

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DE MINAS GERAIS
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Marcelo Sousa Neves

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
CC/CC BIDIRECIONAL UTILIZANDO CONTROLADORES DO TIPO LINEAR E
BASEADO EM PASSIVIDADE PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Belo Horizonte

2013

Marcelo Sousa Neves

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
CC/CC BIDIRECIONAL UTILIZANDO CONTROLADORES DO TIPO LINEAR E
BASEADO EM PASSIVIDADE PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Profa. Dra. Zélia Myriam Assis Peixoto

Belo Horizonte

2013

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Biblioteca da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais

N498d Neves, Marcelo Sousa
Desenvolvimento e análise de desempenho de um conversor CC/CC bidirecional utilizando controladores do tipo linear e baseado em passividade para aplicações em veículos elétricos / Marcelo Sousa Neves. Belo Horizonte, 2013. 135f.: il.

Orientador: Zélia Myriam Assis Peixoto
Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

1. Veículos elétricos 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Controladores elétricos. I. Peixoto, Zélia Myriam Assis. II. Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

SIB PUC MINAS

CDU: 621.335

Marcelo Sousa Neves

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
CC/CC BIDIRECIONAL UTILIZANDO CONTROLADORES DO TIPO LINEAR E
BASEADO EM PASSIVIDADE PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Profa. Dra. Zélia Myriam Assis Peixoto (Orientadora) – PUC Minas

Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior – UFMG

Prof. Dr. Mário Fabiano Alves – PUC Minas

Prof. Dr. Pyramo Pires da Costa Júnior – PUC Minas (Suplente)

Belo Horizonte, 23 de agosto de 2013.

*A toda minha família
pelo incentivo e carinho*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, primeiramente, por me ajudar em todos os momentos da vida, nos bons e nos ruins, nos possíveis e nos impossíveis. Agradeço a toda minha família pelo apoio e paciência que tiveram comigo mesmo quando me afastava para dedicar aos estudos.

À minha orientadora, Profa. Dra. Zélia Myriam Assis Peixoto, com sua nobreza de espírito, paciência, orientação e dedicação foi possível chegar até esta fase da pesquisa. Serei sempre grato!

Aos amigos da Faculdade Pitágoras de Betim pelo incentivo e apoio irrestrito. Em especial, ao coordenador Alessandro, meu chefe, por disponibilizar toda a infraestrutura da Faculdade para construção do protótipo. Aos professores Márcio Cometti por seus ensinamentos de cálculo e Ítalo por ajudar a encontrar soluções para esse trabalho. Ao laboratorista Gustavo e ao meu aluno Fernando Fabrício muito obrigado pela colaboração.

Ao meu amigo e padrinho de casamento, Huggo Romano, por ceder inúmeros dias e momentos de sua vida para me ajudar com o MSP430, muito obrigado. Aos amigos da empresa Nansen, Ayres e Efrem, que não mediram esforços para contribuir com esse trabalho. Aos amigos da UFMG que muito me ensinaram sobre passividade. Aos demais professores, funcionários e colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUCMinas pelo companheirismo e solidariedade.

Ao PPGEE/PUCMinas e à CAPES pelo apoio acadêmico, científico e financeiro, muito obrigado.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e análise de desempenho de um conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* utilizando-se controladores do tipo linear e controlador baseado em passividade, para aplicação em veículos elétricos (VE). Inicialmente, é apresentada uma revisão bibliográfica, contextualizada no veículo elétrico, que destaca algumas estruturas de conversores CC/CC bidirecionais e técnicas de controle aplicáveis. Selecionada a estrutura *buck-boost* a duas chaves, são elaborados os cálculos para a determinação dos seus elementos constitutivos, considerando-se parâmetros reais de um VE. Em seguida, para fins de controle, a modelagem do conversor CC/CC bidirecional é desenvolvida em duas vertentes, através do modelo de pequenos sinais e da abordagem não linear por Euler-Lagrange. As duas técnicas de controle a serem utilizadas, o controle clássico proporcional-integral (PI) e o controle não linear baseado em passividade, são analisadas e projetados os respectivos controladores. O desempenho do conversor *buck-boost* é, então, avaliado utilizando-se os controladores projetados. As simulações, em ambiente MatLab/Simulink, foram realizadas para os modos de operação *buck* e *boost* do conversor CC/CC separadamente, considerando-se a presença de distúrbios em suas respectivas alimentações. Finalmente, foi construído um protótipo para a validação experimental do conversor CC/CC bidirecional segundo os controladores desenvolvidos em ambas as técnicas, implementados através de um microcontrolador MSP430, da Texas Instruments Inc. Resultados de simulação e resultados experimentais preliminares apresentados validam o desenvolvimento e conclusões do trabalho.

Palavras-chave: Veículo elétrico, conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional, controlador proporcional-integral, controlador por passividade, Euler-Lagrange.

ABSTRACT

This paper presents the development and performance analysis of a DC/DC bidirectional buck-boost using linear controllers and controller based on passivity, for application in electric vehicles (EV). Initially, a literature review is presented, contextualized in electric vehicle, which highlights work structures DC/DC bidirectional and some control techniques applicable. Selected structure buck-boost two switches, the calculations are made for the determination of its constituent elements, considering the actual parameters of a VE. Then, for control purposes, the modeling of the DC/DC converter is bidirectional developed in two ways, through the small signal model and approach for nonlinear Euler-Lagrange. The two control techniques to be used, the classic controller proportional-integral (PI) and nonlinear control based on passivity, are analyzed and designed their drivers. The performance of the buck-boost converter is then evaluated using designed controllers. The simulations in MatLab/Simulink, were performed for the mode of operation of the buck and boost DC/DC converter separately, considering the presence of disturbances in their feeds. Finally, a prototype was built for the experimental validation of the DC/DC bidirectional according controllers developed in both techniques, implemented through a MSP430 microcontroller from Texas Instruments Inc. The simulation and experimental results validate the development and conclusions.

Keywords: Electric vehicle, DC/DC buck-boost bi-directional, proportional-integral controller, controller passivity, Euler-Lagrange.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração geral de um veículo elétrico	20
Figura 2 – Configuração de um veículo elétrico	26
Figura 3 – Estruturas não isoladas de conversores CC/CC: a) bidirecional em corrente b) bidirecional em corrente e tensão	28
Figura 4 – Estruturas isoladas de conversores CC/CC bidirecionais em corrente	29
Figura 5 - Estrutura isolada de conversor CC/CC ressonante bidirecional em corrente	29
Figura 6 – Arranjo em cascata com um conversor CC/CC	30
Figura 7 – Arranjo em cascata com dois conversores CC/CC	31
Figura 8 – Arranjo em paralelo com dois conversores CC/CC.....	31
Figura 9 – Diagrama em blocos para o sistema	33
Figura 10 – Diagrama em blocos do sistema de controle.....	33
Figura 11 – Diagrama em blocos da técnica proposta	33
Figura 12 – Ciclos de alta e baixa potência	34
Figura 13 – Estrutura do veículo elétrico.....	35
Figura 14 – Conversor CC/CC boost com retificador universal.....	36
Figura 16 – Diagrama em blocos do sistema de energia do veículo elétrico	38
Figura 17 – Conversor CC/CC unidirecional buck-boost	39
Figura 18 – Conversor CC/CC bidirecional buck-boost.....	40
Figura 19 – Conversor CC/CC bidirecional buck-boost a 4 chaves	40
Figura 20 – Conversor CC/CC bidirecional buck-boost a 2 chaves	41
Figura 21 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves nas etapas: (a) boost e (b) buck	41
Figura 22 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves na etapa boost: (a) S1 ligada e (b) S1 desligada.....	42
Figura 23 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves na etapa buck: (a) S2 ligada e (b) S2 desligada.....	42
Figura 24 – Estrutura do conversor CC/CC bidirecional buck-boost associado ao conjunto inversor CC/CA e motor CA	43
Figura 25 – Circuito equivalente do conversor CC/CC bidirecional no modo buck	44
Figura 26 – Circuito equivalente do conversor CC/CC bidirecional no modo boost.....	46
Figura 27 – Veículo Ligier IXO escolhido	48
Figura 28 – Supercapacitor de 350 F x 2,7 V, modelo BCAP0350 E270 T11	51
Figura 29 – a) Tensão no banco de supercapacitores, b) Corrente no indutor	52

Figura 30 – (a) Conversor CC/CC buck, (b) Circuito equivalente para S_2 ligada, (c) Circuito equivalente para S_2 desligada.....	55
Figura 31 – (a) Tensão sobre o banco de SC do conversor CC/CC buck, (b) Diferença entre as tensões obtidas através da simulação do circuito e do modelo de pequenos sinais.....	56
Figura 32 – (a) Corrente no indutor do conversor CC/CC buck, (b) Diferença entre as correntes obtidas através da simulação do circuito e do modelo de pequenos sinais	57
Figura 33 – (a) Conversor CC/CC boost, (b) circuito equivalente para S_1 ligada, (c) circuito equivalente para S_1 desligada.....	58
Figura 34 – (a) Tensão de saída do conversor CC/CC boost (b) Detalhes da tensão de saída	59
Figura 35 – Diagrama de blocos do sistema de controle em cascata da tensão do banco de SC	60
Figura 36 – Esquema simplificado do sistema controle para a tensão no barramento CC	62
Figura 37 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $G_{id_{buck}}(s)$ do estágio de potência do conversor CC/CC buck.....	63
Figura 38 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{ci_{buck}}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado.....	64
Figura 39 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $FTMA_{V_{buck}}$ do estágio de potência do conversor CC/CC buck.....	66
Figura 40 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{cv_{buck}}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado	67
Figura 41 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $G_{vd_{boost}}(s)$	68
Figura 42 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{cv_{boost}}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado.....	70
Figura 47 – Estrutura do conversor CC/CC buck-boost bidirecional com perdas ôhmicas	74
Figura 48 – Circuito equivalente do conversor CC/CC boost.....	80
Figura 49 – Tensão no barramento CC do conversor CC/CC buck.....	89

Figura 50 – Resposta do conversor CC/CC buck em malha aberta: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor	90
Figura 51 – Conversor CC/CC buck com controladores PI.....	91
Figura 52 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando controle PI em cascata: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	91
Figura 53 – Conversor CC/CC buck utilizando o controlador baseado em passividade	92
Figura 54 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando $R_{damp} = 0,3$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor	93
Figura 55 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando $R_{damp} = 0,05$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor	93
Figura 56 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando $R_{damp} = 0,01$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor	94
Figura 57 – Sinal de erro entre a tensão no banco de supercapacitores e o sinal de referência, incluindo os regimes transitório e permanente: a e b) com controle PI, c e d) com controle baseado em passividade	95
Figura 58 - Sinal de controle no conversor CC/CC buck: a) com controle PI b) com controle baseado em passividade	96
Figura 59 – Resposta do conversor CC/CC boost: a) Tensão na entrada, b) Tensão na carga.....	97
Figura 60 – Conversor CC/CC boost com controle PI.....	98
Figura 61 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando controlador de tensão PI: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	99
Figura 62 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando controlador de tensão PI: a) tensões na carga e na entrada, b) detalhe da tensão na carga	99
Figura 63 – Conversor CC/CC no modo boost empregando técnica de controle baseada em passividade	100
Figura 64 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando $R_{damp} = 0,5$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	101
Figura 65 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando $R_{damp} = 1$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	101
Figura 66 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando $R_{damp} = 35$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	102
Figura 67 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando $R_{damp} = 35$ aplicando degraus: a) tensões na carga e na entrada, b) detalhe da tensão na carga.....	102

Figura 68 – Resposta do conversor CC/CC boost utilizando $R_{damp} = 70$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor	103
Figura 69 - Erro entre a tensão no barramento CC e o sinal desejado: a) com controlador PI, b) com o controlador baseado em passividade	104
Figura 70 - Sinal de controle: a) com controlador PI, b) com controlador baseado em passividade	105
Figura 71 - Tensão no barramento CC e corrente no indutor: a) com controlador PI, b) com o controlador baseado em passividade	105
Figura 72 – Tensão na carga e corrente no indutor: a) com passividade, b) com PI	106
Figura 73 – Tensão na carga e corrente no indutor em regime permanente: a) com passividade, b) com PI.....	107
Figura 74 – Tensão na carga e sinal PWM: a) com passividade, b) com PI	108
Figura 75 – Tensões na carga e na entrada: a) com passividade, b) com PI.....	108
Figura 76 – Detalhes das tensões na carga e na entrada: a) com passividade, b) com PI	109
Figura 77 - Estrutura do conversor CC/CC buck-boost bidirecional com perdas ôhmicas	116
Figura 78 – Circuito esquemático do controlador PI, tipo 1	120
Figura 79 – Circuito esquemático do controlador PI com filtro passabaixas, tipo 2	121
Figura 80 – Circuito esquemático do controlador PI em atraso de fase, tipo 3.....	122
Figura 81 – Fontes de alimentação do driver de potência e do microcontrolador	131
Figura 82 – Circuito driver de potência	131
Figura 83 – Circuito do conversor CC/CC boost.....	131
Figura 84 – Interconexões do microcontrolador	132
Figura 85 – Medição da tensão de entrada	132
Figura 86 – Medição da tensão na carga	133
Figura 87 – Medição de corrente no indutor	133
Figura 88 – Protótipo do conversor CC/CC boost, placa de condicionamento de sinais e equipamentos	134
Figura 89 – Placa de condicionamento de sinais e fonte de alimentação do MSP430.....	135
Figura 90 – Protótipo do conversor CC/CC boost, driver de potência e fonte de alimentação do driver.....	135

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Características do veículo Ligier IXO.....	48
Quadro 2 – Especificações adotadas para o conversor CC/CC buck-boost bidirecional	49
Quadro 3 – Parâmetros do banco de supercapacitores.....	51
Quadro 4 – Valores dos elementos do conversor CC/CC buck-boost bidirecional.....	53
Quadro 5 – Elementos do circuito do controlador de corrente tipo 2.....	63
Quadro 6 – Elementos do circuito do controlador de tensão tipo 2.....	66
Quadro 7 – Elementos do circuito do controlador de tensão tipo 3.....	69
Quadro 8 – Resultados de simulação do conversor CC/CC buck com controladores PI em cascata.....	92
Quadro 9 – Resultados obtidos do conversor CC/CC buck para diferentes valores de R_{damp}	94
Quadro 10 – Resultados obtidos para conversor CC/CC boost com controle PI de tensão	100
Quadro 11 – Resultados obtidos para conversor CC/CC boost diferentes valores de R_{damp}	103

LISTA DE ABREVIATURAS

C2D – *Continuous-to-Discrete*

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CC/CA – Corrente Contínua-Corrente Alternada

CC/CC – Corrente Contínua-Corrente Contínua

DSP – *Digital Signal Processor*

E-L – Euler-Lagrange

ESR – *Equivalent Series Resistance*

FCEV – Veículo Elétrico a Células de Combustível

HEV – Veículo Elétrico Híbrido

ICE – Veículo de Combustão Interna

IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

NiMH – Hidreto Metálico de Níquel

PI – Proporcional-Integral

PID – Proporcional-Integral-Derivativo

PWM – *Pulse Width Modulation*

RMS – *Root Mean Square*

SC – Supercapacitor

THD – *Total Harmonic Distortion*

VE – Veículo Elétrico

ZOH – *Zero-Order-Hold*

NOMENCLATURA

A seguir são listados os principais símbolos utilizados, exceto casos específicos que serão definidos localmente.

R_{damp} - Termo de injeção de amortecimento

\ddot{q} - Aceleração generalizada

α - Ângulo de avanço de fase

φ - Ângulo de fase em frequência em malha aberta na frequência de corte

C - Capacitor

q_C - Carga armazenada no capacitor

q_L - Carga elétrica armazenada no indutor

S_i - Chave estática

$T(\dot{q}, q)$ - Co-energia nos elementos que armazenam fluxo

q - Coordenada generalizada

z_1 - Corrente média no indutor

$\dot{V}(e)$ - Derivada primeira da função candidata de Lyapunov

D_i - Diodo

E_{sc} - Energia cinética

$U(q)$ - Energia nos elementos que armazenam esforço

e - Equação da dinâmica do erro

$\tilde{e}_i(t)$ - Erro de corrente da carga

$\tilde{e}_v(t)$ - Erro de tensão da carga

F - Fonte externa de esforço

f_c - Frequência de corte em Hz

ω_c - Frequência de corte em rad/s

$V(e)$ - Função candidata de Lyapunov

N - Função de dissipação de Rayleigh que representa a energia dissipada

$G_{id}(s)$ - Função de transferência da corrente no indutor em relação à razão cíclica
 $G_{vd}(s)$ - Função de transferência da tensão de saída em relação à razão cíclica
 $FTMA_{v_{buck}}$ - Função de transferência de malha aberta da tensão
 $FTMF_{i_{buck}}$ - Função de transferência de malha fechada da corrente
 $G_{pwm}(s)$ - Função de transferência do bloco PWM
 $G_{ci}(s)$ - Função de transferência do controlador da corrente no indutor
 $G_{cv}(s)$ - Função de transferência do controlador da tensão de saída
 $G_{c_{tipo1}}(s)$ - Função de transferência do controlador tipo 1
 $G_{c_{tipo2}}(s)$ - Função de transferência do controlador tipo 2
 $G_{c_{tipo3}}(s)$ - Função de transferência do controlador tipo 3
 $T_{yd}(s)$ - Função de transferência para pequenos sinais do modelo linearizado
 ℓ - Função escalar lagrangiana
 K_c - Ganho absoluto do controlador
 $H_i(s)$ - Ganho de realimentação da corrente da carga
 $H_v(s)$ - Ganho de realimentação da tensão
 L - Indutor
 ϕ - Margem de fase
 M - Massa do veículo
 C_i - Matriz de saída
 E_i - Matriz de transmissão
 A_i - Matriz do sistema
 D - Matriz que contém os elementos que armazenam energia
 C - Matriz que contém os elementos que não dissipam energia
 $|T_{ma}(j\omega_c)|$ - Módulo da resposta em frequência em malha aberta na frequência de corte
 \tilde{d} - Perturbação CA da razão cíclica
 \tilde{x} - Perturbação CA do vetor de estados
 \tilde{y} - Perturbação CA do vetor de saída
 D - Razão cíclica em regime permanente (valor CC)

R_o - Resistência de carga do modo *boost*
 R - Resistência de carga do modo *buck*
 R_{sc} - Resistência série do banco de supercapacitor
 R_{se} - Resistência série do capacitor
 R_L - Resistência série do indutor
 $\tilde{v}_c(t)$ - Sinal de comando PWM
 d - Taxa de trabalho
 V_c - Tensão de controle
 V_{in} - Tensão de entrada
 V_{ref} - Tensão de referência
 V_o - Tensão de saída
 V_{sc} - Tensão do banco de supercapacitores
 z_2 - Tensão média no capacitor
 V_{dc} - Tensão no barramento CC
 V_m - Tensão pico a pico da onda portadora
 V_{carga}^* - Valor de referência para a tensão na carga
 $i_L^*(t)$ - Valor de referência para corrente na carga
 \dot{q} - Velocidade generalizada
 $V_{m\acute{a}x}$ - Velocidade máxima do veículo
 x - Vetor de estados
 X - Vetor de estados em regime permanente (valor CC)
 y - Vetor de saída
 Y - Vetor de saída em regime permanente (valor CC)
 C_{sc} - Capacitância do banco de supercapacitores
 R - Matriz que contém os elementos que dissipam energia
 u - Vetor de forças externas ou de entrada
 μ - ciclo de trabalho
 k - Fator k

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	20
1.1 Escopo.....	21
1.2 Objetivos.....	22
1.2.1 Objetivo principal.....	22
1.3 Justificativa	22
1.4 Relevância	23
1.5 Contribuições do trabalho	24
1.6 Organização do trabalho	24
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	26
2.1 Evolução histórica dos veículos elétricos	26
2.2 O conversor CC/CC bidirecional.....	28
2.3 Associação das fontes de energia.....	30
2.4 Técnicas de controle aplicáveis aos conversores CC/CC	32
2.5 Conclusão	37
3 ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL	38
3.1 Seleção da topologia do conversor CC/CC.....	39
3.2 Projeto e especificação do conversor CC/CC.....	43
3.2.1 Etapa buck	43
3.3.2 Etapa boost.....	46
3.2.3 Banco de supercapacitores.....	49
3.2.4 Banco de baterias, indutor, capacitor e chaves estáticas	52
3.3 Conclusão	53
4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL E PROJETO DO CONTROLADOR LINEAR.....	54
4.1 Modelo dinâmico do conversor CC/CC buck	54
4.2 Modelo dinâmico do conversor CC/CC boost.....	57
4.3 Projeto do controlador linear para o conversor CC/CC buck-boost bidirecional	60
4.3.1 Controlador de corrente para o conversor CC/CC buck	62
4.3.2 Controlador de tensão para conversor CC/CC buck.....	65
4.3.3 Controlador de tensão para conversor CC/CC boost	68
4.4 Conclusão	70
5 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL POR EULER-LAGRANGE E PROJETO DO CONTROLADOR BASEADO EM PASSIVIDADE....	72
5.1 Modelagem não linear de conversores estáticos	72
5.1.1 Conversor CC/CC buck.....	75
5.1.2 Conversor CC/CC boost	79
5.2 Projeto do controlador baseado em passividade	83
5.2.1 Projeto do controlador para o conversor CC/CC buck	85
5.2.2 Projeto do controlador para o conversor CC/CC boost	86
5.3 Conclusão	88
6 VALIDAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA	89
6.1 Simulação do conversor CC/CC buck	89
6.2 Simulação do conversor CC/CC buck com controle PI.....	90

6.3 Simulação do conversor CC/CC buck com controle baseado em passividade	92
6.4 Análise de desempenho do conversor CC/CC buck aplicando-se controladores PI e baseado em passividade	95
6.5 Simulação do conversor CC/CC boost	97
6.6 Simulação do conversor CC/CC boost com controle PI	98
6.7 Simulação do conversor CC/CC boost com controle baseado em passividade.....	100
6.8 Análise de desempenho do conversor CC/CC boost aplicando-se controladores PI e baseado em passividade	104
6.9 Resultados experimentais	106
6.10 Conclusão	109
7 CONCLUSÃO E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	110
REFERÊNCIAS	112
APÊNDICE A - O MODELO LINEAR PELA MÉDIA NO ESPAÇO DE ESTADOS	116
APÊNDICE B - PROCEDIMENTO PARA PROJETO DO CONTROLADOR PI.....	119
APÊNDICE C - SCRIPT PARA MODELAGEM DE CONVERSOR CC/CC.....	123
APÊNDICE D - SCRIPT PARA PROJETO DE CONTROLADORES LINEARES USANDO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	125
APÊNDICE E - SCRIPT PARA DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA	129
APÊNDICE F - DIAGRAMAS ELÉTRICOS DO PROTÓTIPO	131
APÊNDICE G – IMAGEM DO PROTÓTIPO	134

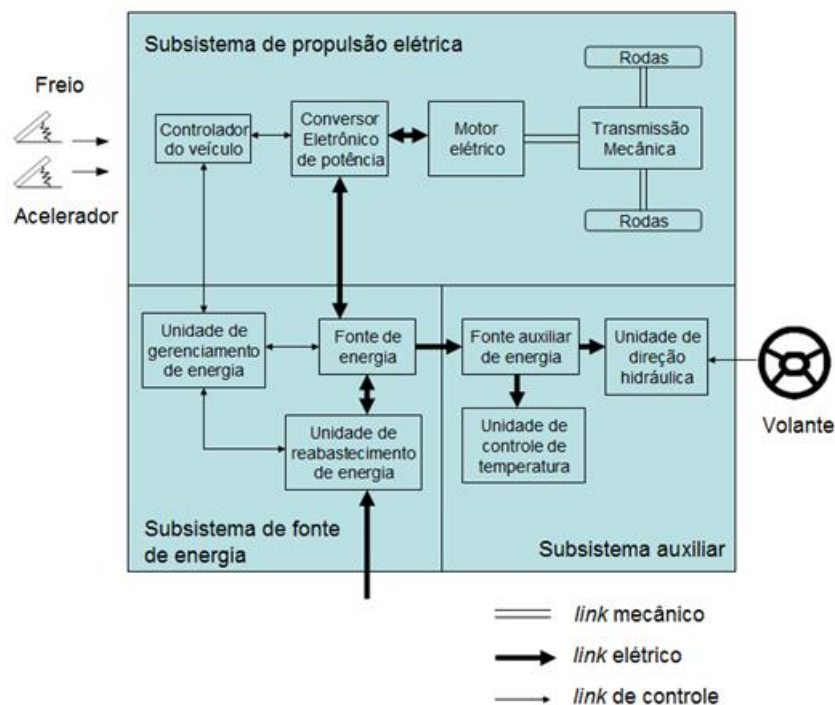
1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a sustentabilidade tornou-se um tema de grande relevância devido às metas estabelecidas nas conferências Rio 92 e Rio+20, que definiram pela redução gradual do aquecimento global, do efeito estufa, da poluição do ar, da poluição sonora e pela busca de alternativas à dependência do petróleo. Notadamente, os veículos de combustão interna (ICE) têm grande impacto sobre a situação atual em função de seus sistemas automotores mais ruidosos e poluentes (TROVÃO e outros, 2010).

Várias alternativas vêm sendo pesquisadas para substituir os atuais veículos de combustão interna, dentre essas, os veículos elétricos (VE), veículos elétricos híbridos (HEV) e veículos elétricos a células de combustíveis (FCEV).

O veículo elétrico foi proposto em meados do século XIX. No entanto, devido às limitações associadas às baterias, aos sistemas eletrônicos para o acionamento dos motores elétricos e, em paralelo, ao rápido avanço dos veículos de combustão interna, as pesquisas sobre os veículos elétricos praticamente não receberam investimentos durante décadas. No início de 1970, em função da crise energética e a evidência dos problemas ambientais e, ainda, motivados pelos recentes avanços tecnológicos, alguns países retomaram os interesses pelos veículos elétricos (CHAN, 2007).

Figura 1 – Configuração geral de um veículo elétrico



Fonte: Adaptado de EMADI e outros, 2004

As modernas estruturas de VE possuem três subsistemas principais: o motor elétrico de propulsão, a fonte de energia principal e o subsistema auxiliar de energia (EMADI e outros, 2004). A Figura 1 apresenta um diagrama em blocos genérico sobre a composição de um VE, onde vale destacar a forte presença de sistemas eletrônicos para o gerenciamento dos processos envolvidos.

Neste trabalho trata-se do sistema de gerência do fluxo de energia e seus elementos, com ênfase nos conversores chaveados, usualmente, indicados como uma das melhores alternativas para esse propósito (SOLERO; LIDOZZI; POMILIO, 2005).

Diversas topologias de conversores CC/CC são tratadas pela literatura, isoladas ou não isoladas, unidirecionais ou bidirecionais, etc. (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002). Dentre as topologias aplicadas aos VE, a mais usual é do tipo abaixador-elevador (*buck-boost*) que deverá condicionar a energia elétrica disponível através de baterias, supercapacitores, células de combustíveis, painéis solares, dentre outros, para alimentar o inversor de frequência responsável pelo acionamento elétrico do motor utilizado para a tração do veículo elétrico.

Este trabalho envolve o projeto, simulação em ambiente MatLab-Simulink e construção de um protótipo de um sistema de conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* para aplicação em veículos elétricos, visando à sua análise de desempenho quando submetido a controladores do tipo linear proporcional-integral (PI) e não linear baseado em passividade.

1.1 Escopo

O fluxo de energia em um VE é bidirecional e requer um gerenciamento que consiga atender às necessidades originadas quando o veículo está parado ou em movimento. Uma quantidade maior de energia é demandada durante a partida do veículo, bem como em situações de acelerações bruscas e aclives. Durante a frenagem ou em declives, a energia devolvida ao barramento CC precisa ser armazenada de forma eficaz.

Dentre as possíveis soluções, o uso de conversores CC/CC é uma opção conveniente, pois permite controlar e regular o fluxo de energia para a alimentação do motor de propulsão e armazenamento, além de possuírem dimensões reduzidas. Esses conversores requerem técnicas de controle adequadas para um melhor desempenho e robustez diante das variações do ponto de operação, distúrbios de carga e alimentação.

O problema a ser resolvido diz respeito ao gerenciamento da energia do veículo de forma eficaz objetivando aumentar a autonomia do VE, melhorar o desempenho do sistema e

e elevar a vida útil das baterias. Busca-se, neste trabalho, analisar e desenvolver um conversor CC/CC bidirecional para aplicação em veículos elétricos de tal forma a contribuir com o avanço do desenvolvimento sustentável através da pesquisa científica.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo principal

O objetivo principal desse trabalho é desenvolver e analisar o desempenho de um conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional utilizando controladores do tipo linear e baseado em passividade para aplicações em veículos elétricos.

1.2.2 Objetivos secundários

- a) Obter o modelo linear de pequenos sinais do conversor CC/CC bidirecional;
- b) Obter o modelo não linear, por Euler-Lagrange, do conversor CC/CC bidirecional;
- c) Projetar e analisar os controladores do tipo PI (proporcional-integral);
- d) Projetar e analisar os controladores baseados em passividade;
- e) Realizar análises de desempenho do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional associado a ambos os controladores, sob diferentes modos de operação do veículo elétrico, através de simulações e experimentalmente;
- f) Publicar os resultados dos estudos e experimentos realizados em congressos e periódicos técnico-científicos relacionados à área de conhecimento.

1.3 Justificativa

O apelo por fontes de energia renováveis vem incentivando pesquisas sobre veículos elétricos devido às suas particularidades como, operação em baixos níveis sonoros, emissão de gases nula e possibilidade de integração ao sistema elétrico de potência em redes inteligentes ou *Smart Grid*. Em relação a esse último aspecto, os veículos elétricos deverão assumir grande relevância na medida em que podem desempenhar o papel de consumidores e de fornecedores de energia elétrica (OTA e outros, 2012).

Através da revisão bibliográfica realizada, pôde-se constatar a importância dos conversores chaveados para o gerenciamento de energia em veículos elétricos, apresentados

através de distintas estratégias de controle, lineares ou não lineares. Com base na literatura técnico-científica atual, pode-se afirmar que o conversor *CC/CC buck-boost* bidirecional é fundamental ao desenvolvimento dos VEs devido à capacidade de gerência e bidirecionalidade do fluxo de energia.

No contexto do VE, a utilização um banco de supercapacitores (SC) como uma fonte de energia auxiliar é uma estratégia bastante interessante quando se pretende fornecer a energia suplementar diante de maiores demandas, como na partida ou na aceleração do veículo. Outro benefício do banco de SC como fonte auxiliar é evidenciado durante a frenagem regenerativa já que viabiliza a armazenagem da energia recuperada, contribuindo também para aumento da vida útil das baterias.

Para que o conversor *CC/CC* opere de forma desejada é necessário projetar um sistema de controle adequado. Embora o uso de controlador clássico PID (proporcional-integral-derivativo) seja uma técnica viável e bem estabelecida, os novos requerimentos relativos à robustez dos sistemas às perturbações externas e paramétricas vêm demandando técnicas mais sofisticadas, como por exemplo, o controle em modos deslizantes e o controle baseado em passividade, dentre outras.

Reunindo os elementos descritos buscou-se validar um sistema eletrônico para gerência da energia em um veículo elétrico que pudesse contribuir para aumento da autonomia do VE, melhoria do desempenho do sistema e elevação da vida útil das baterias.

1.4 Relevância

A integração de veículos elétricos ao sistema de distribuição de energia elétrica seja como gerador ou consumidor de energia é um tema de grande relevância na atualidade. Concessionárias de energia e empresas da área estão interessadas em conhecer os impactos, os benefícios e os custos agregados a essa nova tecnologia em ascensão.

Analisar e desenvolver conversores *CC/CC* bidirecionais, aplicados aos veículos elétricos, requer uma concepção abrangente na medida em que esse sistema desempenha um papel primordial para a carga/recarga das baterias e supercapacitores a partir da energia advinda da rede elétrica ou durante a frenagem regenerativa, além de viabilizar a entrega de energia elétrica ao barramento *CC* para a alimentação do conjunto inversor *CC/CA* e motor elétrico e às próprias concessionárias de energia.

A técnica de controle utilizada é determinante para elevar a autonomia do VE e melhorar o desempenho do sistema através do gerenciamento da energia nos distintos modos

de operação. Observa-se, cada vez mais frequentemente, a busca de alternativas eficientes e robustas que possam atender aos requerimentos mais estritos desta tecnologia emergente.

1.5 Contribuições do trabalho

A partir do desenvolvimento deste trabalho, podem ser destacadas as seguintes contribuições:

- a) Análise de desempenho de controladores PI e por passividade aplicados conversores CC/CC no contexto de veículos elétricos, através de simulações e experimentalmente;
- b) Projeto do conversor CC/CC bidirecional e interface para o condicionamento de sinais;
- c) Dimensionamento do banco de supercapacitores para aplicação automotiva;
- d) Elaboração de um *script* para modelagem de conversor CC/CC em ambiente MatLab/Simulink;
- e) Elaboração de um *script* para projeto de controladores lineares usando resposta em frequência em ambiente MatLab/Simulink;
- f) Elaboração de um *script* para projeto físico do indutor de alta frequência em ambiente MatLab/Simulink.

1.6 Organização do trabalho

O Capítulo 1 descreve o escopo, os objetivos, a justificativa e a relevância do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta alguns trabalhos, disponíveis na literatura técnico-científica, correlatos ao tema da pesquisa. Inicialmente, mostra-se a evolução histórica dos veículos elétricos. Na sequência, as topologias de conversores CC/CC e possíveis arranjos em cascata e em paralelo desses conversores com as fontes de suprimento de energia. São mostradas algumas técnicas de controle lineares e não lineares usualmente aplicadas a esses conversores estáticos.

Já o Capítulo 3 trata da seleção da topologia e da especificação dos componentes do conversor CC/CC. O funcionamento e a modelagem matemática dos modos de operação *buck* e *boost* são discutidos, bem como o dimensionamento do banco de supercapacitores.

O Capítulo 4 apresenta o modelo de pequenos sinais para o conversor CC/CC bidirecional, nos modos *buck* e *boost*. Em seguida, é realizado o projeto dos controladores lineares clássicos, no domínio da frequência.

No Capítulo 5 aplica-se a modelagem por Euler-Lagrange ao conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional. Na sequência, o controle baseado em passividade é empregado a fim de se obter um controlador não linear através da junção do critério de estabilidade de Lyapunov com a modelagem por Euler-Lagrange.

O Capítulo 6 apresenta os resultados de simulação obtidos, em ambiente MatLab-Simulink, para o conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional utilizando-se controladores do tipo PI e, em seguida, o controlador não linear baseado em passividade. Ao final, é apresentada uma análise comparativa dos resultados. Este capítulo inclui, ainda, os resultados experimentais preliminares já obtidos para a configuração *boost*. Por restrições de tempo e disponibilidade dos supercapacitores, a configuração *buck* deverá ser desenvolvida em trabalhos futuros, visando à publicações em congressos e periódicos da área.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões e considerações finais do trabalho.

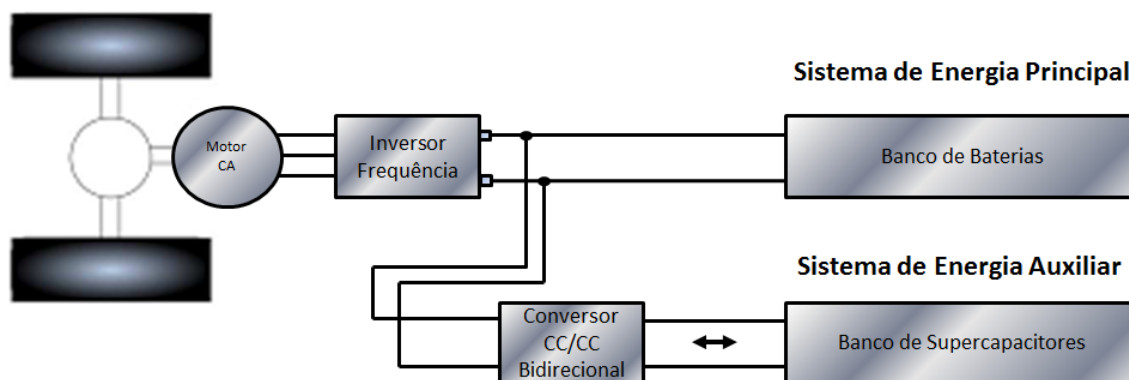
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão apresentados alguns trabalhos, disponíveis na literatura técnico-científica, correlatos ao tema da pesquisa. Inicialmente, busca-se mostrar a evolução histórica dos veículos elétricos. Na sequência, são discutidas algumas topologias de conversores CC/CC e possíveis arranjos em cascata e em paralelo desses conversores com as fontes de suprimento de energia. São mostradas algumas técnicas de controle lineares e não lineares usualmente aplicadas a esses conversores estáticos, juntamente com o método de modelagem de pequenos sinais ou sistemas de Euler-Lagrange.

2.1 Evolução histórica dos veículos elétricos

Nos veículos elétricos, a propulsão é realizada exclusivamente por motores elétricos. Atualmente, os VE possuem inúmeros tipos de fontes de suprimento, como por exemplo, baterias, células de combustíveis, supercapacitores, painéis solares, etc. Essas fontes podem ser combinadas para um maior aproveitamento da energia e vida útil das mesmas (FIG. 2).

