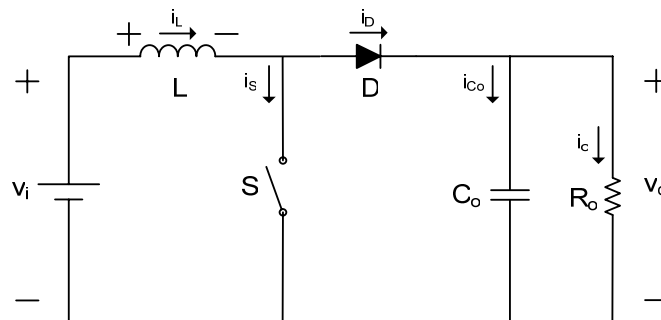


Figura 4.6 – Conversor Boost Ideal.

Na primeira etapa, considerando o interruptor fechado, têm-se as equações (4.21) e (4.22).

$$v_L = v_i \quad (4.21)$$

$$i_{C_o} = -\frac{v_o}{R_o} \quad (4.22)$$

Na segunda etapa, considerando o interruptor aberto, têm-se as equações (4.23) e (4.24).

$$v_L = v_i - v_o \quad (4.23)$$

$$i_{C_o} = i_L - \frac{v_o}{R_o} \quad (4.24)$$

4.4.1 Modelo CC

Os valores médios da tensão no indutor e da corrente no capacitor, dentro de um período de comutação são dados pelas equações (4.25) e (4.26).

$$\langle v_L(t) \rangle = D \cdot V_i + D' \cdot (V_i - V_o) = 0 \quad (4.25)$$

$$\langle i_{C_o}(t) \rangle = -D \cdot \frac{V_o}{R_o} + D' \cdot \left(I_L - \frac{V_o}{R_o} \right) = 0 \quad (4.26)$$

Desenvolvendo as equações (4.25) e (4.26), obtêm-se as equações (4.27) e (4.28).

$$V_i - D' \cdot V_o = 0 \quad (4.27)$$

$$D' \cdot I_L - \frac{V_o}{R_o} = 0 \quad (4.28)$$

Através dessas equações, obtêm-se o circuito equivalente CC da Figura 4.7.

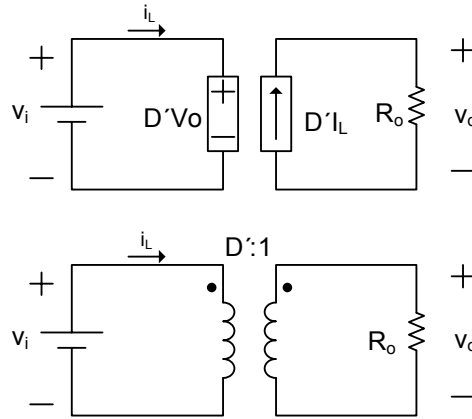


Figura 4.7 – Circuito Equivalente CC para o conversor Boost ideal.

4.4.2 Modelo CA (Pequenos Sinais)

Os valores médios da tensão no indutor e da corrente no capacitor, dentro de um período de comutação são dados pelas equações (4.29) e (4.30).

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d(t) \cdot \langle v_i(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \cdot \left(\langle v_i(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \right) = L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (4.29)$$

$$\langle i_{C_o}(t) \rangle_{T_s} = -d(t) \cdot \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} + d'(t) \cdot \left(\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \right) = C_o \cdot \frac{d \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (4.30)$$

Desenvolvendo as equações (4.29) e (4.30), obtêm-se as equações (4.31) e (4.32).

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_i(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \cdot \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (4.31)$$

$$C_o \cdot \frac{d \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (4.32)$$

Perturbam-se as equações (4.31) e (4.32) utilizando as equações (4.33), (4.34), (4.35), (4.36) e (4.37).

$$\langle v_i(t) \rangle_{T_s} = V_i + \hat{v}_i(t) \quad (4.33)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{Ts} = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (4.34)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{Ts} = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (4.35)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (4.36)$$

$$d'(t) = (1-D) - \hat{d}(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (4.37)$$

Das equações (4.31) e (4.32) perturbadas e desenvolvidas obtêm-se as equações (4.38) e (4.39) respectivamente.

$$L \cdot \frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = V_i - D' \cdot V_o + \hat{v}_i(t) - D' \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_o + \hat{d}(t) \cdot \hat{v}_o(t) \quad (4.38)$$

$$C_o \cdot \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = D' \cdot I_L - \frac{V_o}{R_o} + D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} - \hat{d}(t) \cdot \hat{i}_L(t) \quad (4.39)$$

Tomando apenas os termos CA lineares (1ª ordem) nas equações (4.38) e (4.39), obtêm-se as equações (4.40) e (4.41) respectivamente.

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - D' \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_o \quad (4.40)$$

$$C_o \cdot \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (4.41)$$

Através das equações (4.40) e (4.41) constrói-se o circuito equivalente CA de pequenos sinais da Figura 4.8.

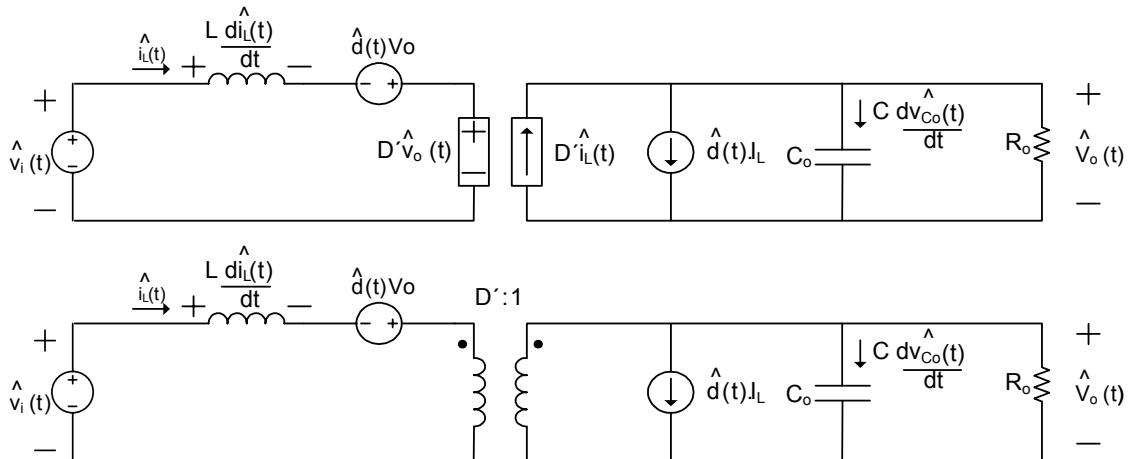


Figura 4.8 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais para o conversor Boost ideal.

4.4.3 Obtenção das Funções de Transferência

Inserir-se agora a resistência série equivalente do capacitor na Figura 4.8 e reescrevem-se as equações considerando a Figura 4.9.

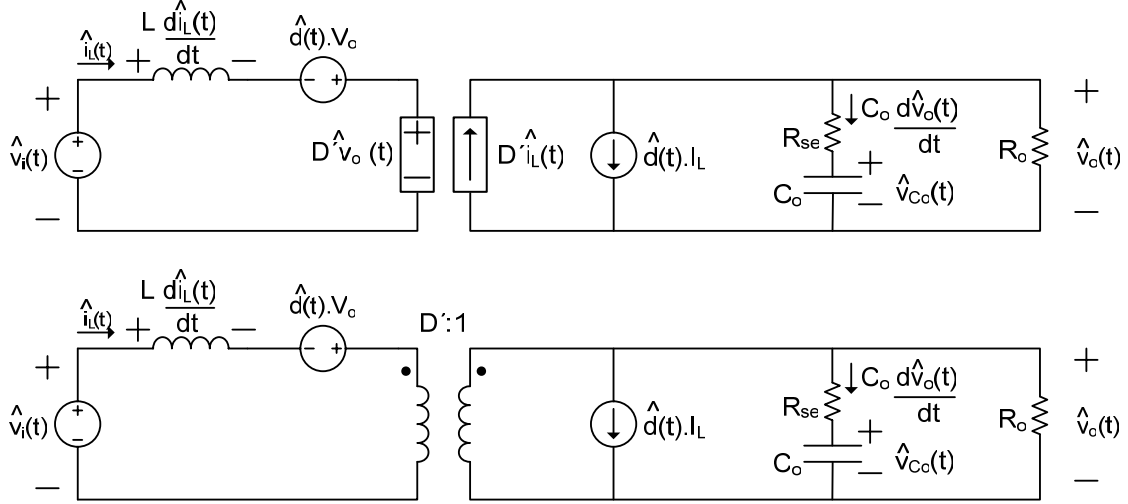


Figura 4.9 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor Boost considerando a R_{se} do capacitor.

Dessa forma, têm-se as equações (4.42), (4.43) e (4.44).

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - D' \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_o \quad (4.42)$$

$$C_o \cdot \frac{d\hat{v}_{C_o}(t)}{dt} = D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (4.43)$$

$$\hat{v}_o(t) = \hat{v}_{C_o}(t) + R_{se} \cdot C_o \cdot \frac{d\hat{v}_{C_o}(t)}{dt} \quad (4.44)$$

Aplicando a Transformada de Laplace às equações (4.42), (4.43) e (4.44), têm-se as equações (4.45), (4.46) e (4.47) respectivamente.

$$s \cdot L \cdot \hat{i}_L(s) = \hat{v}_i(s) - D' \cdot \hat{v}_o(s) + \hat{d}(s) \cdot V_o \quad (4.45)$$

$$s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{C_o}(s) = D' \cdot \hat{i}_L(s) - \hat{d}(s) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (4.46)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{C_o}(s) + s \cdot R_{se} \cdot C_o \cdot \hat{v}_{C_o}(s) \quad (4.47)$$

Isolando $\hat{i}_L(s)$ na equação (4.45), tem-se a equação (4.48).

$$\hat{i}_L(s) = \frac{\hat{v}_i(s) - D' \cdot \hat{v}_o(s) + \hat{d}(s) \cdot V_o}{s \cdot L} \quad (4.48)$$

Isolando $\hat{v}_{C_o}(s)$ na equação (4.47), tem-se a equação (4.49).

$$\hat{v}_{C_o}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o} \quad (4.49)$$

Substituindo as equações (4.48) e (4.49) na equação (4.46), tem-se:

$$s \cdot C_o \cdot \left(\frac{\hat{v}_o(s)}{1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o} \right) = D' \cdot \left(\frac{\hat{v}_i(s) - D' \cdot \hat{v}_o(s) + \hat{d}(s) \cdot V_o}{s \cdot L} \right) - \hat{d}(s) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (4.50)$$

Desenvolvendo a equação (4.50) levando em consideração o valor de I_L que pode ser obtido da equação (4.28) do modelo CC, isola-se $\hat{v}_o(s)$ e obtém-se a equação (4.51).

$$\hat{v}_o(s) = \frac{D' \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o) \cdot \hat{v}_i(s) + (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o) \cdot \left(D' \cdot R_o - \frac{s \cdot L}{D'} \right) \cdot V_o \cdot \hat{d}(s)}{s^2 \cdot (R_o \cdot L \cdot C_o + L \cdot R_{se} \cdot C_o) + s \cdot (L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o) + D'^2 \cdot R_o} \quad (4.51)$$

Tendo essa equação, podem-se determinar as funções de transferência da entrada para a saída e do sinal de controle (razão cíclica) para a saída.

Função de Transferência da Entrada para a Saída:

Nesse caso, faz-se $\hat{d}(s) = 0$ na equação (4.51). Assim, obtém-se a equação (4.52).

$$G_{vi}(s) = \left[\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right]_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D' \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o)}{s^2 \cdot (R_o \cdot L \cdot C_o + L \cdot R_{se} \cdot C_o) + s \cdot (L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o) + D'^2 \cdot R_o} \quad (4.52)$$

Tornando os termos independentes unitários, resulta na equação (4.53).

$$G_{vi}(s) = \left[\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right]_{\hat{d}(s)=0} = \frac{1}{D'} \cdot \frac{s \cdot R_{se} \cdot C_o + 1}{s^2 \cdot \frac{L \cdot C_o \cdot (R_o + R_{se})}{D'^2 \cdot R_o} + s \cdot \frac{L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o}{D'^2 \cdot R_o} + 1} \quad (4.53)$$

Função de Transferência do Sinal de Controle para a Saída:

Nesse caso, faz-se $\hat{v}_i(s) = 0$ na equação (4.51). Assim, obtém-se a equação (4.54).

$$G_{vd}(s) = \left[\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right]_{\hat{v}_i(s)=0} = \frac{(1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o) \cdot \left(D' \cdot R_o - \frac{s \cdot L}{D'} \right) \cdot V_o}{s^2 \cdot (R_o \cdot L \cdot C_o + L \cdot R_{se} \cdot C_o) + s \cdot (L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o) + D'^2 \cdot R_o} \quad (4.54)$$

Tornando os termos independentes unitários, resulta na equação (4.55).

$$G_{vd}(s) = \left[\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right]_{\hat{v}_i(s)=0} = \frac{V_o}{D'} \cdot \frac{(s \cdot R_{se} \cdot C_o + 1) \cdot \left(1 - \frac{s \cdot L}{D'^2 \cdot R_o} \right)}{s^2 \cdot \frac{L \cdot C_o \cdot (R_o + R_{se})}{D'^2 \cdot R_o} + s \cdot \frac{L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o}{D'^2 \cdot R_o} + 1} \quad (4.55)$$

Pode-se então comparar a equação (4.55) com a forma padrão de 2ª ordem apresentada na equação (4.56).

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (4.56)$$

Onde $Q = \frac{1}{2 \cdot \zeta}$.

Realizando a comparação, pode-se obter a frequência de ressonância ω_0 e o fator de qualidade Q , apresentados nas equações (4.57) e (4.58).

$$\omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{L \cdot C_o}} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{R_o + R_{se}}} \quad (4.57)$$

$$Q = \frac{D' \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \cdot \sqrt{R_o \cdot (R_o + R_{se})}}{L + D'^2 \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o} \quad (4.58)$$

Já a posição dos zeros da função de transferência da equação (4.55) é dada pelas equações (4.59) e (4.60).

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{se} \cdot C_o} \quad (4.59)$$

$$\omega_{z2} = \frac{D'^2 \cdot R_o}{L} \quad (4.60)$$

4.5 MODELAGEM $\Delta V_o / \Delta D$ CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

A modelagem do conversor *Boost* considerando os parâmetros da célula a combustível na entrada parte do circuito apresentado na Figura 4.10.

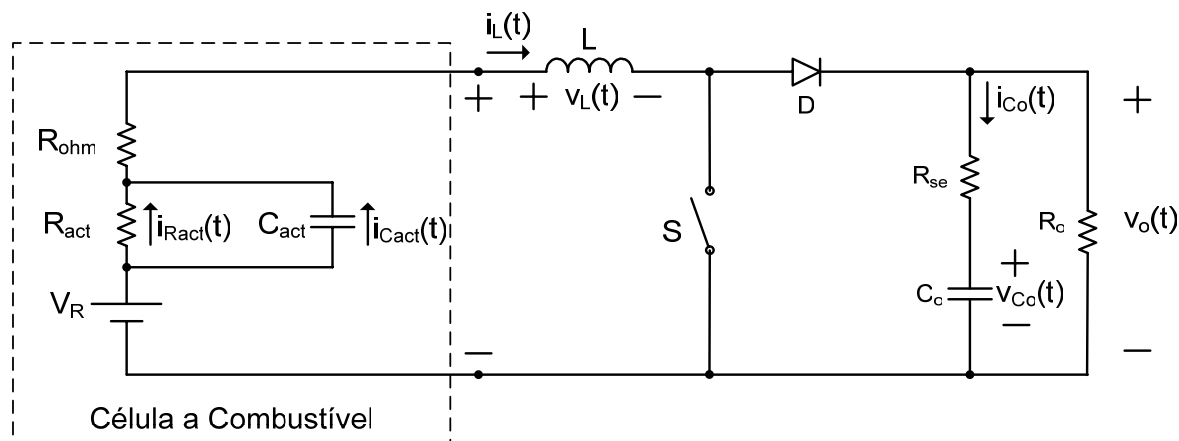


Figura 4.10 – Esquema elétrico do conversor *Boost* alimentado por célula a combustível.

Na primeira etapa, considerando o interruptor fechado, têm-se as equações (4.61), (4.62) e (4.63).

$$v_L(t) = V_R - R_{act} \cdot i_{Ract}(t) - R_{ohm} \cdot i_L(t) \quad (4.61)$$

$$i_{Cact}(t) = i_L(t) - i_{Ract}(t) \quad (4.62)$$

$$i_{Co}(t) = -\frac{v_o(t)}{R_o} \quad (4.63)$$

Na segunda etapa, considerando o interruptor aberto, têm-se as equações (4.64), (4.65) e (4.66).

$$v_L(t) = V_R - v_o(t) - R_{act} \cdot i_{Ract}(t) - R_{ohm} \cdot i_L(t) \quad (4.64)$$

$$i_{Cact}(t) = i_L(t) - i_{Ract}(t) \quad (4.65)$$

$$i_{Co}(t) = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (4.66)$$

4.5.1 Modelo CC

Os valores médios da tensão no indutor e da corrente no capacitor, dentro de um período de comutação são dados pelas equações (4.67), (4.68) e (4.69).

$$\langle v_L(t) \rangle = D \cdot (V_R - R_{act} \cdot I_{Ract} - R_{ohm} \cdot I_L) + D' \cdot (V_R - V_o - R_{act} \cdot I_{Ract} - R_{ohm} \cdot I_L) = 0 \quad (4.67)$$

$$\langle i_{Cact}(t) \rangle = I_L - I_{Ract} = 0 \quad (4.68)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle = D \cdot \left(-\frac{V_o}{R_o} \right) + D' \cdot \left(I_L - \frac{V_o}{R_o} \right) = 0 \quad (4.69)$$

Desenvolvendo as equações (4.67) e (4.69), obtêm-se as equações (4.70) e (4.71).

$$V_R - D' \cdot V_o - R_{act} \cdot I_{Ract} - R_{ohm} \cdot I_L = 0 \quad (4.70)$$

$$D' \cdot I_L - \frac{V_o}{R_o} = 0 \quad (4.71)$$

Isolando I_{Ract} em (4.68) e substituindo em (4.70), tem-se a equação (4.72).

$$V_R - D' \cdot V_o - (R_{act} + R_{ohm}) \cdot I_L = 0 \quad (4.72)$$

Com as equações (4.71) e (4.72), obtêm-se o circuito equivalente CC (Figura 4.11).

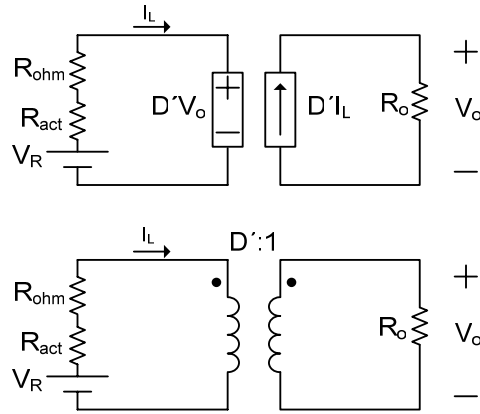


Figura 4.11 – Circuito Equivalente CC para o conversor Boost alimentado por CaC.

4.5.2 Modelo CA (Pequenos Sinais)

Os valores médios instantâneos da tensão no indutor e das correntes nos capacitores, são dados pelas equações (4.73), (4.74) e (4.75).

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle_{T_s} &= d(t) \cdot (V_R - \langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s} - R_{ohm} \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s}) \\ + d'(t) \cdot (V_R - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s} - R_{ohm} \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s}) &= L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} \end{aligned} \quad (4.73)$$

$$\langle i_{Cact}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{Ract}(t) \rangle_{T_s} = C_{act} \cdot \frac{d \langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (4.74)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \cdot \left(-\frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \right) + d'(t) \cdot \left(\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \right) = C_o \cdot \frac{d \langle v_{Co}(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (4.75)$$

Desenvolvendo as equações (4.73) e (4.75), obtêm-se as equações (4.76) e (4.77).

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = V_R - d'(t) \cdot \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s} - R_{ohm} \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (4.76)$$

$$C_o \cdot \frac{d \langle v_{Co}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (4.77)$$

Mas sabe-se a equação (4.78).

$$\langle i_{Ract}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s}}{R_{act}} \quad (4.78)$$

Assim, substituindo a equação (4.78) na equação (4.74), obtêm-se a equação (4.79).

$$C_{act} \cdot \frac{d \langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s}}{R_{act}} \quad (4.79)$$

Por existir a Rse do capacitor de saída, tem-se também a equação (4.80).

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Co}(t) \rangle_{T_s} + R_{se} \cdot C_o \cdot \frac{d \langle v_{Co}(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (4.80)$$

Perturbam-se então as equações (4.76), (4.77), (4.79) e (4.80) utilizando as equações (4.81), (4.82), (4.83), (4.84), (4.85) e (4.86).

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (4.81)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (4.82)$$

$$\langle v_{Cact}(t) \rangle_{T_s} = V_{Cact} + \hat{v}_{Cact}(t) \quad (4.83)$$

$$\langle v_{Co}(t) \rangle_{T_s} = V_{Co} + \hat{v}_{Co}(t) \quad (4.84)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (4.85)$$

$$d'(t) = (1-D) - \hat{d}(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (4.86)$$

Das equações (4.76), (4.77), (4.79) e (4.80) perturbadas e desenvolvidas obtêm-se as equações (4.87), (4.88), (4.89) e (4.90) respectivamente.

$$L \cdot \frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = V_R - D' \cdot V_o - V_{Cact} - R_{ohm} \cdot I_L - D' \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_o - \hat{v}_{Cact}(t) - R_{ohm} \cdot \hat{i}_L(t) + \hat{d}(t) \cdot \hat{v}_o(t) \quad (4.87)$$

$$C_o \cdot \frac{d(V_{Co} + \hat{v}_{Co}(t))}{dt} = D' \cdot I_L - \frac{V_o}{R} + D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} - \hat{d}(t) \cdot \hat{i}_L(t) \quad (4.88)$$

$$C_{act} \cdot \frac{d(V_{Cact} + \hat{v}_{Cact}(t))}{dt} = I_L - \frac{V_{Cact}}{R_{act}} + \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_{Cact}(t)}{R_{act}} \quad (4.89)$$

$$(V_o + \hat{v}_o(t)) = V_{Co} + \hat{v}_{Co}(t) + R_{se} \cdot C_o \cdot \frac{d \hat{v}_{Co}(t)}{dt} \quad (4.90)$$

Considerando apenas os termos CA lineares (1ª ordem) nas equações (4.87), (4.88), (4.89) e (4.90) obtêm-se as equações (4.91), (4.92), (4.93) e (4.94) respectivamente.

$$L \cdot \frac{d \hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{d}(t) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(t) - \hat{v}_{Cact}(t) - R_{ohm} \cdot \hat{i}_L(t) \quad (4.91)$$

$$C_o \cdot \frac{d \hat{v}_{Co}(t)}{dt} = D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (4.92)$$

$$C_{act} \cdot \frac{d\hat{v}_{Cact}(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_{Cact}(t)}{R_{act}} \quad (4.93)$$

$$\hat{v}_o(t) = \hat{v}_{Co}(t) + R_{se} \cdot C_o \cdot \frac{d\hat{v}_{Co}(t)}{dt} \quad (4.94)$$

Através das equações (4.91), (4.92), (4.93) e (4.94) constrói-se o circuito equivalente CA de pequenos sinais da Figura 4.12.

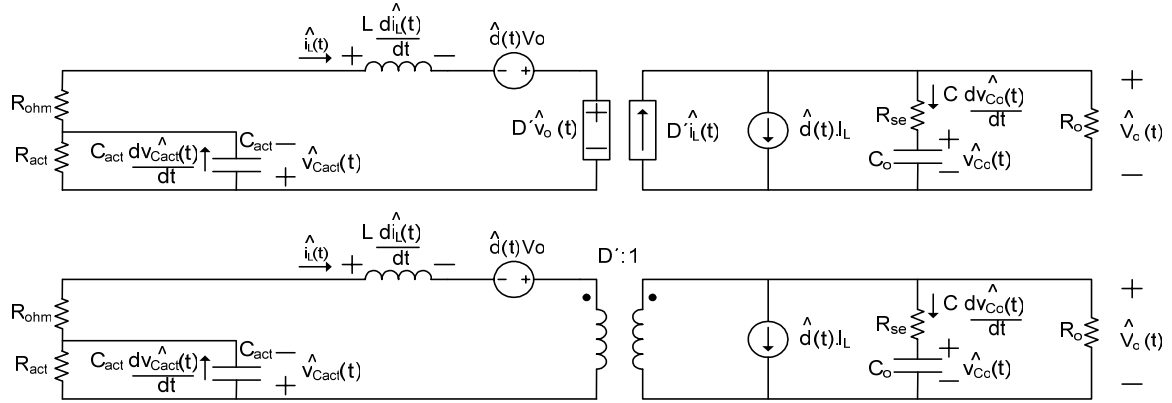


Figura 4.12 – Circuito equivalente CA de pequenos sinais para o conversor Boost alimentado por CaC.

4.5.3 Obtenção da Função de Transferência $\Delta V_o/\Delta D$ Com CaC na Entrada

Aplicando a Transformada de Laplace às equações (4.91), (4.92), (4.93) e (4.94), têm-se as equações (4.95), (4.96), (4.97) e (4.98) respectivamente.

$$s \cdot L \cdot \hat{i}_L(s) = \hat{d}(s) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(s) - \hat{v}_{Cact}(s) - R_{ohm} \cdot \hat{i}_L(s) \quad (4.95)$$

$$s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) = D' \cdot \hat{i}_L(s) - \hat{d}(s) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (4.96)$$

$$s \cdot C_{act} \cdot \hat{v}_{Cact}(s) = \hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}_{Cact}(s)}{R_{act}} \quad (4.97)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{Co}(s) + s \cdot R_{se} \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) \quad (4.98)$$

Isolando $\hat{v}_{Cact}(s)$ na equação (4.97), obtém-se a equação (4.99).

$$\hat{v}_{Cact}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{s \cdot C_{act} \cdot \hat{v}_{Cact}(s)} \cdot R_{act} \quad (4.99)$$

Substituindo a equação (4.99) na equação (4.95), obtém-se a equação (4.100).

$$s \cdot L \cdot \hat{i}_L(s) = \hat{d}(s) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(s) - \frac{\hat{i}_L(s)}{s \cdot C_{act} \cdot \hat{v}_{Cact}(s)} \cdot R_{act} - R_{ohm} \cdot \hat{i}_L(s) \quad (4.100)$$

Isolando $\hat{i}_L(s)$ na equação (4.100) e coletando os coeficientes de s no denominador, tem-se a equação (4.101).

$$\hat{i}_L(s) = \left(\hat{d}(s) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(s) \right) \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot L \cdot R_{act} \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act}) + R_{ohm} + R_{act}} \quad (4.101)$$

Isolando $\hat{v}_{Co}(s)$ na equação (4.98), obtém-se a equação (4.102).

$$\hat{v}_{Co}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o} \quad (4.102)$$

Através da equação (4.71), conhecida do modelo CC, pode-se escrever a equação (4.103).

$$I_L = \frac{V_o}{D' \cdot R_o} \quad (4.103)$$

Substituindo a equação (4.103) na equação (4.96), obtém-se a equação (4.104).

$$s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) = D' \cdot \hat{i}_L(s) - \hat{d}(s) \cdot \frac{V_o}{D' \cdot R_o} - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (4.104)$$

E substituindo a equação (4.101) na equação (4.104) obtém-se a equação (4.105).

$$\begin{aligned} s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) = & \\ D' \cdot \left(\hat{d}(s) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(s) \right) \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot L \cdot R_{act} \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act}) + R_{ohm} + R_{act}} & \\ - \hat{d}(s) \cdot \frac{V_o}{D' \cdot R_o} - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} & \end{aligned} \quad (4.105)$$

Por fim, substituindo a equação (4.102) na equação (4.105), obtém-se a equação (4.106).

$$\begin{aligned} s \cdot C_o \cdot \frac{\hat{v}_o(s)}{1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o} = & \\ D' \cdot \left(\hat{d}(s) \cdot V_o - D' \cdot \hat{v}_o(s) \right) \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot L \cdot R_{act} \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act}) + R_{ohm} + R_{act}} & \\ - \hat{d}(s) \cdot \frac{V_o}{D' \cdot R_o} - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} & \end{aligned} \quad (4.106)$$

Com o auxílio de um software para manipulação matemática, da equação (4.106) pode-se isolar $\hat{v}_o(s)$. Dividindo ambos os lados da equação por $\hat{d}(s)$ e coletando os coeficientes de s , obtém-se a equação (4.107).

$$\begin{aligned}
\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{D'} \cdot \frac{\left[\begin{array}{l} -s^2 \cdot L \cdot R_{act} \cdot C_{act} \\ +s \cdot (D'^2 \cdot R_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} - L - R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act}) \\ +D'^2 \cdot R_o - R_{act} - R_{ohm} \end{array} \right] \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o)}{s^3 \cdot (L \cdot R_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot C_o + L \cdot R_{se} \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot C_o)} \\
+ s^2 \cdot \left(\begin{array}{l} L \cdot R_o \cdot C_o + R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot R_o \cdot C_o + L \cdot R_{act} \cdot C_{act} \\ +D'^2 \cdot R_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot R_{se} \cdot C_o + L \cdot R_{se} \cdot C_o \\ +R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot R_{se} \cdot C_o \end{array} \right) \\
+ s \cdot \left(\begin{array}{l} D'^2 \cdot R_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} + L + R_{ohm} \cdot R_{se} \cdot C_o + R_{act} \cdot R_{se} \cdot C_o \\ +R_{ohm} \cdot R_o \cdot C_o + R_{act} \cdot R_o \cdot C_o + R_{ohm} \cdot R_{act} \cdot C_{act} + D'^2 \cdot R_{se} \cdot R_o \cdot C_o \end{array} \right) \\
+ R_{act} + D'^2 \cdot R_o + R_{ohm} \tag{4.107}
\end{aligned}$$

Ou, expandindo o numerador da equação (4.107) e colocando em evidência os termos possíveis, obtém-se a função de transferência apresentada na equação (4.108).

$$\begin{aligned}
& -s^3 \cdot L \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot R_{se} \cdot C_o \\
& +s^2 \cdot \left[\left[(D'^2 \cdot R_o - R_{ohm}) \cdot R_{act} \cdot C_{act} - L \right] \cdot R_{se} \cdot C_o - L \cdot R_{act} \cdot C_{act} \right] \\
& +s \cdot \left[(D'^2 \cdot R_o - R_{act} - R_{ohm}) \cdot R_{se} \cdot C_o + (D'^2 \cdot R_o - R_{ohm}) \cdot R_{act} \cdot C_{act} - L \right] \\
\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{D'} \cdot \frac{+D'^2 \cdot R_o - R_{act} - R_{ohm}}{s^3 \cdot \left[L \cdot C_o \cdot (R_o + R_{se}) \cdot R_{act} \cdot C_{act} \right]} \\
+ s^2 \cdot \left[\left[\left[(D'^2 \cdot R_o + R_{ohm}) \cdot R_{se} + R_o \cdot R_{ohm} \right] \cdot C_o + L \right] \cdot R_{act} \cdot C_{act} \right] \\
+ L \cdot C_o \cdot (R_o + R_{se}) \\
+ s \cdot \left[\left(R_{act} + R_{ohm} + D'^2 \cdot R_o \right) \cdot R_{se} \cdot C_o + \left(R_{ohm} + D'^2 \cdot R_o \right) \cdot R_{act} \cdot C_{act} \right] \\
+ \left(R_{act} + R_{ohm} \right) \cdot R_o \cdot C_o + L \\
+ R_{act} + D'^2 \cdot R_o + R_{ohm} \tag{4.108}
\end{aligned}$$

4.6 MODELAGEM $\Delta I_{BAT}/\Delta D$ CONSIDERANDO O MODELO LINEAR DAS BATERIAS

Com o intuito de posteriormente realizar o projeto de um controlador para a corrente do banco de baterias, foi levantado um modelo de $\Delta I_{bat}(s)/\Delta d(s)$. A análise é iniciada a partir de algumas equações já conhecidas e dos circuitos equivalentes CC e CA do conversor *Boost* com fonte de tensão ideal apresentado anteriormente.

O circuito equivalente CC do conversor *Boost* com fonte ideal foi obtido com base nas equações (4.27) e (4.28). Ao inserir o modelo linear apresentado anteriormente para o

banco de baterias (Figura 2.7), tem-se o circuito da Figura 4.13 e as equações ligadas a esse circuito passam a ser a (4.109) e a (4.110).

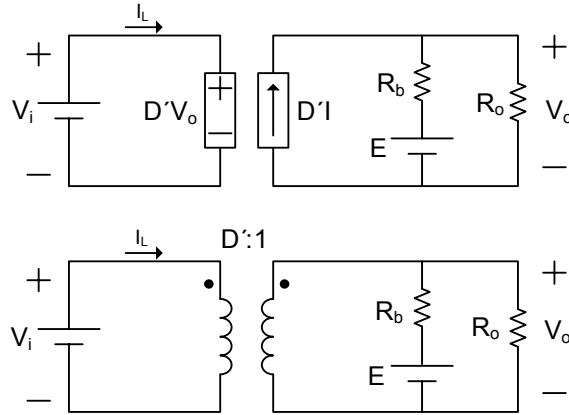


Figura 4.13 – Circuito equivalente CC do conversor Boost considerando modelo linear das baterias.

$$V_i - D \cdot V_o = 0 \quad (4.109)$$

$$D \cdot I_L - \frac{V_o}{R_o} - \frac{V_o - E}{R_b} = 0 \quad (4.110)$$

Já o circuito equivalente CA, que no caso com fonte ideal (Figura 4.9) era vinculado às equações (4.42), (4.43) e (4.44), agora considerando o modelo das baterias pode ser visualizado na Figura 4.14 (onde $\hat{e}=0$). Nessa nova situação, as equações que regem o circuito são a (4.111), (4.112) e a (4.113).

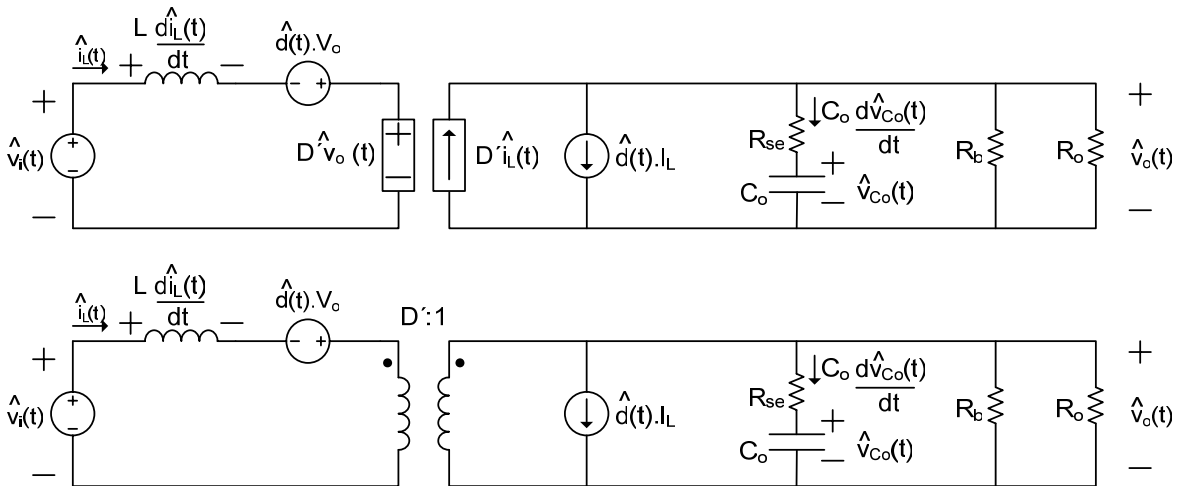


Figura 4.14 – Circuito equivalente CA do conversor Boost considerando modelo linear das baterias.

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - D \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_o \quad (4.111)$$

$$C_o \cdot \frac{d\hat{v}_{Co}(t)}{dt} = D \cdot \hat{i}(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_b} - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} = D \cdot \hat{i}(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \frac{R_b + R_o}{R_b \cdot R_o} \cdot \hat{v}_o(t) \quad (4.112)$$

$$\hat{v}_o(t) = \hat{v}_{Co}(t) + R_{se} \cdot C_o \cdot \frac{d\hat{v}_{Co}(t)}{dt} \quad (4.113)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.111), (4.112) e (4.113) tem-se as equações (4.114), (4.115) e (4.116).

$$s \cdot L \cdot \hat{i}_L(s) = \hat{v}_i(s) - D' \cdot \hat{v}_o(s) + \hat{d}(s) \cdot V_o \quad (4.114)$$

$$s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) = D' \cdot \hat{i}(s) - \hat{d}(s) \cdot I_L - \frac{R_b + R_o}{R_b \cdot R_o} \cdot \hat{v}_o(s) \quad (4.115)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{Co}(s) + s \cdot R_{se} \cdot C_o \cdot \hat{v}_{Co}(s) \quad (4.116)$$

Da manipulação das três equações apresentadas é possível obter a função de transferência de interesse.

