

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

ESTUDO E COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO
LINEARES APLICADAS A CONVERSORES ESTÁTICOS DE
POTÊNCIA

Arthur Hermano Rezende Rosa

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Seleme Isaac Seleme Júnior

Co-orientador: Prof. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte - MG

Junho de 2015

R788e

Rosa, Arthur Hermano Rezende.

Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência [manuscrito] / Arthur Hermano Rezende Rosa. - 2015.

xxiv, 198 f., enc.: il.

Orientador: Seleme Isaac Seleme Júnior.

Coorientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

Tese (doutorado) Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Anexos: f.142-192.

Bibliografia: f. 193-197.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Teoria do controle não-linear - Teses. I. Seleme Júnior, Seleme Isaac. II. Morais, Lenin Martins Ferreira. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

TESE DE DOUTORADO Nº 202

**ESTUDO E COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES
APLICADAS A CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA**

Arthur Hermano Rezende Rosa

DATA DA DEFESA: 26/06/2015

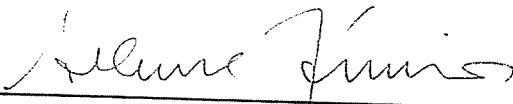
**"Estudo e Comparação de Técnicas de Controle Não Lineares
Aplicadas a Conversores Estáticos de Potência"**

Arthur Hermano Rezende Rosa

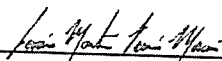
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de junho de 2015.

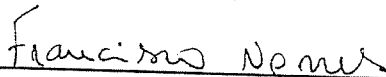
Por:



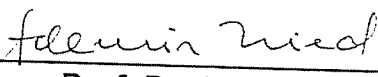
Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Orientador



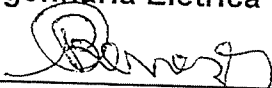
Prof. Dr. Lenín Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG) - Co-orientador



Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves
Engenharia Elétrica (UFPE)



Prof. Dr. Ademir Nied
Engenharia Elétrica (UDESC)



Prof. Dr. Benjamim Rodrigues de Menezes
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Bruno Otávio Soares Teixeira
DELT (UFMG)

Aos meus pais, Jane e Tadeu.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus que me iluminou e ofereceu auxílio nos momentos em que mais precisei. De forma semelhante, agradeço a meus pais pelos sacrifícios que tiveram para oferecer uma boa educação.

Aos meus orientadores, Seleme Isaac Seleme Jr. e Lenin Martins Ferreira Morais pela oportunidade de trabalho conjunto e pelos ensinamentos que levarei para o resto de minha vida. Sem a dedicação, competência e colaboração de vocês, esse trabalho não seria possível.

Ao professor Porfírio Cortizo, pelo apoio, paciência e contribuições imprescindíveis na montagem experimental e no fornecimento de informações gerais.

Ao professor Marcos Severo, pelo auxílio na programação do microcontrolador e esclarecimentos de dúvidas pertinentes.

Ao professor Leonardo Torres, pelas contribuições nos conceitos que envolvem estabilidade e controle não linear.

Aos professores Francisco Neves, Ademir Nied, Benjamim Menezes, Bruno Teixeira e Selênio Silva (*in memoriam*) pela composição da banca examinadora e contribuições no fechamento deste trabalho.

A minha namorada Aline, por estar sempre presente tanto nos momentos bons como nos difíceis.

Ao Grupo de Eletrônica Potência da UFMG e aos companheiros de especialização pelo apoio no desenvolvimento desse projeto.

Aos amigos e familiares, pelo apoio. A todos que de alguma forma estão envolvidos na minha vida e que me ajudaram a construí-la.

RESUMO

O controle de conversores de potência é um problema recorrente na literatura e se enquadra no contexto atual que coloca a eficiência energética como uma questão chave no desenvolvimento tecnológico e sustentável. Nesse sentido, esta tese tem como objetivos o estudo e a comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas aos conversores estáticos de potência do tipo: Buck, Boost, Buck-boost, Flyback, Sepic e Cuk. Apesar de serem blocos básicos na eletrônica, esses conversores têm despertado um interesse crescente tanto na área de eletrônica de potência como na área de controle. Isso se deve à diversidade de aplicações que incluem desde equipamentos domésticos a sofisticados sistemas elétricos. Maior enfoque é dado ao conversor boost que se trata do único conversor analisado com correção de fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC), visto que é o mais indicado para essa aplicação específica. Os demais são analisados como sistemas de controle reguladores de tensão (CC-CC), nos quais a tensão de entrada trata-se de um valor constante. Devido a um novo e vasto campo de atuação para controle não linear de conversores, por oferecer uma resposta mais natural e, sobretudo, tornar os sistemas eletrônicos mais eficientes, são obtidos e implementados os algoritmos não-lineares de controle linearizante por realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). Levando-se em conta que muitas leis de controle necessitam de validação, emprega-se nesse trabalho a programação em alto nível com integração MATLAB/DSP e Simulação *Hardware In the Loop* (HIL). Essa metodologia facilita a realização dos testes e coleta dos resultados e reduz o ciclo de desenvolvimento do projeto.

Palavras-chave: Controle não linear, passividade, IDA-PBC, controle linearizante por realimentação de estado, conversores estáticos, boost PFC, programação em alto nível, DSP, HIL.

ABSTRACT

The control of power converters is a recurring problem in the literature and fits nowadays context that consolidates energy efficiency as a keypoint in technology and sustainable development. Thus, this thesis aims to study and compare nonlinear control techniques applied to static power converters, namely: Buck, Boost, Buck-boost, Flyback, Sepic and Cuk. Although they are basic building blocks in electronics, these converters have been attracting growing interest in the power electronics and control areas. This is due to the diversity of applications including from household appliances to sophisticated electrical systems. Greater emphasis is given to the boost converter because it is the only converter analyzed with power factor correction (PFC), since it is the most suitable for this specific application. The other systems are analyzed as control voltage regulators (DC-DC) in which the input voltage comes up to a constant value. Due to a vast new field for nonlinear controls of converters, because they offer a more natural response and, especially, make electronic systems more efficient, nonlinear control algorithms are obtained and implemented: state feedback linearization (SFL), passivity based control (PBC) and interconnection and damping assignment passivity-based control (IDA-PBC). Taking into account that many control laws require validation, this work employs high level programming with MATLAB/ DSP integration and Hardware In the Loop (HIL) simulation. This methodology facilitates the testing and collection of results and reduces the development cycle of the project.

Keywords: Nonlinear control, passivity, IDA-PBC, state feedback linearization, converters, PFC boost, high-level programming, DSP, HIL.

ÍNDICE

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
LISTA DE ABREVIATURAS	xii
LISTA DE VARIÁVEIS	xiv
LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xxii
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E ESTADO DA ARTE	1
1.2 MOTIVAÇÃO	7
1.3 OBJETIVOS	9
1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	10
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	12
2 MODELAGEM DE CONVERSORES	13
2.1 MODELAGEM DE CONVERSORES BOOST	15
2.1.1 <i>Modelo chaveado de conversores boost</i>	16
2.1.2 <i>Modelo médio EL de conversores boost</i>	18
2.1.3 <i>Modelo PCH de conversores boost</i>	21
2.2 MODELAGEM DE CONVERSORES BUCK.....	23
2.3 MODELAGEM DE CONVERSORES BUCK-BOOST	25
2.4 MODELAGEM DE CONVERSORES FLYBACK.....	27
2.5 MODELAGEM DE CONVERSORES SEPIC	29
2.6 MODELAGEM DE CONVERSORES CUK	31
2.7 MODELAGEM DE CONVERSORES BOOST TRIFÁSICO	33

2.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	35
3	CONTROLE DE CONVERSORES	38
3.1	CONTROLE CLÁSSICO DE CONVERSORES BOOST	39
3.2	CONTROLE SFL DE CONVERSORES BOOST.....	41
3.3	CONTROLE PBC DE CONVERSORES BOOST.....	45
3.4	CONTROLE IDA-PBC DE CONVERSORES BOOST	48
3.5	O CONTROLE PBC REVISTO COMO UM TIPO DE CONTROLE SFL.....	52
3.6	MÉTODO ADAPTATIVO PARA CARGAS DESCONHECIDAS.....	52
3.6.1	<i>Estimação da carga pelo erro de tensão</i>	<i>53</i>
3.6.2	<i>Estimação por meio da divisão da tensão pela corrente de saída.....</i>	<i>54</i>
3.7	AÇÃO INTEGRAL PARA O ERRO DE TENSÃO	54
3.8	RESUMO DAS EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES OBTIDAS PARA O BOOST	56
3.9	CONTROLE DE CONVERSORES BUCK	57
3.10	CONTROLE DE CONVERSORES BUCK-BOOST	58
3.11	ADAPTAÇÃO PARA O CONVERSOR FLYBACK	59
3.12	CONTROLE DE CONVERSORES BOOST TRIFÁSICO	60
3.13	CONTROLE DE CONVERSORES SEPIC	62
3.14	CONTROLE DE CONVERSORES CUK	64
3.15	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	66
4	ESTABILIDADE	70
4.1	ESTABILIDADE DE CONVERSORES BOOST	70
4.1.1	<i>Estabilidade do sistema linear com entrada constante.....</i>	<i>70</i>
4.1.2	<i>Estabilidade do Controle direto (CC-CC).....</i>	<i>71</i>
4.1.3	<i>Estabilidade do Controle indireto (CC-CC).....</i>	<i>74</i>

4.1.4	<i>Estabilidade da lei de controle adaptativa baseada em passividade para o sistema PFC</i>	78
4.1.5	<i>Estabilidade da lei de controle SFL</i>	83
4.2	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	84
5	RESULTADOS	85
5.1	RESULTADOS SIMULADOS PARA O BOOST PFC.....	85
5.1.1	<i>Variação de R_{1damp}</i>	86
5.1.2	<i>Ação integral</i>	89
5.1.3	<i>Comparação dos modos IDA-PBC</i>	92
5.1.4	<i>Inserção da PLL</i>	94
5.1.5	<i>Comparação com o controle clássico</i>	98
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O BOOST PFC.....	102
5.3	RESULTADOS SIMULADOS PARA O BUCK.....	108
5.4	RESULTADOS SIMULADOS PARA O BUCK-BOOST.....	112
5.5	RESULTADOS SIMULADOS PARA O FLYBACK.....	116
5.6	RESULTADOS SIMULADOS PARA O BOOST TRIFÁSICO.....	118
5.8	RESULTADOS SIMULADOS PARA O CUK.....	121
5.9	RESULTADOS SIMULADOS PARA O SEPIC.....	123
5.10	RESULTADOS SIMULADOS HIL.....	125
5.11	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	127
6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	133
6.1	CONCLUSÕES.....	133
6.2	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	139
6.3	PUBLICAÇÕES REALIZADAS.....	140

APÊNDICE A: TÉCNICAS DE IMPLEMENTAÇÃO EM DSP.....	142
A.1 ETAPAS	142
A.2 FORMULAÇÃO DAS LEIS DE CONTROLE	144
A.3 SIMULAÇÃO EM BLOCOS DE CONTROLE EM TEMPO DISCRETO.....	146
A.4 INTEGRAÇÃO <i>SIMULINK</i> / DSP	147
A.5 DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO	150
A.5.1 <i>Medição</i>	150
A.5.2 <i>Proteção</i>	151
A.5.3 <i>Geração do Sinal PWM</i>	153
A.5.4 <i>Interface RTDX</i>	154
A.5.5 <i>Arquivos gerados e problemas gerais encontrados</i>	156
A.6 SIMULAÇÃO <i>HARDWARE IN THE LOOP</i> (HIL).....	158
APÊNDICE B: CONCEITOS IMPORTANTES DE ESTABILIDADE	162
APÊNDICE C: CONTROLE DE CONVERSORES BUCK.....	165
C.1 CONTROLE SFL DE CONVERSORES BUCK	165
C.2 CONTROLE PBC DE CONVERSORES BUCK	166
C.3 CONTROLE IDA-PBC PARA CONVERSORES BUCK.....	168
C.4 RESUMO DAS EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES OBTIDAS PARA O BUCK	172
C.5 ESTABILIDADE DE CONVERSORES BUCK.....	173
C.5.1 <i>Estabilidade do controle direto conversores buck (CC-CC)</i>	173
C.5.2 <i>Estabilidade do controle indireto SFL e PBC de conversores buck (CC-CC)</i>	173
APÊNDICE D: CONTROLE DE CONVERSORES BUCK-BOOST	175
D.1 CONTROLE SFL DE CONVERSORES BUCK-BOOST	175
D.2 CONTROLE PBC DE CONVERSORES BUCK-BOOST	176

D.3	CONTROLE IDA-PBC PARA CONVERSORES BUCK-BOOST	178
D.4	ESTABILIDADE DE CONVERSORES BUCK-BOOST	182
10.4.1	<i>Estabilidade do controle indireto de conversores buck-boost (CC-CC)</i>	<i>182</i>
APÊNDICE E: DEFINIÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES.....		184
APÊNDICE F: MODELAGEM REDUZIDA E CONTROLE DE CONVERSORES		
CUK E SEPIC.....		191
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		193

LISTA DE ABREVIATURAS

ADC: *Analog Digital Converter*

CC: Contínuo-Contínuo

CFP: Correção de Fator de Potência

DSP: *Digital Signal Processor*

EL: Euler-Lagrange

FP: Fator de potência

GUIDE: *Graphical User Interface Development Environment*

IEM: Interferência Eletromagnética

IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor*

IDA-PBC: *Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control*

PBC: *Passivity based control*

PCH: *Port-Controlled Hamiltonian*

PID: Proporcional, Integral e Derivativo

PLL: *Phase-Locked Loop*

PWM: *Pulse Width Modulation*

RTDX: *Real Time Data eXchange*

RMS: *Root Mean Square*

SFL: *State Feedback Linearization*

SEPIC: *Single-ended primary-inductor converter*

STATCOM: *Static Synchronous Compensator*

THD: *Total Harmonic Distortion*

LISTA DE VARIÁVEIS

E : Tensão senoidal retificada

V_{in} : Valor rms da Tensão de Entrada E

x_1 : Corrente no indutor

x_2 : Tensão no capacitor

z_1 : Primeira variável de estado média (geralmente, corrente média no indutor)

z_2 : Segunda variável de estado média (geralmente, tensão média no capacitor

z_3 : Terceira variável de estado média (geralmente, corrente média no indutor L_2)

z_4 : Quarta variável de estado média (tensão média no capacitor de saída)

z_{1d} : Variável que representa o valor desejado de z_1

z_{2d} : Variável que representa o valor desejado de z_2

z_{3d} : Variável que representa o valor desejado de z_3

z_{4d} : Variável que representa o valor desejado de z_4

I_d : Corrente de referência no indutor

V_d : Tensão de referência no capacitor de saída

V_{c1d} : Tensão de referência no capacitor C_1

C : Capacitância

R : Resistência

G : Condutância

I_s : Fonte de corrente dependente

L : Indutância

L_f : Indutância do filtro de linha

C_f : Capacitância do filtro de linha

u : Variável que denota a posição da chave

μ : Razão cíclica

t_k : Instante de amostragem

T : Período de amostragem

ℓ : Função lagrangiana

τ : Co-energia magnética

v : Energia do campo elétrico

\mathfrak{R} : Função de dissipação de Rayleigh

F_q : Componentes de funções de força

q_L : Carga elétrica armazenada no indutor

q_C : Carga elétrica armazenada no capacitor

LISTA DE FIGURAS

<i>FIGURA 2.1.</i> MODELOS ASSOCIADOS ÀS TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES UTILIZADAS.....	14
<i>FIGURA 2.2.</i> DIAGRAMA DE UM RETIFICADOR MAIS CONVERSOR ESTÁTICO BOOST E SUA CARGA	16
<i>FIGURA 2.3.</i> CONVERSOR BOOST CHAVE FECHADA.	16
<i>FIGURA 2.4.</i> CONVERSOR <i>BOOST</i> CHAVE ABERTA.	17
<i>FIGURA 2.5.</i> CONVERSOR BUCK.....	23
<i>FIGURA 2.6.</i> CONVERSOR BUCK-BOOST.....	25
<i>FIGURA 2.7.</i> CONVERSOR FLYBACK.	27
<i>FIGURA 3.1.</i> PROCEDIMENTO PADRÃO PARA O CONTROLE NÃO LINEAR.....	38
<i>FIGURA 3.2.</i> CONTROLE CLÁSSICO DE CONVERSORES <i>BOOST</i>	40
<i>FIGURA 3.3.</i> PROCEDIMENTO PADRÃO PARA O CONTROLE NÃO LINEAR NO CASO TRIFÁSICO. FONTE: ADAPTADO DE LEE (2004).	61
<i>FIGURA 5.1.</i> VARIAÇÃO DE R_{IDAMP} : TENSÃO DA REDE NORMALIZADA (VERDE - 142 VPP / 20), CORRENTE DA REDE (AZUL) E RAZÃO CÍCLICA NORMALIZADA μ (VERMELHO) COM VARIAÇÃO DE CARGA 52,5 PARA 105 Ω E $R_{IDAMP} = 0,1$ (A), $R_{IDAMP} = 33$ (B) E $R_{IDAMP} = 60$ (C).....	88
<i>FIGURA 5.2.</i> TENSÃO SAÍDA Z_2 PARA: A - VARIAÇÃO DE CARGA NEGATIVA (52,5 Ω PARA 105 Ω COM AÇÃO INTEGRAL), B - VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA (52,5 Ω PARA 22,5 Ω COM AÇÃO INTEGRAL), C - VARIAÇÃO DE CARGA NEGATIVA (52,5 Ω PARA 105 Ω SEM AÇÃO INTEGRAL), D - VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA (52,5 Ω PARA 26,25 Ω SEM AÇÃO INTEGRAL). SFL – VERDE, PBC- AZUL E IDA- PBC MODO 2 – VERMELHO.	89
<i>FIGURA 5.3.</i> VARIAÇÃO DE K_{INT} : CORRENTE NO INDUTOR Z_1 (A), TENSÃO SAÍDA Z_2 (B) PARA VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA (52,5 Ω PARA 26,25 Ω) NO INSTANTE $T = 0,6s$, CORRENTE NO INDUTOR Z_1 (C) E TENSÃO SAÍDA Z_2 (D) PARA VARIAÇÃO DE CARGA NEGATIVA (52,5 Ω PARA 105 Ω) NO INSTANTE $T =$ 0,6s.....	92

FIGURA 5.4. COMPARAÇÃO DOS MODOS IDA-PBC: A - TENSÃO SAÍDA Z_2 PARA VARIAÇÃO DE CARGA NEGATIVA ($52,5 \Omega$ PARA 105Ω COM AÇÃO INTEGRAL), B - VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA ($52,5 \Omega$ PARA $22,5 \Omega$ COM AÇÃO INTEGRAL). IDA-PBC MODO 1 – VERMELHO, IDA-PBC MODO 2 – VERDE, IDA-PBC MODO 3 – AZUL.....	92
FIGURA 5.5. CONTROLE PBC COM PLL: A - TENSÃO DA REDE NORMALIZADA ($142 \text{ VPP} / 20$) E CORRENTE DA REDE, B - TENSÃO DE SAÍDA Z_2 E C - RAZÃO CÍCLICA M.	95
FIGURA 5.6. DETALHES: TENSÃO DA REDE NORMALIZADA ($142 \text{ VPP} / 20$) E CORRENTE DA REDE.....	95
FIGURA 5.7. VARIAÇÃO DE 50% DA CARGA SEM PLL(A) E COM PLL (B): TENSÃO DE SAÍDA Z_2 E CORRENTE DA REDE.....	96
FIGURA 5.8. COMPARAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DA CORRENTE DA REDE COM VARIAÇÃO DE 100% DA CARGA COM PLL (DESLOCADO DE $+10 \text{ A}$) E SEM PLL.....	96
FIGURA 5.9. INSERÇÃO DE PLL: TENSÃO DA REDE NORMALIZADA (VERDE - $142 \text{ VPP} / 20$), CORRENTE DA REDE (AZUL) E RAZÃO CÍCLICA NORMALIZADA μ (VERMELHO) COM CARGA NOMINAL PARA O CONTROLE PBC (A), IDA-PBC MODO 2, (B) E SFL(C).....	97
FIGURA 5.10. CONTROLE PBC: A - TENSÃO E CORRENTE DA REDE E B - TENSÃO DE SAÍDA NO CAPACITOR PARA VARIAÇÃO DE CARGA DE 105 A A 35Ω	99
FIGURA 5.11. CONTROLE PI RÁPIDO: A - TENSÃO E CORRENTE DA REDE E B - TENSÃO DE SAÍDA NO CAPACITOR (PARA VARIAÇÃO DE CARGA DE 105 A A 35Ω	99
FIGURA 5.12. CONTROLE PI LENTO: A - TENSÃO E CORRENTE DA REDE E B - TENSÃO DE SAÍDA NO CAPACITOR PARA VARIAÇÃO DE CARGA DE 105 A A 35Ω	99
FIGURA 5.13. REDUÇÃO DO CAPACITOR COM TENSÃO DE ENTRADA DISTORCIDA: TENSÃO DE SAÍDA DO CAPACITOR (AZUL-LADO ESQUERO); TENSÃO DA REDE NORMALIZADA (VERDE - $142 \text{ VPP} / 20$), CORRENTE DA REDE (AZUL-LADO DIREITO) E RAZÃO CÍCLICA NORMALIZADA μ (VERMELHO) COM	

VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA DE 100% PARA O CONTROLE PBC (A,C), SFL, (B,D) E PI LENTO (E,F).....	100
FIGURA 5.14. BANCADA DE TESTES EXPERIMENTAIS : VARIVOLT (1), PONTE DE DIODOS (2), INDUTOR (3), ASSOCIAÇÃO DE CAPACITORES (4), PLACA CONTENDO O IGBT (5), DRIVER (6) E DSP 2812 DA TEXAS (7).....	102
FIGURA 5.15. CORRENTE (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO (VERMELHO; 100V/DIV) DA REDE NA CONDIÇÃO NOMINAL - VIN = 100V E VOUT = 182V.....	103
FIGURA 5.16. FORMA DE ONDA DA RAZÃO CÍCLICA.	103
FIGURA 5.17. REGULAÇÃO COM SAÍDA DE CARGA (35 Ω PARA 105 Ω). CORRENTE NA ENTRADA (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO DE SAÍDA (VERMELHO; 50V/DIV).	103
FIGURA 5.18. REGULAÇÃO COM ENTRADA DE CARGA (105 Ω PARA 35 Ω). CORRENTE NA ENTRADA (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO DE SAÍDA (VERMELHO; 50V/DIV).....	104
FIGURA 5.19. RIPPLE DE TENSÃO DE SAÍDA DO CAPACITOR E AFUNDAMENTO DE TENSÃO APÓS ENTRADA DE CARGA (105 Ω PARA 35 Ω).	104
FIGURA 5.20. CORRENTE (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO (VERMELHO; 100V/DIV) DA REDE COM CARGA MÍNIMA - VIN = 100 V E 105 Ω.....	104
FIGURA 5.21. CORRENTE (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO (VERMELHO; 100V/DIV) DA REDE COM CARGA MÁXIMA - VIN = 100 V E 35 Ω.	105
FIGURA 5.22. REGULAÇÃO DE LINHA - CARGA NOMINAL (R=52.5 Ω E VIN = 115V). CORRENTE NA ENTRADA (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO DA REDE (VERMELHO; 100V/DIV).	105
FIGURA 5.23. REGULAÇÃO DE LINHA - CARGA NOMINAL (R=52.5 Ω E VIN = 85V). CORRENTE NA ENTRADA (AZUL; 5A/DIV) E TENSÃO DA REDE (VERMELHO; 100V/DIV).	105
FIGURA 5.24. ESTIMAÇÃO DE CARGA – R=52.5 Ω.	106
FIGURA 5.25. ESTIMAÇÃO DE CARGA – R=105 Ω.	106

FIGURA 5.26. TEMPO DE EXECUÇÃO DO ALGORITMO.....	107
FIGURA 5.27. TENSÃO DE SAÍDA z_2 E CORRENTE NO INDUTOR z_1 PARA VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA E NEGATIVA ($10 - 5 - 20 \Omega$) COM AÇÃO INTEGRAL (AZUL) E SEM AÇÃO INTEGRAL (VERMELHO) PARA O BUCK, CONTROLE SFL (A) PBC (B) E IDA-PBC MODO 1 (C).	109
FIGURA 5.28. COMPARAÇÃO MODOS IDA-PBC. TENSÃO DE SAÍDA z_2 E CORRENTE NO INDUTOR z_1 PARA VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA E NEGATIVA ($10 - 5 - 20 \Omega$) PARA O BUCK, CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (VERDE), MODO 2 (VERMELHO) E MODO 3 (AZUL).	111
FIGURA 5.29. VARIAÇÃO DA ENTRADA NO BUCK. CORRENTE NO INDUTOR z_1 E TENSÃO DE SAÍDA z_2 E PARA VARIAÇÃO DA ENTRADA EM 50% E -50%, PARA OS CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (A-VERDE), SFL (A-VERMELHO), PBC (A-AZUL) E CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (B-VERDE), MODO 2 (B-VERMELHO) E MODO 3 (B-AZUL).	111
FIGURA 5.30. TENSÃO DE SAÍDA z_2 E CORRENTE NO INDUTOR z_1 PARA VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA E NEGATIVA ($10 - 5 - 20 \Omega$) COM AÇÃO INTEGRAL (AZUL) E SEM AÇÃO INTEGRAL (VERMELHO) PARA O BUCK-BOOST, CONTROLE SFL (A) PBC (B) E IDA-PBC MODO 1 (C).	113
FIGURA 5.31. COMPARAÇÃO MODOS IDA-PBC. TENSÃO DE SAÍDA z_2 E CORRENTE NO INDUTOR z_1 PARA VARIAÇÃO DE CARGA POSITIVA E NEGATIVA ($10 - 5 - 20 \Omega$) PARA O BUCK-BOOST, CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (VERDE), MODO 2 (VERMELHO) E MODO 3 (AZUL).	114
FIGURA 5.32. VARIAÇÃO DA ENTRADA NO BUCK-BOOST. CORRENTE NO INDUTOR z_1 E TENSÃO DE SAÍDA z_2 E PARA VARIAÇÃO DA ENTRADA EM 50% E -50%, PARA OS CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (A-VERDE), SFL (A-VERMELHO), PBC (A-AZUL) E CONTROLES IDA-PBC MODO 1 (B-VERDE), MODO 2 (B-VERMELHO) E MODO 3 (B-AZUL).	115
FIGURA 5.33. CORRENTE NO INDUTOR z_1 E TENSÃO NO CAPACITOR z_2 PARA VARIAÇÃO DE 100% DA CARGA COM AÇÃO INTEGRAL PARA O FLYBACK, CONTROLE SFL (AZUL), PBC (VERMELHO) E IDA-PBC MODO 1 (VERDE).	117

FIGURA 5.34. TENSÃO SAÍDA Z3 NO BOOST PFC TRIFÁSICO PARA VARIAÇÃO DE CARGA (40Ω - 20Ω - 60Ω) SEM AÇÃO INTEGRAL (A) E COM AÇÃO INTEGRAL (B).	119
FIGURA 5.35. VARIAÇÃO DE CARGA ($40 - 20\Omega$) NO CONTROLE IDAPBC. TENSÃO E CORRENTE DA REDE (A), TENSÃO DE SAÍDA NO CAPACITOR (B) E CORRENTES I_b (C - PRETO) E I_q (C - CINZA).	120
FIGURA A.1. ETAPAS DA METODOLOGIA PROPOSTA.....	143
FIGURA A.2. MODELOS E TÉCNICAS DE CONTROLE UTILIZADAS.	144
FIGURA A.3. DIAGRAMAS DE BLOCOS DA EQUAÇÃO (3.33).	146
FIGURA A.4. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO NO SIMULINK.	146
FIGURA A.5. BLOCOS EMBEDDED TARGET FOR TI C2000 DSP.....	147
FIGURA A.6. BOTÃO <i>INCREMENTAL BUILD</i> PARA GERAÇÃO DOS CÓDIGOS.	147
FIGURA A.7. INTEGRAÇÃO SIMULINK /DSP.	148
FIGURA A.8. BLOCO PWM.	148
FIGURA A.9. . BLOCO ADC.....	149
FIGURA A.10. MEDIÇÕES POR MEIO DE BLOCOS ADC'S.....	151
FIGURA A.11. PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE E SOBRETENSÃO.	152
FIGURA A.12. PROTEÇÃO PDPINT.	152
FIGURA A.13. SINCRONIZAÇÃO DO SINAL PWM COM A INTERRUPTÃO AD.	154
FIGURA A.14. FERRAMENTA “GUIDE” UTILIZADA COMO INTERFACE GRÁFICA.	155
FIGURA A.15. BLOCO “FROM RTDX”.	155
FIGURA A.16. BLOCO “TO RTDX”.	156
FIGURA A.17. SIMULAÇÃO <i>HARDWARE IN THE LOOP</i> (HIL).....	159
FIGURA A.18. MODELO SEPIC NA SIMULAÇÃO HIL.....	160
FIGURA A.19. MODELO BUCK NA SIMULAÇÃO HIL	161

FIGURA A.20. MODELO BOOST NA SIMULAÇÃO HIL.....	161
FIGURA B.1. RETRATO DE FASES DO ATRATOR DE LORENZ.....	162
FIGURA B.2. TIPOS DE PONTOS DE EQUILÍBRIO PARA SISTEMAS DE SEGUNDA ORDEM. FONTE: ADAPTADO DE KHALIL (2006).....	164
FIGURA B.3. TIPOS DE CICLO LIMITE. FONTE: ADAPTADO DE KHALIL (2006).....	164
FIGURA E.1. PARTE REAL E IMAGINÁRIA DOS AUTOVALORES COM CONTROLE INDIRETO CC-CC PARA CONFIGURAÇÃO 1 (ESQUERDA) E CONFIGURAÇÃO 2 (DIREITA).....	186
FIGURA E.2. PARTE REAL E IMAGINÁRIA DOS AUTOVALORES COM CONTROLE INDIRETO CC-CC PARA CONFIGURAÇÃO 3.....	187
FIGURA F.1. CONVERSORES BOOST, SEPIC E CUK JUNTOS	191
FIGURA F.2. CONVERSORES BOOST, SEPIC E CUK COM MODELAGEM REDUZIDA	192