Figura 2 – Configuração de um veículo elétrico



Fonte: Adaptado de ORTÚZAR; MORENO; DIXON, 2007

A configuração de um veículo elétrico é vista na Figura 2. O sistema de energia principal combinado com o sistema de energia auxiliar fornece alimentação ao inversor de frequência e ao motor de indução durante a aceleração do veículo. Nos instantes de frenagem, o conversor CC/CC gerencia a energia armazenada no sistema auxiliar.

Os primeiros veículos elétricos foram desenvolvidos em 1834, porém devido aos elevados custos envolvidos e limitada autonomia de percurso, praticamente não ocorreram

avanços em relação à sua fabricação, cedendo à utilização prioritária dos veículos com motores a combustão interna (CHAN, 2007).

Até 1930, as pesquisas sobre os VE automotivos permaneceram praticamente estagnadas quando, na década de 70, a crise do petróleo gerou uma corrida mundial por fontes alternativas de energia de forma a reduzir a dependência dos combustíveis fósseis. Na década de 80, houve um avanço na tecnologia de fabricação das baterias e da eletrônica de potência que resultaram nos primeiros modelos comerciais. No início da década de 90 a indústria automobilística, novamente, descontinua a fabricação de VE, pois a baixa densidade de energia e o elevado peso das baterias diminuía a autonomia e desempenho dinâmico do carro elétrico de passeio (EMADI e outros, 2004).

Por outro lado, os veículos elétricos foram consolidados no mercado através das empilhadeiras elétricas e em carros de golfe e de transporte de pessoas com necessidades especiais. O contrapeso natural das baterias, a baixa emissão de gases poluentes e o menor custo de manutenção do motor elétrico contribuíram para a adoção das empilhadeiras. Em carros de golfe e de transporte de com necessidades especiais características como operação silenciosa e aceleração suave favoreceram os VE a baterias.

Atualmente, as duas tecnologias de baterias com maior densidade de energia são baseadas em íons de lítio e hidreto metálico de níquel (NiMH). Estas tecnologias associadas aos supercapacitores apontam novas perspectivas para o suprimento de energia dos modernos veículos elétricos (GUERRERO e outros, 2010).

Existem outros tipos de VE que não empregam baterias como fonte primária de energia. O bonde elétrico, metrô e trens elétricos são exemplos de VE de transporte terrestre que utilizam a rede elétrica. Existem, também, os veículos que empregam células de combustíveis e painéis solares para geração de energia (SILVESTRE, 2008; SOLERO; LIDOZZI; POMILIO, 2005).

O uso combinado de diferentes fontes de energia, como baterias e supercapacitores, garante um melhor desempenho do veículo nas fases de aceleração e frenagem, e ainda, proporciona maior vida útil das baterias.

Nesse contexto, é imprescindível aprimorar a gestão do fluxo de energia para um melhor aproveitamento de cada fonte e assegurar um bom desempenho da tração elétrica e demais cargas elétricas do veículo.

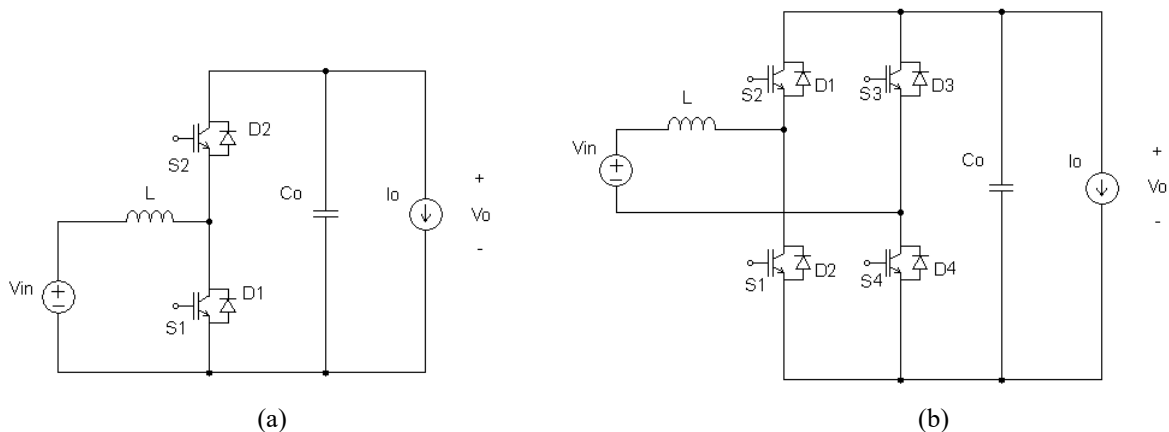
A revisão bibliográfica realizada indicou a disponibilidade de inúmeras topologias para o gerenciamento de energia em veículos elétricos. A seguir, busca-se destacar algumas topologias mais frequentemente citadas na literatura técnico-científica recente.

2.2 O conversor CC/CC bidirecional

Encontram-se, na literatura corrente, inúmeras topologias de conversores CC/CC com diferentes características e aplicações (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012), que podem ser agrupadas, de forma mais ampla, como topologias isoladas ou não isoladas (BELLUR; KAZIMIERCZUK, 2007).

A Figura 3 apresenta diagramas elétricos de conversores elevadores de tensão, para estruturas não isoladas, bidirecional em corrente (a) e bidirecional em corrente e em tensão (b).

Figura 3 – Estruturas não isoladas de conversores CC/CC: a) bidirecional em corrente
b) bidirecional em corrente e tensão

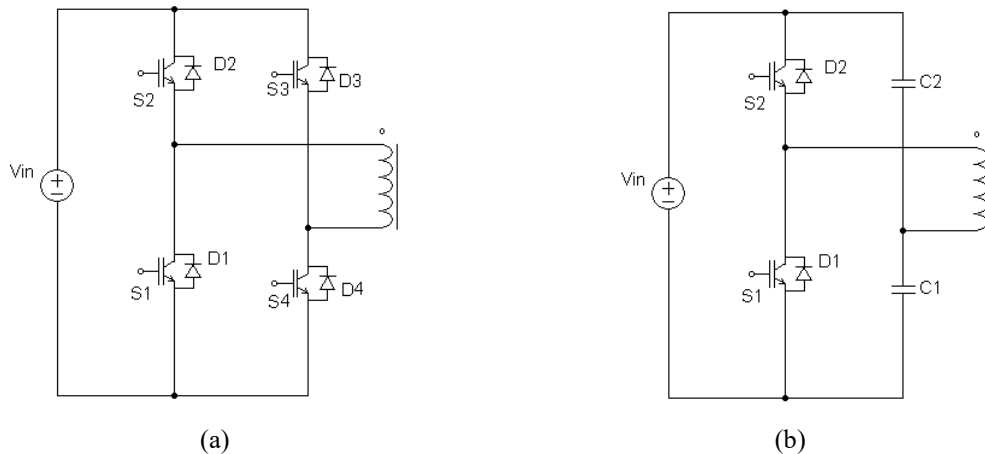


Fonte: Adaptado de BARBI; MARTINS, 2006

A estrutura elevadora de tensão ($V_{in} < V_o$) bidirecional em corrente é mais apropriada, pois utiliza um número menor de chaves estáticas e não permite a reversibilidade em tensão, contribuindo para a redução dos custos e proteção dos dispositivos acumuladores de energia. Um valor adequado da indutância conectada à fonte primária garante o funcionamento do conversor no modo de condução contínua, limitando a ondulação de corrente (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

A Figura 4 mostra circuitos esquemáticos de estruturas isoladas de conversão CC/CC, conforme TAO e outros (2006). Em (a) tem-se o conversor em ponte completa (*full-bridge*) e, em (b), o conversor em meia-ponte (*half-bridge*).

Figura 4 – Estruturas isoladas de conversores CC/CC bidirecionais em corrente

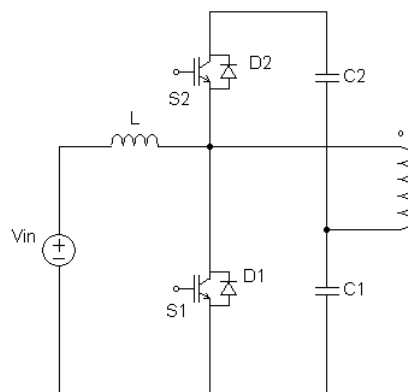


Fontes: Adaptado de MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012

Ambas as topologias mostradas na Figura 4 apresentam elevada ondulação de corrente, o que as torna inadequadas para conexão à fonte de energia primária. Por outro lado, essas topologias são geralmente usadas junto à carga, no lado secundário do transformador. Além disso, o conversor em ponte completa (*full-bridge*) possui uma maior quantidade de chaves estáticas, com conseqüente elevação dos custos (MI e outros, 2008).

Foi proposta por Li, Peng e Lawler (2003) uma estrutura isolada de conversor CC/CC ressonante cujas principais vantagens são a isolamento galvânica, possibilidade de comutação suave sem adição de circuitos ressonantes extras ou circuitos grameadores de tensão, alto ganho de tensão e baixa ondulação de corrente. O circuito é mostrado Figura 5.

Figura 5 - Estrutura isolada de conversor CC/CC ressonante bidirecional em corrente



Fonte: Adaptado de LI; PENG; LAWLER, 2003

Mi e outros (2008) estudaram em detalhes a estrutura isolada de conversor CC/CC ressonante bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos híbridos. Essas

estruturas isoladas utilizaram um transformador de alta frequência que leva ao aumento do peso do conversor e da complexidade do projeto.

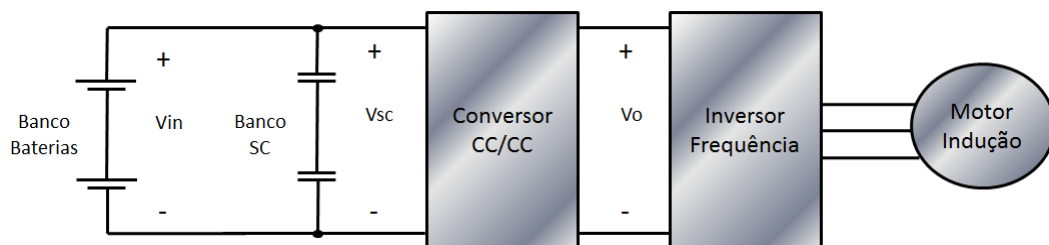
2.3 Associação das fontes de energia

Os veículos elétricos caracterizam-se pela utilização de mais um tipo de fonte energia primária, dentre elas, baterias, supercapacitores, células de combustíveis, painéis solares e outros em arranjos em cascata ou em paralelo. No entanto, a má alocação dos recursos disponibilizados pelas fontes resultará em baixa autonomia, baixo desempenho do sistema automotivo e diminuição da vida útil das baterias. Inúmeras combinações de dispositivos com dinâmicas de carga/descarga rápida e lenta são propostas na literatura (LUKIC e outros, 2008).

Nesse contexto, vale ressaltar que picos de corrente sobre as baterias provocam aumento das perdas de potência, elevação da temperatura e redução da vida útil desses dispositivos. Os módulos de supercapacitores, por possuírem elevada densidade de potência, podem proteger a fonte primária composta por baterias, sob condições de demandas abruptas de potência (HUNTER; ANBUKY, 2003; LUKIC e outros, 2008).

A Figura 6 combina duas fontes de diferentes dinâmicas, baterias e supercapacitores. Observa-se que a tensão entre as fontes será a mesma, o que limita a potência entregue pelos supercapacitores. Um conversor CC/CC manterá constante a tensão no barramento para atender à demanda de energia do sistema inversor de frequência-motor CA.

Figura 6 – Arranjo em cascata com um conversor CC/CC

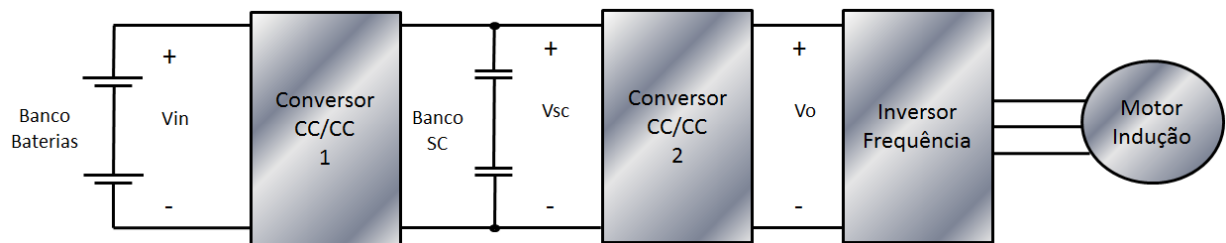


Fonte: Adaptado de KHALIGH; WILLIAMSON; EMADI, 2006

Na configuração em cascata da Figura 7, são utilizados dois conversores CC/CC. O conversor 1 desacopla a fonte primária ou baterias da fonte secundária composta por supercapacitores, permitindo que a operação dessas fontes seja realizada em diferentes níveis de tensão CC. Logo, é possível utilizar as baterias para o fornecimento da corrente de saída e

controlar-se o *stress* sobre as mesmas. A tensão nos supercapacitores é mais elevada e pode variar em uma ampla faixa, o que provoca maior oscilação na entrada do conversor 2 e, conseqüentemente, o aumento das perdas nas chaves estáticas e a redução de sua eficiência. Destaca-se, ainda, que a potência gerada pela fonte primária é processada duas vezes, o que pode resultar em um menor rendimento.

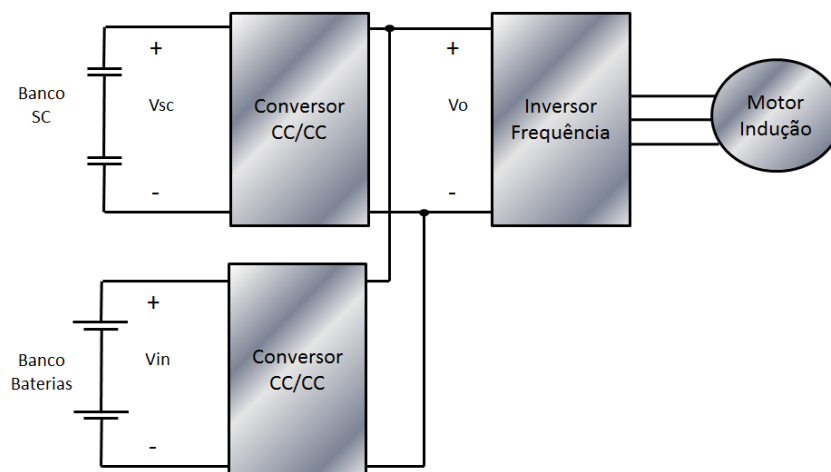
Figura 7 – Arranjo em cascata com dois conversores CC/CC



Fonte: Adaptado de KHALIGH; WILLIAMSON; EMADI, 2006

No arranjo em paralelo da Figura 8, a conexão entre as fontes de energia e o sistema inversor-motor é feita através de conversores CC/CC, onde cada conversor processa somente a energia da fonte à qual está conectado. Essa configuração apresenta maior rendimento em relação aos arranjos em cascata, permite a utilização de chaves estáticas de mais baixa potência, porém irá requer estratégias de controle mais complexas para coordenar o fluxo de potência entre as fontes (QIAO; ZHANG; WEI, 2006).

Figura 8 – Arranjo em paralelo com dois conversores CC/CC



Fonte: Adaptado de KHALIGH; WILLIAMSON; EMADI, 2006

2.4 Técnicas de controle aplicáveis aos conversores CC/CC

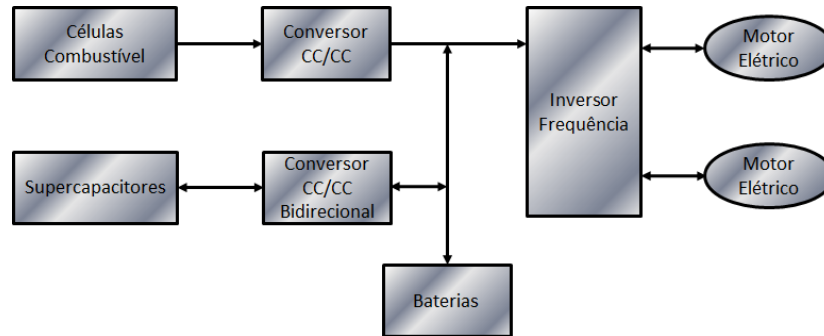
Diferentes técnicas de controle, lineares ou não lineares, podem ser empregadas nos conversores de potência CC/CC. De forma geral, busca-se a qualidade da energia destinada à alimentação do sistema inversor-motor CA, bem como da energia a ser armazenada em supercapacitores ou baterias.

Tradicionalmente, emprega-se o modelo de pequenos sinais para a análise e o projeto de controladores nesses circuitos. Estes modelos permitem aproximar o comportamento chaveado dos conversores a um modelo linear, em torno do seu ponto de operação, no estado permanente CC (SIRA-RAMIREZ e outros, 2005). Mais recentemente, técnicas não lineares vêm sendo também empregadas para a modelagem e projeto dos conversores, dentre elas, controle em modos deslizantes, linearização entrada-saída por realimentação, etc. (OROZCO, 2006; SIRA-RAMIREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006; LI; YE, 2010).

As vantagens da análise não linear são, basicamente, uma maior faixa de operação e controle, robustez às incertezas paramétricas e variações de carga ou da alimentação dos sistemas. Segundo Esteban (2000), Sira-Ramirez e outros (2005), Sanchez e outros (2010), é possível obter um melhor desempenho dos conversores utilizando-se os modelos não lineares. Solero, Lindozzi e Pomilio (2005) apresentaram um trabalho envolvendo múltiplos conversores CC/CC *buck-boost* bidirecionais para um veículo de propulsão elétrica. As fontes de alimentação foram compostas por baterias, supercapacitores e células de combustíveis. Dentre essas, os supercapacitores e as baterias foram, também, utilizados como elementos armazenadores de energia. Para realização do projeto dos controladores proporcional-integral (PI), os autores obtiveram o modelo dinâmico do conversor através da modelagem de pequenos sinais (SOLERO; LIDOZZI; POMILIO, 2005).

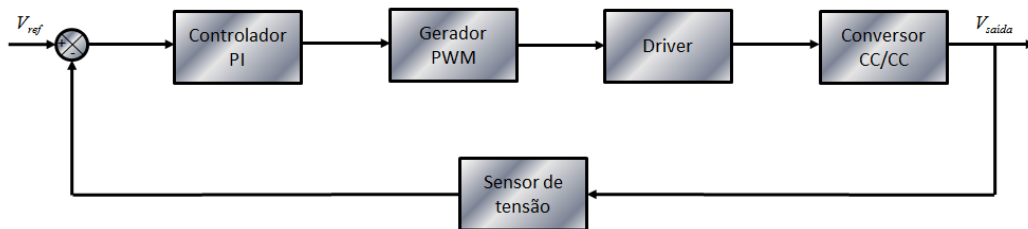
Nesse mesmo contexto, Qiao, Zhang e Wei (2006) analisaram um sistema composto por dois conversores CC/CC em paralelo operando de forma independente e conectados a células de combustível e supercapacitores, conforme o diagrama em blocos da Figura 9. O foco principal do trabalho refere-se à utilização das células de combustível. O controle é realizado pelo método clássico, com base no modo de tensão e controladores PI, mostrado na Figura 10.

Figura 9 – Diagrama em blocos para o sistema



Fonte: Adaptado de QIAO; ZHANG; WEI, 2006

Figura 10 – Diagrama em blocos do sistema de controle

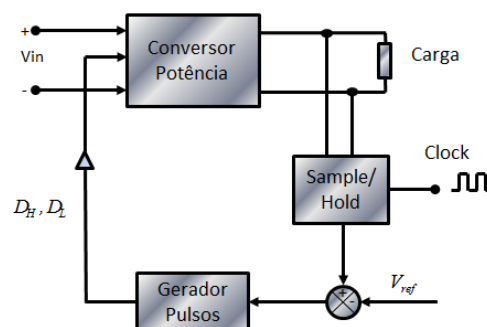


Fonte: Adaptado de QIAO; ZHANG; WEI, 2006

No método clássico, a tensão de saída é monitorada e um sinal de erro é gerado a partir da tensão de saída e um sinal de referência. O sinal de erro é, então, submetido ao controlador PI, que fornecerá o sinal de entrada do gerador de modulação por largura de pulsos (PWM - *Pulse Width Modulation*), responsável pelos pulsos de comando das chaves estáticas do conversor CC/CC.

A Figura 11 apresenta o diagrama em blocos da técnica proposta, denominada como técnica de controle para ajuste de pulsos.

Figura 11 – Diagrama em blocos da técnica proposta



Fonte: Adaptado de KHALIGH; WILLIAMSON; EMADI, 2006

Khaligh, Williamson e Emadi (2006) desenvolveram uma técnica de controle digital destinada aos conversores CC/CC para a alimentação de cargas que operam com potência constante, em sistemas veiculares. No método proposto, a regulação da tensão de saída é baseada na geração de pulsos de alta e baixa potência em substituição às técnicas PWM.

Se a tensão de saída é inferior à tensão de referência, o controlador ajusta o *duty cycle* de chaveamento (D_H), de tal forma que pulsos de alta energia são gerados sequencialmente, até se obter o nível de tensão de saída desejado. Por outro lado, se a tensão de saída é maior que o nível desejado de tensão, o controlador escolhe *duty cycle* de baixa energia (D_L) que é utilizado até que a tensão de saída seja reduzida ao valor de referência. Em resumo:

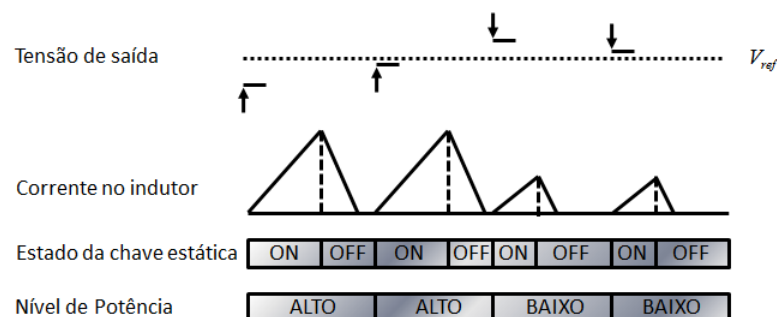
$$V_o < V_{ref} \Rightarrow \Delta E_{in} = \frac{(V_{in} D_H T)^2}{2L} \quad \text{Pulsos de alta energia} \quad (1)$$

$$V_o > V_{ref} \Rightarrow \Delta E_{in} = \frac{(V_{in} D_L T)^2}{2L} \quad \text{Pulsos de baixa energia} \quad (2)$$

Onde ΔE_{in} é a quantidade de energia que deve ser retirada da fonte de potência durante o período de chaveamento considerado, T é o período de chaveamento e L é o indutor.

A Figura 12 ilustra o comportamento descontínuo da corrente no indutor em função dos intervalos de comutação (D_H e D_L) e das variações da tensão de saída em relação à tensão de referência. Como nesse tipo de controle o conversor opera de forma descontínua, as comutações ocorrem com corrente nula, levando à redução das perdas nos interruptores.

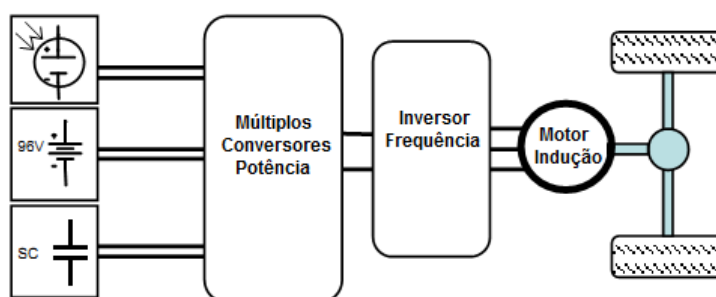
Figura 12 – Ciclos de alta e baixa potência



Fonte: Adaptado de KHALIGH; WILLIAMSON; EMADI, 2006

Em (SILVESTRE, 2008), é apresentado um conversor CC/CC bidirecional, aplicável a veículos elétricos com múltiplas fontes de energia em paralelo, composto por baterias, supercapacitores e painéis solares. O conversor CC/CC é capaz de fornecer a tensão do barramento CC do inversor de frequência a partir dessas fontes e alimentar o banco de baterias através de um processo de frenagem regenerativa, em 600 e 96 V, respectivamente. A estrutura básica do veículo elétrico é mostrada na Figura 13.

Figura 13 – Estrutura do veículo elétrico



Fonte: Adaptado de SILVESTRE, 2008

A topologia utilizada, similar à estrutura apresentada na Figura 3(a), é modular e aplicável à interconexão entre qualquer uma das fontes de energia e o inversor de frequência.

O controle utilizado por Silvestre (2008) buscou alocar corretamente os polos e zeros do circuito de compensação de malha fechada usando realimentação de estados, modificando, assim, a dinâmica do sistema. As variáveis de estado escolhidas foram a tensão de saída e a corrente no indutor.

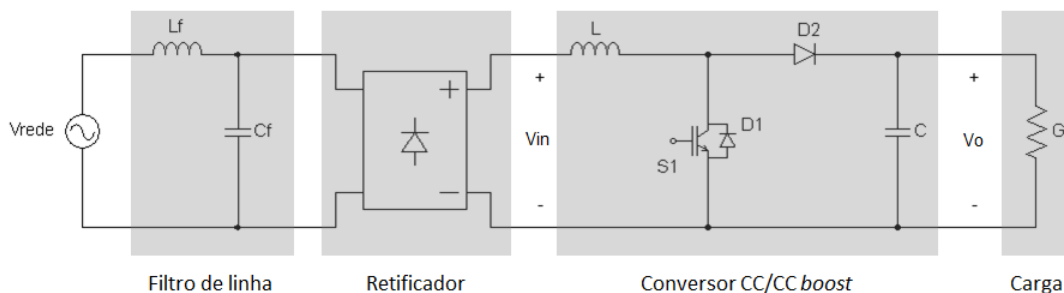
Dentre as técnicas de controle não lineares aplicáveis aos conversores CC/CC, este trabalho dá ênfase à técnica de controle baseada em passividade.

Sira-Ramirez e Ortega (1995) estudaram a metodologia para modelagem de conversores estáticos e o projeto do controlador baseado em passividade. Nesse trabalho, o modelo médio dos conversores foi descrito por sistemas Euler-Lagrange. Infere-se do artigo que uma das maiores vantagens da modelagem Euler-Lagrange é a visualização física da estrutura, possibilitando incluir fenômenos e características não lineares. O controle baseado em passividade fundamenta-se nos conceitos de energia e consiste em encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação onde os conversores armazenem menos energia do que absorvem através da sua interconexão com o controlador (SIRA-RAMIREZ; ORTEGA, 1995).

Rosa e outros (2011) apresentaram um procedimento para programação em alto nível de um microcontrolador tendo, como estudo de caso, o controle baseado em passividade de um conversor *boost* para correção do fator de potência. Foram construídos os diagramas de blocos que contêm as equações de controle do sistema estudado. Em seguida, os códigos foram gerados automaticamente através das bibliotecas, disponíveis no *software* Matlab, com interface direta com o DSP 2812 da Texas (ROSA e outros, 2011).

O método proposto mostrou vantagens como economia de tempo de desenvolvimento, fácil compreensão do processo e da programação, padronização e simulação simultânea. Além do desenvolvimento de uma fonte regulada com alto fator de potência e baixos índices de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) por meio de conversores *boost* baseados em passividade. A modelagem do conversor baseia-se nos conceitos de energia do sistema de Euler-Lagrange. A Figura 14 mostra um diagrama simplificado do conversor *boost* associados ao retificador universal estudado.

Figura 14 – Conversor CC/CC *boost* com retificador universal



Fonte: Adaptado de ROSA e outros, 2011

Segundo Meisel (1966) um circuito elétrico pode ser modelado a partir da seguinte equação diferencial não linear:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial \mathbf{q}} = - \frac{\partial N}{\partial \dot{\mathbf{q}}} + \mathbf{F} \quad (3)$$

onde:

- N : função de dissipação de Rayleigh que representa a energia dissipada;
- \mathbf{F} : fonte externa de esforço;
- \mathbf{q} : coordenada generalizada;

- $\dot{\mathbf{q}}$: velocidade generalizada e
- $\ddot{\mathbf{q}}$: aceleração generalizada.

A modelagem Euler-Lagrange de um sistema permite representá-lo por meio de uma estrutura matricial que facilitam o projeto do controlador. Esta estrutura é dada por:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q},\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{R}(\dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{u} \quad (4)$$

onde:

- \mathbf{D} : matriz que contém os elementos que armazenam energia (indutor e capacitor);
- \mathbf{C} : matriz que contém os elementos que não dissipam energia (chaves estáticas);
- \mathbf{R} : matriz que contém os elementos que dissipam energia no sistema (resistor);
- \mathbf{u} : vetor de forças externas, por exemplo, a fonte de tensão.

2.5 Conclusão

Neste capítulo pôde-se evidenciar uma tendência em relação à interconexão de bancos de baterias, banco de supercapacitores, células de combustíveis nos sistemas de alimentação para veículos elétricos. Estes dispositivos podem contribuir como elementos para o suprimento de energia e como elementos armazenadores de energia nos veículos. Para garantir um desempenho satisfatório das diversas fontes de alimentação, bem como o aumento da confiabilidade, estabilidade e segurança dos sistemas de tração e periféricos, os conversores estáticos desempenham um papel fundamental no gerenciamento do fluxo de energia.

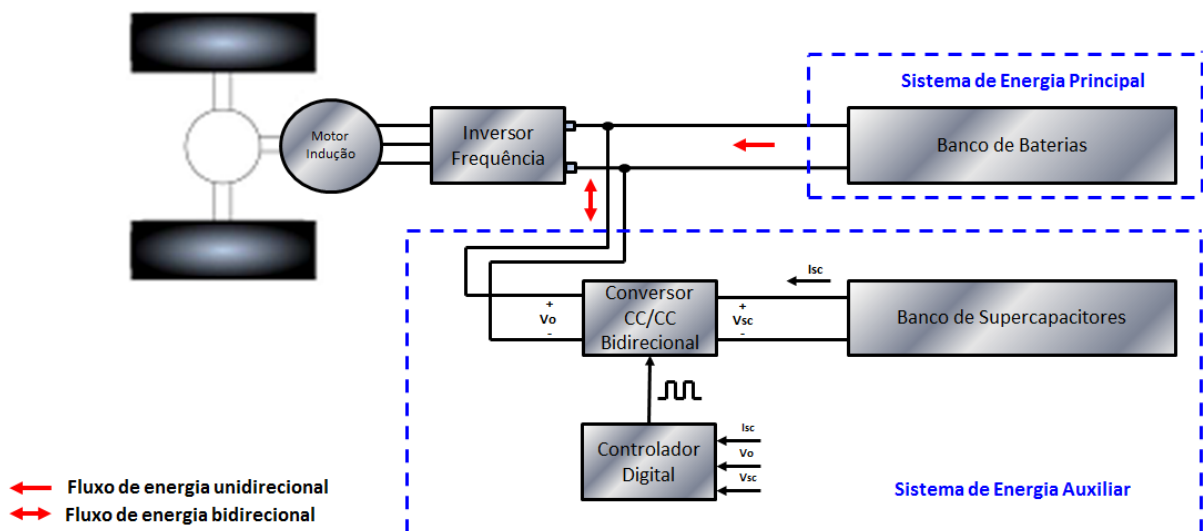
Foram apresentados, de forma resumida, vários trabalhos disponíveis na literatura técnico-científica que tratam dos métodos de modelagem e controle dos conversores estáticos. Dentre esses, o modelo de pequenos sinais e o modelo médio Euler-Lagrange bem como as técnicas de controle clássico linear e de controle não linear baseado em passividade.

3 ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL

Este capítulo trata da seleção da topologia e da especificação dos componentes do conversor CC/CC. O funcionamento e principais equações para os modos de operação *buck* e *boost* são discutidos, bem como dimensionamento do banco de supercapacitores e dos elementos do conversor com base nos parâmetros do veículo Ligier IXO, disponível em (LIGIER, 2012).

A Figura 16 apresenta o diagrama em blocos do sistema responsável pela geração e armazenamento de energia do veículo elétrico, composto pelo sistema principal constituído por um banco de baterias e pelo sistema auxiliar constituído pelo conversor CC/CC bidirecional, controlador digital e banco de supercapacitores.

Figura 16 – Diagrama em blocos do sistema de energia do veículo elétrico



Fonte: Adaptado de ORTÚZAR; MORENO; DIXON, 2007

Durante a tração a fonte de suprimento principal alimentará o conjunto inversor-motor e manterá um nível de tensão mínimo no banco de supercapacitores. Já a fonte de suprimento auxiliar fornecerá energia para o conjunto inversor-motor durante a partida do VE e/ou durante as acelerações, complementando a energia advinda das baterias. Os supercapacitores serão utilizados na frenagem regenerativa para armazenar a energia devolvida pelo conjunto inversor-motor ao barramento CC.

Este trabalho deverá tratar do sistema auxiliar de energia para a análise e projeto do conversor CC/CC e controlador digital.

3.1 Seleção da topologia do conversor CC/CC

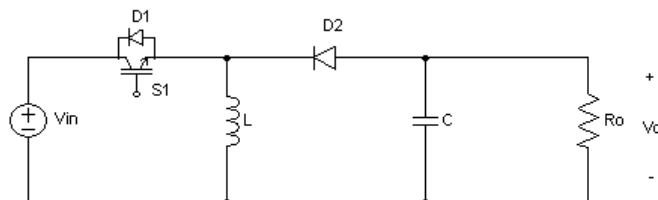
Os conversores CC/CC são circuitos eletrônicos de potência que convertem diferentes níveis de tensão contínua visando, principalmente, proporcionar uma tensão de saída regulada. Diferentes topologias podem ser encontradas, dentre elas, a configuração abaixadora ou *buck*, elevadora ou *boost* e uma configuração que associa as anteriores ou *buck-boost*.

Os conversores CC/CC podem ser divididos em três blocos básicos referentes aos estágios de comutação, armazenamento de energia e filtragem. Durante a comutação o sinal de entrada é segmentado em pulsos de largura variável, segundo uma frequência de chaveamento pré-definida e o ciclo de trabalho exigido. A etapa de armazenamento de energia depende estritamente da comutação, que determina os intervalos em que a energia armazenada será liberada para a carga ou para a(s) fonte(s) de alimentação, se bidirecional. A etapa de filtragem, aplicada ao sinal segmentado em pulsos, proporciona a redução da ondulação ou *ripple* (HART, 2012).

No gerenciamento de energia em veículos elétricos, as topologias dos conversores CC/CC devem possuir bidirecionalidade de corrente, operação nos modos elevador e abaixador de tensão em uma mesma estrutura e dimensões reduzidas.

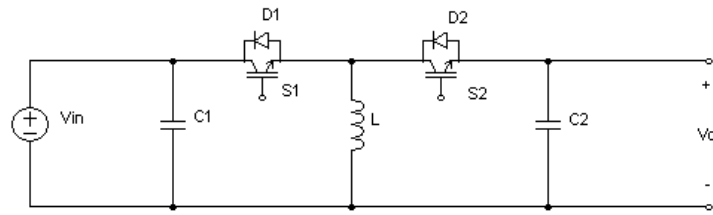
Em princípio, qualquer estrutura de um conversor CC/CC unidirecional pode ser modificada para bidirecional através da substituição da chave unidirecional como o diodo, MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) por associações desses componentes, capazes de permitir o fluxo de corrente em ambos os sentidos. As Figura 17 e Figura 18 apresentam a topologia *buck-boost*, respectivamente, no modo unidirecional e bidirecional, através da substituição do diodo por um conjunto diodo-IGBT (HART, 2012; CARICCHI e outros, 1998).

Figura 17 – Conversor CC/CC unidirecional *buck-boost*



Fonte: Adaptado de HART, 2012

Figura 18 – Conversor CC/CC bidirecional *buck-boost*

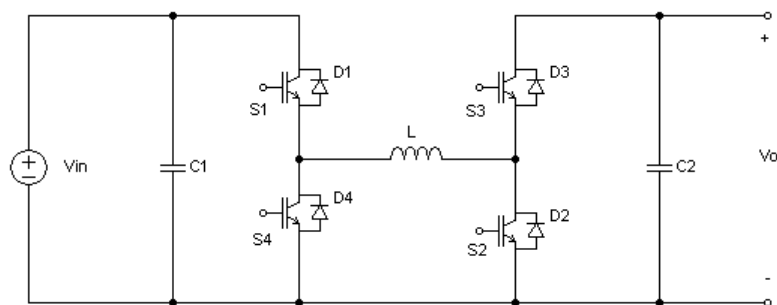


Fonte: Adaptado de CARICCHI e outros, 1998

Com base na revisão bibliográfica realizada foram, inicialmente, selecionadas duas topologias de conversores CC/CC bidirecionais do tipo *buck-boost*, propostas em (CARICCHI e outros, 1998; SILVESTRE, 2008), ambas dedicadas às aplicações em veículos elétricos. As topologias são não isoladas, ou seja, utilizam indutores para o armazenamento de energia, evitando-se a utilização de transformadores de alta frequência.

A topologia a 4 chaves é apresentada na Figura 19. O conversor é composto pela associação em cascata de um conversor *buck* e um conversor *boost*. No modo tração, S_1 (S_2) receberá o comando PWM se V_{in} é maior que V_o (V_{in} é menor que V_o), caso a operação *buck* (*boost*) seja requerida. As chaves S_3 e S_4 são operadas de forma similar no modo frenagem (CARICCHI e outros, 1998).