Isolando $\hat{i}_L(s)$ em (4.114), tem-se a equação (4.117).

$$\hat{i}_L(s) = \frac{\hat{v}_i(s) - D' \cdot \hat{v}_o(s) + \hat{d}(s) \cdot V_o}{s \cdot L} \quad (4.117)$$

Isolando $\hat{v}_{Co}(s)$ em (4.116), tem-se a equação (4.118).

$$\hat{v}_{Co}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o} \quad (4.118)$$

Conhecendo a equação (4.110) do modelo CC e isolando I_L , tem-se a equação (4.119).

$$I_L = \frac{R_b + R_o}{R_o \cdot R_b \cdot D'} \cdot V_o - \frac{E}{R_b \cdot D'} \quad (4.119)$$

Substituindo (4.117), (4.118) e (4.119) em (4.115), rearranjando os termos, pode-se obter a equação (4.120).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{D'} \cdot \frac{\left[1 + s \cdot \frac{L}{D'^2 \cdot R_b} \cdot \left(\frac{E}{V_o} - \frac{R_o + R_b}{R_o} \right) \right] \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o)}{\left[\frac{(R_o \cdot R_b + R_o \cdot R_{se} + R_b \cdot R_{se}) \cdot C_o \cdot L}{D'^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s^2 + \frac{(R_b + R_o) \cdot L + D'^2 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_b \cdot R_{se}}{D'^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s + 1 \right]} \quad (4.120)$$

Tendo a equação (4.120), para obter-se a função de transferência da corrente do banco de baterias $\hat{i}_b(s)$ pela razão cíclica $\hat{d}(s)$, basta dividir pela resistência série do banco. Dessa forma, tem-se a equação (4.121).

$$\frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{D \cdot R_b} \cdot \frac{\left[1 + s \cdot \frac{L}{D^2 \cdot R_b} \cdot \left(\frac{E}{V_o} - \frac{R_o + R_b}{R_o} \right) \right] \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o)}{\left[\frac{(R_o \cdot R_b + R_o \cdot R_{se} + R_b \cdot R_{se}) \cdot C_o \cdot L}{D^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s^2 + \frac{(R_b + R_o) \cdot L + D^2 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_b \cdot R_{se}}{D^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s + 1 \right]} \quad (4.121)$$

Essa equação será utilizada posteriormente no projeto do controlador para a malha de controle da corrente do banco de baterias.

4.7 VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS CONSIDERANDO OS PARÂMETROS DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

A fim de confirmar a validade dos modelos obtidos, a tensão de saída foi traçada para um degrau de 0,005 na razão cíclica em duas situações: a simulação da função de transferência utilizando um *software* adequado e através da simulação do conversor com o uso de outro *software* de simulação de circuitos. Tais simulações foram realizadas considerando os parâmetros apresentados na Tabela 4.1 (Parâmetros da célula a combustível baseados em [13]).

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados na validação dos modelos.

Especificação	Valor
Capacitância do capacitor de saída (C_o)	6600 μ F
Resistência série-equivalente do capacitor de saída (R_{se})	0,015 Ω
Resistência de perdas ôhmicas (R_{ohm})	0,203 Ω
Resistência de perdas por ativação (R_{act})	0,887 Ω
Capacitância de perdas por ativação (C_{act})	0,015F
Resistência de carga (R_o)	4,608 Ω
Indutância <i>Boost</i> (L)	324 μ H
Razão cíclica complementar (D')	0,5
Tensão de saída (V_o)	48V

4.7.1 Resposta ao Degrau na Razão Cíclica da Corrente no Indutor

A Figura 4.15 e a Figura 4.16 apresentam a resposta ao degrau da corrente no indutor para um incremento de 0,005 na razão cíclica no instante de tempo $t=270\text{ms}$ obtidas nas simulações da resposta da equação e do circuito.

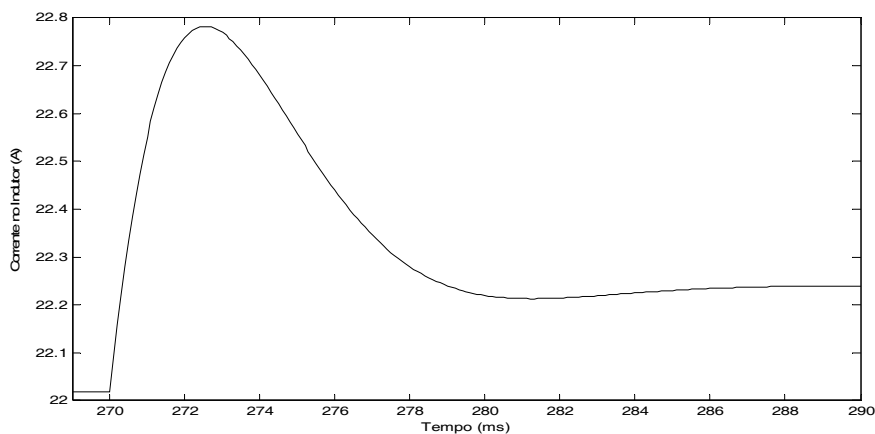


Figura 4.15 – Corrente no indutor com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=270\text{ms}$. (simulação da função de transferência).

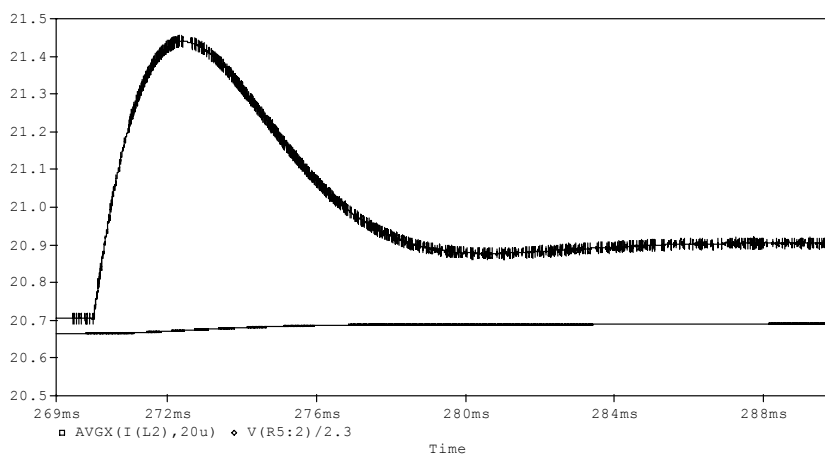


Figura 4.16 – Corrente no indutor com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=270\text{ms}$ e tensão de saída dividida por fator 2,3. (valor médio instantâneo, simulação do conversor).

A situação da Figura 4.16 foi simulada com um valor alto de capacitância na saída do conversor para que a variação da tensão não fosse significativa, a tensão de saída também é apresentada dividida por um fator 2,3 para facilitar a visualização. A resposta do modelo (Figura 4.15) apresenta boa representação da resposta do circuito em simulação (Figura 4.16).

4.7.2 Resposta em Freqüência do Modelo da Planta de Corrente

O modelo obtido para $\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)}$ foi também validado no domínio da freqüência através de simulação. O circuito foi simulado operando com razão cíclica de 0,5 sobreposta por uma senóide de amplitude igual a 0,005. Foram realizadas 10 simulações com freqüências diferentes dessa senóide. Para cada uma dessas simulações mediu-se ganho e a fase dessa perturbação na corrente do indutor.

A comparação entre os valores teóricos e as medições obtidas em simulação para cada uma das freqüências utilizadas na validação está apresentada na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Comparação entre o valor teórico e as medições realizadas em simulação para a validação do modelo da planta de corrente na freqüência.

Freqüência (Hz)	Módulo (dB)		Fase (°)	
	Teórico	Simulação	Teórico	Simulação
10	35,180	35,879	29,850	28,098
20	38,667	38,707	38,713	40,129
30	41,450	40,803	36,935	36,316
50	45,004	44,525	21,510	26,899
80	46,587	46,374	-8,473	-4,467
100	46,124	46,141	-24,667	-22,356
200	41,371	41,562	-59,805	-58,868
400	35,415	35,713	-75,496	-76,377
1000	27,452	28,053	-84,272	-87,379
10000	7,450	6,500	-89,429	-89,928

Os diagramas de Bode de módulo e fase do modelo obtido são apresentados já com os pontos medidos em simulação na Figura 4.17 e na Figura 4.18 respectivamente.

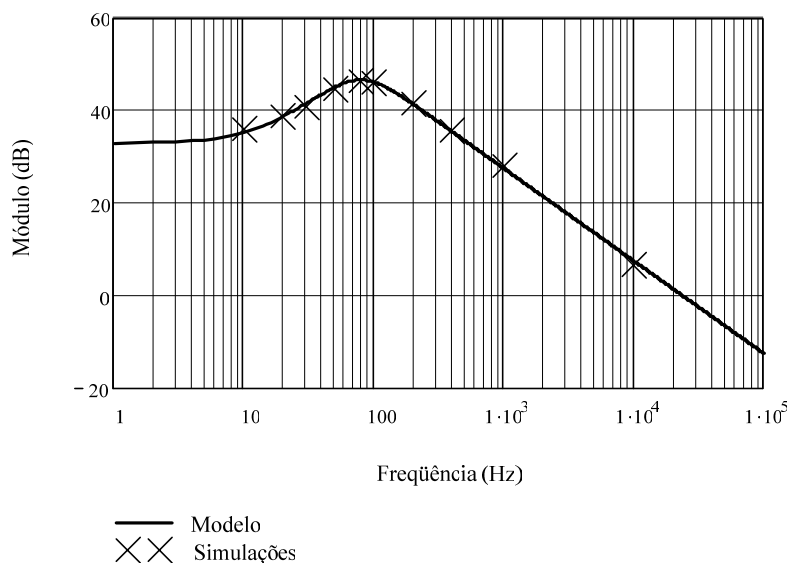


Figura 4.17 – Diagrama de Bode de módulo do modelo da planta de corrente e pontos obtidos em simulação.

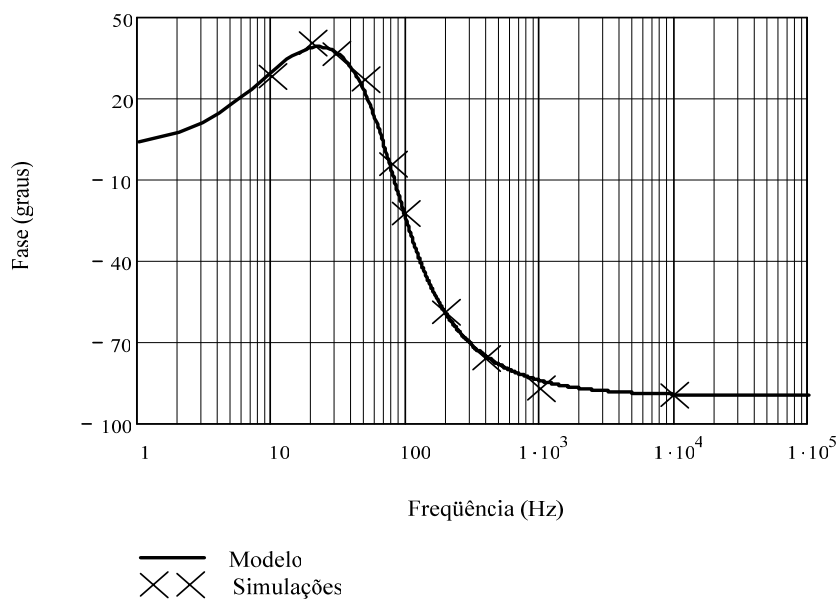


Figura 4.18 – Diagrama de Bode de fase do modelo da planta de corrente e pontos obtidos em simulação.

4.7.3 Resposta ao Degrau na Razão Cíclica da Tensão de Saída

A Figura 4.19 e a Figura 4.20 apresentam a resposta ao degrau da tensão de saída para um incremento de 0,005 na razão cíclica no instante de tempo $t=400\text{ms}$ obtidas nas simulações da resposta da equação e do circuito.

A resposta do modelo (Figura 4.19) também representa bem a resposta do circuito em simulação (Figura 4.20). Não houve preocupação com o ponto de operação, que não está apresentado na Figura 4.19, apenas com a resposta dinâmica.

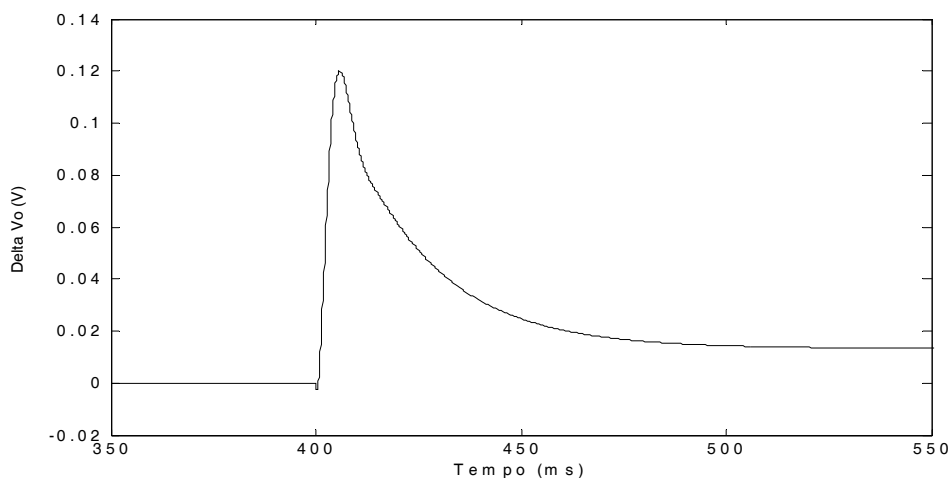


Figura 4.19 – Tensão de saída com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=400\text{ms}$. (simulação da função de transferência).

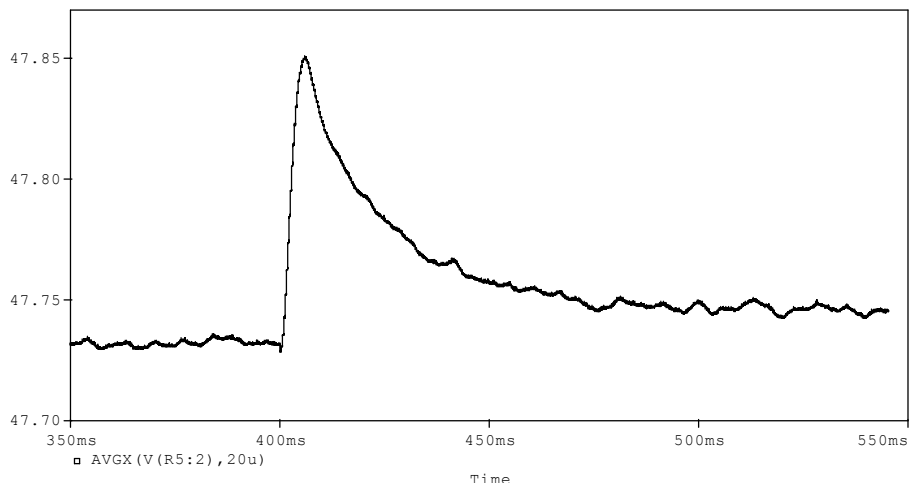


Figura 4.20 – Tensão de saída com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=400\text{ms}$. (valor médio instantâneo, simulação do conversor).

4.7.4 Resposta em Frequência do Modelo da Planta de Tensão

Da mesma maneira descrita para o modelo da planta de corrente, o modelo obtido para $\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta d(s)}$ também foi validado no domínio da frequência através de simulação.

A comparação entre os valores teóricos e as medições obtidas em simulação para cada uma das frequências utilizadas na validação está apresentada na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Comparação entre os valores teóricos e as medições realizadas em simulação para a validação do modelo da planta de tensão na frequência.

Frequência (Hz)	Módulo (dB)		Fase (°)	
	Teórico	Simulação	Teórico	Simulação
10	26,058	28,165	24,481	29,134
20	27,505	29,097	2,237	-7,460
30	27,948	30,130	-12,219	-19,490
50	28,375	28,563	-36,152	-35,314
80	27,885	27,197	-75,296	-85,539
100	26,401	28,711	-99,494	-105,192
200	16,373	14,648	-158,944	-156,910
400	5,964	2,923	-189,957	-183,442
700	-0,575	-3,098	-203,701	-201,566
1000	-3,745	-4,437	-206,862	-197,955

Os diagramas de Bode de módulo e fase do modelo obtido são apresentados já com os pontos medidos em simulação na Figura 4.17 e na Figura 4.18 respectivamente.

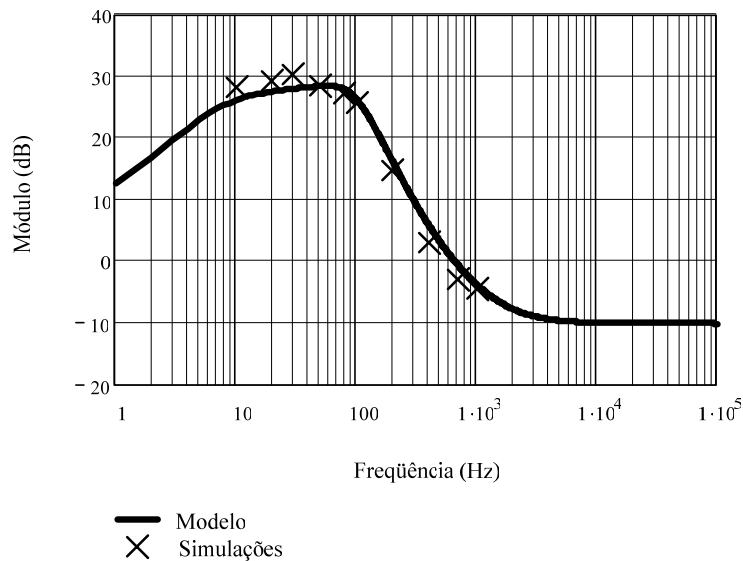


Figura 4.21 – Diagrama de Bode de módulo do modelo da planta de tensão e pontos obtidos em simulação.

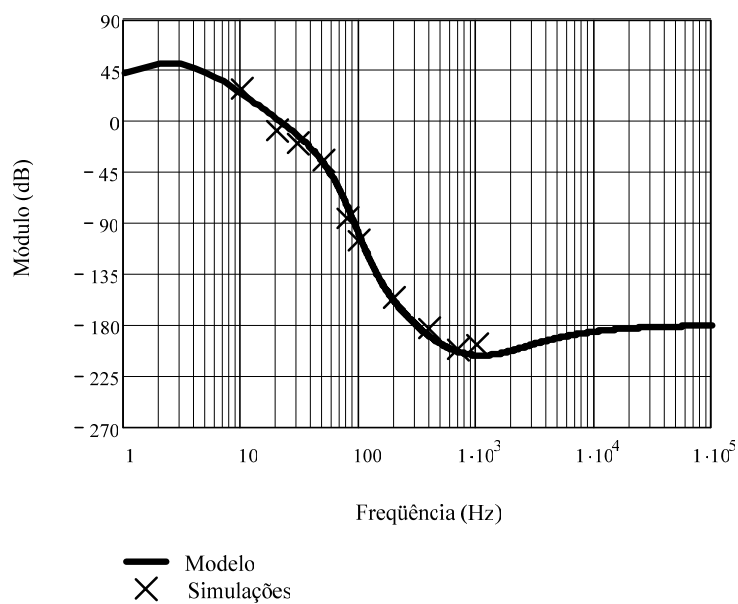


Figura 4.22 – Diagrama de Bode de fase do modelo da planta de tensão e pontos obtidos em simulação.

4.8 VALIDAÇÃO DO MODELO OBTIDO PARA $\Delta I_{\text{BAT}}/\Delta D$ CONSIDERANDO A RESISTÊNCIA-SÉRIE DA BATERIA

Assim como foi realizado para os modelos abordados anteriormente, também se realizou uma simulação a fim de confrontar os resultados de simulação do modelo com a simulação do circuito. Um degrau de 0,005 foi aplicado à razão cíclica, e o comportamento da corrente da bateria nessa situação pode ser observado na Figura 4.23 e na Figura 4.24.

Novamente não houve preocupação com o ponto de operação, que não está apresentado na Figura 4.23, apenas com a resposta dinâmica.

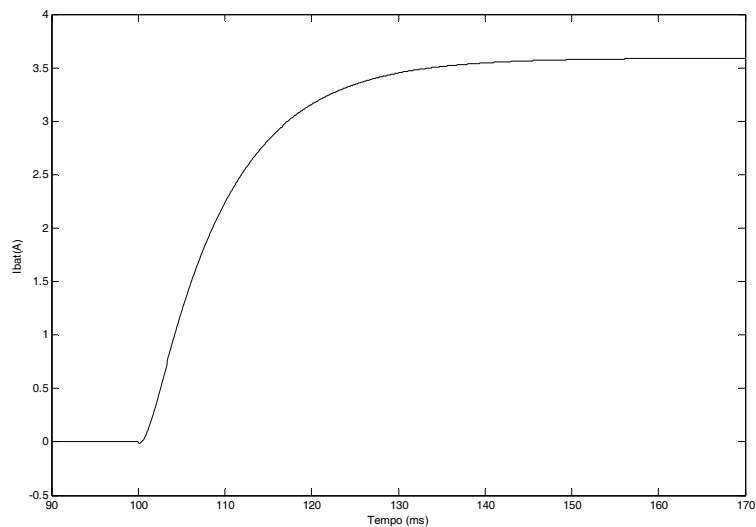


Figura 4.23 – Corrente no banco de baterias com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=100ms$. (simulação da função de transferência).

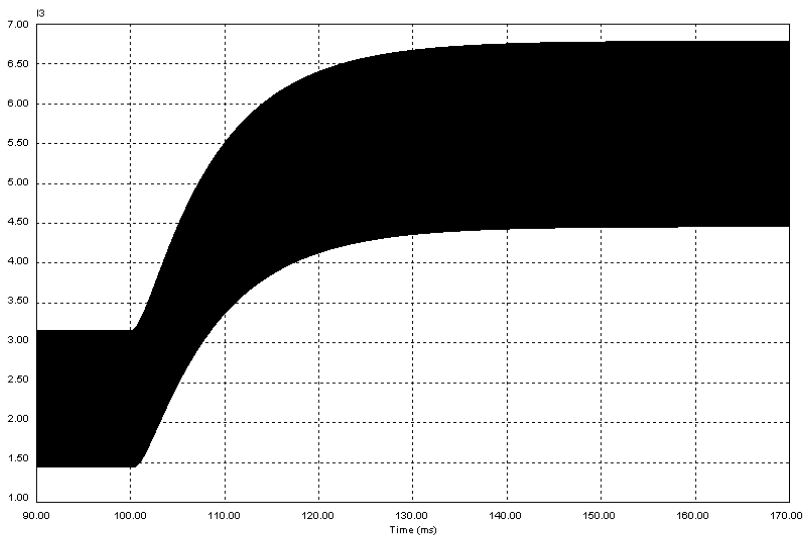


Figura 4.24 – Corrente no banco de baterias com degrau de 0,005 na razão cíclica em $t=100ms$. (simulação do conversor).

A função de transferência apresenta resposta muito semelhante à do circuito, validando a parte matemática referente a esse modelo.

4.9 PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE

A seguir são apresentados os projetos dos controladores e resultados de simulação para a operação individual das malhas de tensão e corrente utilizando os modelos apresentados. A apresentação detalhada dos projetos dos controladores é encontrada nos Apêndices B, C e D. Utiliza-se a metodologia de projeto no domínio da frequência.

4.9.1 Malha de Controle da Corrente do Indutor

O diagrama de blocos proposto para a malha de corrente é apresentado na Figura 4.25. O ganho total do sensor de corrente K_{ai} é dado por um sensor de corrente isolado LEM (com saída em corrente) e um resistor de medição.

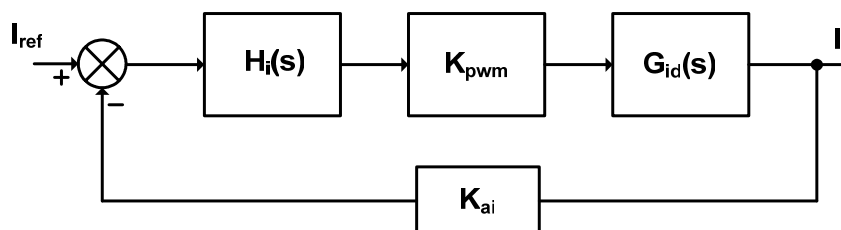


Figura 4.25 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do indutor.

O projeto do controle de corrente do indutor de entrada utiliza a função de transferência apresentada na equação (4.20). Foi adotada tensão de saída nominal de 48V. Substituindo os valores de projeto, tem-se a função seguinte.

$$G_{id}(s) = \frac{0,6386 \cdot s + 48}{4,311 \times 10^{-6} \cdot s^2 + 0,003025 \cdot s + 1,09}$$

A posição do zero e dos dois pólos da planta é apresentada na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Posição do zero e dos pólos da planta de corrente do indutor $G_{id}(s)$.

	Posição no plano complexo	Frequência (Hz)
Zero	-75,1597	11,9620
Pólos	-3,5085 ± 3,6022i	80,0301

Os diagramas de Bode da planta são apresentados na Figura 4.26 e na Figura 4.27 juntamente com o modelo onde não se consideram os parâmetros da célula a combustível, apresentado anteriormente na equação (4.8).

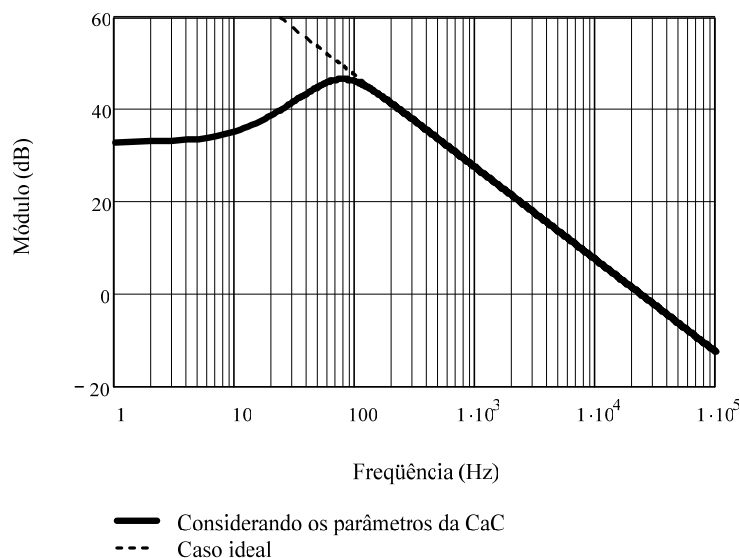


Figura 4.26 – Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente $G_{id}(s)$ juntamente com o caso com fonte de tensão ideal na entrada.

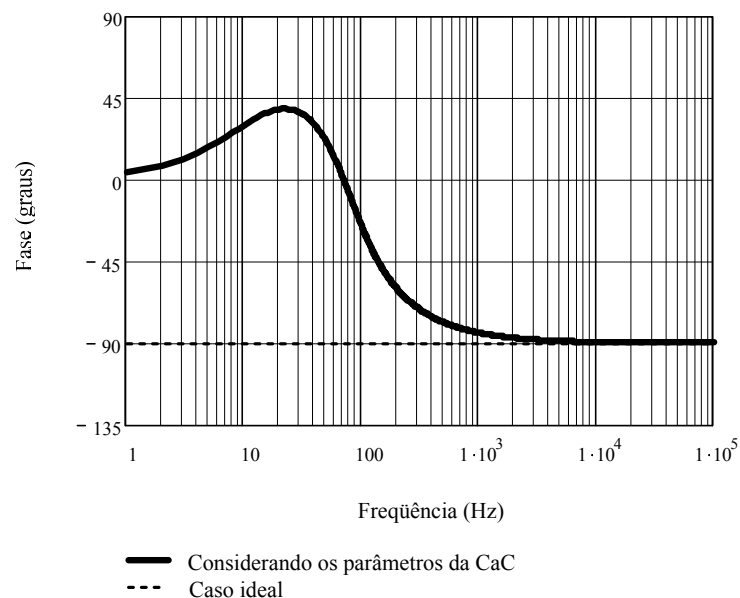


Figura 4.27 – Diagrama de Bode de fase da planta de corrente $G_{id}(s)$ juntamente com o caso com fonte de tensão ideal na entrada.

Conhecendo os diagramas da planta, é realizado o projeto do controlador para uma malha rápida de corrente que ainda assim seja estável. Foi escolhida a frequência de cruzamento de 12,5kHz, que equivale a um quarto da frequência de comutação.

Utilizou-se o controlador proporcional-integral com um filtro (PI com filtro). Esse controlador possui um pólo na origem para obtenção de erro nulo, um zero, e outro pólo numa frequência mais elevada, proporcionando a atenuação de altas frequências, diminuindo a susceptibilidade a ruídos.

A função de transferência desse controlador é apresentada na equação (4.122).

$$H(s) = \frac{s \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)} \quad (4.122)$$

O circuito do controlador utilizado para realizar a função de transferência da equação (4.122) está apresentado na Figura 4.28.

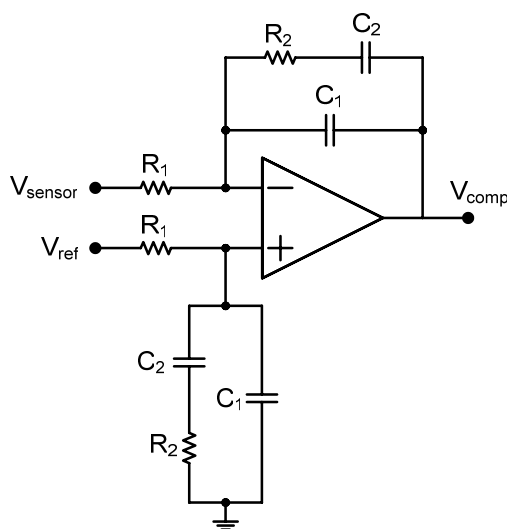


Figura 4.28 – Circuito do controlador utilizado (PI com filtro, dois pólos e um zero).

Além do pólo na origem, é posicionado um pólo em 25kHz (metade da frequência de comutação) e um zero em 2,5kHz (um quinto da frequência de cruzamento).

Para esse ajuste são utilizados os valores comerciais dos parâmetros do controlador apresentados abaixo.

$$R_1 = 1,5k\Omega$$

$$R_2 = 22k\Omega$$

$$C_1 = 330pF$$

$$C_2 = 2,7nF$$

Utilizando tais valores, podem-se traçar os diagramas de Bode do controlador apresentados na Figura 4.29 e na Figura 4.30.

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente considera também os ganhos do sensor de corrente, K_{ai} , e do modulador PWM, K_{pwm} . Tais ganhos são

apresentados nas equações (4.123) e (4.124) respectivamente, para tensão de referência de 2,5V, corrente de 20,833A, e tensão de pico a pico da onda dente de serra de comparação de 2,7V (baseado nos valores extremos de 0,8V e 3,5V fornecidos no catálogo do CI 3524).

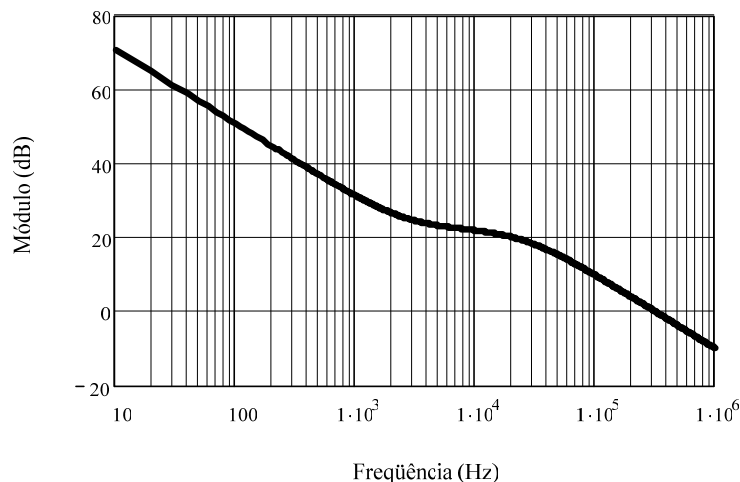


Figura 4.29 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente $H_i(s)$.

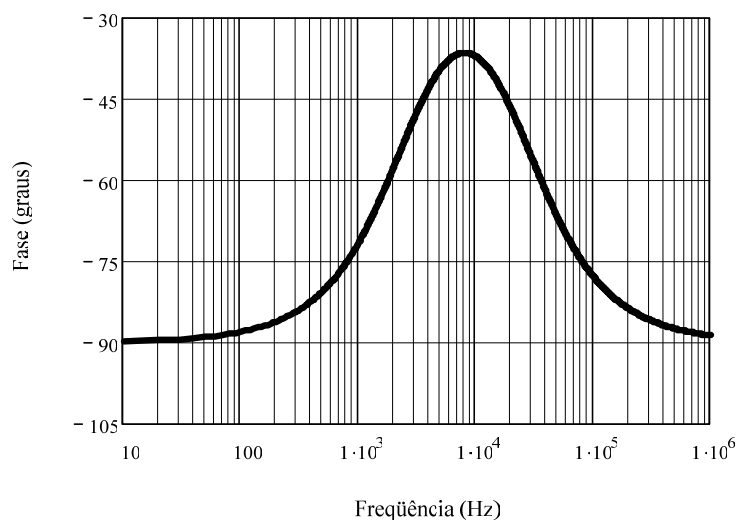


Figura 4.30 – Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente $H_i(s)$.

$$K_{ai} = \frac{V_{ref}}{I_L} = \frac{2,5}{20,833} = 0,12 \quad (4.123)$$

$$K_{pwm} = \frac{1}{V_{ppserra}} = \frac{1}{2,7} = 0,37 \quad (4.124)$$

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente é apresentada na equação (4.125).

$$FTL_{A_i}(s) = K_{ai} \cdot K_{pwm} \cdot H_i(s) \cdot G_{id}(s) \quad (4.125)$$

Os diagramas de Bode de laço aberto da malha de corrente apresentados na Figura 4.31 e na Figura 4.32 são traçados utilizando os valores apresentados até aqui. Com a Figura 4.31 constata-se a frequência de cruzamento no valor projetado de 12,5kHz. O sistema é estável com margem de fase de aproximadamente 51 graus, como pode ser observado através da Figura 4.32.

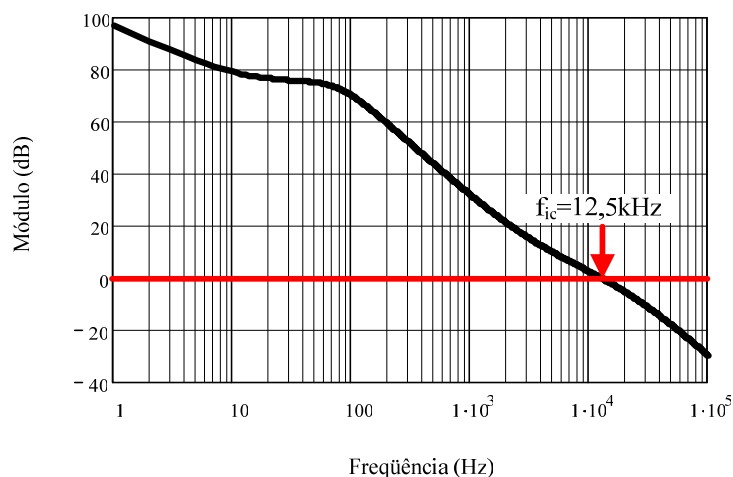


Figura 4.31 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente.

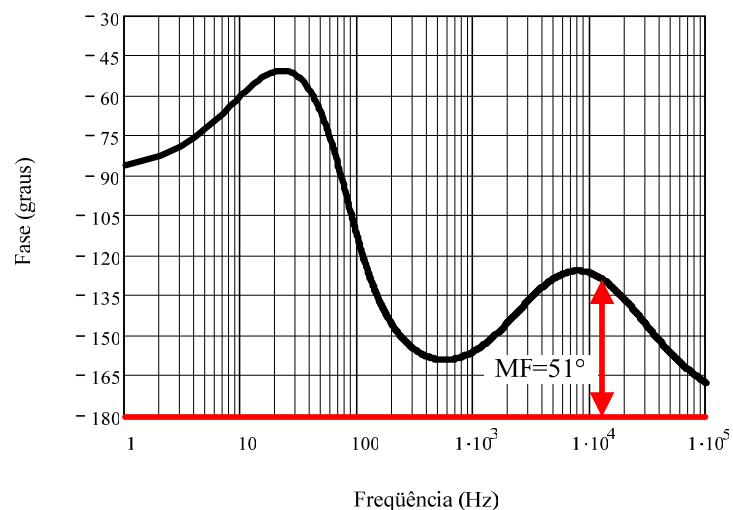


Figura 4.32 – Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de corrente.

Para o controlador projetado, realizou-se simulação utilizando *software* para simulação de circuitos, a corrente no indutor e o sinal de controle obtidos podem ser observados na Figura 4.33 e na Figura 4.34 respectivamente.

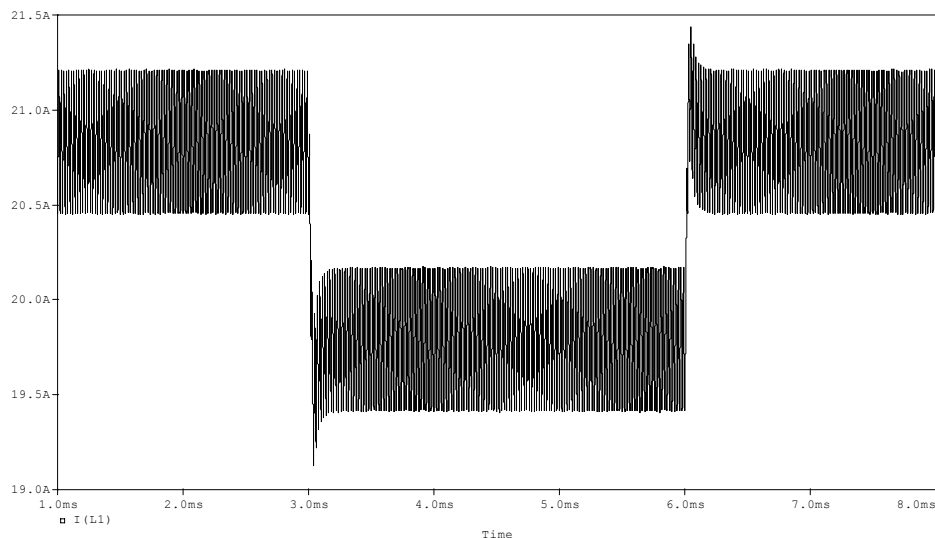


Figura 4.33 – Corrente no indutor com degrau de 100% a 95% na corrente de referência em 3ms e degrau de 95% a 100% em 6ms.