LISTA DE TABELAS

<i>TABELA 2.1.</i> MODELOS USADOS PARA OS CONVERSORES BUCK, BOOST, BUCK-BOOST, SEPIC E CUK .	36
<i>TABELA 3.1.</i> EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O CONVERSOR BOOST.	56
<i>TABELA 3.2.</i> EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O CONVERSOR BUCK.	57
<i>TABELA 3.3.</i> EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O CONVERSOR BUCK-BOOST.	58
<i>TABELA 3.4.</i> EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O CONVERSORES BUCK-BOOST E FLYBACK	59
<i>TABELA 3.5.</i> EQUAÇÕES DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O CONVERSOR BOOST PFC TRIFÁSICO....	61
<i>TABELA 4.1.</i> PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS PARA ANÁLISE NÃO-LINEAR.	70
<i>TABELA 5.1.</i> PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.....	86
<i>TABELA 5.2.</i> THD DA CORRENTE DA REDE EM FUNÇÃO DE R_{IDAMP} PARA O CONTROLE SFL.....	87
<i>TABELA 5.3.</i> INFLUÊNCIA DA AÇÃO INTEGRAL.	90
<i>TABELA 5.4.</i> VARIAÇÃO DO TERMO INTEGRAL, THD DA CORRENTE DA REDE E TEMPO DE ACOMODAÇÃO.	91
<i>TABELA 5.5.</i> COMPARAÇÃO DOS MODOS IDA-PBC 1,2 E 3 E OS ORIGINAIS SFL E PBC.	93
<i>TABELA 5.6.</i> FATOR DE POTÊNCIA E THD DA CORRENTE COM VARIAÇÃO DE CARGA NAS CONDIÇÕES EXPERIMENTAIS SEM PLL E NAS SIMULAÇÕES NO MATLAB COM E SEM PLL PARA O CONTROLE PBC.	94
<i>TABELA 5.7.</i> INSERÇÃO DE PLL NOS CONTROLES SFL E PBC, IDA-PBC MODO2.	97
<i>TABELA 5.8.</i> COMPARAÇÃO COM O CONTROLE CLÁSSICO: THD DA CORRENTE DE ENTRADA E <i>UNDERSHOOT</i> COM VARIAÇÃO DE CARGA DE 105 A 35 Ω E TENSÃO DE ENTRADA PURAMENTE SENOIDAL E DISTORCIDA.	100

TABELA 5.9. VARIAÇÃO DO CAPACITOR: THD DA CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA FINAL COM VARIAÇÃO POSITIVA DE 100% DE CARGA E TENSÃO DE ENTRADA PURAMENTE SENOIDAL E DISTRORCIDA.....	101
TABELA 5.10. PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NOS TESTES EXPERIMENTAIS.....	102
TABELA 5.11. REGULAÇÃO ESTÁTICA – VARIAÇÃO DE TENSÃO DE ENTRADA $\pm 15\%$	106
TABELA 5.12. REGULAÇÃO ESTÁTICA - VARIAÇÃO DE CARGA	106
TABELA 5.13. FATOR DE POTÊNCIA, THDS E <i>RIPPLE</i> DE TENSÃO COM VARIAÇÃO DE CARGA E DA TENSÃO DE ENTRADA – TESTES EXPERIMENTAIS.....	107
TABELA 5.14. PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.....	108
TABELA 5.15. VARIAÇÃO 100% POSITIVA E NEGATIVA DE CARGA DO CONVERSOR BUCK, VALOR EM REGIME PERMANENTE, <i>OVERSHOOT</i> , <i>UNDERSHOOT</i> E TEMPO DE ACOMODAÇÃO APÓS VARIAÇÃO POSITIVA (T_P) E VARIAÇÃO NEGATIVA (T_N) DA TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONTROLE SFL, PBC E IDA-PBC.....	110
TABELA 5.16. VARIAÇÃO 100% POSITIVA E NEGATIVA DE CARGA DO CONVERSOR BUCK-BOOST, VALOR EM REGIME PERMANENTE, <i>OVERSHOOT</i> , <i>UNDERSHOOT</i> E TEMPO DE ACOMODAÇÃO APÓS VARIAÇÃO POSITIVA (T_P) E VARIAÇÃO NEGATIVA (T_N) DA TENSÃO DE SAÍDA PARA OS CONTROLES IDA-PBC MODOS 1,2 E 3.....	110
TABELA 5.17. PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.....	112
TABELA 5.18. VARIAÇÃO 100% POSITIVA E NEGATIVA DE CARGA DO CONVERSOR BUCK-BOOST, VALOR EM REGIME PERMANENTE, <i>OVERSHOOT</i> , <i>UNDERSHOOT</i> E TEMPO DE ACOMODAÇÃO APÓS VARIAÇÃO POSITIVA (T_P) E VARIAÇÃO NEGATIVA (T_N) DA TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONTROLE SFL, PBC E IDA-PBC.....	114
TABELA 5.19. VARIAÇÃO 100% POSITIVA E NEGATIVA DE CARGA DO CONVERSOR BUCK-BOOST, VALOR EM REGIME PERMANENTE, <i>OVERSHOOT</i> , <i>UNDERSHOOT</i> E TEMPO DE ACOMODAÇÃO APÓS VARIAÇÃO	

POSITIVA (Tp) E VARIAÇÃO NEGATIVA (Tn) DA TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONTROLE IDA-PBC	
MODOS 1,2 E 3.	114
TABELA 5.20. PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.	116
TABELA 5.21. PARÂMETROS DO BOOST TRIFÁSICO USADOS NA SIMULAÇÃO.	118
TABELA 5.22 RESULTADOS OBTIDOS PARA O CONVERSOR BOOST PFC TRIFÁSICO. VARIAÇÃO POSITIVA E NEGATIVA DE CARGA, THD DA CORRENTE DA REDE, VALOR EM REGIME PERMANENTE $Z_{2\infty}$ PARA O CONTROLE SFL, PBC E IDA-PBC	119
TABELA 5.23. PARÂMETROS DO <i>CUK</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.	121
TABELA 5.24. PARÂMETROS DO <i>SEPIC</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.	123
TABELA 12.25. TEMPO DE PROCESSAMENTO DOS ALGORITMOS DE CONTROLE	126
TABELA 5.26. COMPARAÇÃO GERAL DAS TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA SISTEMAS DE 2 ^A ORDEM.....	128
TABELA 5.27. COMPARAÇÃO GERAL DAS TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA SISTEMAS CC- CC DE 4 ^A ORDEM.....	131
TABELA 5.28. COMPARAÇÃO GERAL DAS TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES PARA O BOOST TRIFÁSICO.	132
TABELA E.1. PARÂMETROS DO <i>BOOST</i> USADOS NA SIMULAÇÃO.	184
TABELA E.2. THD DA CORRENTE DA REDE EM FUNÇÃO DE R_{IDAMP} PARA O CONTROLE SFL.	188
TABELA E.3. VARIAÇÃO DO TERMO INTEGRAL, THD DA CORRENTE DA REDE E TEMPO DE ACOMODAÇÃO.	188
TABELA E.4. THD DA CORRENTE DA REDE EM FUNÇÃO DO GANHO ADAPTATIVO K	190
TABELA F.1. PONTOS DE EQUILÍBRIO DOS CONVERSORES BOOST, SEPIC E CUK	192

1 Introdução

Neste trabalho, são implementadas e comparadas técnicas de controle não linear aplicadas aos sete tipos de conversores estudados: boost, buck, buck-boost, flyback, SEPIC, CUK e boost trifásico:

- controle linearizante por realimentação de estado (*State Feedback Linearization - SFL*);
- controle baseado em passividade (*Passivity Based Control - PBC*);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (*Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control - IDA-PBC*).

Esse capítulo descreve uma visão geral e um breve resumo do estado da arte. Em seguida, são apresentados a motivação, os objetivos e contribuições desta tese.

1.1 Contextualização e estado da arte

O controle de conversores de potência é um problema recorrente na literatura e se enquadra no contexto atual que coloca a eficiência energética como uma questão chave no desenvolvimento tecnológico e sustentável mundial. Com a crescente discussão acerca dos possíveis impactos e problemas ambientais, novas políticas de mitigação da mudança climática acabam por motivar novas tecnologias, incluindo aquelas relacionadas à Eletrônica de Potência.

Os três principais tipos de conversores CC-CC em modo chaveado são: boost, buck e buck-boost. Além destes básicos, outros conversores derivados comumente empregados são o Flyback, o SEPIC e o CUK. O primeiro diferencia-se pelo isolamento galvânico, já os outros dois - juntamente com o boost - são recomendados para atuarem como corretores

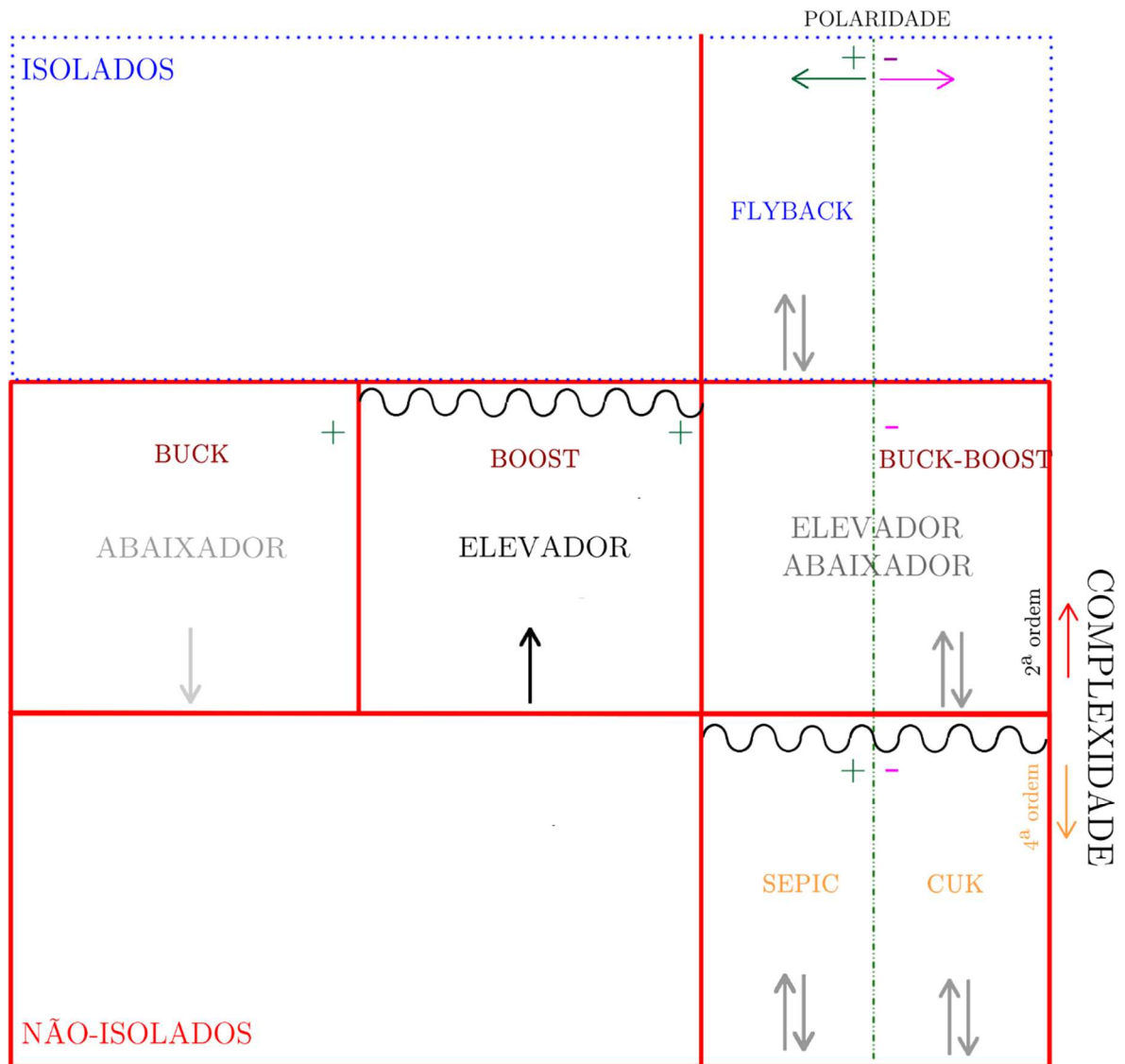


Figura 1.1. Resumo das características dos conversores utilizados: boost (elevador), buck (abaixador), buck-boost (abaixador – elevador) e derivados (flyback, SEPIC e CUK). Os conversores boost, CUK e SEPIC são recomendados para sistemas PFC.

de fator de potência, principalmente pelo posicionamento do indutor na entrada que é capaz de absorver variações bruscas na tensão de rede. Os conversores CUK e SEPIC são sistemas de quarta ordem (possuem quatro variáveis de estado), enquanto os demais tratam-se de sistemas de segunda ordem. Alguns conversores como o CUK e o buck-boost invertem a polaridade do sinal de tensão de saída em relação ao sinal de entrada. A Figura 1.1 resume as características dos conversores utilizados no trabalho.

Apesar de serem blocos básicos na eletrônica, esses conversores têm despertado um interesse crescente tanto na área de eletrônica de potência como na área de controle. Isto

se deve à diversidade de aplicações que incluem desde equipamentos domésticos a sofisticados sistemas elétricos. Assim, esses conversores controlados estão cada vez mais presentes no nosso dia a dia sendo usados, por exemplo, em computadores, em sistemas de comunicação, na eletrônica industrial, em equipamentos portáteis como *notebooks* e fontes de alimentação ininterrupta.

Ao lidar com eficiência energética, a correção de fator de potência e a consequente redução de harmônicos indesejados na rede elétrica são metas imprescindíveis. Tendo em vista a adoção de normas como a IEC 61000-3-2, assim como a europeia EN61000-3-2 e a formulação da norma IEEE 519 nos Estados Unidos, intensifica-se o uso dos circuitos corretores de fator de potência atuando na entrada de equipamentos eletrônicos diversos. Mesmo quando a correção do fator de potência não é o objetivo principal, há um novo e vasto campo de atuação para técnicas não lineares de controle de conversores, por oferecerem uma resposta mais natural e, sobretudo, tornar os sistemas eletrônicos mais eficientes.

Geralmente, o comando de conversores de potência é obtido, por meio da modulação por largura de pulso, PWM (*Pulse Width Modulation*). A estratégia de controle objetiva regular a tensão de saída, sujeita a perturbações na carga, flutuações na tensão de entrada, incerteza de parâmetros e ruídos de medição.

Uma grande variedade de estratégias de controle, baseada no modelo médio linearizado de pequenos sinais, é discutida em Erickson (1997), Mohan (2003) e em Kassakian *et al.* (1991). Como exemplo, é discutido o controle clássico aplicado a sistemas lineares ou linearizados. A vantagem dessa abordagem consiste no avanço das técnicas de projeto, nas várias configurações disponíveis e na simplicidade de compreensão do sistema. Além disso, há uma familiaridade e boa aceitação deste tipo de controle no meio industrial. Assim, na maioria das vezes, são usados modelos e métodos aplicados a sistemas dinâmicos lineares. Mesmo quando se trata de sistemas não lineares, o processo comumente adotado consiste na linearização do sistema em torno de um ponto de operação. Entretanto, esse

procedimento nem sempre apresenta resultados factíveis o que fomenta novas linhas de pesquisas avançadas em controle.

Em uma dessas linhas, encontram-se os trabalhos que visam a melhorar o controle clássico procurando contornar as desvantagens desse método por meio de técnicas combinadas e ajuste refinado. Como exemplo, citam-se os trabalhos de Rao *et al.* (2008 b), que intensificam o controle convencional em cascata por meio de um controlador digital com avanço e atraso de fase combinado com um controlador PI para a malha de corrente; método repetitivo como descrito por Morais *et al.* (2009); Prodic *et al.* (2003) que adicionam um filtro com rejeição de fase de 120 Hz e Roggia *et al.* (2009) que usam o controle preditivo para definir diferentes modos de operação do controlador.

Na outra linha de pesquisa, encontram-se os artigos que usam técnicas propriamente não lineares de controle. Sira-Ramirez *et al.* (1997) mostram como o projeto de controle baseado em passividade para conversores de potência chaveados - uma técnica de controle não linear - oferece claras vantagens em relação às abordagens convencionais baseadas em modelos de pequenos sinais linearizados do conversor. Dentre essas vantagens, pode-se citar a capacidade de lidar com as não-linearidades intrínsecas do sistema e a larga faixa de operação tendo em vista o comportamento dinâmico e perturbações do conversor. Os autores (Ortega *et al.*, 1998) dedicaram-se bastante ao controle PBC e escreveram um livro detalhado sobre o assunto, servindo como referência para uma leitura aprofundada.

O controle baseado em passividade, utilizando o conceito incremental de energia e métodos adaptativos para estimar incertezas paramétricas, é proposto por Sanders e Verghese (1992). Os autores mostram que, por meio da passividade, quando há um padrão periódico de comutação e uma solução de estado estacionário periódica, essa trajetória em regime permanente periódica é, em geral, estável e limitada. Esse resultado também é válido para conversores CC-CC operando em modo de condução descontínua.

Em geral, o ajuste do método baseado em passividade não depende de um ponto de operação específico. Essa abordagem consiste em modificar a energia do sistema por meio

da adição de amortecimento na estrutura dissipativa e é válida para uma ampla faixa de operação. Conforme demonstram os trabalhos de Jeltsema e Sherpen (2004) e Leyva *et al.* (2005), a estabilidade de grandes sinais é assegurada.

Em Ortega *et al.* (2002), uma nova maneira de lidar com passividade e que oferece novas considerações sobre a energia dos sistemas é revista: o controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). Com base na formulação Hamiltoniana, esse método possibilita mais facilmente lidar com sistemas interconectados a partir da função de energia global do sistema.

Em Rodriguez *et al.* (2000), o controle IDA-PBC é aplicado a conversores boost gerando uma equação simples e de controle em malha aberta. Entretanto, os mesmos autores verificaram a dependência do controle em função da tensão de entrada e complementaram o trabalho anterior (Rodriguez *et al.*, 2001). Marquez *et al.* (2008) também observaram problemas de regulação de saída do controle IDA-PBC, revisando a lei de controle ao melhorar o modelo inserindo efeitos não modelados (como resistências parasitas e parâmetros reais da chave). Exemplos de aplicações mais específicas desse método podem ser vistos em Soares *et al.* (2012) e Hilairet *et al.* (2010) no qual o controle IDA-PBC é aplicado a um sistema de geração de energia eólica e a uma célula de combustível automotiva, respectivamente.

Um trabalho interessante comparando diversos controladores não-lineares aplicados ao conversor boost CC-CC pode ser visto em Escobar *et al.* (1999). Já em Rao *et al.* (2008 b), o controle não linear é comparado com técnicas lineares para o retificador boost com correção do fator de potência (PFC). Sobretudo, demonstra-se nesse trabalho que o controle não linear apresenta melhores índices de THD da corrente da rede, principalmente para cargas leves.

No caso de um sistema PFC, a entrada do conversor não se trata mais de um valor constante sujeito a pequenas oscilações. Pelo contrário, a forma de onda da tensão de entrada é um sinal senoidal retificado. Nesse sentido, o trabalho de Escobar e Sira-Ramirez

(1998) aborda o controle baseado em passividade em modo deslizante para compensação do fator de potência. Entretanto, são apresentados apenas resultados simulados. Outros trabalhos que tratam desse assunto e que incluem metodologias diversas são: controle por Histerese (Zhou et al, 1990), Portadora Não-linear (Zane e Maksimovic, 1998) e controle em modo deslizante (Rosseto et al, 1994).

Resultados apresentados em Oliveira *et al.* (2008) envolvem correção de fator de potência utilizando modelos Euler-Lagrange (EL) e a lei de controle adaptativa baseado em passividade aplicada tanto para o conversor buck como para o boost, embora a validação experimental seja obtida apenas para o buck PFC. Não obstante, o conversor boost é o mais adequado para essa aplicação, em função de suas vantagens estruturais (Mammano e Dixon, 1991) como: a redução no número de componentes, simples acionamento e o controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero, reduzindo os índices de THD da corrente. A validação experimental do controle PBC aplicado a conversores boost PFC pode ser visto em Seleme *et al.* (2012) e em Ortega *et al.* (2001). Nesse último, valida-se o conversor boost em ponte completa.

Neste trabalho, são implementadas e comparadas três técnicas de controle não linear aplicadas aos sete tipos de conversores estudados: boost, buck, buck-boost, flyback, SEPIC, CUK e boost trifásico. Maior enfoque é dado ao conversor boost que se trata do único conversor analisado com correção de fator de potência (*Power Factor Correction - PFC*), visto que - juntamente com os conversores SEPIC e CUK - são os mais indicados para essa aplicação específica. Os demais serão analisados como sistema de controle reguladores de tensão (CC-CC) nos quais a tensão de entrada trata-se de um valor constante. Em seguida, são apresentados a motivação e os objetivos desse trabalho.

1.2 Motivação

A crescente demanda por energia eficiente fomenta, na área da eletrônica, a pesquisa e o desenvolvimento de dispositivos modernos e controlados. Esses novos equipamentos são elaborados de modo a atender às novas especificações estabelecidas, seja por força de lei regulamentadora, ou por meio de ações conscientes que vislumbram a sustentabilidade do planeta. Diante desse novo paradigma, recentemente, tramita no congresso dos Estados Unidos a lei das emissões que obriga os edifícios norte-americanos a serem 50% mais eficientes. No Brasil, algumas companhias já começaram a aderir ao conceito de “empresa verde”, o que também pode criar forma em lei regulamentadora. O país tem sido alvo frequente e crescente de “apagões” de energia devido ao consumo exacerbado, falta de planejamento energético e ausência de chuvas. Portanto, independentemente das estratégias políticas e fontes alternativas de geração, sempre é preciso economizar energia.

Ao lidar com eficiência energética, a correção de fator de potência e a consequente redução de harmônicos indesejados na rede são metas imprescindíveis. No que se refere à energia elétrica e tendo em vista o contexto apresentado no parágrafo anterior, há duas perspectivas em discussão: da concessionária de energia e do fabricante de equipamentos eletrônicos. No lado da concessionária, dispositivos mais robustos, abrangentes, de elevada potência e consequentemente mais caros, como o STATCOM (Static Synchronous Compensator), atuam em redes e sistemas de transmissão. No lado dos fabricantes, uma das formas é o aperfeiçoamento das fontes por meio de conversores controlados com alto fator de potência e rejeição de harmônicos.

Quando se busca otimizar o desempenho dos sistemas de energia, a primeira preocupação remete-se ao melhor aproveitamento da mesma. Com o advento crescente de fontes chaveadas, cargas capacitivas, indutivas e, principalmente, não lineares, torna-se necessário o uso de dispositivos que se adaptam melhor às condições dos sistemas energéticos detectando pontos de operação ótimos. Nesse sentido, as técnicas de controle

não lineares apresentam melhores resultados tendo em vista perturbações nas condições de operação do sistema.

Efeitos de carga e perturbações na tensão de alimentação são minimizados com o controle não-linear sem que se precise alterar os elementos do conversor (ex: capacitor e indutor). No controle clássico, para manter a qualidade dos resultados, exige-se que se aumentem os valores nominais dos capacitores o que acarreta aumento de custo. Além disso, há uma falta na literatura de comparação de métodos não lineares e, principalmente, a validação experimental desses métodos e provas rigorosas de estabilidade.

Em relação à programação do microcontrolador, uma grande parte do tempo é consumida nessa etapa quando se utilizam linguagens convencionais, sobretudo, por meio de linhas de códigos. Além disso, com a alteração do modelo do DSP, muitas vezes, há grande perda do trabalho visto que as implementações e os códigos devem ser alterados.

Assim, a programação em alto nível reduz o ciclo de desenvolvimento do projeto e oferece uma alternativa de padronização, visto que os blocos construtivos são fixos na sua maioria. Também possibilita uma simulação simultânea e consistente, sendo possível detectar erros na etapa de projeto mesmo com a indisponibilidade do protótipo, o que pode ser alcançado com a simulação Hardware In the Loop (HIL).

Além de serem desenvolvidas e validadas experimentalmente também se busca nesse trabalho fazer implementações nos algoritmos de controle com o objetivo de conferir o mínimo índice de THD possível. Como exemplo dessa complementação utilizada no trabalho é a inserção de uma PLL no sinal de tensão de entrada.

A inserção da PLL justifica-se pela baixa qualidade das redes em geral. Ou seja, geralmente as tensões de alimentação não são puramente senoidais e possuem bastante conteúdo harmônico. Desse modo, é possível obter índices menores de THD adicionando a PLL para conferir um sinal de referência senoidal para a tensão de entrada.

1.3 Objetivos

O objetivo geral da tese de doutorado aqui descrita é o estudo e a comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência. Os objetivos específicos são:

- Projeto e implementação dos algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por inserção de amortecimento (IDA-PBC) para os sete tipos de conversores estudados: boost, buck, buck-boost, flyback, boost trifásico, SEPIC e CUK;
- Estudo da estabilidade do sistema tendo em vista diferentes tipos de perturbação e os diferentes métodos de controle;
- Criar uma metodologia de estudo, de comparação e programação de alto nível para validar as equações de controle tendo em vista as diferentes técnicas não lineares estudadas;
- Comparar as vantagens e desvantagens de cada método;
- Programar o microcontrolador utilizando a linguagem em alto nível por meio de diagramas de blocos;
- Realizar a simulação Hardware In the Loop (HIL);
- Obtenção e validação de resultados experimentais.

1.4 Contribuições do trabalho

Esta tese de doutorado é um trabalho de continuidade da dissertação de mestrado do autor e de Oliveira (2009) e visa a preencher as lacunas deixadas por esses trabalhos e da literatura em geral. As contribuições são listadas a seguir, sendo que algumas delas já renderam publicações de artigos nacionais e internacionais (ver Seção 6.3):

- Projeto e implementação dos algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL) para os conversores boost, buck e buck-boost de maneira simplificada seguindo a metodologia proposta por Khalil (2006) - ver Rosa *et al.* (2012 a).
- Obtenção e implementação das equações de controle baseado em passividade por inserção e amortecimento (IDA-PBC) para o boost PFC e buck-boost.
- O controle baseado em passividade é revisto como um tipo de controle linearizante por realimentação de estado, o que não está claro na literatura.
- As leis de controle para o conversor Flyback adaptadas das técnicas de controle não lineares aplicadas aos conversores buck-boost são originais - ver Rosa *et al.* (2012 b).
- As leis de controle para os conversores CUK e SEPIC adaptadas das técnicas de controle não lineares aplicadas aos conversores boost são originais.
- A validação experimental das leis de controle usando a programação em alto nível com integração MATLAB/DSP. Levando-se em conta que muitas leis de controle necessitam de validação, a metodologia utilizada auxilia a realização dos testes e coleta dos resultados e reduz o ciclo de desenvolvimento do projeto. Tendo em vista que o material didático disponível na literatura é pouco difundido, detalhes dos blocos utilizados são demonstrados para servir como base de desenvolvimento de outros trabalhos.

- A simulação HIL dos modelos e das técnicas de controle para os conversores boost PFC, buck e SEPIC.
- A outra contribuição importante é a própria comparação das 3 técnicas não-lineares estudadas. A construção de tabelas que resumam as equações e modelos facilitam a visualização e comparação.
- Validação experimental do controle PBC aplicado a conversores boost PFC e comparação com o controle clássico - ver Seleme *et al.* (2012).
- Prova rigorosa da estabilidade do controle PBC aplicado a conversores boost PFC - ver Seleme *et al.* (2013).
- Inserção de PLL no controle PBC aplicado a conversores boost PFC - ver Rosa *et al.* (2012 c).

1.5 Organização do trabalho

O Capítulo 1 descreve os objetivos e a justificativa do trabalho.

O Capítulo 2 aborda a modelagem dos conversores estudados.

Já os Capítulo 3 é dedicado aos métodos de controle não lineares. As equações de controle e análise pertinentes são apresentadas.

O Capítulo 4 destina-se ao estudo da estabilidade dos sistemas e provas fundamentais para o conversor boost.

No Capítulo 5 são demonstrados os resultados, enquanto no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e considerações finais a respeito do trabalho.

O Apêndice A refere-se à programação em alto nível, no qual são incluídos detalhes da implementação em diagramas de blocos utilizando o *Matlab* e o DSP 2812 da Texas.

No Apêndice B são revistos alguns conceitos importantes para análise de estabilidade de sistemas dinâmicos não-lineares. As equações de controle e provas de estabilidade são obtidas nos Apêndices C e D para o sistema regulador de tensão (CC-CC) dos conversores buck e buck-boost

No Apêndice E, alguns exemplos são mostrados para definição dos ganhos dos controladores.

No Apêndice F, são apresentadas modelagens reduzidas para os conversores SEPIC e CUK.

2 Modelagem de conversores

Neste capítulo são apresentados os modelos relevantes para compreensão do trabalho, resultados de uma revisão bibliográfica. Primeiramente, descrevem-se de forma detalhada os modelos referentes ao conversor boost. Em seguida, os mesmos modelos são adaptados sucintamente para os outros tipos de conversores, tendo em vista as referências bibliográficas pertinentes.