Figura 19 – Conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* a 4 chaves

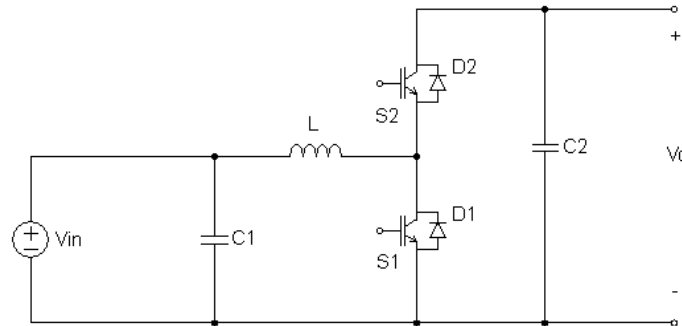


FONTE: Adaptado de CARICCHI e outros, 1998

A Figura 20 apresenta a segunda topologia selecionada que requer apenas 2 interruptores estáticos. Similarmente à estrutura do conversor CC/CC a 4 chaves, essa topologia possui dois conversores, um *buck* e outro *boost*, porém conectados em paralelo (SILVESTRE, 2008). V_{in} representa a fonte de tensão auxiliar, composta por bancos de supercapacitores, C_x , $x \in \{1,2\}$, L são os capacitores e indutor, respectivamente, e V_o

representa a tensão no barramento CC que alimenta o inversor de frequência bipolar CC/CA e a máquina de indução (MI).

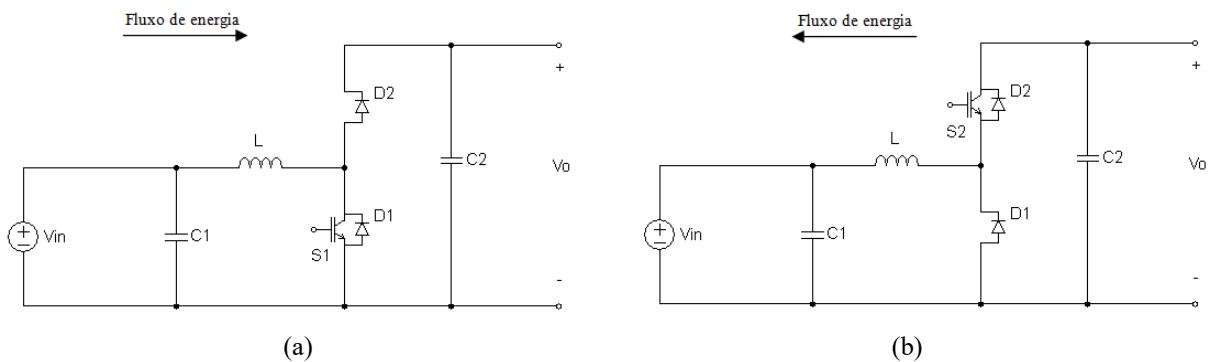
Figura 20 – Conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* a 2 chaves



Fonte: Adaptado de SILVESTRE, 2008

Durante a frenagem, o conversor opera no modo *buck*, quando o comando PWM realiza o controle da chave S_2 e a chave S_1 permanece desligada. Já no modo tração ou etapa *boost*, o controle de chaveamento é realizado sobre S_1 e a chave S_2 permanece desligada. A Figura 21 ilustra os modos de operação *boost* e *buck* e o sentido do fluxo de energia.

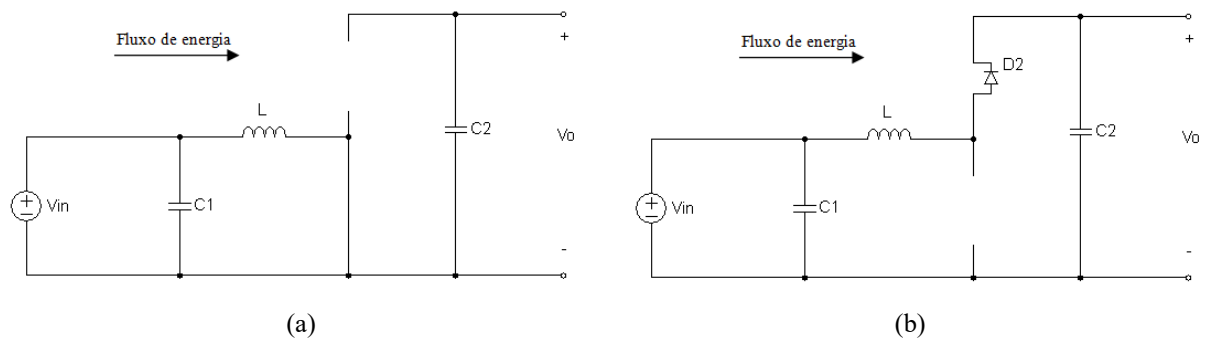
Figura 21 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves nas etapas: (a) *boost* e (b) *buck*



Fonte: Adaptado de SILVESTRE, 2008

Na etapa *boost*, conforme a Figura 22, quando a chave S_1 está ligada, o indutor recebe energia enquanto C_2 fornece energia para a carga. Durante os intervalos em que S_1 está desligada, a carga e o capacitor C_2 recebem energia do indutor. Em ambas as condições, o conversor alimenta a carga, caracterizando o modo de operação tração.

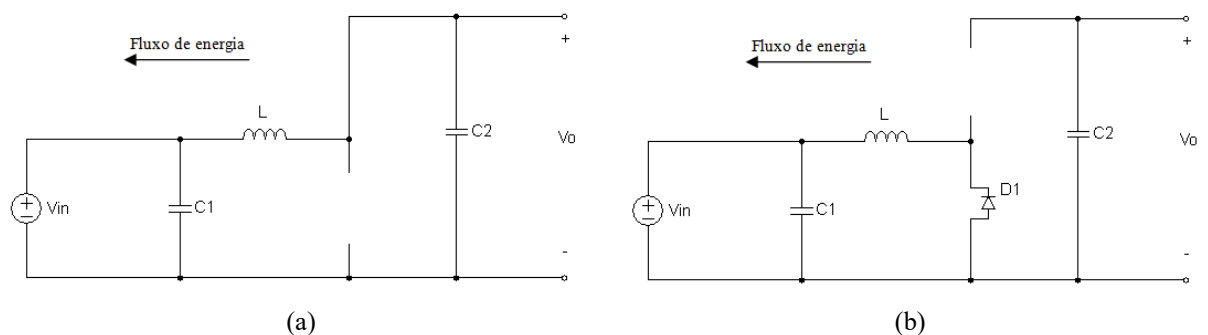
Figura 22 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves na etapa *boost*: (a) S1 ligada e (b) S1 desligada



Fonte: Adaptado de SILVESTRE, 2008

Na etapa *buck*, conforme a Figura 23, se a chave S_2 está ligada, o indutor recebe energia da saída V_o e o diodo D_1 é reversamente polarizado. Quando S_2 é desligada, o indutor fornece energia à carga e o diodo D_1 está polarizado diretamente.

Figura 23 – Conversor CC/CC bidirecional a 2 chaves na etapa *buck*: (a) S2 ligada e (b) S2 desligada



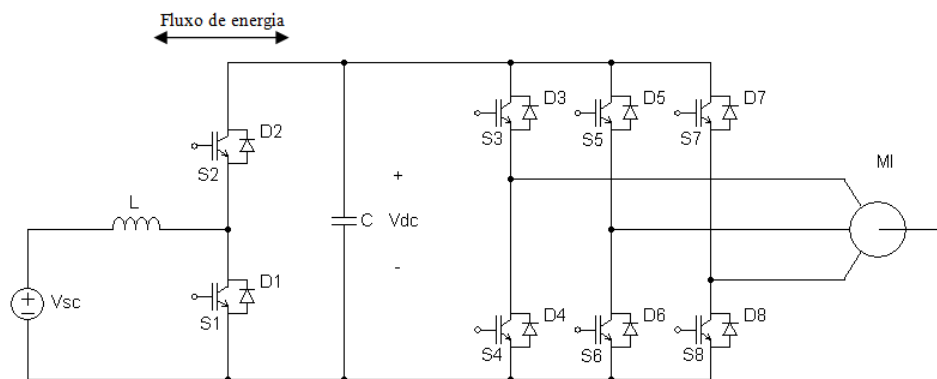
Fonte: Adaptado de SILVESTRE, 2008

Busca-se uma estrutura de conversor CC/CC que possua bidirecionalidade de corrente, tendo em vista que existe fluxo de energia do banco de supercapacitores para o conjunto inversor-motor no modo tração e vice-versa no modo frenagem; capacidade de reduzir e aumentar a tensão fornecida, operação *buck* e *boost*, respectivamente, na mesma estrutura; menor número de chaves estáticas, visando à redução de custo. Com base nesses requisitos, a estrutura do conversor CC/CC a 2 chaves foi escolhida.

3.2 Projeto e especificação do conversor CC/CC

A estrutura básica da associação fonte auxiliar + conversor CC/CC + inversor de frequência CC/CA e o motor CA para a tração/frenagem elétrica é apresentada na Figura 24.

Figura 24 – Estrutura do conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* associado ao conjunto inversor CC/CA e motor CA



Fonte: Elaborado pelo autor

V_{sc} representa a fonte de tensão auxiliar, composta pelo banco de supercapacitores; V_{dc} representa a tensão no barramento CC; C e L são o capacitor e indutor, respectivamente; S_x e D_x , $x \in \{1, 2\}$, são as chaves estáticas do conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* enquanto as chaves S_x e D_x , $x \in \{3, \dots, 8\}$, pertencem ao inversor de frequência bipolar CC/CA, responsável pela alimentação da máquina de indução (MI).

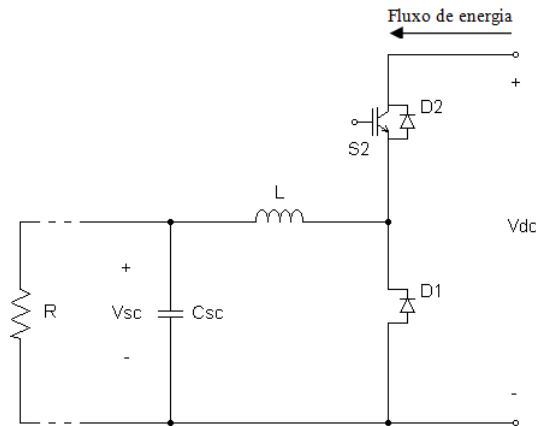
Considera-se, nas análises seguintes, o conversor CC/CC operando no modo de condução contínua. A análise dos conversores chaveados operando no modo de condução descontínua é estudada detalhadamente em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012).

3.2.1 Etapa *buck*

Na Figura 25 tem-se, novamente e por facilidade, o circuito equivalente no modo *buck*. Nesta etapa a corrente flui do barramento CC, representado por V_{dc} , para o banco de supercapacitores, representado por C_{sc} . A chave estática S_2 recebe os sinais de PWM e S_1 fica bloqueada durante todo o período de comutação. O período de chaveamento T_s é

constante, igual ao inverso da frequência de comutação $f_s = 1/T_s$. O capacitor C foi desprezado, pois uma vez carregado, comporta-se como uma fonte de tensão. Foi adicionada uma resistência R para análise estática do conversor CC/CC *buck*, para fins da modelagem do conversor (assunto a ser tratado no Capítulo 4).

Figura 25 – Circuito equivalente do conversor CC/CC bidirecional no modo *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

Analisando o conversor durante a etapa *buck*, sabe-se que a corrente no indutor é periódica no tempo t , ou seja (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012):

$$i_L(t + T_s) = i_L(t) \quad (5)$$

A tensão no indutor em regime permanente é zero:

$$V_L = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_L(t) dt = 0 \quad (6)$$

Os períodos de condução e bloqueio da chave S_2 serão dados, respectivamente, por (7) e (8), sendo:

$$t_{on} = \frac{V_{sc} T_s}{V_{dc}} \quad (7)$$

$$t_{off} = (1 - D) T_s \quad (8)$$

onde D é o *duty cycle* que corresponde à razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, ou seja,

$$D = \frac{V_{sc}}{V_{dc}} \quad (9)$$

A corrente média no indutor é a mesma corrente na saída do conversor CC/CC *buck*:

$$I_{L,méd} = I_{sc} = \frac{P_{sc}}{V_{sc}} \quad (10)$$

A corrente no indutor oscila entre valores mínimos e máximos dados por:

$$I_{L,máx} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (11)$$

$$I_{L,mín} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (12)$$

O *ripple* ou variação da corrente no indutor é:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_{dc} - V_{sc}}{L} \right) DT_s \quad (13)$$

A corrente eficaz ou *rms* no indutor é:

$$I_{L,rms} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \right)^2} \quad (14)$$

Admitindo-se que a resistência de carga no modo *buck* pode ser escrita como:

$$R = \frac{V_{sc}}{P_{sc}} \quad (15)$$

A corrente mínima, para que não haja condução descontínua, é então calculada por:

$$I_{L,min} = 0 = V_{sc} \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf_s} \right] = V_{sc} \left[\frac{P_{sc}}{V_{sc}^2} - \frac{(1-D)}{2Lf_s} \right] \quad (16)$$

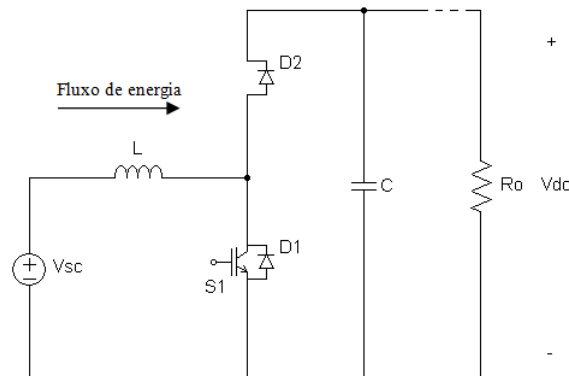
Para que o conversor opere no modo de condução contínua, durante a etapa *buck*, deve-se adotar no projeto do conversor um valor de indutância superior ao calculado em (17). Geralmente, trabalha-se com valores entre 25% e 40% acima de L_{min} .

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f_s} = \frac{(1-D)V_{sc}}{2f_s P_{sc}} \quad (17)$$

3.3.2 Etapa boost

Para o conversor no modo *boost*, o sinal de PWM atua sobre a chave estática S_1 enquanto a chave S_2 fica bloqueada durante todo o período de chaveamento, conforme a Figura 26. Nesta etapa a corrente flui do banco de supercapacitores, V_{sc} , para o barramento CC, V_{dc} , que alimenta o conjunto inversor-motor o qual é representado por uma carga resistiva.

Figura 26 – Circuito equivalente do conversor CC/CC bidirecional no modo *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

O período de condução da chave S_1 é dado por:

$$t_{on} = \frac{(V_{sc} - V_{dc})T_s}{V_{sc}} \quad (18)$$

Tomando-se o *duty cycle* $D = 1 - \frac{V_{sc}}{V_{dc}}$, a tensão de saída é dada pela expressão:

$$V_{dc} = \frac{V_{sc}}{1-D} \quad (19)$$

Calculando-se o *ripple* ou variação da corrente no indutor como $\Delta i_L = \frac{V_{sc}DT_s}{L}$, as correntes máximas e mínimas no indutor são dadas por:

$$I_{L,máx} = I_{L,méd} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (20)$$

$$I_{L,mín} = I_{L,méd} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (21)$$

Sendo a corrente média no indutor dada por:

$$I_{L,méd} = \frac{V_{sc}}{(1-D)^2 R_o} \quad (22)$$

Para que o conversor opere sempre no modo de condução contínua durante a etapa *boost*, deve-se adotar um valor de indutância superior ao calculado em:

$$L_{mín} = \frac{D(1-D)^2 R_o}{2f_s} = \frac{V_{sc}D}{\Delta i_L f_s} \quad (23)$$

A expressão para a ondulação de tensão ou *ripple* na carga é dada por:

$$\Delta V_o = \frac{DV_{sc}}{f_s R_o C} \quad (24)$$

O valor do capacitor de saída, levando-se em consideração o *ripple*, é calculado em:

$$C_{min} = \frac{D}{R_o f_s \Delta V_{dc}} = \frac{DI_{dc}}{f_s \Delta V_{dc}} \quad (25)$$

Geralmente, utilizam-se capacitores com menor ESR (*Equivalent Series Resistance*) para reduzir o *ripple* na carga e aumentar a performance do capacitor durante os processos de carga e descarga.

Como o conversor CC/CC bidirecional opera no modo *buck* e modo *boost* alternativamente, mas nunca simultaneamente, é preciso selecionar expressões adequadas para o cálculo do indutor e do capacitor do circuito.

O veículo escolhido para estudo de caso nesta dissertação é o modelo IXO, fabricado pela Ligier (França). A Figura 27 mostra uma imagem do carro e o Quadro 1 reúne as suas principais características do veículo extraídas da ficha técnica do fabricante.

Figura 27 – Veículo Ligier IXO escolhido



Fonte: Adaptado de LIGIER, 2012

Quadro 1 – Características do veículo Ligier IXO

Combustível	Gasolina
Potência máxima	4.000 W
Velocidade máxima	45 km/h
Peso bruto total	400 kg

Fonte: LIGIER, 2012

Para atender às demandas do veículo, o conversor CC/CC bidirecional deve possuir as características mostradas no Quadro 2. Pode-se considerar um percentual de 10% sobre a

potência máxima real tendo em vista possíveis perdas por dissipação e condução dos componentes.

Quadro 2 – Especificações adotadas para o conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional

Potência de saída	4.000 W
Tensão de saída no modo <i>boost</i>	216 V
Corrente de saída no modo <i>boost</i>,	18,52 A
Tensão de entrada no modo <i>buck</i>	126 V
Corrente de entrada no modo <i>buck</i>	31,75 A
Frequência de chaveamento	10 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.3 Banco de supercapacitores

Os supercapacitores são uma das tecnologias mais promissoras quanto à gestão e aumento da eficiência, do desempenho e da vida útil dos sistemas de armazenamento e de geração de energia elétrica (FERREIRA; POMILIO, 2005).

Os supercapacitores, termo utilizado para descrever os capacitores eletroquímicos de dupla camada, são também denominados ultracapacitores, e obedecem ao mesmo princípio de funcionamento dos capacitores convencionais.

No final da década de 70, a primeira geração de supercapacitores já se encontrava disponível para comercialização. Na época, eram apropriados apenas para produtos eletrônicos devido à pequena tensão que as células de SC suportavam, inferior a 2,5 V. Na década de 90, através dos módulos de SC, foi possível o uso desses dispositivos em aplicações que exigiam maiores níveis de tensão, como veículos elétricos e veículos elétricos híbridos.

Dentre as características dos SC, destacam-se: elevada densidade de potência, a qual representa a velocidade em que determinada quantidade de energia pode ser transferida pelo dispositivo por unidade de massa (W/kg) ou volume (W/m³); baixa densidade de energia, que representa a quantidade de energia armazenada por unidade de massa (J/kg) ou volume (J/m³); rápido mecanismo de carga e descarga devido ao movimento de cargas e de íons no eletrólito; não apresentar efeito de memória, ou seja, o dispositivo pode ser carregado com quantidades diferentes de energia; ampla tensão de operação proporcionada pela associação série e em paralelo dos componentes; longo ciclo de vida praticamente sem necessidade de manutenção;

ser um dispositivo sustentável, pois não possui materiais tóxicos e custo de aquisição elevado (FERREIRA; POMILIO, 2005).

O banco de supercapacitores pode ser dimensionado pela quantidade de energia que deverá ser absorvida durante a frenagem do veículo, quando atingir sua velocidade máxima (FERREIRA, 2007; MAXWELL TECHNOLOGIES, 2012). A energia cinética (E_{sc}), em Joules (J), disponível a partir dos SC é calculada por,

$$E_{sc} = \frac{1}{2} M V_{m\acute{a}x}^2 \quad (26)$$

onde M e $V_{m\acute{a}x}$ são, respectivamente, a massa (kg) e a velocidade máxima do veículo (m/s).

Conhecendo-se o valor da energia cinética necessária para mover o veículo, calcula-se o valor da capacitância do banco de SC (C_{sc}) a partir da relação,

$$C_{sc} = \frac{2E_{sc}}{\Delta V^2} \quad (27)$$

onde E_{sc} é a energia do banco (J) e ΔV é a diferença entre a tensão inicial e final do banco de SC (V). A expressão (27) pode ser reescrita como,

$$C_{sc} = \frac{2E_{sc}}{|V_i^2 - V_f^2|} \quad (28)$$

onde V_i e V_f correspondem, respectivamente, à tensão inicial e final do banco de supercapacitores.

O banco de supercapacitores é especificado pelo valor da capacitância e tensão de operação. Deve-se definir com cuidado a tensão de operação, pois a mesma está relacionada com o tempo de carga e descarga dos SC e com os valores de corrente nos diodos e chaves estáticas.

Pela Equação (26) chega-se a uma energia cinética de 31.250 joules. Para diferentes tensões de operação, têm-se diferentes valores de capacitâncias. Busca-se um compromisso

adequado entre o tempo de carga do banco de supercapacitores e a corrente máxima suportada pelas chaves estáticas.

O desenvolvimento deste projeto previu a utilização do supercapacitor da Maxwell Technologies, modelo BCAP0350 E270 T11, que possui uma capacitância de 350 F, suporta até 2,7 V e tem uma ESR de 3,2 m Ω (MAXWELL TECHNOLOGIES, 2012). O componente é mostrado na Figura 28.

Figura 28 – Supercapacitor de 350 F x 2,7 V, modelo BCAP0350 E270 T11



Fonte: MAXWELL TECHNOLOGIES, 2012

A escolha da tensão inicial do banco de SC irá determinar valor máximo da corrente no banco de SC. Por esse motivo nunca o banco de SC poderá ficar totalmente descarregado. O sistema principal de energia, formado por baterias, deverá assegurar a manutenção da tensão inicial no banco de SC. Considerando uma tensão inicial de 66 V e uma tensão final de 126 V no banco de supercapacitores, e aplicando as equações (26) e (28), chega-se a uma capacitância de 5,39 F. Associando em série 47 componentes, obtém-se uma capacitância total de 7,45 F, uma tensão de operação total de 126,9 V e uma ESR de 0,150 Ω .

Os parâmetros do banco de supercapacitores estão resumidos no Quadro 3.

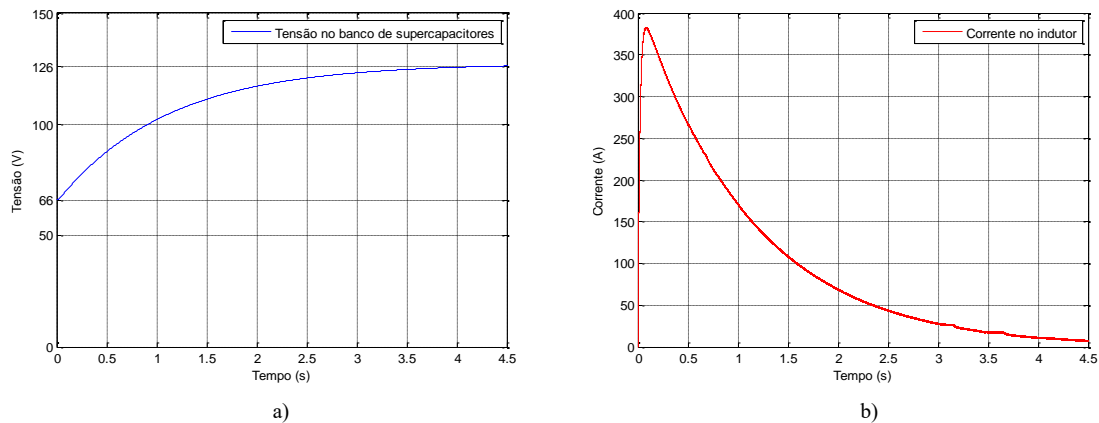
Quadro 3 – Parâmetros do banco de supercapacitores

Energia Cinética	31.250 J
Capacitância	7,45 F
Tensão de operação	126 V
Corrente de pico	382,9 A
Resistência série equivalente (ESR)	0,150 Ω
Tempo de Carga	4,5 s

Fonte: Elaborado pelo autor

O conversor *CC/CC buck* foi simulado em ambiente MatLab-Simulink. A tensão no banco de SC e a corrente no indutor são mostradas na Figura 29. O tempo de carga obtido do banco de SC dimensionado é de 4,5s e a corrente máxima durante o armazenamento de energia é de 382,9 A.

Figura 29 – a) Tensão no banco de supercapacitores, b) Corrente no indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.4 Banco de baterias, indutor, capacitor e chaves estáticas

O sistema principal de fornecimento de energia é constituído por um banco de baterias. Essa fonte de suprimento deve ser dimensionada para entregar ao conjunto conversor *CC/CC*, inversor de frequência e motor CA, no mínimo, a potência requerida pela carga, se desprezadas as perdas.

Neste trabalho, adotou-se uma tensão de 216 V para o banco de baterias. Atualmente, pesquisas buscam solucionar as limitações que envolvem esses dispositivos, como peso elevado, longo tempo para recarga, métodos de descarte final, alto custo e limitada autonomia (DIXON e outros, 2010). Baterias com reduzido tempo de carga já se encontram disponíveis, porém ainda possuem custo bastante elevado (CHAN, 2007).

O valor da indutância está diretamente ligado à ondulação da corrente e da tensão. É possível utilizar as expressões (17) ou (23) para cálculo do indutor, mas a expressão (23) será adotada, pois apresenta a pior condição considerado o tempo de condução das chaves, maior amplitude de corrente e tensão submetida aos terminais do indutor. Elevados valores de ondulação proporcionarão maiores picos de corrente nos dispositivos semicondutores,

aumentando o *stress* das chaves estáticas. O valor da indutância calculada, para uma ondulação inferior a 6%, é de 3 mH.

O capacitor de saída na etapa *boost* deve ser dimensionado para a situação de máxima taxa de trabalho e corrente de saída, de maneira a reduzir a ondulação da tensão de saída, ΔV_{dc} . Sabe-se que quanto menor a ondulação admitida, maior deverá ser a capacitância de saída, o que eleva o tempo de resposta e o *overshoot*. Um bom compromisso entre esses fatores pode ser obtido com ondulação inferior a 5%, levando conforme a expressão (25), a uma capacitância de $82\mu F$.

As chaves estáticas devem ser dimensionadas para que suportem a máxima corrente no indutor e tensão máxima de saída. Devido à escolha da frequência de comutação, poderia ser utilizado tanto MOSFETs como IGBTs.

O Quadro 4 reúne os valores dos elementos do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional.

Quadro 4 – Valores dos elementos do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância	L	3 mH
Resistência associada à indutância	R_L	1 $\mu\Omega$
Resistência associada à C_{sc}	R_{sc}	0,150 Ω
Capacitância de banco de SC	C_{sc}	7,45 F
Capacitância de saída (<i>boost</i>)	C	82 μF
Resistência associada à C	R_{se}	1 $\mu\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor

3.3 Conclusão

Nesse capítulo foram analisadas algumas estruturas dos conversores CC/CC bidirecionais para aplicações em veículos elétricos. Foi escolhida a topologia a duas chaves, visando-se à bidirecionalidade de corrente e um menor número de chaves estáticas. A partir da definição dos critérios de projeto, os componentes do conversor foram dimensionados com base nas especificações do veículo elétrico Ligier IXO.

4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL E PROJETO DO CONTROLADOR LINEAR

A modelagem dos conversores estáticos de potência é, usualmente, realizada através da representação dos fenômenos físicos envolvidos por meio de equações matemáticas, onde se espera que o modelo seja capaz de reproduzir apenas as dinâmicas dominantes do sistema. Uma das técnicas disponíveis baseia-se na linearização através de pequenas variações em torno do ponto de operação, o que é conhecido como modelo dinâmico de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Os autores Middlebrook e Cuk (1976) propuseram um método para modelar os conversores CC/CC em regime dinâmico, denominado Modelo pela Média no Espaço de Estados, que se baseia na média ponderada das variáveis de estado do circuito em relação à taxa de trabalho de operação, sobre um período de chaveamento. Esse método de linearização do estágio de potência é um método já consolidado na literatura, conforme apresentado em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012).

Este capítulo apresenta o modelo de pequenos sinais para o conversor CC/CC bidirecional, nos modos *buck* e *boost*, cuja dedução é detalhada no Apêndice A. Em seguida, é desenvolvido o projeto dos controladores lineares clássicos, no domínio da frequência.

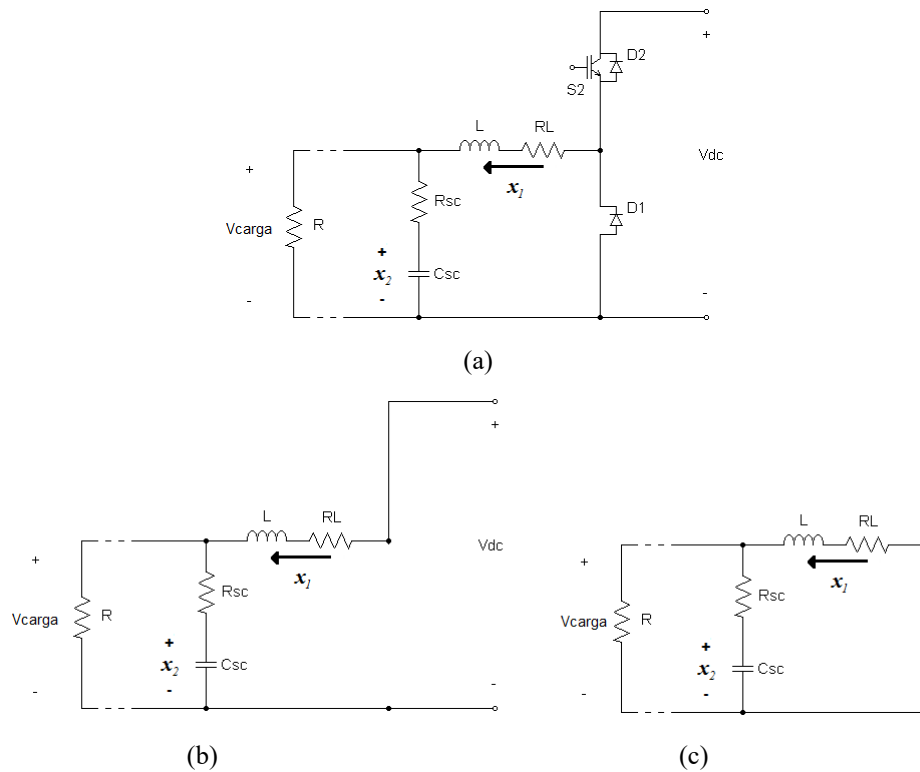
4.1 Modelo dinâmico do conversor CC/CC *buck*

As variáveis de estado do circuito são a corrente no indutor (i_L) e a tensão no banco de supercapacitores (v_{sc}). As variáveis de entrada e saída são, respectivamente, a tensão do barramento CC (V_{dc}) e a tensão sobre o banco de supercapacitores.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = [u_1] = [V_{dc}] \quad \mathbf{y} = [y_1] = [v_{sc}] \quad (29)$$

Para o conversor CC/CC no modo *buck*, a chave S_2 recebe os sinais de PWM e a chave S_1 fica desligada permanentemente. A Figura mostra o circuito do conversor no modo *buck* e os circuitos equivalentes durante a condução e bloqueio da chave S_2 .

Figura 30 – (a) Conversor CC/CC *buck*, (b) Circuito equivalente para S_2 ligada, (c) Circuito equivalente para S_2 desligada



Fonte: Elaborado pelo autor

Considerando-se a chave S_2 ligada conforme a Figura (b) e aplicando-se a Lei de Kirchhoff das tensões, tem-se a seguinte representação no espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_{sc} + R_L R + R_{sc} R}{L(R_{sc} + R)} & -\frac{R}{L(R_{sc} + R)} \\ \frac{R}{C_{sc}(R_{sc} + R)} & -\frac{1}{C_{sc}(R_{sc} + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (30)$$

De forma análoga, para a chave S_2 desligada conforme indicado na Figura (c), tem-se:

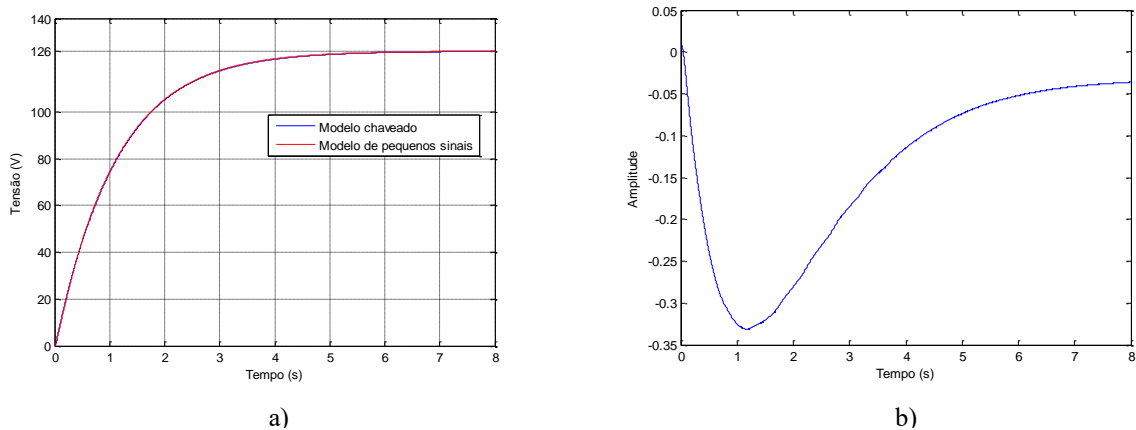
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_{sc} + R_L R + R_{sc} R}{L(R_{sc} + R)} & -\frac{R}{L(R_{sc} + R)} \\ \frac{R}{C_{sc}(R_{sc} + R)} & -\frac{1}{C_{sc}(R_{sc} + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (31)$$

Substituindo-se os parâmetros do conversor CC/CC *buck* dimensionado no Capítulo 3, obtém-se a função de transferência normalizada da tensão $\tilde{v}_{sc}(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ mostrada a seguir. A utilização do símbolo til sobre as variáveis indica a mesma se refere apenas à parcela variável em torno do ponto quiescente.

$$G_{vd_{buck}}(s) = \frac{\tilde{v}_{sc}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1}{0,02319s^2 + 1,118s + 1} \quad (32)$$

A função de transferência da tensão $\tilde{v}_{sc}(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ possui dois polos em -47,3056 e -0,9115. A Equação (32) pode ser validada comparando-se a tensão de saída do circuito chaveado, obtida por simulação, com a curva resposta da equação, conforme apresenta a Figura 31. Para maiores detalhes consultar o Apêndice A que trata do modelo pela média no espaço de estados e o Apêndice C que trata da modelagem simbólica e numérica do conversor CC/CC.

Figura 31 – (a) Tensão sobre o banco de SC do conversor CC/CC *buck*, (b) Diferença entre as tensões obtidas através da simulação do circuito e do modelo de pequenos sinais



Fonte: Elaborado pelo autor

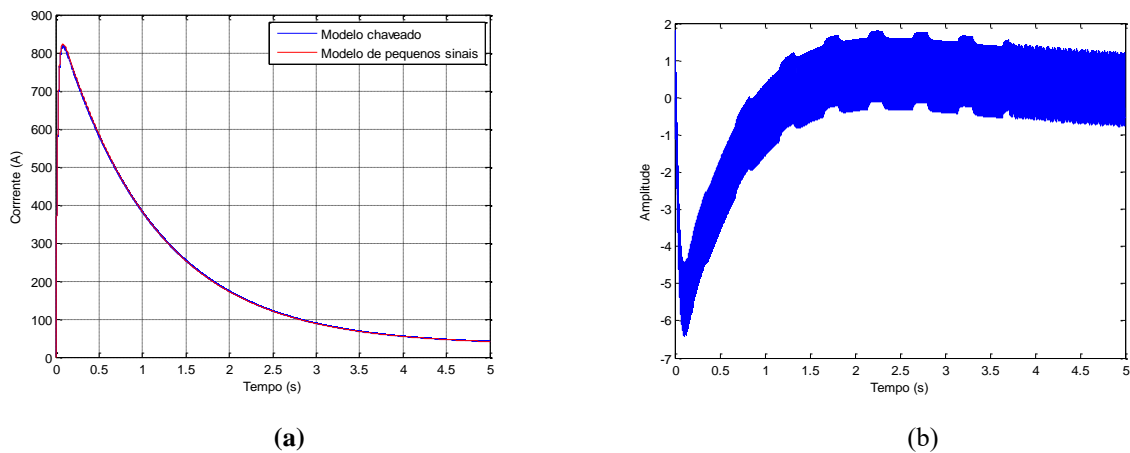
A Figura 31(a) mostra a tensão no banco de supercapacitores do conversor CC/CC *buck* do circuito chaveado e a saída do modelo de pequenos sinais. Na Figura 31(b) tem-se a diferença entre a curva do circuito chaveado e a curva do modelo de pequenos sinais. A média do erro RMS da modelagem no intervalo de simulação é de 0,17.

A seguir, a função de transferência normalizada da corrente no indutor $\tilde{i}_L(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ é mostrada.

$$G_{id_{buck}}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{30,69s+1}{0,02319s^2 + 1,118s+1} \quad (33)$$

A função de transferência da corrente no indutor $\tilde{i}_L(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ possui dois polos em $-47,3056$ e $-0,9115$ e um zero em $-0,0326$. A Figura 32(a) mostra a corrente no indutor do conversor CC/CC *buck*. Na Figura 32(b) tem-se a diferença entre a curva do circuito chaveado e a curva do modelo de pequenos sinais. A média do erro RMS da modelagem no intervalo de simulação é de 1,52.