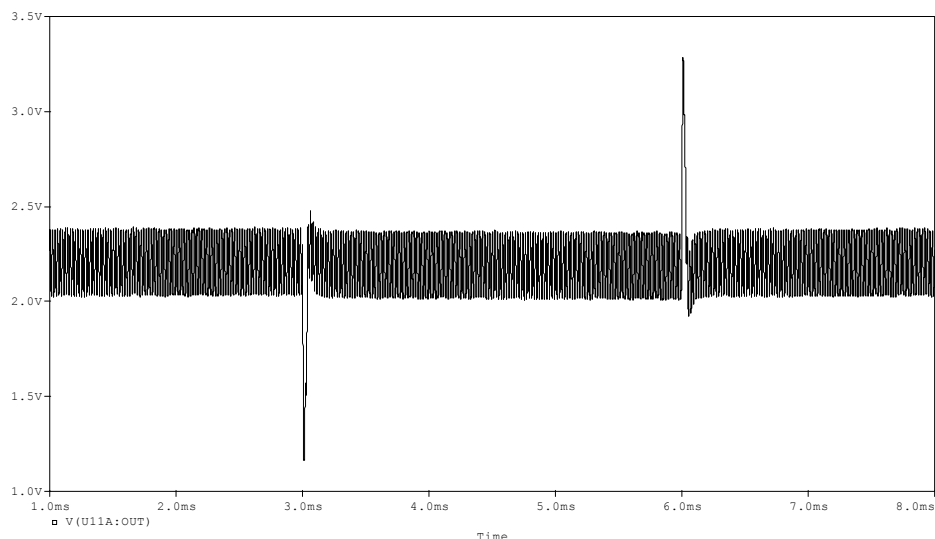


Figura 4.34 – Sinal de controle com degrau de 100% a 95% na corrente de referência em 3ms e degrau de 95% a 100% em 6ms.

4.9.2 Malha de Controle da Tensão de Saída

O diagrama de blocos proposto para a malha de tensão é apresentado na Figura 4.35. O ganho do sensor de tensão K_{av} é dado por um divisor resistivo.

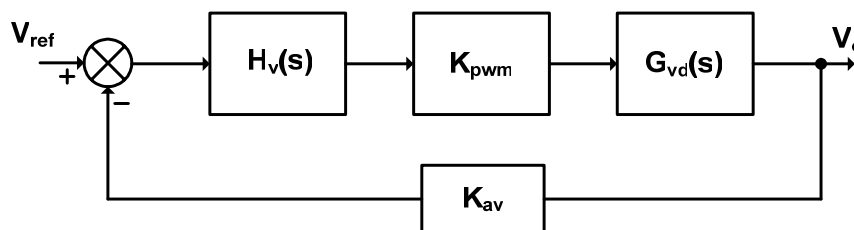


Figura 4.35 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão de saída.

O modelo da planta utilizado é o anteriormente apresentado na equação (4.108). A substituição dos valores leva à função apresentada abaixo.

$$G_{vd}(s) = \frac{-5,215 \times 10^{-8} \cdot s^3 - 0,0003554 \cdot s^2 + 1,441 \cdot s + 7,355}{2,281 \times 10^{-7} \cdot s^3 + 0,000166 \cdot s^2 + 0,07616 \cdot s + 2,243}$$

A posição dos três zeros e dos três pólos da planta é apresentada na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Posição do zero e dos pólos da planta de tensão $G_{vd}(s)$.

	Posição no plano complexo	Frequência (Hz)
Zeros	-9671,2	1539,2
	2861,6	455,44
	-5,0960	0,8111
Pólos	$-348,02 \pm 436,84i$	88,891
	-31,5216	5,0168

Os diagramas de Bode da planta são apresentados na Figura 4.36 e na Figura 4.37 juntamente com os modelos onde não se consideram os parâmetros da célula a combustível para comparação.

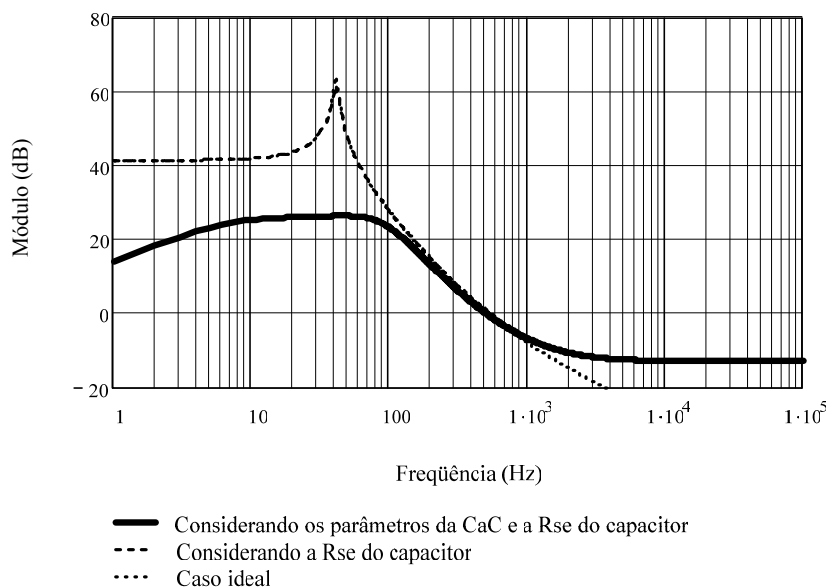


Figura 4.36 – Diagrama de Bode de módulo da planta de tensão $G_{vd}(s)$ juntamente com os casos em que não se considera a CaC na entrada.

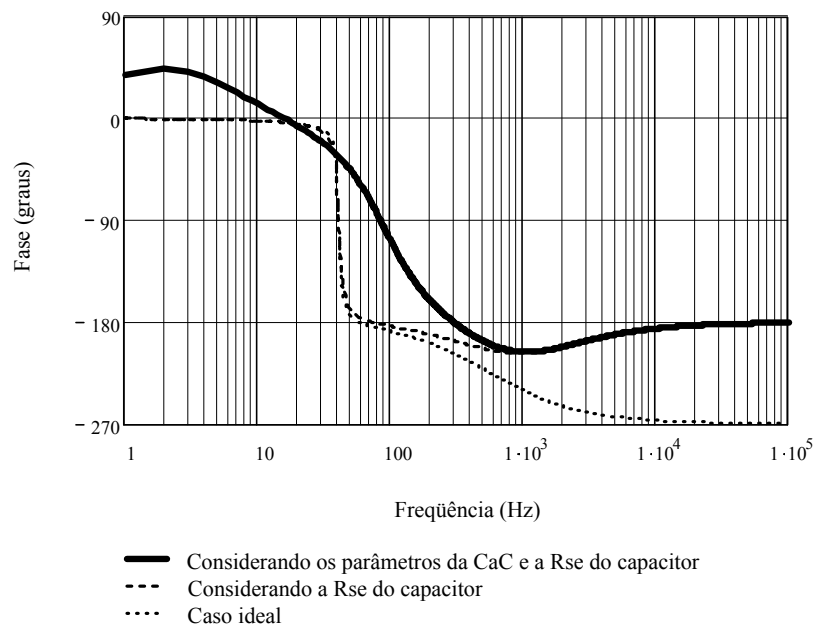


Figura 4.37 – Diagrama de Bode de fase da planta de tensão $G_{vd}(s)$ juntamente com os casos em que não se considera a CaC na entrada.

A comparação dos diagramas de fase revela que considerando os parâmetros da célula a combustível, a queda da fase proporcionada pela presença no zero no semiplano direito não é tão abrupta quanto nos outros casos. Além disso, é possível obter margem de fase positiva em frequências de cruzamento um pouco maiores que nos outros casos realizando o controle em tensão.

Novamente é utilizado o controlador do tipo PI com filtro que tem a função de transferência apresentada na equação (4.122). Os pólos e o zero são posicionados de maneira a obter característica de integrador na função de transferência de laço aberto, com margem de fase positiva apropriada. Nessas condições, além do pólo na origem, escolheram-se as frequências do zero em 50Hz e do outro pólo em 1kHz. A frequência de cruzamento escolhida é de 20Hz. Os valores dos parâmetros do controlador escolhidos são apresentados a seguir.

$$R_1 = 56k\Omega$$

$$R_2 = 56k\Omega$$

$$C_1 = 3,3nF$$

$$C_2 = 56nF$$

O diagramas de Bode de módulo do controlador é apresentado na Figura 4.38 e o de fase é apresentado na Figura 4.39.

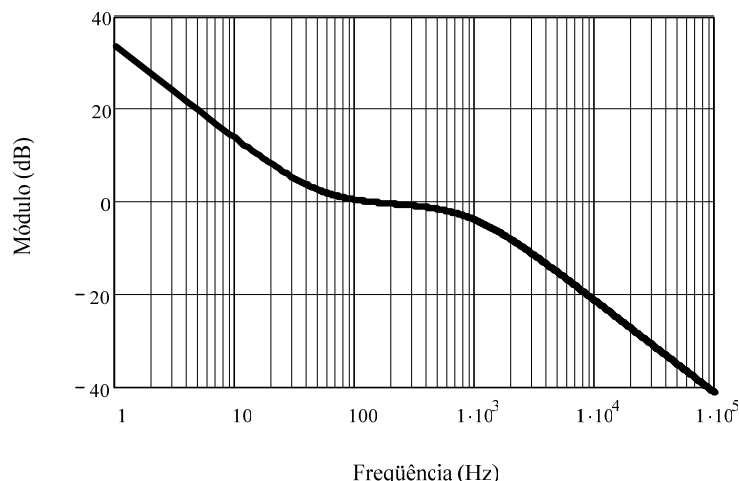


Figura 4.38 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente $H_v(s)$.

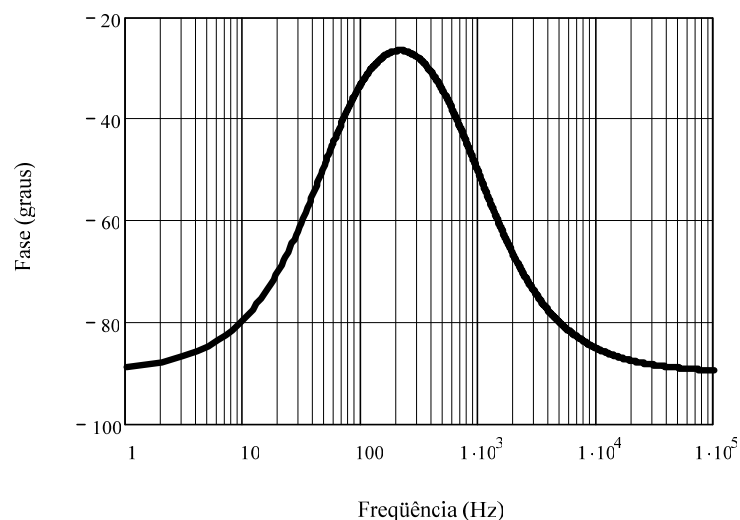


Figura 4.39 – Diagrama de Bode de fase do controlador de tensão $H_v(s)$.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão leva em conta também os ganhos do sensor de tensão, K_{av} , e do modulador PWM, K_{pwm} . O ganho do sensor de tensão é apresentado na equação (4.126) para tensão de referência de 2,5V e tensão de saída de 53V (aproximadamente a tensão de flutuação do banco de baterias [27]).

$$K_{av} = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{2,5V}{53V} = 0,047 \quad (4.126)$$

O ganho do modulador PWM foi apresentado anteriormente na equação (4.124).

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão é apresentada na equação (4.127).

$$FTLA_v(s) = K_{av} \cdot K_{pwm} \cdot H_v(s) \cdot G_{vd}(s) \quad (4.127)$$

Com todos os valores já conhecidos, pode-se traçar os diagramas de Bode de laço aberto apresentados na Figura 4.40 e na Figura 4.41.

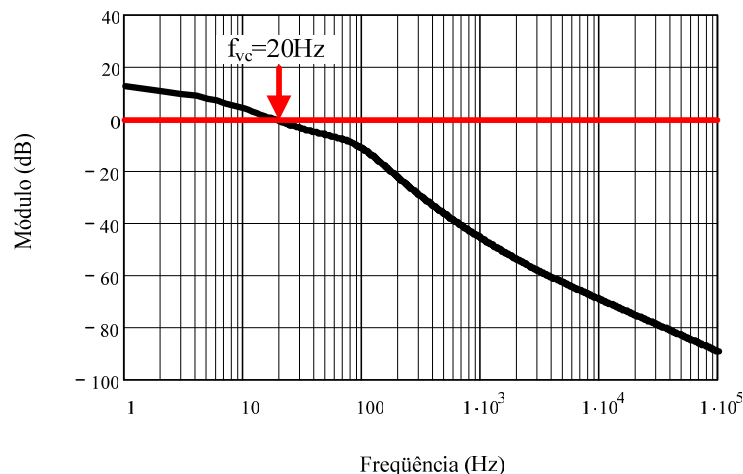


Figura 4.40 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de tensão.

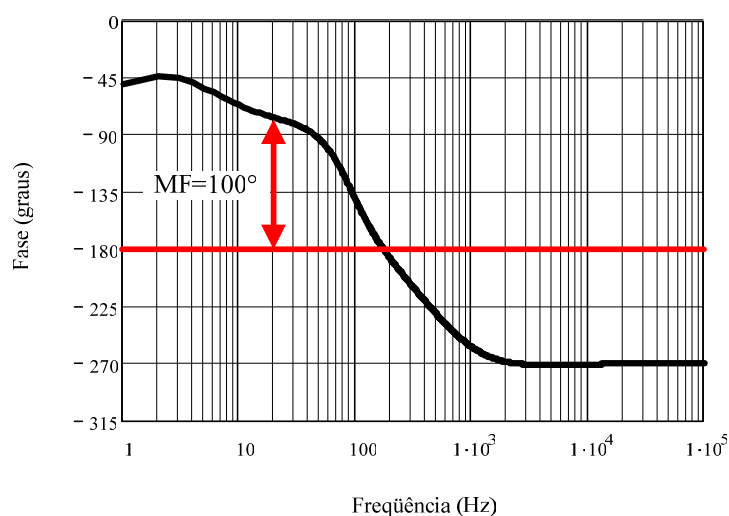


Figura 4.41 – Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de tensão.

Da Figura 4.40 pode-se ler a frequência de cruzamento em 20Hz, como projetado. Através da Figura 4.41, pode-se observar que a margem de fase obtida é de aproximadamente 100 graus, garantindo a estabilidade.

Também para a malha de tensão, o funcionamento do sistema de controle projetado foi verificado através de simulação do circuito. A Figura 4.42 e a Figura 4.43 mostram a tensão de saída do sistema em malha fechada e o sinal de controle respectivamente.

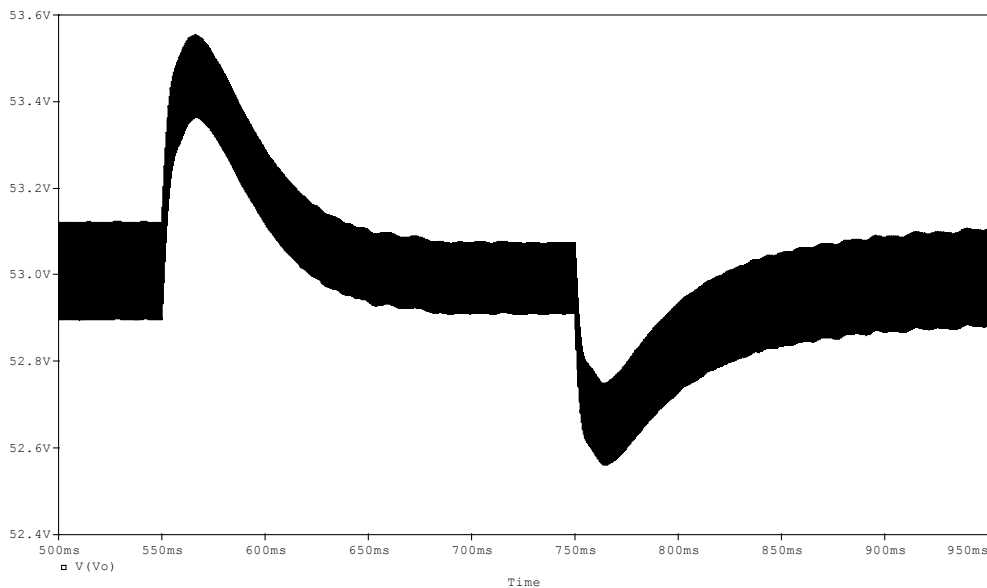


Figura 4.42 – Tensão de saída com retirada de 10% de carga em 550ms, voltando a 100% de carga em 650ms.

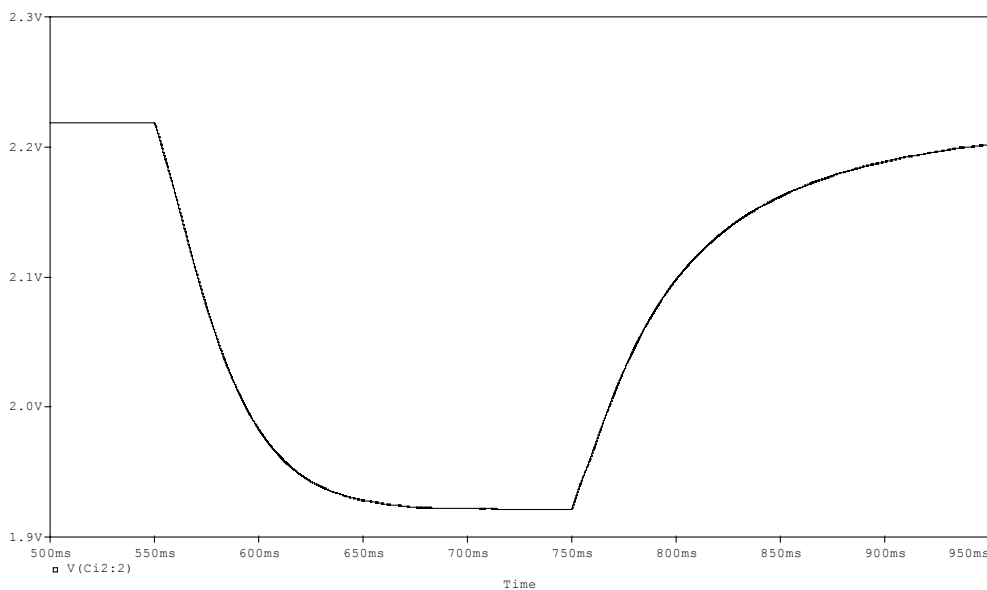


Figura 4.43 – Sinal de controle com retirada de 10% de carga em 550ms, voltando a 100% de carga em 650ms.

4.9.3 Malha de Controle da Corrente do Banco de Baterias

Quando uma bateria descarregada é conectada ao barramento de saída do conversor a corrente nesta tende a ser muito elevada. É necessário que essa corrente seja limitada ao valor escolhido para o processo de carga. É a malha de controle da corrente do banco de baterias que atua para realizar essa tarefa. O diagrama de blocos dessa malha pode ser observado na Figura 4.44.

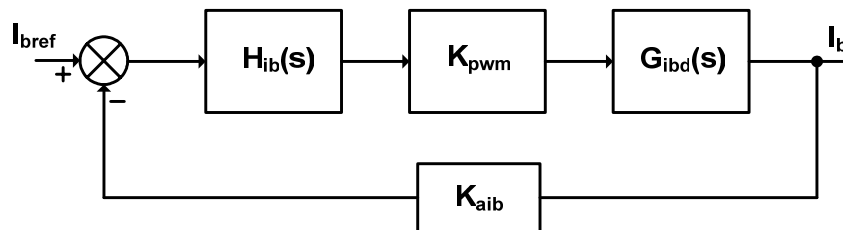


Figura 4.44 – Diagrama de blocos da malha de corrente do banco de baterias.

A corrente do banco de baterias é monitorada através de um sensor resistivo. A tensão do sensor resistivo é amplificada para que se use um valor de referência conveniente (2,5V).

A simplificação proposta é de que no ponto de operação dessa malha, o banco de baterias está completamente descarregado e o conversor entrega potência nominal (pior caso quanto à estabilidade).

O valor da força eletromotriz da bateria (E) foi escolhido com base no valor mínimo conhecido [22] para uma bateria descarregada, a resistência interna da bateria foi estimada anteriormente e apresentada na equação (2.2) e a corrente de carga escolhida corresponde à carga de 10 horas.

Todas essas informações estão sintetizadas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Parâmetros utilizados no projeto da malha de controle de corrente do banco de baterias.

E	R _{bat}	R _{sh}	I _{bat}
42V	0,079Ω	0,025Ω	3,2A

Conhecendo tais dados, a tensão de saída pode ser calculada como apresentado na equação (4.128).

$$V_o = E + (R_{bat} + R_{sh}) \cdot I_{bat} = 42V + (0,079\Omega + 0,025\Omega) \cdot 3,2A = 42,333V \quad (4.128)$$

A razão cíclica nessa condição é obtida na equação (4.129).

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{42,333V - 24V}{42,333V} = 0,433 \quad (4.129)$$

Com o conversor entregando potência nominal tem-se a resistência de carga mostrada na equação (4.130).

$$R_o = \frac{V_o}{\frac{P_o}{V_o} - I_{bat}} = \frac{42,333V}{\frac{500W}{42,333V} - 3,2A} = 4,916\Omega \quad (4.130)$$

Assim, têm-se todos os valores para a utilização da função de transferência da equação (4.121). R_b representa a resistência série total do banco de baterias, ou seja, a soma da resistência do medidor (R_{sh}) e da resistência interna do banco de baterias (R_{bat}).

Com os valores apropriados já substituídos à equação (4.121), tem-se a equação abaixo.

$$G_{ibd}(s) = \frac{-1,898 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 - 0,1093 \cdot s + 718}{1,05 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 0,009975 \cdot s + 1}$$

O posicionamento dos dois zeros e dois pólos da planta está apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Posição dos zeros e dos pólos da planta de corrente do banco de baterias $G_{ibd}(s)$.

	Posição no plano complexo	Frequência (Hz)
Zeros	3555,5	565,88
	-9671,2	1539,2
Pólos	-113,52	18,067
	-839,06	133,54

Os diagramas de Bode da planta de corrente do banco de baterias são apresentados na Figura 4.45 e na Figura 4.46.

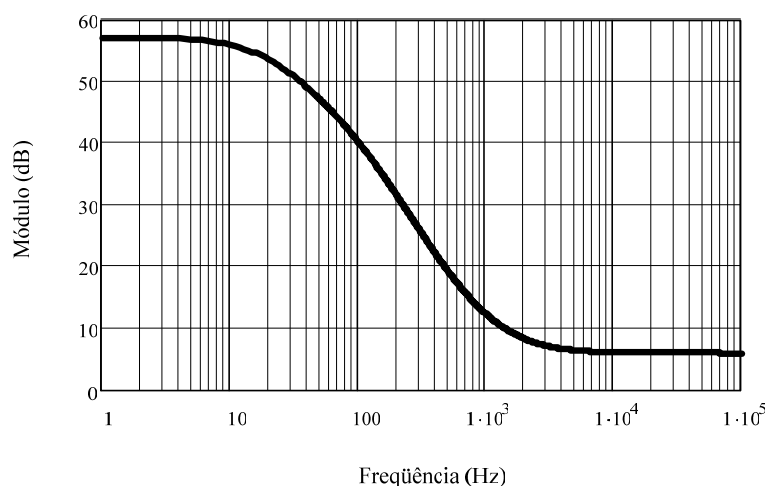


Figura 4.45 – Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente do bando de baterias $G_{ibd}(s)$.

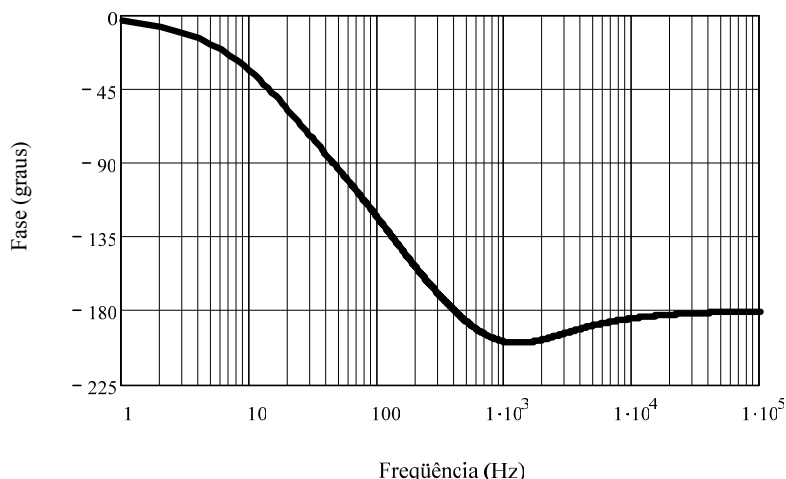


Figura 4.46 – Diagrama de Bode de fase da planta de corrente do banco de baterias $G_{ibd}(s)$.

Também para essa malha de controle foi utilizado controlador do tipo PI com filtro, cuja transferência correspondente à equação (4.122). Para obter característica de integrador na função de transferência de laço aberto, um zero é posicionado em 20Hz e um pólo em 2kHz (além do pólo na origem que visa à obtenção de erro nulo ao degrau). A frequência de cruzamento escolhida é de 80Hz (quatro vezes a frequência de cruzamento do projeto da malha de tensão). Os valores dos componentes utilizados são apresentados abaixo.

$$R_1 = 680k\Omega$$

$$R_2 = 15k\Omega$$

$$C_1 = 5,6nF$$

$$C_2 = 560nF$$

Para tais valores, os diagramas de Bode de módulo e fase do controlador são os apresentados na Figura 4.47 e na Figura 4.48, respectivamente.

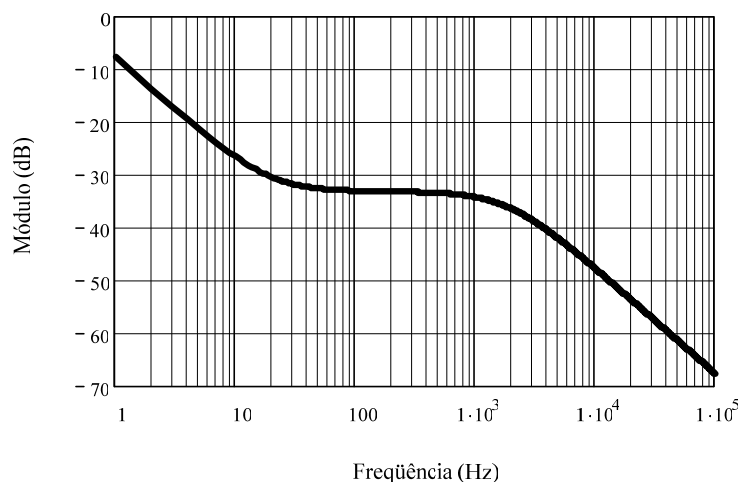


Figura 4.47 – Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente do banco de baterias $H_{ib}(s)$.

Os ganhos presentes na malha referem-se ao ganho do sensor de corrente do banco de baterias (K_{aib}), que pode ser obtido utilizando a equação (4.131), e o ganho do modulador PWM (K_{pwm}), apresentado anteriormente na equação (4.124).

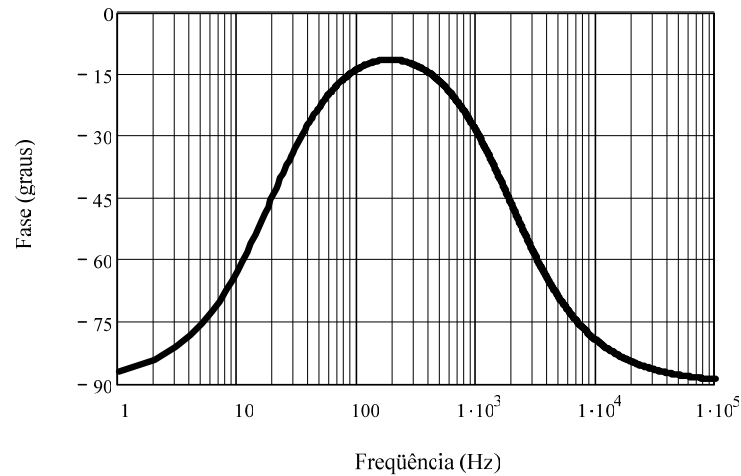


Figura 4.48 – Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente do banco de baterias $H_{ib}(s)$.

$$K_{aib} = R_{sh} \cdot G_{amp} = \cancel{R_{sh}} \cdot \frac{V_{ref}}{\cancel{R_{sh}} \cdot I_b} = \frac{2,5}{3,2} = 0,78125 \quad (4.131)$$

A função de transferência de laço aberto da malha de controle da corrente do banco de baterias é utilizada para traçar os diagramas da Figura 4.49 e da Figura 4.50 e está apresentada na equação (4.132), onde todos os valores já são conhecidos.

$$FTLA_{ib}(s) = K_{aib} \cdot K_{pwm} \cdot H_{ib}(s) \cdot G_{ibd}(s) \quad (4.132)$$

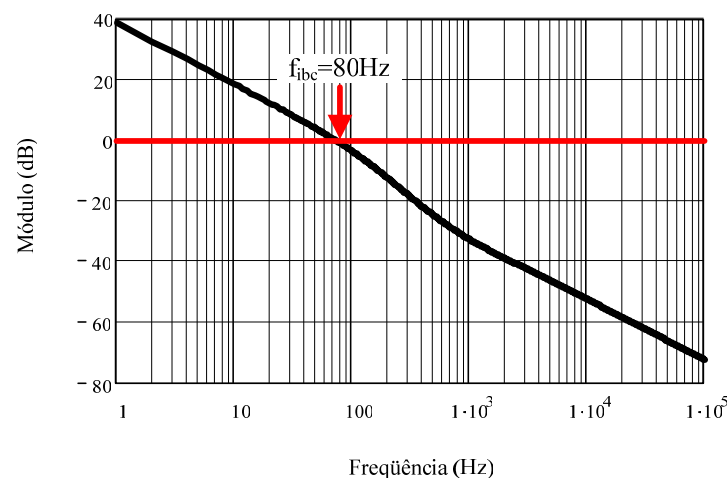


Figura 4.49 – Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente do banco de baterias.

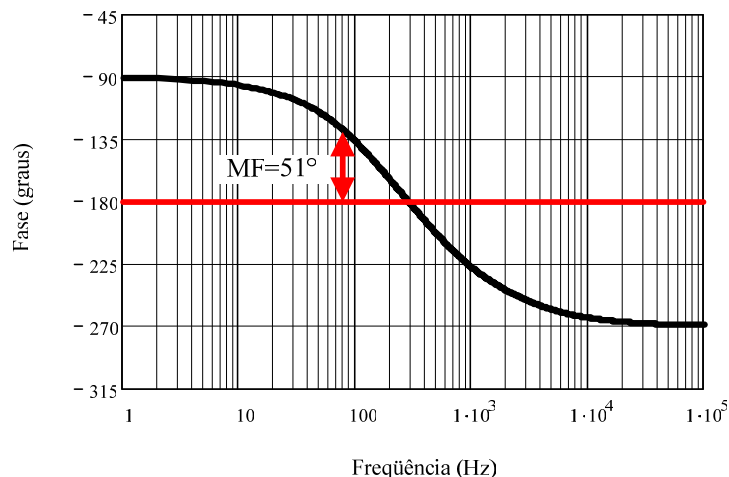


Figura 4.50 – Diagrama de Bode de fase do laço aberto da malha de corrente do banco de baterias.

A Figura 4.49 mostra a frequência de cruzamento no valor esperado (80Hz) e da Figura 4.50 pode ser lido o valor da margem de fase em 51° .

Os resultados de simulação para verificação do funcionamento dessa malha de controle são apresentados já em conjunto com as outras duas malhas no item seguinte.

4.10 OPERAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE EM PARALELO

O sistema de controle completo proposto utiliza as malhas de controle anteriormente projetadas em paralelo [17]. Com o sistema operando normalmente a malha de tensão impõe a tensão de flutuação do banco de baterias no barramento de saída. Caso alguma das correntes monitoradas ultrapasse o valor limite de referência, a malha de controle correspondente passa a atuar. Isto pode ser mais bem entendido através do diagrama de blocos da Figura 4.51.

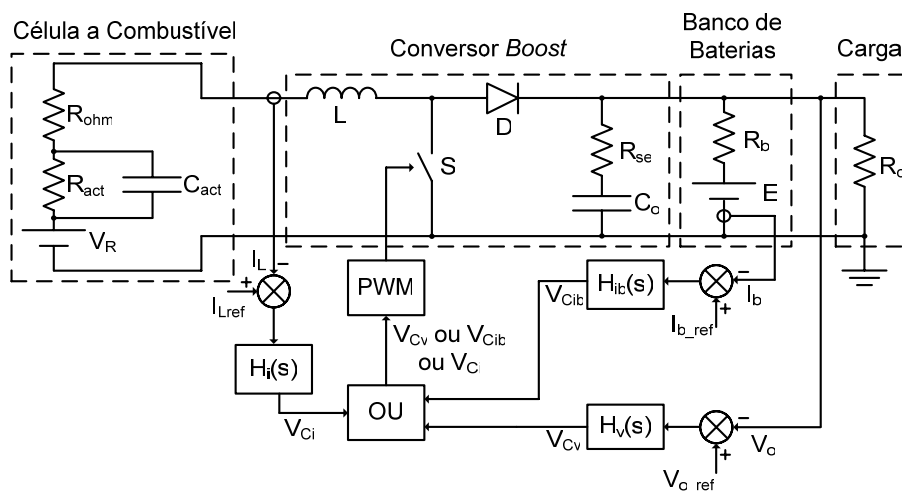


Figura 4.51 – Diagrama de blocos do sistema de controle.

Se uma bateria descarregada for conectada ao barramento de saída, a corrente tende a ser muito elevada, o que pode danificar a bateria ou até mesmo provocar a falha do conversor. Nessa condição o controlador de corrente do banco de baterias passa a atuar limitando a corrente no limite estabelecido. Durante o processo de carga a tensão da bateria se eleva até que o compensador de tensão passe a ser dominante novamente impondo tensão de flutuação.

Em outra situação, a corrente de carga solicitada na saída do conversor pode ser maior do que o mesmo pode fornecer. Além disso, a corrente da célula a combustível na entrada não pode ultrapassar os limites estabelecidos. Nessa condição, o controlador de corrente do indutor (entrada) passa a atuar limitando a corrente drenada da célula a combustível no valor de referência (nessa circunstância a tensão de saída passará a cair).

Para simular o funcionamento do sistema completo foi utilizado o circuito da Figura 4.52. A troca de controladores ocorre através da condução de diodos quando os controladores de limitação de corrente tentarem impor sinal de controle menor que o controlador de tensão.

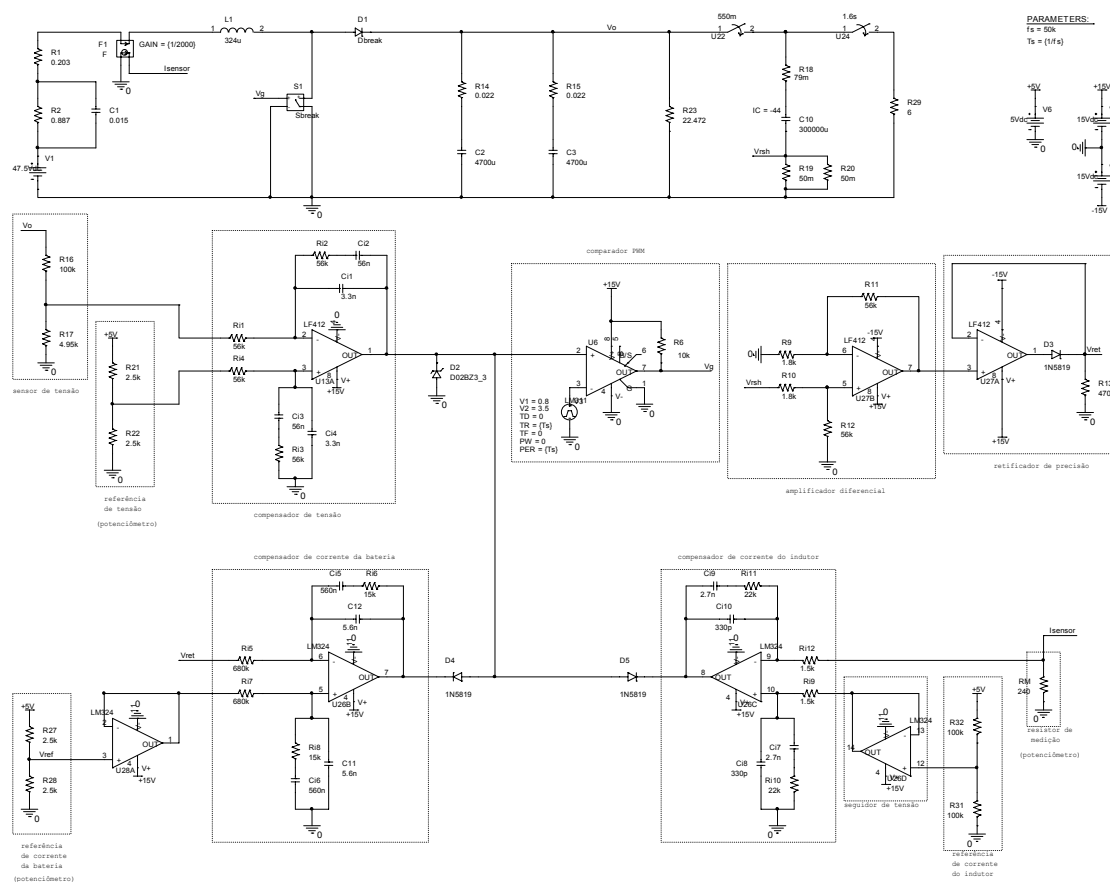


Figura 4.52 – Circuito simulado com as três malhas de controle em paralelo.

A bateria foi representada por um capacitor em série com uma resistência para simular o processo de carga. Com a tensão de saída regulada em 53V, é simulada a conexão de uma bateria descarregada (44V) ao barramento. Ocorre o processo de carga e a tensão passa a ser regulada novamente. Após isso uma corrente acima do limite do conversor é solicitada na saída do conversor. Os resultados dessa simulação são apresentados na Figura 4.53.