Por se tratar de uma referência didática, o primeiro modelo abordado é o modelo chaveado de conversores boost. Essa modelagem é derivada de uma simples análise dos circuitos envolvidos e ajuda a compreender o sistema elétrico como um todo. O modelo chaveado é omitido para outros conversores visto que é possível obtê-lo por meio do modelo médio Euler Lagrange (EL) substituindo a razão cíclica μ pela variável u que indica a posição da chave ($u = 0$ para chave aberta e $u = 1$ para chave fechada).

As formulações Lagrangiana e Hamiltoniana buscam explorar as propriedades de energia dos sistemas, suas características dissipativas e de passividade. Desse modo, podem levar a mudanças de coordenadas que evidenciem a estrutura e propriedades físicas interessantes do sistema. Assim, com base nos trabalhos de Sira-Ramirez e Nieto (1996) e Sira-Ramirez *et al* (1997), apresenta-se o modelo médio Euler-Lagrange (EL) que trata do modelo base para obtenção das leis de controle não lineares estudadas.

Finalmente, demonstra-se o modelo Hamiltoniano de porta controlada (PCH) que também pode ser obtido pelo modelo EL. Entretanto, essa modelagem oferece novas considerações sobre a energia do sistema, sendo imprescindível para obtenção das leis do controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). A formulação Hamiltoniana engloba a Lagrangiana e possibilita mais facilmente lidar com sistemas interconectados a partir de função de energia global do sistema (Ortega *et al.*, 2002).

Note que na Figura 2.1, o modelo Euler-Lagrange (EL) trata do modelo base para originar os demais. Com o modelo EL, as equações do controle PBC são obtidas. Já o controle SFL utiliza a descrição do modelo em Espaço de Estados (EE). Por sua vez, o controle IDA-PBC necessita do modelo Hamiltoniano (PCH) do sistema. Observe que cada modelo está associado a uma técnica de controle.

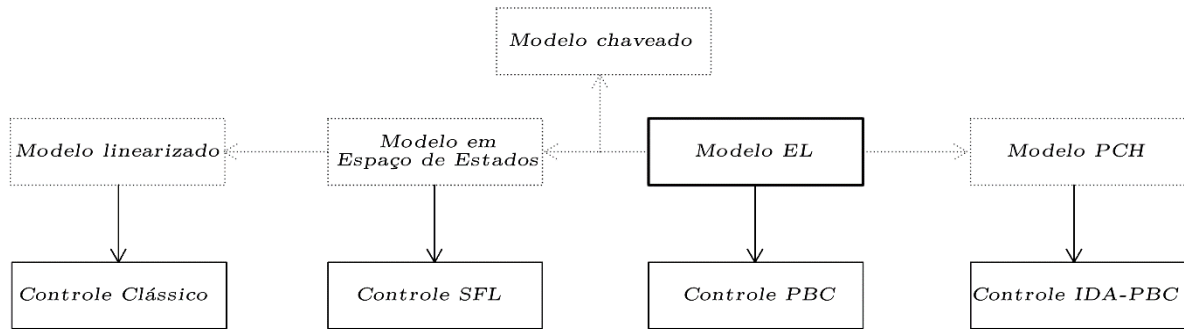


Figura 2.1. Modelos associados às técnicas de controle não lineares utilizadas

2.1 Modelagem de conversores boost

Um conversor boost (conversor elevador) é um circuito eletrônico utilizado para converter uma tensão em outra maior que a entrada. É um conversor chaveado, comum em uma fonte chaveada, e uma de suas maiores aplicações é em circuitos de correção do fator de potência.

O conversor boost é o mais adequado para sistemas PFC, em função de suas vantagens estruturais (Mammano e Dixon, 1991) como:

- A presença do indutor na entrada absorve variações bruscas na tensão de rede (“*spikes*”), de modo a não afetar o restante do circuito, além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal).
- A energia é armazenada no capacitor de saída, o qual opera em alta tensão, permitindo valores relativamente menores de capacitância.
- O controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive zero.
- Como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínuo), as exigências de filtros de IEM são minimizadas.
- O transistor deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, uma vez que pode ser feito por um sinal de baixa tensão referenciado ao terra.

Como desvantagens tem-se:

- O conversor posterior deve operar com uma tensão de entrada relativamente elevada.
- A posição do interruptor não permite proteção contra curto-circuito na carga ou sobrecorrente.
- Não é possível isolamento entre entrada e saída.

De acordo com Erickson (1997), a configuração prototípica do conjunto retificador mais conversor *boost* é visualizada na Figura 2.2.

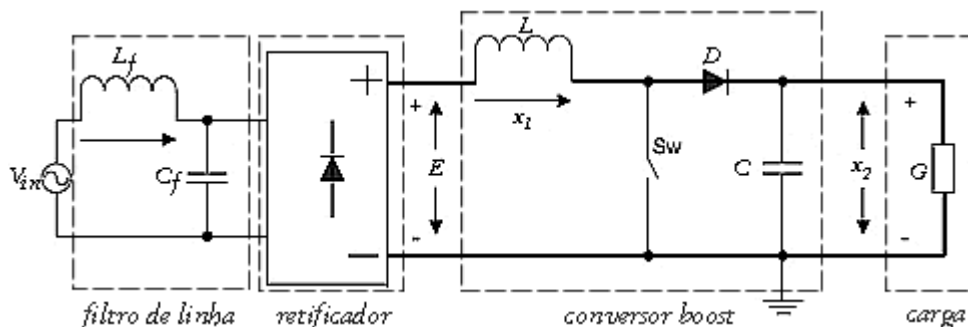


Figura 2.2. Diagrama de um retificador mais conversor estático boost e sua carga

No circuito da Figura 2.2, a tensão senoidal retificada E é sempre positiva. As variáveis de estado são a corrente no indutor (x_1) e a tensão no capacitor (x_2). O filtro de linha, posicionado à montante da ponte retificadora, é responsável por atenuar as interferências provenientes de ruídos e picos da corrente alternada.

2.1.1 Modelo chaveado de conversores boost

Os dois possíveis estados da chave (aberta e fechada) conduzem a duas situações distintas, considerando o modo de condução contínua da corrente. Quando a chave está fechada, o indutor é carregado, pois o diodo deixa de conduzir. Ao abrir a chave, o diodo passa a conduzir transferindo a energia armazenada no indutor para o capacitor.

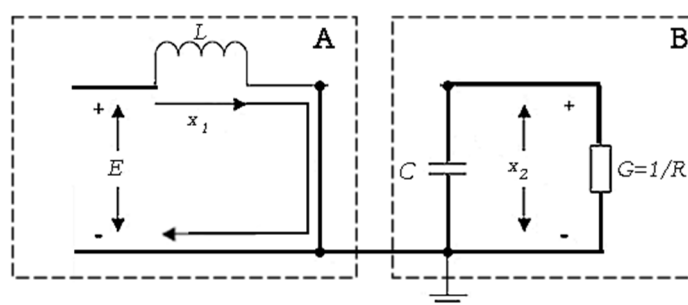


Figura 2.3. Conversor boost chave fechada.

Para o subintervalo no qual a chave se encontra fechada têm-se dois circuitos equivalentes: um com a presença do indutor e a tensão retificada E (Figura 2.3 A) e o outro do tipo RC (Figura 2.3 B).

Desse modo, as equações do circuito são:

$$0 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \therefore \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{RC}, \quad (2.1)$$

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L}. \quad (2.2)$$

Por conseguinte, a descrição no espaço de estados é representada pela Equação (2.3):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

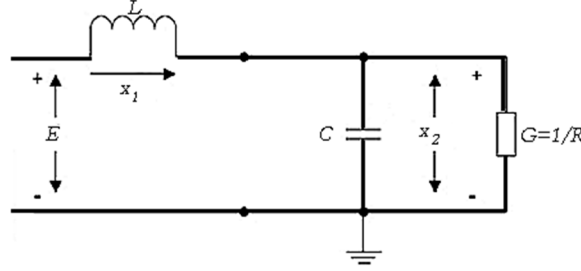


Figura 2.4. Conversor *boost* chave aberta.

Com a chave aberta (Figura 2.4), as equações do circuito equivalente, que se comporta como um circuito RLC, são:

$$x_1 = +\frac{x_2}{R} + C\dot{x}_2 \therefore \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC}, \quad (2.4)$$

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L} - \frac{x_2}{L}. \quad (2.5)$$

Nessa situação, a descrição no espaço de estados é representada pela Equação (2.6):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

No *boost* PFC em estudo, considera-se a variável u que denota a posição da chave sendo uma entrada de controle dada por:

$$u = \begin{cases} 1, & t_k \leq t \leq t_k + \mu(t_k)\Gamma \\ 0, & t_k + \mu(t_k)\Gamma \leq t \leq t_k + T \end{cases} \quad (2.7)$$

$$t_{k+1} = t_k + T; k = 0, 1, \dots$$

em que t_k representa o instante de amostragem, T é o período de chaveamento e μ corresponde à razão cíclica, ou seja, à fração de T na qual a chave encontra-se fechada

para cada intervalo de amostragem. A razão cíclica μ está situada na faixa $[0,1]$ e aparece no modelo médio dinâmico PWM como uma entrada de controle externa.

Reagrupando as Equações de estado (2.3) e (2.6) considerando a variável u , em que $u = 0$ significa chave aberta e $u = 1$ indica chave fechada, sendo que $G=1/R$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = -(1-u)\frac{1}{L}x_2 + \frac{E}{L}, \quad (2.8)$$

$$\dot{x}_2 = (1-u)\frac{1}{C}x_1 - \frac{G}{C}x_2. \quad (2.9)$$

2.1.2 Modelo médio EL de conversores boost

O assunto discutido nesta seção tem como base os resultados obtidos por Sira-Ramirez e Nieto (1996), onde modelos pela média de conversores CC-CC são apresentados como sistemas EL. O modelo clássico para a dinâmica EL de um circuito elétrico que não contém acoplamento magnético entre os eixos é dado por (Meisel, 1996):

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}}\right) - \frac{\partial \ell}{\partial q} = -\frac{\partial \mathfrak{R}}{\partial \dot{q}} + F_q, \quad (2.10)$$

onde \dot{q} é o vetor fluxo de corrente e o vetor q , integral da corrente (carga elétrica), constituem as coordenadas generalizadas do sistema. A função Lagrangiana ℓ é definida como a diferença entre a co-energia magnética, $\tau(q, \dot{q})$, e a energia do campo elétrico, $v(q)$, como demonstra

$$\ell(q, \dot{q}) = \tau(q, \dot{q}) - v(q). \quad (2.11)$$

O termo $\mathfrak{R}(\dot{q})$ é a função de dissipação de Rayleigh do sistema, que representa a perda de energia nos elementos resistivos do circuito. O vetor F_q representa as componentes de funções de força que, no caso, trata-se de uma fonte de tensão.

Denotam-se as coordenadas generalizadas por $q = [q_L \ q_C]^T$, as quais são compostas pela carga elétrica armazenada no indutor, q_L , e a carga armazenada no capacitor, q_C . Desse modo, o vetor de estado x é dado por $x = [q_L \ q_C / C]^T$.

Quando se consideram separadamente os circuitos associados a cada uma das duas posições possíveis da chave do conversor *boost* (fechada ou aberta), as funções generalizadas forçante F_q , a co-energia magnética, $\tau(q, \dot{q})$ e a energia do campo elétrico, $v(q)$, são todas independentes da posição da chave e são dadas por

$$F_q = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \tau(\dot{q}_L) = \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2, v(q_C) = \frac{1}{2C} q_C^2. \quad (2.12)$$

O único termo do modelo EL afetado pela posição da chave é $\mathfrak{R}(\dot{q})$, o qual alterna entre $\mathfrak{R}_0(\dot{q}_C)$ e $\mathfrak{R}_1(\dot{q}_L)$ conforme

$$\mathfrak{R}_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) = \frac{1}{2G} (\dot{q}_C - \dot{q}_L)^2 \quad (u = 0), \quad (2.13)$$

$$\mathfrak{R}_1(\dot{q}_C) = \frac{1}{2G} (\dot{q}_C)^2 \quad (u = 1). \quad (2.14)$$

Há muitas maneiras de deduzir o valor médio do termo de dissipação \mathfrak{R} visto que ele é variante no tempo. Nesse trabalho, considera-se a seguinte expressão para cálculo do valor médio

$$\bar{x}(t) \cong \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(s) ds. \quad (2.15)$$

Tendo em vista a definição descrita em (2.15) e das Equações (2.13) e (2.14), assumindo que a tensão de entrada retificada E e a tensão na carga V_o são constantes e iguais ao valor médio no ciclo de chaveamento, o termo Rayleigh médio é dado por:

$$\mathfrak{R}_m = \frac{1}{2G} [\dot{q}_C - (1 - \mu) \dot{q}_L]^2. \quad (2.16)$$

Assim o modelo EL médio é conforme:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell_m}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \ell_m}{\partial q} = \frac{\partial \mathfrak{R}_m}{\partial \dot{q}} + F_q^m \quad (2.17)$$

onde $\ell_m = \tau - v$, dado por (2.16) e $F_q^m = F_q$, com τ , v e F_q fornecidos pela Equação (2.12).

Considere-se a seguinte mudança de variáveis:

$$z(t) = [z_1(t), z_2(t)]^T = [\bar{x}_1(t), \bar{x}_2(t)]^T \quad (2.18)$$

onde x_1 e x_2 são a corrente no indutor e a tensão no capacitor, cujos valores médios são representados por z_1 e z_2 respectivamente. Por meio de (2.17), obtém-se:

$$\dot{z}_1 = -(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L} \quad (2.19)$$

$$\dot{z}_2 = (1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2. \quad (2.20)$$

Observe que o modelo descrito pelas Equações (2.19) e (2.20) pode ser escrito da seguinte forma matricial tendo em vista a Equação (2.17):

$$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = F \quad (2.21)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Note que o modelo descrito pelas Equações (2.19) e (2.20) é semelhante ao encontrado nas Equações (2.8) e (2.9), exceto pelo fato de se tratar de um modelo médio e da substituição da variável u pela razão cíclica μ .

2.1.3 Modelo PCH de conversores boost

A formulação Hamiltoniana engloba a Lagrangiana e possibilita mais facilmente lidar com sistemas interconectados a partir de função de energia global do sistema. Assim, todo sistema Lagrangiano pode ser reescrito na forma Hamiltoniana de porta controlada (PCH). Com uma simples manipulação matemática e com base no trabalho de van der Shaft (2009) e Ortega *et al.* (2002), as Equações (2.19) e (2.20) podem ser escritas no seguinte modelo PCH:

$$\begin{aligned}\dot{z} &= [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H \varepsilon \\ y &= g_H^T \frac{\partial H}{\partial z}(z),\end{aligned}\quad (2.23)$$

onde

$$H(z) = \frac{1}{2} L z_1^2 + \frac{1}{2} C z_2^2 \quad (2.24)$$

representa a energia total armazenada, z é o vetor das variáveis de energia, $G=1/R$, $\varepsilon = E$ é o vetor de entradas, y é a variável de porta e

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\mu}{LC} \\ \frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

A vantagem da descrição PCH é que o termo $H(z)$ é representado explicitamente no modelo. Além desse termo, o modelo contém as matrizes de interconexão J_H e amortecimento R_H . Observe que a formulação Hamiltoniana tem o dobro de equações da Lagrangiana, ou seja $\bar{n} = 2n$.

Há variações na representação apresentada em (2.23), mantendo porém a mesma estrutura. Por exemplo, o termo das variáveis de entrada nas equações dinâmicas em (2.23) pode ter a seguinte estrutura: $g_H(z, \mu)$, ou ainda, a matriz J_H ser função das variáveis de estado e internas de controle: $J_H(z, \mu)$. Alguns autores como Ortega *et al.* (2002) substituem

a razão cíclica μ por $d = \mu' = 1 - \mu$, para simplificar as expressões. Nesse caso, o sistema fica

$$\dot{z} = [J_{H_2}(\mu) - R_{H_2}] \frac{\partial H_2}{\partial z}(z) + g_H E \quad (2.26)$$

onde

$$H_2(z) = \frac{1}{2L} z_1^2 + \frac{1}{2C} z_2^2 \quad (2.27)$$

e

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_{H_2} = \begin{bmatrix} 0 & -d \\ d & 0 \end{bmatrix}; R_{H_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (2.28)$$

A derivada de $H(t)$ no tempo é dada por:

$$\frac{d}{dt} H(z) = - \left[\frac{\partial H}{\partial z}(z) \right]^T R(z) \frac{\partial H}{\partial z}(z) + \varepsilon^T y. \quad (2.29)$$

A primeira parcela do lado direito da equação (que é não positiva) representa a dissipação devida aos termos resistivos (dissipativos) do sistema. Integrando (2.29) obtém-se a equação do balanço de energia seguinte:

$$\underbrace{\int_0^t \varepsilon^T(s) y(s) ds}_{\text{fornecida}} = \underbrace{H[z(t)] - H[z(0)]}_{\text{armazenada}} + \underbrace{\int_0^t \left[\frac{\partial H}{\partial z}(z(s)) \right]^T R[z(s)] \frac{\partial H}{\partial z}[z(s)] ds}_{\text{dissipada}}. \quad (2.30)$$

Note que esta equação vale para $H(z)$ limitada inferiormente, que é o caso.

2.2 Modelagem de conversores buck

Como o próprio nome sugere, o conversor *buck* mostrado na Figura 2.5 abaixa a tensão de saída. Os modelos são descritos, resumidamente, a seguir :

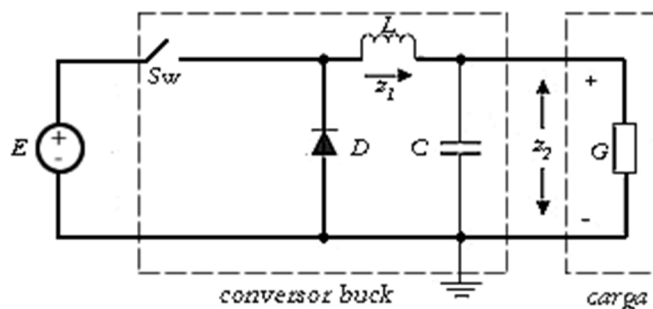


Figura 2.5. Conversor buck.

De acordo com Sira-Ramírez e Nieto (2007), o circuito médio do conversor buck mostrado na Figura 2.5 pode ser escrito por Equações Euler- Lagrange descritas por:

$$D_B \dot{z} + (J_B + R_B)z = \mu E_B, \quad (2.31)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

Em espaço de estados:

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{L}z_2 + \mu \frac{E}{L}, \quad (2.33)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2. \quad (2.34)$$

Maiores detalhes desse modelo e aplicações distintas podem ser vistas em Oliveira *et al* (2008) no qual o controle PBC é aplicado a um buck PFC. Em Oliveira *et al* (2011) aborda-se o emprego desse controle para alimentação de amplificadores de potência de áudio.

De modo semelhante ao realizado para conversores boost, reescreve-se o sistema Lagrangiano dado por (2.31) e (2.32) na forma PCH:

$$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E \quad (2.35)$$

onde

$$H(z) = \frac{1}{2}Lz_1^2 + \frac{1}{2}Cz_2^2 \quad (2.36)$$

representa a energia total armazenada e

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-\mu}{LC} \\ -\frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

2.3 Modelagem de conversores buck-boost

Conforme mostra a Figura 2.6, as variáveis de estado são a corrente média no indutor (z_1) e a tensão média no capacitor (z_2). Os dois possíveis estados da chave (aberta e fechada) são determinados em função do parâmetro de controle μ , que é a razão cíclica. Quando a chave está fechada, o indutor é carregado pois o diodo deixa de conduzir. Ao abrir a chave, o diodo passa a conduzir transferindo a energia armazenada no indutor para o capacitor.

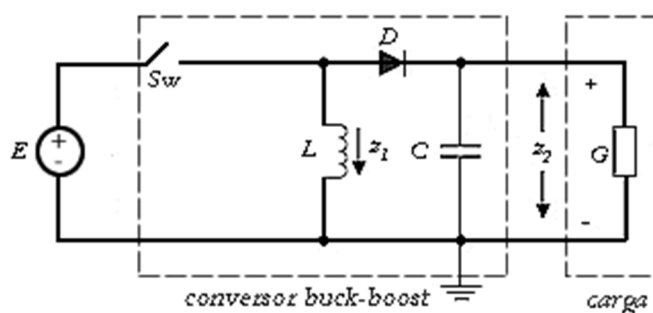


Figura 2.6. Conversor Buck-Boost.

De acordo com Sira-Ramirez *et al* (1997), o circuito médio do conversor buck-boost pode ser escrito por Equações Euler- Lagrange descritas por (2.38) e (2.39):

$$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = \mu F \quad (2.38)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

Em espaço de estados, tem-se

$$\dot{z}_1 = (1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L}, \quad (2.40)$$

$$\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2. \quad (2.41)$$

De modo semelhante ao realizado para conversores boost, reescreve-se o sistema Lagrangiano dado por (2.38) e (2.39) na forma Hamiltoniana de porta controlada (PCH):

$$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E \quad (2.42)$$

onde

$$H(z) = \frac{1}{2}Lz_1^2 + \frac{1}{2}Cz_2^2 \quad (2.43)$$

representa a energia total armazenada e

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-\mu}{LC} \\ -\frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

2.4 Modelagem de conversores *flyback*

Os conversores do tipo *flyback* são os mais usados em fontes chaveadas com potência até 100 W. O enorme emprego desses conversores justifica-se, principalmente, pelo baixo custo e pela segurança intrínseca oferecida tendo em vista o aspecto construtivo dos mesmos. A configuração do conversor é visualizada na Figura 2.7.

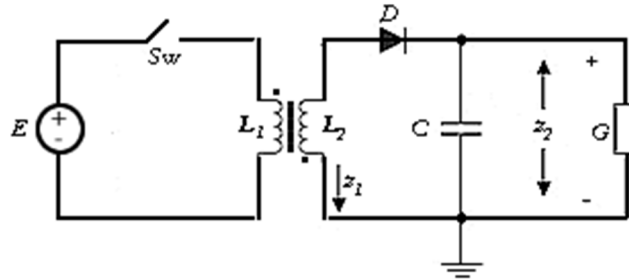


Figura 2.7. Conversor Flyback.

Como se observa na Figura 2.7, o conversor inclui isolamento entre o primário e o secundário do transformador *flyback*. Quando a chave está ligada a energia é armazenada no primário e quando a chave está na posição desligada essa energia armazenada no núcleo é transferida para a carga.

Do ponto de vista matemático, o conversor *flyback* pode ser visto como um conversor *buck-boost* isolado. De acordo com Seker e Zergeroglu (2011), o circuito médio do conversor flyback mostrado na Figura 2.7 pode ser escrito por Equações em espaço de estados descritas por (2.45) e (2.46) :

$$\dot{z}_1 = \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} (1 - \mu) z_2 + \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} \mu E \quad (2.45)$$

$$\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2 \quad (2.46)$$

onde L_1 e L_2 são as indutâncias no primário e secundário, respectivamente, e L_M representa a indutância mútua. Ao substituir:

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1},$$

$$E_{\text{flyback}} = \frac{L_M}{L_1} E_{\text{buckboost}} \quad (2.47)$$

as Equações do conversor flyback (2.45-46) tornam-se semelhantes as Equações do buck-boost (2.40-2.41).

Portanto, neste trabalho, são utilizados os modelos matemáticos adaptados que representam o *buck-boost* para dedução das equações de controle com as ressalvas dadas por (2.47).

2.5 Modelagem de conversores SEPIC

O circuito do conversor SEPIC é mostrado na Figura 2.8. Este conversor é um tipo derivado do buck-boost, ou seja, pode tanto diminuir como aumentar a tensão de saída em relação à entrada.

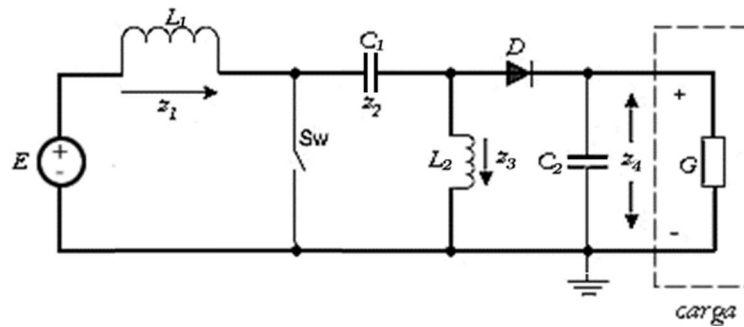


Figura 2.8. Circuito do conversor SEPIC.

Com base nos trabalhos de Meghnous *et al.* (2013) e Kanaan e Al-Haddad (2005), os modelos médios Euler-Lagrange (EL) dos conversores servem como base para obtenção dos modelos e leis de controle não lineares do conversor SEPIC. Observe que nos modelos descritos pelas Equações (2.48), (2.49) e (2.50), z_1 e z_3 são as correntes médias nos indutores L_1 e L_2 , z_2 é a tensão no capacitor C_1 e z_4 é a tensão de saída no capacitor C_2 , μ é razão cíclica e E é a tensão de entrada.

Com a redução de custos de componentes eletrônicos, conversores SEPIC têm despertado um interesse crescente em sistemas PFC, pois a saída não precisa operar em alta tensão como acontece em conversores boost. Além disso, a polaridade não é invertida como acontece em conversores CUK.

Modelo EE:

$$\begin{aligned}
 L_1 \dot{z}_1 &= E - (1 - \mu)(z_2 + z_4), \\
 C_1 \dot{z}_2 &= (1 - \mu)z_1 - \mu z_3, \\
 L_2 \dot{z}_3 &= \mu z_2 - (1 - \mu)z_4, \\
 C_2 \dot{z}_4 &= (1 - \mu)(z_1 + z_3) - \frac{1}{R_L} z_4.
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Modelo EL:

$$D_B \dot{z} + [(1 - \mu)J_{B1} + \mu J_{B2}]z + R_B z = F,$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; D_H = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix};$$

$$J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Modelo PCH:

$$\dot{z} = P[(1 - \mu)J_{H1} + \mu J_{H2} - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + PBF,$$

$$H(z) = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2}z_4^2$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}; J_{H1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; J_{H2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$P_H = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(2.50)

2.6 Modelagem de conversores CUK

O conversor CUK, visto na Figura 2.9, assim como o conversor SEPIC, pode elevar ou abaixar a tensão de entrada. Entretanto, a tensão de saída possui polaridade invertida.

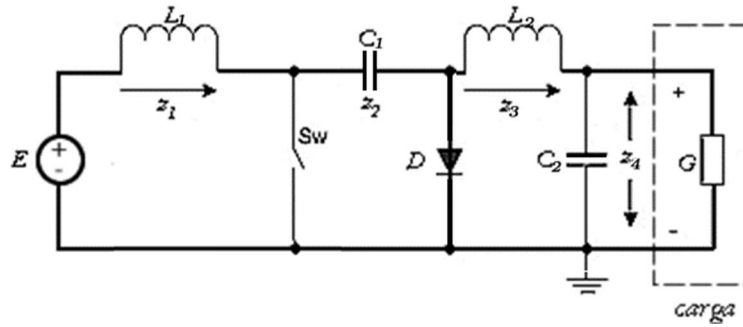


Figura 2.9. Circuito do conversor CUK.

Assim, com base nos trabalhos de Scherpen *et al.* (1999) e Rodríguez *et al.* (2005), os modelos médios Euler-Lagrange (EL) dos conversores servem como base para obtenção dos modelos e leis de controle não lineares do conversor CUK. Observe que nos modelos descritos pelas equações (2.51), (2.52) e (2.53), z_1 e z_3 são as correntes médias nos indutores L_1 e L_2 , z_2 é a tensão no capacitor C_1 e z_4 é a tensão de saída no capacitor C_2 , μ é razão cíclica e E é a tensão de entrada.

Modelo EE:

$$\begin{aligned}
 L_1 \dot{z}_1 &= E - (1 - \mu)z_2, \\
 C_1 \dot{z}_2 &= (1 - \mu)z_1 + \mu z_3, \\
 L_2 \dot{z}_3 &= -\mu z_2 - z_4, \\
 C_2 \dot{z}_4 &= z_3 - \frac{1}{R_L} z_4.
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

Modelo EL:

$$D_B \dot{z} + [\mu J_{B1} + J_{B2}]z + R_B z = F,$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix};$$

$$J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Modelo PCH:

$$\dot{z} = P[\mu J_{H1} + J_{H2} - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + PBF,$$

$$H(z) = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2}z_4^2$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}; J_{H1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_{H2} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$P_H = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(2.53)

2.7 Modelagem de conversores boost trifásico

O circuito do boost trifásico visto na Figura 2.10 pode ser usado como corretor de fator de potência atuando na entrada de equipamentos eletrônicos diversos. A estratégia de controle objetiva regular a tensão de saída V_c , sujeita a perturbações na carga, flutuações na tensão de entrada, incerteza de parâmetros e ruídos de medição.

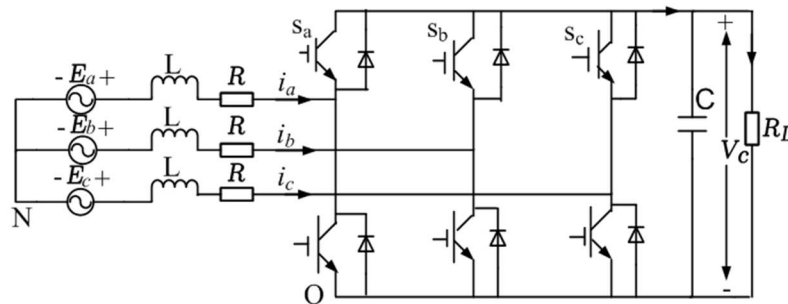


Figura 2.10. Circuito do conversor boost PFC trifásico.