Figura 32 – (a) Corrente no indutor do conversor CC/CC *buck*, (b) Diferença entre as correntes obtidas através da simulação do circuito e do modelo de pequenos sinais



Fonte: Elaborado pelo autor

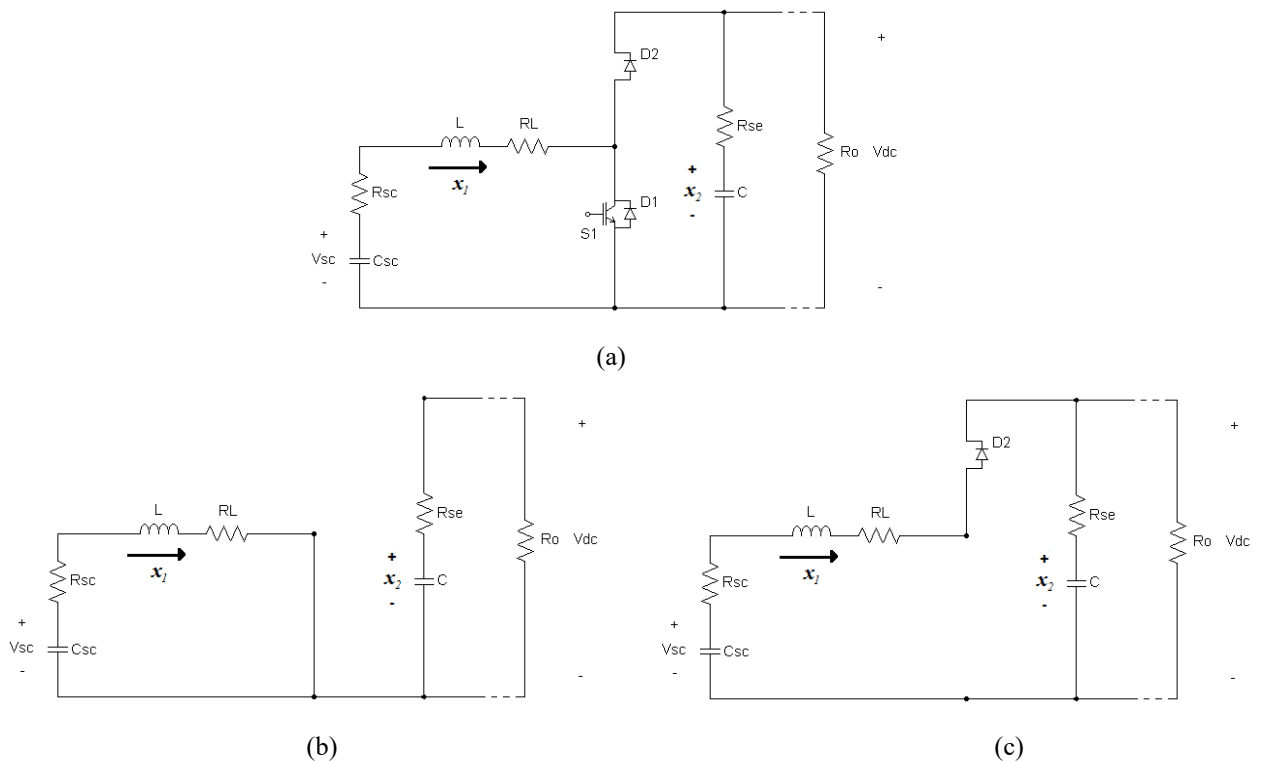
4.2 Modelo dinâmico do conversor CC/CC *boost*

Para o conversor CC/CC bidirecional no modo *boost* a chave S_1 recebe os sinais de PWM e a chave S_2 fica bloqueada permanentemente. A Figura 33 mostra o circuito do conversor no modo *boost* e os circuitos equivalentes durante a condução e bloqueio da chave S_1 .

As variáveis de estado do circuito são a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor de saída (v_c). As variáveis de entrada e saída são, respectivamente, a tensão do banco de supercapacitores (V_{sc}) e a tensão no barramento CC (v_{dc}).

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = [u_0] = [V_{sc}] \quad \mathbf{y} = [y_0] = [v_{dc}] \quad (34)$$

Figura 33 – (a) Conversor CC/CC boost, (b) circuito equivalente para S_1 ligada, (c) circuito equivalente para S_1 desligada



Fonte: Elaborado pelo autor

Considerando-se a chave S_1 em condução, Figura 33(b), e aplicando-se a Lei de Kirchhoff das tensões tem-se a seguinte representação no espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{sc} + R_L)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R_{se} + R_o)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L} [V_{sc}] \quad (35)$$

De forma análoga, considerando a chave S_1 desligada, conforme indicado na Figura 33(c), tem-se:

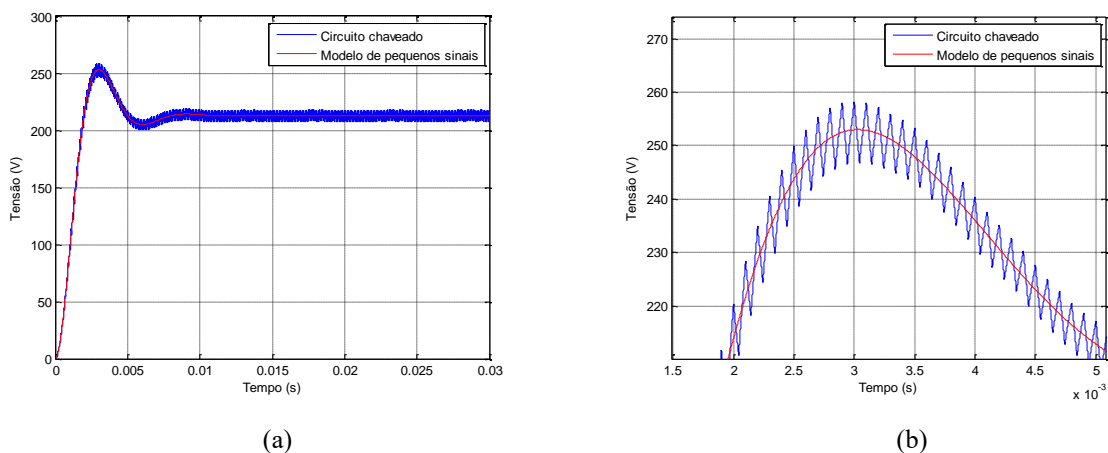
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sc}R_{se} + R_{sc}R_o + R_L R_{se} + R_L R_o + R_{se}R_o}{L(R_{se} + R_o)} & -\frac{R_o}{L(R_{se} + R_o)} \\ \frac{R_o}{C(R_{se} + R_o)} & -\frac{1}{C(R_{se} + R_o)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{sc}] \quad (36)$$

Substituindo os parâmetros do conversor CC/CC *boost* dimensionado no Capítulo 3, tem-se a função de transferência normalizada da tensão $\tilde{v}_{dc}(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ mostrada a seguir.

$$G_{vd_{boost}}(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-6,442e^{-14}s^2 - 0,0007854s + 1}{6,964e^{-7}s^2 + 0,0007633s + 1} \quad (37)$$

A função de transferência da tensão $\tilde{v}_{dc}(s)$ em relação à razão de trabalho $\tilde{d}(s)$ possui dois polos em $-5,48e^2 \pm 1,0656e^3i$ e dois zeros em 0 e $-1,2192e^{10}$. A Equação (37) do modelo de pequenos sinais pode ser validada comparando-se a tensão de saída do circuito chaveado com a curva resposta da equação, conforme apresenta a Figura 34.

Figura 34 – (a) Tensão de saída do conversor CC/CC *boost* (b) Detalhes da tensão de saída



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 34(a) mostra, superpostas, as tensões sobre o conversor CC/CC *boost* do circuito chaveado e a saída do modelo de pequenos sinais. A Figura 34(b) destaca os detalhes de uma parcela da curva. A média do erro RMS da modelagem no intervalo de simulação é de 2,81.

4.3 Projeto do controlador linear para o conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional

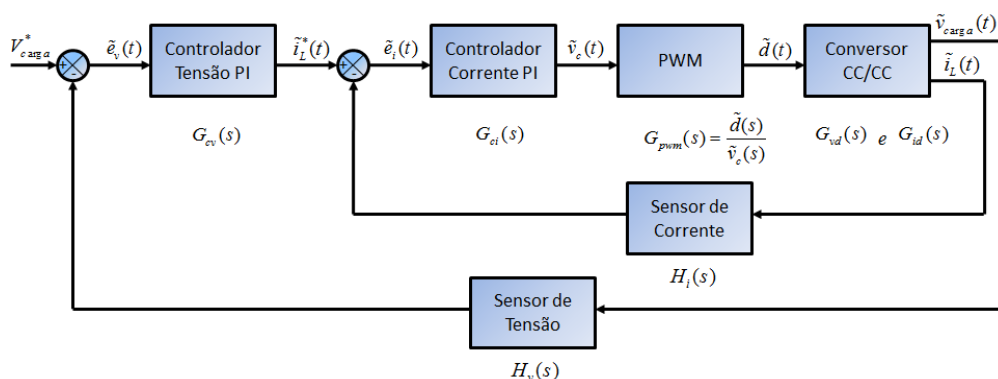
O conversor CC/CC, comumente, está sujeito a variações paramétricas, perturbações de carga e da alimentação. A alternativa clássica de controle do conversor CC/CC baseia-se no controlador PID de forma a atender às características desejadas em relação à rejeição aos distúrbios, resposta dinâmica e estabilidade.

Para o conversor CC/CC *buck* deseja-se assegurar (ARNET; HAINES, 2001; FERREIRA, 2007) :

- Tempo de carga do banco de supercapacitores compatível não muito superior à dinâmica do circuito em malha aberta;
- Baixa amplitude da corrente de pico no indutor;
- Baixa oscilação na forma de onda de tensão sobre o banco de SC e na corrente no indutor.

O controle da tensão de saída no conversor CC/CC *buck* utiliza uma malha interna de controle de corrente, conforme mostrado na Figura 35, a fim de obter uma melhor regulação da tensão de saída a variações da fonte de alimentação. Deste modo, a malha interna de controle permite melhorar a rejeição de distúrbios devido à maior constante de tempo que a tensão de saída apresenta em relação à razão cíclica.

Figura 35 – Diagrama de blocos do sistema de controle em cascata da tensão do banco de SC



Fonte: Adaptado de FERREIRA, 2007

No diagrama mostrado, adotou-se a seguinte nomenclatura:

- V_{carga}^* e $i_L^*(t)$: Valores de referência para a tensão e corrente na carga, respectivamente;
- $\tilde{e}_v(t)$ e $\tilde{e}_i(t)$: Erros de tensão e corrente da carga, respectivamente;
- $\tilde{v}_c(t)$: Sinal de comando PWM;
- $G_{cv}(s)$: Função de transferência do controlador da tensão de saída;
- $G_{ci}(s)$: Função de transferência do controlador da corrente no indutor;
- $G_{pwm}(s)$: Função de transferência do bloco PWM;
- $H_v(s)$ e $H_i(s)$: Ganhos de realimentação da tensão e de corrente da carga;
- $G_{vd}(s)$ e $G_{id}(s)$: Funções de transferência da tensão de saída e da corrente no indutor em relação à razão cíclica; expressas por (32) e (33), respectivamente.

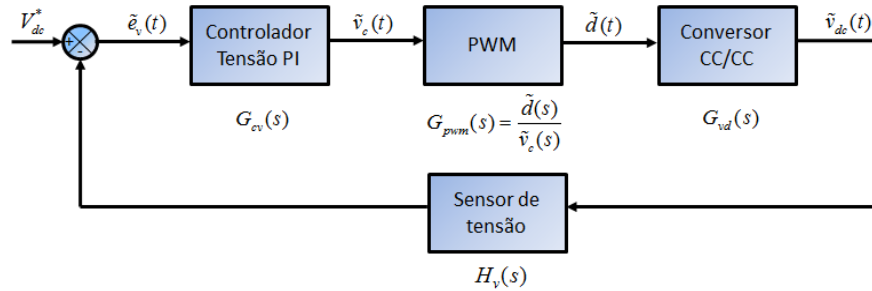
O controle de tensão do banco de SC utiliza uma malha de controle externa a fim de se obter a regulação da tensão em relação às variações da tensão sobre fonte de alimentação. A malha de controle interna, de corrente, sempre deve possuir maior frequência de corte que a malha externa de controle, o que permite melhorar a rejeição de distúrbios paramétricos e na entrada do circuito (ARNET; HAINES, 2001).

Desde que a frequência de chaveamento seja suficientemente elevada em relação à frequência de corte dos controladores, a função de transferência, $G_{pwm}(s)$, assume o valor escalar dado pela Equação (38) a seguir, onde V_m é a tensão pico a pico da onda portadora usada na geração do sinal PWM.

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{V_m} \quad (38)$$

No conversor CC/CC *boost*, deseja-se manter um nível de tensão constante no barramento CC, imune à presença de perturbações. Para tal, o conversor CC/CC *boost* utilizará um controlador PI associado a essa tensão, conforme é mostrado na Figura 36, sendo V_{dc}^* o valor de referência para tensão CC desejada.

Figura 36 – Esquema simplificado do sistema controle para a tensão no barramento CC



Fonte: Adaptado de FERREIRA, 2007

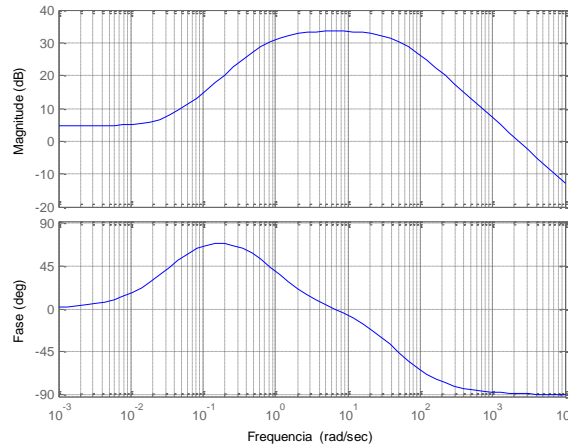
Existem diversos métodos analíticos e empíricos para o ajuste dos controladores PI como o método do lugar das raízes, os métodos de sintonia de Ziegler-Nichols, método da resposta em frequência, etc. (GEROMEL; KOROGUI, 2011; OGATA, 2011). Neste trabalho, será utilizada a técnica da resposta em frequência para a síntese dos controladores PI com filtro passabaixas e de avanço de fase com o método do fator k para a alocação dos polos e zeros do sistema (FERREIRA, 2007; HART, 2012). Os projetos dos controladores são detalhados no Apêndice B. O Apêndice D apresenta um programa em linguagem *script*, em ambiente MatLab, a fim de automatizar e validar o processo de projeto dos controladores.

4.3.1 Controlador de corrente para o conversor CC/CC buck

A seguir são descritos os passos necessários para a síntese do controlador:

1. Os diagramas de Bode associados à função de transferência da corrente no indutor em relação à variação da razão cíclica, $G_{id_{buck}}(s)$, obtido a partir da expressão (33), já incluídos o ganho do modulador PWM com valor de 1 e o ganho do sensor de $\frac{1}{31,75} = 0,0315$ são mostrados na Figura 37.
2. A frequência de corte será escolhida como 1/10 da frequência de chaveamento, ou seja, $f_c = 1000\text{Hz}$, logo $\omega_c = 2\pi 1000 = 6.283 \text{ rad} / \text{s}$.
3. A margem de fase escolhida, ϕ_m , será de 60° .
4. O módulo e a fase indicados, respectivamente, como $|T_{ma}(j\omega_c)|$ e φ , da resposta em frequência em malha aberta, na frequência de corte desejada, é de $-8,85\text{dB}$ e $-89,6^\circ$, respectivamente.

Figura 37 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $G_{id_buck}(s)$ do estágio de potência do conversor CC/CC buck



Fonte: Elaborado pelo autor

5. O ganho K_c absoluto do controlador, na frequência de corte, para obter um ganho unitário em malha fechada, é dado por $K_c = 1/T_{ma}(j\omega_c) = 1/(-8,85)_{dB} = 0,3610$.
6. O avanço de fase, α , necessário para corrigir a margem de fase, é de $\alpha = \varphi_m - \phi - 90^\circ = 60^\circ - (-89,6^\circ) - 90^\circ = 59,6^\circ$.
7. O compensador tipo 2 é escolhido por necessitar de um avanço de fase inferior a 90° .
8. O fator k calculado é de 3,6806.

O Quadro 5 lista os valores obtidos para os elementos do circuito do controlador tipo 2.

Quadro 5 – Elementos do circuito do controlador de corrente tipo 2

Elemento do circuito	Valor
R_1 (adotado)	100 k Ω
R_2	42,4 k Ω
C_1	7,2 nF
C_2	0,6 nF

Fonte: Elaborado pelo autor

A função de transferência do controlador de corrente, incluindo os valores dos componentes mostrados no Quadro é dada em (39):

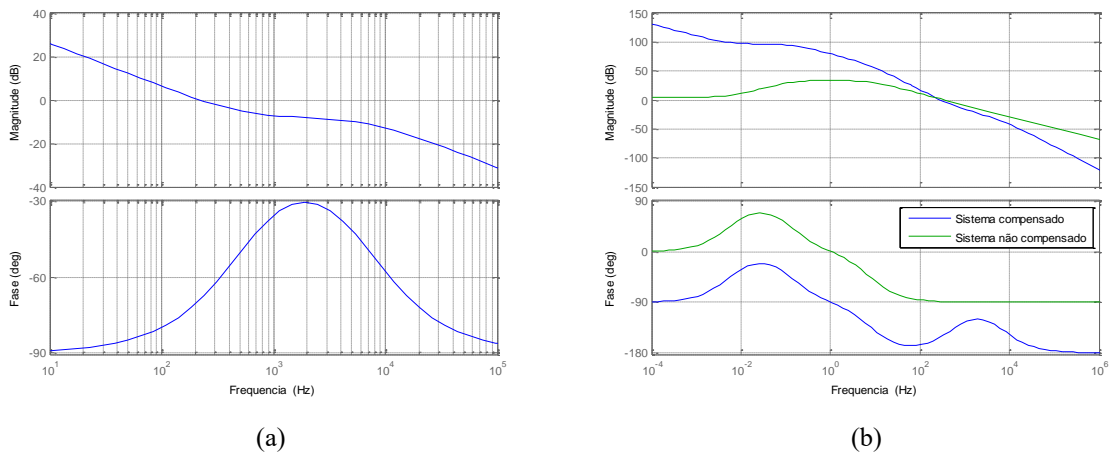
$$G_{ci_buck}(s) = \frac{0,0003053s + 1}{1,754^{-8}s^2 + 0,0007783s} \quad (39)$$

Aplicando-se o comando C2D (*continuous-to-discrete*), disponível no *software* Matlab, obtém-se a versão discreta para a função de transferência (39). Foram utilizados o método de discretização ZOH (*Zero-Order-Hold*) e frequência de amostragem 10 kHz. Assim:

$$G_{ci_buck}(z) = \frac{0,48752z - 0,36056}{z^2 - 1,0118z + 0,011835} \quad (40)$$

A Figura 38 mostra os Diagramas de Bode associados à função de transferência do controlador PI de corrente e à função de transferência em malha aberta do sistema compensado.

Figura 38 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{ci_buck}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se que o ganho do sistema compensado aumentou significativamente, em baixas frequências, o que implica em menores erros de regime. Já em altas frequências o ganho é diminuído tornando o sistema mais estável, com margens de ganho e fase maiores.

4.3.2 Controlador de tensão para conversor CC/CC buck

Substituindo a Equação (33) na Equação (32) obtém-se a função de transferência que relaciona tensão de saída a corrente no indutor, $\tilde{v}_{sc}(s)/\tilde{i}_L(s)$, necessária ao projeto de controladores lineares em cascata.

$$G_{vi_{buck}}(s) = \frac{\tilde{v}_{sc}(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{1,037e^{45}s^2 + 5e^{46}s + 4,471e^{46}}{8,018e^{45}s^3 + 3,868e^{47}s^2 + 3,583e^{47}s + 1,126e^{46}} \quad (41)$$

Com base na Figura 35, a função de transferência de malha aberta da tensão pode ser escrita como sendo:

$$FTMA_{v_{buck}} = G_{cv}(s)FTMF_{i_{buck}}G_{vi_{buck}}(s)H_v(s) \quad (42)$$

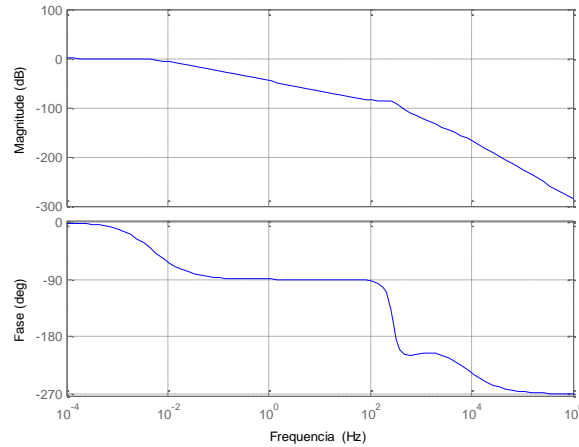
onde a função de transferência de malha fechada da corrente, $FTMF_{i_{buck}}$, é dada por:

$$FTMF_{i_{buck}} = \frac{G_{ci}(s)G_{pwm}(s)G_{id_{buck}}(s)}{1 + G_{ci}(s)G_{pwm}(s)G_{id_{buck}}(s)H_i(s)} \quad (43)$$

Aplicando-se o procedimento de projeto de controladores lineares no domínio da frequência, baseado no método do fator k, tem-se:

1. Os diagramas de bode da função de transferência da tensão, $FTMA_{v_{buck}}$, obtido a partir da expressão (46), já incluídos o ganho do modulador PWM com valor de 1 e o ganho do sensor com valor de $\frac{1}{126} = 0,0079$ é mostrado na Figura 39.
2. A frequência de corte de 1 Hz será escolhida, de modo que o efeito dos zeros de $\tilde{v}_{sc}(s)/\tilde{i}_L(s)$, localizados em -47,3046 e -0,9114 sejam minimizados.
3. A margem de fase escolhida, ϕ_m , será de 60°.
4. O módulo e a fase indicados, respectivamente, como $|T_{ma}(j\omega_c)|$ e φ , da resposta em frequência em malha aberta, na frequência de corte desejada, é de -45,7dB e -89,7°, respectivamente.

Figura 39 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $FTMA_{v_{buck}}$ do estágio de potência do conversor CC/CC buck



Fonte: Elaborado pelo autor

5. O ganho K_c absoluto do controlador, na frequência de corte, para obter um ganho unitário em malha fechada, é dado por $K_c = 1/T_{ma}(j\omega_c) = 1/(-45,7)_{dB} = 0,0052$.
6. O avanço de fase, α , necessário para corrigir a margem de fase, é de $\alpha = \varphi_m - \phi - 90^\circ = 60^\circ - (-89,7^\circ) - 90^\circ = 59,7^\circ$.
7. O compensador tipo 2 é escolhido por necessitar de um avanço de fase inferior a 90° .
8. O fator k calculado é de 3,6933.

O Quadro 6 lista os valores obtidos para os elementos do circuito do controlador tipo 2.

Quadro 6 – Elementos do circuito do controlador de tensão tipo 2

Elemento do circuito	Valor
R_1 (adotado)	100 k Ω
R_2	2,93 M Ω
C_1	104,7 nF
C_2	8,3 nF

Fonte: Elaborado pelo autor

A função de transferência do controlador de corrente, incluindo os valores dos componentes mostrados no Quadro 6 é dada em (44):

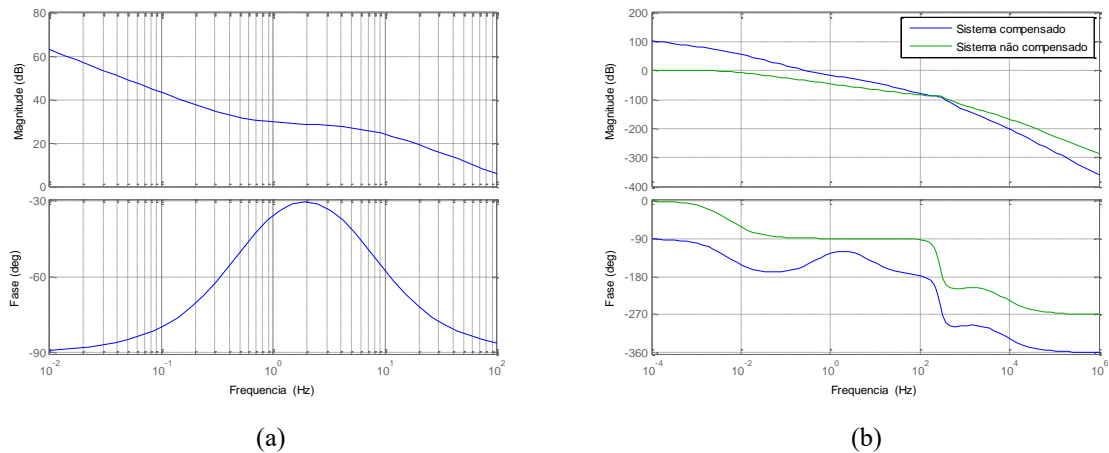
$$G_{cv_buck}(s) = \frac{0,3059s + 1}{0,0002526s^2 + 0,01126s} \quad (44)$$

A discretização do modelo, utilizando-se ZOH e frequência de amostragem igual a 10 kHz, resultou em:

$$G_{cv_buck}(z) = \frac{0,12086z - 0,12082}{z^2 - 1,9956z + 0,99555} \quad (45)$$

A Figura 40 mostra os Diagramas de Bode associados à função de transferência do controlador PI de tensão e à função de transferência em malha aberta do sistema compensado e não compensado.

Figura 40 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{cv_buck}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado



Fonte: Elaborado pelo autor

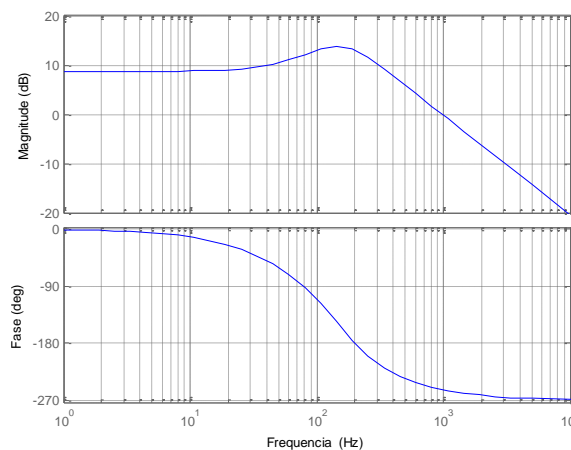
Similarmente à resposta em frequência do controlador de corrente anterior, nota-se que na frequência de corte escolhida (1 Hz), o sistema compensado teve sua fase aumentada. O ganho do sistema compensado aumentou significativamente em baixas frequências e foi diminuído em altas frequências.

4.3.3 Controlador de tensão para conversor CC/CC boost

Para projeto do controlador de tensão do conversor CC/CC *boost* os passos para síntese do controlador conduzem a:

1. Os diagramas de bode da função de transferência da tensão de saída em relação à variação da razão cíclica, $G_{vd_{boost}}(s)$, obtido a partir da expressão (37), do conversor CC/CC *boost*, já incluídos o ganho do modulador PWM com valor de 1 e o ganho do sensor com valor de $\frac{1}{216} = 0.0046$ é mostrado na Figura 41.

Figura 41 – Diagramas de Bode associados à função de transferência $G_{vd_{boost}}(s)$ do estágio de potência do conversor CC/CC *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

2. A frequência de corte será escolhida como 1/10 da frequência de chaveamento, ou seja, $f_c = 1000\text{Hz}$, logo $\omega_c = 2\pi 1000 = 6.283 \text{ rad} / \text{s}$.
3. A margem de fase escolhida, ϕ_m , será de $96,2^\circ$.
4. O módulo e a fase indicados, respectivamente, como $|T_{ma}(j\omega_c)|$ e φ , da resposta em frequência em malha aberta, na frequência de corte desejada, é de $-0,228\text{dB}$ e 107° , respectivamente. Como a fase é positiva, faz-se $\varphi = \varphi - 360^\circ \rightarrow \varphi = -253^\circ$.
5. O ganho K_c absoluto do controlador, na frequência de corte, para obter um ganho unitário em malha fechada, é dado por $K_c = 1/T_{ma}(j\omega_c) = 1/(-0.228)_{dB} = 1,02$.

6. O avanço de fase, α , necessário para corrigir a margem de fase, é de $\alpha = \varphi_m - \phi - 90^\circ = 96,2^\circ - (-253^\circ) - 90^\circ = 259,2^\circ$.
7. O compensador tipo 3 é escolhido por necessitar de um avanço de fase superior a 90° .
8. O fator k calculado é de 7,7151.

O

Quadro 7 lista os valores dos elementos do circuito do controlador tipo 3 obtidos.

Quadro 7 – Elementos do circuito do controlador de tensão tipo 3

Elemento do circuito	Valor
R_1 (adotado)	100 k Ω
R_2	4,8 k Ω
R_3	14,8 k Ω
C_1	90,7 nF
C_2	1,5 nF
C_3	3,8 nF

Fonte: Elaborado pelo autor

A função de transferência do controlador de tensão, incluindo os valores dos componentes mostrados no

Quadro 7 é dada em (46):

$$G_{cv_{boost}}(s) = \frac{1,954 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0008841s + 1}{3,927 \cdot 10^{-12} s^3 + 5,973 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,009228s} \quad (46)$$

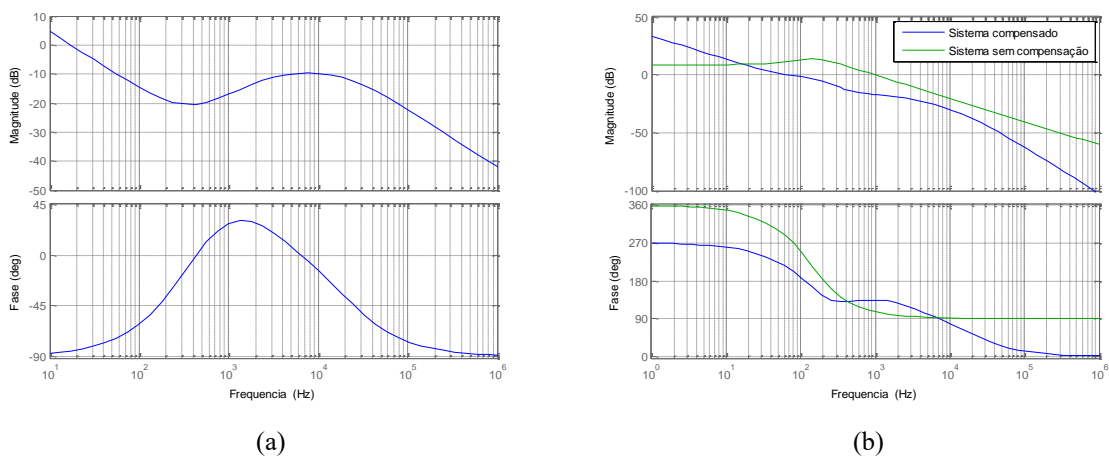
A discretização do modelo, utilizando-se ZOH e frequência de amostragem igual a 10 kHz, resultou em:

$$G_{cv_{boost}}(z) = \frac{0,15582z^2 - 0,21856z + 0,071682}{z^3 - 1,1746z^2 + 0,17461z - 2,4801e^{-7}} \quad (47)$$

A Figura 42 mostra os Diagramas de Bode associados à função de transferência do controlador PI de tensão e à função de transferência em malha aberta do sistema compensado.

Em baixas frequências o ganho do sistema compensado foi aumentado, reduzindo, erros de regime e em altas frequências, o controlador comporta-se como filtro passabaixas atenuando ruídos provenientes do chaveamento. A fase do sistema compensado foi aumentada na frequência de corte escolhida (1 kHz). Entretanto, houve redução da banda passante o que proporciona uma resposta temporal mais lenta.

Figura 42 – Diagramas de Bode: (a) Controlador $G_{CV_{boost}}(s)$, (b) FTMA do sistema compensado e não compensado



Fonte: Elaborado pelo autor

4.4 Conclusão

Nesse capítulo foi realizada a modelagem dos conversores chaveados com base na técnica de pequenos sinais. Nesse contexto, foram incorporadas à modelagem elementos parasitas dos componentes, como resistência série equivalente dos capacitores e resistência série do indutor. Funções de transferência do conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* foram encontradas. Posteriormente, validadas através de simulação em ambiente Matlab.

Dentre inúmeros métodos de projeto de controladores lineares clássicos, empregou-se a técnica da resposta em frequência, baseada no fator k para obter as funções de transferência dos controladores. Para o conversor CC/CC *buck* foi utilizado um controle PI em cascata da tensão no banco de supercapacitores e corrente no indutor para melhor regulação da tensão de saída. Para o conversor CC/CC *boost* foi utilizado um controle PI de tensão do barramento CC.

As funções dos controladores foram discretizadas através do comando C2D do software Matlab. O uso de funções discretas possibilitará a implementação digital dos sistemas de controle associados.

5 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL POR EULER-LAGRANGE E PROJETO DO CONTROLADOR BASEADO EM PASSIVIDADE

No contexto dos conversores CC/CC, os controladores lineares podem apresentar restrições ao desempenho desejado, especialmente sob condição de grandes variações no *setpoint* e distúrbios na carga.

Este capítulo trata da aplicação da modelagem por Euler-Lagrange (E-L) ao conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional. Uma vantagem de se utilizar a modelagem lagrangiana é a visualização física da estrutura do circuito de potência, possibilitando incluir fenômenos e características não lineares.

Na sequência, o controle baseado em passividade é empregado a fim de se obter um controlador não linear através da junção do critério de estabilidade de Lyapunov com a modelagem por Euler-Lagrange.

5.1 Modelagem não linear de conversores estáticos

Os conversores CC/CC atendem à propriedade de balanço de energia, ou seja, a energia armazenada somada à energia dissipada é igual à energia fornecida. Um sistema passivo não pode armazenar mais energia do que a fornecida por fontes externas, levando-o cumprir a relação seguinte (SIRA-RAMIREZ e outros, 1998):

$$\text{Energia armazenada} \leq \text{Energia fornecida}$$

O controle baseado em passividade fundamenta-se nos conceitos de energia e consiste em encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação na qual a planta armazene menos energia do que absorve, através da sua interconexão com o controlador (OROZCO, 2006).

A modelagem Euler-Lagrange de um sistema permite representá-lo por meio de uma estrutura que possui qualidades que facilitam o projeto do controlador. Esta estrutura é:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{R}(\dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{u} \quad (48)$$

E suas qualidades são:

- a) $\mathbf{D} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $\mathbf{D} > \mathbf{0}$, $\mathbf{D} = \mathbf{D}^T$ é uma matriz real, simétrica e definida positiva que deverá conter os elementos que armazenam energia (indutor e capacitor);
- b) $\mathbf{C} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $\mathbf{C} = -\mathbf{C}^T$ é uma matriz real e antissimétrica que deverá conter os elementos que não dissipam energia (chaves estáticas);
- c) $\mathbf{R} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $\mathbf{R} > \mathbf{0}$ é uma matriz real e semidefinida positiva que deverá conter os elementos que dissipam energia no sistema (resistor);
- d) \mathbf{u} é o vetor de forças externas, por exemplo, a fonte de tensão;
- e) \mathbf{q} é a coordenada generalizada; $\dot{\mathbf{q}}$ é a derivada primeira de \mathbf{q} e representa a velocidade generalizada; $\ddot{\mathbf{q}}$ é a derivada segunda de \mathbf{q} e representa a aceleração generalizada.

De acordo com Sira-Ramirez e outros (1998), o método de modelagem por Euler-Lagrange consiste, basicamente, dos seguintes passos:

1. Definir as coordenadas generalizadas do sistema. Isto é, o sistema é especificado em termos das variáveis de esforço e fluxo generalizadas (essas variáveis indicam as energias armazenadas e dissipadas nos elementos que constituem o sistema).
2. Definir as coordenadas independentes, pois é necessário saber se existem restrições sobre o sistema. Para uma análise nodal onde a variável de interesse é o esforço, uma restrição é qualquer fonte de fluxo que exista no sistema. Para uma análise de malha, a variável de interesse é o fluxo, e as restrições equivalem a uma fonte de esforço. O número de coordenadas independentes é igual à diferença entre as coordenadas generalizadas e as restrições.
3. Conhecer a quantidade de graus de liberdade do sistema (quantidade de graus de liberdade do sistema é igual ao número de variáveis independentes). O número de graus de liberdade considera as restrições do sistema e indica que a equação de Euler-Lagrange deve ser calculada na mesma quantidade dos graus de liberdade existentes.
4. Determinar a função escalar lagrangiana, indicada por ℓ , que por definição, consiste na diferença entre a energia cinética e a energia potencial do sistema, sendo dada por:

$$\ell(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q}) = T(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q}) - U(\mathbf{q}) \quad (49)$$

onde:

- $T(\dot{q}, q)$ é a co-energia nos elementos que armazenam fluxo. Esta função corresponde à energia cinética;
 - $U(q)$ é a energia nos elementos que armazenam esforço. Esta função corresponde à energia potencial.
5. Calcular a equação de Euler-Lagrange. Com base na função lagrangiana e segundo Meisel (1966), um circuito elétrico pode ser modelado a partir da equação diferencial não linear:

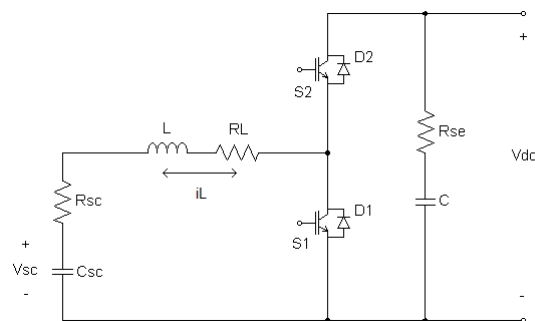
$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial \mathbf{q}} = - \frac{\partial N}{\partial \dot{\mathbf{q}}} + \mathbf{F} \quad (50)$$

onde:

- N é a função de dissipação de Rayleigh, que representa a energia dissipada;
- \mathbf{F} é o vetor das fontes externas de esforço.