Pode-se observar na Figura 4.53 a atuação da limitação da corrente da bateria durante o processo de carga, com volta do controlador de tensão após isso. Também mostra a limitação da corrente da entrada quando a potência solicitada está acima da nominal.

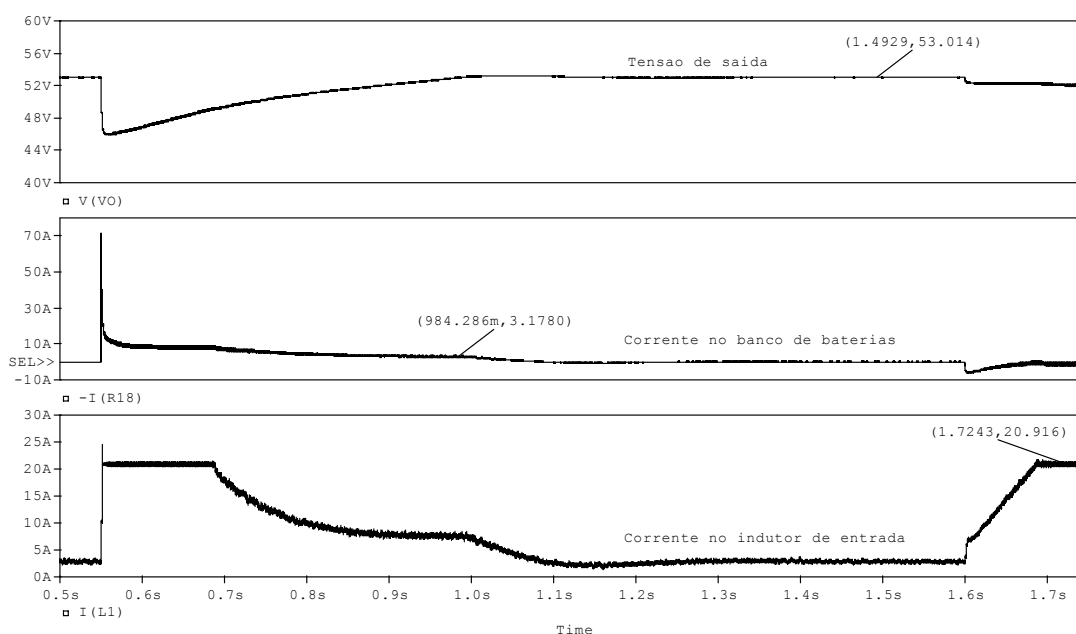


Figura 4.53 – Tensão de saída, corrente no banco de baterias e corrente no indutor de entrada com conexão da bateria ao barramento em 550ms e solicitação de carga acima da nominal em 1,6s.

4.11 CONCLUSÃO

Foi apresentada a modelagem do conversor *Boost*, não apenas com fonte de tensão ideal na entrada, mas também considerando os parâmetros do circuito elétrico equivalente da célula a combustível. Dessa maneira, a modelagem apresentada descreve o comportamento dinâmico do sistema em conjunto, o conversor *Boost* alimentado através do módulo gerador a partir de células a combustível.

Os modelos obtidos para a tensão de saída e corrente no indutor quando é aplicada uma pequena perturbação na razão cíclica apresentaram boa representatividade quando comparadas à resposta obtida através da simulação do circuito.

O diagrama de Bode de fase da planta de tensão (Figura 4.37) revela que quando considerados os parâmetros da célula a combustível, a presença do zero no semiplano direito complexo não leva a fase do sistema a cair de maneira tão abrupta quanto no caso em que há fonte ideal na entrada do conversor. Dessa maneira é possível projetar um controle em tensão que não se torne instável mesmo para frequências de cruzamento um pouco maiores (o diagrama de Bode de fase da planta quando são considerados os parâmetros da CaC passa por -180° em uma frequência aproximadamente seis vezes maior do que nos casos em que os mesmos não são considerados).

O projeto dos controladores apresenta bons resultados verificados através de simulação. O controle de corrente permite o seguimento de referência como observado na Figura 4.33. A tensão de saída é regulada mesmo com pequenas perturbações causadas por degraus de carga como apresentado na Figura 4.42.

Com a operação das malhas apresentadas em paralelo, pode-se impor tensão de saída desde que a corrente de entrada ou a corrente da bateria não ultrapasse os valores de referência, nessas condições, o controlador de corrente do indutor ou controlador de corrente da bateria passariam a atuar, respectivamente, limitando essas correntes.

CAPÍTULO 5 – IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Após a análise teórica e projeto apresentados anteriormente, foi implementado um protótipo com o objeto de comprovar o estudo realizado e o funcionamento da estrutura aplicada à CaC.

Será apresentada neste capítulo a concepção final do circuito e protótipo implementados, bem como as formas de onda principais do conversor e o funcionamento dos compensadores em laboratório.

5.2 CIRCUITO E PROTÓTIPO IMPLEMENTADOS

A Figura 5.1 e a Figura 5.2 apresentam os circuitos utilizados na implementação da placa de potência (e sensores) e de controle respectivamente.

Foi utilizado como modulador PWM o circuito integrado UC3524 da *Texas Instruments*. O sinal de comando é gerado pelo UC3524 passando por um driver simples, não isolado, para fornecer corrente de gatilho apropriada.

A tensão sobre o sensor resistivo para monitoramento da corrente no banco de baterias é amplificada e retificada através de um retificador de precisão. A limitação da corrente é feita apenas quando o banco está absorvendo corrente, por isso a tensão gerada pela corrente no sentido oposto (bateria fornecendo energia) não é utilizada. Apenas esse CI utiliza alimentação simétrica, juntamente com o sensor isolado LEM da corrente de entrada. Os demais utilizam alimentação assimétrica.

Como fonte auxiliar foi utilizado um conversor CC-CC encapsulado fabricado pela Tracopower, as especificações do mesmo podem ser visualizadas na Tabela 5.1. Esse conversor foi escolhido com ampla faixa de tensão de entrada para ser alimentado pelo próprio banco de baterias presente no sistema.

Tabela 5.1 –Especificações do Conversor CC-CC Tracopower TEN 15-4823.

Código	Faixa de tensão de entrada	Tensão de saída	Corrente de saída máxima	Eficiência Típica
TEN 15-4823	36 – 75V	+/- 15V	500mA	87%

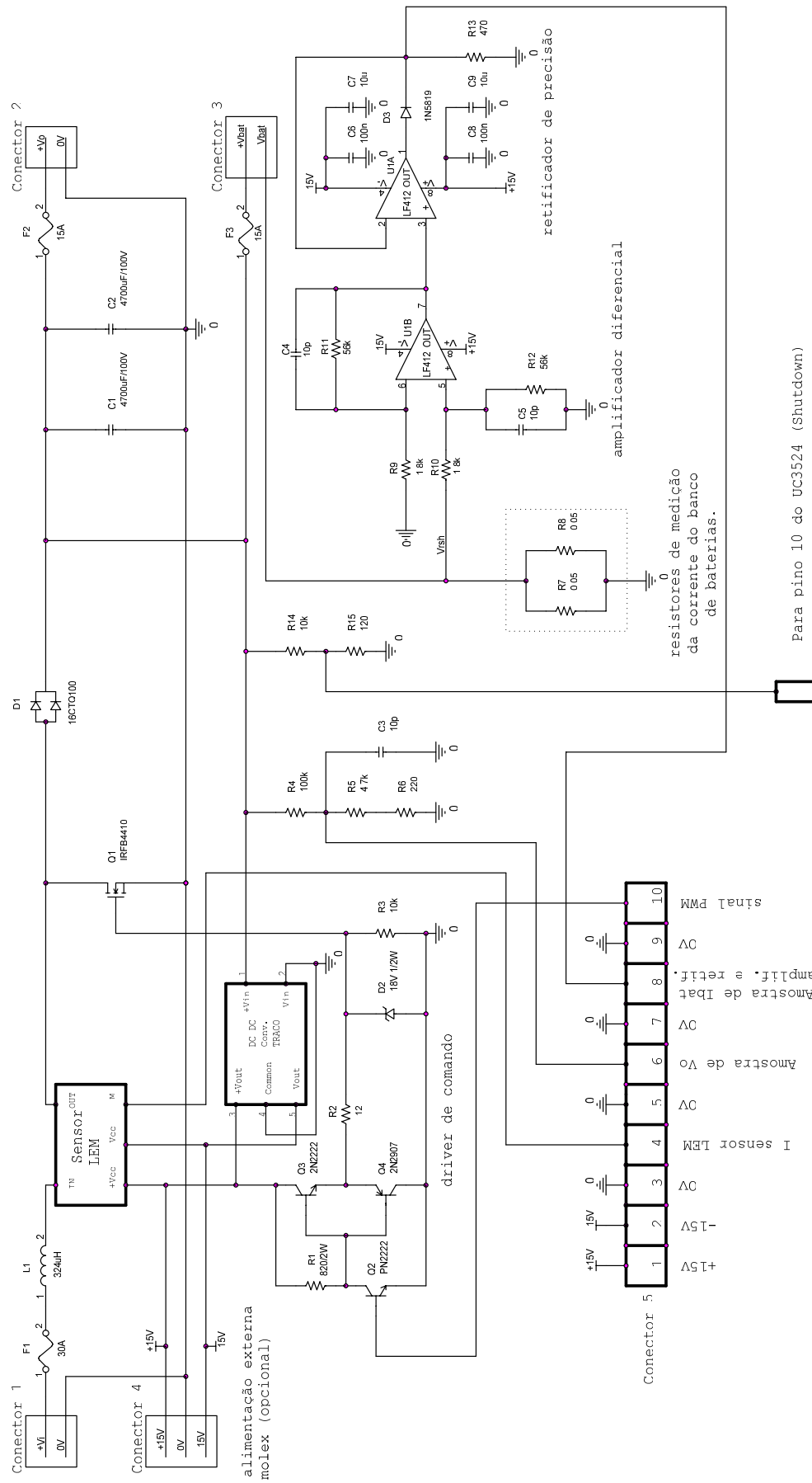


Figura 5.1 – Diagrama esquemático da placa de potência e sensores.

As listas de componentes dos circuitos implementados são apresentadas no Apêndice A.

A concepção mecânica final do protótipo pode ser visualizada na Figura 5.3 e na Figura 5.4.



Figura 5.3 – Vista frontal do protótipo.

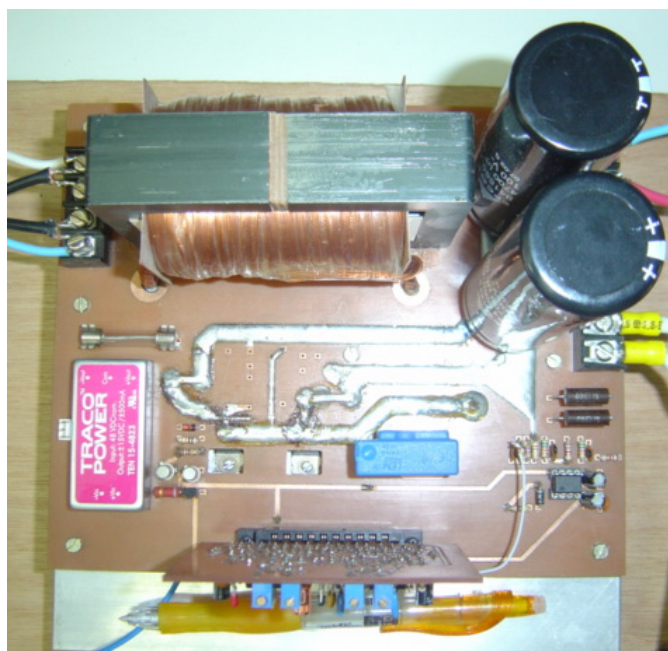


Figura 5.4 – Vista superior do protótipo.

5.3 RESULTADOS COM FONTE DE ALIMENTAÇÃO REGULADA NA ENTRADA E CARGA APENAS RESISTIVA

Os resultados estão apresentados na mesma seqüência em que os ensaios de laboratório foram feitos. Os primeiros testes foram realizados com fonte de alimentação regulada na entrada e carga resistiva para verificação do funcionamento básico do conversor. Nas próximas seções serão apresentados as principais mudanças e testes relevantes quando da inserção do banco de baterias e da CaC.

5.3.1 Formas de Onda Básicas

A corrente na entrada do conversor é apresentada na Figura 5.5.

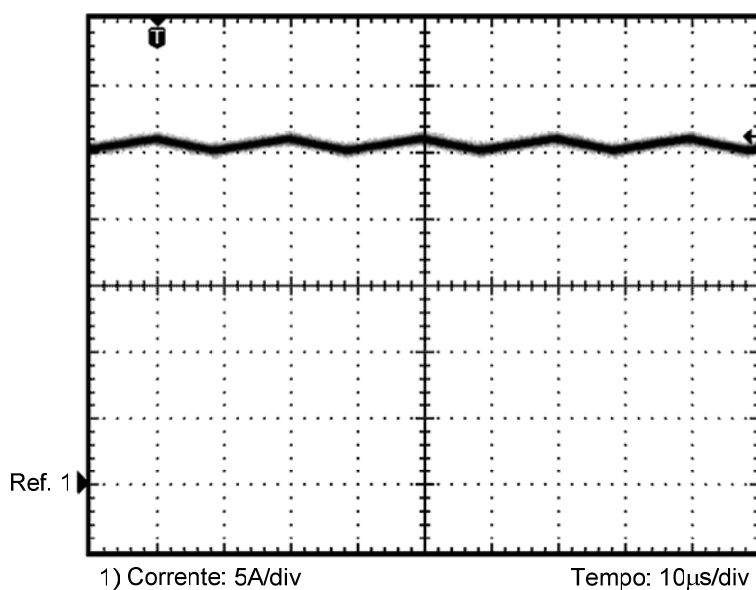


Figura 5.5 – Corrente na entrada do conversor.

A corrente da Figura 5.5 apresenta baixa ondulação na frequência de comutação como projetado, isso pode ser visto com mais detalhes na Figura 5.6 onde o nível CC foi retirado da forma de onda. A ondulação está dentro do valor máximo especificado.

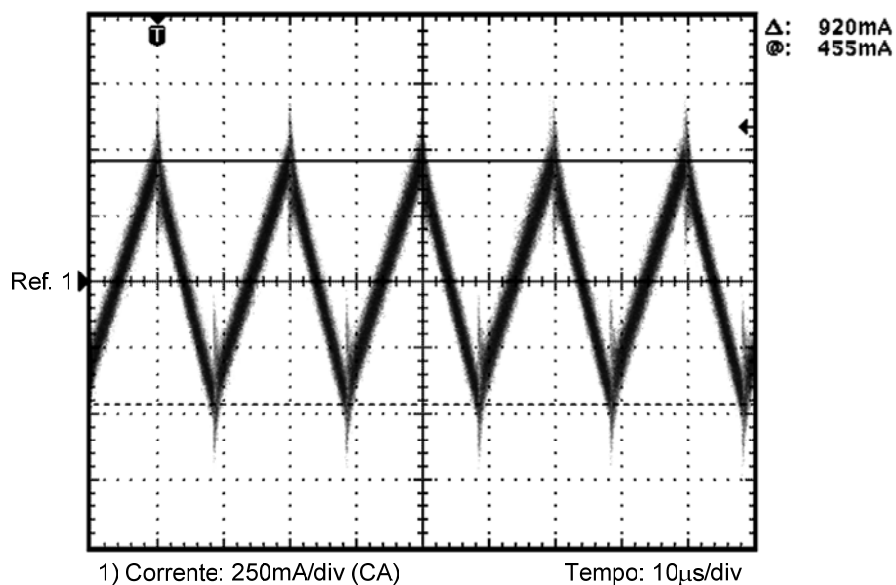


Figura 5.6 – Detalhe da ondulação de corrente na entrada do conversor.

A tensão sobre o interruptor pode ser observada através da Figura 5.7, podendo ser constatada a tensão máxima abaixo do limite especificado pelo componente (100V).

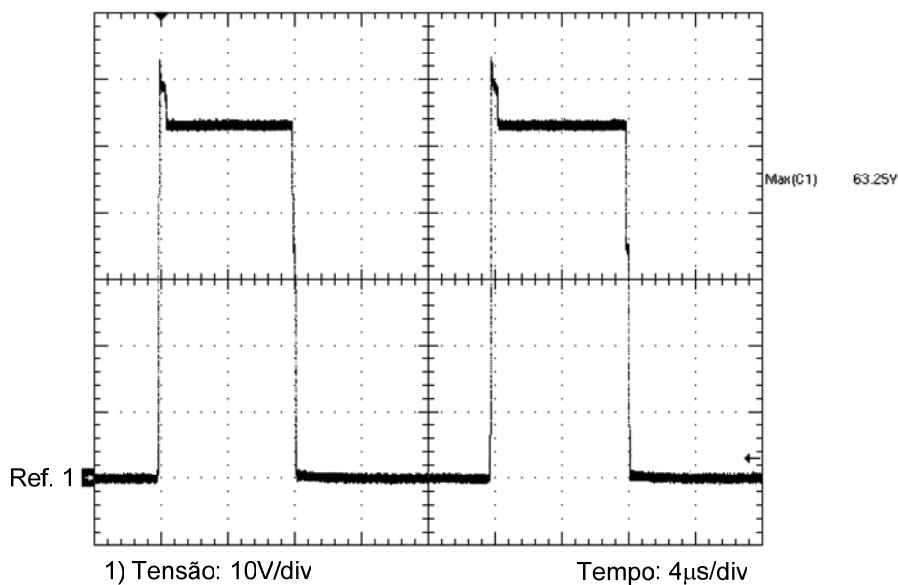


Figura 5.7 – Tensão sobre o interruptor.

A tensão sobre o diodo pode ser observada na Figura 5.8 sendo que a tensão máxima está também abaixo do limite especificado para o componente (100V).

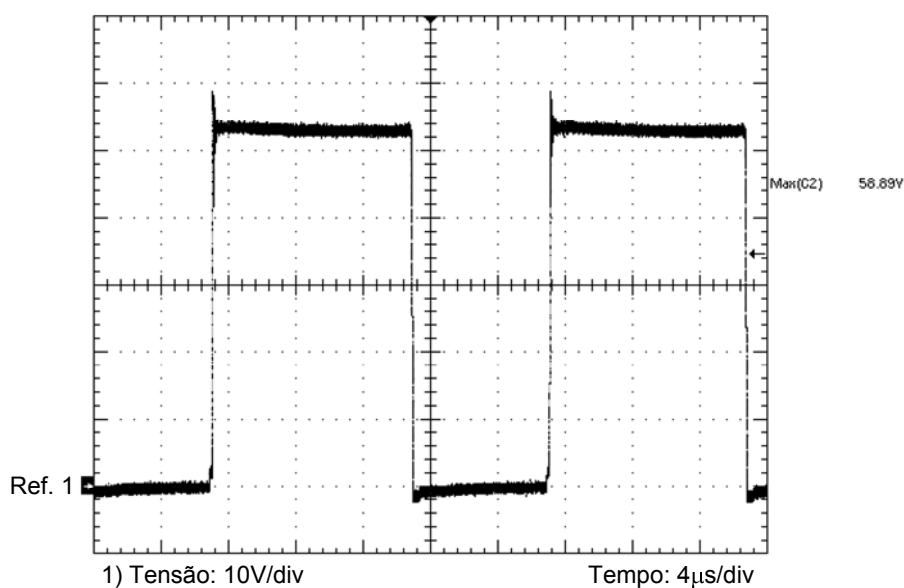


Figura 5.8 – Tensão reversa sobre o diodo.

5.3.2 Comutações

O momento da entrada em condução do interruptor pode ser observada através da Figura 5.9, onde é mostrada a tensão sobre o interruptor e a tensão de gatilho.

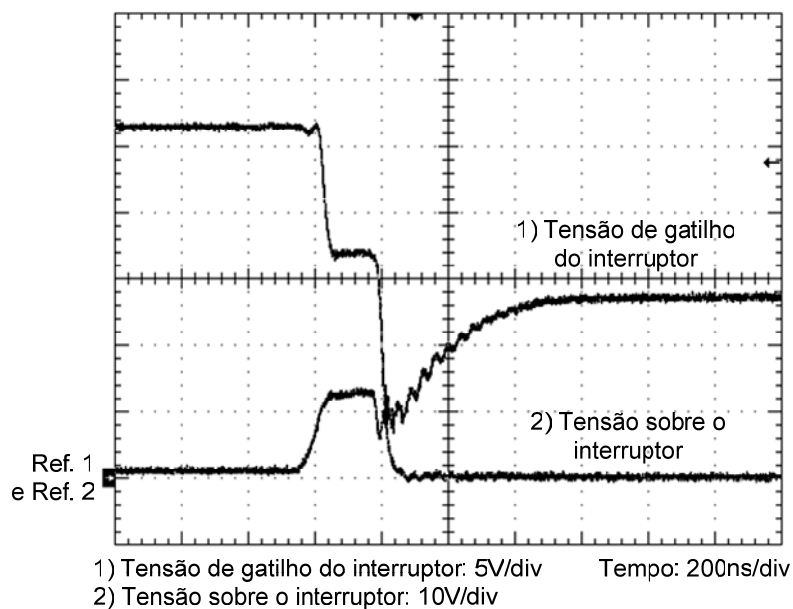


Figura 5.9 – Tensão de gatilho e tensão sobre o interruptor durante a entrada em condução do interruptor.

O bloqueio do interruptor pode ser observado através da Figura 5.10, onde é mostrada a tensão sobre o interruptor e a tensão de gatilho.

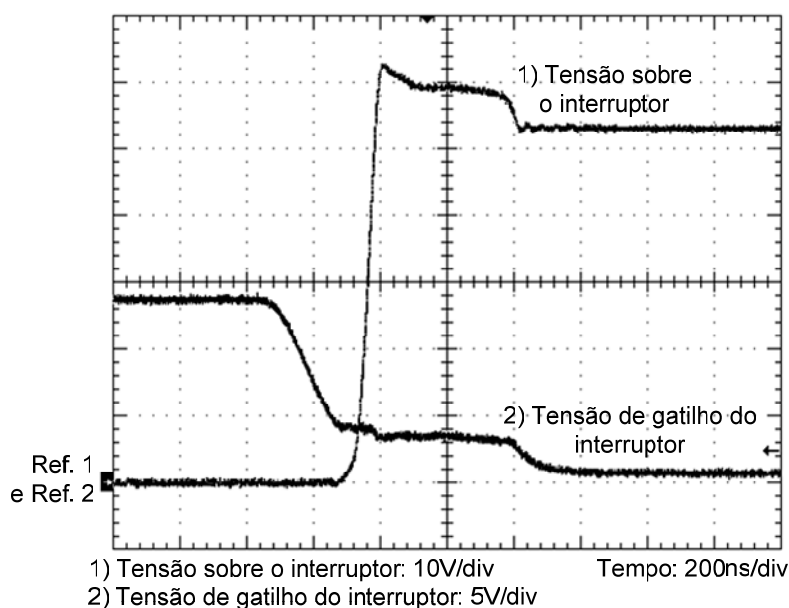


Figura 5.10 – Tensão sobre o interruptor e tensão de gatilho durante o bloqueio do interruptor.

As formas de onda apresentadas para a comutação foram adquiridas em potência nominal, caso em que houve maior distorção na tensão de gatilho. A presença de indutâncias parasitas nas correntes elevadas se refletiu no aumento do tempo de comutação e conseqüente aumento das perdas dessa natureza. Uma possível solução para a diminuição desse efeito seria a mudança do desenho da placa de circuito impresso, visando diminuir o comprimento das trilhas em série com os semicondutores.

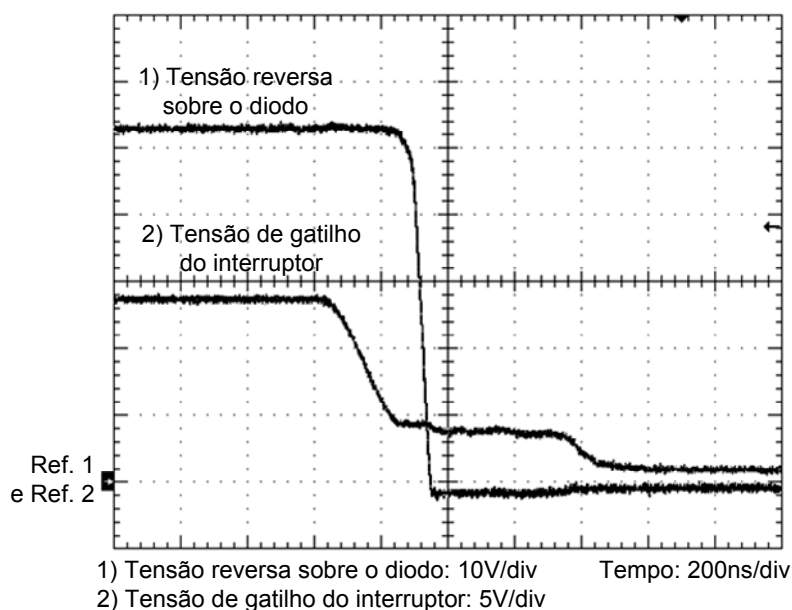


Figura 5.11 – Tensão reversa sobre o diodo e tensão de gatilho do interruptor durante a entrada em condução do diodo.

São ainda apresentadas formas de onda relativas à comutação do diodo. A entrada em condução do diodo pode ser visualizada na Figura 5.11, e o bloqueio pode ser observado através da Figura 5.12.

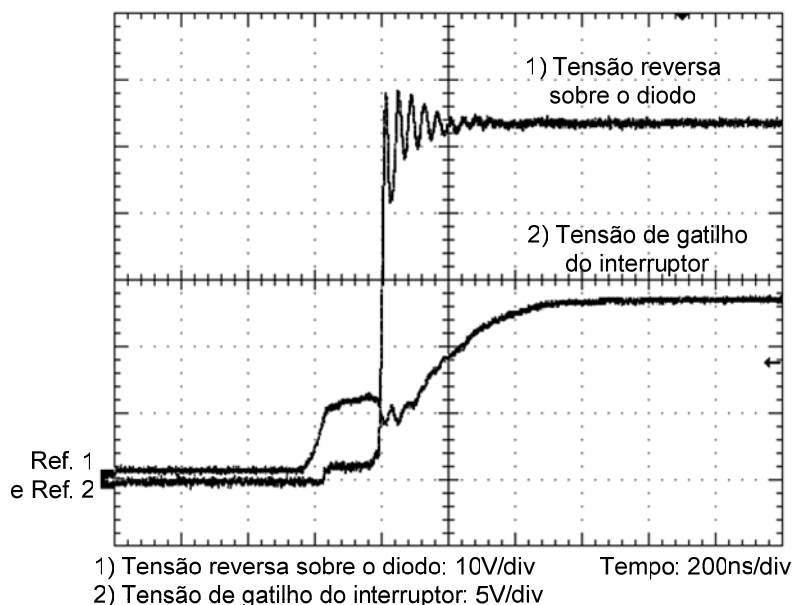


Figura 5.12 – Tensão reversa sobre o diodo e tensão de gatilho do interruptor durante o bloqueio do diodo.

5.3.3 Ensaio de Rendimento com Fonte Regulada na Entrada

Um ensaio de rendimento foi realizado, verificando o valor da relação potência de saída por potência de entrada, variando a carga com as tensões de entrada e saída mantidas nos valores nominais. A partir dos pontos obtidos durante esse ensaio foi traçada a curva de rendimento mostrada na Figura 5.13.

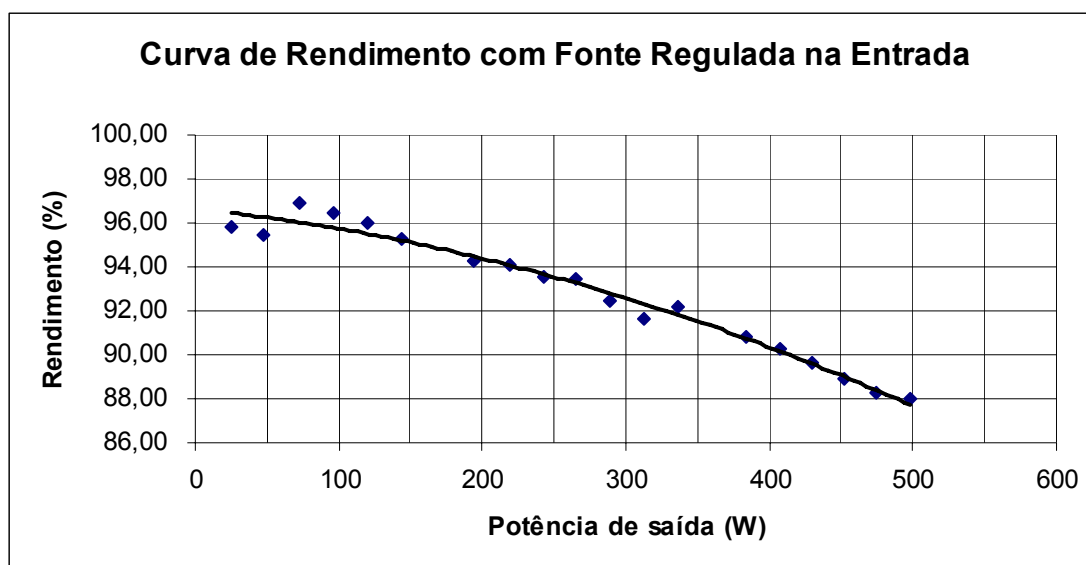


Figura 5.13 – Curva de rendimento do conversor com fonte regulada na entrada.

5.3.4 Resposta a Degraus de Carga

Para observar o seguimento de referência e com o intuito de comparar a resposta dinâmica do caso com fonte e dos casos com CaC, a resposta da tensão de saída do conversor foi observada para degraus de acréscimo (Figura 5.14) e de retirada (Figura 5.15) de aproximadamente 40% de carga.

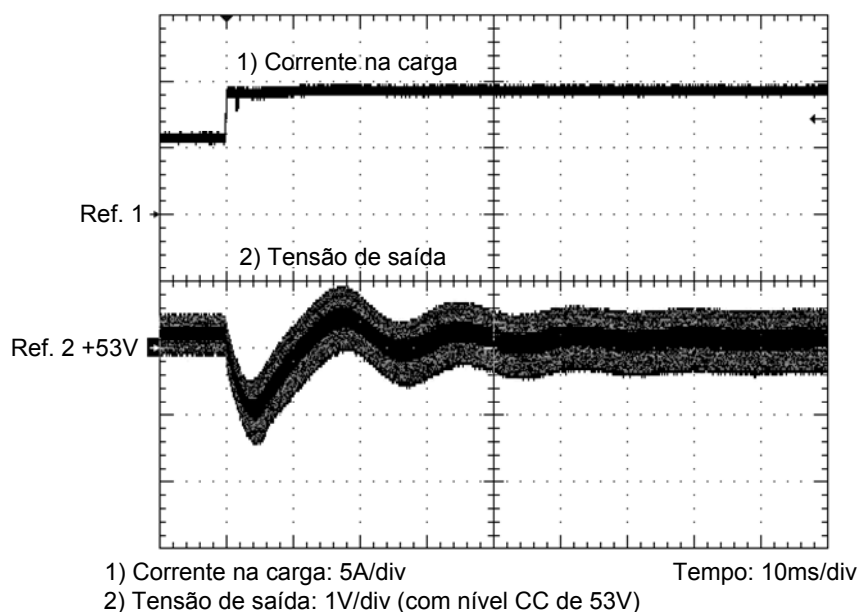


Figura 5.14 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e carga resistiva.

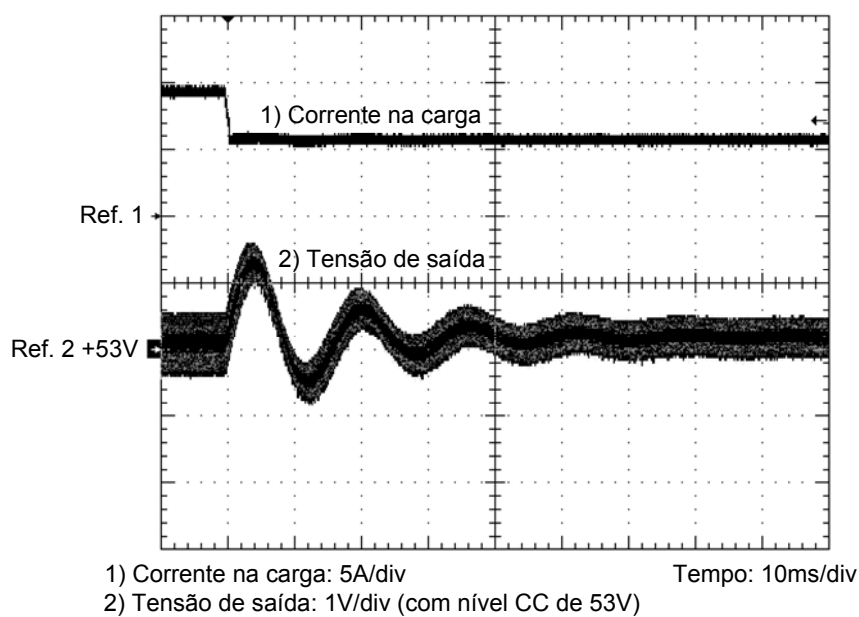


Figura 5.15 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e carga resistiva.

A resposta da tensão apresenta oscilação com o controlador projetado quando há fonte de alimentação regulada na entrada.

5.4 RESULTADOS COM FONTE DE ALIMENTAÇÃO REGULADA NA ENTRADA, BANCO DE BATERIAS E CARGA RESISTIVA

5.4.1 Detalhe da Ondulação de Corrente no Banco de Baterias

É desejado que a corrente do banco de baterias tenha pouca ondulação de corrente, por esse motivo foram adquiridas algumas formas de onda sob três condições diferentes de carga. Na primeira delas, apenas o banco de baterias foi conectado à saída do conversor (sem a presença de uma carga), este caso pode ser observado através da Figura 5.16.

Quando há a ausência de carga, a ondulação é praticamente inexistente. À medida que a carga aumenta, a ondulação torna-se também maior. Situações em que há 40% de carga e 80% de carga podem ser observadas na Figura 5.17 e na Figura 5.18, respectivamente.

O aumento na corrente de carga implica em um aumento na corrente eficaz através do capacitor de saída. O aumento na ondulação da tensão de saída provocada pela R_{se} do capacitor causa o aumento na ondulação de corrente do banco de baterias.

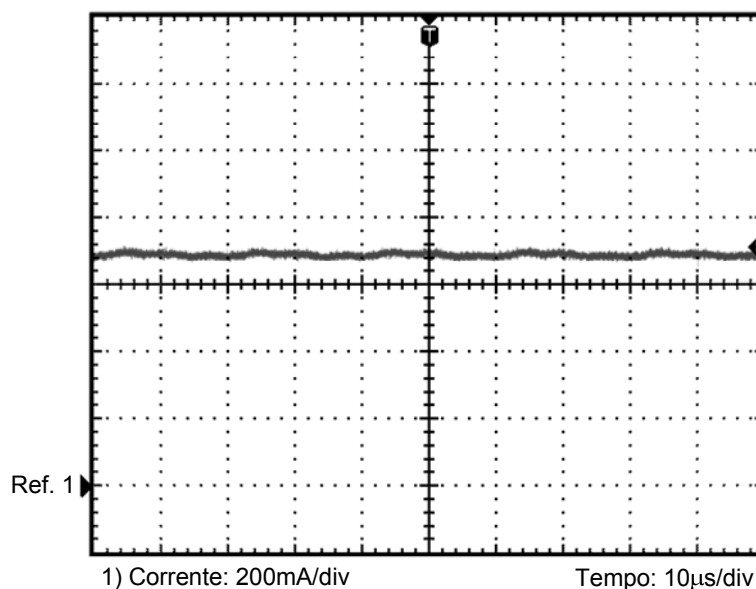


Figura 5.16 – Corrente no banco de baterias (sem carga).

Por outro lado, a ondulação não apresentou valores significativos, o que mostra que o capacitor de saída contém de forma satisfatória a componente alternada da corrente. A

impedância apresentada pelo capacitor em alta frequência é menor que a impedância apresentada pelo banco de baterias na prática.

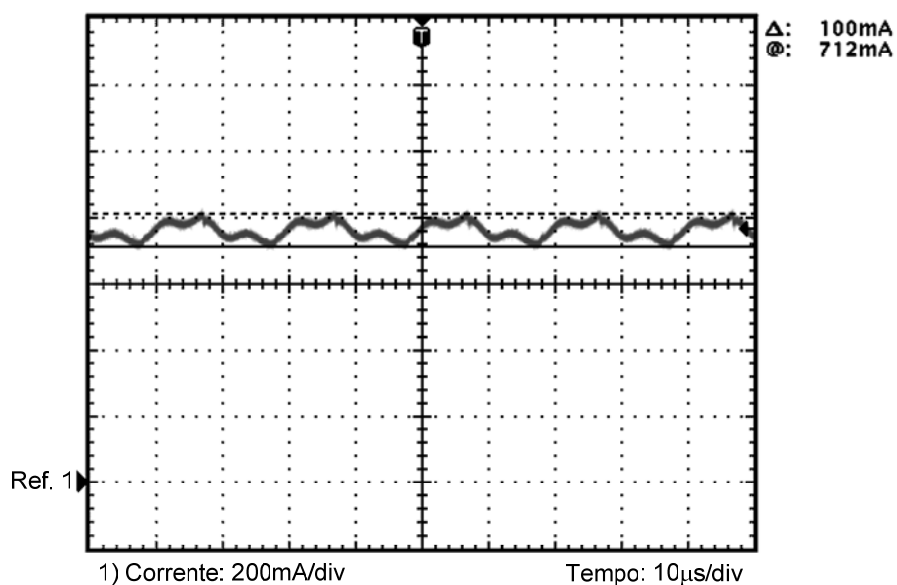


Figura 5.17 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 40% de carga.