Assim, com base nos trabalhos de Lee (2004) e Tang et al (2008), os modelos médios Euler-Lagrange (EL) dos conversores servem como base para obtenção dos modelos e leis de controle não lineares dos conversores estudados. Observe que os modelos descritos pelas equações (2.54), (2.55) e (2.56) já são representados no referencial síncrono d-q, no qual w é a frequência angular da tensão senoidal, z_1 é a corrente média no eixo d, z_2 é a corrente média no eixo q, z_3 é a tensão de saída no capacitor, μ_d e μ_q são as razões cíclicas e E é tensão de entrada.

Modelo EE:

$$\begin{aligned}
 L\dot{z}_1 &= E - Rz_1 + wLz_2 - z_3\mu_d, \\
 L\dot{z}_2 &= -wLz_1 - Rz_2 - z_3\mu_q, \\
 C\dot{z}_3 &= z_1\mu_d + z_2\mu_q - \frac{1}{R_L}.
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Modelo EL:

$$D_B \dot{z} + [J_{B1} + J_{B2}(\mu)]z + R_B z = F,$$

$$z = \begin{bmatrix} LZ_1 \\ LZ_2 \\ CZ_3 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix};$$

$$J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & wL & 0 \\ -wL & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mu_d \\ 0 & 0 & \mu_q \\ -\mu_d & -\mu_q & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Modelo EL:

$$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H F,$$

$$H(z) = \frac{1}{2} LZ_1^2 + \frac{1}{2} LZ_2^2 + \frac{1}{2} CZ_3^2,$$

$$z = \begin{bmatrix} LZ_1 \\ LZ_2 \\ CZ_3 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & wL & -\mu_d \\ -wL & 0 & -\mu_q \\ \mu_d & \mu_q & 0 \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$$

(2.56)

2.8 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo são descritos os modelos dos conversores estudados (boost monofásico e trifásico, buck, buck-boost, flyback, SEPIC e CUK): o modelo em Espaço de Estados (EE), o modelo Euler-Lagrange (EL) e o modelo Hamiltoniano de porta controlada (PCH). De uma forma geral, as variáveis de estado são aquelas relacionadas com os elementos armazenadores de energia, ou seja, os capacitores e os indutores. Os conversores CUK e SEPIC são sistemas de quarta ordem (possuem quatro variáveis de estado), o conversor boost trifásico é de terceira ordem, enquanto os demais tratam-se de sistemas de segunda ordem.

Por meio do Modelo Chaveado do conversor boost é possível compreender o sistema e levantar as variáveis de estado que são a corrente no indutor e a tensão no capacitor. Já os modelos EL e PCH apresentam abordagens sofisticadas envolvendo conceitos de energia. Entretanto, os três modelos, como por exemplo os descritos pelas Equações (2.8) e (2.9) e pelas Equações (2.19) e (2.20), são semelhantes exceto pela substituição da variável u pela razão cíclica μ , que atua como uma entrada de controle externa. Apesar de possuir interpretações matemáticas e físicas específicas, os modelos Euler-Lagrange e Hamiltoniano são formas matriciais diferentes de escrever as equações em espaço de estados.

A modelagem detalhada é demonstrada para o conversor boost. Em seguida, os mesmos modelos são adaptados sucintamente para os outros tipos de conversores, tendo em vista as referências bibliográficas pertinentes. É importante salientar que cada modelo está associado a uma técnica de controle: as equações do controle PBC são obtidas com o modelo EL e o controle SFL utiliza a descrição do modelo em Espaço de Estados (EE). Por sua vez, o controle IDA-PBC tem como base o modelo PCH. De modo a facilitar a visualização e comparação, os modelos pertinentes são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1. Modelos usados para os conversores buck, boost, buck-boost, SEPIC e CUK

	Boost	Buck	Buck-Boost
EE	$\dot{z}_1 = -(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = (1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2$	$\dot{z}_1 = -\frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2$	$\dot{z}_1 = (1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2$
EL	$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$	$D_B \dot{z} + (J_B + R_B) z = \mu F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$	$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = \mu F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$
PCH	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E$ $H(z) = \frac{1}{2} L z_1^2 + \frac{1}{2} C z_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\mu}{LC} \\ \frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E$ $H(z) = \frac{1}{2} L z_1^2 + \frac{1}{2} C z_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{LC} \\ \frac{1}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E$ $H(z) = \frac{1}{2} L z_1^2 + \frac{1}{2} C z_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-\mu}{LC} \\ -\frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$
Boost Trifásico			
EE	$L \dot{z}_1 = E - R z_1 + w L z_2 - z_3 \mu_d$ $L \dot{z}_2 = -w L z_1 - R z_2 - z_3 \mu$ $C \dot{z}_3 = z_1 \mu_d + z_2 \mu_q - \frac{1}{R_L}$		
EL	$D_B \dot{z} + [J_{B1} + J_{B2}(\mu)] z + R_B z = F$ $z = \begin{bmatrix} L z_1 \\ L z_2 \\ C z_3 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}; J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & wL & 0 \\ -wL & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mu_d \\ 0 & 0 & \mu_q \\ -\mu_d & -\mu_q & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$		
PCH	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H F$ $H(z) = \frac{1}{2} L z_1^2 + \frac{1}{2} L z_2^2 + \frac{1}{2} C z_3^2$ $z = \begin{bmatrix} L z_1 \\ L z_2 \\ C z_3 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & wL & -\mu_d \\ -wL & 0 & -\mu_q \\ \mu_d & \mu_q & 0 \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$		

	SEPIC	CUK
EE	$L_1 \dot{z}_1 = E - (1 - \mu)(z_2 + z_4)$ $C_1 \dot{z}_2 = (1 - \mu)z_1 - \mu z_3$ $L_2 \dot{z}_3 = \mu z_2 - (1 - \mu)z_4$ $C_2 \dot{z}_4 = (1 - \mu)(z_1 + z_3) - \frac{1}{R_L} z_4$	$L_1 \dot{z}_1 = E - (1 - \mu)z_2$ $C_1 \dot{z}_2 = (1 - \mu)z_1 + \mu z_3$ $L_2 \dot{z}_3 = -\mu z_2 - z_4$ $C_2 \dot{z}_4 = z_3 - \frac{1}{R_L} z_4$
EL	$D_B \dot{z} + [(1 - \mu)J_{B1} + \mu J_{B2}]z + R_B z = F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; D_H = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix};$ $R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix}; J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix};$ $J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$D_B \dot{z} + [\mu J_{B1} + J_{B2}]z + R_B z = F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; D_H = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix};$ $R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix}; J_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$ $J_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
PHC	$\dot{z} = P[(1 - \mu)J_{H1} + \mu J_{H2} - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + PBF$ $H(z) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix};$ $J_{H1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; J_{H2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $P = \begin{bmatrix} L_1^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2^{-1} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\dot{z} = P[\mu J_{H1} + J_{H2} - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + PBF$ $H(z) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}; R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix};$ $J_{H1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_{H2} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $P = \begin{bmatrix} L_1^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2^{-1} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

3 Controle de conversores

O primeiro passo para obter um controle eficiente consiste na modelagem adequada do sistema, assunto discutido no capítulo anterior. Em seguida, torna-se necessário definir a estratégia de controle. Da mesma forma abordada no Capítulo 2, trata-se aqui com prioridade o controle de conversores boost, servindo como base para dedução das leis de controle para os outros conversores.

Independentemente do método não linear e do conversor utilizados, o procedimento geral adotado nesse trabalho é mostrado na Figura 3.1. Observe que na Figura 3.1, o objetivo de controle é sempre encontrar a equação para μ . Com o sinal da razão cíclica sintetizado, torna-se necessário limitá-lo entre 0 e 1 e, em seguida, o sinal PWM correspondente é produzido para entrada no conversor. As variáveis de estado do conversor (corrente no indutor e tensão no capacitor) e as referências (valores desejados da tensão de saída e da corrente no indutor) retroalimentam o sintetizador. Por sua vez, para o cálculo da razão cíclica, é necessário estimar o valor da carga representado por G .

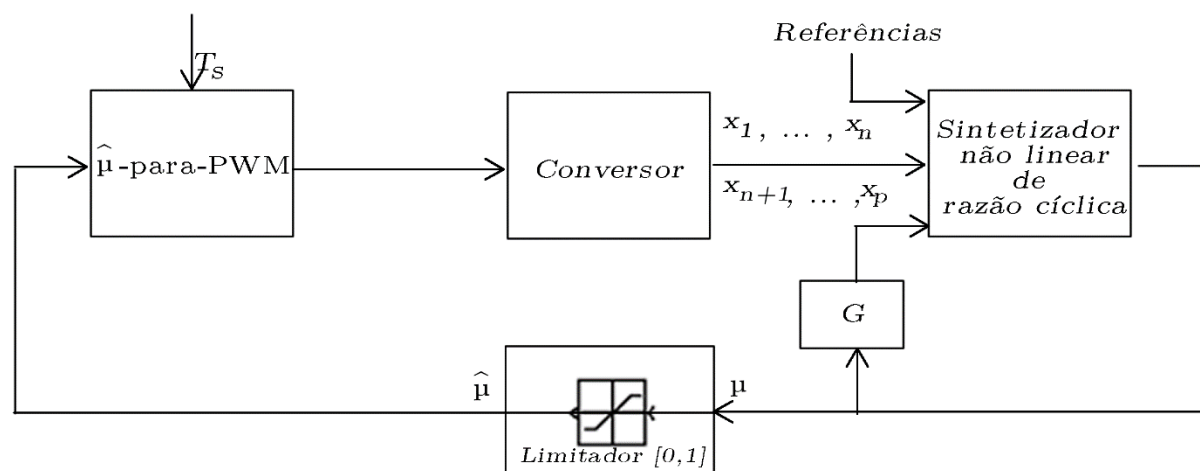


Figura 3.1. Procedimento padrão para o controle não linear.

Na literatura, é possível encontrar diversas técnicas de controle de conversores. As técnicas variam desde o controle clássico - controladores PID (Proporcional, Integral e Derivativo) para a malha de tensão e para a malha de corrente até métodos não-lineares

de controles, objetos de estudo recentes. A seguir, tais métodos de controle serão descritos com maiores detalhes.

3.1 Controle clássico de conversores boost

Uma grande variedade de estratégias de controle, baseada no modelo médio de pequenos sinais linearizado, é discutida em Erickson (1997), Mohan (1995) e em Kassakian *et al.* (1991). Como exemplo, é discutido o controle clássico aplicado a sistemas lineares ou linearizados. A vantagem dessa abordagem consiste no avanço das técnicas de projeto, nas inúmeras configurações disponíveis e na simplicidade de compreensão do sistema. Além disso, há uma familiaridade e boa aceitação deste tipo de controle no meio industrial.

No controle clássico ilustrado na Figura 3.2, a estrutura de controle em cascata consiste de uma malha de tensão externa lenta e de uma malha interna rápida de corrente. Observe que a referência para a malha de corrente depende do produto do sinal de saída de um amplificador de erro de tensão (que contém um componente de segunda harmônica) e a tensão senoidal retificada de entrada. Isso faz com que o controlador linear possua elevados índices na terceira harmônica da corrente de entrada. Assim, o ganho do circuito de tensão de 120 Hz determina eficazmente o nível da terceira harmônica esperada na tensão de entrada (Mohan, 1995). Essa é uma das desvantagens do controle clássico.

A outra desvantagem consiste da restrição no ponto de operação do sistema visto que a linearização é local, em torno do ponto de equilíbrio. Nesse processo, em que se realiza o desenvolvimento da função do sistema em série de Taylor, eliminam-se os termos de ordem elevada, restando apenas os termos de primeira ordem. Desse modo, a função do sistema é substituída - quando possível - pelo sua matriz Jacobiana multiplicada pelo estado (Khalil, 2006).

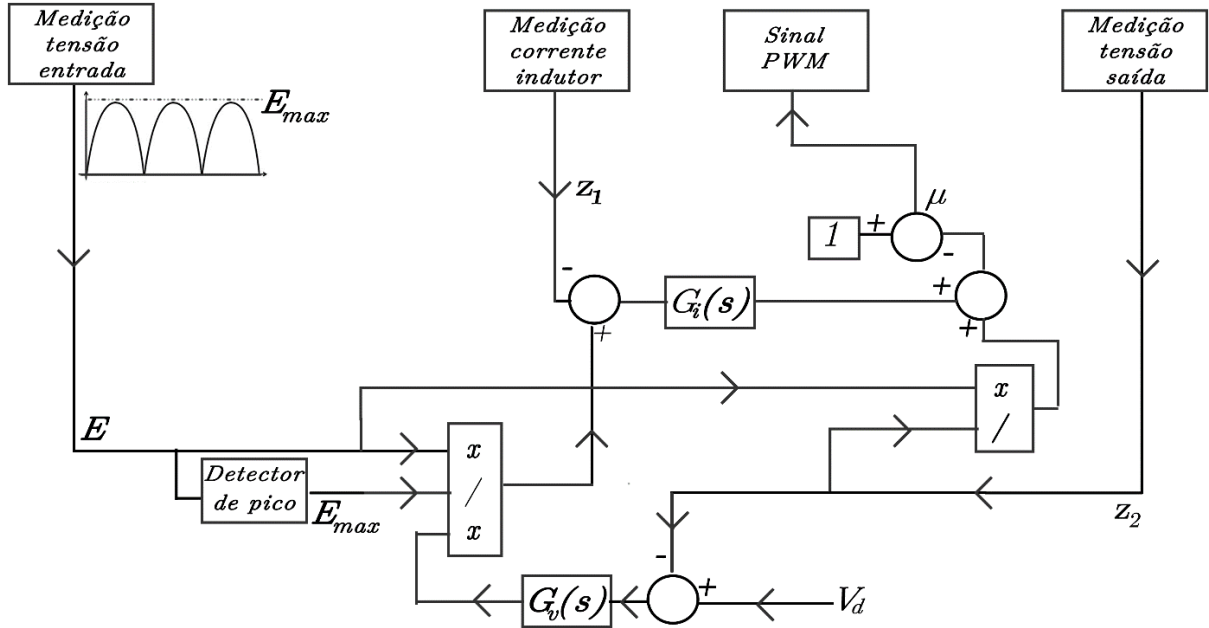


Figura 3.2. Controle clássico de conversores *boost*.

Considere a matriz Jacobiana do sistema dado pelas Equações (2.19) e (2.20):

$$J_a = \begin{bmatrix} 0 & -(1 - \mu^*) \frac{1}{L} \\ (1 - \mu^*) \frac{1}{C} & -\frac{G}{C} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Os pontos fixos, obtidos quando $\dot{z}_1 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$, são:

$$z_1^* = \frac{EG}{(1 - \mu^*)^2}, \quad (3.2)$$

$$z_2^* = \frac{E}{(1 - \mu^*)}. \quad (3.3)$$

Assim, o sistema linearizado é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = J_a \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}_{z=z^*}. \quad (3.4)$$

Os ganhos dos controladores PID das malhas de corrente (G_i) e de tensão (G_v) são sintonizados por meio da análise em frequência dos sinais, tendo em vista o modelo linearizado do conversor *boost* dado por (3.4). Conforme Mohan (1995), as funções de transferência são dadas por:

$$\frac{z_2(s)}{z_{1p}(s)} = \frac{E}{2V_d} \frac{R}{sRC + 1}, \quad (3.5)$$

$$\frac{z_1(s)}{d(s)} = -\frac{V_d}{sL} \quad (3.6)$$

onde $z_{1p}(s)$ é o valor de pico da corrente no indutor, $R=1/G$, $z_2^* = V_d$ e $d(s) = 1 - \mu(s)$.

Os ganhos do controlador proporcional e integrativo para as malhas de tensão e de corrente sugeridos por Erickson (1997) são dados por:

$$G_v(s) = \frac{k_v}{1 + s / w_{vp}}, \quad (3.7)$$

$$G_i(s) = \frac{ki}{1 + s/w_{ci}}. \quad (3.8)$$

O polo e o ganho do controlador de tensão são escolhidos para obter uma margem de fase suficiente (aproximadamente 45°) e uma largura de banda de 5 a 20 Hz. A largura de banda é intencionalmente mantida baixa, já que, como discutido anteriormente, o ganho na frequência de 120 Hz determina eficazmente o índice da terceira harmônica esperada na corrente de entrada. Visto que a malha externa tem um ganho DC finito, a referência de tensão é ajustada para evitar um erro em regime permanente de tensão de saída. A saída do compensador de tensão fornece uma referência para a amplitude da corrente no indutor, a qual é multiplicada pelo sinal retificado da tensão de entrada e escalonada para gerar a corrente desejada no indutor. Já o ganho e o polo da malha interna são escolhidos para uma margem de fase aceitável e largura de banda na ordem de 10 kHz (Rao *et al.*, 2008 a). Maiores detalhes de uma implementação digital de um controlador linear são fornecidos em Prodic *et al.* (2009) e Rao *et al.*, (2008 a).

3.2 Controle SFL de conversores boost

O controle linearizante por realimentação de estado é utilizado nesse trabalho principalmente por se tratar de um procedimento didático e eficaz. Esse método facilita o entendimento do sistema sendo bastante útil para um contato inicial com técnicas de controle não lineares e leva a mudanças de coordenadas que evidenciem a estrutura e

propriedades matemáticas interessantes. Ademais, possibilita transformar a dinâmica de um sistema não linear em uma dinâmica linear, através de uma realimentação não linear do estado ou da saída, convenientemente escolhida. Para esse propósito, torna-se necessário realizar uma mudança de variável de estado e introduzir uma variável de entrada auxiliar. Em seguida, é possível utilizar técnicas lineares familiares e mais eficientes do que as não lineares, para efetuar o controle do sistema proposto (Khalil, 2006).

Note que este tipo de procedimento difere conceitualmente da linearização na vizinhança de um ponto de equilíbrio, apresentada na Seção 3.1. No caso em que se lineariza pelo Jacobiano, a linearização é local, isto é, é válida apenas para uma região em torno de um determinado ponto, enquanto que a linearização por realimentação é global, ou seja, aplica-se a todo o domínio do espaço de estados ou de saída, com a eventual exceção de pontos isolados. Além disso, enquanto a linearização pelo Jacobiano é aproximada, a linearização por realimentação é exata. Uma desvantagem da linearização por realimentação de estado é a necessidade do conhecimento exato dos parâmetros do modelo.

Visando à obtenção de leis de controle não linear para o sistema descrito por (2.19)-(2.20) para aprofundar o entendimento do controle do conversor boost, realiza-se a análise do modelo deste conversor que é de fato bilinear. Considere a matriz Jacobiana do sistema dada por

$$\mathbf{J}_a = \begin{pmatrix} 0 & -(1-\mu)\frac{1}{L} \\ (1-\mu)\frac{1}{C} & -\frac{G}{C} \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Note que nas Equações (2.19) e (2.20) μ é a variável de controle que será utilizada para os objetivos de regulação e rastreamento de trajetória das variáveis de estado z_1 e z_2 . Observe-se que a variável μ está presente na matriz \mathbf{J}_a .

Maiores detalhes e conceitos da técnica aplicada a seguir podem ser vistos em Khalil (2006). A obtenção e implementação dos algoritmos de controle por linearização da

realimentação de estado para o conversor boost podem ser vistos em Rosa et al. (2012 a). Resumidamente, os seguintes passos são necessários para a linearização por realimentação de estados:

- Escolher a variável de estado a ser controlada (ou a corrente z_1 ou a tensão z_2);
- derivar a saída g_r vezes até se obter uma relação explícita entre $y(n)$ e a entrada ;
- escolher $\mu = \mu(v, z)$ de modo a cancelar as não linearidades e garantir a convergência do erro de rastreamento;
- analisar a estabilidade da dinâmica interna.

Definindo L_f como sendo a derivada de Lie (Khalil, 2006) e escolhendo $h(x) = z_1$:

$$\zeta_1 = h(x) = y = z_1, \quad (3.10)$$

$$\zeta_2 = L_f h = \dot{y} = \dot{z}_1 = -(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L}. \quad (3.11)$$

Como se precisou derivar $g_r = 1$ vezes para se obter uma relação entre a entrada e saída, o grau relativo é $g_r = 1$. O novo sistema de coordenadas fica:

$$\begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ v \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \\ \dot{\zeta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_2 \\ v \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Utilizando-se a lei de controle $v = r^{(g_r)} - k^T e$, com k e e dados por:

$$k = [k_1], \quad (3.14)$$

$$e = [e_1] = [z_1 - r] \quad (3.15)$$

obtem-se:

$$v = \dot{r} - k_1 e, \quad (3.16)$$

$$-(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L} = \dot{r} - k_1 (z_1 - r). \quad (3.17)$$

Isolando μ , encontra-se a expressão geral para a equação da razão cíclica:

$$\mu = \frac{L[\dot{r} - k_1(z_1 - r)] - E}{z_2} + 1. \quad (3.18)$$

Assim, para uma tensão de entrada constante tem-se:

$$r = z_{1d} = I_d \quad \text{e} \quad \dot{r} = 0. \quad (3.19)$$

Tendo em vista as Equações (3.18) e (3.19), encontra-se:

$$\mu = 1 - \frac{Lk_1(z_1 - I_d) + E}{z_2}. \quad (3.20)$$

No caso de um sistema PFC, a entrada do conversor não se trata mais de um valor constante sujeito a pequenas oscilações. Pelo contrário, a forma de onda da tensão de entrada é um sinal senoidal retificado como mostra a Figura 2.2. Dada uma entrada senoidal, o objetivo de controle é corrigir o fator de potência para valores próximos do unitário. Assim, a corrente desejada z_{1d} no indutor do conversor deve estar em fase com a tensão da rede, ou seja,

$$E = E_{\max} \left| \text{sen}(wt + \varphi) \right|, \quad (3.21)$$

$$z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\max}} \left| \text{sen}(wt + \varphi) \right|. \quad (3.22)$$

Nesse contexto, as novas referências são senoidais. Ao invés de trabalhar com pontos fixos, as regiões de convergência, para esse caso, tratam-se de ciclos limites. Assim :

$$r = z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\max}} \left| \text{sen}(wt + \varphi) \right|, \quad (3.23)$$

$$\dot{r} = \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{\max}} \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\text{sen}(wt + \varphi)). \quad (3.24)$$

Utilizando-se a lei de controle (3.18), tem-se

$$\mu = 1 - \frac{[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}. \quad (3.25)$$

3.3 Controle PBC de conversores boost

Sira-Ramirez *et al.* (1997) mostram como o projeto de controle baseado em passividade para conversores de potência chaveados - uma técnica de controle não linear - oferece claras vantagens em relação às abordagens convencionais baseadas em modelos de pequenos sinais linearizados do conversor. Dentre essas vantagens, pode-se citar a capacidade de lidar com as não-linearidades intrínsecas do sistema e a larga faixa de operação tendo em vista o comportamento dinâmico e perturbações do conversor.

O controle baseado em passividade, utilizando o conceito incremental de energia e métodos adaptativos para estimar incertezas paramétricas, é proposto por Sanders e Verghese (1992). Como o controle PBC, assim como nos métodos de controle não lineares, depende de parâmetros corretos da modelagem, Leyva *et al.* (2006) complementaram os trabalhos de Sanders propondo a adição de uma ação integral para eliminar os erros em regime permanente.

Em geral, o ajuste do método baseado em passividade não depende de um ponto de operação específico. Essa abordagem consiste em modificar a energia do sistema por meio da adição de amortecimento na estrutura dissipativa e é válida para uma ampla faixa de operação. Conforme demonstram os trabalhos de Jeltsema e Sherpen (2004) e Leyva *et al.* (2005), a estabilidade de grandes sinais é assegurada.

A aplicação dos conceitos de passividade implica a existência de três funções de energia:

Função de armazenamento D_B : representa a energia armazenada no sistema. No caso de circuitos elétricos, esta energia está associada a capacitores e indutores.

Função de fornecimento F : energia externa recebida pelo sistema. Para circuitos elétricos, está associada a fontes de tensão e de corrente.

Função de dissipação R_B : representa a energia total dissipada pelo sistema em um intervalo de tempo. Essa energia está associada à resistores em circuitos elétricos.

O objetivo do controle baseado em passividade é modificar a estrutura dissipativa, sobretudo a matriz R_B visto que as entradas e os elementos armazenadores são constantes. A premissa básica é manter a energia armazenada nos capacitores e indutores sempre menor que a injetada pela fonte. Esse efeito é obtido por meio da adição de resistores “virtuais” em paralelo ou em série com a carga. Tais resistências são emuladas pelo controlador por meio do condicionamento do sinal da razão cíclica.

Para dedução da lei de controle PBC, repete-se por conveniência a equação do conversor *boost* em espaço de estados:

$$\dot{z}_1 = -(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L}, \quad (2.19)$$

$$\dot{z}_2 = (1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2. \quad (2.20)$$

Como visto na Seção 2, o circuito médio do conversor *boost* também pode ser escrito por equações Euler- Lagrange descritas por:

$$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = F, \quad (2.21)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

nas quais, μ é a razão cíclica sendo que $0 \leq \mu < 1$.

Nas Equações (2.21) e (2.22), além das matrizes de armazenamento, de fornecimento e de dissipação, há a matriz J_B que fornece informações relacionadas à posição da chave e é responsável pelo fluxo interno de energia do sistema.

Considera-se o vetor erro dos estados

$$\tilde{z} = z - z_d, \quad (3.26)$$

e um termo de amortecimento R_{damp} dado por:

$$R_{\text{damp}} = \begin{bmatrix} R_{1\text{damp}} & 0 \\ 0 & R_{2\text{damp}} \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

A adição da realimentação e do termo de amortecimento são requisitos do controle baseado em passividade, que por meio da ação de um controlador, consiste em encontrar,

para um sistema dinâmico, uma relação que minimize a energia armazenada pela planta. Ao fechar a malha e introduzir a variável de erro \tilde{z} , a ideia é aumentar a velocidade de convergência para o valor desejado, além de outros benefícios gerados pela realimentação (ex: mesmo trabalhando com entradas senoidais, no regime permanente o erro tende a ser nulo). Outras definições acerca de passividade, assim como as equações necessárias para o controle tendo em vista esse método, podem ser visualizadas em Oliveira *et al.* (2009) e Sira-Ramirez *et al.* (1997). A seguir, tais equações são descritas de forma resumida.

Substituindo (3.26) e (3.27) em (2.21), tem-se que

$$\begin{aligned} D_B \dot{\tilde{z}} + (1 - \mu) J_B \tilde{z} + R_B \tilde{z} + R_{\text{damp}} \tilde{z} &= \psi, \\ \psi &= F - \left[D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d \right] + R_{\text{damp}} \tilde{z}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Para anular a dinâmica, basta fazer $\dot{\tilde{z}} = 0$, produzindo

$$\begin{aligned} L \dot{z}_{1d} + (1 - \mu) z_{2d} - R_{1\text{damp}} \tilde{z}_1 &= E, \\ C \dot{z}_{2d} - (1 - \mu) z_{1d} + G z_{2d} - R_{2\text{damp}} \tilde{z}_2 &= 0. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Dada uma entrada senoidal, o objetivo de controle é corrigir o fator de potência para valores próximos do unitário. Assim, a corrente desejada z_{1d} no indutor do conversor deve estar em fase com a tensão da rede, ou seja,

$$E = E_{\text{max}} \left| \text{sen}(wt + \varphi) \right|, \quad (3.30)$$

$$z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\text{max}}} \left| \text{sen}(wt + \varphi) \right|. \quad (3.31)$$

Por meio de (3.29), encontra-se:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu) z_{1d} - G z_{2d} + R_{2\text{damp}} (z_2 - z_{2d})}{C}, \quad (3.32)$$

$$\mu = 1 - \frac{\left[E + R_{1\text{damp}} (z_1 - z_{1d}) - L \dot{z}_{1d} \right]}{z_{2d}}. \quad (3.33)$$

As Equações (3.31) a (3.33) são as equações de controle que o microcontrolador deve resolver.

3.4 Controle IDA-PBC de conversores boost

A metodologia de controle IDA-PBC apresenta uma nítida separação entre os elementos do sistema em termos de suas funções de energia, possibilitando o projeto de controladores com uma clara interpretação física (Ortega *et al.*, 2012). Com base no modelo Hamiltoniano, no qual o termo $H(z)$ é representado explicitamente, descreve como a energia flui dentro do sistema e entre as interconexões dos subsistemas, representadas pela matriz J_H , e os elementos dissipadores de energia, representados pela matriz R_H . O projeto do controlador IDA-PBC consiste em encontrar a solução que leva o sistema, em malha fechada, a ser estabilizado por meio da modificação das matrizes de interconexão e amortecimento do sistema. Desse modo, torna-se necessário resolver equações diferenciais parciais provenientes dos subsistemas interconectados, ao inserir amortecimento à função de energia desejada.

Com base no artigo Rodriguez *et al.* (2000), as equações do controle IDA-PBC são obtidas nos parágrafos seguintes.

Os pontos fixos, obtidos quando $\dot{z}_1 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$ nas Equações (2.19) e (2.20) são:

$$\bar{z}_1 = \frac{EG}{(1-\mu)^2}, \quad (3.34)$$

$$\bar{z}_2 = \frac{E}{(1-\mu)}. \quad (3.35)$$

Ao considerar μ como um valor constante em (3.34) e (3.35) como o equilíbrio (denotado por $\bar{\mu}$) de (2.19) e (2.20) e igualar essas duas equações, verifica-se a relação algébrica:

$$\bar{z}_1 = \frac{G}{E} \bar{z}_2^2. \quad (3.36)$$

Considerando como valor desejado na saída do capacitor $z_{2d} = \bar{z}_2 = V_d$, o ponto de equilíbrio para estabilizar \bar{z} e a constante de controle $\bar{\mu}$ é dado por:

$$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\frac{G}{E} V_d^2, V_d \right]^T, \quad \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{V_d}. \quad (3.37)$$

O objetivo principal do controle IDA-PBC é encontrar uma função estática por meio da realimentação de estado $\mu = \nu(z)$ de modo que a dinâmica em malha fechada seja um sistema Hamiltoniano de Entrada de Controle (PCH) do tipo

$$\dot{z} = [J_d(z, \mu) - R_d] \frac{\partial H_d}{\partial z}(z) \quad (3.38)$$

onde a nova função de energia H_d possui um mínimo local no ponto de equilíbrio desejado \bar{z} , $J_d(z, \nu(z)) = -J_d^T(z, \nu(z))$ e $R_d(z) = R_d^T(z) \geq 0$ são as desejadas matrizes de interconexão e amortecimento, respectivamente.