A estrutura do conversor *CC/CC buck-boost* bidirecional mostrada na Figura 24 é, por facilidade, novamente apresentada na Figura 47, onde as perdas ôhmicas são indicadas pelos elementos passivos. A modelagem não linear desse conversor também será realizada em duas etapas, em função dos modos de operação *buck* e *boost*, uma vez que esses modos não ocorrem simultaneamente.

Figura 47 – Estrutura do conversor *CC/CC buck-boost* bidirecional com perdas ôhmicas



Fonte: Elaborado pelo autor

Para esse circuito, denotam-se as coordenadas generalizadas por $\mathbf{q} = [\mathbf{q}_L, \mathbf{q}_C]^T$ as quais são compostas pela carga elétrica armazenada no indutor, \mathbf{q}_L , e a carga armazenada no

capacitor, q_c . Consequentemente, \dot{q} é o vetor fluxo de corrente (OLIVEIRA, 2008). O vetor de fontes externas de esforço, F , neste trabalho é representado por uma fonte de tensão.

5.1.1 Conversor CC/CC buck

O circuito equivalente do conversor CC/CC buck a ser modelado é detalhado nas Figura (b) e (c). As equações são obtidas para um ciclo de trabalho μ considerando, separadamente, os estados definidos pela chave S_2 aberta ou fechada, respectivamente, $\mu=0$ e $\mu=1$. O ciclo de trabalho μ pode ser resumido como:

$$\mu = \begin{cases} 1 - S_2 & \text{on} \\ 0 - S_2 & \text{off} \end{cases}$$

Denominando as variáveis de estado do conversor CC/CC buck como,

$$z_1 = i_L \quad \text{e} \quad z_2 = V_{sc} \tag{51}$$

deve-se definir os parâmetros da lagrangiana do circuito elétrico para cada um dos dois estados possíveis da chave estática. Ao se obter os parâmetros, observa-se que alguns permanecem invariantes em relação à posição da chave estática ao passo que outros são drasticamente modificados, já que devem cumprir as duas condições possíveis do ciclo de trabalho.

Para $\mu = 1$, os parâmetros E-L do modelo são dados por:

$$T_1(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2$$

$$U_1(q_c) = \frac{1}{2C_{sc}} (q_L - q_c)^2$$

$$N_1(\dot{q}_L, \dot{q}_c) = \frac{1}{2} \left[R_L (\dot{q}_L)^2 + R_{sc} (\dot{q}_L - \dot{q}_c)^2 + R (\dot{q}_c)^2 \right]$$

$$F_{q_L}^1 = V_{dc} \quad \text{e} \quad F_{q_C}^1 = 0 \quad (52)$$

Analogamente, para $\mu = 0$, os parâmetros E-L do modelo são dados por:

$$T_0(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2$$

$$U_0(q_C) = \frac{1}{2C_{sc}} (q_L - q_C)^2$$

$$N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) = \frac{1}{2} \left[R_L (\dot{q}_L)^2 + R_{sc} (\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 + R (\dot{q}_C)^2 \right]$$

$$F_{q_L}^0 = 0 \quad \text{e} \quad F_{q_C}^0 = 0 \quad (53)$$

onde os subscritos 1 e 0 indicam o estado da chave no ciclo de trabalho e, L e C referem-se à indutância e capacitância do circuito, respectivamente.

Observando-se as expressões (52) e (53) pode-se constatar que a função lagrangiana ℓ_μ , $\mu \in \{1, 0\}$ associada aos parâmetros E-L do conversor CC/CC *buck* é invariante ao chaveamento, podendo ser resumida da forma:

$$\ell_\mu = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2 - \frac{1}{2C_{sc}} (q_L - q_C)^2 \quad (54)$$

A função de dissipação N_μ , $\mu \in \{1, 0\}$ também é invariante ao chaveamento no conversor CC/CC *buck*, restando somente o termo referente à fonte de tensão dependente da razão cíclica. A média dos parâmetros E-L (*average value*) é para um período de chaveamento é:

$$T_\mu(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2$$

$$U_{\mu}(q_c) = \frac{1}{2C_{sc}}(q_L - q_c)^2$$

$$N_{\mu}(\dot{q}_L, \dot{q}_C) = \frac{1}{2} \left[R_L (\dot{q}_L)^2 + R_{sc} (\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 + R (\dot{q}_C)^2 \right]$$

$$F_{q_L}^{\mu} = V_{dc} \quad \text{e} \quad F_{q_C}^{\mu} = 0 \quad (55)$$

Usando-se a Equação de Euler-Lagrange (50), cada um dos termos associados às variáveis generalizadas q_L e q_C podem ser desenvolvidos.

Para a variável generalizada q_L obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}_L} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q_L} + \frac{\partial N}{\partial \dot{q}_L} = V_{dc} \quad (56)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}_L} \right) = L \ddot{q}_L \quad (57)$$

$$\frac{\partial \ell}{\partial q_L} = 0 \quad (58)$$

$$\frac{\partial N}{\partial \dot{q}_L} = R_L \dot{q}_L + (R + R_{sc})(\dot{q}_L - \dot{q}_C) \quad (59)$$

A partir das equações (56) a (59) e (48), obtém-se:

$$L \ddot{q}_L + R_L \dot{q}_L + (R + R_{sc})(\dot{q}_L - \dot{q}_C) = \mu V_{dc} \quad (60)$$

Analogamente, para a coordenada generalizada q_C , tem-se:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}_c} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q_c} + \frac{\partial N}{\partial \dot{q}_c} = V_{dc} \quad (61)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}_c} \right) = 0 \quad (62)$$

$$\frac{\partial \ell}{\partial q_c} = \left[-\frac{1}{2C_{sc}} q_c^2 \right] = \frac{q_c}{C_{sc}} \quad (63)$$

$$\frac{\partial N}{\partial \dot{q}_c} = -(R + R_{sc})(\dot{q}_L - \dot{q}_C) \quad (64)$$

$$\frac{q_c}{C_{sc}} = (R + R_{sc})(\dot{q}_L - \dot{q}_C) \quad (65)$$

Resolvendo \ddot{q}_L na Equação (60),

$$\ddot{q}_L = \frac{1}{L} [(\mu V_{dc}) - R_L \dot{q}_L - (R + R_{sc})(\dot{q}_L - \dot{q}_C)] \quad (66)$$

E substituindo-se $\frac{q_c}{C_{sc}}$, obtido na Equação (65), na Equação (66), chega-se a:

$$\ddot{q}_L = \frac{1}{L} \left[(\mu V_{dc}) - R_L \dot{q}_L - \frac{q_c}{C_{sc}} \right] \quad (67)$$

As equações (65) e (67) formam o modelo do conversor CC/CC *buck* em malha aberta. Para maior facilidade na manipulação das variáveis, realizada a substituição de variáveis indicada na expressão (68), a saber:

$$\begin{aligned} z_1 &\rightarrow \dot{q}_L & \therefore & \dot{z}_1 &\rightarrow \ddot{q}_L \\ z_2 &\rightarrow \frac{q_c}{C_{sc}} & \therefore & \dot{z}_2 &\rightarrow \frac{\dot{q}_c}{C_{sc}} \end{aligned} \quad (68)$$

onde z_1 e z_2 são a corrente média no indutor L e a tensão média no capacitor C , respectivamente, do conversor CC/CC *buck*.

A partir daí, o modelo do comportamento dominante do conversor CC/CC *buck* pode ser representado pelas equações (69) e (70):

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{L}(\mu V_{dc} - R_L z_1 - z_2) \quad (69)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C_{sc}} \left(z_1 - \frac{z_2}{R + R_{sc}} \right) \quad (70)$$

As equações (69) e (70) podem ser representadas matricialmente, da forma:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} + (\mathbf{C} + \mathbf{R})\mathbf{z} = \mu\mathbf{F} \quad (71)$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; \quad \dot{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_{sc} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R + R_{sc}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}$$

5.1.2 Conversor CC/CC *boost*

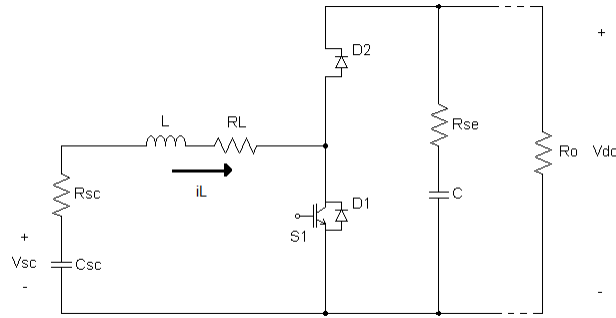
Os conversores do tipo *boost* pertencem a grupo de sistemas conhecidos como sistema de fase não mínima. Este fenômeno ocorre quando se considera a tensão no capacitor como a variável de saída do sistema, o que resulta em controladores instáveis (ESTEBAN, 2000).

Para obter o comportamento dominantes do conversor CC/CC *boost* realizou-se uma análise semelhante à empregada para o conversor CC/CC *buck*. Por facilidade, a Figura 48 mostra novamente o circuito equivalente do conversor CC/CC *boost*, com a inclusão da resistência R_o que representa a resistência de carga do circuito.

Analogamente, as equações são obtidas para um ciclo de trabalho μ considerando, separadamente, os estados definidos pela chave S_1 como:

$$\mu = \begin{cases} 1 - S_1 & \text{on} \\ 0 - S_1 & \text{off} \end{cases}$$

Figura 48 – Circuito equivalente do conversor CC/CC boost



Fonte: Elaborado pelo autor

Os circuitos equivalentes podem ser vistos, mais detalhadamente, nas Figura 33 (b) e (c). Para $\mu = 1$, os parâmetros E-L do modelo são dados por:

$$T_1(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2$$

$$U_1(q_C) = \frac{1}{2C_1} (q_C)^2$$

$$N_1(\dot{q}_L, \dot{q}_C) = \frac{1}{2} \left[(R_{sc} + R_L) (\dot{q}_L)^2 + R_{se} (\dot{q}_C)^2 + R (\dot{q}_C)^2 \right]$$

$$F_{q_L}^1 = V_{sc} \quad \text{e} \quad F_{q_C}^1 = 0 \quad (72)$$

Para $\mu = 0$, os parâmetros E-L do modelo são dados por:

$$T_0(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L (\dot{q}_L)^2$$

$$U_0(q_C) = \frac{1}{2C} (q_C)^2$$

$$N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) = \frac{1}{2} \left[(R_{sc} + R_L) (\dot{q}_L)^2 + R_{se} (\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 + R (\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 \right]$$

$$F_{q_L}^0 = V_{sc} \quad \text{e} \quad F_{q_c}^0 = 0 \quad (73)$$

Pode-se observar que a função lagrangiana associada aos parâmetros E-L do conversor CC/CC *boost* é invariante em relação ao chaveamento, podendo ser expressa da forma,

$$\ell_{\mu} = \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 - \frac{1}{2C}(q_c)^2 \quad (74)$$

Nota-se que a única diferença dos parâmetros E-L do modelo para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ ocorre na estrutura de dissipação. Uma opção, nesse caso, consiste em se utilizar o valor médio dos parâmetros E-L obtidos a partir dos dois estados possíveis. Em resumo:

$$T_{\mu}(\dot{q}_L) = \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2$$

$$U_{\mu}(q_c) = \frac{1}{2C}(q_c)^2$$

$$N_{\mu}(\dot{q}_L, \dot{q}_c) = \frac{1}{2} \left[(R_{sc} + R_L)\dot{q}_L^2 + (R_{se} + R)((1 - \mu)\dot{q}_L - \dot{q}_c) \right]$$

$$F_{q_L}^{\mu} = V_{sc} \quad \text{e} \quad F_{q_c}^{\mu} = 0 \quad (75)$$

Utilizando a estrutura (50), podem-se obter as equações diferenciais que definem o modelo médio a partir dos parâmetros E-L:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial \dot{q}_L} \right) - \frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial q_L} + \frac{\partial N_{\mu}}{\partial \dot{q}_L} = F_{q_L}^{\mu} \quad (76)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial \dot{q}_c} \right) - \frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial q_c} + \frac{\partial N_{\mu}}{\partial \dot{q}_c} = F_{q_c}^{\mu} \quad (77)$$

As equações de Euler-Lagrange que representam o comportamento dominante do conversor CC/CC *boost* resultam em:

$$\ddot{q}_L = \frac{1}{L} \left[V_{sc} - (R_{sc} + R_L) \dot{q}_L - \frac{q_c}{C} (1 - \mu) \right] \quad (78)$$

$$\dot{q}_c = \dot{q}_L (1 - \mu) - \frac{q_c}{C(R_{se} + R)} \quad (79)$$

Realizando-se a substituição de variáveis,

$$\begin{aligned} z_1 &\rightarrow \dot{q}_L & \therefore & \dot{z}_1 &\rightarrow \ddot{q}_L \\ z_2 &\rightarrow \frac{q_c}{C} & \therefore & \dot{z}_2 &\rightarrow \frac{\dot{q}_c}{C} \end{aligned} \quad (80)$$

onde z_1 e z_2 são a corrente média no indutor L e a tensão média no capacitor C , respectivamente, do conversor CC/CC *boost*, as equações (78) e (79) podem ser reescritas como:

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{L} [V_{sc} - (R_{sc} + R_L)z_1 - z_2(1 - \mu)] \quad (81)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C} \left[z_1(1 - \mu) - \frac{z_2}{R_{se} + R} \right] \quad (82)$$

As equações (81) e (82) podem ser representadas matricialmente, conforme a Equação (83):

$$\mathbf{D}_B \dot{\mathbf{z}} + (\mathbf{1} - \mu) \mathbf{C}_B \mathbf{z} + \mathbf{R}_B \mathbf{z} = \mathbf{F}_B \quad (83)$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; \quad \dot{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_{sc} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_B = \begin{bmatrix} R_{sc} + R_L & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{se} + R_{sc}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_B = \begin{bmatrix} V_{sc} \\ 0 \end{bmatrix}$$

5.2 Projeto do controlador baseado em passividade

O projeto de controle baseado em passividade, para circuitos chaveados, consiste em modificar a co-energia em malha fechada e adicionar um amortecimento, alterando a estrutura dissipativa (JELTSEMA; SCHERPEN, 2004).

Com o controlador baseado em passividade pretende-se encontrar um balanço de energia. No caso do conversor *CC/CC buck* o controle da tensão de saída pode ser feito diretamente, com a inserção virtual de um termo dissipativo em paralelo com o capacitor C e no conversor *CC/CC boost*, indiretamente, com a inserção virtual da resistência em série com o indutor L (ROSA e outros, 2011).

López (2012) propõe uma metodologia para o projeto de controle baseado em passividade que pode ser resumida nos seguintes passos:

1. Representar o sistema real na forma $\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} + \mathbf{C}\mathbf{z} + \mathbf{R}\mathbf{z} = \mathbf{u}$;
2. Definir o sistema desejado através de uma estrutura similar como $\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_d + \mathbf{C}\mathbf{z}_d + \mathbf{R}\mathbf{z}_d = \mathbf{u}_d$;
3. Obter a equação da dinâmica do erro $\mathbf{e} = \mathbf{z} - \mathbf{z}_d$, ou seja, $\mathbf{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{C}\mathbf{e} + \mathbf{R}\mathbf{e} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_d$;
4. Empregar o método de Lyapunov sobre a dinâmica do erro com base na função
$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{D} \mathbf{e} ;$$
5. Encontrar as restrições do controle baseado em passividade que garantam
$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T \mathbf{D} \dot{\mathbf{e}} < 0 .$$

Assim, de acordo com a metodologia para o projeto do controlador baseado em passividade, deseja-se modificar a dinâmica do sistema da Equação (48),

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} + \mathbf{C}\mathbf{z} + \mathbf{R}\mathbf{z} = \mathbf{u} \quad (84)$$

levando-o a um estado desejado, indicado pelo subscrito d , ou seja:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_d + \mathbf{C}\mathbf{z}_d + \mathbf{R}\mathbf{z}_d = \mathbf{u}_d \quad (85)$$

Se os sistemas (84) e (85) não forem iguais, então existirá um erro dado pela expressão,

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{C}\mathbf{e} + \mathbf{R}\mathbf{e} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_d \quad (86)$$

onde $\mathbf{e} = \mathbf{z} - \mathbf{z}_d$, $\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{z}} - \dot{\mathbf{z}}_d$.

A lei de controle é projetada empregando o método de Lyapunov, para o qual se propõe uma função candidata (KELLY; SANTIBÁÑEZ, 2003; KHALIL, 2001) da forma:

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{D} \mathbf{e} \quad (87)$$

Para satisfazer o teorema de estabilidade de Lyapunov a Equação (87) deve atender aos critérios $V(0) = 0$, $V(\mathbf{e}) > 0$ e $\dot{V}(\mathbf{e}) \leq 0$. Essas condições asseguram que existe um ponto de equilíbrio estável, se $\dot{V}(\mathbf{e}) < 0$ (KHALIL, 2002).

Empregando as propriedades de \mathbf{D} , onde \mathbf{D} é uma matriz real, simétrica e definida positiva, é fácil notar que $V(0) = 0$ e $V(\mathbf{e}) > 0$ são cumpridas. Torna-se necessário verificar se $\dot{V}(\mathbf{e}) \leq 0$. Derivando (87), chega-se a:

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T \mathbf{D} \dot{\mathbf{e}} \quad (88)$$

De (86) tem-se que para $\mathbf{D}\dot{\mathbf{e}} = -\mathbf{C}\mathbf{e} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{u} - \mathbf{u}_d$, substituindo esta Equação em (88), então:

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T \mathbf{C} \mathbf{e} - \mathbf{e}^T \mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T (\mathbf{u} - \mathbf{u}_d) \quad (89)$$

O produto $\mathbf{e}^T \mathbf{C} \mathbf{e} = 0$, devido à propriedade de antisimetria de \mathbf{C} , e desde que $\mathbf{R} \geq 0$, $\mathbf{R} \in \mathfrak{R}^+$, verifica-se que:

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T \mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T (\mathbf{u} - \mathbf{u}_d) \quad (90)$$

Será semidefinida negativa se $\mathbf{e}^T (\mathbf{u} - \mathbf{u}_d) = 0$. Ou seja, desde que $\mathbf{u} = \mathbf{u}_d$, o ponto de equilíbrio será estável. Portanto, a lei de controle deverá ser especificada como:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_d + \mathbf{C}\mathbf{z}_d + \mathbf{R}\mathbf{z}_d - \mathbf{R}_{\text{damp}}\mathbf{e} = \mathbf{u} \quad (91)$$

onde, para acelerar a convergência do sistema ao ponto de equilíbrio foi adicionado um termo de injeção de amortecimento \mathbf{R}_{damp} : $\mathbf{R}_{\text{damp}} \in \mathfrak{R}^n$ e, ainda, $\mathbf{R}_{\text{damp}} > 0$.

Vale observar que a introdução de \mathbf{R}_{damp} permite reescrever a expressão (90) como $\dot{V}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T \mathbf{R}_{\text{eq}} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T (\mathbf{u} - \mathbf{u}_d)$, onde $\mathbf{R}_{\text{eq}} = \mathbf{R} + \mathbf{R}_{\text{damp}}$, que implica em $V(\mathbf{e}) < 0$ se $\mathbf{e}^T (\mathbf{u} - \mathbf{u}_d) = 0$, ou seja, tem-se um ponto de equilíbrio assintoticamente estável.

Esteban (2000) realizou estudo acerca da dinâmica de zeros concluindo que para o conversor CC/CC *buck*, um controlador direto de tensão pode ser aplicado, ou seja, a tensão de saída é usada para realimentação do conversor. Isto porque se chega a um sistema de fase mínima. Já para o conversor CC/CC *boost*, um controlador direto de tensão é inviável por não existir estabilidade do valor de equilíbrio. Utilizando-se, então, um controlador indireto, ou seja, realimentando o sistema com a corrente do indutor chega-se a um ponto de equilíbrio localmente estável. Logo, tem-se um sistema de fase mínima.

5.2.1 Projeto do controlador para o conversor CC/CC *buck*

Para o projeto do controlador toma-se as equações de (69) e (70) do conversor CC/CC *buck*, repetidas a seguir para maior facilidade.

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{L} (\mu V_{dc} - R_L z_1 - z_2)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C_{sc}} \left(z_1 - \frac{z_2}{R + R_{sc}} \right)$$

Reescrevendo as equações anteriores conforme a estrutura da Equação (84), chega-se a:

$$L\dot{z}_1 + R_L z_1 + z_2 = \mu V_{dc} \quad (92)$$

$$C_{sc} \dot{z}_2 + \frac{z_2}{R + R_{sc}} - z_1 = 0 \quad (93)$$

A fim de se obter a lei de controle, as equações (92) e (93) devem ser reescritas conforme a Equação (91), onde já está presente o elemento que introduzirá um amortecimento no sistema.

$$L\dot{z}_{1d} + z_{2d} + R_L z_{1d} - R_{damp} (z_1 - z_{1d}) = \mu V_{dc} \quad (94)$$

$$C_{sc}\dot{z}_{2d} - z_{1d} + \frac{z_{2d}}{R + R_{sc}} = 0 \quad (95)$$

Devido às características do conversor CC/CC *buck* pode-se fazer um controlador direto de tensão. Para tal, basta resolver o elemento z_{1d} da Equação (95), que representa a corrente. Após as devidas operações, obtém-se que:

$$z_{1d} = \frac{z_{2d}}{R + R_{sc}} \quad (96)$$

Substituindo a Equação (96) na Equação (94) e, considerando $z_{2d} = V_d$ (tensão desejada):

$$L\left(\frac{V_d}{R + R_{sc}}\right) + z_{2d} + R_L\left(\frac{V_d}{R + R_{sc}}\right) - R_{damp}\left[z_1 - \frac{V_d}{R + R_{sc}}\right] = \mu V_{dc} \quad (97)$$

Após algumas manipulações algébricas, a expressão para a dinâmica da função de trabalho poderá ser calculada da forma:

$$\mu = \frac{1}{V_{dc}} \left[\frac{R_L V_d}{R + R_{sc}} + V_d - R_{damp} \left(z_1 - \frac{V_d}{R + R_{sc}} \right) \right] \quad (98)$$

5.2.2 Projeto do controlador para o conversor CC/CC *boost*

Para desenvolver o controlador do conversor CC/CC *boost* foi utilizada a mesma metodologia de projeto empregada no conversor CC/CC *buck* exceto que, para o conversor

CC/CC *boost*, não é possível fazer um controlador direto. Por essa razão, deve-se desenvolver um controlador indireto, que interatua manipulando a corrente do indutor no conversor CC/CC, pois o conversor CC/CC *boost*, por natureza, é um sistema de fase não mínima. Ao fazer uma análise de entrada-saída, mas com enfoque na corrente média de entrada, percebe-se que não existe esta instabilidade, logo, se tem um sistema de fase mínima (ESTEBAN, 2000; OGATA, 2011).

As equações (81) e (82) que representam o comportamento do conversor CC/CC *boost* são repetidas a seguir:

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{L} [V_{sc} - (R_{sc} + R_L)z_1 - z_2(1 - \mu)]$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C} \left[z_1(1 - \mu) - \frac{z_2}{R_{se} + R_o} \right]$$

A fim de se obter a lei de controle, essas equações são reescritas conforme a Equação (91), onde já está presente o elemento que introduzirá um amortecimento no sistema. Vale ressaltar que o projeto de controle para o modo *boost* é feito de maneira indireta.

$$L\dot{z}_{1d} + z_{2d}(1 - \mu) + (R_{sc} + R_L)z_{1d} - R_{damp}(z_1 - z_{1d}) = V_{sc} \quad (99)$$

$$C\dot{z}_{2d} - z_{1d}(1 - \mu) + \frac{z_{2d}}{R_{se} + R_o} = 0 \quad (100)$$

Para realizar o controle de maneira indireta, as equações devem ser descritas em termos da corrente, ou seja, $z_{1d} = I_d$ e que $z_{2d} = V_d$ e, também, leva-se em conta a Equação (99). Por último calcula-se z_{2d} , obtendo-se:

$$z_{2d} = \frac{V_{sc} - (R_{sc} + R_L)z_{1d} + R_{damp}(z_1 - z_{1d})}{(1 - \mu)} \quad (101)$$

A equação anterior é substituída na Equação (100). Após as devidas operações, chega-se à expressão (102).

$$C \left[\frac{R_{damp} \dot{x}_1}{1-\mu} + \frac{A + R_{damp} (z_1 - z_{1d}) \dot{\mu}}{(1-\mu)^2} \right] - z_{1d} (1-\mu) + \frac{A + R_{damp} (z_1 - z_{1d})}{(1-\mu)(R_{se} + R_o)} = 0 \quad (102)$$

onde $A = V_{sc} - (R_{sc} + R_L)I_d$.

De (102) é possível determinar o controlador dinâmico para o conversor CC/CC *boost*, através da solução encontrada para $\dot{\mu}$ na expressão apresentada em (103).

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)^2}{C \left[A + R_{damp} (z_1 - z_{1d}) \right]} \left[z_{1d} (1-\mu) - \frac{A + R_{damp} (z_1 - z_{1d})}{(1-\mu)(R_{se} + R_o)} - \frac{C (R_{damp} \dot{z}_1)}{1-\mu} \right] \quad (103)$$

A partir da expressão (103) podemos encontrar um controlador que estará em função da corrente, mas com algumas transformações a mesma pode ser expressa em função da tensão desejada (ESTEBAN, 2000). A lei de controle será dada por:

$$\mu = 1 - \frac{1}{V_d} \left[V_{sc} + R_{damp} \left(I_L - \frac{V_d^2}{V_{sc} (R_o + R_{se})} \right) \right] \quad (104)$$

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi realizada a modelagem por Euler-Lagrange do conversor chaveado *buck-boost* bidirecional. Foram incluídas as restrições do indutor e dos capacitores, o que proporcionou um modelo dominante mais realístico.

Através do critério de estabilidade de Lyapunov foi proposta uma função candidata quadrática que, juntamente com os modelos obtidos por Euler-Lagrange, deu origem ao projeto dos controladores não lineares baseados em passividade.

No próximo capítulo serão comparados os comportamentos do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional obtidos a partir dos métodos de controle baseado em passividade e do controle proporcional-integral clássico, apresentado no Capítulo 4.

6 VALIDAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA

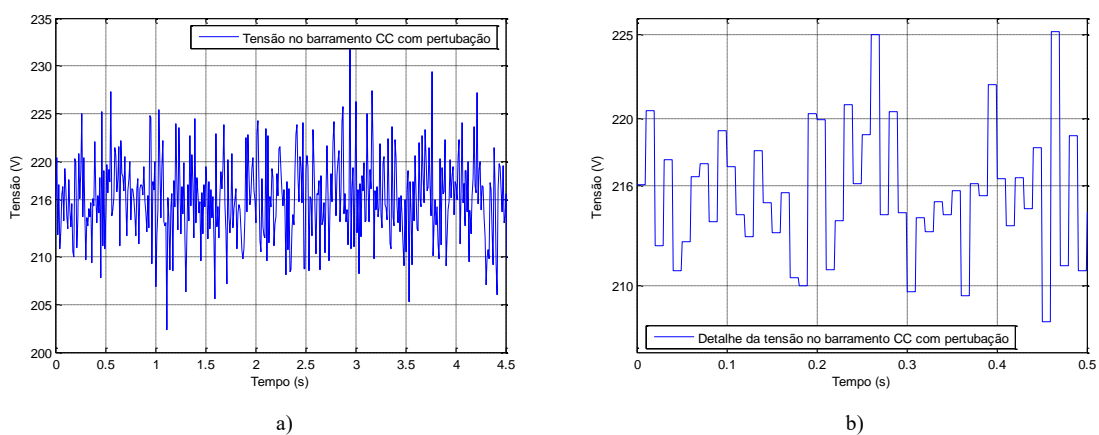
Este capítulo apresenta os resultados de simulação obtidos para o conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional utilizando-se controladores do tipo PI e, em seguida, o controlador não linear baseado em passividade. Ambas as versões são analisadas considerando-se a presença de perturbações sobre os sinais de entrada, as tensões do barramento CC e do banco de supercapacitores para os conversores *buck* e *boost*, respectivamente. Ao final, é apresentada uma análise comparativa dos resultados.

Todas as simulações foram desenvolvidas em ambiente MatLab-Simulink, com frequência de amostragem e comutação das chaves estáticas em 10 kHz e passo de integração numérica de 1 μ s, segundo o método ode23tb.

6.1 Simulação do conversor CC/CC *buck*

O conversor CC/CC *buck*, dimensionado no Capítulo 3, foi simulado incluindo-se perturbações na tensão do barramento CC a fim de se verificar a influência dos distúrbios sobre o tempo de carga do banco de SC e na corrente do indutor. Conforme mostra a Figura 49, foram provocadas variações na faixa 201,8 V a 232,2 V, com mudança de amplitude a cada 0,01s (CASTILLO e outros, 2010). Este sinal será aplicado em todas as simulações do conversor CC/CC *buck*, mostradas a seguir.

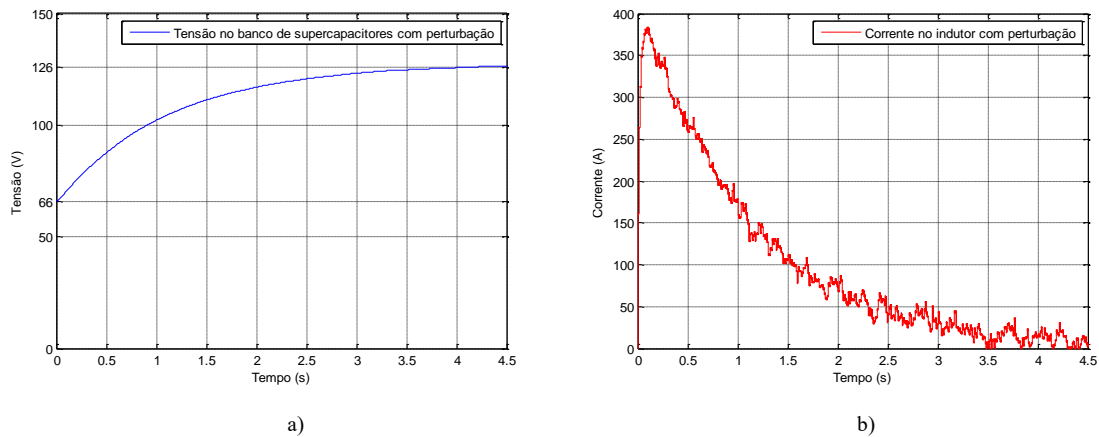
Figura 49 – Tensão no barramento CC do conversor CC/CC *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 50 mostra a forma de onda da tensão no banco de supercapacitores e a corrente no indutor, com base no diagrama elétrico da Figura 34, ou seja, em malha aberta.

Figura 50 – Resposta do conversor CC/CC *buck* em malha aberta: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

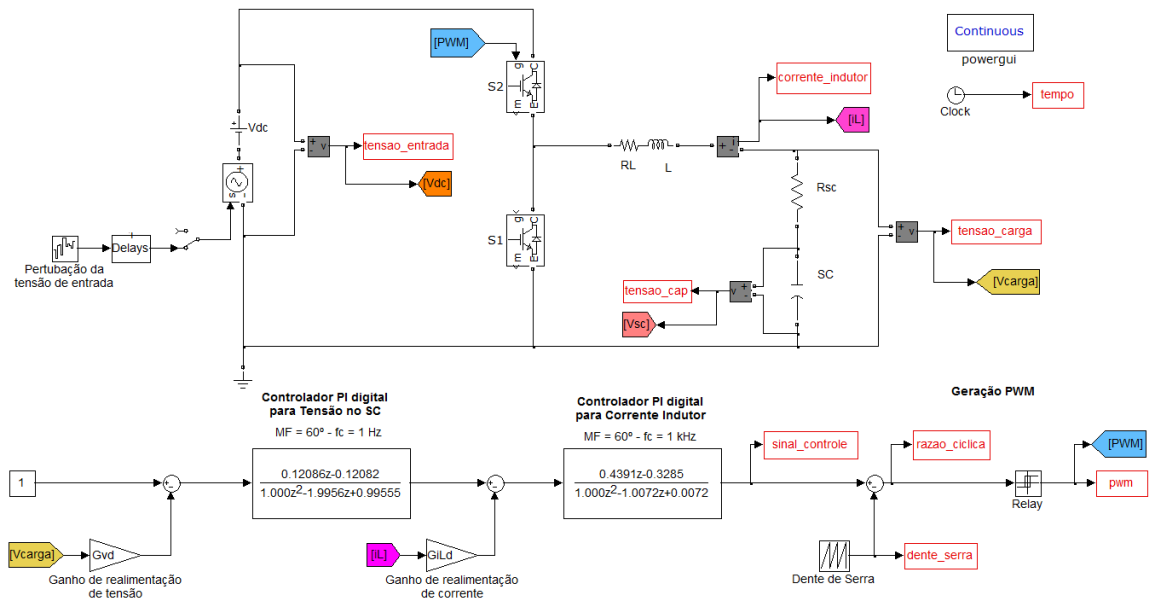
De acordo com a Figura 50, a dinâmica de armazenamento e a forma de onda da tensão sobre o banco de supercapacitores não sofreram modificações significativas, comparadas aos resultados sem perturbações mostrados na Figura 33. Observa-se, entretanto, que a corrente no indutor oscila consideravelmente.

6.2 Simulação do conversor CC/CC *buck* com controle PI

O conversor CC/CC *buck* utiliza controladores PI em cascata. Conforme citado anteriormente, controladores PI de tensão e de corrente são empregados na malha externa e na malha interna, respectivamente, para melhor regulação da tensão na carga (ARNET; HAINES, 2001). A Figura 51 mostra o circuito implementado, com perturbações adicionadas ao sinal de entrada do circuito.

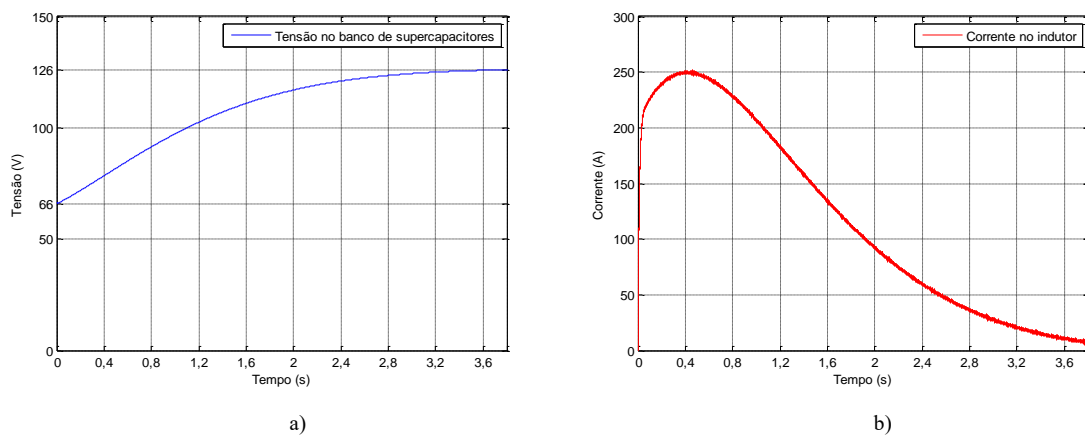
As formas de onda das tensões na carga (banco de supercapacitores) e da corrente no indutor são mostradas na Figura 52. Nessa figura é possível observar o comportamento dos controladores PI de tensão e corrente ao serem introduzidas perturbações na entrada. A cada perturbação no barramento CC, os controladores PI atuam satisfatoriamente, atingindo a tensão desejada (126 V) para o banco de supercapacitores após 3,6s com um valor máximo da corrente no indutor de 251,7 A.

Figura 51 – Conversor CC/CC buck com controladores PI



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 52 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando controle PI em cascata: a) tensão na carga, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

O Quadro 8 resume os resultados obtidos a partir da simulação do conversor CC/CC buck utilizando o controle PI em cascata.