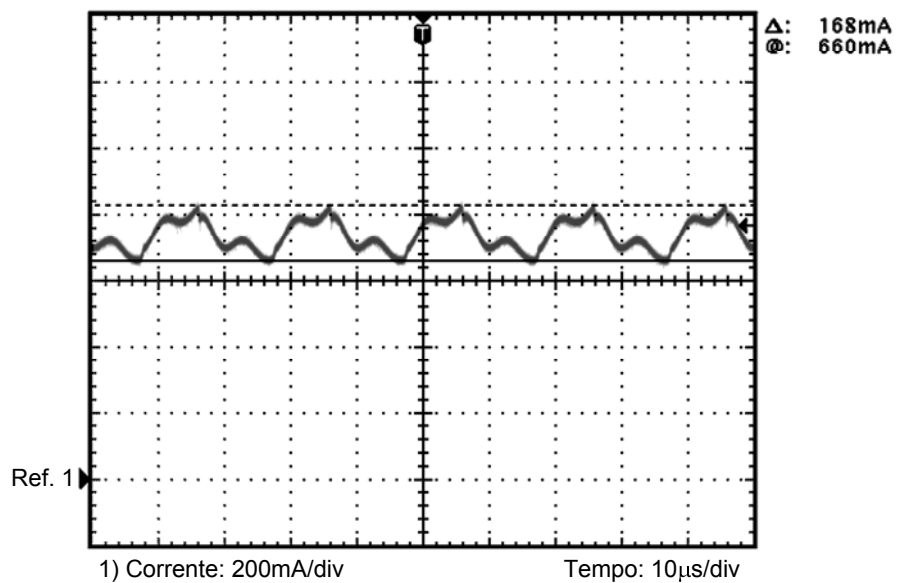


Figura 5.18 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 80% de carga.

5.4.2 Atuação das Limitações

A Figura 5.19 apresenta as formas de onda de tensão de saída e corrente de entrada em duas condições de acréscimo de carga. Na primeira delas, a corrente de entrada não atinge o limite estabelecido, assim continua havendo o controle da tensão de saída normalmente. No segundo acréscimo de carga, a corrente solicitada está acima do limite

estabelecido para a entrada do conversor (acima do limite de corrente estabelecido para o módulo de CaC), nessa situação, o compensador de corrente do indutor de entrada assume o controle limitando a corrente no valor máximo estabelecido e a tensão de saída passa a não ser mais regulada.

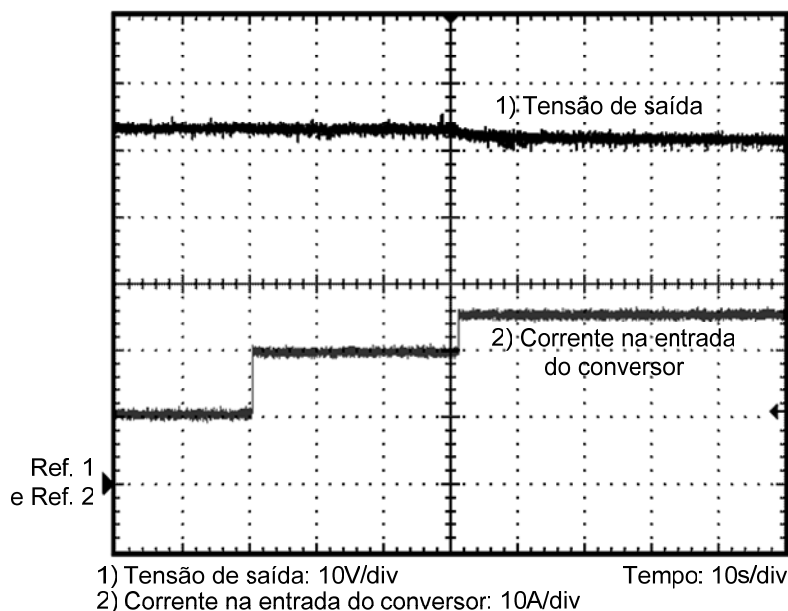


Figura 5.19 – Tensão de saída e corrente de entrada com dois acréscimos de carga.

Na Figura 5.20 é apresentado o momento em que há a troca do compensador de corrente do banco de baterias para o compensador de tensão de saída, correspondente à mudança da etapa de carga. Antes a corrente é imposta e a tensão aumenta, após isso a tensão passa a ser a variável regulada e a corrente cai lentamente buscando o valor de flutuação. Nesse ensaio foi utilizada uma referência de corrente menor que a de projeto apenas para a verificação da limitação.

5.4.3 Ensaio Completo de Carga

Foi realizado também um ensaio de maior duração com o objetivo de mostrar o processo de carga caso uma bateria completamente descarregada seja conectada ao sistema. Medições de tensão e corrente no banco de baterias foram realizadas em intervalos de 5 minutos durante 13 horas. Esse ensaio foi realizado com fonte estabilizada na entrada e o resultado pode ser observado pela Figura 5.21.

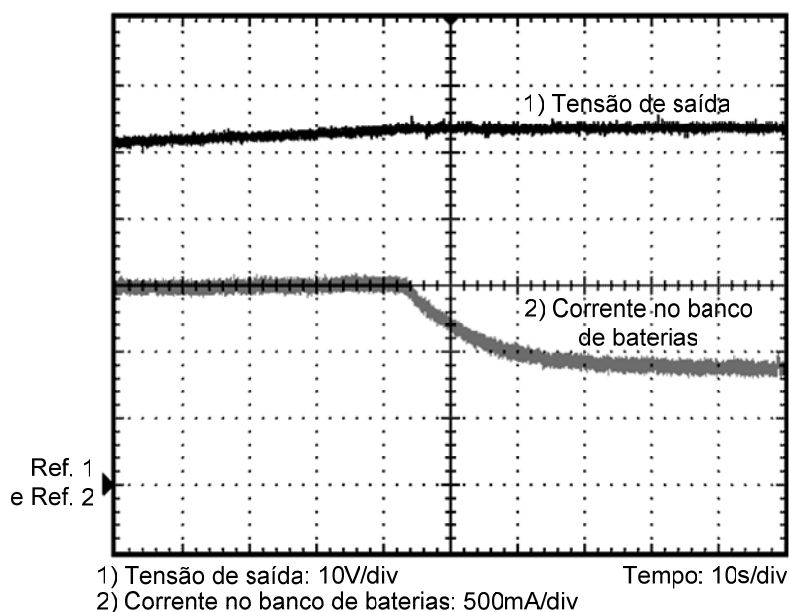


Figura 5.20 – Tensão de saída e corrente no banco de baterias no momento da troca do controlador da corrente do banco de baterias para o controlador da tensão de saída.

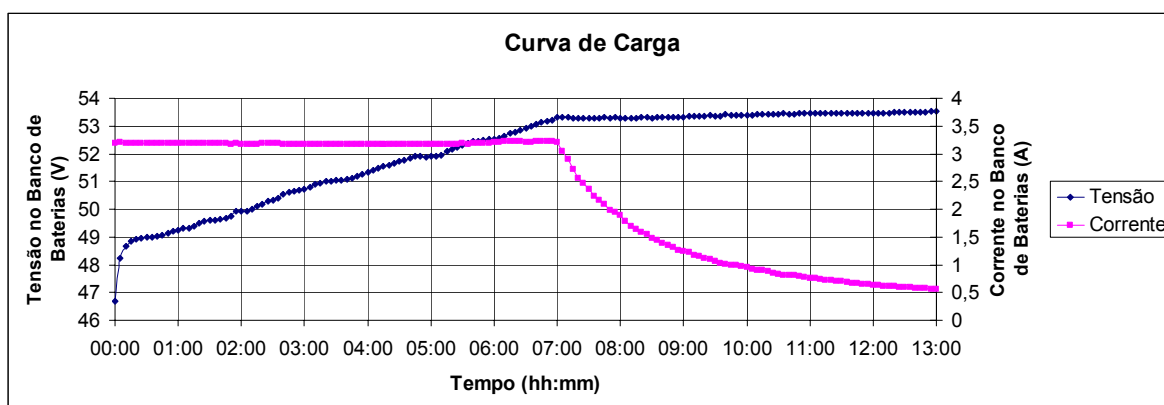


Figura 5.21 – Curva de carga do banco de baterias.

Observa-se a etapa de carga sob corrente constante (primeiras 7 horas), e após isso a tensão passa a ser mantida no valor da tensão de flutuação enquanto a corrente diminui lentamente.

5.4.4 Resposta a Degraus de Carga

Para verificar o efeito da inserção do banco de baterias na dinâmica da tensão de saída, são apresentados os degraus de acréscimo (Figura 5.22) e de retirada (Figura 5.23) de 40% de carga.

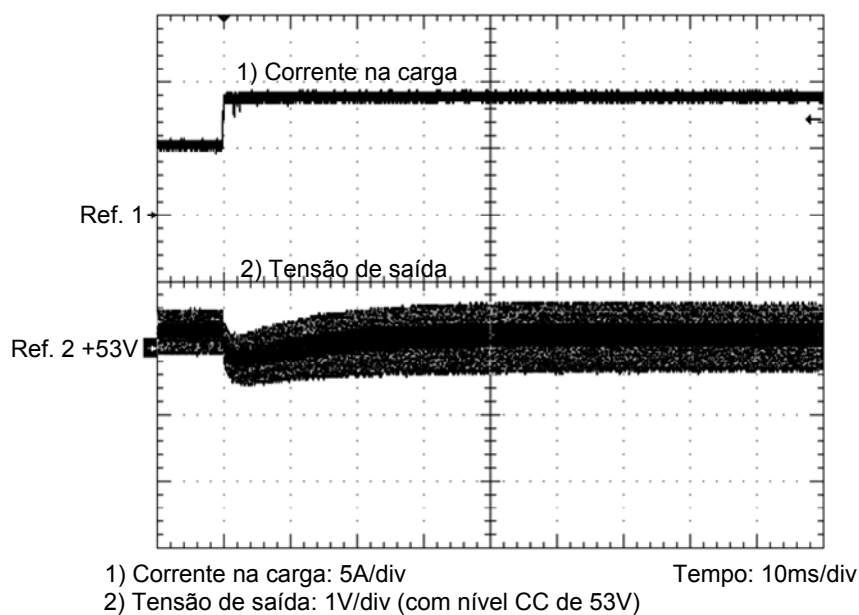


Figura 5.22 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob acréscimo de 40% de carga com fonte regulada e banco de baterias no barramento de saída.

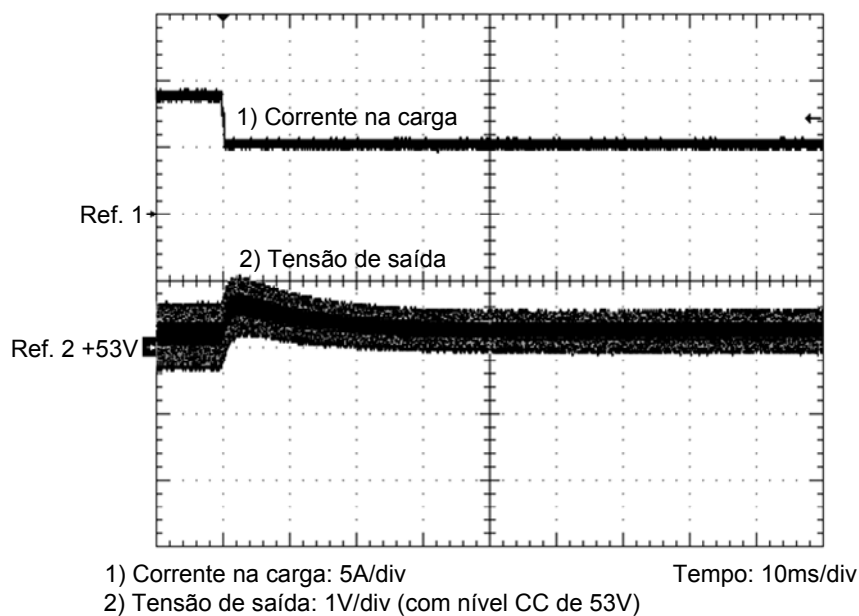


Figura 5.23 – Tensão (com nível CC de 53V) e corrente na carga sob retirada de 40% de carga com fonte regulada e banco de baterias no barramento de saída.

Verifica-se a contribuição da inserção do banco de baterias para a estabilidade, quando comparada à resposta apenas com carga resistiva, a resposta com bateria apresenta-se muito mais amortecida.

5.5 TENSÃO NOS TERMINAIS DO MÓDULO DE CaC EM ABERTO

Os módulos SR-12 da *Avista Laboratories* apresentam tensão que varia na faixa de 24V a 36V dependendo da potência solicitada. Além disso, os circuitos de pré-aquecimento da CaC internos do módulo fazem aparecer uma baixa frequência sobreposta à tensão do módulo. Mesmo após o sistema estar em operação por algum tempo (aquecido) é possível observar isso. Na Figura 5.24 e na Figura 5.25 a tensão sobre um dos módulos em aberto pode ser observada para bases de tempo diferentes. O fenômeno descrito aparece na Figura 5.25 (baixa frequência).

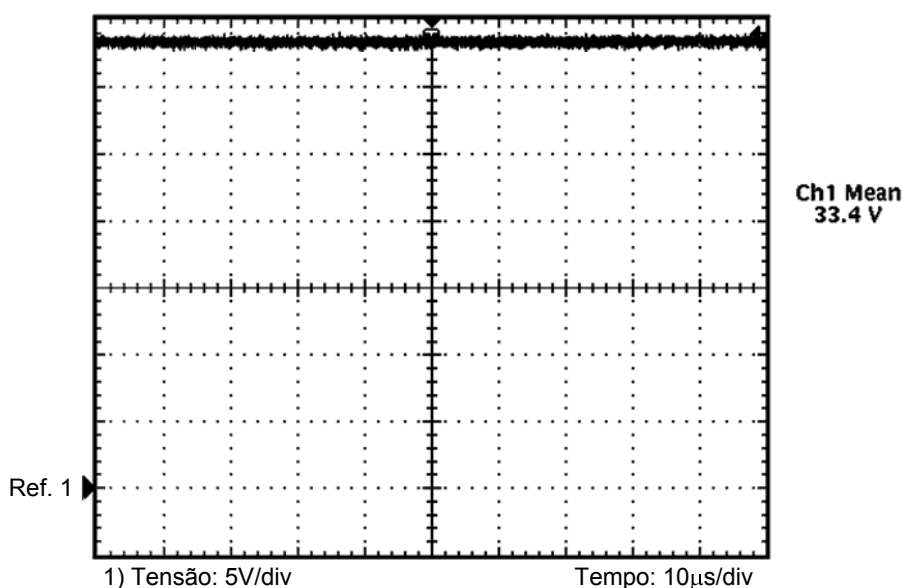


Figura 5.24 – Tensão em um dos módulos em aberto com base de tempo em 10µs.

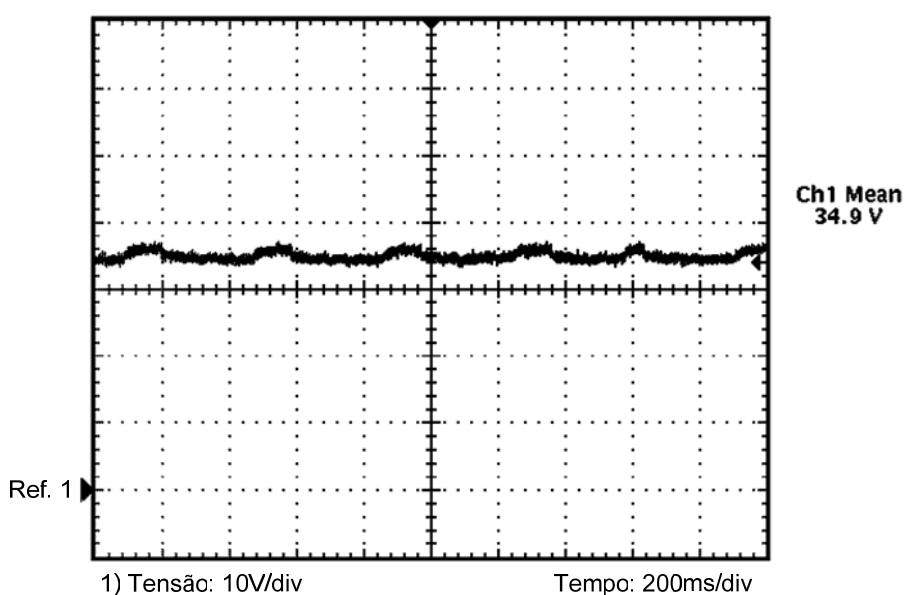


Figura 5.25 – Tensão em um dos módulos em aberto com base de tempo em 200ms.

5.6 CONEXÃO DO SISTEMA À CaC

Depois de observado o funcionamento com fonte de tensão estabilizada na entrada no conversor, o mesmo foi ligado ao módulo gerador baseado em CaC do tipo PEM (duas unidades (módulos) de 500W interligadas em paralelo para que se pudesse obter potência nominal na saída do conversor). O efeito da variação dos parâmetros pelo fato de serem utilizados dois módulos é apresentado nos Apêndices B e C ao final das planilhas de projeto dos controladores.

A interligação das duas unidades geradoras é feita através de diodos para que não haja fluxo de potência inverso, pois isso pode causar a danificação das unidades. Essa configuração é apresentada na Figura 5.26.

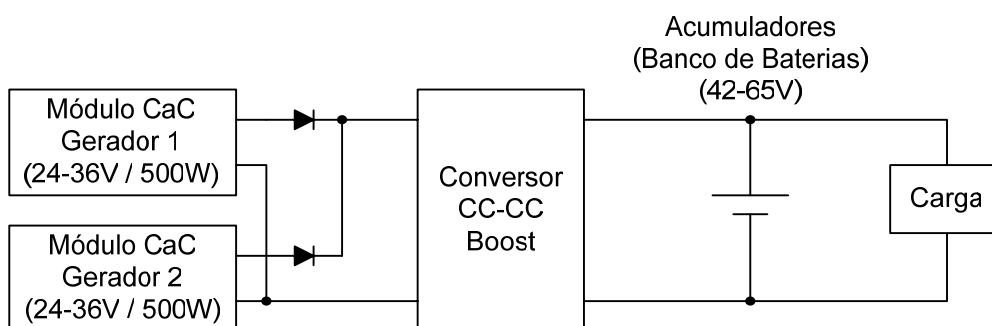


Figura 5.26 – Interligação de dois módulos geradores baseados em CaC para obtenção de potência nominal.

5.7 RESULTADOS COM CaC NA ENTRADA E CARGA RESISTIVA

Nos primeiros ensaios com CaC foi utilizado carga resistiva sem o banco de baterias presente. Os resultados de tais ensaios são apresentados a seguir.

5.7.1 Tensão e Corrente nos Terminais da CaC

A Figura 5.27 e a Figura 5.28 mostram tensão e corrente em cada um dos módulos utilizados na associação paralela, neste caso está sendo solicitada potência nominal na saída do conversor.

Pode-se observar que a componente de alta frequência da corrente tem amplitude muito baixa em ambos os módulos, estando filtrada de maneira satisfatória. Isso é possível devido à entrada em corrente do conversor *Boost*.

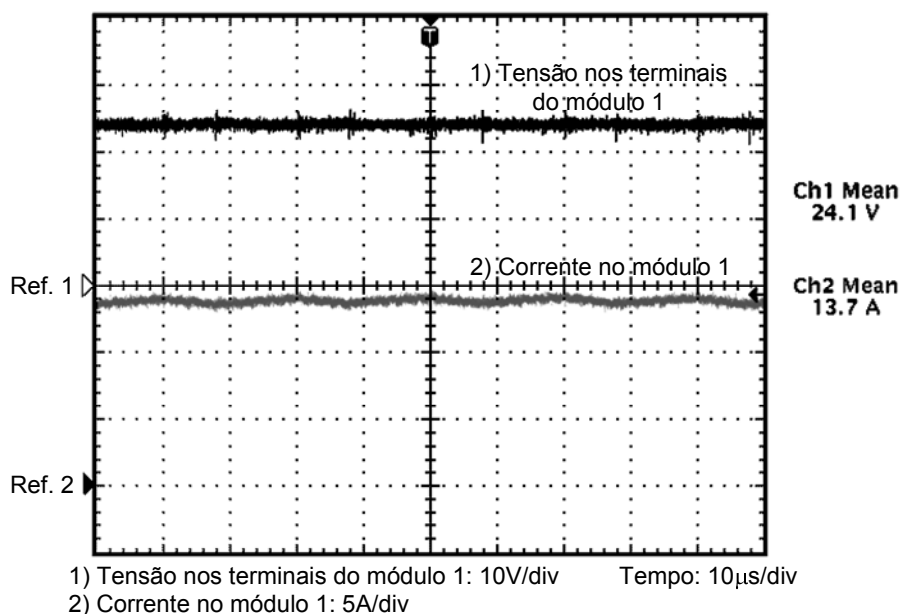


Figura 5.27 – Tensão e corrente nos terminais do módulo gerador 1.

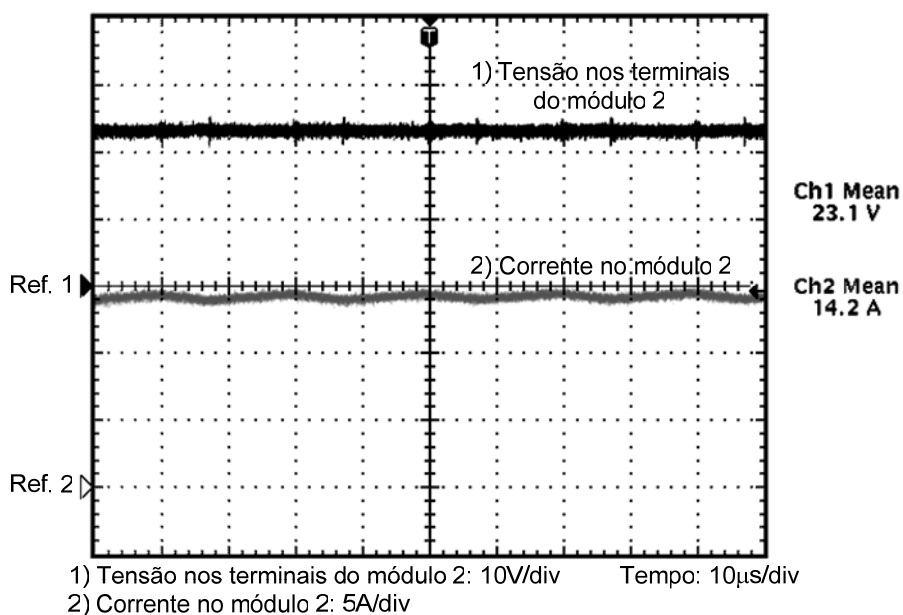


Figura 5.28 – Tensão e corrente nos terminais do módulo gerador 2.

5.7.2 Resposta a Degraus de Carga

Na Figura 5.29 e na Figura 5.30 a tensão de saída é mostrada juntamente com a corrente de saída quando são dados degraus de carga. Foi adicionado nível CC de 53V na tensão no osciloscópio para facilitar a visualização da resposta dinâmica. A tensão se apresenta estável sendo corrigida pelo controlador.

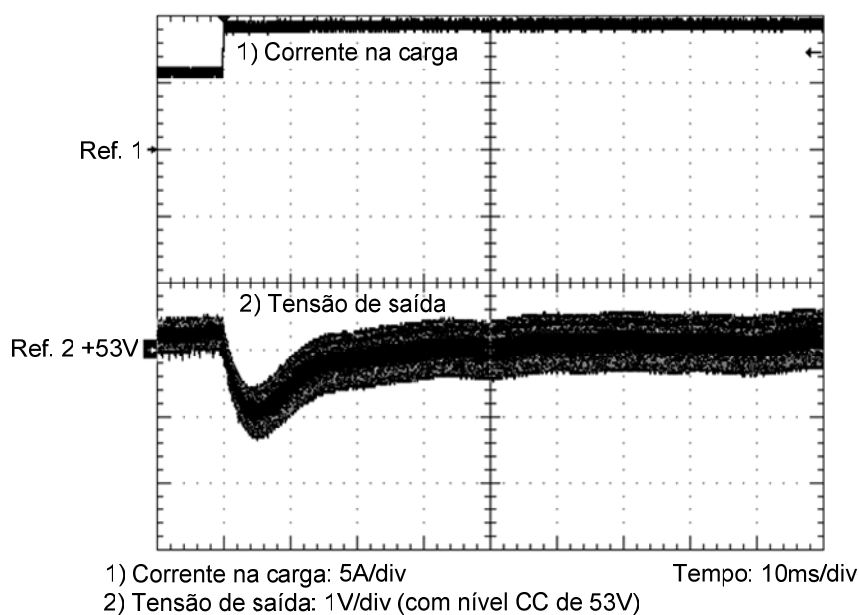


Figura 5.29 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de acréscimo de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e carga apenas resistiva.

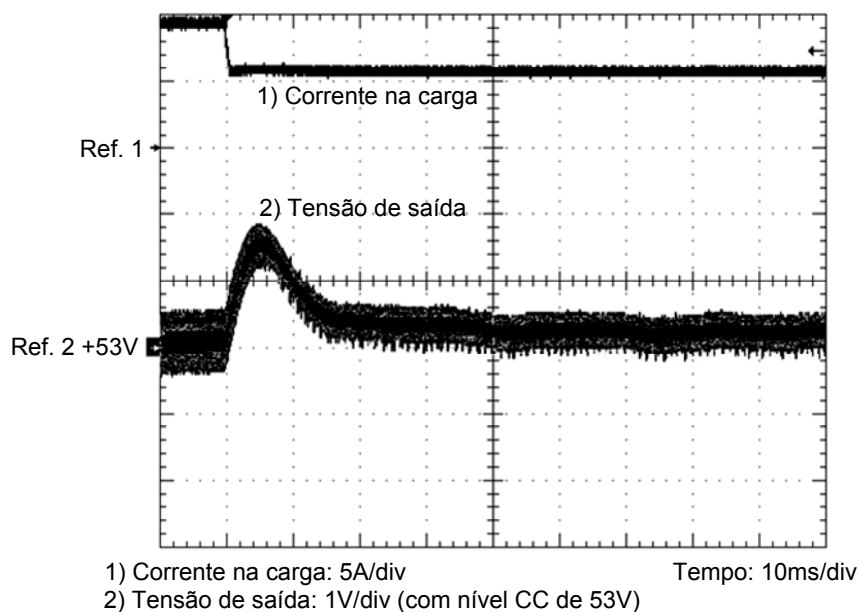


Figura 5.30 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de retirada de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e carga apenas resistiva.

Esse caso não apresentou a mesma oscilação que ocorreu para o caso com fonte regulada na entrada (Figura 5.14 e Figura 5.15). De maneira qualitativa, confirma-se a contribuição dos parâmetros da CaC para a estabilidade assim como sugerem os diagramas de Bode do modelo obtido para esse caso no capítulo 4.

5.8 RESULTADOS COM CaC NA ENTRADA, BANCO DE BATERIAS E CARGA RESISTIVA

Após a verificação do funcionamento do sistema com carga resistiva, foi adicionado o banco de baterias à saída do conversor completando o sistema proposto. Os resultados obtidos nessa situação são apresentados a seguir.

5.8.1 Tensão de Saída e Corrente no Banco de Baterias

A tensão de saída do conversor pode ser visualizada na Figura 5.31.

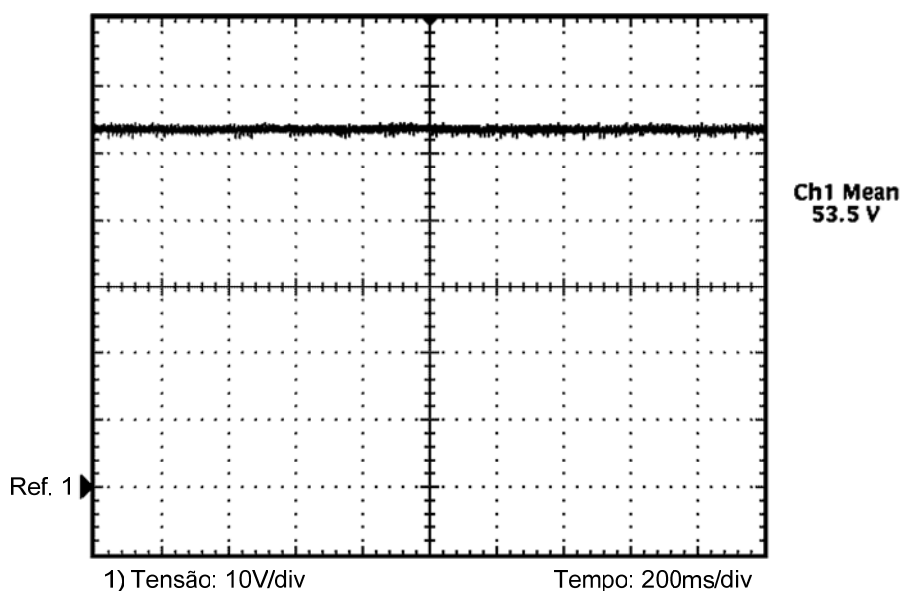


Figura 5.31 – Tensão de saída do sistema completo.

A Figura 5.31 mostra que a tensão de saída permanece regulada mesmo com as variações presentes na tensão dos módulos e mostrada anteriormente na Figura 5.25, não comprometendo a qualidade da tensão de saída.

Por outro lado, quando observada em detalhes (Figura 5.32), a tensão de saída apresenta pequenas variações na mesma frequência das perturbações de entrada. Um nível CC de 53V foi adicionado à referência da forma de onda no osciloscópio.

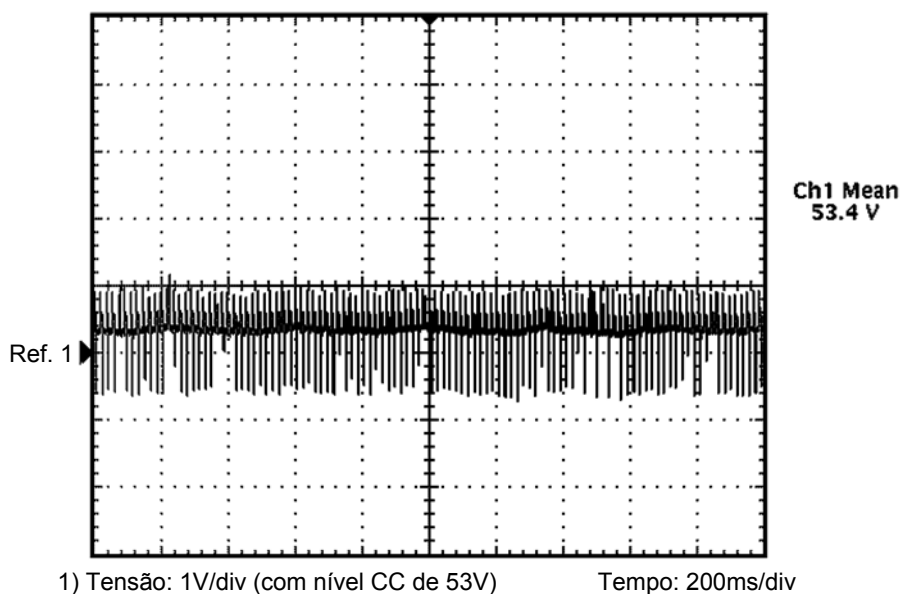


Figura 5.32 – Detalhe da tensão de saída (com nível de 53V) do sistema completo.

Apesar da pequena amplitude, essas variações passam a aparecer na corrente do banco de baterias, já que este apresenta impedância muito baixa. A corrente no banco de baterias para condições em que não há carga, com 60% de carga e com carga nominal pode ser observada através da Figura 5.33, da Figura 5.34 e da Figura 5.35 respectivamente.

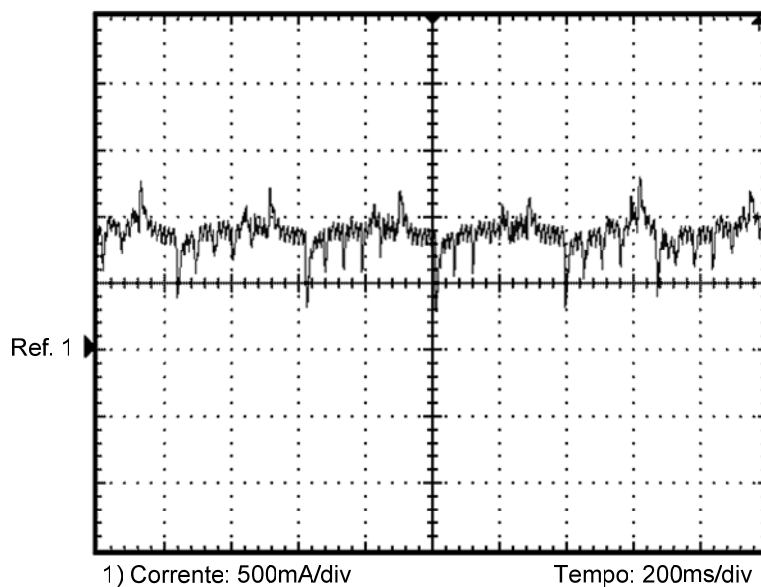


Figura 5.33 – Corrente no banco de baterias sem carga.

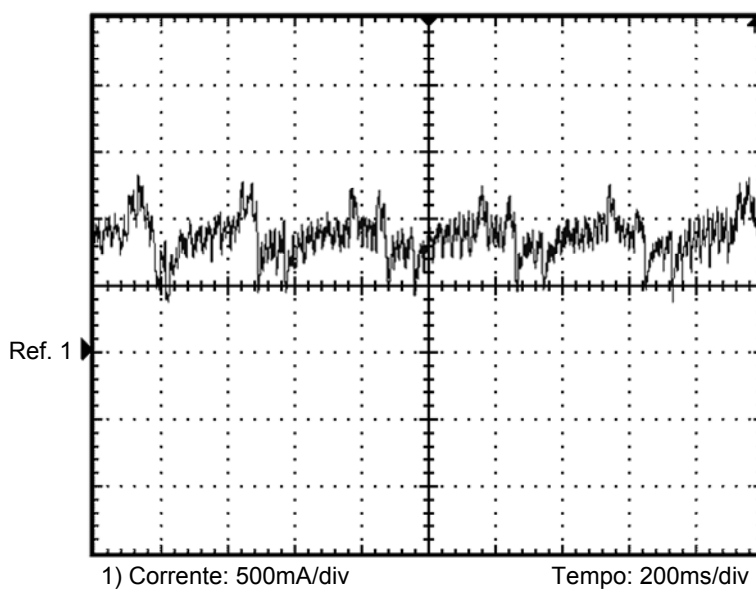


Figura 5.34 – Corrente no banco de baterias com aproximadamente 60% de carga.

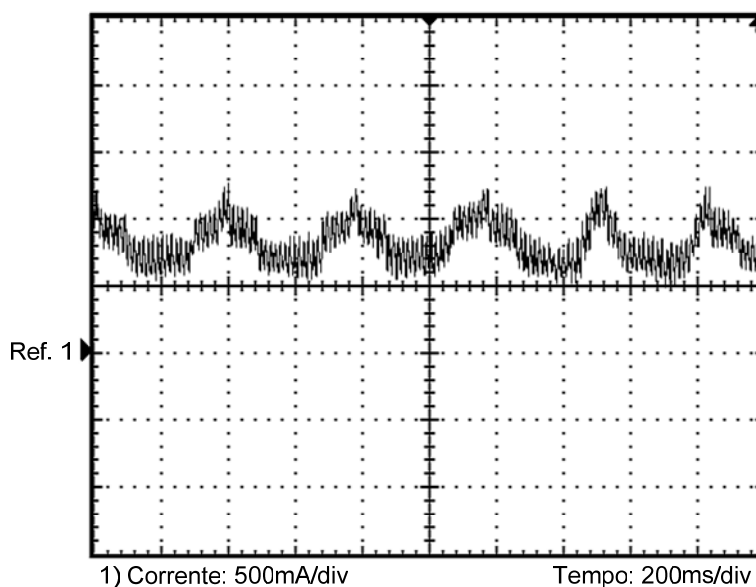


Figura 5.35 – Corrente no banco de baterias com carga nominal.

Apesar da componente de alta frequência da corrente do banco de baterias ter sido filtrada de maneira adequada, como apresentado anteriormente no caso com fonte regulada na entrada, o fenômeno apresentado aqui é indesejável e não foi previsto anteriormente. A componente de baixa frequência sobreposta à corrente do banco de baterias atinge nível de 500mA na condição em que o banco está sob tensão constante e é proveniente das perturbações na tensão de entrada que acabam aparecendo, mesmo em menor amplitude, na tensão de saída.

5.8.2 Ensaio de Rendimento

Um ensaio de rendimento foi realizado agora para a situação em que o conversor está sendo alimentado pela CaC, o valor da relação potência de saída por potência de entrada foi lido para diferentes potências de saída, como mostra a Figura 5.36.

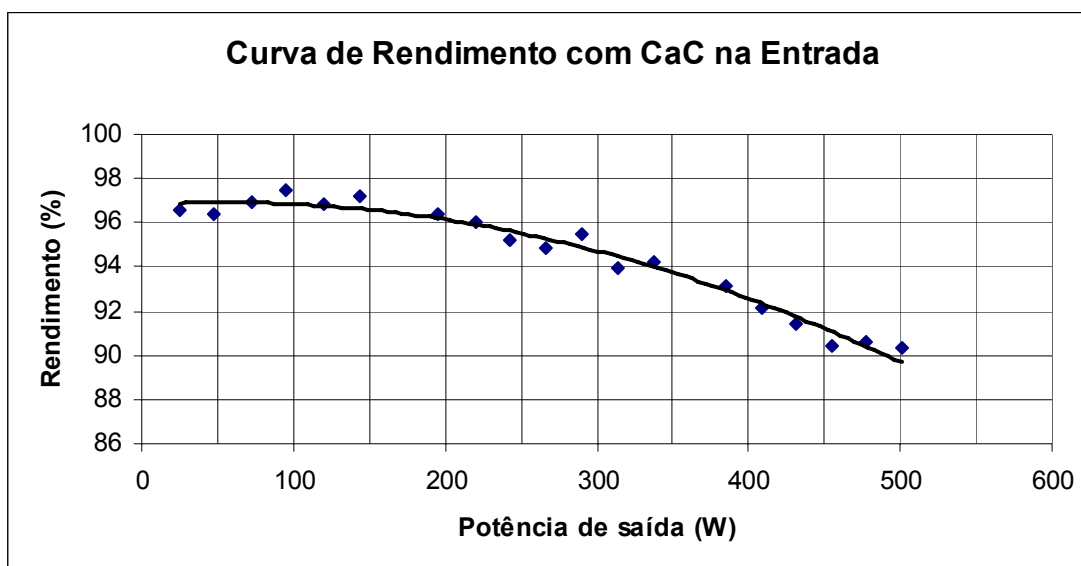


Figura 5.36 – Curva de rendimento com CaC na entrada.