Dado o sistema:

$$\dot{z} = [J_H(z, \mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H(z, \mu) \quad (3.39)$$

e assumindo que é possível encontrar os vetores $\nu(z), K(z)$ e as matrizes $J_{aH}(z), R_{aH}(z)$ que satisfazem

$$\begin{aligned} & \left\{ J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) - [R_H(z) + R_{aH}(z)] \right\} K(z) \\ & = -[J_{aH}(z, \nu(z)) - R_{aH}(z)] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H(z, \nu(z)) \end{aligned} \quad (3.40)$$

e tal que a estrutura é preservada conforme

$$\begin{aligned} J_d & \stackrel{\Delta}{=} J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) \\ & = -[J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z)]^T \\ R_d & \stackrel{\Delta}{=} R_H(z) + R_{aH}(z) \\ & = -[R_H(z) + R_{aH}(z)]^T \geq 0. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Selecionando o termo de amortecimento R_{aH} dado por:

$$R_{aH} = \begin{bmatrix} R_{aH} & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

que de acordo com Rodriguez *et al.* (2000), obtém-se a seguinte matriz em malha fechada

$$\mathbf{R}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{aH} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

Substituindo \mathbf{R}_{aH} em (3.40), assumindo $\mu = \nu(z_2)$ e $\mathbf{J}_H(\nu(z)) - \mathbf{R}_d$ invertível, obtém-se o vetor ganho de controle \mathbf{K} dado por

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{G}\mathbf{L}z_2}{(1-\nu(z_2))} \\ \frac{\mathbf{C}\mathbf{G}(\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2z_1 + \mathbf{E})}{(1-\nu(z_2))} + \frac{\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2\mathbf{C}z_2}{(1-\nu(z_2))^2} \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

A condição necessária e suficiente para que o vetor \mathbf{K} seja gradiente de uma função escalar é :

$$\frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial z_1}(z) = \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial z_2}(z). \quad (3.45)$$

Assim, essa condição se reduz a uma simples ODE:

$$\frac{z_2}{(1-\nu(z_2))} \frac{\partial \nu(z_2)}{\partial z_2} = -(1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}), \quad (3.46)$$

a qual pode ser facilmente resolvida pelo método da separação das variáveis de modo a obter :

$$\begin{aligned} \mu &= 1 - c_1 z_2^\alpha, \\ \alpha &= 1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

A constante c_1 é escolhida de forma a assegurar o equilíbrio de

$$\frac{\partial \mathbf{H}_d}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}_a}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = 0 \quad (3.48)$$

o que implica

$$c_1 = \frac{(1 - \bar{\mu})}{V_d^\alpha} \quad (3.49)$$

e na equação geral de controle IDA-PBC:

$$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (3.50)$$

Observe que a lei de controle dada por (3.50) deriva-se do problema de controle regulador da tensão de saída, no qual se leva em consideração análises em torno do ponto de equilíbrio do sistema. Como

$$\bar{\mu} = 1 - \frac{E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi)}{V_d} \quad (3.51)$$

para o sistema PFC, o controle IDA-PBC dado pela Equação (3.50) - o qual se denomina-se *IDA-PBC modo 1* - apresenta o mesmo problema do controle linear: a razão cíclica depende diretamente do valor da tensão de entrada retificada E , o que gera conteúdo harmônico indesejado na corrente de entrada da rede.

Desse modo, para resolver essa problemática, sugerimos adaptações da lei de controle (3.50), levando-se em consideração as equações de controle encontradas no controle SFL e PBC. Tais adaptações são realizadas substituindo as equações da razão cíclica - encontradas nos métodos SFL e PBC - na lei de controle (3.50):

- *IDA-PBC modo 2* (adaptado do controle SFL):

$$\bar{\mu}_2 = 1 - \frac{\left[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d} \right]}{z_2},$$

$$\mu_2 = 1 - (1 - \bar{\mu}_2) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (3.52)$$

- *IDA-PBC modo 3* (adaptado do controle PBC):

$$\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu_3)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2\text{damp}}(z_2 - z_{2d})}{C},$$

$$\bar{\mu}_3 = 1 - \frac{\left[E + R_{1\text{damp}}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d} \right]}{z_{2d}},$$

$$\mu_3 = 1 - (1 - \bar{\mu}_3) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha \quad (3.53)$$

3.5 O Controle PBC revisto como um tipo de controle SFL

Repete-se por conveniência as equações do controle SFL e PBC, dadas por:

$$\mu_{\text{SFL}} = 1 - \frac{[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}, \quad (3.25)$$

$$\mu_{\text{PBC}} = 1 - \frac{[E + R_{1\text{damp}}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}. \quad (3.33)$$

Observe que as duas equações são semelhantes, com a diferença que no controle PBC o sinal da razão cíclica μ depende de z_{2d} , e no controle SFL μ depende de z_2 . Para tornar as duas equações idênticas basta considerar $R_{1\text{damp}} = Lk_1$ e substituir z_2 por z_{2d} na Equação (3.25). A referência da tensão de saída z_{2d} pode ser facilmente obtida por meio da Equação de estado (2.20) que não foi usada anteriormente no controle SFL. Ou seja, é possível obter as mesmas equações encontradas no controle PBC, por meio do controle SFL usando observadores nas equações descritas em espaço de estados. Desse modo, o controle PBC pode ser revisto como um tipo de controle SFL.

3.6 Método adaptativo para cargas desconhecidas

Nos diferentes métodos de controle não linear estudados, o conhecimento da condutância da carga, G , interfere no projeto das trajetórias desejadas. Assim, torna-se necessário conhecer esse parâmetro para definir, por exemplo, a magnitude da corrente desejada no indutor, I_d , dado por (3.31) e estipular a trajetória da tensão de saída, z_{2d} , dado por (3.32).

Tendo em vista que nem sempre é possível, em termos práticos, determinar os valores das cargas, leis adaptativas para estimação são propostas.

3.6.1 Estimação da carga pelo erro de tensão

Considere $\theta = G$ como a condutância da carga desconhecida e a seguinte lei adaptativa para este parâmetro (Escobar *et al.*, 1999):

$$\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) = [0 \quad -kz_{2d}] \tilde{z}, k > 0 \quad (3.54)$$

em que k é o ganho adaptativo, z_2 e z_{2d} são a tensão de saída medida e desejada, respectivamente.

Assim, substituindo (3.31-3.33) por (3.54), obtém-se para o controle PBC:

$$\begin{aligned} \mu &= 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}, \\ z_{1d} &= \frac{2V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max}} |\text{sen}(wt + \varphi)|, \\ \dot{z}_{2d} &= \frac{(1 - \mu)z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Nessa situação, além dos parâmetros de amortecimento, R_{1damp} e R_{2damp} , há um terceiro parâmetro de controle que é o ganho adaptativo, k . Observe que a dinâmica do vetor de erro médio dado pela Equação (3.28) não é mais igual a zero, como descrito em (3.29), para o controle nominal. Nesta nova configuração, há um resíduo tendo em vista o parâmetro adaptativo, dado por

$$D\tilde{z} + (1 - \mu)J\tilde{z} + R\tilde{z} + R_{damp}\tilde{z} = \begin{bmatrix} 0 \\ z_{2d} \tilde{\theta} \end{bmatrix}, \quad (3.56)$$

em que

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (3.57)$$

O erro dinâmico do sistema EL adaptativo como um todo, conforme Equações (3.56) e (3.57) pode ser reescrito como

$$\overline{D}\tilde{z}' + [(1 - \mu)\overline{J} + \overline{R}]\tilde{z}' = 0, \quad (3.58)$$

na qual :

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{R} = \begin{bmatrix} R_{1damp} & 0 & 0 \\ 0 & G + R_{2damp} & -(1-\mu)z_{2d} \\ 0 & -kz_{2d} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tilde{z}' = \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \\ \tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

3.6.2 Estimação por meio da divisão da tensão pela corrente de saída

Uma outra lei adaptativa simples e intuitiva para estimação trata-se da divisão da tensão pela corrente de saída, conforme:

$$\hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2}. \quad (3.60)$$

Essa lei pode ser usada para estimação da carga necessária para o cálculo da referência da corrente z_{1d} no controle de linearização por realimentação de estado (SFL), Equação (3.23). Assim, a vantagem dessa lei adaptativa trata-se da independência do valor de z_{2d} como é possível observar na Equação (3.54). A grande desvantagem consiste da necessidade de sensor adicional para medir o valor da corrente de saída.

3.7 Ação integral para o erro de tensão

A grande desvantagem das três técnicas de controle não lineares apresentadas nesse trabalho consiste na dependência de parâmetros corretos do modelo. No caso de lidar com inconformidades paramétricas, pode-se inferir, por exemplo, erros em regime permanente da tensão de saída. Para minimizar esses erros e regular a tensão de saída do capacitor em um valor desejado V_d , torna-se necessário o uso de um termo proporcional integrativo dado por:

$$G_{int} = -k_{int} \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds. \quad (3.61)$$

De modo a exemplificar como inserir esse termo nesta e nas demais técnicas, basta substituir a variável desejada na tensão de saída (z_{2d}) pela integral do erro entre a variável medida (z_2) e o valor constante de referência V_d . Desse modo, a nova lei de controle fica:

$$\bar{\mu}_2 = 1 - \frac{\left[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d} \right]}{z_{2d}},$$

$$z_{2d} = -k_{\text{int}} \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds. \quad (3.62)$$

A outra vantagem é que a adição do termo integral nos sistemas de controle reguladores de tensão (CC-CC) dispensa a estimação da carga. Isso é bastante útil ao se utilizar leis de controle mais simples, como a obtida pelo método SFL. Assim, ainda que a carga varie, a mesma é representada pelo valor nominal e fixo da condutância G nos testes de perturbação de carga.

3.8 Resumo das equações de controle não lineares obtidas para o boost

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela 3.1 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor boost tendo em vista o tipo do sistema (CC-CC ou PFC).

Tabela 3.1. Equações de controle não lineares para o conversor boost.

	SFL	PBC	IDA-PBC
CC-CC	$\mu = 1 - \frac{[E + Lk_1(z_1 - I_d)]}{z_2}$	$\mu = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - I_d)]}{z_{2d}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}$	$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
CA-CC	$\mu_2 = 1 - \frac{[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}$	$\mu_3 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{V_d}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
<p>$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\frac{G}{E} V_d^2, V_d \right]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{V_d} \rightarrow \text{Pontos de equilíbrio}$</p> <p>$E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi) , z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\max}} \text{sen}(wt + \varphi) , \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{\max}} \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow \text{PFC}$</p> <p>$\hat{\theta} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \text{ ou } \hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow \text{Substituir } G \text{ por } \hat{\theta} \text{ quando pertinente}$</p> <p>$G_{\text{Int}} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral para a referência de tensão}$</p>			

3.9 Controle de conversores buck

No Apêndice C, são obtidos os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor buck.

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela 3.2 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor buck tendo em vista o tipo do sistema (CC-CC ou PFC).

Tabela 3.2. Equações de controle não lineares para o conversor buck.

	SFL	PBC	IDA-PBC
CC-CC	$\mu = \frac{-Lk_1(z_1 - I_d) + z_2}{E}$	$\mu = \frac{-R_{1damp}(z_1 - I_d) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{I_d - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
CA-CC	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E - V_d}{E}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
<p>$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = [GV_d, V_d]^T$, $\bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E} \rightarrow$ Pontos de equilíbrio</p> <p>$E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi)$, $z_{1d} = I_d \text{sen}(wt + \varphi)$, $\dot{z}_{1d} = I_d w \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow$ PFC</p> <p>$\hat{\theta} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d})$ ou $\hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow$ Substituir G por $\hat{\theta}$ quando pertinente</p> <p>$G_{\text{Int}} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow$ ação integral para a referência de tensão</p>			

3.10 Controle de conversores buck-boost

No Apêndice D, são obtidos os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por e inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor buck-boost.

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela 3.3 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor buck-boost tendo em vista o tipo do sistema (CC-CC ou PFC).

Tabela 3.3. Equações de controle não lineares para o conversor buck-boost.

	SFL	PBC	IDA-PBC
CC-CC	$\mu = \frac{Lk_1(z_1 - I_d) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu = \frac{R_{1damp}(z_1 - I_d) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)I_d - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E}{E - V_d} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
CA-CC	$\mu_2 = \frac{-L\dot{z}_{1d} + Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu_3 = \frac{-L\dot{z}_{1d} + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{E - V_d}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
<p>$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[GV_d \left(\frac{V_d}{E} - 1 \right), V_d \right]^T$, $\bar{\mu} = 1 - \frac{E}{E - V_d} \rightarrow$ Pontos de equilíbrio</p> <p>$E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi)$, $z_{1d} = I_d \text{sen}(wt + \varphi)$, $\dot{z}_{1d} = I_d w \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow$ PFC</p> <p>$\hat{\theta} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d})$ ou $\hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow$ Substituir G por $\hat{\theta}$ quando pertinente</p> <p>$G_{\text{Int}} = -k_1 \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow$ ação integral para a referência de tensão</p>			

3.11 Adaptação para o conversor flyback

A Tabela 3.4 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor buck-boost e as conversões para o conversor flyback tendo em vista as Equações (2.45) e (2.46). A lei de controle PBC para o conversor Flyback adaptada do conversor buck-boost pode ser visto em Rosa *et al.* (2012 b).

Tabela 3.4. Equações de controle não lineares para o conversores buck-boost e flyback

	SFL	PBC	IDA-PBC
Buck-boost	$\mu = \frac{Lk_1(z_1 - I_d) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu = \frac{R_{1damp}(z_1 - I_d) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)I_d - G z_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E}{E - V_d} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
Flyback	$\mu = \frac{L_{eq}k_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E_{eq}}$	$\mu = \frac{R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E_{eq}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - G z_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E_{eq}}{E_{eq} - V_d} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
$L_{eq} = \frac{L_1}{L_1L_2 - L_M^2} \quad E_{eq} = \frac{L_M}{L_1L_2 - L_M^2} E$			

3.12 Controle de conversores boost trifásico

Nesta seção, são citados, de acordo com as referências pertinentes, os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor boost trifásico. A justificativa para inclusão deste conversor consiste nas particularidades do caso trifásico, apesar da metodologia ser semelhante.

Independentemente do método não linear utilizado, o procedimento geral adotado para o caso trifásico é mostrado na Figura 3.3. Observe que na Figura 3.3, o objetivo de controle é sempre encontrar as equações para μ_d e μ_q . Com as devidas transformações, os sinais da razão cíclica $\mu_{a,b,c}$ são sintetizados e, em seguida, o sinal PWM correspondente é produzido para entrada no conversor. As variáveis de estado do conversor (correntes no eixo d-q do indutor z_1 e z_2 e a tensão no capacitor $V_c = z_3$) e as referências (valores desejados da tensão de saída V_d e das correntes no indutor z_{1d} e z_{2d}) retroalimentam o sintetizador não linear, E_M é a amplitude da tensão senoidal na fase.

A obtenção e implementação dos algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado para o conversor boost trifásico podem ser vistos em Deng *et al.* (2005). Outras definições acerca de passividade, assim como as equações necessárias para o controle tendo em vista esse método, podem ser visualizadas em Lee *et al.* (2004). Por sua vez, com base nos artigos Rodriguez *et al.* (2000) e Tang *et al.* (2008), as equações do controle IDA-PBC são obtidas para o conversor boost trifásico.

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, A Tabela 3.5 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor boost PFC trifásico.

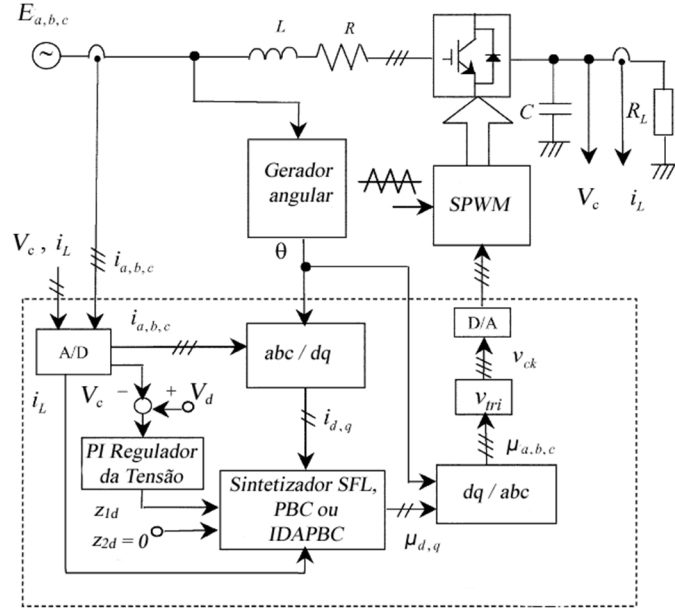


Figura 3.3. Procedimento padrão para o controle não linear no caso trifásico. Fonte: adaptado de Lee (2004).

Tabela 3.5. Equações de controle não lineares para o conversor boost PFC trifásico.

SFL	$\mu_d = \frac{2}{z_3} \left[-R z_{1d} + R_{1damp} (z_1 - z_{1d}) + E_m \right]$ $\mu_q = \frac{2}{z_3} \left[wLz_{1d} + R_{2damp} z_2 \right]$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{8V_d^2}{3RR_L}} \right]$
PBC	$\mu_d = \frac{2}{z_{3d}} \left[-R z_{1d} + R_{1damp} (z_1 - z_{1d}) + E_m \right]$ $\mu_q = \frac{2}{z_{3d}} \left[wLz_{1d} + R_{2damp} z_2 \right]$ $\dot{z}_{3d} = \frac{3z_{1d}}{2Cz_{3d}} \left[-Rz_{1d} + R_{1damp} (z_1 - z_{1d}) + E_m \right] - \frac{z_{3d}}{R_L C}$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{8V_d^2}{3RR_L}} \right]$
IDA-PBC	$\mu_d = \frac{1}{V_d} \left[E_m - Rz_{1d} - jH_{1damp} V_d z_2 \right]$ $\mu_q = \frac{1}{V_d} \left[-wLz_{1d} + jH_{1damp} V_d (z_1 - z_{1d}) + RH_{1damp} z_2 - j_a z_{1d} (z_3 - V_d) \right]$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{4V_d^2}{RR_L}} \right]$
$z_3 = V_d \quad \text{ou} \quad z_3 = -k_i \int_0^t (z_3(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral}$	

3.13 Controle de conversores SEPIC

Nesta seção, são citados, de acordo com as referências pertinentes, os modelos e os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor SEPIC –que apresenta um grau de complexidade maior (sistema de quarta ordem).

A obtenção e implementação dos algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado para o conversor SEPIC podem ser vistos em Kanaan e Al-Haddad *et al.* (2005). Por sua vez, com base no artigo de Meghnous *et al.* (2013), as equações do controle IDA-PBC são obtidas para o conversor SEPIC.

No Apêndice F sugere-se uma modelagem reduzida com base no conversor boost. Isto porque o conversor SEPIC, apesar de ser derivado do buck-boost, apresenta pontos de equilíbrio e comportamento dinâmico semelhante ao conversor boost. Portanto, as variáveis z_2 e z_3 podem ser substituídas pelos valores desejados correspondentes, caso se deseje uma redução no número de variáveis de estado e medições. Por exemplo, a equação de controle IDA-PBC (3.50) encontrada para o boost pode ser aplicado ao conversor SEPIC.

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, A Tabela 3.6 resume as três leis de controle não lineares para o conversor SEPIC.

Tabela 3.6. Equações de controle não lineares para o conversor SEPIC.

SFL	$\mu_2 = \frac{L_1 \dot{z}_{1d} - L_1 R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2 + z_4 - E}{z_2 + z_4}$ $z_{1d} = G \frac{V_d^2}{E}, z_{2d} = V_{c1d} = E, z_{3d} = G V_d, z_{4d} = -k_i \int_0^t (z_4(s) - V_d) ds$
PBC	$\mu_3 = \frac{L_1 \dot{z}_{1d} - L_1 R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d} + z_{4d} - E}{z_{2d} + z_{4d}}$ $\dot{z}_{2d} = -\frac{1}{C_1} (\mu(z_{1d} + z_{3d}) - z_{1d} - R_{2damp}(z_2 - z_{2d}))$ $\dot{z}_{3d} = \frac{1}{L_2} (\mu(z_{2d} + z_{4d}) - z_{4d} + R_{3damp}(z_3 - z_{3d}))$ $\dot{z}_{4d} = -\frac{1}{C_2} \left(G z_{4d} - z_{1d} + z_{3d} + \mu(z_{1d} + z_{3d}) - R_{4damp}(z_4 - z_{4d}) \right)$
IDA-PBC	$\dot{\tilde{x}} = \tilde{z}^T C^T C J_{H1} \tilde{x} - e_z^T C^T C J_{H1} e_z$ $\dot{e}_z = P \left[(1 - \mu) J_{H1} + \mu J_{H2} - R \right] e_x - P G C (e_z)$ $J_{H1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; J_{H2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$ $P = \begin{bmatrix} L_1^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2^{-1} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $C = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$ <p style="text-align: right;">Meghnous <i>et al.</i> (2013)</p> $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3} \right) \left(\frac{z_4}{V_d} \right)^\alpha$ <p style="text-align: center;">Modelagem reduzida com base no conversor boost</p>
	$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\frac{G}{E} V_d^2, E, G V_d, V_d \right]^T, \bar{\mu} = \frac{V_d}{E + V_d}$ $E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi) , z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\max}} \text{sen}(wt + \varphi) , \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{\max}} \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow \text{PFC}$ $\dot{z}_{1d} = 0 \text{ e } z_{1d} = I_d \rightarrow \text{CC-CC}$ $G_{\text{Int}} = -k_i \int_0^t (z_4(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral para a referência de tensão}$

3.14 Controle de conversores CUK

Nesta seção, são citados, de acordo com as referências pertinentes, os modelos e os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor CUK que, assim como o SEPIC, apresenta um grau de complexidade maior (sistema de quarta ordem).

A obtenção e implementação dos algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado para o conversor CUK podem ser vistos em Rodríguez *et al.* (2005). Outras definições acerca de passividade, assim como as equações necessárias para o controle tendo em vista esse método, podem ser visualizadas em Scherpen *et al.* (2009). Por sua vez, com base nos artigos Rodríguez *et al.* (2001), as equações do controle IDA-PBC são obtidas para o conversor CUK.

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, A Tabela 3.7 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor CUK.

Tabela 3.7. Equações de controle não lineares para o conversor CUK.

SFL	$\mu_2 = 1 - \frac{E + L_1 R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L_1 \dot{z}_{1d}}{E - z_{4d}}$ $z_{1d} = G \frac{V_d^2}{E}, z_{2d} = E - z_{4d}, z_{3d} = G V_d, z_{4d} = -k_i \int_0^t (z_4(s) - V_d) ds$
PBC	$\mu_3 = 1 - \frac{E + L_1 R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L_1 \dot{z}_{1d}}{E - z_{4d}}$ $\dot{z}_{2d} = -\frac{1}{C_1} (\mu(z_{1d} - z_{3d}) - z_{1d} - R_{2damp}(z_2 - z_{2d}))$ $\dot{z}_{3d} = -\frac{1}{L_2} (\mu z_{2d} + z_{4d} - R_{3damp}(z_3 - z_{3d}))$ $\dot{z}_{4d} = -\frac{1}{C_2} (G z_{4d} - z_{3d} - R_{4damp}(z_4 - z_{4d}))$
IDA-PBC	$\mu = \frac{c_1 E (R + z_4 + z_3 - R z_2) - c_2}{c_1 E (R z_4 + z_3 - R z_2 + 2 z_1) + E c_3 - c_2}$ $c_3 < 0$ $c_1 < \frac{2 V_d}{3 E \left(R z_4^* + z_3^* - R z_2^* + \frac{2 V_d}{3 E} z_1^* \right)}$ $c_2 = \frac{E}{4} \left(R (z_4^* - z_2^*) + z_3^* + 2 \frac{V_d}{E} z_1^* \right) c_1 + \frac{V_d}{2} c_3$ <p style="text-align: right;">(Rodríguez <i>et al.</i>, 2001)</p>
	$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_4}{V_d} \right)^\alpha$ <p style="text-align: center;">(Modelagem reduzida com base no conversor boost)</p>
	$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*, z_3^*, z_4^*]^T = \left[\frac{G}{E} V_d^2, E - V_d, G V_d, V_d \right]^T, \bar{\mu}_1 = \frac{V_d}{V_d - E}$ $E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi) , z_{1d} = \frac{2 V_d^2 G}{E_{\max}} \text{sen}(wt + \varphi) ,$ $\dot{z}_{1d} = \frac{2 G w V_d^2}{E_{\max}} \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow \text{PFC}$ $\dot{z}_{1d} = 0 \text{ e } z_{1d} = I_d \rightarrow \text{CC-CC}$ $G_{\text{Int}} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral para a referência de tensão}$

3.15 Conclusões do Capítulo

Este capítulo é dedicado aos métodos de controle não lineares. São revistas três estratégias para os conversores estudados: controle linearizante por realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC).

No controle clássico ilustrado na Figura 3.2, a estrutura de controle em cascata consiste de uma malha de tensão externa lenta e de uma malha interna rápida de corrente. Como a referência para a malha de corrente depende do produto do sinal de saída de um amplificador de erro de tensão (que contém um componente de segunda harmônica) e a tensão senoidal retificada de entrada, o controlador linear acaba por possuir elevados índices na terceira harmônica da corrente de entrada. A outra desvantagem consiste da restrição no ponto de operação do sistema visto que a linearização é local, em torno do ponto de equilíbrio.

O controle linearizante por realimentação de estado é utilizado nesse trabalho principalmente por se tratar de um procedimento didático e eficaz. Esse método facilita o entendimento do sistema sendo bastante útil para um contato inicial com técnicas de controle não lineares e leva a mudanças de coordenadas que evidenciem a estrutura e propriedades matemáticas interessantes. Ademais, possibilita transformar a dinâmica de um sistema não linear em uma dinâmica linear, através de uma realimentação não linear do estado ou da saída, convenientemente escolhida.

Já o controle baseado em passividade - que utiliza o modelo Euler-Lagrange - tem como objetivo modificar a estrutura dissipativa, sobretudo a matriz R_B visto que as entradas e os elementos armazenadores são constantes. A premissa básica é manter a energia armazenada nos capacitores e indutores sempre menor que a injetada pela fonte. Esse efeito é obtido por meio da adição de resistores “virtuais” em paralelo ou em série

com a carga. Tais resistências são emuladas pelo controlador por meio do condicionamento do sinal da razão cíclica.

Por sua vez, a metodologia de controle IDA-PBC apresenta uma nítida separação entre os elementos do sistema em termos de suas funções de energia, possibilitando o projeto de controladores com uma clara interpretação física (Ortega *et al.*, 2012). Com base no modelo Hamiltoniano, no qual o termo de energia $H(z)$ é representado explicitamente, descreve como a energia flui dentro do sistema e entre as interconexões dos subsistemas, representadas pela matriz J_H , e os elementos dissipadores de energia, representados pela matriz R_H . O projeto do controlador IDA-PBC consiste em encontrar a solução que leva o sistema, em malha fechada, a ser estabilizado por meio da modificação das matrizes de interconexão e amortecimento do sistema.

Nos diferentes métodos de controle não linear estudados, o conhecimento da condutância da carga, G , interfere no projeto das trajetórias desejadas. Assim, torna-se necessário conhecer esse parâmetro para definir adequadamente as referências.

A grande desvantagem das três técnicas de controle não lineares apresentadas nesse trabalho consiste na dependência de parâmetros corretos do modelo, o que infere, por exemplo, erros em regime permanente da tensão de saída. Para minimizar esses erros e regular a tensão de saída do capacitor em um valor desejado V_d , torna-se necessário o uso de um termo proporcional integrativo. A outra vantagem é que a adição do termo integral nos sistemas de controle reguladores de tensão (CC-CC) dispensa a estimação da carga. Isso é bastante útil ao se utilizar leis de controle mais simples, como a obtida pelo método SFL. Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela 3.8 resume as 3 leis de controle não lineares para os conversores boost monofásico e trifásico, buck, buck-boost, flyback, SEPIC e Cuk.

Tabela 3.8. Equações de controle não lineares para os conversores estudados.