Quadro 8 – Resultados de simulação do conversor CC/CC *buck* com controladores PI em cascata

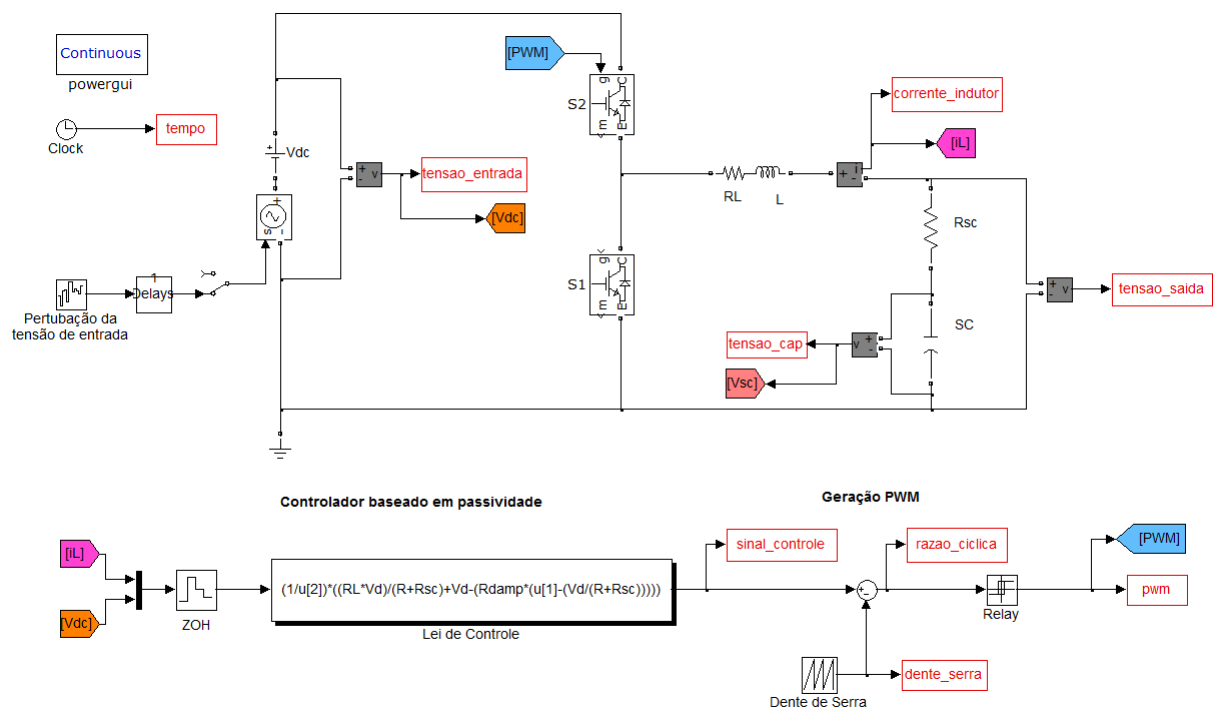
Parâmetros	PI em cascata
Tensão armazenada	126 V
Tensão de entrada	201,8 a 232,2 V
Corrente de pico	251,7 A
Tempo de carga	3,6 s

Fonte: Elaborado pelo autor

6.3 Simulação do conversor CC/CC *buck* com controle baseado em passividade

Nesta seção serão mostradas as simulações do conversor CC/CC *buck* utilizando-se o controlador baseado em passividade, desenvolvido no Capítulo 5. A escolha do termo de amortecimento R_{damp} foi realizada de forma empírica, buscando-se uma relação satisfatória entre o tempo de carga dos supercapacitores e o valor máximo da corrente no indutor. A Figura 53 mostra o diagrama do circuito simulado, com perturbações adicionadas à entrada e a presença do controlador não linear.

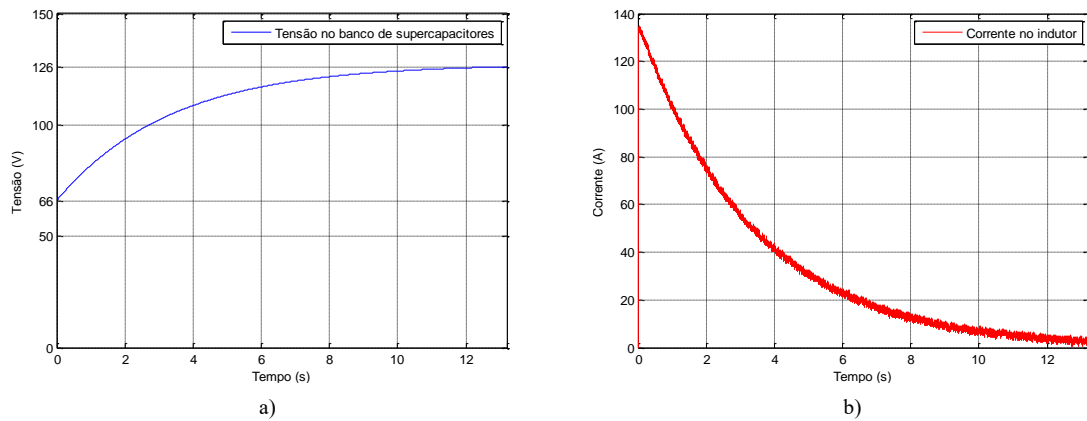
Figura 53 – Conversor CC/CC *buck* utilizando o controlador baseado em passividade



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 54 mostra as formas de onda obtidas para a tensão no banco de supercapacitores e da corrente do indutor para $R_{damp} = 0,3$.

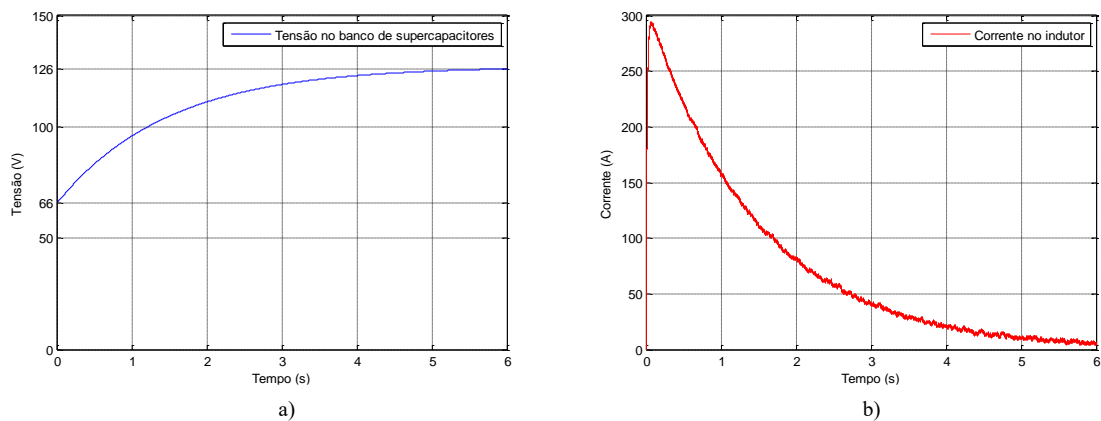
Figura 54 – Resposta do conversor CC/CC *buck* utilizando $R_{damp} = 0,3$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

Comparando-se com a Figura 33, houve um aumento considerável desse tempo para $R_{damp} = 0,3$, indicando que se deve buscar um melhor ajuste para a melhoria de desempenho da recarga durante a frenagem do veículo. A Figura 55 apresenta os resultados obtidos para $R_{damp} = 0,05$.

Figura 55 – Resposta do conversor CC/CC *buck* utilizando $R_{damp} = 0,05$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor

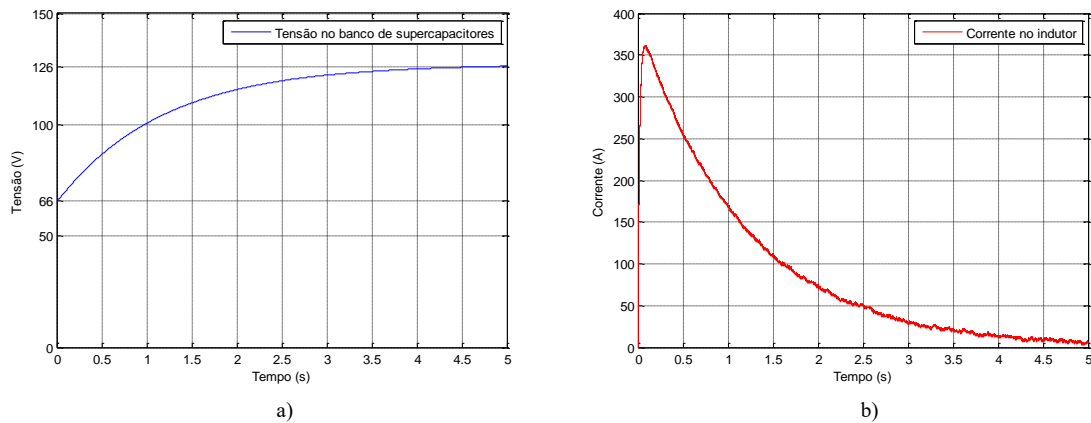


Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados indicam que, para $R_{damp} = 0,05$, o tempo de carga do banco de supercapacitores reduz significativamente de 12,6s para 5,7s e a corrente de pico sofre um aumento considerável, de 134,9 A para 293,7 A.

A Figura 56 mostra os resultados para $R_{damp} = 0,01$. Nota-se que a tensão desejada no banco de supercapacitores é alcançada em 4,7s porém a corrente de pico sofre um aumento de 122 A em relação aos resultados apresentados na Figura 54.

Figura 56 – Resposta do conversor CC/CC buck utilizando $R_{damp} = 0,01$: a) tensão no banco de supercapacitores, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

O Quadro 9 reúne os resultados de simulação do conversor CC/CC buck para diferentes valores de R_{damp} .

Quadro 9 – Resultados obtidos do conversor CC/CC buck para diferentes valores de

$$R_{damp}$$

Parâmetros	$R_{damp} = 0,3$	$R_{damp} = 0,05$	$R_{damp} = 0,01$
Tensão armazenada	126 V	126 V	126 V
Tensão de entrada	201,8 a 232,2 V	201,8 a 232,2 V	201,8 a 232,2 V
Corrente de pico	134,9 A	293,7 A	361,5 A
Tempo de carga	12,6 s	5,7 s	4,7 s

Fonte: Elaborado pelo autor

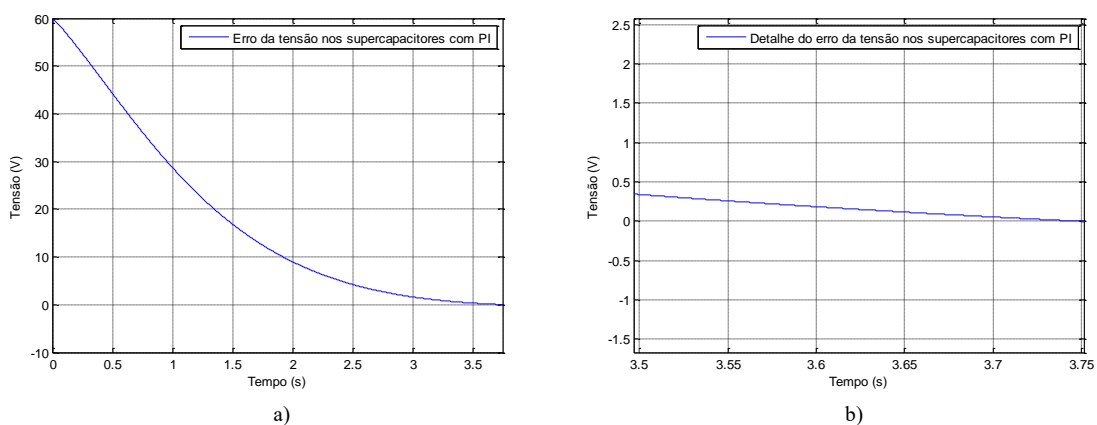
Analisando os resultados mostrados no Quadro 9, conclui-se que o tempo de carga do banco de supercapacitores depende diretamente do valor do termo de amortecimento R_{damp} , o qual estabelece um compromisso entre o tempo de carga e a corrente de pico no indutor. O valor escolhido será $R_{damp} = 0,01$, entendendo-se que esse valor atende mais satisfatoriamente à relação tempo de carga x valor máximo de corrente no indutor.

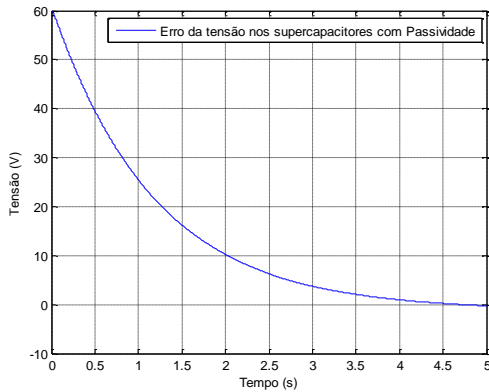
6.4 Análise de desempenho do conversor CC/CC *buck* aplicando-se controladores PI e baseado em passividade

A seguir, são realizadas análises de desempenho do conversor CC/CC *buck* sujeito ao controle proporcional-integral e baseado em passividade. Essa comparação emprega os mesmos parâmetros do circuito e de simulação, exceto o controlador. A comparação baseia-se na análise dos sinais de erro sobre a tensão de saída empregando-se controladores PI e o controle baseado em passividade, com $R_{damp} = 0,01$.

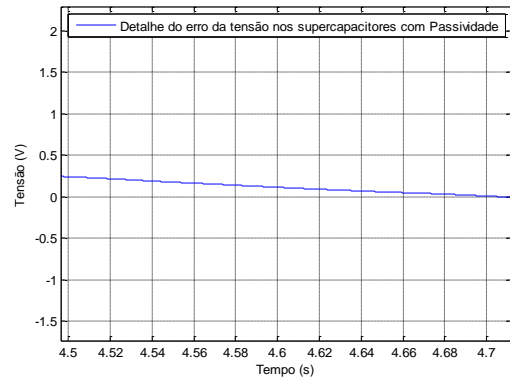
A Figura 57 mostra o sinal diferença entre as tensões de referência e medida sobre o banco de supercapacitores utilizando-se o controle PI e o controlador baseado em passividade.

Figura 57 – Sinal de erro entre a tensão no banco de supercapacitores e o sinal de referência, incluindo os regimes transitório e permanente: a e b) com controle PI, c e d) com controle baseado em passividade





c)



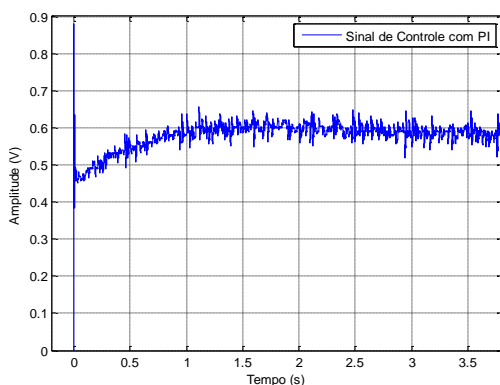
d)

Fonte: Elaborado pelo autor

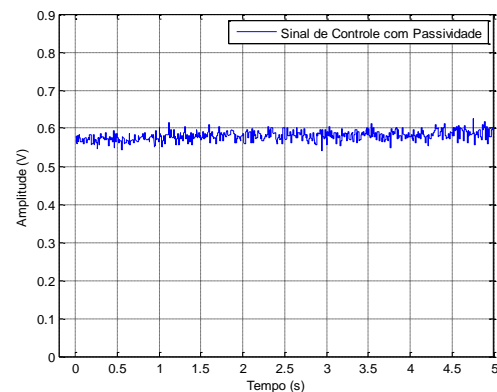
Pode-se observar que o sinal de erro das duas técnicas de controle é aproximadamente zero quando o banco de SC atinge a tensão desejada (126 V). Esse valor é alcançado após diferentes tempos de carga, sendo 4,7s para o controle com passividade e 3,6s para controle com PI.

Os sinais de controle obtidos são mostrados nas Figura 58(a) e (b) para o controlador PI e controlador baseado em passividade, respectivamente. Nota-se que para nenhum dos controles empregados o sinal de controle satura, sendo o valor máximo de 0,87 para o controlador PI, evitando maiores perdas por sobreaquecimento das chaves estáticas.

Figura 58 - Sinal de controle no conversor CC/CC buck: a) com controle PI b) com controle baseado em passividade



a)



b)

Fonte: Elaborado pelo autor

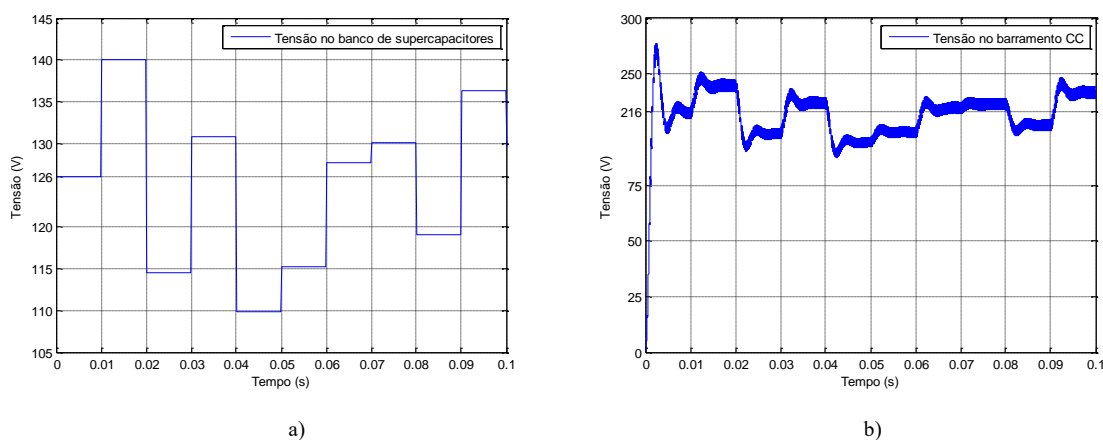
Ambas as técnicas de controle apresentam desempenhos satisfatórios diante das perturbações inseridas no barramento CC (entrada). Com a técnica de controle baseada em passividade, o tempo de carga do banco de supercapacitores e a corrente máxima são, respectivamente, 4,7s e 361,5 A enquanto com controladores PI são 3,6s e 251,7 A. A corrente no indutor não apresenta ondulações significativas.

Observa-se que o controle clássico apresentou melhor desempenho para aplicações em VE ao garantir menor tempo de armazenamento de energia e menor corrente de pico no indutor.

6.5 Simulação do conversor CC/CC *boost*

O conversor CC/CC *boost*, dimensionado no Capítulo 3, foi simulado com perturbações no sinal de entrada (tensão do banco de supercapacitores) a fim de se verificar a influência dos distúrbios no nível de tensão do barramento CC. Conforme mostra a Figura 59(a), foram incluídas variações na faixa 109,8 a 140,1 V, com mudança de amplitude a cada 0,01s (CASTILLO e outros, 2010). Este sinal será aplicado em todas as simulações do conversor CC/CC *boost*, a seguir. A Figura 59(b) mostra o efeito das perturbações na tensão da carga.

Figura 59 – Resposta do conversor CC/CC *boost*: a) Tensão na entrada, b) Tensão na carga



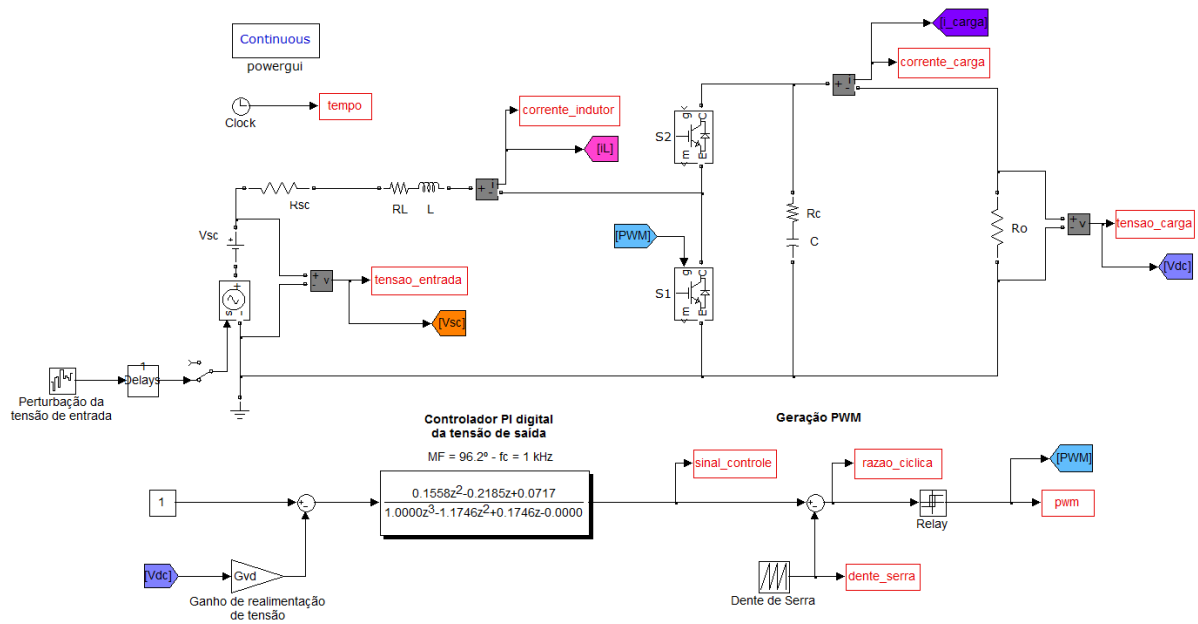
Fonte: Elaborado pelo autor

Nota-se que o conversor CC/CC *boost* é capaz atingir a tensão de referência de 216 V na carga (barramento CC) a partir da fonte de entrada (banco de SC), porém, quando a tensão no banco de SC sofre alterações, o conversor CC/CC *boost* não consegue manter o nível de tensão desejado. Durante as dinâmicas de partida ou acelerações do VE, o banco de SC transfere energia para a carga (conjunto inversor-motor) no modo de operação *boost* provocando modificações sobre a tensão no banco de SC. De modo a compensar essas variações é necessário o uso de controladores.

6.6 Simulação do conversor CC/CC *boost* com controle PI

A Figura 60 mostra o circuito implementado, com perturbações adicionadas ao sinal de entrada do circuito e com a utilização de um controlador PI de tensão.

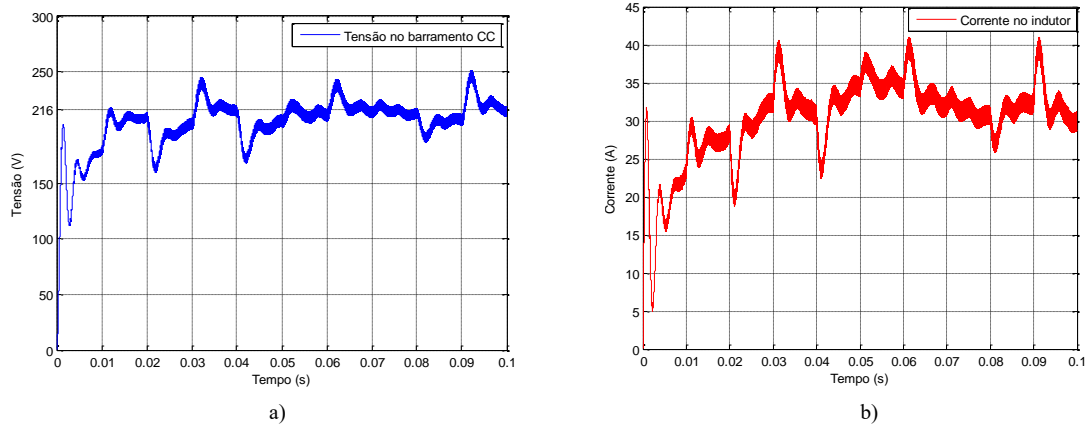
Figura 60 – Conversor CC/CC *boost* com controle PI



Fonte: Elaborado pelo autor

As formas de onda da tensão na carga e da corrente no indutor são mostradas na Figura 61. Nessa figura é possível observar o comportamento do controle PI de tensão ao serem introduzidas perturbações na entrada.

Figura 61 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando controlador de tensão PI: a) tensão na carga, b) corrente do indutor

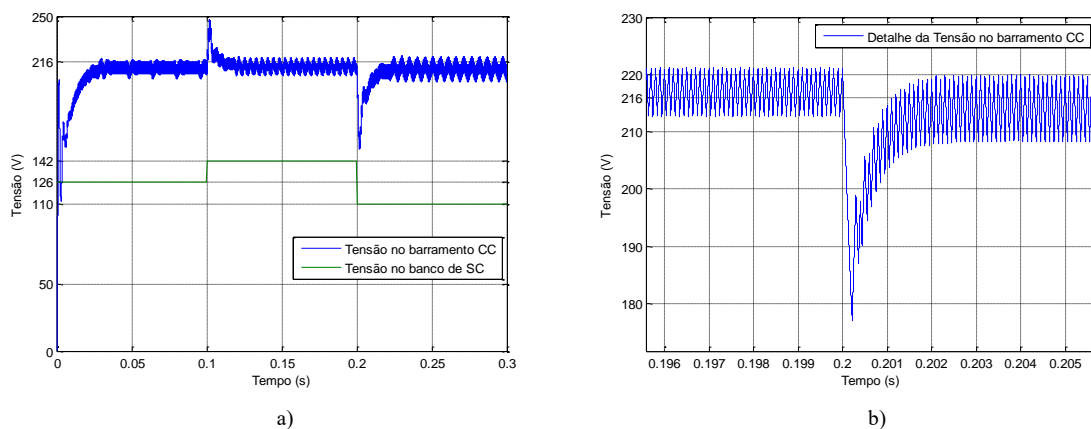


Fonte: Elaborado pelo autor

A figura 61 mostra que as perturbações na tensão de entrada provocam perturbações na tensão do barramento CC sobre o valor de referência 216 V e, em consequência, o aumento do *ripple*. A tensão de saída atinge um valor máximo de 251,1 V e valor médio de 204,1 V. A corrente de pico e média no indutor são, respectivamente, 40,9 A e 30,4 A.

Os efeitos na tensão na carga, decorrentes das variações do tipo degrau na entrada do circuito, são detalhadas na Figura 62. Observa-se que, para valores abaixo da tensão nominal de entrada, o *ripple* aumenta na tensão sobre a carga.

Figura 62 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando controlador de tensão PI: a) tensões na carga e na entrada, b) detalhe da tensão na carga



Fonte: Elaborado pelo autor

O Quadro 10 reúne os resultados de simulação do conversor CC/CC *boost* utilizando o controlador PI de tensão.

Quadro 10 – Resultados obtidos para conversor CC/CC *boost* com controle PI de tensão

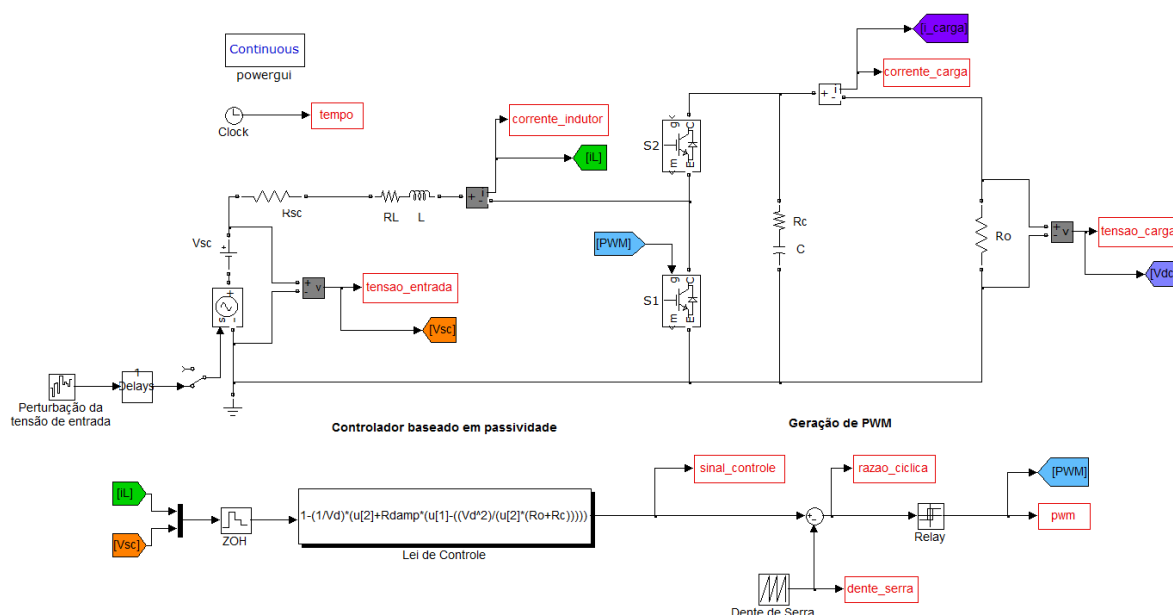
Parâmetros	PI de tensão
Tensão média na carga	204 V
Tensão pico na carga	251,1 V
Tensão de entrada	109,8 a 140,1 V
Intervalo de perturbação	0,01 s
Corrente média indutor	30,4 A
Corrente de pico indutor	40,9 A

Fonte: Elaborado pelo autor

6.7 Simulação do conversor CC/CC *boost* com controle baseado em passividade

Esta seção apresenta os resultados das simulações empregando-se o controlador baseado em passividade, desenvolvido no Capítulo 5, para o conversor CC/CC *boost*. A Figura 63 mostra o circuito implementado, com perturbações adicionadas ao sinal de entrada do circuito.

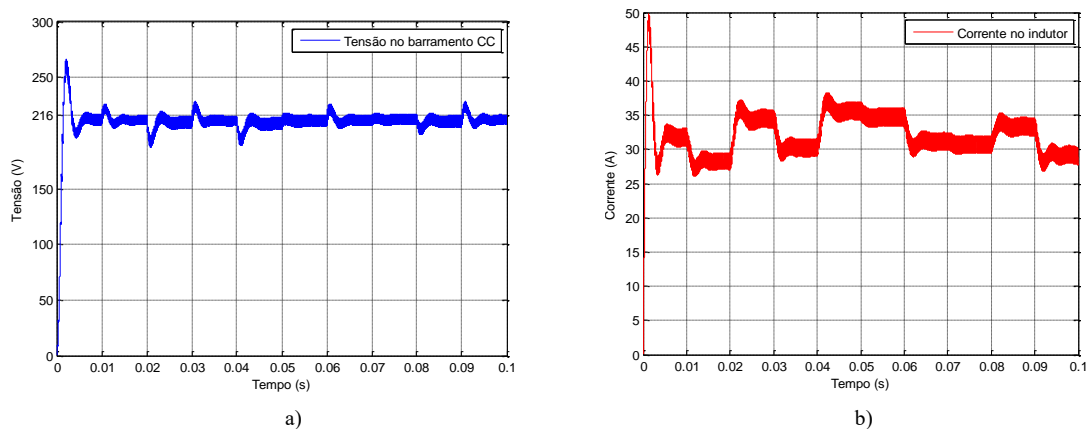
Figura 63 – Conversor CC/CC no modo *boost* empregando técnica de controle baseada em passividade



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 64 mostra as formas de onda da tensão na carga e da corrente do indutor para $R_{damp} = 0,5$. O controlador atua apropriadamente diante das variações na entrada, mantendo o valor médio da tensão na carga igual a 209,7 V, entretanto, que a tensão desejada no barramento CC (216 V) ainda não é alcançada.

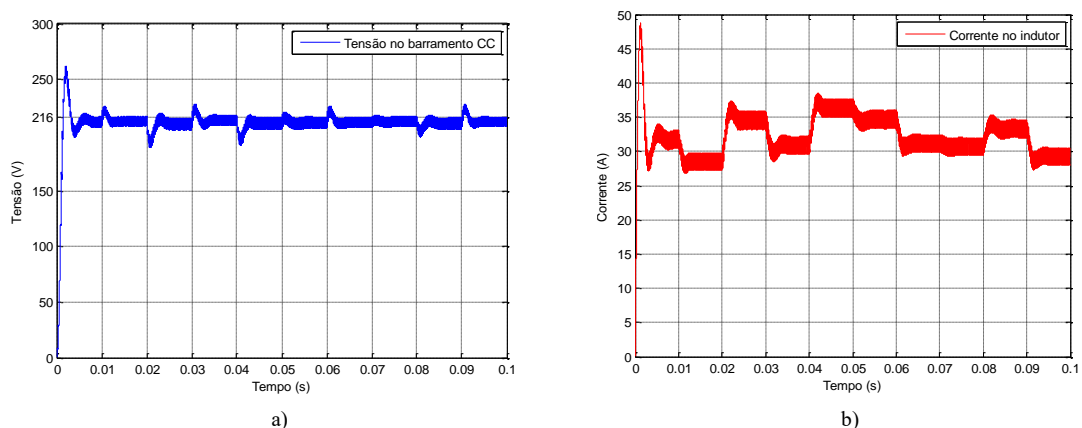
Figura 64 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando $R_{damp} = 0,5$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

Simulações realizadas com diferentes valores de R_{damp} mostraram que a diminuição do termo de amortecimento leva à redução da amplitude média da tensão na carga. Os resultados obtidos, reajustando-se $R_{damp} = 1$, são mostrados na Figura 65.

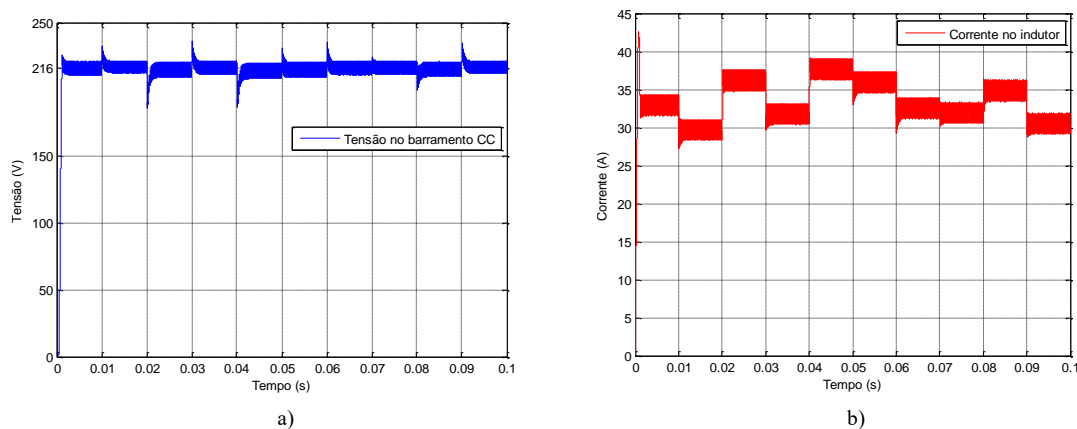
Figura 65 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando $R_{damp} = 1$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados anteriores mostram uma ligeira diminuição no valor da corrente de pico no indutor e aumento da tensão média na carga. O controlador também responde satisfatoriamente. A Figura 66 mostra os resultados para $R_{damp} = 35$.

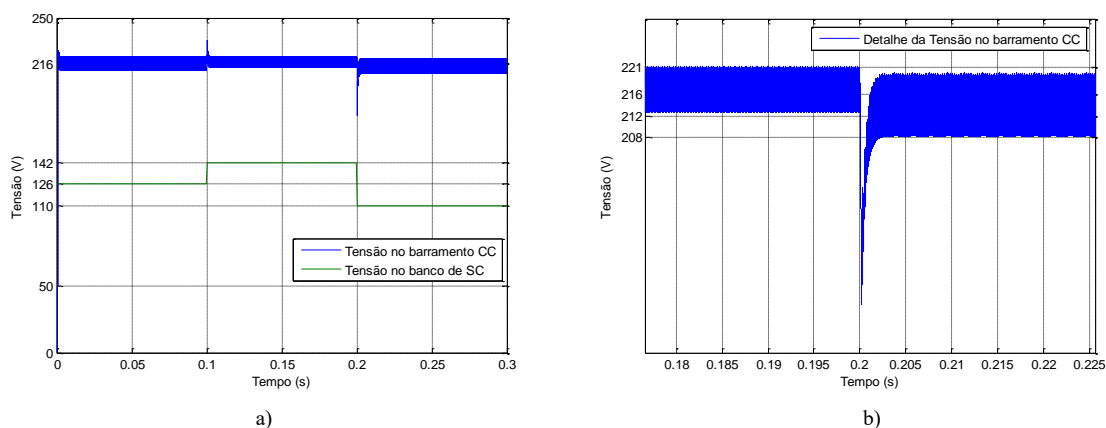
Figura 66 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando $R_{damp} = 35$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se que a tensão média na carga aumentou para 214 V ao passo que a corrente de pico no indutor reduziu para 42,6 A. A Figura 67 detalha o comportamento da tensão na carga para variações do tipo degrau na entrada do circuito.

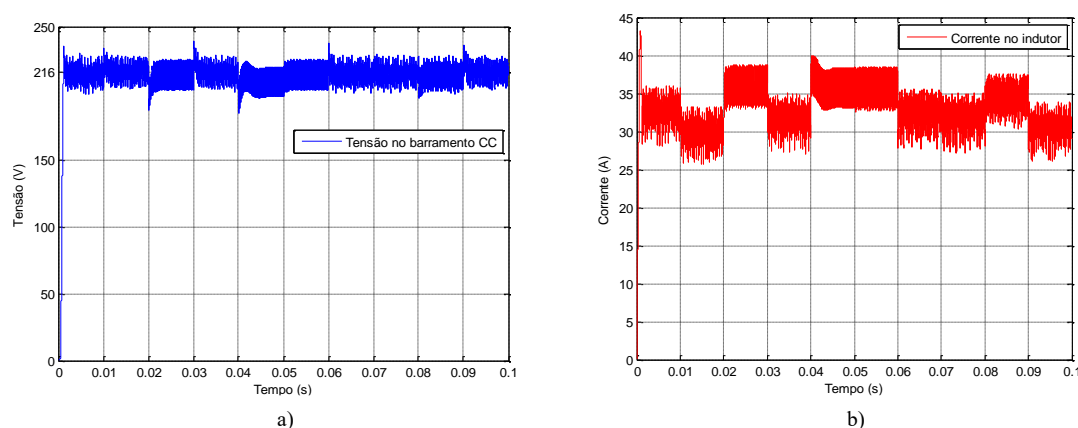
Figura 67 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando $R_{damp} = 35$ aplicando degraus: a) tensões na carga e na entrada, b) detalhe da tensão na carga



Fonte: Elaborado pelo autor

Valores mais altos do termo de amortecimento foram testados, como $R_{damp} = 70$, entretanto os resultados mostraram-se insatisfatórios conforme Figura 68. Observou-se maior *ripple* na tensão de saída e na corrente no indutor. Houve ligeira redução no valor da tensão média na carga para 212,8 V e aumento da corrente de pico no indutor para 43,2 A.