Os valores de rendimento se apresentam um pouco melhores do que o caso com fonte na entrada. Naquele caso o valor da tensão de entrada foi mantido em 24V e aqui as tensões eram resultado da corrente da CaC. Como os valores de tensão são maiores, correntes menores estavam presentes na entrada no conversor, ocasionando menores perdas.

5.8.3 Resposta a Degraus de Carga

Por fim, a resposta da tensão de saída a degraus de carga para o sistema completo, com CaC e baterias pode ser observado através da Figura 5.37 e da Figura 5.38 para acréscimo e retirada de 40% de carga respectivamente.

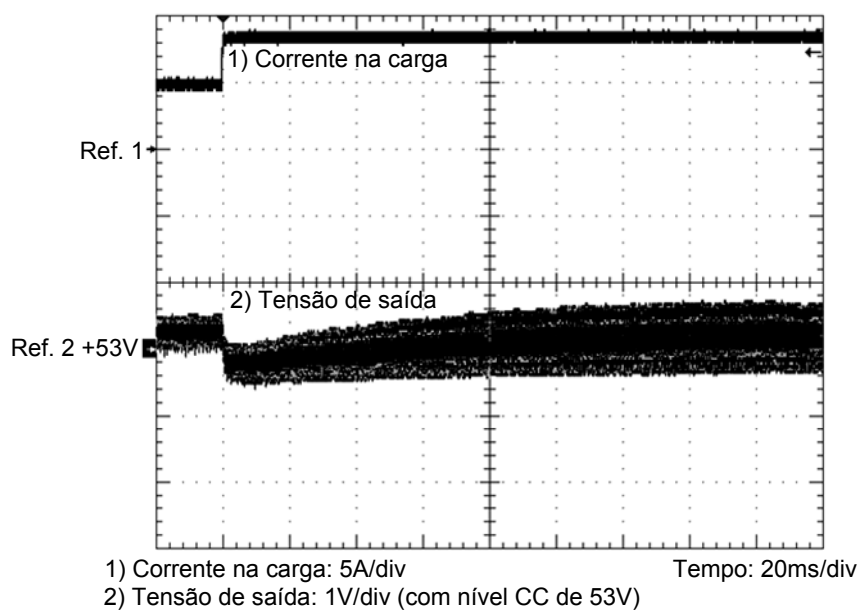


Figura 5.37 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de acréscimo de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e banco de baterias.

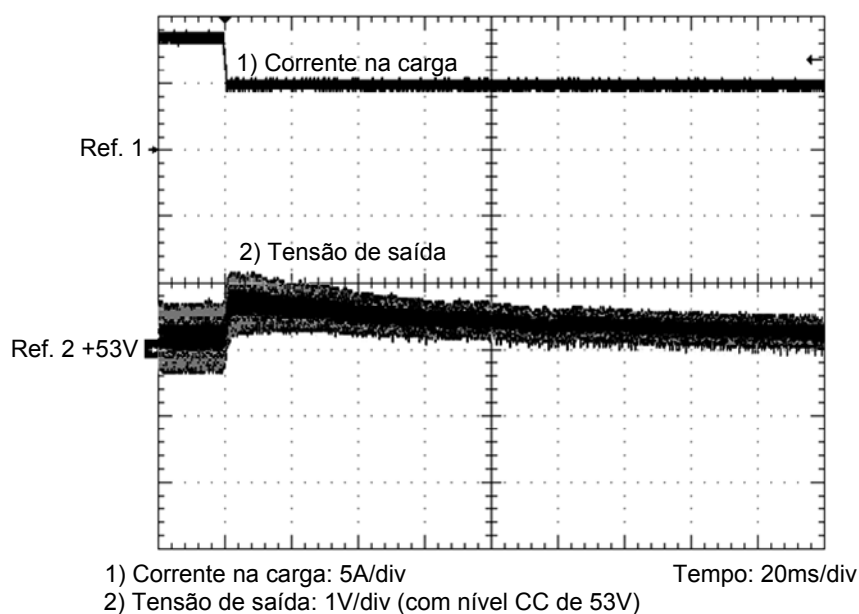


Figura 5.38 – Tensão com nível de 53V e corrente de saída sob degrau de retirada de aproximadamente 40% de carga com CaC na entrada e banco de baterias.

Observa-se mais uma vez a contribuição do banco de baterias para a estabilidade, sendo a resposta dominada pelo banco de baterias, muito semelhante ao caso com fonte na entrada e amortecida. Esse foi o caso em que se obteve o sistema mais lento e mais estável. O funcionamento com CaC e baterias não apresentou problemas.

5.8.4 Funcionamento Geral do Sistema

Para uma visão geral do funcionamento do sistema foi realizado um ensaio em que se mostra uma aquisição dividida em quatro intervalos. A descrição de cada um dos intervalos é mostrada a seguir e refere-se à Figura 5.39.

1º Intervalo (t_0, t_1) – O sistema está desligado e o banco de baterias fornece energia à carga. A corrente no banco é negativa nesse intervalo. Essa condição poderia acontecer enquanto a CaC está aquecendo.

2º Intervalo (t_1, t_2) – O sistema é ligado em t_1 e o banco de baterias tem tensão menor do que a referência da tensão de saída. A corrente no mesmo é então limitada no valor constante de carga e a tensão de saída sobe até atingir o valor de referência.

3º Intervalo (t_2, t_3) – A tensão de saída que atingiu o valor de referência é mantida, e a corrente no banco de baterias passa a cair.

4º Intervalo (t_3, t_4) – No instante t_3 é conectada à saída uma carga acima da potência nominal, nessa condição a corrente de entrada é limitada, a tensão de saída perde a regulação e começa a cair, enquanto o banco de baterias entrega o adicional de energia solicitado (corrente negativa na figura).

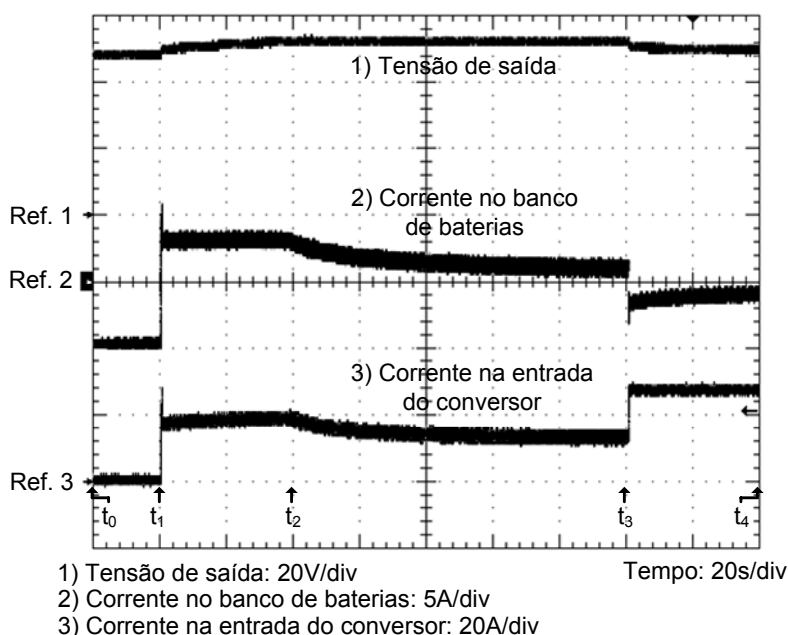


Figura 5.39 – Funcionamento geral do sistema: Tensão de saída, corrente no banco de baterias e corrente na entrada do conversor.

Os resultados obtidos durante esse ensaio são muito semelhantes à simulação do sistema realizada no capítulo 4 e apresentada na Figura 4.53.

5.9 QUADRO COMPARATIVO DA INFLUÊNCIA DA CaC E BANCO DE BATERIAS NA RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA

A Figura 5.40 apresenta um quadro comparativo da dinâmica dos diferentes casos testados em laboratório.

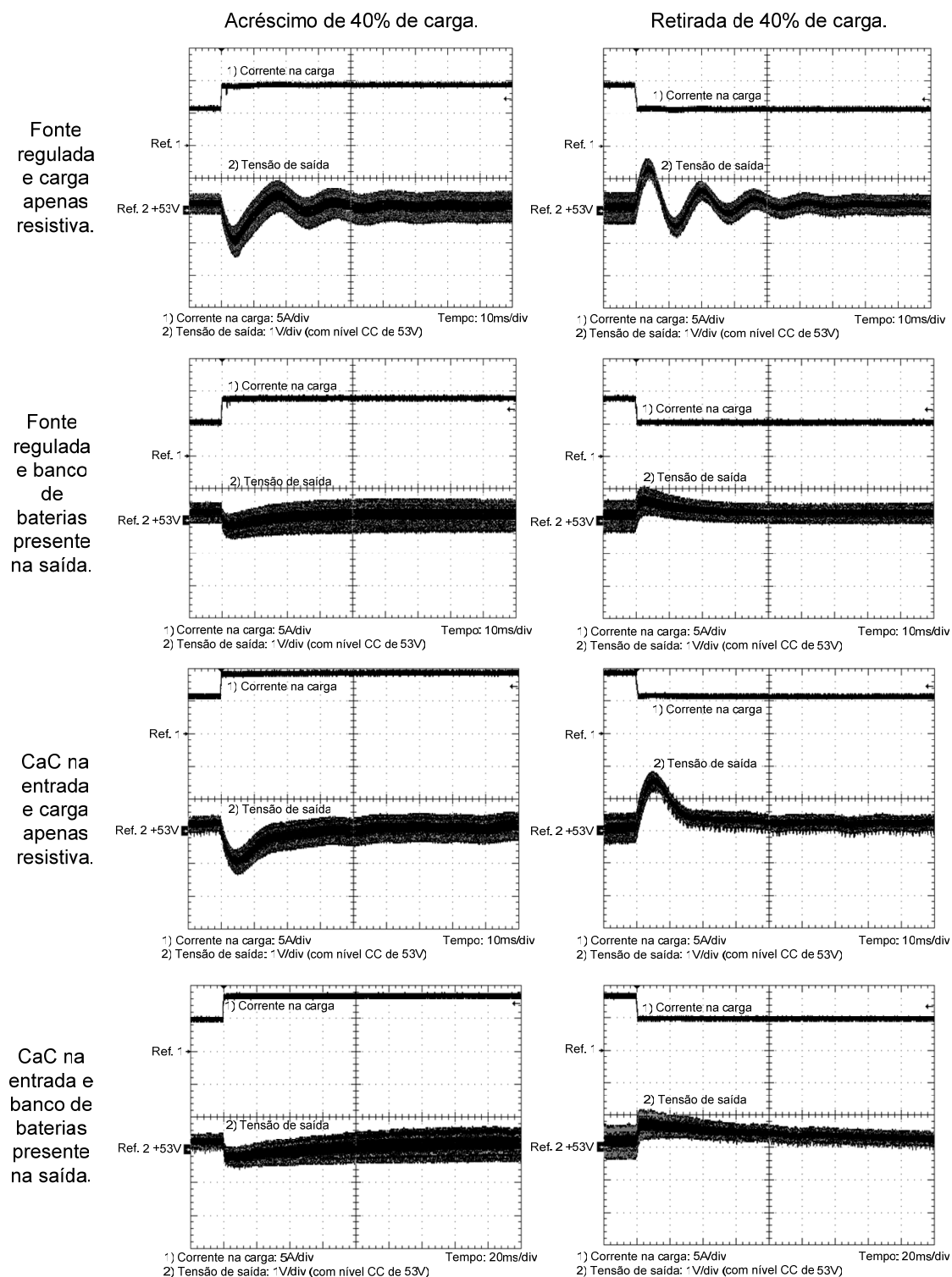


Figura 5.40 – Quadro comparativo dos degraus de carga para diferentes situações, realizados em laboratório.

O caso em que há fonte de tensão regulada na entrada e carga apenas resistiva apresenta resposta oscilatória, menos amortecida. Trata-se do pior caso com relação à estabilidade.

Tanto a conexão do banco de baterias à saída do conversor quanto a conexão da CaC à entrada proporcionam maior estabilidade da tensão. Após a presença individual de cada um desses elementos, constata-se a resposta da tensão de saída mais amortecida e sem oscilações. Comprova-se a contribuição da CaC para a estabilidade como sugere o modelo obtido considerando os parâmetros da CaC apresentado no capítulo 4.

No caso completo, em que há CaC e banco de baterias, obteve-se a resposta mais lenta dos quatro casos, sendo dominada pelo banco de baterias. (É possível observar a semelhança do caso completo com o caso com fonte regulada e banco de baterias presente na saída).

5.10 CONCLUSÃO

Foram apresentados o circuito final implementado, fotos da concepção mecânica final do protótipo e os resultados experimentais dos ensaios realizados em laboratório.

O funcionamento do conversor apresentou bons resultados, permitindo o controle da tensão de saída e limitação da corrente drenada da CaC e do banco de baterias. Foi apresentada curva de carga para o banco de baterias permitindo o carregamento sob corrente constante – tensão constante. Além disso, na solicitação de carga acima da nominal, a CaC continua a operar em seu limite, sendo as baterias responsáveis pelo adicional de potência.

O rendimento em potência nominal obtido foi um pouco abaixo do esperado por influência de indutâncias parasitas nas comutações e perdas decorrentes da elevada corrente de entrada. Esse efeito poderia ser reduzido através da mudança de aspectos construtivos como o desenho da placa de circuito impresso.

A resposta dinâmica da tensão de saída foi apresentada para diferentes casos com o objetivo de comparação, comprovando a contribuição dos parâmetros da CaC para a estabilidade do sistema.

CONCLUSÃO GERAL

O projeto de conversores em eletrônica de potência requer um bom conhecimento da fonte e da carga. São as características destes que definem a topologia adequada, as faixas de operação do conversor escolhido e também as estratégias de controle a serem implementadas.

A escolha do conversor *Boost* para realizar a interligação entre o módulo de CaC e o estágio acumulador mostrou bons resultados, permitindo a filtragem da alta frequência a valores aceitáveis sem a necessidade de filtros extras na entrada do conversor. Além disso, a presença do capacitor de saída também proporcionou filtragem da componente de alta frequência na corrente do banco de baterias, revelando que este apresenta uma impedância maior que a do capacitor para a frequência de comutação.

Por outro lado, houve a presença de perturbações em baixa frequência na tensão do módulo, resultantes dos circuitos internos de aquecimento da CaC. Isso ocasionou o aparecimento de ondulação na mesma frequência tanto na corrente drenada da CaC quanto na corrente do banco de baterias. Na tensão de saída também apareceu ondulação nessa frequência, mas com amplitude muito reduzida, por atuação do compensador de tensão.

Em potência nominal, o rendimento sofreu certa degradação por efeito das elevadas correntes envolvidas. Há o aumento tanto das perdas ôhmicas quanto das perdas em comutação, já que esta é prejudicada pela presença de indutâncias parasitas. O ensaio de rendimento com CaC na entrada apresentou melhores resultados pois estava associado a correntes menores na entrada.

O sistema de controle proposto apresentou bons resultados, permitindo a limitação tanto da corrente drenada da CaC, quanto do banco de baterias presente no barramento de saída. A verificação do funcionamento geral do sistema (Figura 5.39) apresenta o resultado esperado, com boa conformidade com simulações realizadas anteriormente (Figura 4.53).

O controle do conversor *Boost* em tensão (sem a presença de uma malha de corrente em cascata) se beneficiou da influência da CaC e do banco de baterias na dinâmica do sistema. Em laboratório se confirmou a contribuição da CaC quando conectada à entrada mesmo com carga puramente resistiva na saída a resposta do sistema se apresenta mais amortecida e estável (Figura 5.40). Na presença do banco de baterias, o sistema se mostrou ainda mais estável, sendo que este dominou a resposta por ser o elemento mais lento do sistema.

APENDICE A – LISTAS DE COMPONENTES

Lista de Componentes – Placa de potência e sensores			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Fusíveis	F1	30A	Fusível de entrada
	F2	15A	Fusível de saída
	F3	15A	Fusível do banco de baterias
Conectores	Conector 1		Entrada (V_i)
	Conector 2		Saída (V_o)
	Conector 3		Banco de baterias (V_{bat})
	Conector 4		Alimentação externa (opcional)
	Conector 5		Para placa de controle
<i>DC-DC Converter</i>	DC-DC Conv.	TEN15-4823	Conv. para fonte aux. TRACOPOWER
Sensor de corrente	Sensor LEM	LAH50-P	Sensor de corrente LEM
Transistor	Q1	IRFB4410	Transistor MOSFET (<i>Boost</i>)
	Q2	PN2222	Transistor Bipolar
	Q3	2N2222	Transistor Bipolar
	Q4	2N2907	Transistor Bipolar
Circuito Integrado	U1	LF412	Amplificador Operacional Dual
Resistores	R1	820 Ω /2W	Resistor do driver de comando
	R2	12 Ω	Resistor do driver de comando
	R3	10k Ω	Resistor do driver de comando
	R4	100k Ω	Resistor do sensor de tensão
	R5	4,7k Ω	Resistor do sensor de tensão
	R6	220 Ω	Resistor do sensor de tensão
	R7	0,05 Ω	Resistor <i>Shunt</i> LOB-3 (1%)
	R8	0,05 Ω	Resistor <i>Shunt</i> LOB-3 (1%)
	R9	1,8k Ω	Resistor do amplificador diferencial
	R10	1,8k Ω	Resistor do amplificador diferencial
	R11	56k Ω	Resistor do amplificador diferencial
	R12	56k Ω	Resistor do amplificador diferencial
	R13	470 Ω	Resistor do retificador de precisão
	R14	10k Ω	Resistor do sensor de tensão para shutdown
	R15	120 Ω	Resistor do sensor de tensão para shutdown
Diodos	D1	16CTQ100	Diodo Schottky (<i>Boost</i>)
	D2	18V-1/2W	Diodo zener do driver de comando
	D3	1N5819	Diodo schottky do retif. de precisão
Capacitores	C1	4700uF/100V	Capacitor do barramento de saída
	C2	4700uF/100V	Capacitor do barramento de saída
	C3	10pF	Filtro para o sensor de tensão
	C4	10pF	Filtro para o amplif. diferencial
	C5	10pF	Filtro para o amplif. diferencial
	C6	100nF	Filtro de alimentação LF412 (-)
	C7	10uF	Filtro de alimentação LF412 (-)
	C8	100nF	Filtro de alimentação LF412 (+)

	C9	10uF	Filtro de alimentação LF412 (+)
--	----	------	---------------------------------

Lista de Componentes – Placa de controle			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Conectores	CON6		Para placa de potência
Circuitos Integrados	U2	UC3524	Modulador PWM
	U3	LM324	Amp. op. (4 amplificadores internos)
Resistores	R16	56k Ω	Resistor do compensador de tensão
	R17	56k Ω	Resistor do compensador de tensão
	R18	56k Ω	Resistor do compensador de tensão
	R19	56k Ω	Resistor do compensador de tensão
	R20	5k Ω	Potenciômetro de ref. de tensão
	R21	10k Ω	RT – ajuste de frequência
	R22	22k Ω	Pull-up de saída do PWM
	R23	1,5M Ω	Resistor do soft-start
	R24	680k Ω	Resistor do comp. de corr. da bat.
	R25	15k Ω	Resistor do comp. de corr. da bat.
	R26	680k Ω	Resistor do comp. de corr. da bat.
	R27	15k Ω	Resistor do comp. de corr. da bat.
	R28	5k Ω	Potenciômetro de ref. corr. bat.
	R29	1,5k Ω	Resistor do comp. de corr. do ind.
	R30	22k Ω	Resistor do comp. de corr. do ind.
	R31	1,5k Ω	Resistor do comp. de corr. do ind.
	R32	22k Ω	Resistor do comp. de corr. do ind.
	R33	100k Ω	Resistor do divisor de ref. corr. ind.
	R34	100k Ω	Resistor do divisor de ref. corr. ind.
R35	500 Ω	Potenciômetro de medição corr. ind.	
Diodos	D4	1N4001	Diodo do soft-start
	D5	1N5819	Diodo do soft-start
	D6	1N5819	Diodo sinal contr. de corr. do ind.
	D7	1N5819	Diodo sinal contr. de corr. da bat.
Capacitores	C10	56nF	Capacitor do compensador de tensão
	C11	3,3nF	Capacitor do compensador de tensão
	C12	56nF	Capacitor do compensador de tensão
	C13	3,3nF	Capacitor do compensador de tensão
	C14	10nF	CT – ajuste de frequência
	C15	2,2uF	Capacitor do soft-start
	C16	100nF	Filtro de alimentação
	C17	10uF	Filtro de alimentação
	C18	560nF	Capacitor do comp. de corr. da bat.
	C19	5.6nF	Capacitor do comp. de corr. da bat.
	C20	560nF	Capacitor do comp. de corr. da bat.

	C21	5,6nF	Capacitor do comp. de corr. da bat.
	C22	2,7nF	Capacitor do comp. de corr. do ind.
	C23	330pF	Capacitor do comp. de corr. do ind.
	C24	2,7nF	Capacitor do comp. de corr. do ind.
	C25	330pF	Capacitor do comp. de corr. do ind.
	C26	10uF	Filtro de alimentação
	C27	100nF	Filtro de alimentação

APÊNDICE B – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR *BOOST*

B.1 Definição de Parâmetros

Parâmetros do modelo da célula a combustível:

$R_{act} := 0.887\Omega$	Resistência de ativação.
$C_{act} := 0.015F$	Capacitância de ativação.
$R_{ohm} := 0.203\Omega$	Resistência de perdas ôhmicas.

Parâmetros do conversor *Boost*:

$P_o := 500W$	Potência nominal do conversor <i>Boost</i> .
$V_i := 24V$	Tensão de entrada nominal do conversor <i>Boost</i> .
$V_o := 48V$	Tensão de saída nominal do conversor <i>Boost</i> .
$f_s := 50kHz$	Frequência de comutação do conversor <i>Boost</i> .
$L := 324\mu H$	Indutância <i>Boost</i> .

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \quad R_o = 4.608\Omega \quad \text{Resistência nominal de carga.}$$

Intervalo de frequência:

$$f := 1Hz, 2Hz.. 10^5 Hz$$

$$s(f) := 2j \cdot \pi \cdot f$$

Tem-se a seguinte função de transferência da planta de corrente $G_d(s) = \Delta i_L(s) / \Delta d(s)$:

$$G_d(s) := V_o \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot R_{act} \cdot L \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) + (R_{act} + R_{ohm})}$$

B.2 Diagramas de Bode da Planta

Equação de ganho em dB: $G_{dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| G_{id}(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$

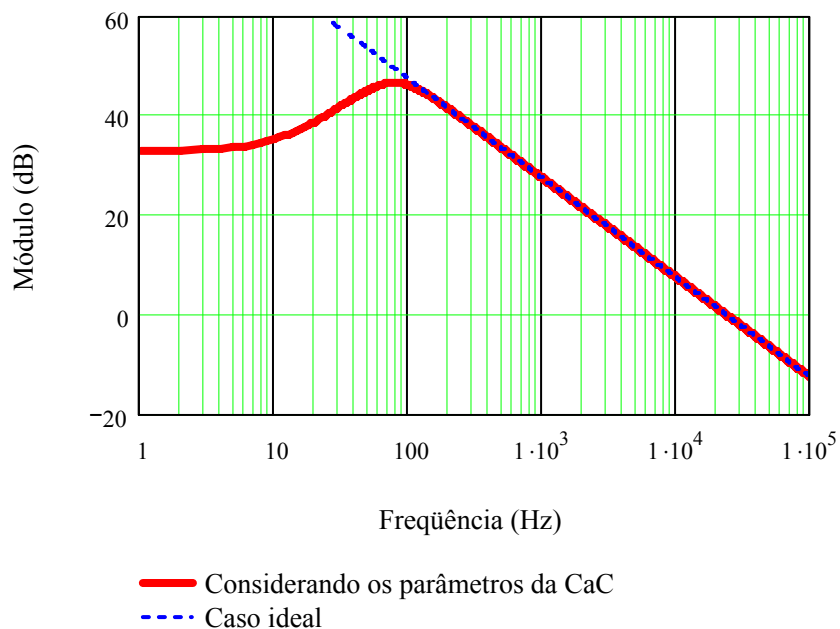


Figura B.1 - Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente.

Equação da fase em graus: $G_{fase}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{id}(s))$

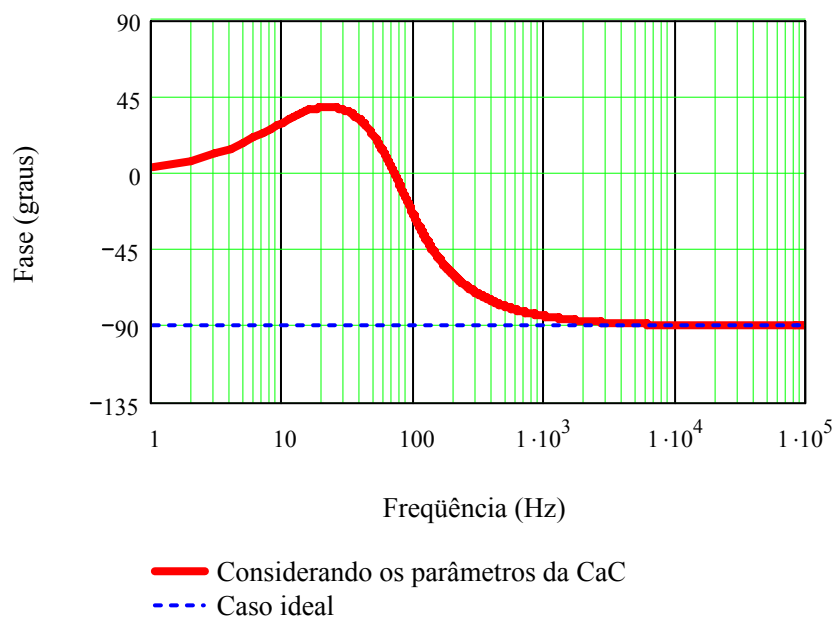


Figura B.2 - Diagrama de Bode de fase da planta de corrente.

B.3 Posição de Pólos e Zeros da Planta

Posição dos pólos complexos conjugados da planta:

$$\Delta := (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act})^2 - 4 \cdot (R_{act} \cdot L \cdot C_{act}) \cdot (R_{act} + R_{ohm})$$

$$\omega_{p1} := \frac{-(L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) + \sqrt{\Delta}}{2 \cdot (R_{act} \cdot L \cdot C_{act})}$$

$$f_{p1} := \frac{|\omega_{p1}|}{2 \cdot \pi}$$

$$f_{p1} = 80.03\text{Hz}$$

$$f_{p2} := f_{p1}$$

$$f_{p2} = 80.03\text{Hz}$$

Posição do zero da planta:

$$f_z := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{act} \cdot C_{act}}$$

$$f_z = 11.962\text{Hz}$$

B.4 Projeto do Controlador da Corrente do Indutor

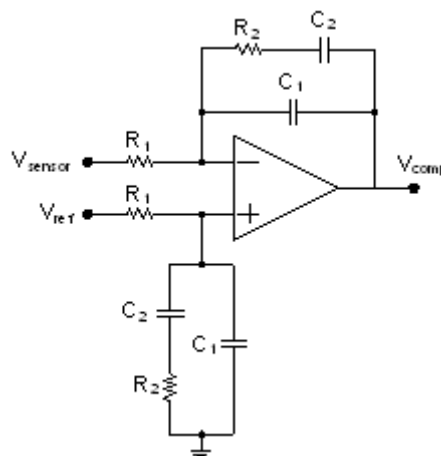


Figura B.3 - Circuito do controlador PI com filtro (dois pólos e um zero).

Definição da frequência de cruzamento:

$$f_{ic} := \frac{f_s}{4}$$

$$f_{ic} = 12.5\text{kHz}$$

Como sensor de corrente foi utilizado o transdutor de corrente LAH 50-P da LEM.

Corrente nominal no indutor para limitação de 500W drenados do módulo gerador (primário do sensor):

$$I_{PN} := \frac{P_o}{V_i}$$

$$I_{PN} = 20.833\text{A}$$

Taxa de conversão do transdutor:

$$K_N := \frac{1}{2000}$$

(Relação entre a corrente do secundário e do primário)

Tensão no resistor de medição com corrente nominal:

$$V_{RM} := 2.5V$$

Resistência de medição:

$$R_M := \frac{V_{RM}}{K_N \cdot I_{PN}}$$

$$R_M = 240 \Omega$$

Ganho total do sensor de corrente:

$$K_{ai} := \frac{V_{RM}}{I_{PN}} \cdot \frac{1}{\Omega}$$

$$K_{ai} = 0.12$$

Como modulador PWM foi utilizado o CI UC3524 da Unitrode.

Tensão de pico da dente de serra do modulador PWM:
(Rampa de 0,8V a 3,5V)

$$V_{Pserra} := 2.7 \text{ (volts)}$$

Ganho do modulador PWM:

$$K_{pwm} := \frac{1}{V_{Pserra}}$$

$$K_{pwm} = 0.37$$

Função de transferência de laço aberto (FTLA) sem compensador:

$$FTLA_{i_sc}(s) := K_{pwm} \cdot G_{id}(s) \cdot K_{ai}$$

Tem-se a seguinte expressão de ganho em dB:

$$FTLA_{i_sc_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{i_sc}(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$$

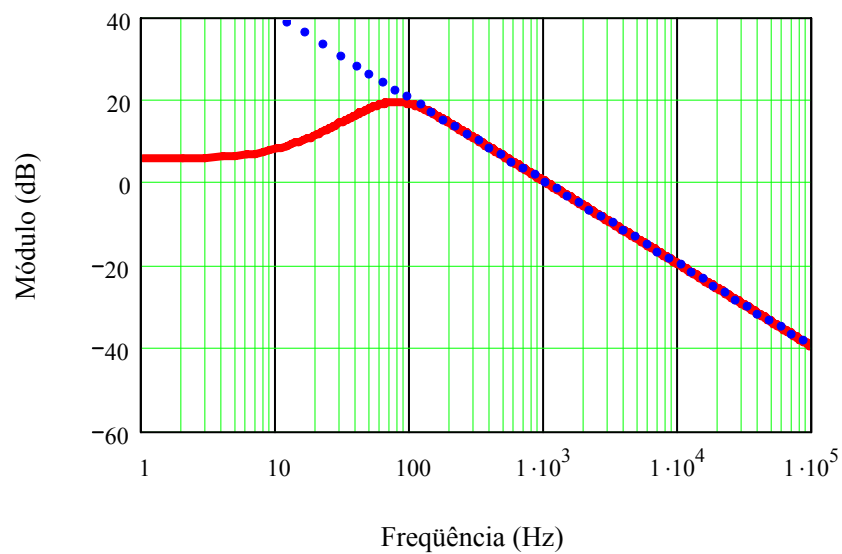


Figura B.4 - Diagrama de Bode de laço aberto sem compensador.

Sem compensador, tem-se a seguinte expressão para a fase em graus da função de transferência de laço aberto da malha de corrente:

$$\text{Fase}_{i_sc}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{i_sc}(s))$$

Fase disponível da FTLA sem compensador, na frequência de cruzamento:

$$\text{Fase}_{i_disp} := 180 + \text{Fase}_{i_sc}(s(f_{ic})) \quad \text{Fase}_{i_disp} = 90.457$$

Já há fase apropriada sem compensador.

Definição das frequências do pólo e do zero do controlador:

$$f_{ip} := \frac{f_s}{2} \quad f_{ip} = 25 \text{ kHz}$$

$$f_{iz} := \frac{f_{ic}}{5} \quad f_{iz} = 2.5 \text{ kHz}$$

Ganho de laço aberto na frequência de cruzamento sem compensador:

$$G_{la_fic} := \left| \text{FTLA}_{i_sc}(s(f_{ic})) \right| \cdot \frac{1}{A} \quad G_{la_fic} = 0.084$$

$$G_{la_fic_dB} := 20 \cdot \log(G_{la_fic}) \quad G_{la_fic_dB} = -21.532$$

Ganho necessário do compensador na frequência de cruzamento (ajuste para que o ganho do laço aberto seja 0dB em $f=f_{ic}$):

$$G_{ci_fic_dB} := -G_{la_fic_dB} \quad G_{ci_fic_dB} = 21.532$$

$$G_{ci_fic} := 10^{\frac{G_{ci_fic_dB}}{20}} \quad G_{ci_fic} = 11.928$$

B.5 Cálculo dos parâmetros do controlador

$$C_2 := 2.7 \text{ nF} \quad \text{Valor escolhido.}$$

Valores
Comerciais:

$$R_2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{iz} \cdot C_2} \quad R_2 = 23.579 \text{ k}\Omega \quad R_2 := 22 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 := \frac{C_2}{2 \cdot \pi \cdot f_{ip} \cdot R_2 \cdot C_2 - 1} \quad C_1 = 0.324 \text{ nF} \quad C_1 := 330 \text{ pF}$$

$$R_1 := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ic} \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{G_{ci_fic} \cdot \left[2 \cdot \pi \cdot f_{ic} \cdot \left[2 \cdot \pi \cdot f_{ic} \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + (C_1 + C_2) \right] \right]} \quad R_1 = 1.323 \text{ k}\Omega \quad R_1 := 1.5 \text{ k}\Omega$$

Assim, tem-se como compensador de corrente:

$$H_i(s) := \frac{s \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)}$$

Verificação do módulo com a compensação:

Função de transferência de laço aberto com compensador:

$$FTLA_i(s) := K_{pwm} \cdot K_{ai} \cdot H_i(s) G_{id}(s)$$

Tem-se a seguinte expressão de ganho em dB:

$$FTLA_{i_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_i(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$$

Verificação do ganho em dB na frequência de cruzamento escolhida com compensador: (deseja-se 0dB)

$$G_{fc} := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_i(s(f_{ic})) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$$

$$G_{fc} = -8.738 \times 10^{-3}$$

(ok - prox. de zero)

Tem-se a seguinte expressão para a fase em graus:

$$FTLA_{i_fase}(s) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_i(s))$$

Verificação da margem de fase obtida com compensador de atraso:

$$MF := 180 + FTLA_{i_fase}(s(f_{ic}))$$

$$MF = 51.424$$

(graus)

B.6 Diagramas de Bode do Controlador de Corrente

Expressão de ganho em dB: $H_{i_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| H_i(s) \right| \right)$

Intervalo de frequência: $f := 10\text{Hz}, 20\text{Hz}.. 10^6\text{Hz}$

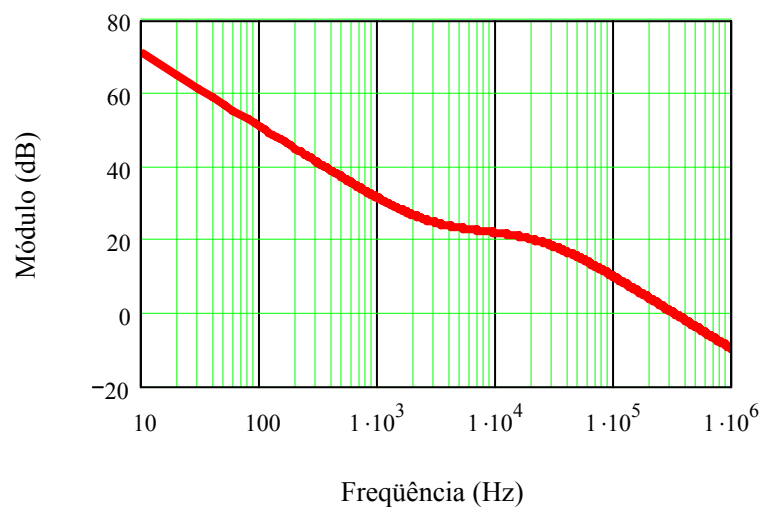


Figura B.5 - Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente.

Expressão para a fase em graus: $H_{i_{\text{fase}}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_i(s))$

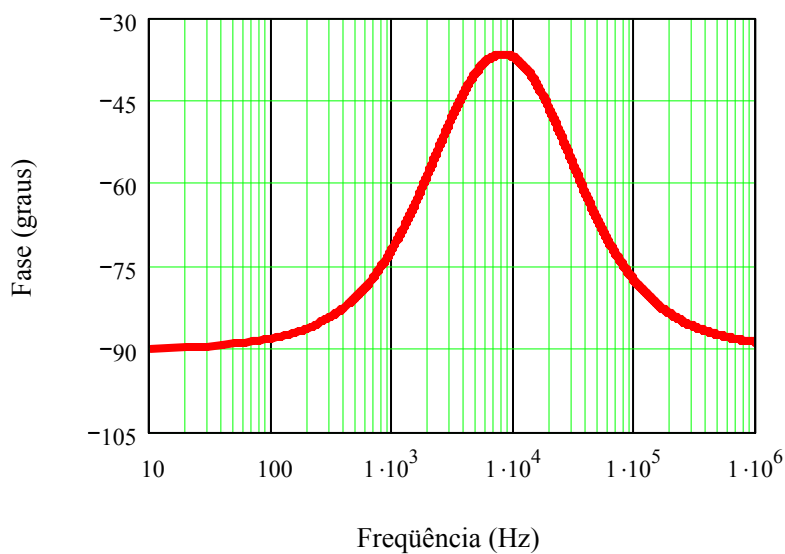


Figura B.6 - Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente.