	SFL	PBC	IDA-PBC
Boost	$\mu_2 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}$	$\mu_3 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu_3)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{V_d}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
Buck	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E - V_d}{E}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
Buck-boost	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{E - V_d}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
Flyback	$\mu_2 = \frac{L_{eq}\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E_{eq}}$	$\mu_3 = \frac{L_{eq}\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E_{eq}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E_{eq}}{E_{eq} - V_d} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\frac{G}{E} V_d^2, V_d \right]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{V_d} \rightarrow \text{Boost}$ $\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = [GV_d, V_d]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E} \rightarrow \text{Buck}$ $\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[GV_d \left(\frac{V_d}{E} - 1 \right), V_d \right]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{E - V_d} \rightarrow \text{Buck-boost}$			
$E = E_{max} \text{sen}(wt + \varphi) , z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{max}} \text{sen}(wt + \varphi) , \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{max}} \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow \text{Boost PFC}$ $L_{eq} = \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \quad E_{eq} = \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \rightarrow \text{Flyback} \quad \dot{z}_{1d} = 0 \text{ e } z_{1d} = I_d \rightarrow \text{CC-CC}$ $\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \text{ ou } \hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow \text{Substituir } G \text{ por } \hat{\theta} \text{ quando pertinente}$ $G_{Int} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral para a referência de tensão}$			

	SEPIC	CUK
SFL	$\mu_2 = \frac{L_1 \dot{z}_{1d} - L_l R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2 + z_4 - E}{z_2 + z_4}$ $z_4 \rightarrow z_{4d} = -k_i \int_0^t (z_4(s) - V_d) ds$	$\mu_2 = 1 - \frac{E + L_l R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L_l \dot{z}_{1d}}{E - z_4}$ $z_4 \rightarrow z_{4d} = -k_i \int_0^t (z_4(s) - V_d) ds$
PBC	$\mu_3 = \frac{L_1 \dot{z}_{1d} - L_l R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d} + z_{4d} - E}{z_{2d} + z_{4d}}$ $\dot{z}_{2d} = -\frac{1}{C_1} (\mu(z_{1d} + z_{3d}) - z_{1d} - R_{2damp}(z_2 - z_{2d}))$ $\dot{z}_{3d} = \frac{1}{L_2} (\mu(z_{2d} + z_{4d}) - z_{4d} + R_{3damp}(z_3 - z_{3d}))$ $\dot{z}_{4d} = -\frac{1}{C_2} \left(Gz_{4d} - z_{1d} + z_{3d} + \mu(z_{1d} + z_{3d}) - R_{4damp}(z_4 - z_{4d}) \right)$	$\mu_3 = 1 - \frac{E + L_l R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L_l \dot{z}_{1d}}{E - z_{4d}}$ $\dot{z}_{2d} = -\frac{1}{C_1} (\mu(z_{1d} - z_{3d}) - z_{1d} - R_{2damp}(z_2 - z_{2d}))$ $\dot{z}_{3d} = -\frac{1}{L_2} (\mu z_{2d} + z_{4d} - R_{3damp}(z_3 - z_{3d}))$ $\dot{z}_{4d} = -\frac{1}{C_2} (Gz_{4d} - z_{3d} - R_{4damp}(z_4 - z_{4d}))$
IDA-PBC	$\dot{\mu} = \tilde{z}^T C^T C J_1 \tilde{x} - e_z^T C^T C J_1 e_z$ $\dot{e}_z = P[(1 - \mu)J_1 + \mu J_2 - R]e_x - PGC(e_z)$	$\mu = \frac{c_1 E(R + z_4 + z_3 - Rz_2) - c_2}{c_1 E(Rz_4 + z_3 - Rz_2 + 2z_1) + Ec_3 - c_2}$
	$\bar{\mu}_1 = \frac{V_d}{E + V_d} \quad \mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_4}{V_d} \right)^\alpha$	$\bar{\mu}_1 = \frac{V_d}{V_d - E} \quad \mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_4}{V_d} \right)^\alpha$
Boost Trifásico		
SFL	$\mu_d = \frac{2}{V_d} [-Rz_{1d} + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + E_m], \quad \mu_q = \frac{2}{V_d} [wLz_{1d} + R_{2damp}z_2]$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{8V_d^2}{3RR_L}} \right]$	
PBC	$\mu_d = \frac{2}{z_{3d}} [-Rz_{1d} + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + E_m], \quad \mu_q = \frac{2}{z_{3d}} [wLz_{1d} + R_{2damp}z_2]$ $\dot{z}_{3d} = \frac{3z_{1d}}{2Cz_{3d}} [-Rz_{1d} + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + E_m] - \frac{z_{3d}}{R_L C}$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{8V_d^2}{3RR_L}} \right]$	
IDA-PBC	$\mu_d = \frac{1}{V_d} [E_m - Rz_{1d} - jH_{1damp} V_d z_2]$ $\mu_q = \frac{1}{V_d} [-wLz_{1d} + jH_{1damp} V_d (z_1 - z_{1d}) + RH_{1damp} z_2 - j_a z_{1d} (z_3 - V_d)]$ $z_{1d} = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\frac{E_m^2}{R^2} - \frac{4V_d^2}{RR_L}} \right]$	

4 Estabilidade

Neste capítulo, a devida atenção é prestada às provas de estabilidade dos sistemas de controle não lineares. Novamente, maior enfoque é dado ao conversor boost que é o único analisado como um sistema PFC. Nos demais conversores, as provas de estabilidade são obtidas nos Apêndices C e D para o sistema regulador de tensão (CC-CC) dos conversores buck e buck-boost. Antes do prosseguimento para as análises de estabilidade, alguns conceitos importantes são revistos no Apêndice B.

4.1 Estabilidade de conversores boost

Para facilitar o entendimento e o estudo da estabilidade, algumas suposições em relação à entrada e as variáveis envolvidas são consideradas nos parágrafos subsequentes. Os parâmetros usados nos cálculos para o conversor boost são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Parâmetros do *boost* usados para análise não-linear.

Parâmetro	Valor
R	30 Ω
L	0,6 mH
C	2800 μF
V_{in}	180 Vpp
V_d	220 V

4.1.1 Estabilidade do sistema linear com entrada constante

Nessa situação, com μ e E constantes, o sistema é linear, não há termo variante na matriz jacobiana J_a .

Os pontos fixos, obtidos quando $\dot{z}_1 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$ nas Equações (2.19) e (2.20), são:

$$z_1 = \frac{EG}{(1-\mu)^2}, \quad (4.1)$$

$$z_2 = \frac{E}{(1-\mu)}. \quad (4.2)$$

O cálculo do Jacobiano (J) é simplificado:

$$J = \begin{vmatrix} 0 & -(1-\mu)\frac{1}{L} \\ (1-\mu)\frac{1}{C} & -\frac{G}{C} \end{vmatrix} = (1-\mu)^2 \frac{1}{LC}. \quad (4.3)$$

Os autovalores para esse caso são:

$$\det \begin{vmatrix} -\lambda & -(1-\mu)\frac{1}{L} \\ (1-\mu)\frac{1}{C} & -\frac{G}{C} - \lambda \end{vmatrix} = 0,$$

$$\frac{G}{C}\lambda + \lambda^2 + (1-\mu)^2 \frac{1}{CL} = 0,$$

$$\lambda_1 = \frac{-\frac{G}{C} + \sqrt{\left(\frac{G}{C}\right)^2 - 4(1-\mu)^2 \frac{1}{CL}}}{2},$$

$$\lambda_2 = \frac{-\frac{G}{C} - \sqrt{\left(\frac{G}{C}\right)^2 - 4(1-\mu)^2 \frac{1}{CL}}}{2}. \quad (4.4)$$

Como a parte real de λ_1 e λ_2 é sempre negativa o sistema é estável, visto que $0 \leq \mu < 1$. Isso já era de se esperar pois o conversor boost eleva a tensão de entrada tendo em vista a razão cíclica imposta. Considerando $E=180$ V e $\mu = 0,1818$, por exemplo, a tensão de saída z_2 , conforme a Equação (4.1), torna-se controlada e igual à tensão desejada $V_d = 220$ V.

4.1.2 Estabilidade do Controle direto (CC-CC)

Tendo em vista as Equações (2.19) e (2.20) e explicitando z_2 :

$$\ddot{z}_2 + \left(\frac{G}{C} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu}\right)\dot{z}_2 + \frac{1}{LC} \left[(1-\mu)^2 + LG \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right] z_2 = (1-\mu) \frac{E}{LC}. \quad (4.5)$$

Considerando $\ddot{z}_2 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$ de forma a zerar a dinâmica do sistema e tendo em vista uma tensão desejada V_d nos terminais do capacitor, obtém-se:

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)^2}{GLV_d} [E - (1-\mu)V_d] \quad (4.6)$$

O plano de fases da Equação (4.6) é :

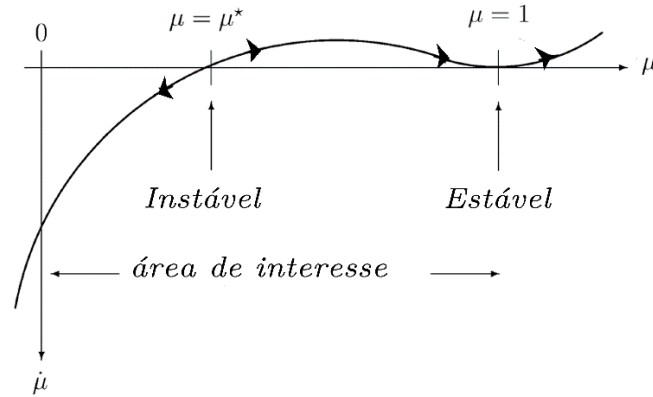


Figura 4.1. Plano de fases $\dot{\mu} \times \mu$ em função de V_d

Como se pode observar na Figura 4.1, os pontos de equilíbrio são:

$$\mu = 1 \text{ e } \mu^* = 1 - \frac{E}{V_d} \quad (4.7)$$

O segundo ponto fixo trata-se de um ponto de equilíbrio especial, característico dos conversores *boost*, que, por sua vez, aumenta a tensão de entrada por uma razão. Esse ponto é assintoticamente instável e o diagrama de fases tendo em vista o espaço de estados (4.8) é mostrado na Figura 4.5.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -(1-\mu)\frac{1}{L}z_2 + \frac{E}{L} \\ \dot{z}_2 &= (1-\mu)\frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2 \\ \dot{\mu} &= \frac{(1-\mu)^2}{GLV_d} [E - (1-\mu)V_d] \end{aligned} \quad (4.8)$$

Com os parâmetros fornecidos, tendo em vista o ponto fixo $[z_1, z_2, \mu] = [8.96, 220, 0.1818]$, obtém-se os autovalores: 37,19, $-5.95 + 631,23j$ e $-5.95 - 631,23j$. Como há um par

de autovalores complexos cuja parte real é negativa e um autovalor real positivo, esse ponto de equilíbrio é instável.

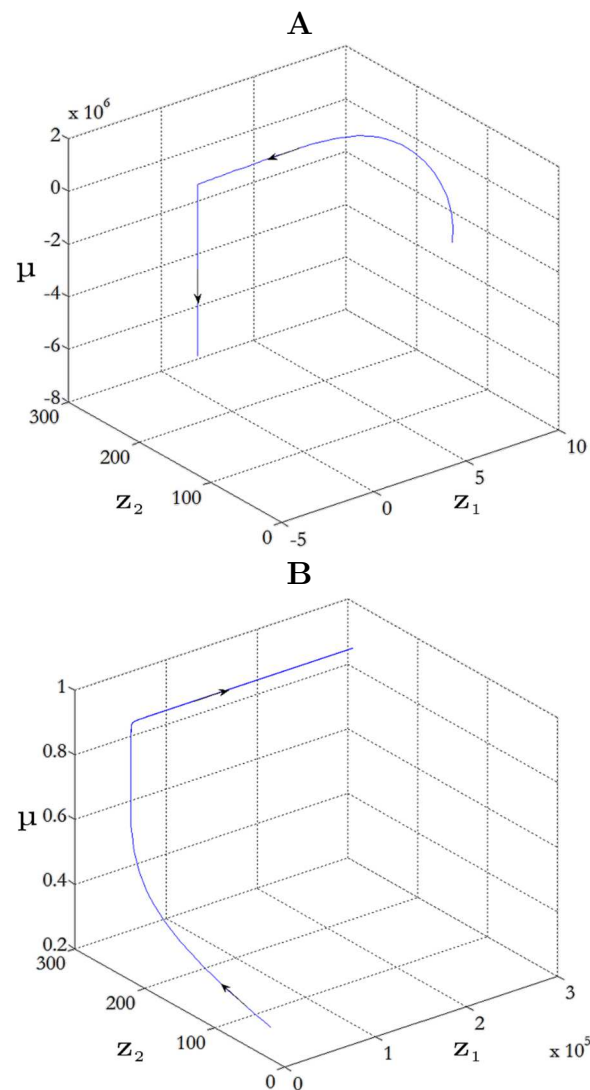


Figura 4.2. Diagrama de fases $z_1 \times z_2 \times \mu$ em função de V_d com diferentes condições iniciais : $\mu_0=0.15$ (A) e $\mu_0 =0.30$ (B).

A matriz Jacobiana desse sistema é

$$\begin{pmatrix} 0 & -1666+1666\mu & 1666z_2 \\ 357.14-357.14\mu & -11.90 & -357.14z_1 \\ 0 & 0 & -15.15*(0.0333-0.0333\mu)*(-40+220\mu+50000*(0.0333-0.0333\mu)^2) \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Repare que com a condição inicial $\mu_0 = 0.15$, μ tende a 0 e $\mu_0 = 0.30$, μ tende a 1. Isto é condizente com as informações obtidas da Figura 4.2. Ou seja, o controle por essa direção mostra-se inexecuível.

4.1.3 Estabilidade do Controle indireto (CC-CC)

Explicitando z_1 das Equações (2.19) e (2.20), obtém-se

$$\ddot{z}_1 + \left(\frac{G}{C} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right) \dot{z}_1 + \frac{1}{LC} [(1-\mu)^2] z_1 = \frac{E}{L} \left(\frac{G}{C} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right). \quad (4.10)$$

Considerando $\ddot{z}_1 = 0$, $\dot{z}_1 = 0$ e $z_1 = I_d$, tem-se que

$$\dot{\mu} = \frac{G(1-\mu)}{CE} \left[\frac{(1-\mu)^2 I_d}{G} - E \right]. \quad (4.11)$$

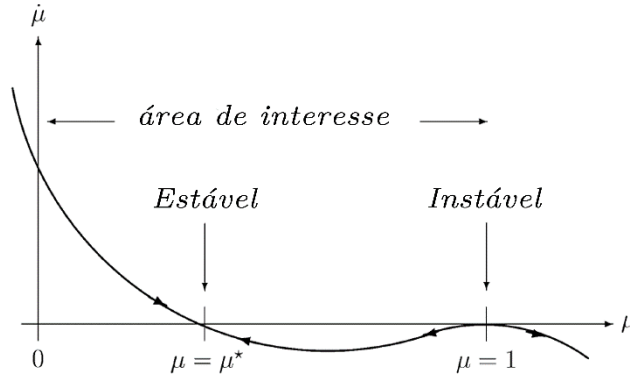


Figura 4.3. Plano de fases $\dot{\mu} \times \mu$ em função de I_d

Como se pode observar na Figura 4.3, os pontos de equilíbrio são

$$\mu = 1 \text{ e } \mu^* = 1 - \sqrt{\frac{EG}{I_d}}. \quad (4.12)$$

Novamente, $\mu^* = 1 - \sqrt{\frac{EG}{I_d}}$ é o ponto de equilíbrio relevante, pelas características do

conversor *boost*, além de ser assintoticamente localmente estável. O diagrama de fases tendo em vista as Equações de Estado (4.12) é mostrado na Figura 4.4.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -(1-\mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L} \\ \dot{z}_2 &= (1-\mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2 \\ \dot{\mu} &= \frac{G(1-\mu)}{CE} \left[\frac{(1-\mu)^2 I_d}{G} - E \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

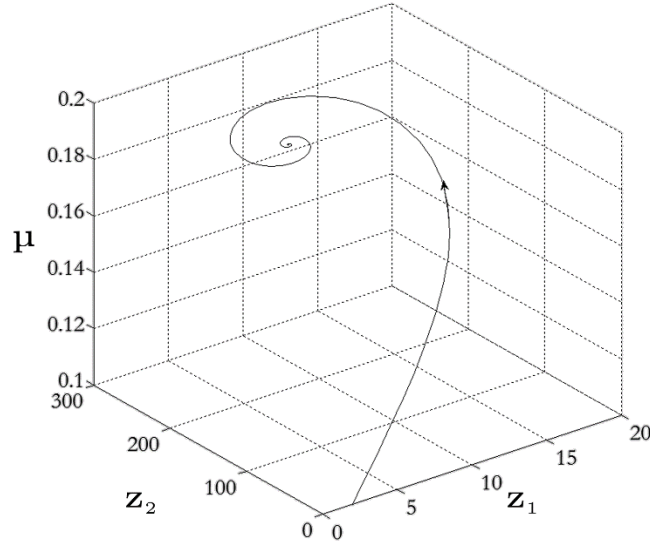


Figura 4.4. Diagrama de fases $z_1 \times z_2 \times \mu$ em função de I_d com condições iniciais : $\mu_0 = 0.30$.

Com os parâmetros fornecidos, tendo em vista o ponto fixo $[z_1, z_2, \mu] = [8.96, 220, 0.1818]$, obtém-se os autovalores : -23.80 , $-5.95 + 631,23j$ e $-5.95 - 631,23j$. Como há um par de autovalores complexos cuja parte real é negativa e um autovalor real negativo, esse ponto de equilíbrio é assintoticamente estável. A matriz Jacobiana desse sistema é

$$\begin{pmatrix} 0 & -1666 + 1666\mu & 1666z_2 \\ 357.14 - 357.14\mu & -11.90 & -357.14z_1 \\ 0 & 0 & -17.78(1 - \mu)^2 + 11.90 + (1.98 - 1.98 * \mu) * (-17.93 + 17.93 * \mu) \end{pmatrix}. \quad (4.14)$$

Como ilustra a Figura 4.4, a solução converge para o ponto fixo estável $[z_1, z_2, \mu] = [8,96, 220, 0,1818]$.

Para o sistema PBC, fazendo $z_{1d} = I_d$ e $\dot{z}_{1d} = 0$ na Equação (3.33), obtém-se:

$$z_{2d} = \frac{E + (z_1 - I_d)R_{1damp}}{(1 - \mu)}. \quad (4.15)$$

Substituindo (4.15) na segunda Equação de (3.29) e considerando $R_{2damp} = 0$,
obtem-se

$$\dot{\mu} = \frac{(1 - \mu)}{C[E + (z_1 - I_d)R_{1damp}]} \begin{bmatrix} (1 - \mu)^2 I_d - G[E + (z_1 - I_d)R_{1damp}] \\ -\frac{R_{1damp}C}{L} [E - (1 - \mu)z_2] \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

e a seguinte descrição no espaço de estados do sistema PBC (CC-CC):

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -(1-\mu)\frac{1}{L}z_2 + \frac{E}{L}, \\ \dot{z}_2 &= (1-\mu)\frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2, \\ \dot{\mu} &= \frac{(1-\mu)}{C[E + (z_1 - I_d)R_{1damp}]} \begin{bmatrix} (1-\mu)^2 I_d - G[E + (z_1 - I_d)R_{1damp}] \\ -\frac{R_{1damp}C}{L}[E - (1-\mu)z_2] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.17)$$

O diagrama de fases da Equação (4.17) é mostrado na Figura 4.8. Com essa nova configuração de controle o ponto de equilíbrio torna $[z_1, z_2, \mu] = [8,96 \quad 220 \quad 0,18]$. Obtém-se os autovalores : -166666, -14.29 e -23.80. Como há 3 autovalores reais negativos, esse ponto de equilíbrio é assintoticamente estável.

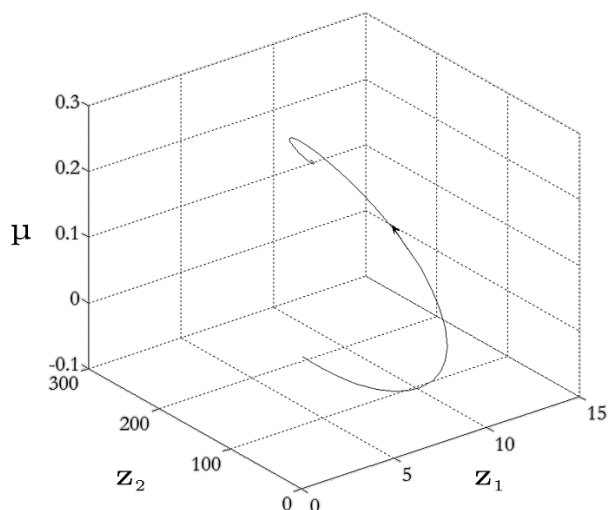


Figura 4.5. Diagrama de fases com controle PBC indireto CC-CC.

Na Figura 4.6, mostram-se as partes real e imaginária dos autovalores tendo em vista variações de R_{1damp} . Desse modo, quanto maior o valor de R_{1damp} maior a velocidade de rastreamento / regulação da corrente desejada z_{1d} , visto que o módulo dos autovalores cresce à medida que R_{1damp} aumenta.

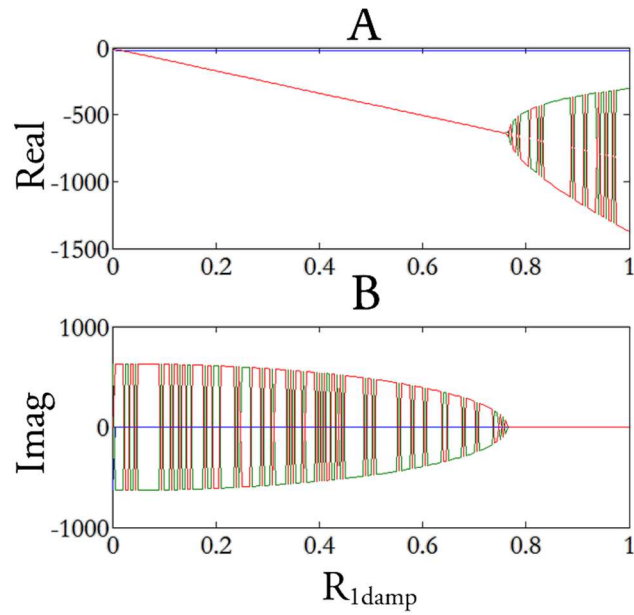


Figura 4.6. Parte real e imaginária dos autovalores com controle PBC indireto CC-CC.

A equação que descreve a dinâmica de ordem zero do sistema PBC CC-CC é obtida fazendo o erro igual a zero e substituindo as variáveis de estado pelos seus respectivos valores em regime permanente na Equação (4.16) resultando na Equação (4.11). Desse modo, conforme discutido anteriormente, assegura-se a estabilidade local assintótica.

4.1.4 Estabilidade da lei de controle adaptativa baseada em passividade para o sistema PFC

A prova rigorosa da estabilidade do controle PBC aplicado a conversores boost PFC pode ser vista em Seleme *et al.* (2013). Considere a seguinte expressão:

$$H_d = \frac{1}{2} \tilde{z}'^T D_B \tilde{z}' \quad (4.18)$$

a qual é expressa em função do vetor de erros, \tilde{z}' , e indica o desvio em malha fechada da energia total do sistema em relação ao valor desejado. Considere, também, a derivada de (4.18) ao longo da solução de (3.55), dada por:

$$\dot{H}_d = -\tilde{z}'^T [R + R_{\text{damp}}] \tilde{z}' \leq -\frac{\alpha}{\beta} H_d < 0, \quad (4.19)$$

onde α e β são escolhidos tal que $\alpha = \min\{R_{1\text{damp}}, G + R_{2\text{damp}}, k[z_{2d}(t)]^2 [1 - \mu(t)]\}$ e $\beta = \max\{L, C, 1\}$.

Dois aspectos são considerados, tendo em vista a estabilidade do sistema em malha fechada dado por (3.55): i) o equilíbrio do sistema e ii) a dinâmica de ordem zero no equilíbrio.

- i) o equilíbrio no caso de uma referência constante estritamente positiva, implica uma trajetória na qual z_{2d} torna-se constante, por meio de z_{1d} variante no tempo. A dinâmica de ordem zero estável garante a estabilidade do sistema, onde $z_{2d} \rightarrow V_d$ e $z_{1d} \rightarrow I_d$, conforme discutido na Seção 4.2.3.

Por outro lado, no caso do sistema PFC, ao invés de lidar com pontos de equilíbrio, trabalha-se com ciclos limites. Nesse caso, ambos os valores desejados z_{1d} e z_{2d} são variantes no tempo e tendem aos ciclos limites. Em outras palavras, o sistema é estabilizado por meio da lei de controle baseado em passividade e converge para as trajetórias dadas pelas dinâmicas de ordem zero:

$$\dot{z}_{2d0} = \frac{-Gz_{2d0}}{C} + \frac{(1-\mu)z_{1d}}{C}, \quad (4.20)$$

$$\mu = 1 - \frac{[E - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d0}}. \quad (4.21)$$

A corrente desejada, z_{1d} , dado por (3.31), torna-se proporcional e em fase com a tensão de entrada, E ; a trajetória da tensão de saída, z_{2d0} , oscila em torno do valor médio desejado, V_d . Desse modo, a correção do fator de potência é obtida.

ii) De modo a provar estabilidade do sistema em malha fechada tendo em vista a Equação (4.19), a trajetória desejada do sistema deve ser estável e possuir dinâmica de ordem zero estável. No caso PFC, trata-se de uma estabilidade BIBO (*Bounded Input Bounded Output*).

Assim, para demonstrar a estabilidade BIBO da trajetória desejada, considere a Equação diferencial (4.20) para dinâmica de ordem zero do sistema na qual o valor desejado em regime permanente da tensão de saída, z_{2d0} , é claramente uma trajetória fechada, tendo em vista que as variáveis μ e z_{1d} são entradas limitadas. Isso assegura a estabilidade do sistema PFC, ou seja, $z \rightarrow 0$ com z_d limitado, o que significa que $z_1 \rightarrow I_d |\sin(\omega t + \phi)|$ e $z_2 \rightarrow z_{2d0}$ a qual trata-se de uma solução oscilante estacionária conforme (4.20)-(4.21). O objetivo da correção de fator de potência é satisfeito, enquanto a tensão de saída está sujeita inevitavelmente a um *ripple* limitado.

Proposição 1: A dinâmica de ordem zero do sistema dada pelas Equações (4.20)-(4.21) é BIBO estável.

Prova: Por meio das Equações (4.20) e (4.21), a Equação (4.20) pode ser reescrita como:

$$\dot{z}_{2d0} = \frac{G}{C} \left[\frac{2V_d^2}{V^2 z_{2d0}} (E^2 - EL\dot{z}_{1d}) - z_{2d0} \right]. \quad (4.22)$$

Considerando $V = E_{\max}$, observe que:

$$E^2 = V^2 \sin^2(\omega t + \phi) = V^2 \frac{(1 - \cos(2\omega t + 2\phi))}{2}, \quad (4.23)$$

$$EL\dot{z}_{1d} = 2LGwV_d^2 \sin(wt + \varphi) \cos(wt + \varphi) = LGwV_d^2 \sin(2wt + \rho), \quad (4.24)$$

a Equação (4.22) pode ser expandida como:

$$\dot{z}_{2d0} = \frac{G}{C} \left[\frac{V_d^2}{z_{2d0}} - z_{2d0} \right] - \frac{G}{z_{2d0}C} \left[V_d^2 \cos(2wt + \rho) + \frac{2LGwV_d^4}{V^2} \sin(2wt + \rho) \right]. \quad (4.25)$$

De modo a simplificar a Equação (4.25), obtém-se:

$$\dot{y} = c \left[\frac{a}{y} - y \right] - \frac{c}{y} [b \sin(2wt + \rho) + a \cos(2wt + \rho)], \quad (4.26)$$

onde

$$y := z_{2d0}, \quad a := V_d^2, \quad b := \frac{2LGwV_d^4}{V^2}, \quad c := \frac{G}{C} \quad (4.27)$$

Observe que :

$$b \sin(2wt + \rho) + a \cos(2wt + \rho) = \sqrt{a^2 + b^2} \sin(2wt + \varphi), \quad (4.28)$$

para dado φ , com

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \frac{V_d^2}{V^2} \sqrt{V^4 + 4L^2G^2w^2V_d^4} \quad (4.29)$$

de modo que a Equação (4.26) fique

$$\dot{y} = c \left(\frac{a}{y} - y \right) - \frac{c\sqrt{a^2 + b^2}}{y} \sin(2wt + \varphi). \quad (4.30)$$

A Equação (4.30) descreve um sistema autônomo não linear perturbado por uma função periódica. A vantagem dessa representação consiste na possibilidade de caracterizar a solução do sistema, as condições para a BIBO estabilidade, a frequência, o valor médio e a amplitude de oscilação da solução.

Considere o tempo normalizado definido por :

$$\hat{t} = 2ct, \quad (4.31)$$

de modo que a Equação (4.30) torne equivalente a

$$\frac{dy}{d\hat{t}} = \frac{1}{2} \left(\frac{a}{y} - y \right) + \frac{1}{2y} (u\hat{t}) \quad (4.32)$$

na qual $u(\hat{t}) = -\sqrt{a^2 + b^2} \sin\left(\frac{w}{c} \hat{t} + \theta\right)$ e sabendo que $a > 0$ e $c > 0$.