Figura 68 – Resposta do conversor CC/CC *boost* utilizando $R_{damp} = 70$: a) tensão na carga, b) corrente do indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

O Quadro 11 reúne os resultados de simulação do conversor CC/CC *boost* utilizando o controlador baseado em passividade, para diferentes valores de R_{damp} . Conclui-se que, com o termo de amortecimento ajustado em $R_{damp} = 35$, o conversor CC/CC *boost* apresenta uma melhor aproximação da dinâmica desejada.

Quadro 11 – Resultados obtidos para conversor CC/CC *boost* diferentes valores de R_{damp}

Parâmetros	$R_{damp} = 0,5$	$R_{damp} = 1$	$R_{damp} = 35$	$R_{damp} = 70$
Tensão média na carga	209,7 V	210,2 V	214 V	212,8 V
Tensão pico na carga	266,2 V	261,7 V	235,7 V	239,3 V
Tensão de entrada	109,8 a 140,1 V	109,8 a 140,1 V	109,8 a 140,1 V	109,8 a 140,1 V
Intervalo de perturbação	0,01 s	0,01 s	0,01 s	0,01 s
Corrente média no indutor	32 A	32,2 A	33,8 A	33 A
Corrente de pico indutor	49,8 A	48,7 A	42,6 A	43,2 A

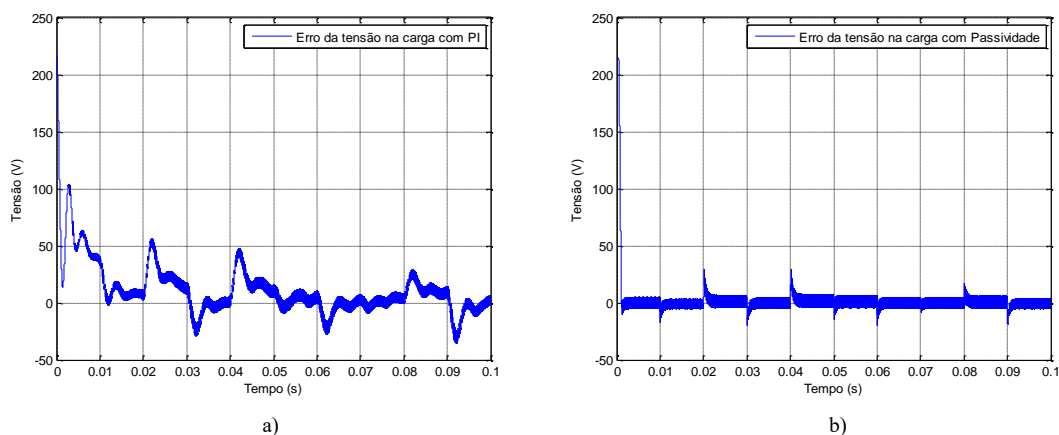
Fonte: Elaborado pelo autor

6.8 Análise de desempenho do conversor CC/CC *boost* aplicando-se controladores PI e baseado em passividade

A seguir, é realizada uma comparação das técnicas de controle proporcional-integral e baseada em passividade, quando aplicadas ao conversor CC/CC *boost*. Essa comparação emprega os mesmos parâmetros do circuito e de simulação, exceto os controladores. A comparação baseia-se na análise dos sinais de erro sobre a tensão na carga e dinâmica do sinal de controle empregando-se controle PI e controle baseado em passividade com $R_{damp} = 35$.

As Figura 69(a) e 69(b) mostram os sinais de erro entre a tensão desejada no barramento CC e a tensão medida, utilizando-se, respectivamente, o controlador PI e o controlador baseado em passividade. Pode-se observar que o sinal de erro com o controle PI apresenta maiores variações e ondulações comparado à técnica de controle baseada em passividade.

Figura 69 - Erro entre a tensão no barramento CC e o sinal desejado: a) com controlador PI, b) com o controlador baseado em passividade



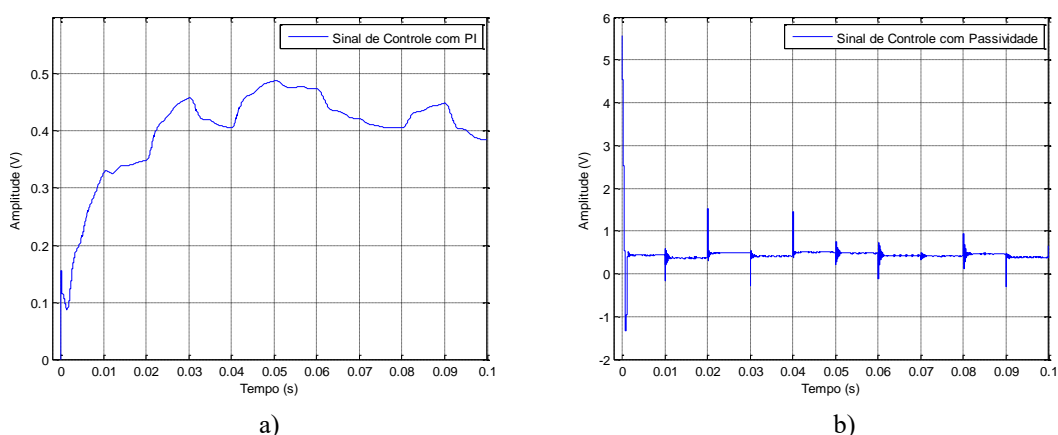
Fonte: Elaborado pelo autor

Os sinais de controle obtidos são mostrados nas Figura 70(a) e (b) para o controlador PI e controlador baseado em passividade, respectivamente. Como era de se esperar, o controlador PI reage mais lentamente às perturbações provocando maior ondulação na tensão do barramento CC.

A Figura 71 mostra as formas de onda da tensão na carga e da corrente no indutor, obtidas com o controle PI em (a) e com controlador baseado em passividade em (b). Observa-

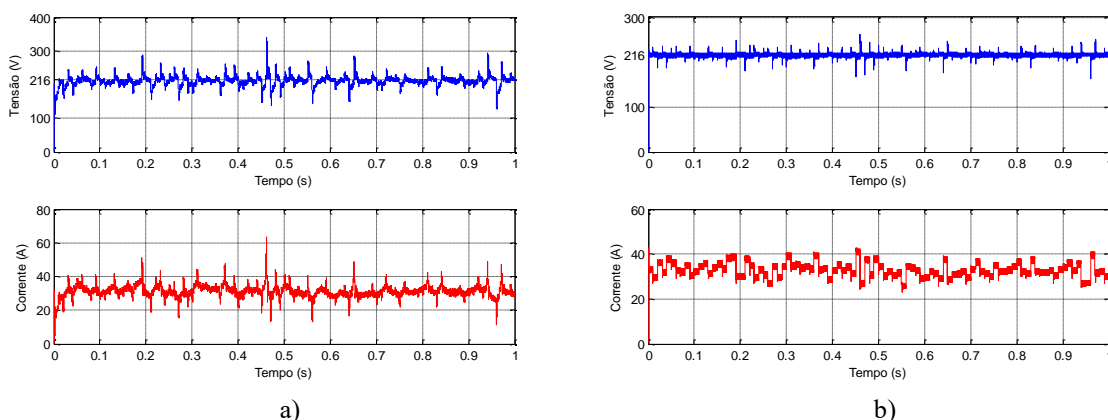
se que a tensão na carga e a corrente no indutor apresentam menor oscilação e menor valor de pico para o controle baseado em passividade.

Figura 70 - Sinal de controle: a) com controlador PI, b) com controlador baseado em passividade



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 71 - Tensão no barramento CC e corrente no indutor: a) com controlador PI, b) com o controlador baseado em passividade



Fonte: Elaborado pelo autor

Diante dos resultados apresentados, pôde-se observar que a técnica de controle baseado em passividade mostrou-se superior ao controle PI quando aplicadas ao conversor *CC/CC boost*, com respostas mais rápidas às perturbações inseridas na entrada, tensão de saída mais estável, com menor ondulação e com menores valores de pico.

6.9 Resultados experimentais

Essa seção apresenta resultados experimentais preliminares obtidos para o conversor CC/CC bidirecional no modo *boost* utilizando os controladores PI e baseado em passividade.

Os componentes do circuito do conversor CC/CC *boost* incluem uma indutância de 13 mH, capacitor de saída de 2,2 μ F, carga resistiva de 560 Ω , tensão de entrada nominal de 12 V, tensão de saída de 48 V e frequência de chaveamento de 10 kHz.

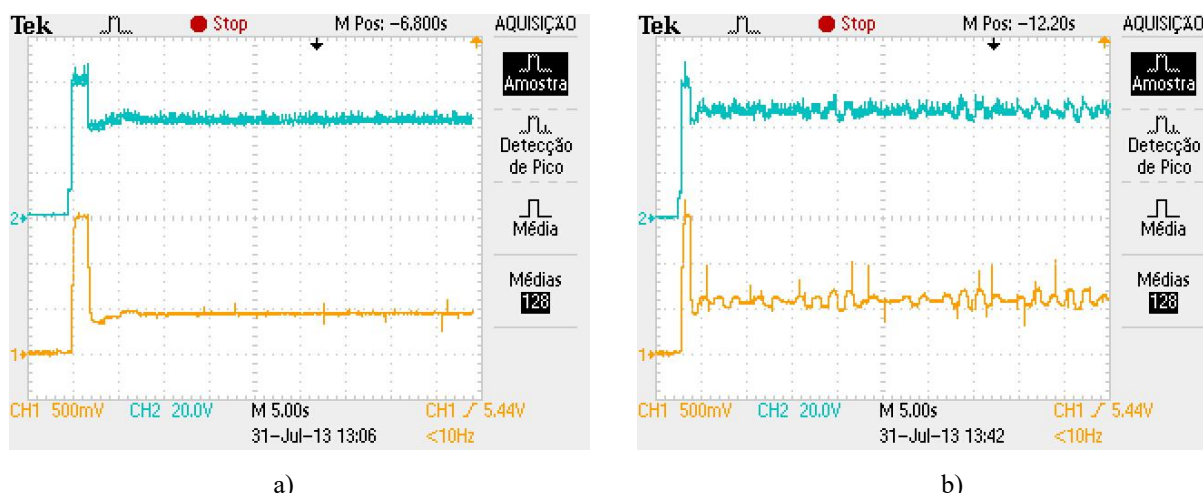
A implementação digital de ambos os controladores foi implementada utilizando-se o microcontrolador MSP430G2553 (TEXAS, 2013). O *firmware* foi desenvolvido no kit *LaunchPad* MSP-EXP430G2, fabricado pela *Texas Instruments* Inc., com programação através do *IAR Embedded Workbench* IDE, em linguagem C.

Para o controle por passividade foi utilizado um $R_{damp} = 2$. Já a função de transferência do controlador PI é dada a seguir:

$$G_{c_{boost}}(s) = 0,0145 + \frac{5,8}{s} \quad (105)$$

A Figura 72 apresenta as formas de onda da corrente no indutor (canal 1) e da tensão na carga (canal 2) durante os regimes transitório e permanente em malha fechada.

Figura 72 – Tensão na carga e corrente no indutor: a) com passividade, b) com PI

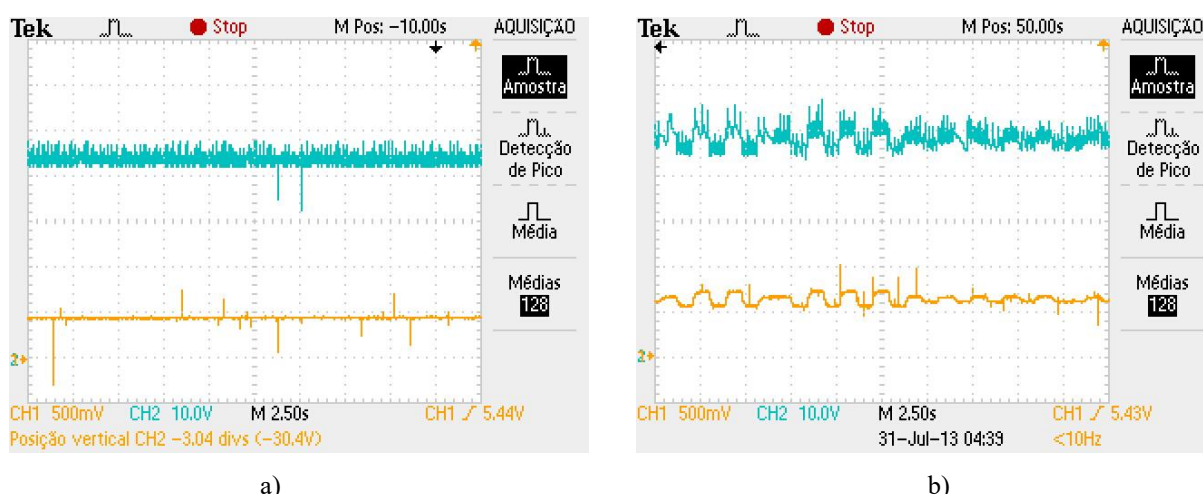


Fonte: Elaborado pelo autor

Verificou-se que a duração do transitório da tensão na carga é de aproximadamente 1,8s para ambos os controladores. A corrente média no indutor é menor para o controlador por passividade, confirmando o propósito dessa técnica de controle, a qual busca encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação em que a planta armazene menos energia do que absorve (OROZCO, 2006).

A corrente no indutor e a tensão na carga em regime permanente são mostradas na Figura 73. Medidas realizadas indicaram uma ondulação da tensão na carga de 11,2 V com o controle PI e de 6 V com controle por passividade. A ondulação da corrente no indutor foi de aproximadamente 0,220 A e 0,04 A com controlador PI e por passividade, respectivamente.

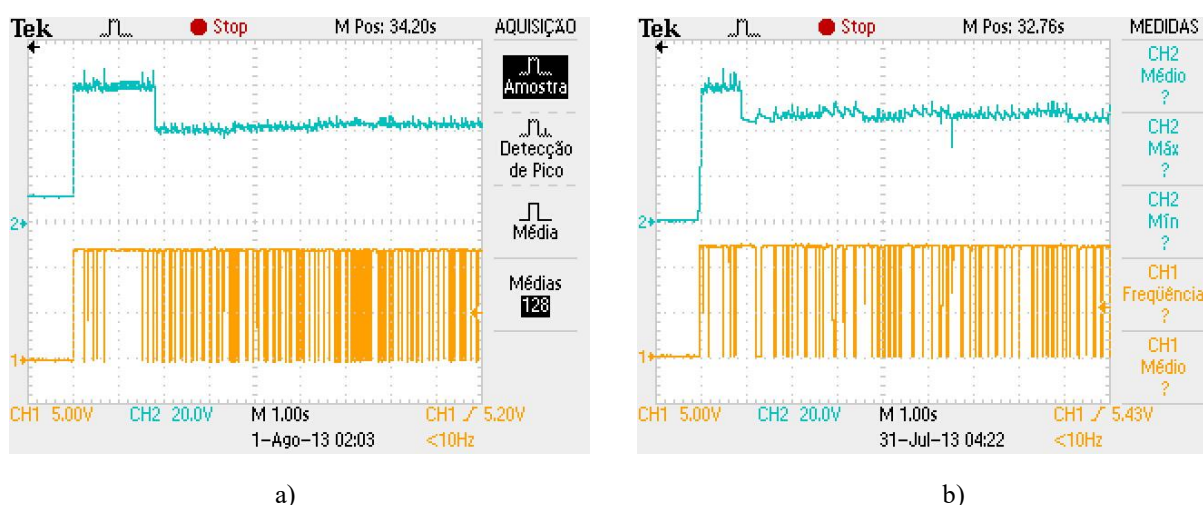
Figura 73 – Tensão na carga e corrente no indutor em regime permanente: a) com passividade, b) com PI



Fonte: Elaborado pelo autor

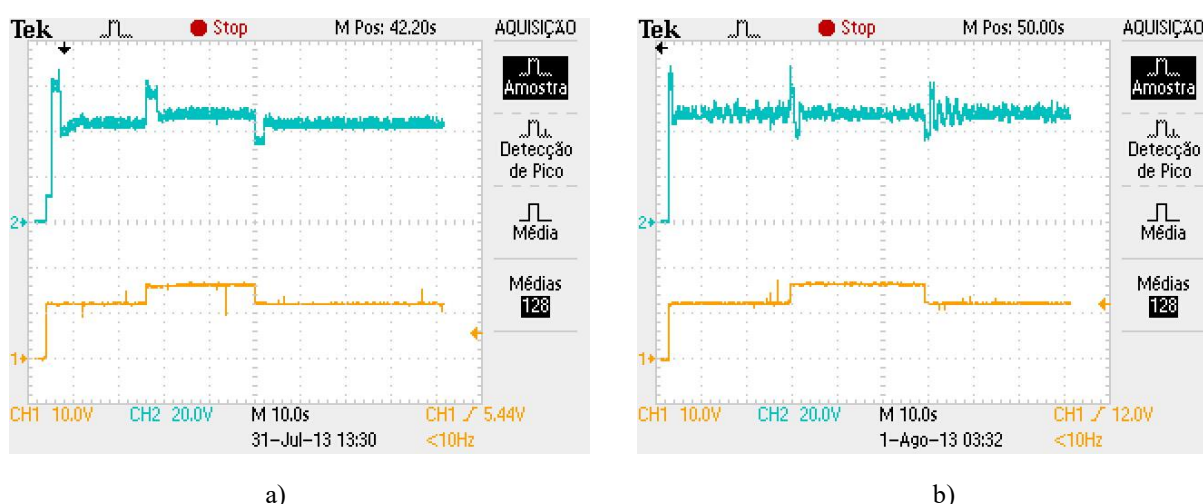
A Figura 74 mostra, novamente, a tensão na carga (canal 2) a partir do sinal de PWM gerado (canal 1). Foram adicionadas variações na amplitude da tensão de entrada do conversor CC/CC de 12 V para 16 V e, em seguida, novamente para 12 V, sempre após acomodação da tensão na carga, conforme Figura 75.

Figura 74 – Tensão na carga e sinal PWM: a) com passividade, b) com PI



Fonte: Elaborado pelo autor

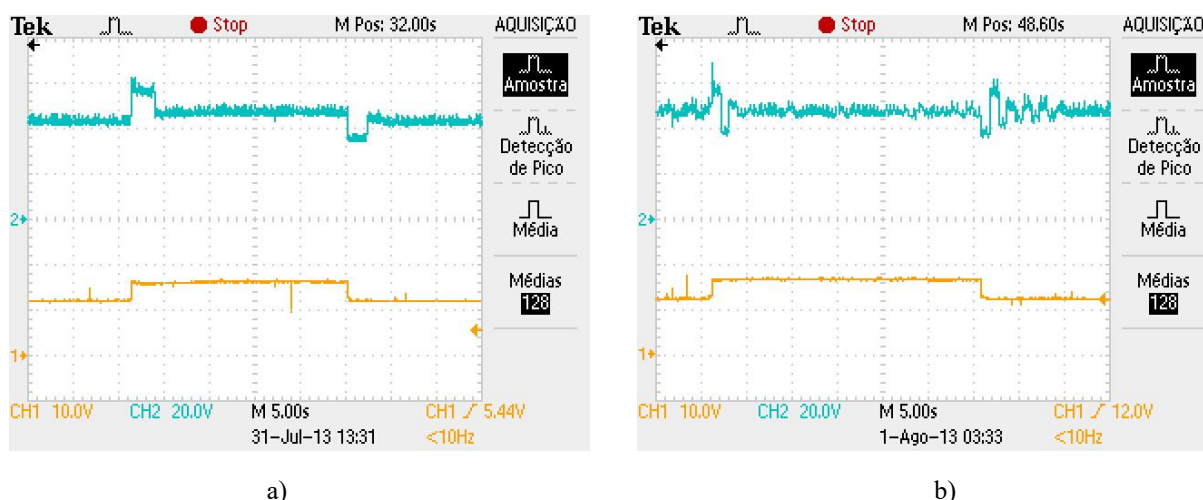
Figura 75 – Tensões na carga e na entrada: a) com passividade, b) com PI



Fonte: Elaborado pelo autor

Detalhes do efeito da variação na alimentação do circuito são mostrados na Figura 76. Observa-se que o tempo de acomodação após o distúrbio de entrada, em ambos os controladores, é praticamente o mesmo. Entretanto, o controle por passividade apresenta menor oscilação da tensão na carga. Nota-se ligeira mudança no nível de tensão, em regime permanente, após as variações na alimentação. Diante de aumentos na tensão da entrada, a corrente no indutor diminuía, entretanto, a potência elétrica de entrada também aumentava. Diversos autores sugerem a inclusão de um termo proporcional integrativo no cálculo da razão cíclica a fim de minimizar os erros de regime permanente e regular a tensão na carga em um valor desejado (ROSA e outros, 2012; OLIVEIRA, 2008).

Figura 76 – Detalhes das tensões na carga e na entrada: a) com passividade, b) com PI



Fonte: Elaborado pelo autor

6.10 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados de simulação para o conversor *CC/CC buck-boost* bidirecional empregando controladores proporcional-integral e baseado em passividade. Resultados experimentais preliminares foram apresentados para o modo *boost*.

O conversor *CC/CC buck* com controle por passividade apresentou maior tempo de carga para o banco de supercapacitores e maior corrente de pico no indutor em relação as mesmas medidas obtidas com controle PI. Logo, para aplicação em veículos elétricos que buscam menor tempo de carga e menor amplitude da corrente de pico no banco de SC, o controle clássico mostrou-se superior ao controle baseado em passividade.

Nas simulações com conversor *CC/CC boost*, o controlador por passividade apresentou melhores resultados quando comparada à técnica de controle PI, com resposta mais rápida às perturbações, *ripple* e valores de pico e médio mais próximos dos valores desejados. Os resultados experimentais obtidos ratificam a vantagem do controle por passividade em relação ao controle PI.

Para aplicação em veículos elétricos que busca manter constante a tensão que alimentará o sistema inversor-motor, a técnica de controle não linear baseada em passividade mostrou-se superior ao controle clássico.

7 CONCLUSÃO E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

A partir do desenvolvimento deste trabalho pôde-se avaliar o desempenho de um conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional, a duas chaves, utilizando-se controladores do tipo linear e baseado em passividade visando às aplicações em veículos elétricos.

Os projetos dos controladores PI e por passividade foram realizados com base nas técnicas de modelagem de pequenos sinais e por Euler-Lagrange, respectivamente. No caso dos controladores do tipo PI, o projeto foi desenvolvido em ambiente MatLab, em linguagem *script*, o que gerou um procedimento parametrizável para futuros experimentos.

As análises de desempenho do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional associado a ambos os controladores e sob diferentes modos de operação foram realizadas através de simulações, em ambiente Matlab. Essas análises permitiram estabelecer um paralelo entre as técnicas de controle linear e não linear, concluindo-se pelo melhor desempenho do controle PI no modo *buck* e o controlador baseado em passividade no modo *boost*.

Resultados experimentais preliminares foram apresentados para a configuração *boost*, para ambas as versões dos controladores. A implementação do *firmware*, foi realizada através do kit *LaunchPad* MSP-EXP430G2, fabricada pela *Texas Instruments Inc.*, com programação através do *IAR Embedded Workbench IDE*, em linguagem C.

O sistema eletrônico estudado para gerência da energia em um veículo elétrico buscou contribuir para aumento da autonomia do VE, melhoria do desempenho do sistema automotivo e elevação da vida útil das baterias.

Com base na revisão bibliográfica e desenvolvimentos realizados, alguns temas podem ser sugeridos para a continuidade desta pesquisa:

- a) Conectar um banco de baterias ao conversor CC/CC a fim de se utilizá-lo como fonte primária de alimentação e elemento secundário armazenador de energia;
- b) Conectar um banco de supercapacitores ao conversor CC/CC a fim de se utilizá-lo como fonte secundária de alimentação e elemento primário armazenador de energia;
- c) Realizar a interconexão do banco de baterias como o banco de supercapacitores ao conversor CC/CC com ênfase no gerenciamento de energia;
- d) Ampliar a metodologia de projeto do controlador baseado em passividade visando à robustez a variações de carga, parâmetros do veículo elétrico, dentre outros;
- e) Conectar cargas não lineares diversas ao conversor CC/CC para melhor verificação da dinâmica dos controladores, por exemplo, o conjunto inversor-motor CA ou motor CC sujeitos à dinâmica do VE;

- f) Estudar impactos provocados pelo conversor CC/CC bidirecional e do conjunto inversor-motor CA à rede elétrica, no contexto de *Smart Grid*.

REFERÊNCIAS

- ARNET, B. J.; HAINES, L. P. **High Power DC-to-DC Converter For Supercapacitors**. In: Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2001. IEEE International. Cambridge-Reino Unido. Anais... Cambridge: [s.n.], 2001. p. 985-990.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC/CC Básicos Não Isolados**. BRASIL: Edição do Autor, 2006.
- BELLUR, D.M.; KAZIMIERCZUK, M.K. **DC-DC Converters for Electric Vehicle Applications**. In: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007. Nashville-USA. Anais... Nashville: [s.n.], 2007. p. 286-293.
- CARICCHI, F. e outros. **Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Conference Proceedings, 30, 1998. Anaheim-USA. Anais... Anaheim: [s.n.], 1998. v. 1. p. 287-293.
- CASTILLO, S. G. e outros. **Design of a Nonlinear Control and DC-DC Converter Applied to Electric Vehicles**. In: POWER ELECTRONICS CONGRESS INTERNATIONAL (CIEP), 12, 2010. San Luis Potosi-México. Anais... San Luis Potosi: [s.n.], 2010. p. 199-204.
- CHAN, C.C. **The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles**. Proceedings of the IEEE, v. 95, n. 4, p. 704-718, abril 2007. dezembro 2008.
- DIXON, J. e outros. **Electric Vehicle Using a Combination of Ultracapacitors and ZEBRA Battery**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 57, n. 3, p. 943-949, março 2010.
- EMADI, A. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design**. USA: CRC Press, 2004.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2 ed. USA: Springer, 2001.
- ESTEBAN, M. G. **Estrategia de Control para Sistemas Bilineales Aplicadas a los Convertidores de Potencia DC-DC**. 2000. Tese (Doutorado) - Universidad Politécnica de Cataluña, Programa de doutorado: automatización avanzada y robótica.
- FERREIRA, A. A. **Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento para Aplicações em Veículos Elétricos**. 2007. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas.
- FERREIRA, A. A.; POMILIO, J. A. **Estado da Arte sobre a Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência**. SOBRAEP, Eletrônica de Potência, v. 10, n. 2, p. 25-32, novembro 2005.

GUERRERO, C. P. A. e outros. **Hybrid/Electric Vehicle Battery Manufacturing: The State-of-the-Art**. In: IEEE Conference on Automation Science and Engineering (CASE), 2010. Toronto-Canadá. Anais... Toronto: [s.n.], 2010. p. 281-286.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. BRASIL: McGraw-Hill, 2012.

HUNTER, P. M.; ANBUKY, A. H. **VRLA Battery Rapid Charging Under Stress Management**. Industrial Electronics, IEEE transactions on, v. 50, n. 6, p. 1229-1237, dezembro 2003.

JELTSEMA, D.; SCHERPEN, J. M. A. **Tuning of Passivity-Preserving Controllers for Switched-Mode Power Converters**. Automatic Control, IEEE Transactions on, v. 49, n. 8, p. 1333-1344, agosto 2004.

KELLY, R.; SANTIBÁÑEZ, V. **Control de Movimiento de Robots Manipuladores**. ESPANHA: Prentice Hall, 2003.

KHALIGH, A.; WILLIAMSON, S. S.; EMADI, A. **Control and Stabilization of DC/DC Buck-Boost Converters Loaded by Constant Power Loads in Vehicular Systems using a Novel Digital Scheme**. In: Power Electronics and Motion Control Conference International (EPE-PEMC), 12, 2006. Portoroz-Slovenia. Anais... Portoroz: [s.n.], 2006. p. 1769-1775.

KHALIL, H. K. **Nonlinear Systems**. 3 ed. USA: Prentice Hall, 1992.

LI, H.; YE, X. **Sliding-Mode PID Control of DC-DC Converter**. In: IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 5, 2010. Taichung-china. Anais... Taichung: [s.n.], 2010. p. 730-734.

LI, H; PENG, F. Z.; LAWLER, J. S. **A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC-DC Converter with Minimum Number of Devices**. Industry Applications, IEEE transactions on, v. 39, n. 2, p. 525-535, março 2003.

LIGIER. **Ficha Técnica do Veículo Ligier IXO**. LIGIER, 2012. Disponível em: <<http://www.ligier.fr/ixo-urban>>. Acesso em: 30 jan. 2012.

LÓPEZ, J. A. O. **Análisis de Técnicas de Control por Moldeo de Energía Basado en Pasividad Aplicadas en Convertidores Tipo Elevador Entrelazados para su Uso en Sistemas de Alimentación Distribuida**. 2012. Tese (Doutorado) - Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Departamento de Ingeniería Electrónica, CUERNAVACA.

LUKIC, S. M. e outros. **Energy Storage Systems for Automotive Applications**. Industrial Electronics, IEEE transactions on, v. 55, n. 6, p. 2258-2267, junho 2008.

MAXWELL TECHNOLOGIES. **Datasheet do Supercapacitor Modelo BCAP0350 E270 T11**. MAXWELL TECHNOLOGIES, 2012. Disponível em: <[http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/datasheet_bc_series_1017105.pdf#search="bcap0350 e270 t11"](http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/datasheet_bc_series_1017105.pdf#search=)>. Acesso em: 25 fev. 2012.

MEISEL, J. **Principles of Electromechanical Energy Conversion**. USA: McGraw-Hill, 1966.

MI, C. e outros. **Operation, Design and Control of Dual H-Bridge-Based Isolated Bidirectional DC-DC Converter**. Power Electronics, IET, v. 1, n. 4, p. 507-517,

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A **General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages**. MIDDLEBROOK E CUK (1976). Disponível em: <<http://www.ee.bgu.ac.il/~kushnero/temp/guamicuk.pdf>>. Acesso em: 17 abril 2012.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3 ed. USA: Wiley, 2002.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5 ed. BRASIL: Prentice Hall, 2011.

OLIVEIRA, E. A. **Aplicação do Controle Baseado em Passividade em Conversores Estáticos Operando como Pré-Reguladores de Fator de Potência**. 2008. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.

OROSCO, M. I. A. **Control No Lineal de Convertidores Conmutados CC-CC: Análisis de Prestaciones y Verificación Experimental**. 2006. Tese (Doutorado) - Universidad Politécnica de Cataluña, Programa de doutorado: automatización avanzada y robótica.

ORTUZAR, M.; MORENO, J.; DIXON, J. **Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation**. Industrial Electronics, IEEE transactions on, v. 54, n. 4, p. 2147-2156, agosto 2007.

OTA, Y. e outros. **Autonomous Distributed V2G (Vehicle-to-Grid) Satisfying Scheduled Charging**. Smart Grid, IEEE transactions on, v. 3, n. 1, p. 569-564, março 2012.

QUIAO, H. e outros. **Analysis of Buck-Boost Converters for Fuel Cell Electric Vehicles**. In: IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES), 2006. Beijing-China. Anais... Beijing: [s.n.], 2006. p. 109-113.

ROSA, A. H. R. e outros. **Passivity-Based Control of PFC Boost Converter with High-Level Programming**. In: Power Electronics Conference (COBEP), 2011. Praiamar-Brasil. Anais... Praiamar: [s.n.], 2011. p. 801-806.

SILVESTRE, J. **Half-bridge bidirectional DC-DC Converter for small Electric Vehicle**. In: International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2008. Ischia-Itália. Anais... Ischia: [s.n.], 2008. p. 884-888.

SIRA-RAMÍREZ, H. e outros. **Control de Sistemas No Lineales: Linealización aproximada, extendida, exacta**. ESPANHA: Pearson Educación, 2005.

SIRA-RAMIREZ, H. e outros. **Passivity based Control of Euler-Lagrange Systems Mechanical Electrical and Electromechanical Applications**. USA: Springer, 1998.

SIRA-RAMIREZ, H.; ORTEGA, R. **Passivity-based Controllers for the Stabilization of DC-to-DC Power Converters**. In: Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, 34, 1995, New Orleans-USA. Anais ... New Orleans: [s.n.], 1995. p. 3471-3476.

SIRA-RAMIREZ, H.; SILVA-ORTIGOZA, R. **Control design techniques in power electronics devices**. USA: Springer, 2006.

SOLERO, L.; LIDOZZI, A.; POMILIO, J. A. **Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 04), 90, 2004, Anais ..., 2004, v. 2, p. 1145-1151.

TAO, H. e outros. **Family of Multiport Bidirectional DC-DC Converters**. IEE Proceedings Electric Power Applications, v. 153, n. 3, p. 451-458, maio 2008.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet do microcontrolador MSP430G2553**. TEXAS INSTRUMENTS, 2013. Disponível em: < <http://www.ti.com/product/msp430g2553> >. Acesso em: 19 abril 2013.

TROVAO, J. P. e outros. **Study of Inductor Effects in a Bidirectional DC-DC Converter for Electrical Vehicle**. In: XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010. Rome-Itália. Anais... Rome: [s.n.], 2010. p. 1-6.

APÊNDICE A - O MODELO LINEAR PELA MÉDIA NO ESPAÇO DE ESTADOS

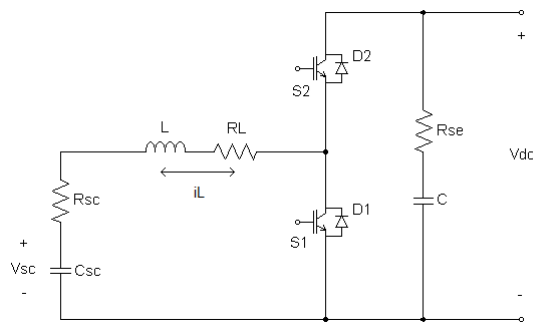
O objetivo da linearização do estágio de potência é obter uma função de transferência para pequenos sinais que relacione o efeito de pequenas perturbações na variável de saída em decorrência de pequenas perturbações sobre a taxa de trabalho, em torno de um dos valores de operação em regime permanente (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002; HART, 2012).

O modelo médio no espaço de estados será construído com base na Figura 47, reapresentada aqui, e a partir da representação no espaço de estado para os sistemas lineares,

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_i \mathbf{x} + \mathbf{E}_i \mathbf{u} \end{cases} \quad (106)$$

onde, respectivamente, \mathbf{x} , \mathbf{u} , \mathbf{y} são os vetores de estados, de entradas e de saídas e, \mathbf{A}_i , \mathbf{C}_i e \mathbf{E}_i são as matrizes do sistema, de saída e de transmissão. O subscrito $i \in \{1, 2\}$ irá indicar a operação do conversor considerando as chaves S_1 e S_2 ligadas, respectivamente, durante os intervalos de tempo dT_s e $(1-d)T_s$, com uma taxa de trabalho d e um período de comutação T_s .

Figura 77 - Estrutura do conversor CC/CC *buck-boost* bidirecional com perdas ôhmicas



Fonte: Elaborado pelo autor

A descrição média do circuito, em um período de comutação T_s , é realizada a partir da soma das equações obtidas para $i \in \{1, 2\}$, as quais devem ser ponderadas em função do intervalo de tempo em que o conversor opera nos modos indicados, resultando em,

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1-d)] \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1-d)] \mathbf{u} \\ \dot{\mathbf{y}} = [\mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1-d)] \mathbf{x} + [\mathbf{E}_1 d + \mathbf{E}_2 (1-d)] \mathbf{u} \end{cases} \quad (107)$$

A partir da expressão (107), as variáveis do modelo e a taxa de trabalho devem ser expressas em duas parcelas, correspondentes aos valores CC de regime permanente, indicados por letras maiúsculas e pequenas perturbações CA, representadas por letras minúsculas grafadas pelo caractere “~”, ou seja,

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \\ d = D + \tilde{d} \end{cases} \quad (108)$$

A perturbação do sinal de entrada é desprezada ($u = U$), pois se pretende obter uma função de transferência que relacione a taxa de trabalho à variável de saída.

$$\dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = 0 + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \quad (109)$$

Admitindo que as perturbações sejam suficientemente pequenas em relação aos valores de regime, os termos contendo o produto cruzado de perturbações, \tilde{d} e \tilde{x} , são desprezados.