B.7 Diagramas de Bode de Laço Aberto da Malha de Corrente

Intervalo de frequência: $f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 10^5\text{Hz}$

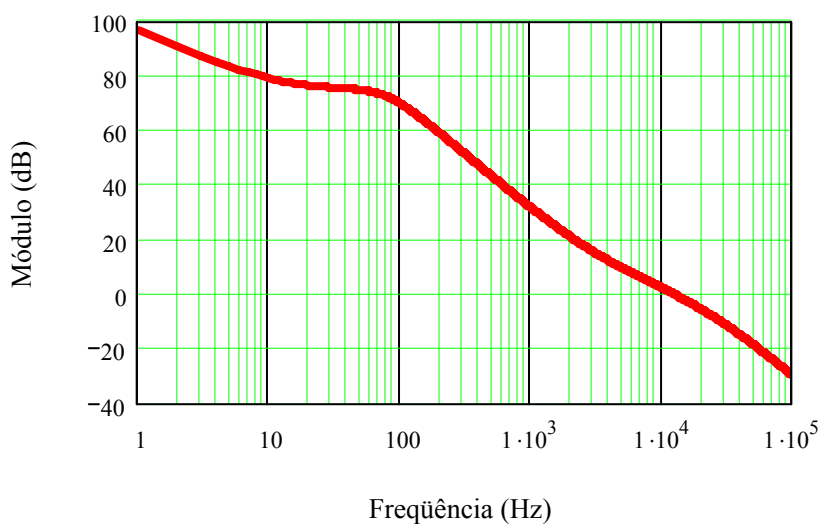


Figura B.7 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente.

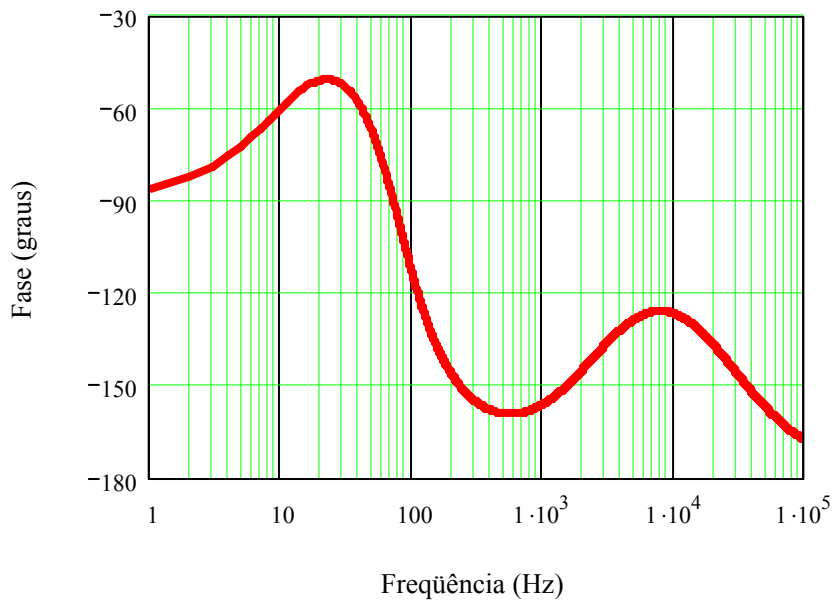


Figura B.8 - Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de corrente.

B.8 Verificação do Efeito da Variação Paramétrica Resultante da Utilização de dois Módulos de CaC em Paralelo

Admitiu-se a simplificação de que as resistências caem à metade e a capacitância dobra.

Novos parâmetros:

$$R_{act} := \frac{R_{act}}{2} \quad R_{ohm} := \frac{R_{ohm}}{2} \quad C_{act} := C_{act} \cdot 2$$

Função de transferência considerando a associação:

$$G_{id_2}(s) := V_o \cdot \frac{s \cdot R_{act} \cdot C_{act} + 1}{s^2 \cdot R_{act} \cdot L \cdot C_{act} + s \cdot (L + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) + (R_{act} + R_{ohm})}$$

Equação nova de ganho em dB: $G_{dB_2}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| G_{id_2}(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$

Equação nova da fase em graus: $G_{fase_2}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{id_2}(s))$

B.8.1 Nos Diagramas de Bode da Planta

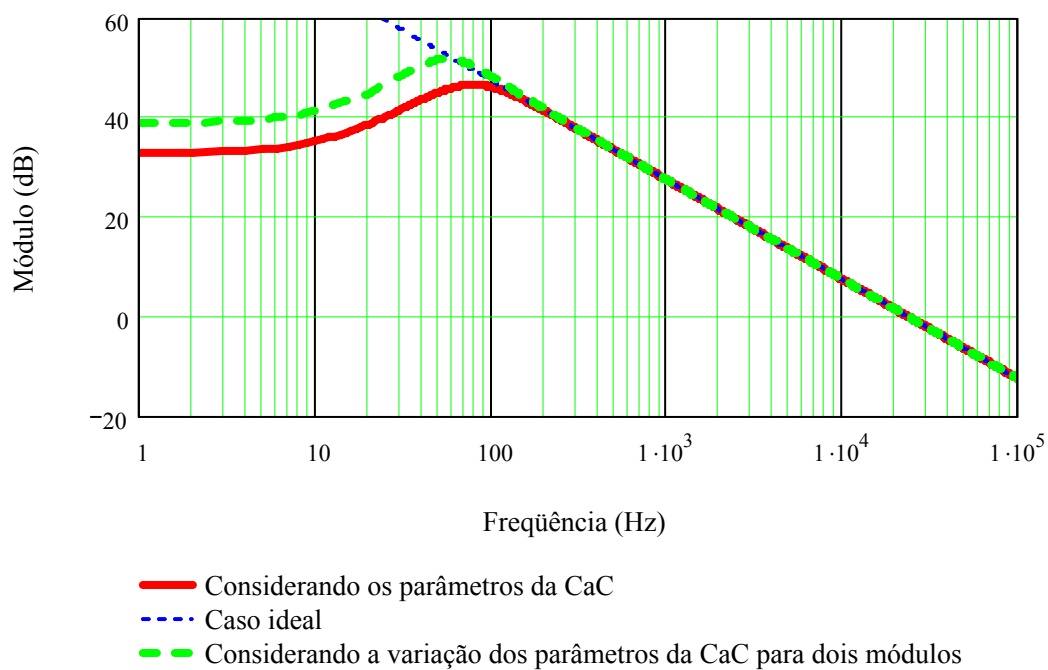


Figura B.9 - Diagrama de Bode de módulo da planta de corrente.

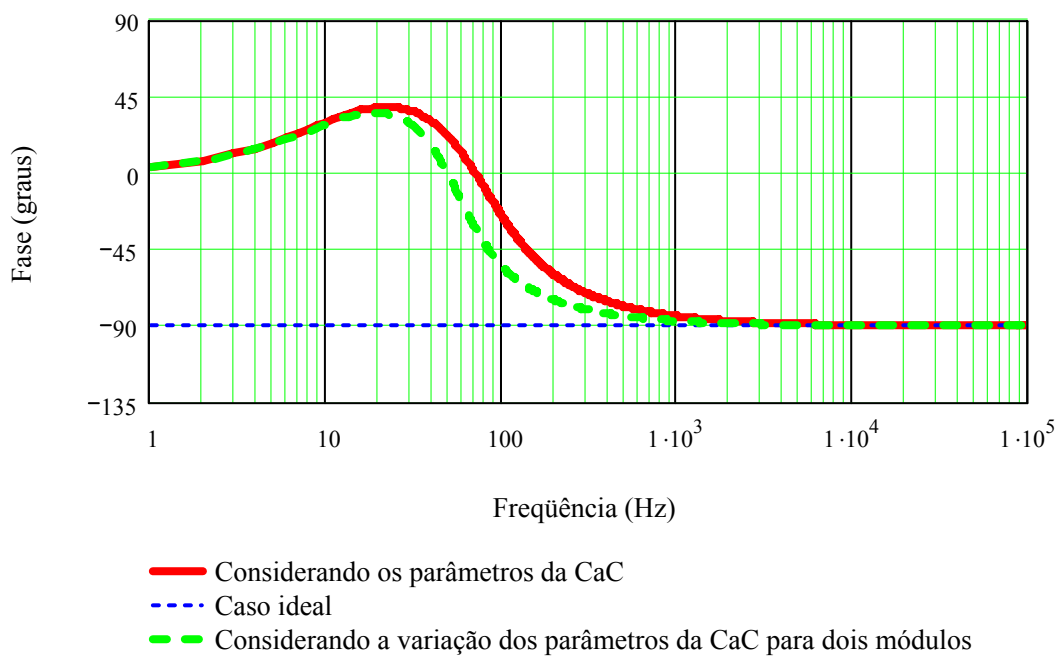


Figura B.10 - Diagrama de Bode de fase da planta de corrente.

B.8.2 Nos Diagramas de Bode de Laço Aberto

Nova função de transferência de laço aberto com compensador:

$$FTLA_{i_2}(s) := K_{pwm} \cdot K_{ai} \cdot H_i(s) G_{id_2}(s)$$

Nova expressão de ganho em dB:

$$FTLA_{i_dB_2}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{i_2}(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$$

Intervalo de frequência: $f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 10^5\text{Hz}$

Tem-se a seguinte expressão para a fase em graus:

$$FTLA_{i_fase_2}(s) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{i_2}(s))$$

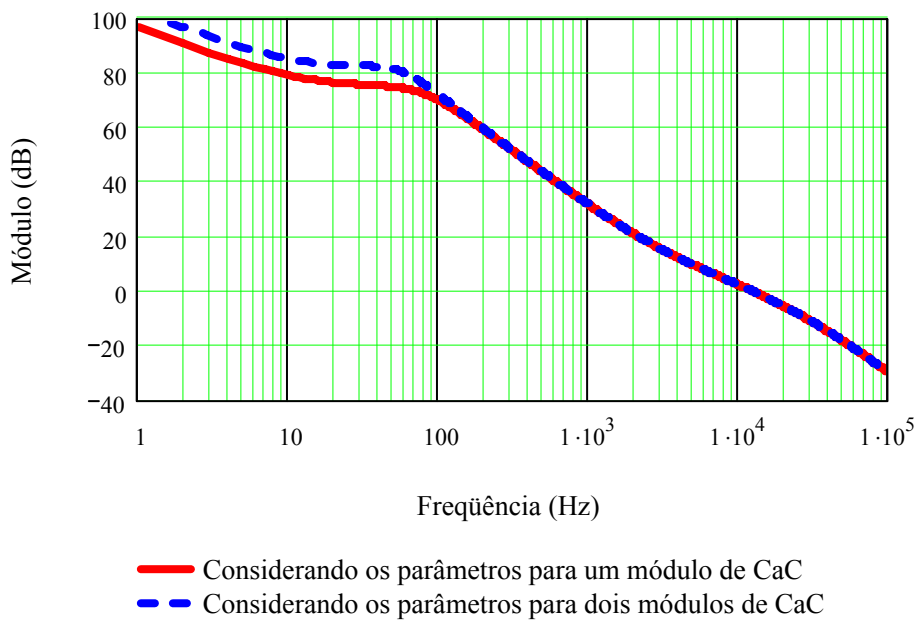


Figura B.11 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de corrente.

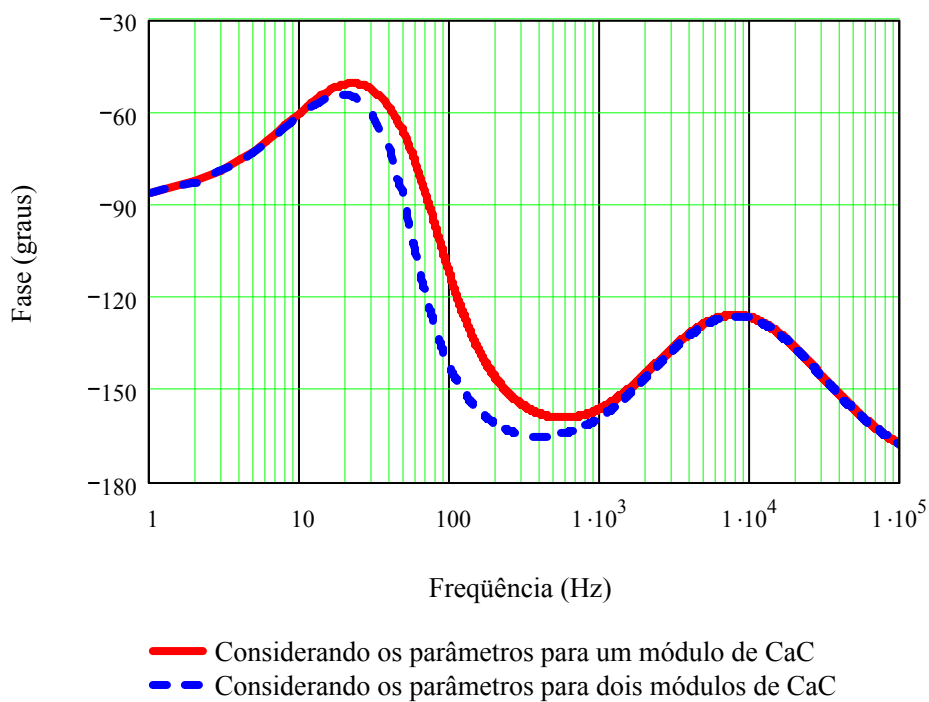


Figura B.12 - Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de corrente.

Percebe-se que o fato dos dois módulos terem sido utilizados em paralelo não influenciou significativamente nos resultados. A frequência de cruzamento e a margem de fase continuam as mesmas.

APÊNDICE C – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR *BOOST*

C.1 Definição de Parâmetros

Parâmetros do modelo da célula a combustível:

$R_{act} := 0.887\Omega$	Resistência de ativação.
$C_{act} := 0.015F$	Capacitância de ativação.
$R_{ohm} := 0.203\Omega$	Resistência de perdas ôhmicas.

Parâmetros do conversor *Boost*:

$P_o := 500W$	Potência nominal do conversor <i>Boost</i> .
$V_i := 24V$	Tensão de entrada nominal do conversor <i>Boost</i> .
$V_o := 53V$	Tensão de saída. (tensão de flutuação do banco de baterias).
$f_s := 50kHz$	Freqüência de comutação do conversor <i>Boost</i> .
$L := 324\mu H$	Indutância <i>Boost</i> .
$C_o := 9400\mu F$	Capacitância do capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> .
$R_{se} := \frac{0.035\Omega \cdot 0.62}{2}$	
$R_{se} = 0.011\Omega$	Resistência série equivalente do capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> (10kHz).
$R_o := \frac{V_o^2}{P_o}$ $R_o = 5.618\Omega$	Resistência nominal de carga.

Razão cíclica nominal:

$$D := \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad D = 0.547$$

Razão cíclica complementar:

$$D_2 := 1 - D \quad D_2 = 0.453$$

Intervalo de freqüência:

$$f := 1Hz, 2Hz.. 10^5 Hz$$

$$s(f) := 2j \cdot \pi \cdot f$$

Tem-se as funções de transferência de tensão para $\Delta v_o(s)/\Delta d(s)$ apresentadas a seguir.

C.2 Modelo do Conversor *Boost* com Fonte de Tensão Ideal na Entrada e Capacitor Ideal

$$G_{vd_ideal}(s) := \frac{V_o}{D_2} \cdot \frac{\frac{-s \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o} + 1}{\frac{R_o \cdot C_o \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o} \cdot s^2 + \frac{L}{D_2^2 \cdot R_o} \cdot s + 1}$$

Equação de ganho em dB: $G_{vd_{dB_ideal}}(s) := 20 \cdot \log\left(\left|G_{vd_ideal}(s)\right| \cdot \frac{1}{V}\right)$

Equação de fase em graus: $G_{vd_{fase_ideal}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd_ideal}(s))$

$$\theta_{G_{vd_ideal}}(s) := \begin{cases} G_{vd_{fase_ideal}}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(G_{vd_ideal}(s)) > -\pi \\ G_{vd_{fase_ideal}}(s) - 360 & \text{if } \frac{\pi}{2} \leq \arg(G_{vd_ideal}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

C.3 Modelo do Conversor *Boost* com Fonte de Tensão Ideal na Entrada e R_{se} no capacitor de Saída

$$G_{vd_Rse}(s) := \frac{V_o}{D_2} \cdot \frac{(s \cdot C_o \cdot R_{se} + 1) \cdot \left(\frac{-s \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o} + 1\right)}{\frac{(R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o} \cdot s^2 + \frac{D_2^2 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_{se} + L}{D_2^2 \cdot R_o} \cdot s + 1}$$

Equação de ganho em dB: $G_{vd_{dB_Rse}}(s) := 20 \cdot \log\left(\left|G_{vd_Rse}(s)\right| \cdot \frac{1}{V}\right)$

Equação de fase em graus: $G_{vd_{fase_Rse}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd_Rse}(s))$

$$\theta_{G_{vd_Rse}}(s) := \begin{cases} G_{vd_{fase_Rse}}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(G_{vd_Rse}(s)) > -\pi \\ G_{vd_{fase_Rse}}(s) - 360 & \text{if } \frac{\pi}{2} \leq \arg(G_{vd_Rse}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

C.4 Modelo do Conversor *Boost* com CaC na Entrada e R_{se} no capacitor de Saída

Tem-se a seguinte função de transferência $G_{vd}(s) = \Delta V_o(s) / \Delta D(s)$:

$$G_{vd}(s) := \frac{V_o}{D_2} \frac{\begin{aligned} & (-R_{se} \cdot C_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot L) \cdot s^3 \dots \\ & + \left[\left(D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm} \right) \cdot C_{act} \cdot R_{act} - L \right] \cdot C_o \cdot R_{se} - R_{act} \cdot C_{act} \cdot L \cdot s^2 \dots \\ & + \left[\left(-R_{act} + D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm} \right) \cdot C_o \cdot R_{se} + \left(D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm} \right) \cdot C_{act} \cdot R_{act} - L \right] \cdot s \dots \\ & + \left(D_2^2 \cdot R_o - R_{act} - R_{ohm} \right) \end{aligned}}{\begin{aligned} & D_2 \left[\left(R_o + R_{se} \right) \cdot C_{act} \cdot R_{act} \cdot C_o \cdot L \right] \cdot s^3 \dots \\ & + \left[\left(D_2^2 \cdot R_o + R_{ohm} \right) \cdot R_{se} + R_o \cdot R_{ohm} \right] \cdot C_o + L \cdot C_{act} \cdot R_{act} + \left(R_o + R_{se} \right) \cdot C_o \cdot L \cdot s^2 \dots \\ & + \left[\left(R_{act} + R_{ohm} + D_2^2 \cdot R_o \right) \cdot R_{se} \cdot C_o \dots \right. \\ & \quad \left. + \left(R_{ohm} + D_2^2 \cdot R_o \right) \cdot R_{act} \cdot C_{act} + \left(R_{act} + R_{ohm} \right) \cdot C_o \cdot R_o + L \right] \cdot s \dots \\ & + \left(R_{act} + D_2^2 \cdot R_o + R_{ohm} \right) \end{aligned}}$$

Equação de ganho em dB: $G_{vd_{dB}}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| G_{vd}(s) \right| \cdot \frac{1}{V} \right)$

Equação de fase em graus: $G_{vd_{fase}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd}(s))$

$$\theta_{G_{vd}}(s) := \begin{cases} G_{vd_{fase}}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(G_{vd}(s)) > -\pi \\ G_{vd_{fase}}(s) - 360 & \text{if } \frac{\pi}{2} \leq \arg(G_{vd}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

C.5 Diagramas de Bode das Função de Transferência - Caso ideal, Caso com R_{se} no capacitor de saída, e caso com R_{se} no capacitor de saída e modelo da CaC na Entrada

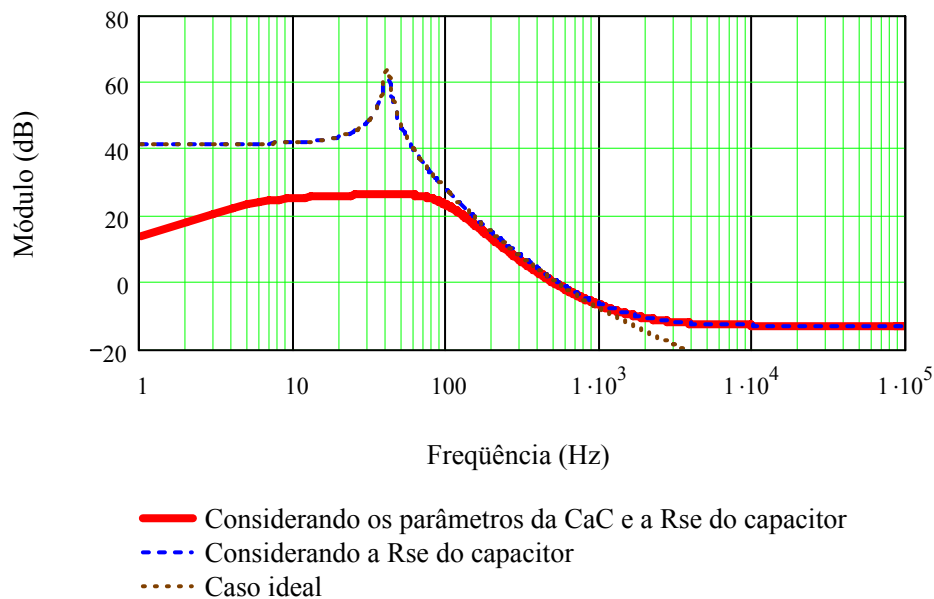


Figura C.1 - Diagrama de Bode de módulo de $G_{vd}(s)$.

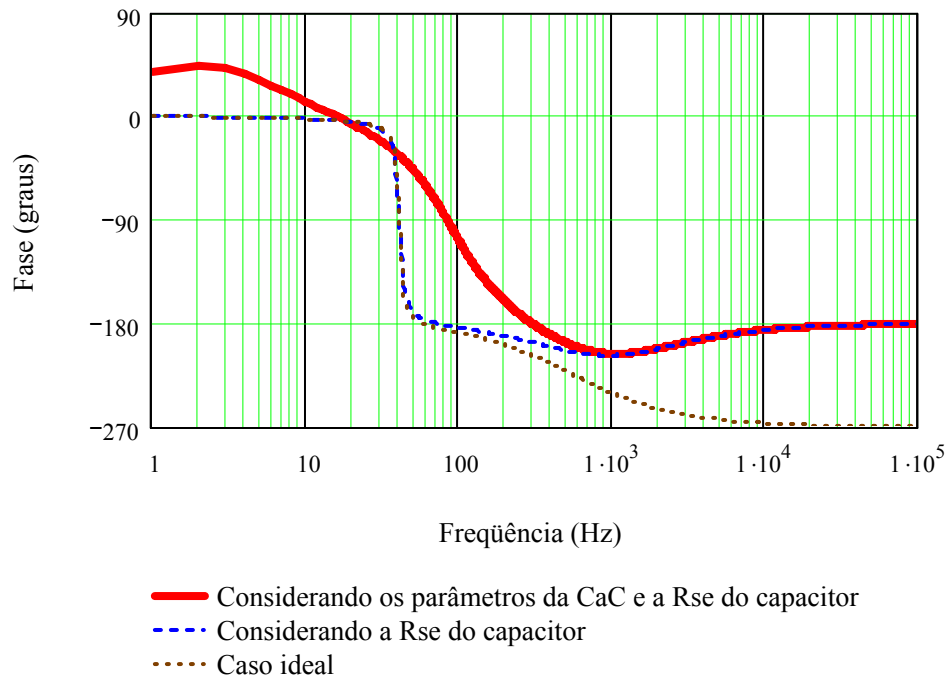


Figura C.2 - Diagrama de Bode de fase de $G_{vd}(s)$.

C.6 Projeto do Controlador da Tensão Saída

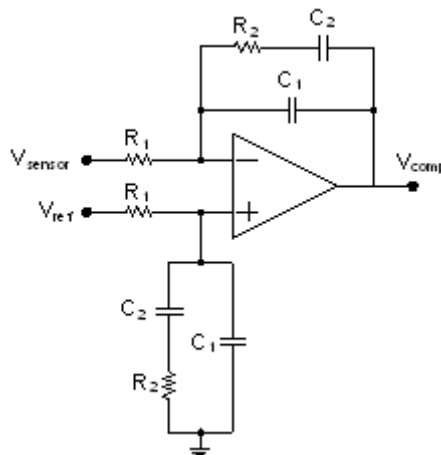


Figura C.3 - Circuito do controlador PI com filtro (dois pólos e um zero).

Definição da frequência de cruzamento: $f_{vc} := 30\text{Hz}$

Tensão de referência: $V_{ref} := 2.5\text{V}$

Resistores do sensor de tensão:

$$R_{a1} := 100\text{k}\Omega$$

$$R_{a2} := \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \cdot R_{a1}$$

Valores comerciais:

$$R_{a2} = 4.95\text{k}\Omega \quad R_{a2} := 4.7\text{k}\Omega + 220\Omega$$

$$R_{a2} = 4.92\text{k}\Omega$$

Ganho do sensor de tensão:

$$K_{av} := \frac{V_{ref}}{V_o}$$

$$K_{av} = 0.047$$

Tensão de pico da dente de serra do modulador PWM:
(Rampa 0.8V a 3.5V)

$$V_{pserra} := 2.7 \text{ (volts)}$$

Ganho do modulador PWM:

$$K_{pwm} := \frac{1}{V_{pserra}}$$

$$K_{pwm} = 0.37$$

Função de transferência de laço aberto sem compensador:

$$FTLA_{v_sc}(s) := K_{pwm} \cdot G_{vd}(s) \cdot K_{av}$$

Equação de ganho em dB:
$$FTLA_{v_sc_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{v_sc}(s) \right| \cdot \frac{1}{V} \right)$$

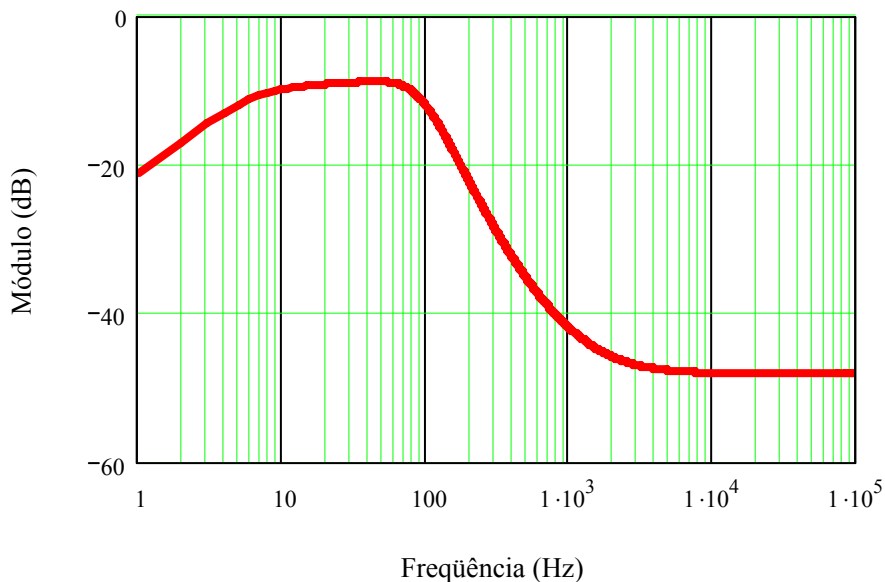


Figura C.4 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto sem compensador.

Sem compensador, tem-se a seguinte expressão para a fase em graus da função de transferência de laço aberto:

$$\text{Fase}_{v_sc}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{v_sc}(s))$$

Fase disponível da FTLA sem compensador, na frequência de cruzamento:

$$\text{Fase}_{v_disp} := 180 + \text{Fase}_{v_sc}(s(f_{vc}))$$

$$\text{Fase}_{v_disp} = 159.9$$

Já há fase apropriada sem compensador.

Definição das frequências do pólo e do zero do controlador:

$$f_{vp} := 1\text{kHz}$$

$$f_{vz} := 50\text{Hz}$$

Ganho de laço aberto na frequência de cruzamento sem compensador:

$$G_{la_fvc} := \left| \text{FTLA}_{V_sc}(s(f_{vc})) \right| \cdot \frac{1}{V} \quad G_{la_fvc} = 0.357$$

$$G_{la_fvc_dB} := 20 \cdot \log(G_{la_fvc}) \quad G_{la_fvc_dB} = -8.943$$

Ganho necessário do compensador na frequência de cruzamento (ajuste para que o ganho do laço aberto seja 0dB em $f=f_{ic}$):

$$G_{cv_fvc_dB} := -G_{la_fvc_dB} \quad G_{cv_fvc_dB} = 8.943$$

$$G_{cv_fvc} := 10^{\frac{G_{cv_fvc_dB}}{20}} \quad G_{cv_fvc} = 2.8$$

C.7 Cálculo dos Parâmetros do Controlador

$$C_2 := 56\text{nF}$$

Valores
Comerciais:

$$R_2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{vz} \cdot C_2} \quad R_2 = 56.841\text{k}\Omega \quad R_2 := 56\text{k}\Omega$$

$$C_1 := \frac{C_2}{2 \cdot \pi \cdot f_{vp} \cdot R_2 \cdot C_2 - 1} \quad C_1 = 2.994\text{nF} \quad C_1 := 3.3\text{nF}$$

$$R_1 := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{vc} \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{G_{cv_fvc} \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_{vc} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{vc} \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)]} \quad R_1 = 49.223\text{k}\Omega \quad R_1 := 56\text{k}\Omega$$

Assim, tem-se como compensador de tensão:

$$H_V(s) := \frac{s \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)}$$

Tem-se as seguintes equações para o de ganho em dB e a fase em graus do compensador:

$$H_{v_dB}(s) := 20 \cdot \log(|H_V(s)|)$$

$$H_{v_fase}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_V(s))$$

Verificação do módulo com a compensação:

Função de transferência de laço aberto com compensador:

$$FTLA_V(s) := K_{pwm} \cdot K_{av} \cdot H_V(s) G_{Vd}(s)$$

Equação de ganho em dB:
$$FTLA_{V_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_V(s) \right| \cdot \frac{1}{V} \right)$$

Verificação do ganho em dB na frequência de cruzamento escolhida com compensador: (deseja-se 0dB)

$$G_{fc} := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_V(s(f_{vc})) \right| \cdot \frac{1}{V} \right) \quad G_{fc} = -3.577 \quad (\text{ok - próx. de zero})$$

Equação de fase em graus:
$$FTLA_{V_fase}(s) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_V(s))$$

$$\theta_{FTLA_V}(s) := \begin{cases} FTLA_{V_fase}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(FTLA_V(s)) > -\pi \\ FTLA_{V_fase}(s) - 360 & \text{if } 0 \leq \arg(FTLA_V(s)) \leq \pi \end{cases}$$

Verificação da margem de fase obtida com compensador:

$$MF := 180 + FTLA_{V_fase}(s(f_{vc})) \quad MF = 98.604 \quad (\text{graus})$$

C.8 Diagramas de Bode do Controlador de Tensão

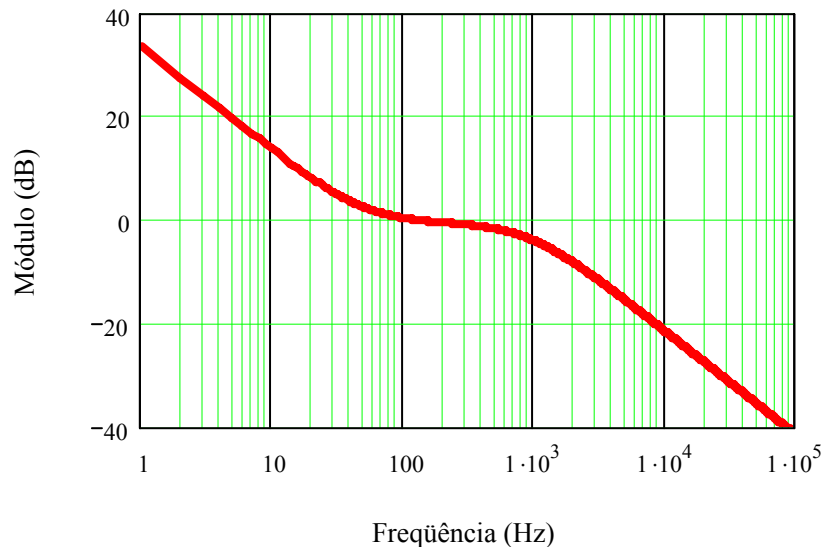


Figura C.5 - Diagrama de Bode de módulo do controlador de tensão.

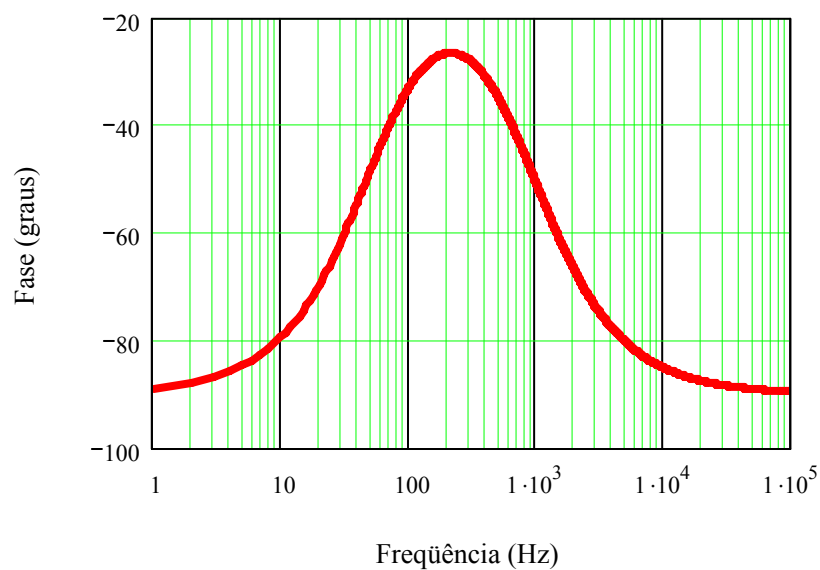


Figura C.6 - Diagrama de Bode de fase do controlador de tensão.

C.9 Diagramas de Bode de Laço Aberto do Sistema com CaC na Entrada e Considerando a R_{se} do Capacitor de Saída

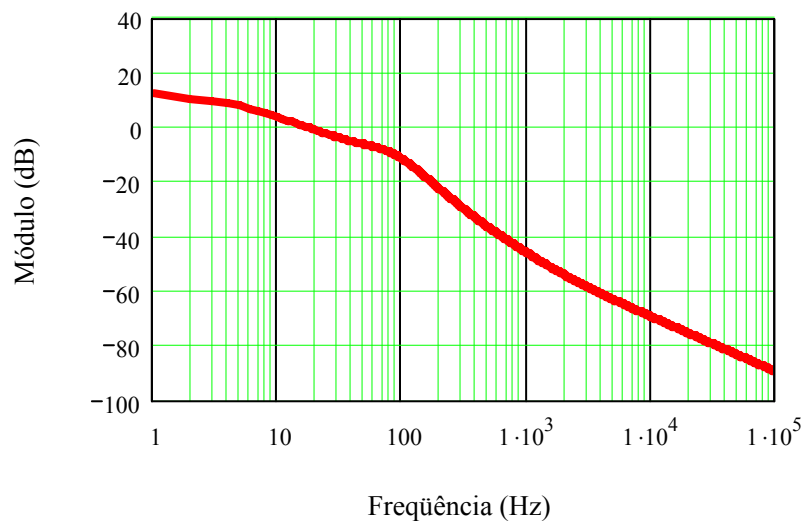


Figura C.7 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de tensão.

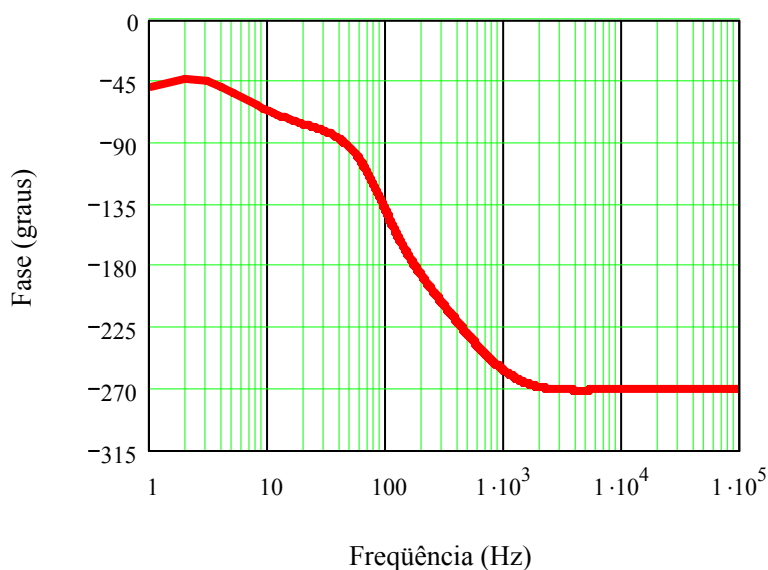


Figura C.8 - Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de tensão.

C.10 Verificação do Efeito da Variação Paramétrica Resultante da Utilização de dois Módulos de CaC em Paralelo

Admitiu-se a simplificação de que as resistências caem à metade e a capacitância dobra.