Uma consideração chave para resolver (4.32) é assumir que :

$$y(\hat{t}) > 0, \forall \hat{t} > 0, \quad (4.33)$$

o que corresponde à variação positiva no tempo da tensão de referência do capacitor. Essa consideração faz com que o sistema exiba singularidade. Nesse caso, (4.33) pode ser multiplicado por y fornecendo :

$$y \frac{dy}{d\hat{t}} = \frac{a}{2} - \frac{y^2}{2} + \frac{u(\hat{t})}{2}. \quad (4.34)$$

Por meio da mudança de coordenadas dada por:

$$q(\hat{t}) = y(\hat{t})^2, \quad (4.35)$$

então se $y(\hat{t}) > 0$, $y(\hat{t}) = \sqrt{q(\hat{t})}$, tem-se que

$$\frac{dq(\hat{t})}{d\hat{t}} = -q(\hat{t}) + v(\hat{t}), \quad v(\hat{t}) = a + u(\hat{t}), \quad (4.36)$$

pela qual se constata claramente que a dinâmica de ordem zero, para uma entrada $v(\hat{t}) \equiv 0$, é exponencialmente estável. Finalmente, a solução de (4.38) é:

$$y(t) = \sqrt{q_{\text{nat}}(t) + q_{\text{fl}}(t) + q_{\text{fz}}(t)} \quad (4.37)$$

onde

$$\begin{aligned} q_{\text{nat}}(t) &= e^{-2ct} y(0)^2, \\ q_{\text{fl}}(t) &= a(1 - e^{-2ct}), \\ q_{\text{fz}}(t) &= -\sqrt{a^2 + b^2} \int_0^{2ct} e^{-2c(t-\tau)} \sin\left(\frac{w}{c} 2c\tau + \theta + \varphi\right) d\tau, \end{aligned} \quad (4.38)$$

no qual $\varphi = -\arctan\left(\frac{w}{c}\right)$. Ao analisar a solução (4.37)-(4.39) a condição suficiente para

a preposição (4.33) é verificar se o radical da Equação (4.37) é positivo:

$$a + \left(y(0)^2 - a\right) e^{-2ct} - q_{\text{fz}}(t) > 0. \quad (4.39)$$

Tendo em vista que $q_{f_2}(t) < \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{\sqrt{w^2/c^2 + 1}} \forall t$, uma condição suficiente da Equação

(4.39) é :

$$y(0)^2 > 0 \text{ com } a \geq \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{\sqrt{w^2/c^2 + 1}}. \quad (4.40)$$

4.1.5 Estabilidade da lei de controle SFL

Como a ordem do sistema é $n = 2$ e o grau relativo é $g_r = 1$, torna-se necessário avaliar a estabilidade da dinâmica interna. Substituindo (3.13) em (3.16), obtém-se:

$$\dot{z}_1 = \dot{r} - k_1 e \therefore \dot{z}_1 - \dot{z}_{1d} = -k_1 e \quad (4.41)$$

o que leva a seguinte relação de erro:

$$\dot{e} + k_1 e = 0 \quad (4.42)$$

cujo autovalor λ é igual a $-k_1$ o que implica convergência exponencial do erro para zero.

Tendo em vista que (4.42) garante que $e(t)$ é limitado, e que por hipótese a referência e a sua derivada são limitadas, tem-se:

$$|\dot{r} + k_1 e| < C_1. \quad (4.43)$$

na qual C_1 é uma constante positiva.

Nesse sentido, avalia-se a estabilidade da dinâmica de ordem zero do sistema em malha fechada. Se a estabilidade de ordem zero for exponencialmente estável, assegura-se que a estabilidade da dinâmica interna é localmente assintoticamente estável.

Assim, a equação que descreve a dinâmica de ordem zero é obtida fazendo o erro igual a zero e substituindo as variáveis de estado pelos seus respectivos valores em regime permanente nas Equações (2.34) e (3.18):

$$\mu = 1 - \frac{E - L\dot{r}}{z_{20d}} \quad (4.44)$$

$$\dot{z}_{2d0} = \frac{-Gz_{2d0}}{C} + \frac{(1 - \mu)z_{1d}}{C}, \quad (4.45)$$

Observe que a dinâmica de ordem zero da linearização por realimentação de estado é a mesma encontrada no controle PBC, tratando-se de uma característica intrínseca do sistema. Assim as provas de estabilidade vistas nas seções anteriores continuam válidas para o controle SFL, tanto para o sistema CC-CC como para o sistema PFC.

4.2 Conclusões do Capítulo

Para análise do sistema, situações distintas são consideradas em relação à entrada (constante e senoidal) e tipo de controle (direto e indireto). Desse modo, conclui-se que:

- com a razão cíclica μ e entrada E constantes, o modelo do sistema é linear, pois não há termo variante na matriz jacobiana J_a . Como a parte real dos autovalores λ_1 e λ_2 é sempre negativa o sistema é estável, a tensão de entrada é elevada por uma razão determinada pela razão cíclica imposta;
- tendo em vista o controle direto com μ em função de V_d e E constante, é possível inferir, tanto pelo plano de fases da Figura 4.1, pelo diagrama de fases da Figura 4.2 como pelos autovalores da matriz representada pela Equação (4.19) - pelo menos um autovalor com parte real positiva - que o sistema é instável;
- tendo em vista o controle indireto com μ em função de I_d e E constante, é possível inferir, tanto pelo plano de fases da Figura 4.3, pelo diagrama de fases da Figura 4.4, como pelos autovalores da matriz representada pela Equação (4.14) - todos autovalores com parte real negativa - que o sistema é estável;
- no caso do sistema PFC, ao invés de lidar com pontos de equilíbrio, trabalha-se com ciclos limites. Nesse caso, ambos os valores desejados z_{1d} e z_{2d} são variantes no tempo e tendem aos ciclos limites. Em outras palavras, o sistema é estabilizado por meio da lei de controle baseado em passividade e converge para as trajetórias dadas pelas dinâmicas de ordem zero;
- a dinâmica de ordem zero do controle SFL é a mesma encontrada no controle PBC, tratando-se de uma característica intrínseca do sistema. Assim as provas de estabilidade vistas nas seções destinadas ao controle PBC continuam válidas para o controle SFL, tanto para o sistema CC-CC como para o sistema PFC.

5 Resultados

Neste capítulo, são apresentados os resultados simulados e experimentais das técnicas de controle não lineares em estudo e aplicadas aos sete conversores. A simulação é obtida por meio dos blocos discretos do *Simulink*, discutidos no Apêndice A, sendo bastante aproximada do protótipo real visto que são consideradas operações de ponto fixo, interferência da amostragem e cálculo de integrais e derivadas discretas. Na Simulação Hardware in The Loop (HIL), tanto o modelo do conversor como as equações de controle são emuladas pelo DSP. Esta etapa antecede o teste experimental, no qual o modelo do conversor é substituído pelo conversor real.

Os conversores são implementados conforme as especificações do projeto e as leis de controle estudadas nesse trabalho:

- controle não linear por realimentação de estado (SFL);
- controle baseado em passividade (PBC);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC).

5.1 Resultados simulados para o BOOST PFC

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab para o conversor boost. São realizados diferentes testes de variação de carga e da tensão de entrada, alteração dos ganhos dos controladores e das técnicas de controle. As seguintes condições nominais dispostas na Tabela 5.1 são usadas nas simulações. Primeiramente, avalia-se o ganho R_{1damp} , em seguida, o ganho integral k_{int} , indispensável para ajustar erros de regime permanente. Os ganhos R_{2damp} e o adaptativo k também são verificados. No Apêndice F, são mostrados alguns exemplos para definição dos ganhos dos controladores.

Tabela 5.1. Parâmetros do *boost* usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	52.5 Ω
L, L_f	0,6 mH, 50 μ H
C, C_f	2800 μ F, 5 μ F
V_{in}	100 Vrms
V_d	180 V
P_{out}	630 W
$R_{1damp} = Lk_1$	33
R_{2damp}	50
k, k_{int}	0,0356 , -150

5.1.1 Variação de R_{1damp}

Na Seção 4.2.4, discute-se brevemente a interferência do amortecimento R_{1damp} que se trata do ganho responsável pelo rastreamento da corrente z_1 no seu valor desejado z_{1d} . Para o sistema CC-CC, quanto maior o valor de R_{1damp} maior a velocidade de rastreamento da corrente desejada z_{1d} , fazendo com que o erro $z_1 - z_{1d}$ aproxime-se de zero mais rapidamente. Entretanto, na prática, há limites para o valor de R_{1damp} devido ao processo de amostragem. O valor de R_{1damp} não pode ser muito elevado, pois neste caso o sinal da razão cíclica pode ficar oscilando e se estabelecendo nos limites 0 e 1, o que leva a efeitos indesejáveis. Escolhe-se o controle SFL para testar isoladamente a variação de R_{1damp} , pois como discutido anteriormente, este amortecimento é preponderante neste controle. Além disso, o controle SFL contém a mesma estrutura do controle PBC, que não é adequado para o teste de R_{1damp} visto que possui outros ganhos (como o ganho adaptativo da carga). Assim, listam-se as seguintes considerações nos testes realizados:

- O valor inicial da tensão do capacitor é iniciado em $z_{20} = V_d = 180$ V. Como se tem interesse no rastreamento da corrente, deixa-se de lado a dinâmica de regulação da tensão desejada.
- Pela mesma razão, estipula-se $z_2 = V_d$ na Equação (3.25).
- Varia-se e aumenta-se gradativamente o valor de R_{1damp} obtendo os índices de THD da corrente da rede THD_i listados na Tabela 5.2.

- Varia-se a carga de $52,5 \Omega$ para 105Ω , visto que o pior caso (elevados índices de THD) é considerado para cargas leves.

Na Tabela 5.2, observe que melhor índice de THD_i está associado ao ganho $R_{1damp} = 33$. Na Figura 5.1, é possível observar as diferenças nas formas de onda da corrente da rede e da razão cíclica μ para variação de carga e de R_{1damp} . Com um ganho pequeno ($R_{1damp} = 0,1$) não há rastreamento suficiente para levar o erro a zero. A resposta para um R_{1damp} elevado ($R_{1damp} = 60$) sofre com oscilações espúrias da razão cíclica em função das frequências de chaveamento e de amostragem do sinal. Já para um ganho ideal ($R_{1damp} = 33$) é possível observar corrente em fase com a tensão da rede e, por conseguinte, menores índices de THD.

Tabela 5.2. THD da corrente da rede em função de R_{1damp} para o controle SFL.

R_{1damp}	THDi (%)	
	R	
	$52,5 \Omega$	105Ω
0,05	28,12	33,54
0,1	25,81	30,71
0,3	23,25	29,54
0,5	21,93	28,17
3	5,59	9,73
10	5,01	8,25
15	4,9	8,55
20	4,83	8,38
25	4,81	8,18
30	4,79	8,12
33	4,78	8,1
36	5,22	9,35
45	7,16	18,85
60	25,81	32,35

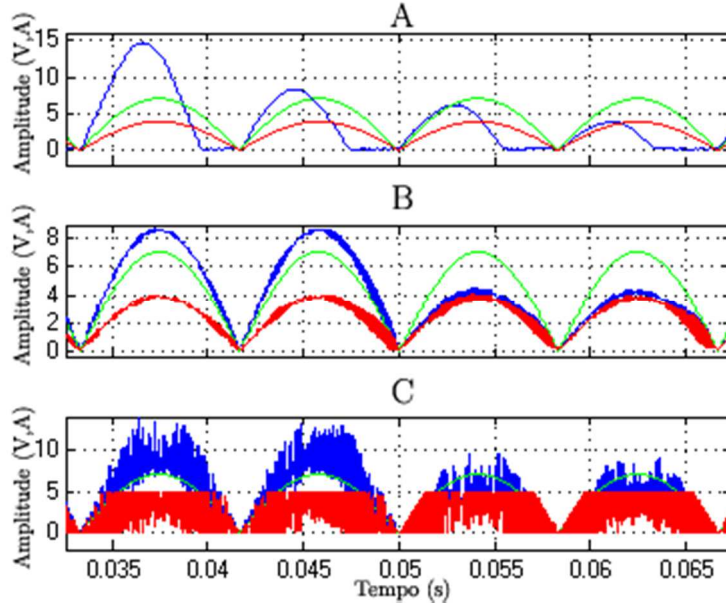


Figura 5.1. Variação de R_{1damp} : Tensão da rede normalizada (verde - $142 V_{pp} / 20$), corrente da rede (azul) e razão cíclica normalizada μ (vermelho) com variação de carga 52,5 para 105Ω e $R_{1damp} = 0,1$ (A), $R_{1damp} = 33$ (B) e $R_{1damp} = 60$ (C).

Apesar dessas simulações serem realizadas para o controle SFL, as mesmas conclusões podem ser estendidas para o controle PBC e modos derivados IDA-PBC. Isso porque as duas Equações de controle (3.25) e (3.33) são semelhantes, com a diferença que no controle PBC o sinal da razão cíclica μ depende de z_{2d} , e no controle SFL μ depende de z_2 . Como se procura verificar, por enquanto, apenas a influência de R_{1damp} , estipula-se $z_{2d} = z_2 = V_d$ nas Equações (3.25) e (3.33) e considera-se $R_{1damp} = Lk_1$. Assim, as ações de controle SFL e PBC tornam-se iguais.

5.1.2 Ação integral

A grande desvantagem das 3 técnicas de controle não lineares apresentadas nesse trabalho consiste na dependência de parâmetros corretos do modelo. No caso de lidar com inconformidades paramétricas, pode-se inferir, por exemplo, erros em regime permanente da tensão de saída. Assim, esta seção dedica-se para verificar a ação integral.

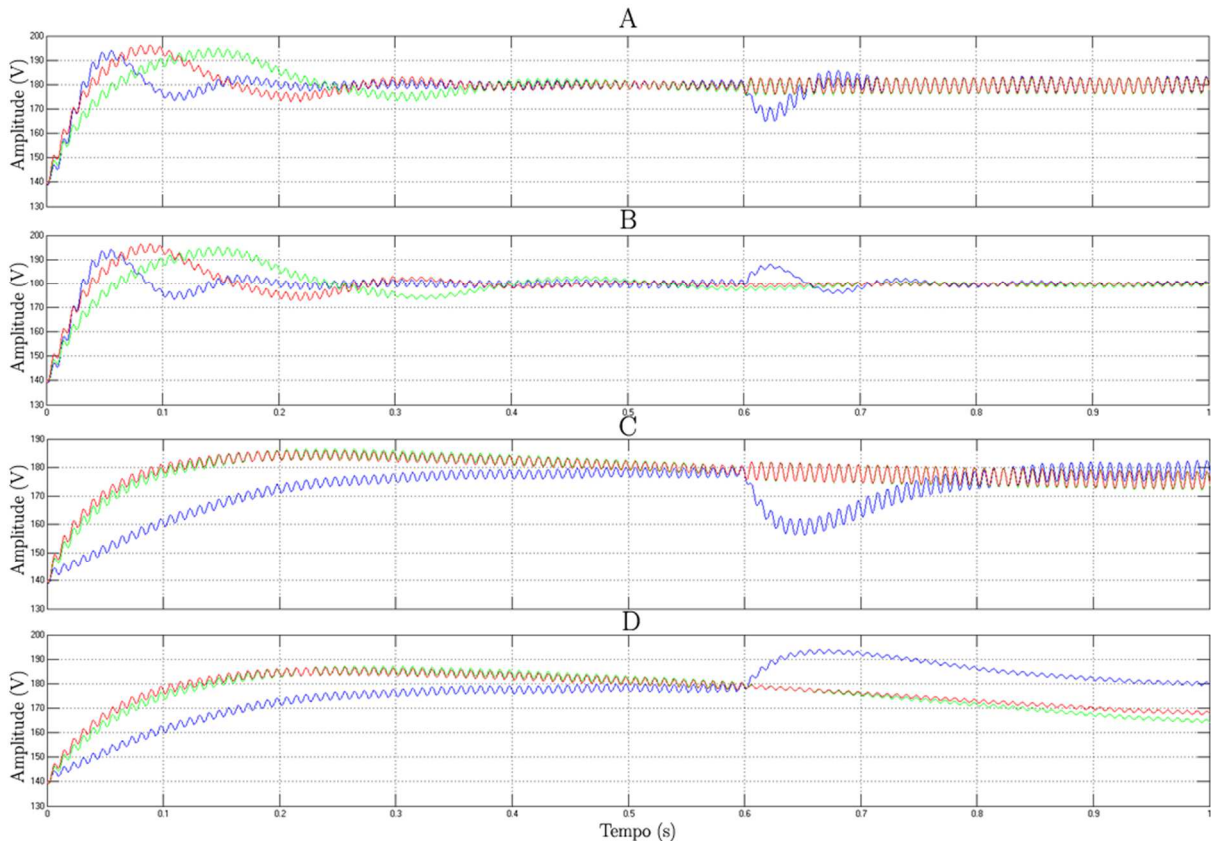


Figura 5.2. Tensão de saída z_2 para: **A** - variação de carga negativa ($52,5 \Omega$ para 105Ω com ação integral), **B** - variação de carga positiva ($52,5 \Omega$ para $22,5 \Omega$ com ação integral), **C** - variação de carga negativa ($52,5 \Omega$ para 105Ω sem ação integral), **D** - variação de carga positiva ($52,5 \Omega$ para $26,25 \Omega$ sem ação integral). SFL – verde, PBC- azul e IDA-PBC modo 2 – vermelho.

Na Figura 5.2 são mostradas variações positivas e negativas da carga com e sem o termo integral. Nela, é possível observar que na ausência do termo integrativo (Figura 5.2 C, D) as leis de controle apresentam erros em regime permanente na tensão de saída do capacitor. A Tabela 5.3 reúne os resultados contendo os índices de THD da corrente e componente da 3ª harmônica que é a mais afetada pelas técnicas de controle lineares e não lineares. Na mesma Tabela, também é mostrado o valor em regime permanente da tensão de saída do capacitor $z_{2\infty}$.

Tabela 5.3. Influência da ação integral.

Carga (Ω)	Valores (%,%,V)	SFL		PBC		IDA-PBC modo 2	
		sem integral	ação integral	sem integral	ação integral	sem integral	ação integral
52.5	THDi	4,75	4,75	5,05	3,83	4,68	4,68
	3 ^ª h	4,83	4,83	4,87	3,53	4,43	4,43
	$z_{2\infty}$	176	179,5	178	179,8	176	179,5
26.25	THDi	2,08	2,04	1,98	1,77	1,93	1,94
	3 ^ª h	0,8	1,42	1,11	0,8	0,93	1,32
	$z_{2\infty}$	175	180	178	180	175	180
105	THDi	7,64	6,57	6,57	6,08	7,05	6,28
	3 ^ª h	0,6	4,12	3,76	3,24	1,12	3,2
	$z_{2\infty}$	166	180	178	180	167	180

Por meio de simulações, é possível observar que controle baseado em passividade é menos dependente do termo integral, pois já possui o termo R_{2damp} para compensação do erro de tensão. Entretanto, a ação integral também é útil para acelerar o rastreamento das trajetórias desejadas (quanto maior o valor de k_{int} mais rapidamente o erro $z_2 - z_{2d}$ tende a zero).

Da mesma forma ocorrida para R_{1damp} , à medida que se aumenta o valor de k_{int} melhora-se a velocidade da resposta até chegar em um ponto em que começam a aparecer efeitos indesejáveis desencadeados pela frequência de amostragem, ruídos e outros efeitos não modelados, o que degrada os índices de THD da corrente. Nesse sentido, uma grande vantagem do controle PBC é que, ao contrário do controle SFL, permite maiores valores do ganho integral. Por conseguinte, nas mesmas condições é possível obter melhores índices de THD da corrente da rede para o controle PBC ao se elevar o ganho integral k_{int} . Entretanto, a melhora da qualidade desse sinal de corrente desenvolve-se em detrimento de oscilações na tensão de saída. Sobretudo, acarreta em maior *overshoot* (ou *undershoot* se a variação de carga for negativa) no valor de tensão de saída no capacitor z_2 . Na Tabela 5.4, são mostrados os índices de THD da corrente da rede, tendo em vista variações na

ação integral e os tempos de acomodação no carregamento do capacitor (T_c) e na variação negativa ou positiva da carga (T_v).

Tabela 5.4. Variação do termo integral, THD da corrente da rede e tempo de acomodação.

k_{int}	THDi (%)			Tempo de acomodação (s)	
	Carga (Ω)			T_v	T_c
	25	52,5	105		
-2	2,02	4,65	9,86	0,33	0,25
-500	0,93	2,95	8,01	0,3	0,1
-1500	0,89	2,08	6,7	0,3	0,1
-1750	1,9	2,02	6,2	0,31	0,1
-2000	2,55	1,83	5,4	0,31	0,1
-2500	3,18	1,47	4,7	0,31	0,1
-3000	3,92	1,14	5,6	0,38	0,15
-5000	27,6	32,3	11	0,55	>0,6
-10000	75,78	58,32	28,73	>0,6	>0,6

Na Tabela 5.4, observe que os melhores resultados de THD para as diferentes cargas estão associados ao ganho $k_{int} = -1500$. Na Figura 5.3, é possível observar as diferenças nas formas de onda da corrente da rede e da tensão para variação de carga e de k_{int} . Com um ganho pequeno ($k_{int} = 1$) a velocidade de resposta é lenta, embora apresente baixo *overshoot* no carregamento inicial do capacitor (Oz_{2c}) e elevado *undershoot* após a variação positiva de carga (Uz_{2v}). A resposta para um alto k_{int} ($k_{int} = -4000$) sofre com oscilações em função das frequências de chaveamento e de amostragem do sinal, o que eleva os *overshoots* da corrente e (Oz_{1c} e Oz_{1v}) e da tensão (Oz_{2c} e Oz_{2v}), aumentando também os tempos de acomodação, tanto no carregamento do capacitor (T_c), como após a variação negativa ou positiva da carga (T_v). Já para um ganho ideal ($k_{int} = -2000$) há melhor rastreamento dos sinais de referência, obtendo menores índices de THD. Esse problema pode ser resolvido adicionando proteções no circuito e nos algoritmos de controle, assunto discutido na Seção 7.5.2.

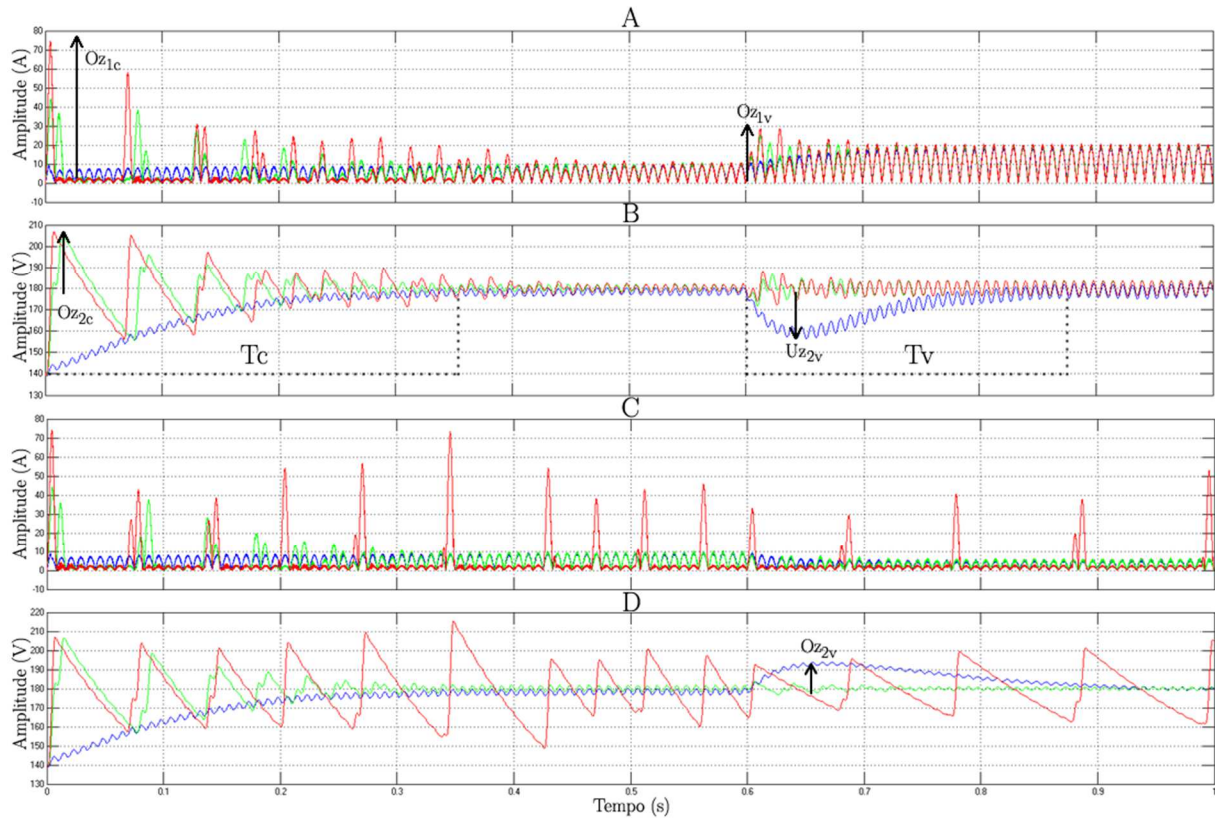


Figura 5.3. Variação de k_{int} : corrente no indutor z_1 (A), tensão saída z_2 (B) para variação de carga positiva ($52,5 \Omega$ para $26,25 \Omega$) no instante $t = 0,6s$, corrente no indutor z_1 (C) e tensão saída z_2 (D) para variação de carga negativa ($52,5 \Omega$ para 105Ω) no instante $t = 0,6s$.

5.1.3 Comparação dos modos IDA-PBC

Visando a comparar os métodos IDA-PBC, na Figura 5.4 são mostradas variações positivas e negativas de carga para comparar os 3 modos de controle IDA-PBC apresentados no Capítulo 3.4.

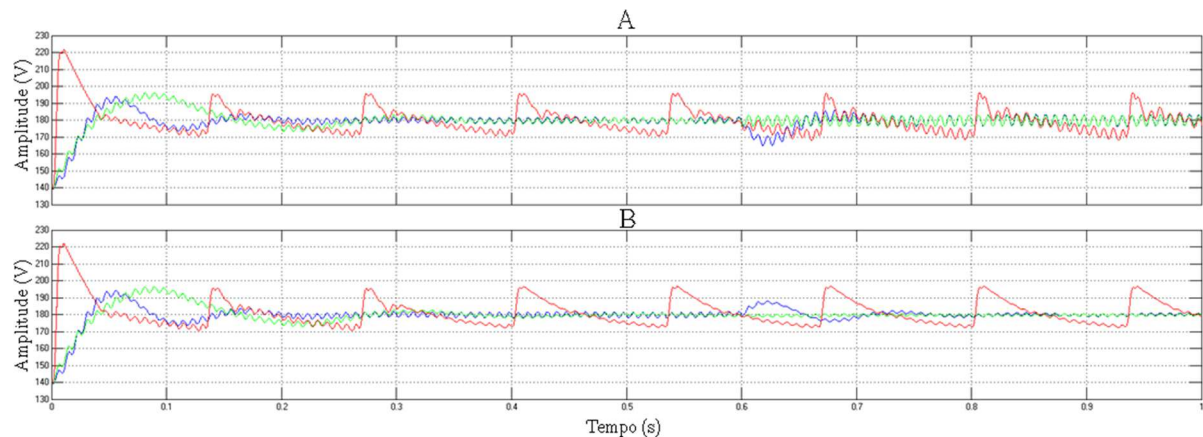


Figura 5.4. Comparação dos modos IDA-PBC: **A** - Tensão saída z_2 para variação de carga negativa ($52,5 \Omega$ para 105Ω com ação integral), **B** - variação de carga positiva ($52,5 \Omega$ para $22,5 \Omega$ com ação integral). IDA-PBC modo 1 – vermelho, IDA-PBC modo 2 – verde, IDA-PBC modo 3 – azul.

Como era de se esperar o controle *IDA-PBC modo 1* (derivado das equações de controle para o sistema CC-CC) apresenta dificuldades de regulação da tensão saída e altos índices de THDi. Ou seja, o mesmo problema do controle linear visto que a razão cíclica depende diretamente do valor da tensão de entrada retificada E , o que gera conteúdo harmônico indesejado na corrente de entrada da rede.

Tabela 5.5. Comparação dos modos IDA-PBC 1,2 e 3 e os originais SFL e PBC.

Carga (Ω)	Valores (%,%,V)	SFL	PBC	IDA- PBC modo 1	IDA- PBC modo 2	IDA- PBC modo 3
52.5	THDi	4,75	3,83	18,89	4,68	3,7
	3 ^{ah}	4,83	3,53	12,42	4,43	3,63
	$z_{2\infty}$	179,5	179,8	170	179,5	180
26.25	THDi	2,04	1,77	23,4	1,94	1,64
	3 ^{ah}	1,42	0,31	12,29	1,32	0,32
	$z_{2\infty}$	180	180	170	180	180
105	THDi	6,57	6,08	25,31	6,28	6,53
	3 ^{ah}	4,12	3,24	13,3	3,2	3,3
	$z_{2\infty}$	180	180	170	180	180

Já os controles *IDA-PBC modos 2 e 3* funcionam corretamente, tendo comportamento bastante similar aos originais SFL e PBC, respectivamente. Na verdade, os modos IDA-PBC tendem a melhorar um pouco as respostas dinâmicas (aumentando a velocidade), embora os índices de THD não se alterem significativamente, conforme se observa na Tabela 5.5.

A grande justificativa para o uso do controle IDA-PBC relaciona-se com sistemas interconectados. Para tanto, necessita-se realizar testes com cargas mais complexas (ex: considerando como carga um outro conversor), o que fica como proposta de continuidade.

5.1.4 Inserção da PLL

Nesta seção é analisado o efeito de se incluir uma PLL na referência da corrente no indutor para que os harmônicos contidos na tensão de entrada não interfiram na forma de onda da corrente de referência.

Na Figura 5.5, são demonstradas a tensão e a corrente da rede (**A**), a tensão de saída no capacitor z_2 (**B**) e a forma de onda da razão cíclica μ (**C**) tendo em vista as seguintes condições nominais e os seguintes ganhos para o controle PBC: $k=0,0356$, $k_{int}=-600$, $R_{1damp}=33$ e $R_{2damp}=50$. Observa-se que a corrente está em fase com a tensão da rede e a tensão de saída no capacitor z_2 está regulada em torno de 180V.

A Tabela 5.6 reúne os resultados obtidos em Rosa *et al.* (2011) e Seleme *et al.* (2012) com os novos resultados simulados obtidos com a inclusão da PLL. Esses resultados também podem ser vistos em Rosa *et al.* (2012 c).

Considerando que a tensão de entrada do conversor boost PFC, medida na obtenção do resultados experimentais, apresentava um THD de 8%, foram feitas simulações para diferentes condições de carga e tensões de entrada (as mesmas apresentadas nos resultados experimentais) conforme mostra a Tabela 5.6. Dessa forma, pode-se comparar melhor os resultados obtidos experimentalmente com os de simulação.