Deste modo, substituindo (108) e (109) em (107) é possível mostrar que a variável de saída é dada por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U}] \tilde{d} \\ \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \mathbf{X} + \mathbf{E} \mathbf{U} + \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U}] \tilde{d} \end{cases} \quad (110)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1-D) & \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1-D) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1-D) & \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1-D) \end{aligned}$$

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

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

Deste modo é possível escrever:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} \end{cases} \quad (111)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (111), tem-se:

$$\begin{cases} s\tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{d}(s) \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\tilde{d}(s) \end{cases} \quad (112)$$

Assim, tem-se finalmente a função de transferência, $\mathbf{T}_{yd}(s)$, para pequenos sinais do modelo linearizado do conversor que relaciona a pequena perturbação na saída, $\tilde{\mathbf{y}}(s)$ produzida por uma pequena perturbação na razão cíclica, $\tilde{d}(s)$, dada por:

$$\mathbf{T}_{yd}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C}[\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} \quad (113)$$

APÊNDICE B - PROCEDIMENTO PARA PROJETO DO CONTROLADOR PI

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

1. Esboçar a resposta em frequência da malha aberta de controle do conversor, modelo para pequenas perturbações, incluindo o ganho do modulador PWM e o ganho do sensor.
2. Escolher a frequência de corte desejada, ω_c , onde $\omega_c = 2\pi f_c$.
3. Escolha da margem de fase desejada, ϕ_m .
4. Determinação do módulo e da fase indicados, respectivamente, como $|T_{ma}(j\omega_c)|$ e φ , da resposta em frequência em malha aberta, na frequência de corte desejada. Se a fase for positiva, $\varphi = \varphi - 360^\circ$.
5. Determinação do ganho absoluto, K_c , que o controlador deve produzir, na frequência de corte, para obter um ganho unitário em malha fechada, onde $K_c = 1/T_{ma}(j\omega_c)$.
6. Calcular o avanço de fase, α , necessário para corrigir a margem de fase, onde $\alpha = \phi_m - \varphi - 90^\circ$.
7. Escolha do tipo do compensador. Se o avanço de fase necessário for inferior a 90° , utiliza-se o controlador PI com filtro passabaixas, mas caso o avanço de fase necessário for superior a 90° , utiliza-se o controlador com avanço de fase.
8. Calcular do fator k.
9. Determinar os parâmetros do controlador, considerando um valor arbitrário para a resistência de entrada R_1 .

O fator k é um recurso matemático para definir a forma e a característica da resposta em frequência do controlador. Para o controlador PI com filtro passabaixas, tipo 2, o fator k é dado pela Equação (1).

$$k = tg\left(\frac{\alpha\pi}{360} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (114)$$

Os parâmetros do controlador PI com filtro passabaixas são dados por:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_c K_c R_1}, \quad C_1 = C_2 (k^2 - 1), \quad R_2 = \frac{k}{\omega_c C_1} \quad (115)$$

Para o controlador com avanço de fase, tipo 3, o fator k é dado por:

$$k = tg^2 \left(\frac{\alpha \cdot \pi}{720} + \frac{\pi}{4} \right) \quad (116)$$

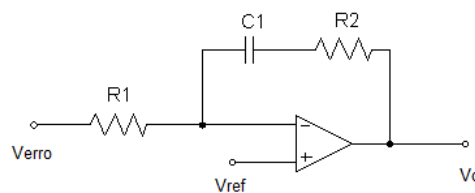
Os parâmetros do controlador com avanço de fase são dados por:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_c K_c R_1}, \quad C_1 = C_2 (k^2 - 1), \quad R_2 = \frac{k}{\omega_c C_1}, \quad R_3 = \frac{R_1}{k - 1}, \quad C_3 = \frac{1}{\omega_c R_3 \sqrt{k}} \quad (117)$$

As estruturas dos controladores proporcional-integral podem ser do tipo 1, controlador PI com filtro passabaixas ou tipo 2 e, controlador PI com avanço de fase ou tipo 3. A seguir serão apresentados os projetos dos controladores baseados na metodologia do fator k . Esses controladores podem ser implementados com amplificadores operacionais ou através de dispositivos digitais programáveis, como microcontroladores, DSP's (*Digital Signal Processor*), etc., a partir da discretização das funções de transferência obtidas com aplicação da Transformada de Laplace à representação no domínio do tempo contínuo (HART, 2012).

O circuito esquemático do controlador PI é mostrado na Figura 78, onde V_{erro} representa o erro de tensão, V_{ref} representa a tensão de referência e V_c é a tensão de controle. Todos os três controladores geram um sinal de controle, V_c , a partir da comparação de V_{erro} com V_{ref} .

Figura 78 – Circuito esquemático do controlador PI, tipo 1



Fonte: Adaptado de MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002

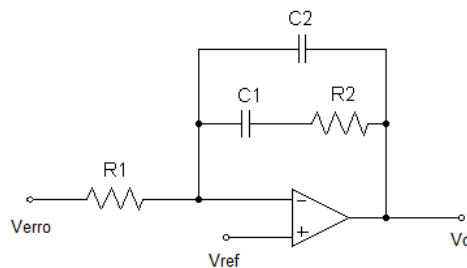
O controlador PI possui um polo na origem e um zero em $-1/R_2C_1$. O controlador é de atraso de fase, pois possui um zero está localizado no semiplano esquerdo e o polo está na origem. A função de transferência do controlador é mostrada na Equação (118).

$$G_{c_{ipo1}}(s) = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1} \quad (118)$$

O circuito esquemático do controlador PI com filtro passabaixas é mostrado na Figura 79. O capacitor C_2 no circuito de realimentação negativa do amplificador operacional acrescenta um polo ao controlador PI e permite filtrar componentes de frequência elevada, como a frequência de chaveamento e ruídos. Além disso, melhora a faixa de passagem. A função de transferência do circuito é mostrada a seguir.

$$G_{c_{ipo2}}(s) = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(sR_2C_1C_2 + C_1 + C_2)} \quad (119)$$

Figura 79 – Circuito esquemático do controlador PI com filtro passabaixas, tipo 2

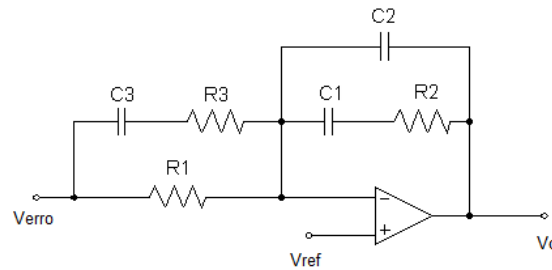


Fonte: Adaptado de HART, 2012

O circuito esquemático do controlador PI com avanço de fase é mostrada na Figura 80. Um circuito RC é adicionado em paralelo com o resistor de entrada do amplificador operacional do circuito controlado PI com filtro passabaixas. Isto permite criar uma região de avanço de fase, o que possibilita compensar sistemas em que a margem de fase é muito estreita. A função de transferência do circuito é mostrada na equação seguinte.

$$G_{c_{tipo3}}(s) = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(sR_2C_1C_2 + C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3)} \quad (120)$$

Figura 80 – Circuito esquemático do controlador PI em atraso de fase, tipo 3



Fonte: Adaptado de HART, 2012

Através do comando C2D do software Matlab é possível converter um sistema contínuo para um sistema discreto escolhendo-se o método de discretização e o tempo de amostragem (MATLAB, 2013).

APÊNDICE C - SCRIPT PARA MODELAGEM DE CONVERSOR CC/CC

O *script* apresentado a seguir auxilia na obtenção da função de transferência do conversor CC/CC.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                                                                 %
%           Modelo médio de pequenos sinais                    %
%           Tensão de saída pela razão cíclica                 %
%           Conversor CC/CC boost                             %
%                                                                 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc, clear all, close all

%syms Rsc RL Rsei Rseo Ro L Ce Co D IL Isc Vdc Vsc Im s vci iL vco Vin Vo Du Cv Dv

% Parâmetros
fs = 10e3;
Ts = 1/fs;
Rsc = 0.150;
RL = 1e-6;
Rseo = 1e-6;
Ro = 11.66;
L = 3e-3;
Co = 82e-6;
disp('Atenção: modo boost !!!')
Vin = 126
Vo = 0
Vdesejada = 216;
Du = 1-(Vin/Vdesejada); % 0.4167

% Matrizes

A1 = [ -((Rsc+RL)/L)    0
        0              -1/(Co*(Rseo+Ro))];

B1 = [ 1/L    0
        0     0];

A2 = [ -(Rsc*Rseo+Rsc*Ro+RL*Rseo+RL*Ro+Rseo*Ro)/(L*(Rseo+Ro))  -Ro/(L*(Rseo+Ro))
        Ro/(Co*(Rseo+Ro))                                     -1/(Co*(Rseo+Ro))];

B2 = [ 1/L    0
        0     0];

```

```

U = [Vin;Vo]; % vetor de entradas

A = Du*A1 + (1-Du)*A2;
B = Du*B1 + (1-Du)*B2;

X = -A^(-1)*B*U;

I = [1 0
     0 1];

syms s

% Variável de saída, Vo

C1_Tvd = [0 Ro/(Ro+Rseo)];
C2_Tvd = [(Ro*Rseo)/(Ro+Rseo) Ro/(Ro+Rseo)];
Cv = Du*C1_Tvd + (1-Du)*C2_Tvd;
% disp ('Matriz C =')
% pretty (C)

D1 = [0 0];
D2 = [0 0];
Dv = Du*D1 + (1-Du)*D2;

Tvd = Cv*[s*I-A]^(-1)*[(A1-A2)*X + (B1-B2)*U]+ (C1_Tvd-C2_Tvd)*X; % Monta a função de
transferência
%Tvd = simple(Tvd);
%Tvd = simplify(Tvd);
'Função de transferência da tensão de saída'
Tvd = collect (Tvd, s) % Organiza os coeficientes em s

%-----
% Cálculo de Vo em regime permanente
% obs.: é preciso comentar os parâmetros e descomentar syms
%
Vo_rp = -Cv*A^-1*B*U+Dv*U
Vo_rp = simplify(Vo_rp);
% Vo_rp = collect (Vo_rp,Vin)
% pretty (Vo_rp)

```

APÊNDICE D - *SCRIPT* PARA PROJETO DE CONTROLADORES LINEARES USANDO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

O *script* apresentado a seguir auxilia no projeto de controladores lineares usando a resposta em frequência.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               Projeto do Controlador - Modo Boost
%                               Tensão no barramento CC
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc, clear all, close all

s = tf('s');

%-----
% Função de transferência do conversor CC/CC boost
%-----
disp('Função de tranferência do conversor CC/CC boost')
FT_vd = (- 235012663717523366008198680974246732103680*s^2 -
1880101205201922664526375035286229214340068864425984*s +
836306112813082125861411687270743987844707895583213989)/(142724769270595988
1058285969449495136382746624*s^2 +
1961859614317925019589147852721364698741210087424*s +
1423259435769365796990864897886495431050696933244928)

%-----
% Parâmetros + FTMA com ganhos
%-----
fs = 10e3; % freq. de comutação
Ts = 1/fs; % período de chaveamento
Vd = 216; % tensão desejada na saída
Ganho_PWM = 1;
Ganho_sensor = 1/Vd;
FT_vd = FT_vd * Ganho_PWM * Ganho_sensor % FTMA com ganhos

%-----
% Escolha da frequência de corte
%-----
fc = 1000 % em Hertz - Freq. escolhida
wc = fc*2*pi % em rad/s

%-----

```

```

% Diagrama de bode da FTMA com ganhos do conversor
%-----
figure (1)
bode (FT_vd, {wc-0.001, wc+0.001}), title ('FT da tensão de saída em MA')
pause
figure (1)
bode (FT_vd), title ('FT da tensão de saída em MA')
%pause
figure (2)
margin (FT_vd), legend ('FT da tensão de saída em MA')

%-----
% Escolha da Margem de fase desejada
%-----
MF_desejada = 96.2

%-----
% Cálculo do avanço de fase requerido
%-----
% Medir no gráfico de bode em MA da FT - Medidas para 1000 Hz = 6280 rad/s
mod_FT_vd_na_fc = -0.229; %(dB)
ang_FT_vd_na_fc = 107;

if ang_FT_vd_na_fc>0
    ang_FT_vd_na_fc = ang_FT_vd_na_fc - 360
end

alfa = MF_desejada - ang_FT_vd_na_fc - 90 % avanço de fase necessário

%-----
% Escolha do tipo do controlador
%-----
if alfa<90
    disp('É necessário um controlador tipo 2')
else
    disp('É necessário um controlador tipo 3')
end

%-----
% Cálculo do ganho do compensador
%-----
mod_FT_vd_na_fc = 10^(mod_FT_vd_na_fc/20)
Ganho_compensador_na_fc = 1/(mod_FT_vd_na_fc); % Ganho do compensador, Kc

```

```

%-----
% Cálculo do fator k e dos componentes, para controlador tipo 2
%-----
if alfa<90
    disp ('Alfa é menor que 90°')

    % fator k
    k = tan (((alfa*pi)/360)+(pi/4))

    % Componentes
    R1 = 100e3 % Arbitrando R1 = 100e3
    C2 = 1/(wc*R1*Ganho_compensador_na_fc)
    C1 = C2*((k^2)-1)
    R2 = sqrt(k)/(wc*C1)

    % Função de transferência do controlador tipo 2
    disp('FT_controlador tipo 2')
    FT_controlador = (1+(s*R2*C1))/(s*R1*(s*R2*C1*C2+C1+C2))

    % Validação do projeto
    figure (3)
    margin (FT_vd*FT_controlador), legend ('FT tensão de saída compensada')

    figure (4)
    bode (FT_vd*FT_controlador), Title ('FT tensão de saída compensada')

    figure (5)
    bode (FT_controlador), title ('FT do controlador para tensão de saída')

    FTMF = feedback(FT_vd*FT_controlador,1);
    figure (6)
    step (216*FTMF),title ('Resposta ao degrau da FTMF da tensão de saída compensada')

%-----
% Conversão controlador contínuo para controlador discreto
%-----
num = [(C1*R2) (1)];
den = [(R1*R2*C1*C2) (R1*(C1+C2)) (0)];
[numd,dend] = C2DM(num, den, Ts); % % FT discretizada com zero order hold
disp('FT_controlador tipo 2 discretizada')
printsys(numd, dend, 'z') % Exibição da FT do controlador discretizada

%-----
% Cálculo do fator k e dos componentes, para controlador tipo 3
%-----
else
    disp('Alfa é maior que 90°')

```

```

% fator k
k = tan (((alfa*pi)/720)+(pi/4))*tan (((alfa*pi)/720)+(pi/4))

% Componentes
R1 = 100e3 % Arbitrando R1 = 100e3
C2 = 1/(wc*R1*Ganho_compensador_na_fc)
C1 = C2*((k^2)-1)
R2 = sqrt(k)/(wc*C1)
R3 = R1/(k-1)
C3 = 1/(wc*R3*sqrt(k))

% Função de transferência do controlador tipo 3
disp('FT_controlador tipo 3')
FT_controlador =
((1+s*R2*C1)*(1+s*(R1+R3)*C3))/(s*R1*(s*R2*C1*C2+C1+C2)*(1+s*R3*C3))

% Validação do projeto
figure (3)
margin (FT_vd*FT_controlador), legend ('FT tensão de saída compensada')

figure (4)
bode (FT_vd*FT_controlador), title ('FT tensão de saída compensada')

figure (5)
bode (FT_controlador, FT_vd*FT_controlador, FT_vd), legend ('Compensador', 'Sistema
compensado', 'Original')%title ('FT do controlador para tensão de saída')

FTMF = feedback(FT_vd*FT_controlador,1);
figure (6)
step (216*FTMF),title ('Resposta ao degrau da FTMF da tensão de saída compensada')

%-----
% Conversão controlador contínuo para controlador discreto
%-----
num = [(R2*C1*C3*(R3+R1)) ((R3+R1)*C3+(R2*C1)) (1)];
den = [10e-6*(R1*R1*R2*R3*C1*C2*C3) 10e-6*(R1*R1*R2*C1*C2+R1*R1*C3*R3*(C1+C2))
10e-6*(R1*R1*(C1+C2)) (0)];
[numd,dend] = C2DM(num, den, Ts); % % FT discretizada com zero order hold
disp('FT_controlador tipo 3 discretizada')
printsys(numd, dend, 'z') % Exibição da FT do controlador discretizada

end

```

APÊNDICE E - *SCRIPT* PARA DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O *script* apresentado a seguir auxilia no projeto físico do indutor de alta frequência utilizado no conversor CC/CC.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                                                                 %
%                               Dimensionamento físico do indutor %
%                                                                 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc, clear all

% Dados de entrada:
L = 25e-3;
fs = 10e3;
Ipico = 0.5;
Imax = 0.35; % em regime estacionário
Imin = 0.30; % em regime estacionário
delta_lo = Imax-Imin; % ondulação de corrente
lef = 0.4;
mi_o = 4*pi*10^-7; % Permeabilidade no vácuo
B = 0.35; % Tesla, T - Densidade de fluxo máximo adotada
Jmax = 450; % A/cm2 - Densidade de corrente adotada
Kw = 0.7; % Fator de enrolamento ou utilização adotado

% 2) Escolha do núcleo
delta_B = B*(delta_lo/Ipico); % em Tesla, T
AeAw = (L*Ipico*lef*10^4)/(Kw*B*Jmax) % em cm^4

% Adota-se o NEE-30/14
AeAw = 1.02; % cm4
Ae = 1.2; % cm2
Aw = 0.85; % cm2
MLT = 67; % em mm/esp
Ve = 17100; % em mm3

% 3) Cálculo do número de espiras
N = (L*Ipico*10^4)/(B*Ae)

% 4) Cálculo do entreferro
lg = (N^2*mi_o*Ae*10^-2)/L % em cm

```

% 5) Perdas no núcleo

$$K_h = 4e-5;$$

$$K_e = 4e-10;$$

$$V_e = 23300;$$

$$V_e = V_e/1000;$$

$$P_{nucleo} = \delta_B^{2.4} * (K_h * f_s + K_e * f_s^2) * V_e$$

% 6) Profundidade de penetração

$$\delta = 7.5/\sqrt{f_s} \text{ \% em cm}$$

$$D_{fio_max} = 2 * \delta \text{ \% em cm}$$

% Escolhido fio é 26 AWG - dados da tabela do fio 26

$$A_{cu} = 0.001287; \text{ \% cm}^2 \text{ - área de cobre}$$

$$r_o = 0.001339; \text{ \% Ohm/cm - resistência a } 20^\circ$$

$$S = 0.001671; \text{ \% cm}^2 \text{ - área isolamento}$$

$$\text{\% Amp} = 0.579; \text{ \% A/cm}^2$$

% 7) Escolha da seção dos condutores

$$S_{condutor} = I_{ef}/J_{max} \text{ \% em cm}^2$$

$$N_{fios} = S_{condutor}/A_{cu}$$

$$\text{Maior_que_a_area_do_fio_escolhido} = S_{condutor}/S$$

% 8) Cálculo da resistência do fio

$$MLT = MLT/10; \text{ \% em cm/esp}$$

$$R_{fio} = N * (r_o/N_{fios}) * MLT$$

% 9) Perdas no cobre

$$P_{cobre} = R_{fio} * I_{ef}^2 \text{ \% em W}$$

% 10) Perdas totais

$$P_{totais} = P_{nucleo} + P_{cobre} \text{ \% em W}$$

% 11) Elevação de temperatura

$$R_t = 23 * (A_e A_w)^{-0.37} \text{ \% } ^\circ\text{C/W}$$

$$\delta_T = R_t * P_{totais} \text{ \% em graus, } ^\circ\text{C}$$

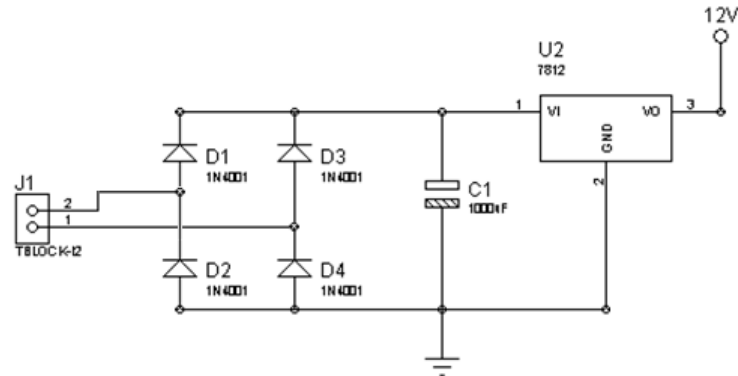
% 12) Cálculo do fator de ocupação

$$A_{w_necessario} = (N * N_{fios} * S)/0.7$$

$$K_{ocup} = A_{w_necessario}/A_w$$

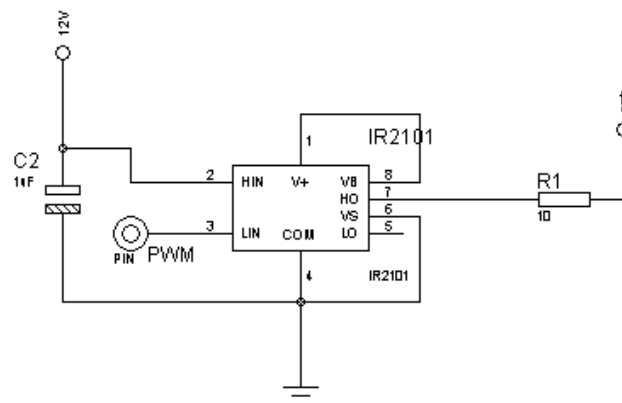
APÊNDICE F - DIAGRAMAS ELÉTRICOS DO PROTÓTIPO

Figura 81 – Fontes de alimentação do *driver* de potência e do microcontrolador



Fonte: Elaborado pelo autor

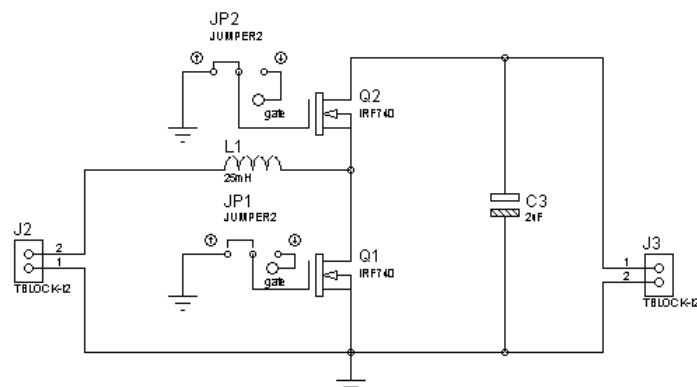
Figura 82 – Circuito *driver* de potência



Fonte: Elaborado pelo autor

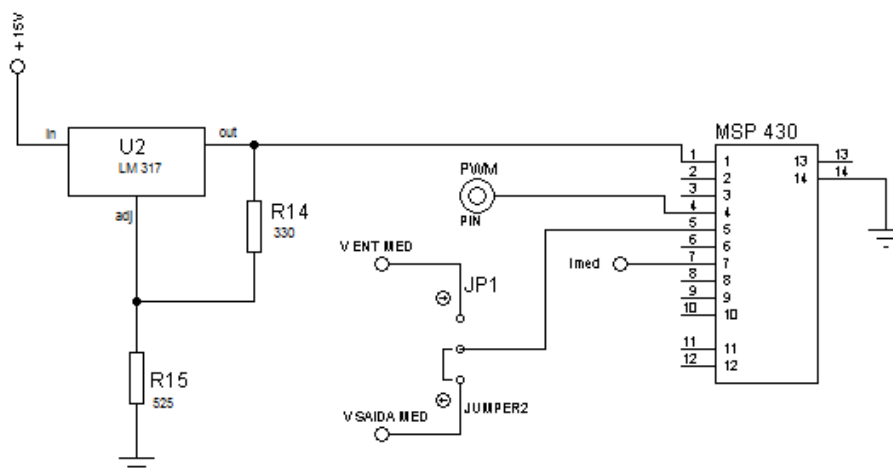
Na Figura 83 a chave estática Q_2 foi substituída pelo diodo de potência UF5408. A chave estática Q_1 utilizada foi o IRF740.

Figura 83 – Circuito do conversor *CC/CC boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

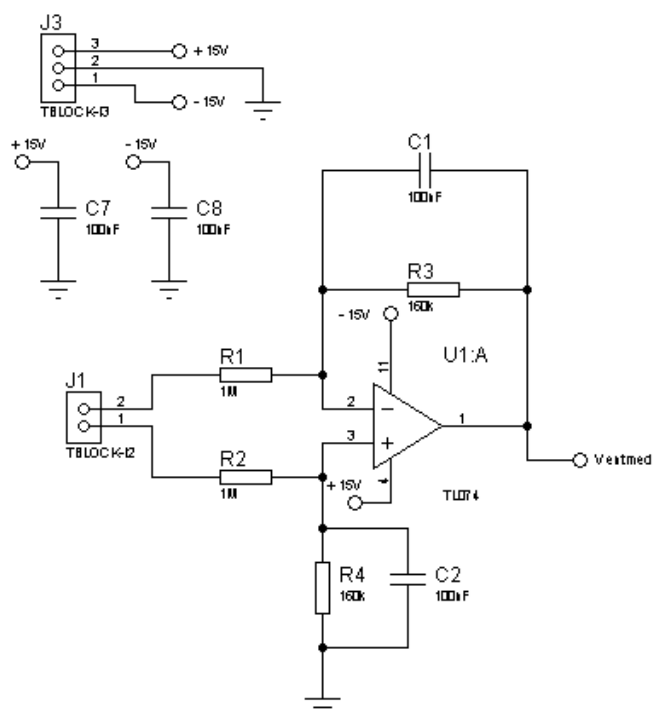
Figura 84 – Interconexões do microcontrolador



Fonte: Elaborado pelo autor

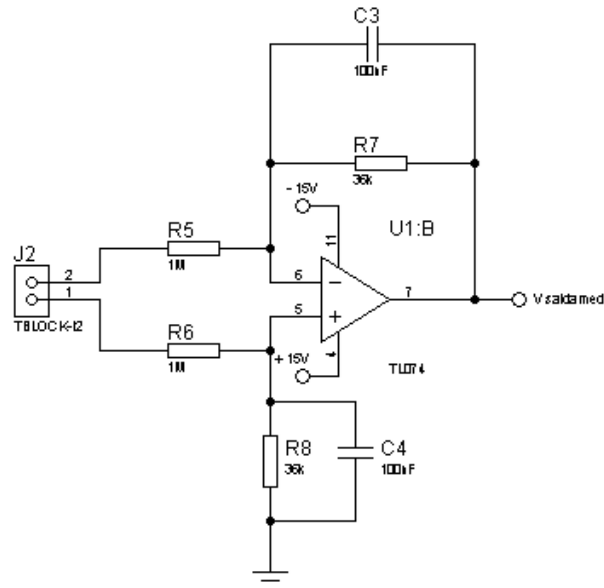
O microcontrolador MSP430G2553 foi alimentado com 3,2 V. Essa tensão foi ajustada através do regulador de tensão LM 317. A medição de tensão na entrada do conversor CC/CC e na carga foi realizada por circuitos amplificadores de diferença configurados para proporcionar uma tensão máxima de 3,2 V nos pinos do MSP430. Foi utilizado o amplificador operacional TL074.

Figura 85 – Medição da tensão de entrada



Fonte: Elaborado pelo autor

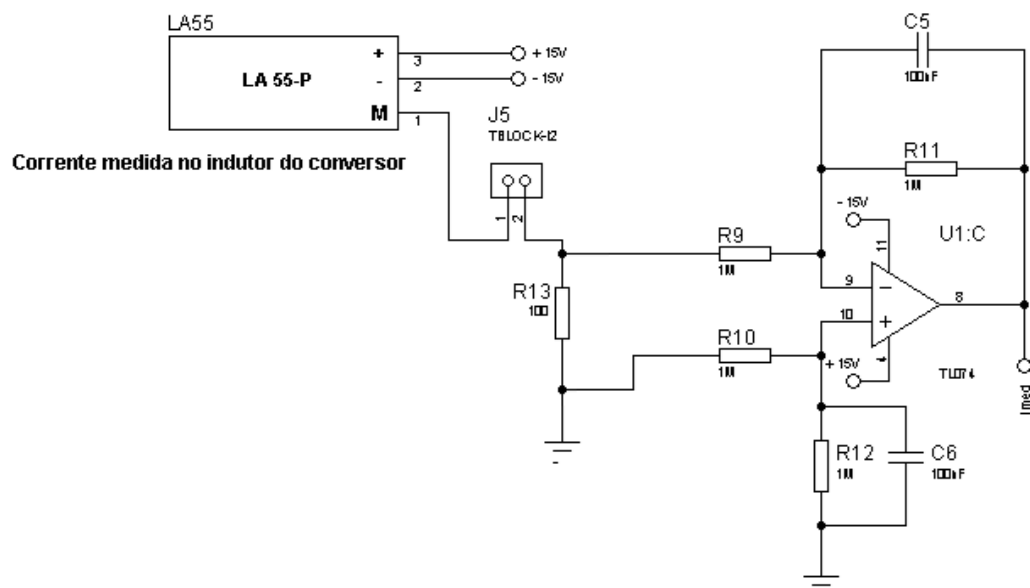
Figura 86 – Medição da tensão na carga



Fonte: Elaborado pelo autor

A medição de corrente no indutor é feita por um sensor de efeito *hall* LA55-P da LEM com 10 voltas de espiras e um circuito amplificador de diferença com ganho unitário, o qual tem a função de *buffer*. Foram inseridos filtros passivos passa-baixas a fim de minimizar o efeito de ruídos.

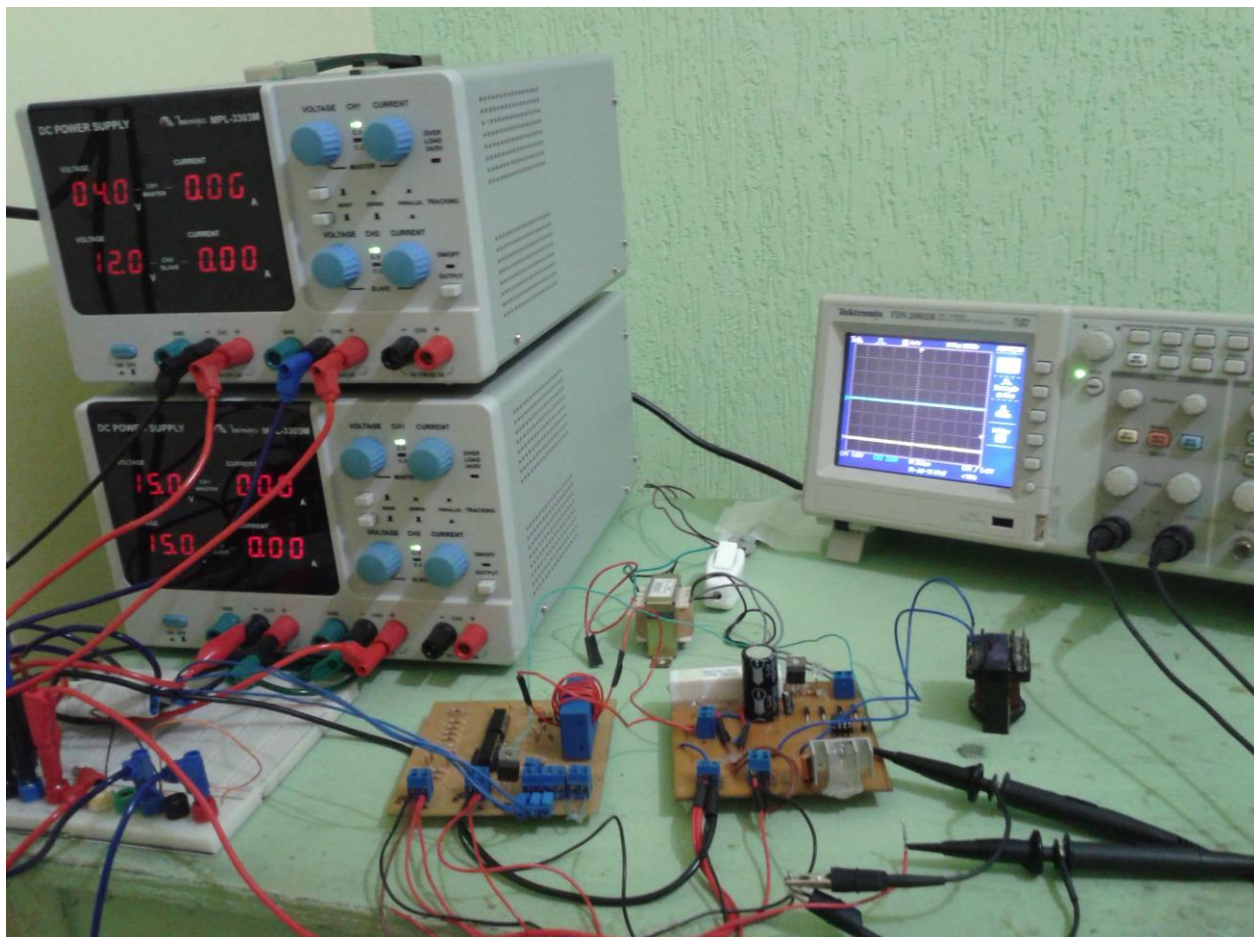
Figura 87 – Medição de corrente no indutor



Fonte: Elaborado pelo autor

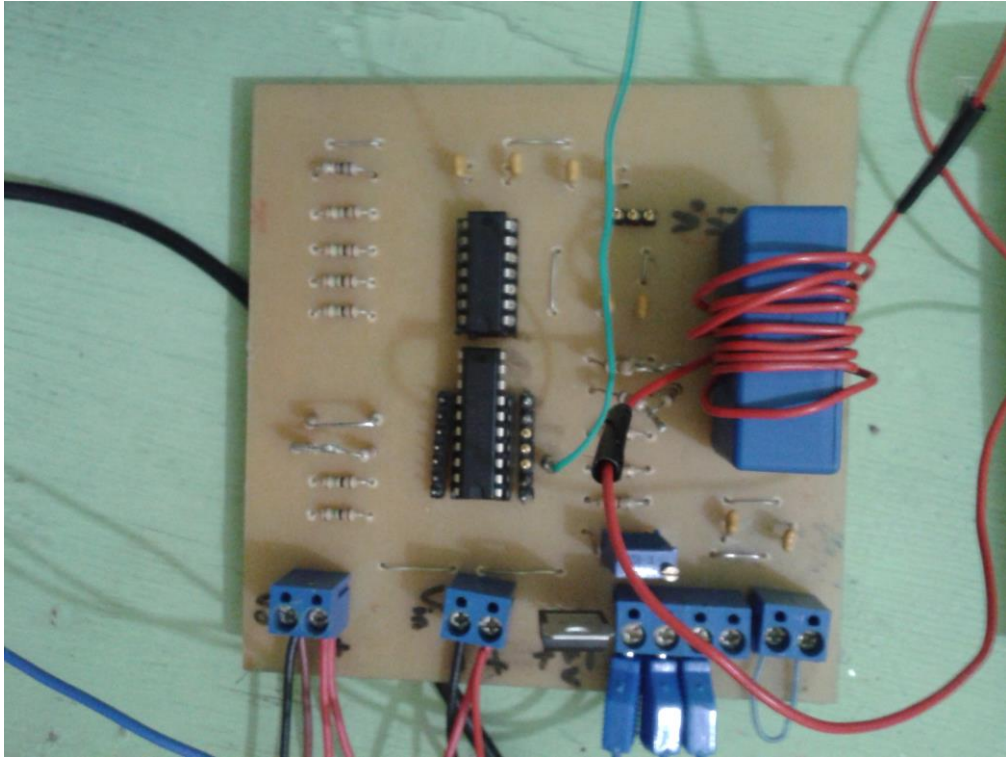
APÊNDICE G – IMAGEM DO PROTÓTIPO

Figura 88 – Protótipo do conversor CC/CC *boost*, placa de condicionamento de sinais e equipamentos



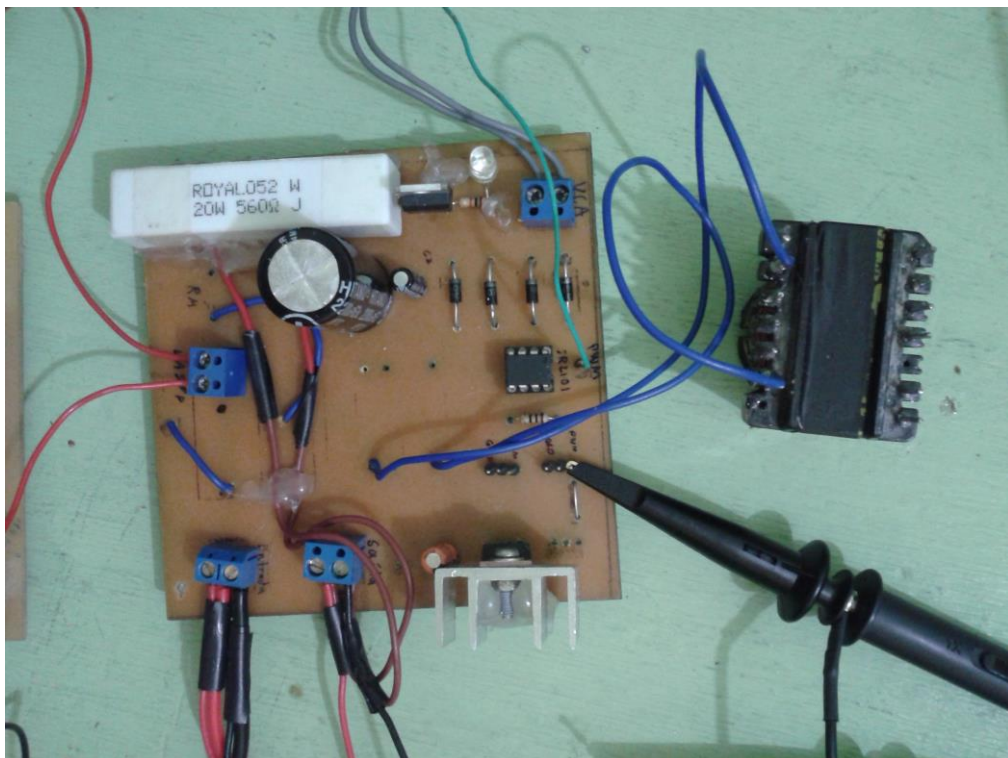
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 89 – Placa de condicionamento de sinais e fonte de alimentação do MSP430



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 90 – Protótipo do conversor CC/CC *boost*, *driver* de potência e fonte de alimentação do *driver*



Fonte: Elaborado pelo autor