Novos parâmetros: (resistências caem à metade e a capacitância dobra)

$$R_{act} := \frac{R_{act}}{2} \quad R_{ohm} := \frac{R_{ohm}}{2} \quad C_{act} := C_{act} \cdot 2$$

Função de transferência considerando a associação:

$$G_{vd_2}(s) := \frac{V_o}{D_2} \cdot \frac{\begin{aligned} & (-R_{se} \cdot C_o \cdot R_{act} \cdot C_{act} \cdot L) \cdot s^3 \dots \\ & + \left[(D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm}) \cdot C_{act} \cdot R_{act} - L \right] \cdot C_o \cdot R_{se} - R_{act} \cdot C_{act} \cdot L \cdot s^2 \dots \\ & + \left[(-R_{act} + D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm}) \cdot C_o \cdot R_{se} + (D_2^2 \cdot R_o - R_{ohm}) \cdot C_{act} \cdot R_{act} - L \right] \cdot s \dots \\ & + (D_2^2 \cdot R_o - R_{act} - R_{ohm}) \end{aligned}}{\begin{aligned} & [(R_o + R_{se}) \cdot C_{act} \cdot R_{act} \cdot C_o \cdot L] \cdot s^3 \dots \\ & + \left[(D_2^2 \cdot R_o + R_{ohm}) \cdot R_{se} + R_o \cdot R_{ohm} \right] \cdot C_o + L \cdot C_{act} \cdot R_{act} + (R_o + R_{se}) \cdot C_o \cdot L \cdot s^2 \dots \\ & + \left[(R_{act} + R_{ohm} + D_2^2 \cdot R_o) \cdot R_{se} \cdot C_o \dots \right. \\ & \left. + (R_{ohm} + D_2^2 \cdot R_o) \cdot R_{act} \cdot C_{act} + (R_{act} + R_{ohm}) \cdot C_o \cdot R_o + L \right] \cdot s \dots \\ & + (R_{act} + D_2^2 \cdot R_o + R_{ohm}) \end{aligned}}$$

Nova equação nova de ganho em dB: $G_{vd_dB_2}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| G_{vd_2}(s) \right| \cdot \frac{1}{V} \right)$

Nova equação de fase em graus: $G_{vd_fase_2}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd_2}(s))$

$$\theta_{G_{vd_2}(s)} := \begin{cases} G_{vd_fase_2}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(G_{vd_2}(s)) > -\pi \\ G_{vd_fase_2}(s) - 360 & \text{if } \frac{\pi}{2} \leq \arg(G_{vd_2}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

C.10.1 Nos Diagramas de Bode da Planta

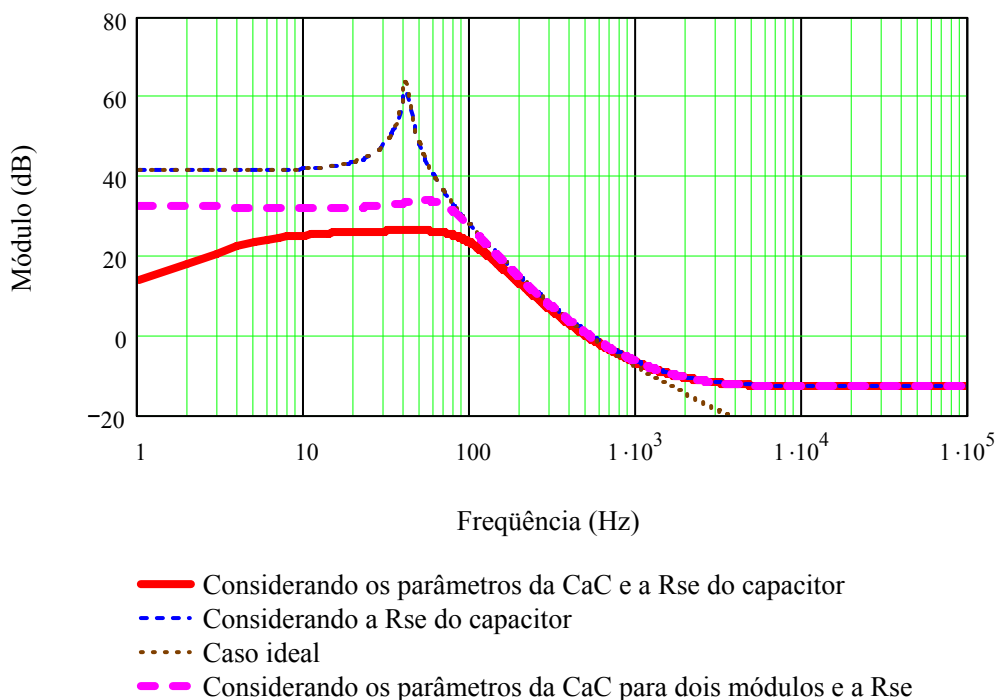


Figura C.9 - Diagrama de Bode de módulo de $G_{vd}(s)$.

Com a variação paramétrica proporcionada pela utilização de dois módulos em paralelo, os modelos diferem para baixas frequências, sendo que para frequências acima de 100 Hz o módulo permanece praticamente inalterado.

Já no caso da fase, as divergências são maiores apenas em frequências abaixo de 20Hz.

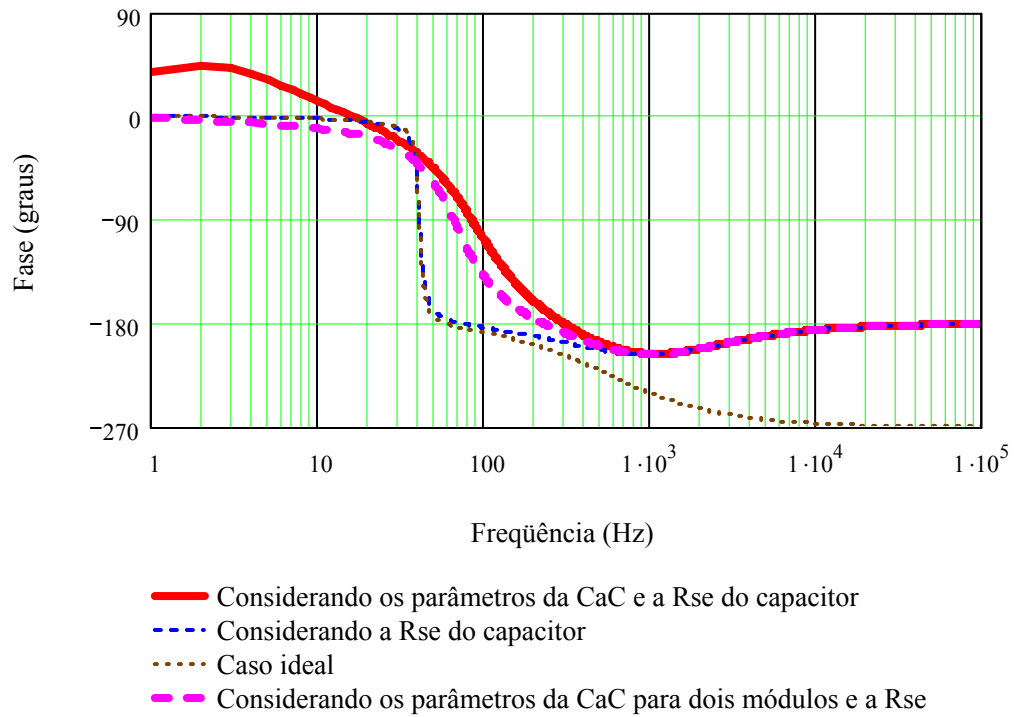


Figura C.10 - Diagrama de Bode de fase de $G_{vd}(s)$.

C.10.2 Nos Diagramas de Bode de Laço Aberto

Nova função de transferência de laço aberto com compensador:

$$FTLA_{v_2}(s) := K_{pwm} \cdot K_{av} \cdot H_v(s) G_{vd_2}(s)$$

Nova equação de ganho em dB:
$$FTLA_{v_dB_2}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{v_2}(s) \right| \cdot \frac{1}{V} \right)$$

Nova equação de fase em graus:
$$FTLA_{v_fase_2}(s) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{v_2}(s))$$

$$\theta_{FTLA_{v_2}(s)} := \begin{cases} FTLA_{v_fase_2}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(FTLA_{v_2}(s)) > -\pi \\ FTLA_{v_fase_2}(s) - 360 & \text{if } 0 \leq \arg(FTLA_{v_2}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

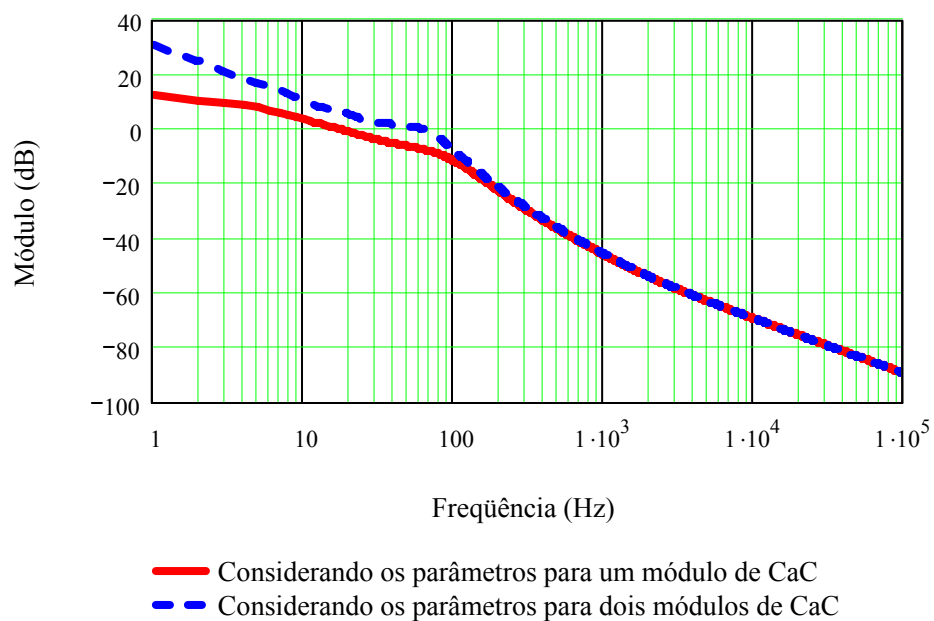


Figura C.11 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de tensão.

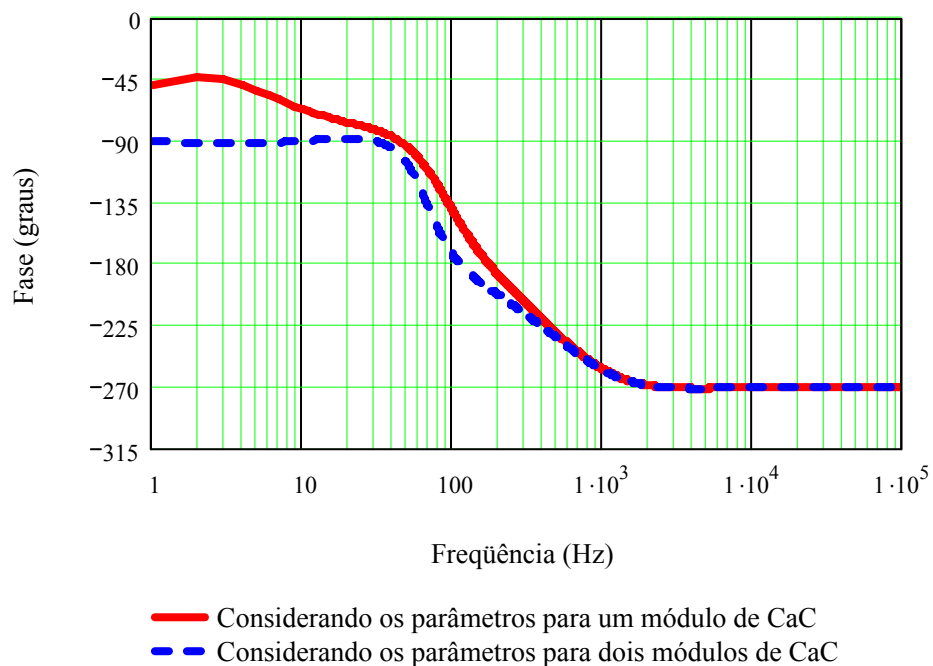


Figura C.12 - Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de tensão.

As variações pela ocasionadas pela associação dos módulos nesse caso também não foram significativas. A freqüência de cruzamento deslocou pouco e a margem de fase é apropriada.

APÊNDICE D – PLANILHA DE PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DO BANCO DE BATERIAS

D.1 Definição de Parâmetros

Parâmetros ligados ao modelo da bateria:

$R_{bat} := 0.079\Omega$	Resistência interna do banco de baterias.
$R_{sh} := 0.025\Omega$	Resistência de medição da corrente do banco de baterias.
$R_b := R_{bat} + R_{sh}$	
$R_b = 0.104\Omega$	Resistência série do banco incluindo a resistência de medição da corrente do banco de baterias.
$E := 42V$	Tensão do banco de baterias descarregado.
$I_b := 3.2A$	Corrente utilizada para a carga das baterias.

Parâmetros do conversor *Boost*:

$L := 324\mu H$	Indutância <i>Boost</i> .
$C_o := 9400\mu F$	Capacitância do capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> .
$R_{se} := 0.01\Omega$	Resistência série equivalente do capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> (10kHz).
$V_i := 24V$	Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> .
$V_o := E + R_b \cdot I_b$	Tensão de saída do conversor <i>Boost</i> durante a etapa de corrente constante nas baterias.
$V_o = 42.333V$	
$D_1 := \frac{V_o - V_i}{V_o}$	Razão cíclica durante a etapa de corrente constante nas baterias.
$D_1 = 0.433$	
$D_2 := 1 - D_1 \quad D_2 = 0.567$	Razão cíclica complementar.
$R_o := 4.91\Omega$	Resistência para carga nominal nessas condições. (pior caso para a estabilidade)
$f_s := 50kHz$	Frequência de comutação do conversor <i>Boost</i> .

Intervalo de frequência:

$$f := 1Hz, 2Hz.. 10^5 Hz$$

$$s(f) := 2j \cdot \pi \cdot f$$

Função de transferência $\Delta i_b(s)/\Delta d(s)$:

$$G_{ibd}(s) := \frac{V_o}{D_2 \cdot R_b} \cdot \frac{\left[1 + s \cdot \frac{L}{D_2^2 \cdot R_b} \cdot \left(\frac{E}{V_o} - \frac{R_o + R_b}{R_o} \right) \right] \cdot (1 + s \cdot R_{se} \cdot C_o)}{\frac{(R_o \cdot R_b + R_o \cdot R_{se} + R_b \cdot R_{se}) \cdot C_o \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s^2 + \frac{(R_b + R_o) \cdot L + D_2^2 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_b \cdot R_{se}}{D_2^2 \cdot R_o \cdot R_b} \cdot s + 1}$$

D.2 Posicionamento de Pólos e Zeros da Função de Transferência

Zeros:

$$z_1 := \frac{-(D_2^2 \cdot R_b \cdot V_o \cdot R_o)}{L \cdot [(-R_o - R_b) \cdot V_o + E \cdot R_o]} \quad z_1 = 3.5555 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$f_{z1} := \frac{z_1}{2 \cdot \pi} \quad f_{z1} = 565.882 \frac{1}{s} \quad (\text{Hz})$$

$$z_2 := \frac{-1}{R_{se} \cdot C_o} \quad z_2 = -9.6712 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$f_{z2} := \left| \frac{z_2}{2 \cdot \pi} \right| \quad f_{z2} = 1.5392 \times 10^3 \frac{1}{s} \quad (\text{Hz})$$

Pólos:

Coefficientes do denominador:

$$a := \frac{(R_o \cdot R_b + R_o \cdot R_{se} + R_b \cdot R_{se}) \cdot C_o \cdot L}{D_2^2 \cdot R_o \cdot R_b} \quad b := \frac{(R_b + R_o) \cdot L + D_2^2 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_b \cdot R_{se}}{D_2^2 \cdot R_o \cdot R_b} \quad c := 1$$

Raízes (pólos) e posições:

$$p_1 := \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \quad p_1 = -113.516 \frac{1}{s}$$

$$f_{p1} := \left| \frac{p_1}{2 \cdot \pi} \right| \quad f_{p1} = 18.067 \frac{1}{s} \quad (\text{Hz})$$

$$p_2 := \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \quad p_2 = -839.064 \frac{1}{s}$$

$$f_{p2} := \left| \frac{p_2}{2 \cdot \pi} \right| \quad f_{p2} = 133.541 \frac{1}{s} \quad (\text{Hz})$$

Equação de ganho em dB: $G_{\text{ibd}}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| G_{\text{ibd}}(s) \right| \cdot \frac{1}{A} \right)$

Equação de fase em graus: $G_{\text{ibd}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{\text{ibd}}(s))$

$$\theta_{G_{\text{ibd}}(s)} := \begin{cases} G_{\text{ibd}}(s)_{\text{fase}} & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(G_{\text{ibd}}(s)) > -\pi \\ G_{\text{ibd}}(s)_{\text{fase}} - 360 & \text{if } \frac{\pi}{2} \leq \arg(G_{\text{ibd}}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

D.3 Diagramas de Bode da Planta de Corrente do Banco de Baterias

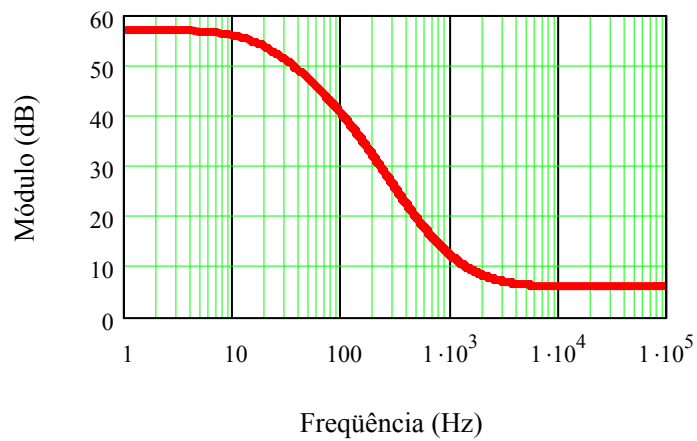


Figura D.1 - Diagrama de Bode de módulo de $G_{\text{ibd}}(s)$.

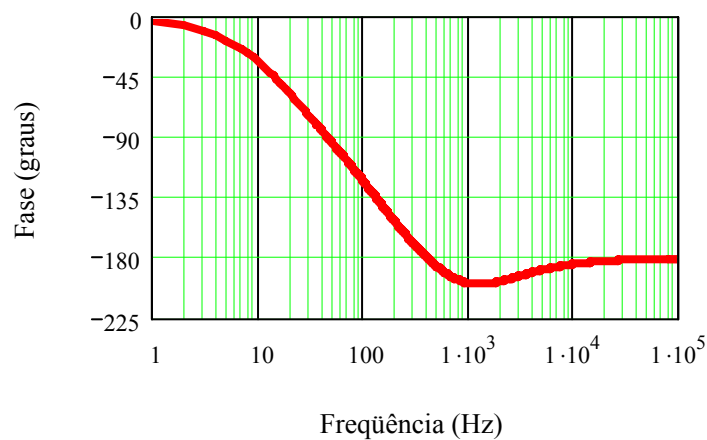


Figura D.2 - Diagrama de Bode de fase de $G_{\text{ibd}}(s)$.

D.4 Projeto do Controlador de Corrente da Bateria

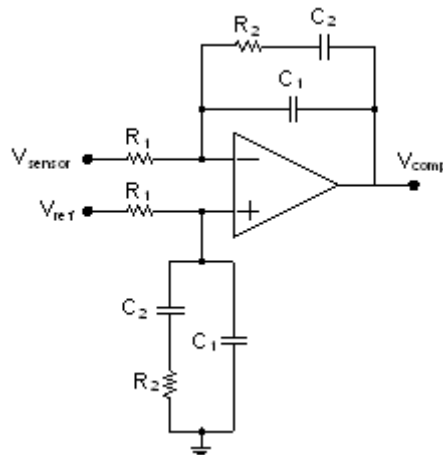


Figura D.3 - Circuito do controlador PI com filtro (dois pólos e um zero).

Definição da frequência de cruzamento:

$$f_{ibc} := 80\text{Hz}$$

Tensão de referência:

$$V_{ref} := 2.5\text{V}$$

Corrente da bateria (limitação para carga de 10hs):

$$I_b := 3.2\text{A}$$

Tensão no shunt:

$$V_{sh} := R_{sh} \cdot I_b \quad V_{sh} = 0.08\text{ V}$$

Ganho do ampop amplificador:

$$G_{amp} := \frac{V_{ref}}{V_{sh}} \quad G_{amp} = 31.25$$

Ganho do sensor de corrente:

$$K_{aib} := R_{sh} \cdot G_{amp} \cdot \frac{1}{\Omega} \quad K_{aib} = 0.781$$

Tensão de pico a pico da dente de serra do modulador PWM: ($Ramp\ Peak = 3,5\text{V}$ $Ramp\ Valley = 0,8\text{V}$) $V_{Pserra} := 2.7$ (volts)

Ganho do modulador PWM:

$$K_{pwm} := \frac{1}{V_{Pserra}} \quad K_{pwm} = 0.37$$

Função de transferência de laço aberto sem compensador:

$$FTL_{aib_sc}(s) := K_{pwm} \cdot G_{ibd}(s) \cdot K_{aib}$$

Equação de ganho em dB: $FTLA_{ib_sc_dB}(s) := 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{ib_sc}(s) \right| \cdot \frac{\Omega}{V} \right)$

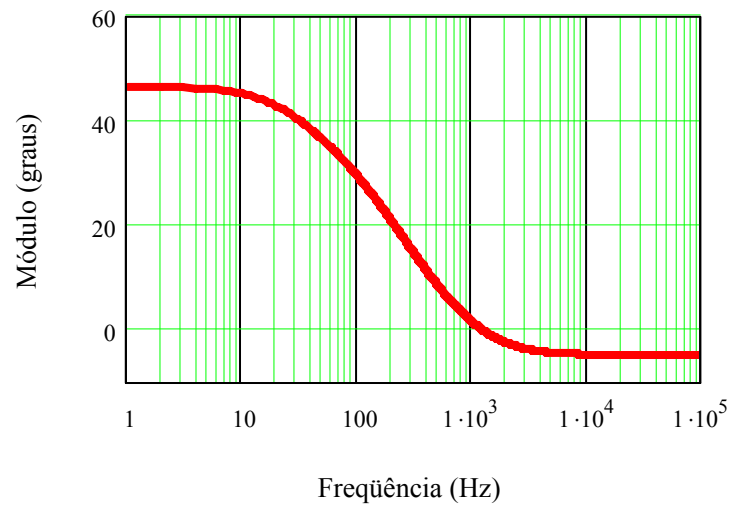


Figura D.4 - Diagrama de Bode de laço aberto sem compensador.

Sem compensador, tem-se a seguinte expressão para a fase em graus da função de transferência de laço aberto:

$$\text{Fase}_{ib_sc}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ib_sc}(s))$$

Fase disponível da FTLA sem compensador, na frequência de cruzamento:

$$\text{Fase}_{ib_disp} := 180 + \text{Fase}_{ib_sc}(s(f_{ibc})) \quad \text{Fase}_{ib_disp} = 66.73$$

Já há fase apropriada sem compensador.

Definição das frequências do pólo e do zero do controlador:

$$f_{ibp} := 2\text{kHz}$$

$$f_{ibz} := 20\text{Hz}$$

Ganho de laço aberto na frequência de cruzamento sem compensador:

$$G_{la_fbc} := \left| FTLA_{ib_sc}(s(f_{ibc})) \right| \cdot \frac{\Omega}{V} \quad G_{la_fbc} = 39.702$$

$$G_{la_fbc_dB} := 20 \cdot \log(G_{la_fbc}) \quad G_{la_fbc_dB} = 31.976$$

Ganho necessário do compensador na frequência de cruzamento (ajuste para que o ganho do laço aberto seja 0dB em $f=f_{ic}$):

$$G_{cib_fbc_dB} := -G_{la_fbc_dB}$$

$$G_{cib_fbc_dB} = -31.976$$

$$G_{cib_fbc} := 10^{\frac{G_{cib_fbc_dB}}{20}}$$

$$G_{cib_fbc} = 0.025$$

D.5 Cálculo dos parâmetros do controlador

$$C_2 := 560nF$$

Valores
Comerciais:

$$R_2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ibz} \cdot C_2}$$

$$R_2 = 14.21k\Omega$$

$$R_2 := 15k\Omega$$

$$C_1 := \frac{C_2}{2 \cdot \pi \cdot f_{ibp} \cdot R_2 \cdot C_2 - 1}$$

$$C_1 = 5.356nF$$

$$C_1 := 5.6nF$$

$$R_1 := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ibc} \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{G_{cib_fbc} \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_{ibc} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{ibc} \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)]}$$

$$R_1 = 700.021k\Omega$$

$$R_1 := 680k\Omega$$

Assim, tem-se como compensador de corrente da bateria:

$$H_{ib}(s) := \frac{s \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + C_1 + C_2)}$$

Tem-se as seguintes equações para o de ganho em dB e a fase em graus do compensador:

$$H_{ib_dB}(s) := 20 \cdot \log(|H_{ib}(s)|)$$

$$H_{ib_fase}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_{ib}(s))$$

Verificação do módulo com a compensação:

Função de transferência de laço aberto com compensador:

$$FTLA_{ib}(s) := K_{pwm} \cdot K_{aib} \cdot H_{ib}(s) \cdot G_{ibd}(s)$$

Tem-se a seguinte expressão de ganho em dB:

$$FTLA_{ib_dB}(s) := 20 \cdot \log\left(|FTLA_{ib}(s)| \cdot \frac{\Omega}{V}\right)$$

Verificação do ganho em dB na frequência de cruzamento escolhida com compensador:
(deseja-se 0dB)

$$G_{fc} := 20 \cdot \log \left(\left| \text{FTLA}_{ib}(s(f_{ibc})) \right| \cdot \frac{\Omega}{V} \right) \quad G_{fc} = -1.009 \quad (\text{ok - prox. de zero})$$

Equação de fase em graus: $\text{FTLA}_{ib_fase}(s) := \frac{180}{\pi} \arg(\text{FTLA}_{ib}(s))$

$$\theta_{\text{FTLA}_{ib}(s)} := \begin{cases} \text{FTLA}_{ib_fase}(s) & \text{if } \frac{\pi}{2} > \arg(\text{FTLA}_{ib}(s)) > -\pi \\ \text{FTLA}_{ib_fase}(s) - 360 & \text{if } 0 \leq \arg(\text{FTLA}_{ib}(s)) \leq \pi \end{cases}$$

Verificação da margem de fase obtida com compensador:

$$MF := 180 + \text{FTLA}_{ib_fase}(s(f_{ibc})) \quad MF = 51.012 \quad (\text{graus})$$

D.6 Diagramas de Bode do Controlador de Corrente da Bateria

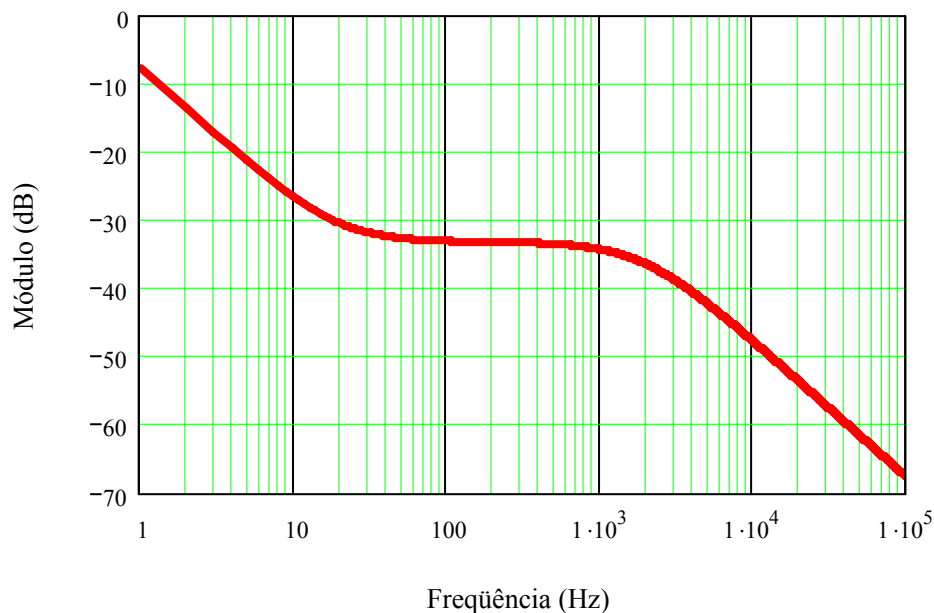


Figura D.5 - Diagrama de Bode de módulo do controlador de corrente da bateria.

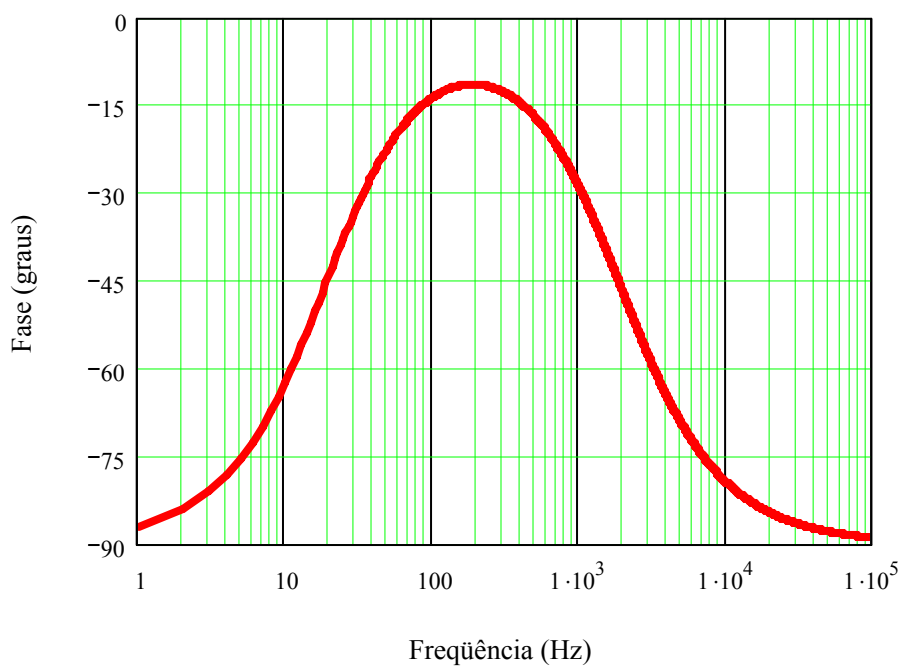


Figura D.6 - Diagrama de Bode de fase do controlador de corrente da bateria.

D.7 Diagramas de Bode da Função de Transferência de Laço Aberto Controle de Corrente da Bateria

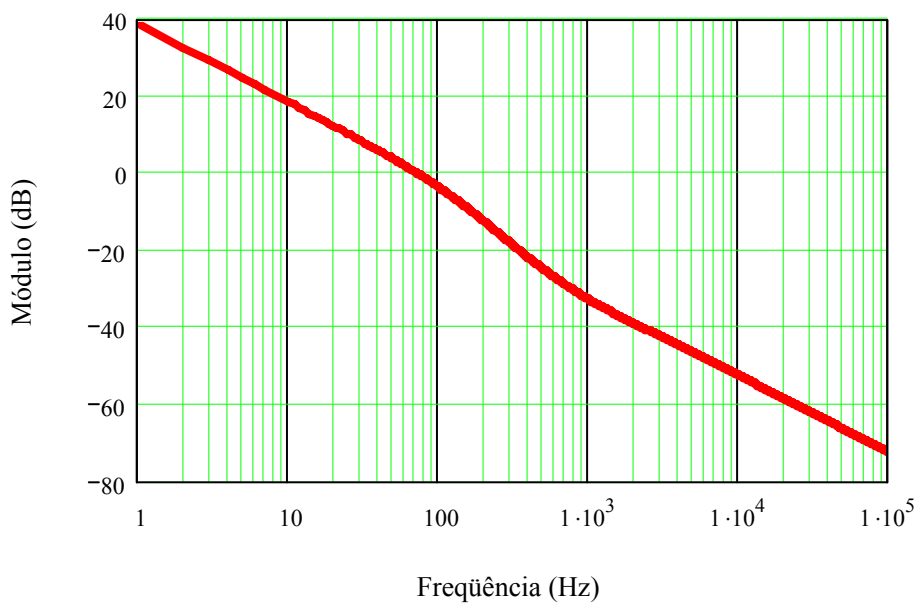


Figura D.7 - Diagrama de Bode de módulo de laço aberto da malha de controle da corrente da bateria.

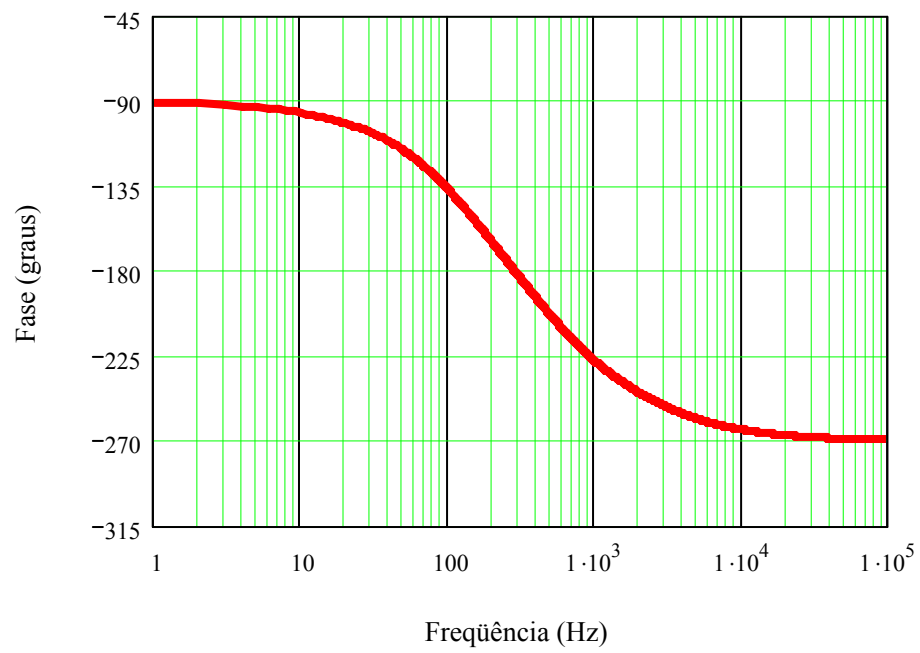


Figura D.8 - Diagrama de Bode de fase de laço aberto da malha de controle da corrente da bateria.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] COOK, Brian. *Introduction to Fuel Cells and Hydrogen Technology*. Engineering Science and Educational Journal, v.11, issue 6, p. 205-216, Dec. 2002.
- [2] HAN, Soo-Bin, et al. *Fuel Cell-Battery System Modelling and System Interface Construction*. Industrial Electronics Society, IECON'03. The 29th Annual Conference of the IEEE, v. 3, p. 2623-2627, Nov. 2003.
- [3] LARMINIE, James; DICKS, Adrew. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons, 2000.
- [4] Página da Internet: *Fuel Cell Texas*.
<http://www.fuelcellstexas.org/whatis/> (Acesso disponível em 24/02/2006.)
- [5] Página da Internet: FCTec *Fuel Cell Test and Evaluation Center*.
<http://www.fctec.com/> (Acesso disponível em 24/02/2006.)
- [6] Página da Internet: *Hydrogen, Fuel Cells & Infrastructure Technologies Program*.
<http://www.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/>
(Acesso disponível em 24/02/2006.)
- [7] HOOGERS, Gregor. *Fuel Cell Technology Handbook*. CRC press LLC, 2003.
- [8] Página da Internet: *Portal das Energias Renováveis*.
<http://www.energiasrenovaveis.com/> (Acesso disponível em 24/02/2006.)
- [9] WANG, Caisheng. *Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits*. IEEE Transactions on Energy Conversion, v.20, issue 2, n. 2, p. 442-451, Jun. 2005.
- [10] SERPA, Leonardo A. *Estudo e Implementação de Um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do Tipo PEM*. Florianópolis-SC, 2004. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, UFSC.

- [11] SERPA, Leonardo A.; NOVAES, Yales R. *Experimental Parametrization of Steady-State and Dynamic Models Represented by an Electrical Circuit of a PEM Fuel Cell*. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP, Fortaleza, p. 410-415, 2003.
- [12] PAGLIOSA, Mauro A. *Contribuição ao Estudo de um Conversor CC-CC Isolado de 1,5kW Aplicado à Célula a Combustível*. Florianópolis-SC, 2005. Dissertação de Mestrado, Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, UFSC.
- [13] NOVAES, Yales R. *Design Considerations of a Long-Term Single-Phase Uninterruptible Power Supply Based on Fuel Cells*. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference – PESC, p. 1628–1634, 2005.
- [14] NOVAES, Yales R.; BARBI, Ivo. *Low Frequency Ripple Current Elimination in Fuel Cell Systems*. 2003 Fuel Cell Seminar Special Session on Fuel Cell Power Conditioning and International Future Energy Challenge, Miami, Florida, p. 21-26, Nov. 2003.
- [15] NOVAES, Yales R.; BARBI, Ivo. *Design of an Active Filter for Fuel Cell Systems*. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP, Fortaleza, p. 422-427, 2003.
- [16] NOLL, Valdir. *Sistema de Controle e Monitoração de um Banco de Baterias por Meio de um Microcontrolador*. Florianópolis-SC, 1993. Dissertação de Mestrado, LAMEP, UFSC.
- [17] COELHO, Kefas D. *Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador*. Florianópolis-SC, 2001. Dissertação de Mestrado, Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, UFSC.
- [18] BONACORSO, Nelso G. *Sistema Microcontrolado Usado no Controle e Monitoração de Banco de Baterias*. Florianópolis-SC, 1991. Dissertação de Mestrado, LAMEP, UFSC.

- [19] KIM, Yoon-Ho; HA, Hoi-Doo. *Design of Interface Circuits With Electrical Battery Models*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 44, n. 1, issue 1, p. 81-86, Feb. 1997.
- [20] NASIRI, A.; RIMMALAPUDI, V. S.; EMADI, A. *Active Control of a Hybrid Fuel Cell-Battery System*. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference – IPEMC 2004, v. 2, p. 491-496, Aug. 2004.
- [21] BARBI, Ivo. *Projetos de Fontes Chaveadas* – Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2001.
- [22] KIEHNE, H. A. et al. *Batteries – Fundamentals and Theory, Running Techniques Outlook*. Expert Verlag, 1989.
- [23] Motorola Rectifier Device Data. MOTOROLA, INC., 1992. 1st Edition.
- [24] GEMMEN, Randall S. *Analysis for the Effect of Inverter Ripple Current on Fuel Cell Operating Condition*. ASME 2001 International Mechanical Engineering Congress and Exposition, New York, p. 576-585, Nov. 2003.
- [25] ERICKSON, Robert W. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, 1997. International Thomson Publishing.
- [26] RIEZENMAN, M. J. *Metal Fuel Cells [Zn-Air Fuel Cells]*. Spectrum, IEEE, v. 38, issue 6, p. 55-59, Jun. 2001.
- [27] Catálogo Técnico da Bateria Moura Clean.