Tabela 5.6. Fator de potência e THD da corrente com variação de carga nas condições experimentais sem PLL e nas simulações no MATLAB com e sem PLL para o controle PBC.

Carga (Ω) / Tensão V_{in} (V)	THD _i (%)	THD _i (%)	THD _i (%)	fp com
	Matlab sem PLL	Matlab com PLL	experim. sem PLL	PLL Matlab
52,5/ 100	8,6	3,8	10,89	0,99
35 / 100	9,3	3,5	13,77	0,98
105 / 100	11,7	9,7	17,4	0,99
52,5 / 85	8,5	3,2	8,97	0,99
52,5/ 115	9,5	4,8	13,2	0,99

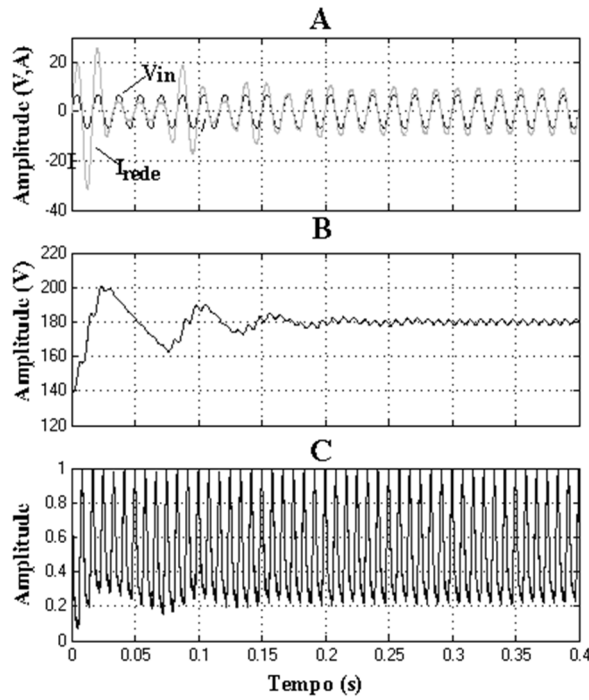


Figura 5.5. Controle PBC com PLL: **A** - Tensão da rede normalizada ($142 \text{ Vpp} / 20$) e corrente da rede, **B** - tensão de saída z_2 e **C** - razão cíclica μ .

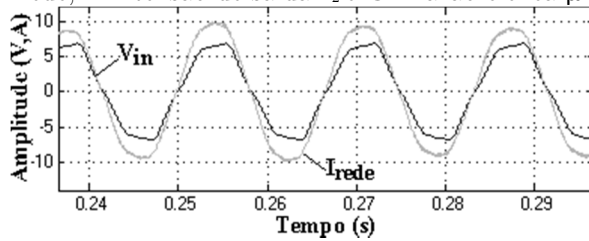


Figura 5.6. Detalhes: tensão da rede normalizada ($142 \text{ Vpp} / 20$) e corrente da rede.

Na Figura 5.7 é possível observar a variação de 50 % da carga nominal de $52,5 \Omega$ no instante 0,3s com e sem PLL. Já a Figura 5.8, os dois gráficos com a corrente da rede para os dois casos são sobrepostos para efeito de comparação.

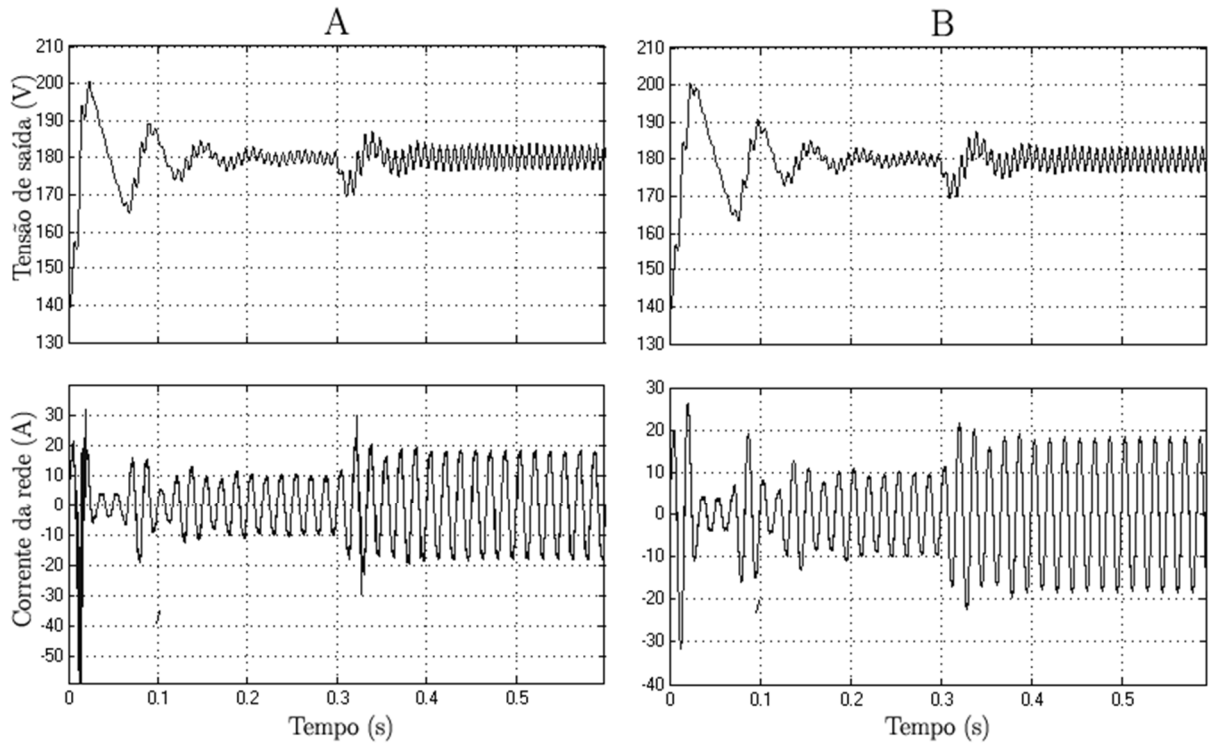


Figura 5.7. Variação de 50% da carga sem PLL(A) e com PLL (B): tensão de saída z_2 e corrente da rede.

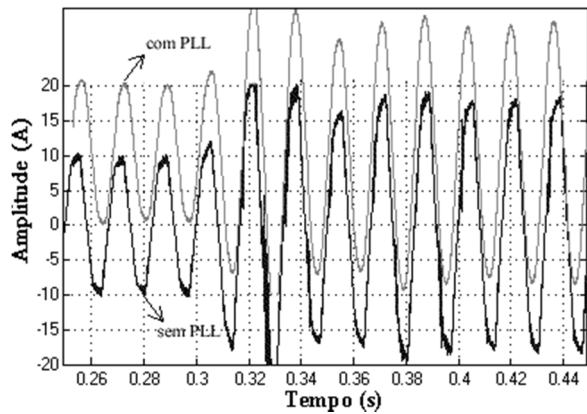


Figura 5.8. Comparação das formas de onda da corrente da rede com variação de 100% da carga com PLL (deslocado de +10 A) e sem PLL.

A PLL também foi adicionada aos outros métodos de controle não lineares. Como as respostas dinâmicas são bastante semelhantes, são mostradas na Figura 5.9, apenas as formas de onda em regime permanente do controle SFL, PBC e IDA-PBC modo 2. Observe que apesar do THD da tensão de entrada ser de 8%, os mesmos índices são menores para a corrente da rede como se observa na Tabela 5.7 e nas formas de onda da Figura 5.9. Um aspecto importante mostrado na Tabela 5.7 é que os altos índices de THD da tensão de

entrada podem alterar significativamente os resultados, principalmente quando não se utiliza PLL.

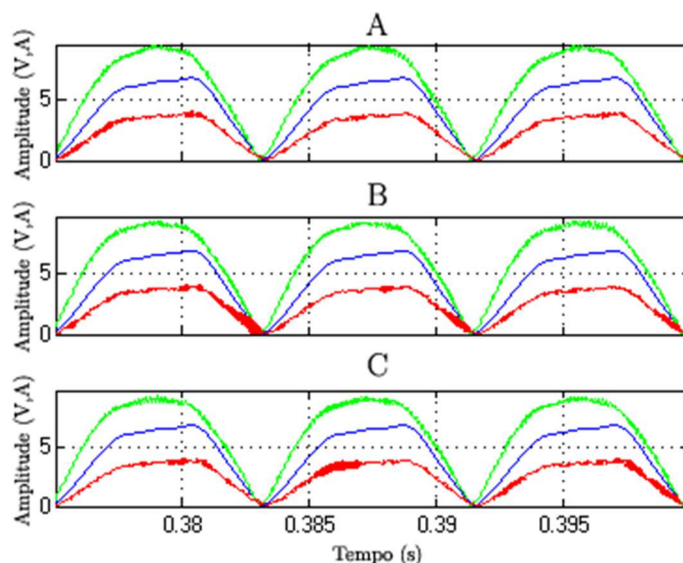


Figura 5.9. Inserção de PLL: tensão da rede normalizada (verde - 142 Vpp / 20), corrente da rede (azul) e razão cíclica normalizada μ (vermelho) com carga nominal para o controle PBC (A), IDA-PBC modo 2, (B) e SFL(C).

Tabela 5.7. Inserção de PLL nos controles SFL e PBC, IDA-PBC modo2.

Carga (Ω)	Valores (%,%,V)	SFL		PBC		IDA-PBC modo 2	
		com PLL	sem PLL	com PLL	sem PLL	com PLL	sem PLL
52.5	THDi	4,63	7,14	3,45	7,28	4,5	7,01
	3 ^{ah}	4,43	3,86	1,93	3,92	2,87	4,26
	$z_{2\infty}$	178,8	179,9	180	179,7	179,5	179,7
26.25	THDi	2,82	17,76	2,17	19,78	2,62	19,1
	3 ^{ah}	0,82	8,46	1,13	9,45	1,03	9,52
	$z_{2\infty}$	182,5	181,6	180	183,2	179,9	182,3
105	THDi	7,8	8,52	7,55	8,18	8,01	8,21
	3 ^{ah}	4,74	4,91	5,67	5,78	4,41	4,63
	$z_{2\infty}$	178,2	179,5	179,9	179,9	179,9	178,5

Por exemplo, os resultados para a carga de 26.25 Ω (elevação de 100% da carga nominal) apresentam os melhores resultados para uma tensão senoidal pura, mas com a distorção na entrada acabam por apresentar os piores resultados. Um solução para

contornar esse problema é reduzir os ganhos, principalmente o integral, no caso de se utilizar as técnicas não lineares com tensão de entrada distorcida e sem o uso da PLL.

5.1.5 Comparação com o controle clássico

Para comparar o controle não linear com técnicas tradicionais (Controladores PI) são realizadas simulações usando os mesmos parâmetros dos resultados experimentais. Dois controladores PI são simulados tendo em vista condições diferentes para a malha externa (tensão): um com dinâmica lenta e outro com dinâmica rápida. As Figuras 5.10-5.12 mostram as formas de onda da tensão e corrente da rede para uma variação da carga de 105 para 35 Ω para o controlador PBC, PI rápido e PI lento, respectivamente. Os resultados obtidos podem ser vistos em Seleme et al. (2012).

A Tabela 5.8 resume os parâmetros relevantes da simulação representados nas Figuras 5.10-5.12, que mostram o THD da corrente da rede e o *undershoot* na tensão de saída. Como mencionado, duas diferentes formas de onda da entrada foram sintetizadas: uma com distorção harmônica semelhante à tensão de entrada experimental, com THD de 8%, e a outra puramente senoidal. A partir dos resultados, fica claro que tanto o controlador PI rápido como o PI lento apresentam uma distorção mais elevada de corrente de entrada do que o controle PBC, principalmente, considerando cargas elevadas. Observe também que o controlador PI lento apresenta maior *undershoot* para cargas elevadas e um maior tempo de resposta. Por conseguinte, o controle não linear apresenta melhor desempenho quando comparado com controladores PI convencionais, como esperado.

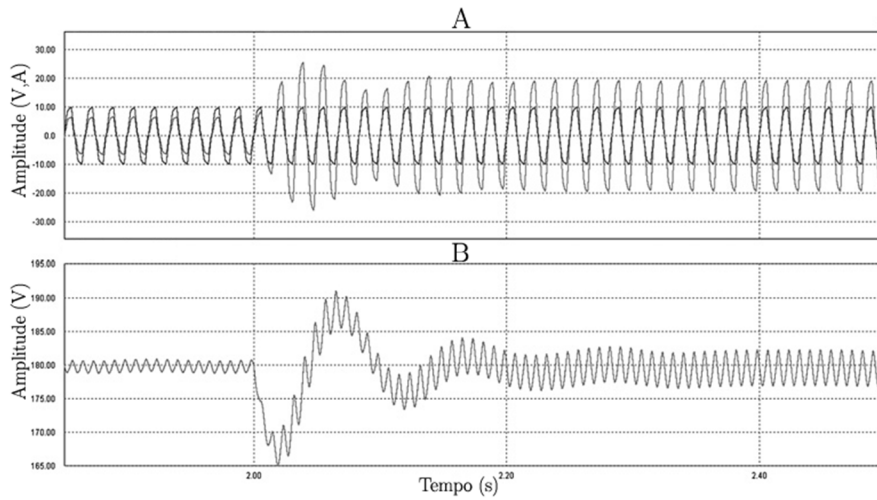


Figura 5.10. Controle PBC: **A** - Tensão e corrente da rede e **B** - tensão de saída no capacitor para variação de carga de 105 a 35 Ω .

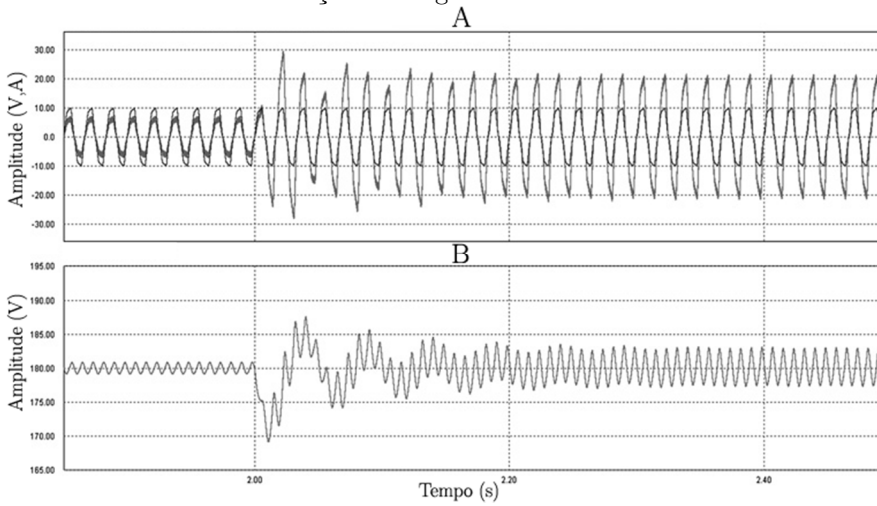


Figura 5.11. Controle PI rápido: **A** - Tensão e corrente da rede e **B** - tensão de saída no capacitor (para variação de carga de 105 a 35 Ω).

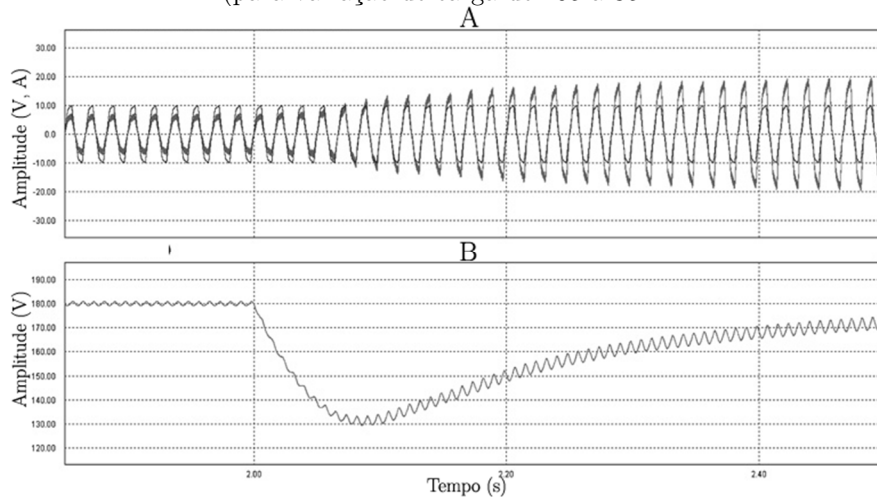


Figura 5.12. Controle PI lento: **A** - Tensão e corrente da rede e **B** - tensão de saída no capacitor para variação de carga de 105 a 35 Ω .

Tabela 5.8. Comparação com o controle clássico: THD da corrente de entrada e *undershoot* com variação de carga de 105 a 35 Ω e tensão de entrada puramente senoidal e distorcida.

Valores (%,%)	Carga (Ω)	PBC		PI lento		PI rápido	
		Entrada senoidal	Entrada distorcida	Entrada senoidal	Entrada distorcida	Entrada senoidal	Entrada distorcida
THDi	35	2,01	8,7	12,5	13,6	12,4	13,7
	105	6,05	10,3	17,2	20,1	17,4	16,8
<i>undershoot</i>		5,6	5,6	27,7	27,7	5,6	5,6

É importante ressaltar que o controle linear não funciona adequadamente para valores baixos de capacitância. Ao contrário, os métodos de controle não lineares conseguem manter desempenho razoável mesmo se alterando o valor do capacitor. A tabela 5.9 e a Figura 5.13 mostram os resultados para uma redução drástica de 90 % do valor do capacitor ($C=280 \mu\text{F}$).

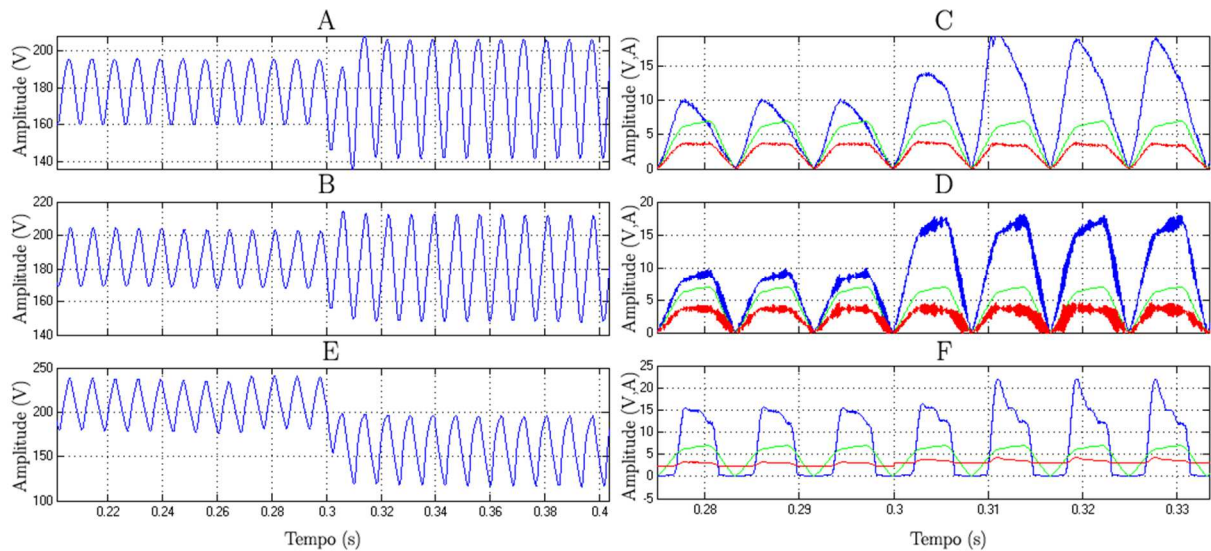


Figura 5.13. Redução do capacitor com Tensão de entrada distorcida: Tensão de saída do capacitor (azul-lado esquerdo); Tensão da rede normalizada (verde - 142 Vpp / 20), corrente da rede (azul-lado direito) e razão cíclica normalizada μ (vermelho) com variação de carga positiva de 100% para o controle PBC (A,C), SFL, (B,D) e PI lento (E,F).

Por meio dos dados disponíveis na Tabela 5.9 e na Figura 5.13, é possível concluir que o controle clássico apresenta grandes erros em regime permanente na tensão de saída, sendo que o *ripple* dessa tensão é bastante elevado para todos controles, visto que depende justamente do valor da capacitância. O controle SFL não depende de C na equação da razão cíclica, sendo portanto o que apresentou os melhores resultados. Já o controle PBC

inclui o valor do capacitor em seus cálculos, sendo possível melhorar a qualidade dos resultados reajustando os ganhos, um procedimento normal para uma redução drástica do capacitor. Já para uma redução de 10%, por exemplo, o controle PBC continua robusto para este tipo de variação paramétrica.

Tabela 5.9. Variação do capacitor: THD da corrente de entrada e tensão de saída final com variação positiva de 100% de carga e tensão de entrada puramente senoidal e distorcida.

Capacitor (μF)	Valores (%,V)	Carga (Ω)	PBC		PI rápido		SFL	
			Entrada senoidal	Entrada distorcida	Entrada senoidal	Entrada distorcida	Entrada senoidal	Entrada distorcida
280	THDi	52,5	12,3	13,01	46,7	40,1	4,09	8,33
		26,25	12,15	12,86	47,5	43,1	2,31	8,42
	$z_{2\infty}$		177	174	155	155	178	174
2520	THDi	52,5	3,83	8,2	14,2	18,8	4,12	8,7
		26,25	1,79	8,1	13,3	17,2	2,58	8,6
	$z_{2\infty}$		180	180	178	177	180	183

5.2 Resultados experimentais para o boost PFC

Com o objetivo de validar os estudos teóricos e de simulação, foi implementado um protótipo de um conversor boost para realização dos ensaios, como mostrado na Figura 5.14. Os parâmetros utilizados e seus respectivos valores estão disponíveis na Tabela 5.10. Até o presente, apenas o controle PBC é validado experimentalmente e esses resultados podem ser vistos em Seleme *et al.* (2012).

Tabela 5.10. Parâmetros do *boost* usados nos testes experimentais

Parâmetro	Valor
R	52,5 Ω
L, L_f	0,6 mH, 50 μ H
C, C_f	2800 μ F, 5 μ F
V_{in}	100 Vrms
V_d	180 V
P_{out}	630 W



Figura 5.14. Bancada de testes experimentais : Varivolt (1), Ponte de diodos (2), Indutor (3), Associação de Capacitores (4), Placa contendo o IGBT (5), Driver (6) e DSP 2812 da Texas (7).

Na Figura 5.15, são mostradas a corrente (azul) e tensão (vermelho) da rede na condição nominal:

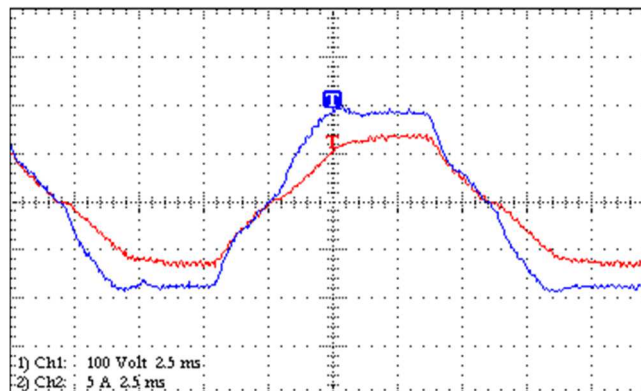


Figura 5.15. Corrente (azul; 5A/div) e Tensão (vermelho; 100V/div) da rede na Condição Nominal - $V_{in} = 100V$ e $V_{out} = 182V$.

A forma de onda da razão cíclica é representada na Figura 5.16. Nas Figuras 5.17 e 5.18 são realizadas variações na carga de modo a testar a regulação. Nelas, é possível deduzir o tempo de resposta do algoritmo proposto que está em torno de 0,1 s.

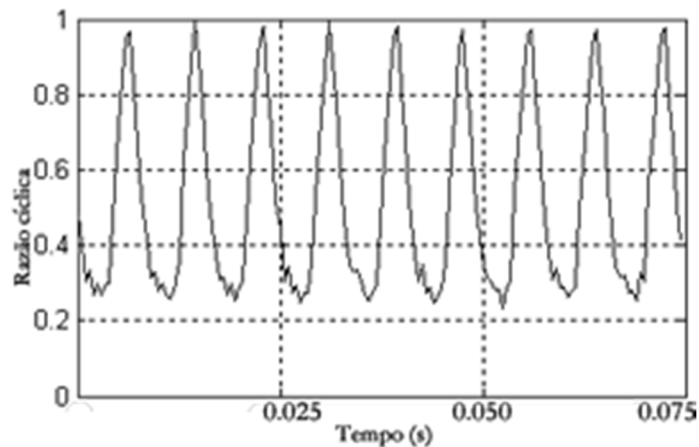


Figura 5.16. Forma de onda da Razão cíclica.

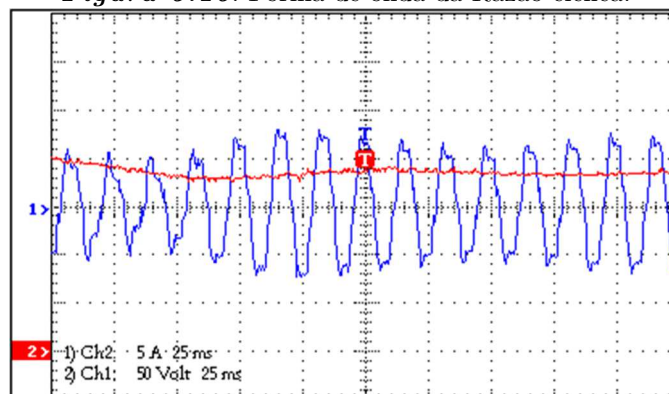


Figura 5.17. Regulação com Saída de Carga (35Ω para 105Ω). Corrente na entrada (azul; 5A/div) e Tensão de saída (vermelho; 50V/div).

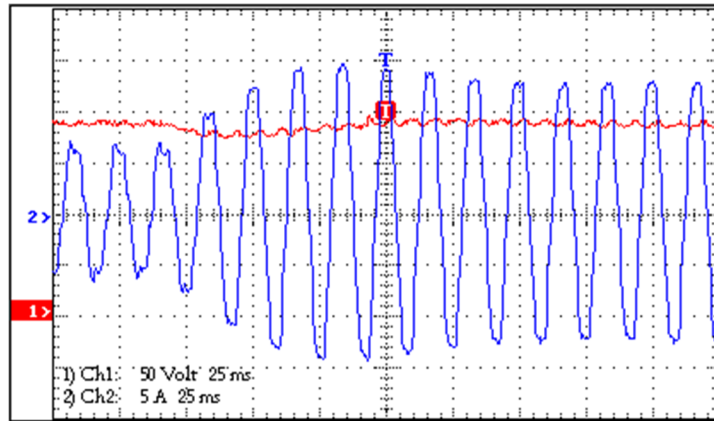


Figura 5.18. Regulação com Entrada de Carga (105Ω para 35Ω). Corrente na entrada (azul; 5A/div) e Tensão de saída (vermelho; 50V/div).

Na Figura 5.19, observa-se o *ripple* da Tensão de saída do capacitor (4 a 6 V) e a variação dessa tensão após a saída de carga (16V):

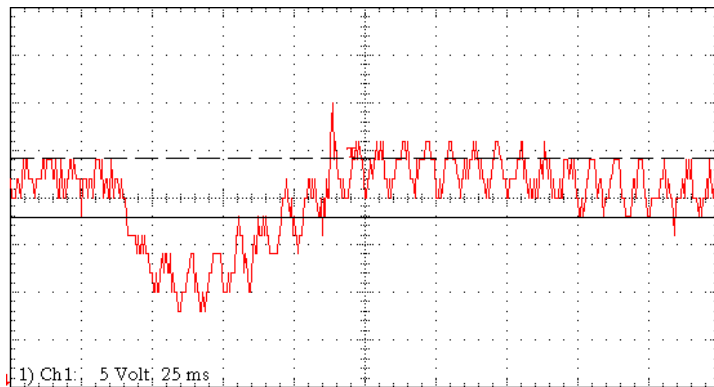


Figura 5.19. Ripple de Tensão de saída do capacitor e afundamento de tensão após entrada de carga (105Ω para 35Ω).

As formas de onda da corrente e da tensão da rede também são demonstradas nas condições de carga mínima (Figura 5.20) e carga máxima (Figura 5.21):

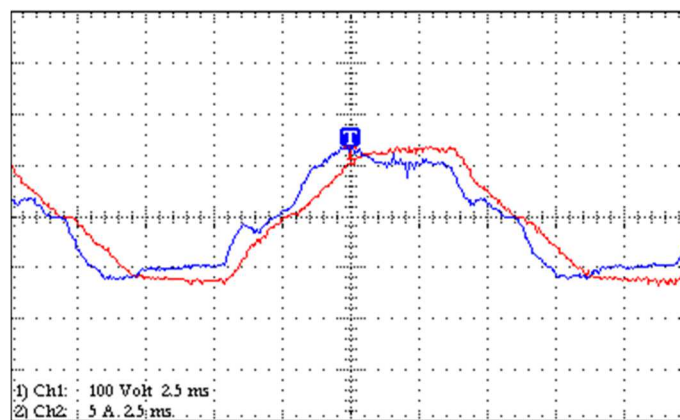


Figura 5.20. Corrente (azul; 5A/div) e Tensão (vermelho; 100V/div) da rede com carga mínima - $V_{in} = 100 \text{ V}$ e 105Ω .

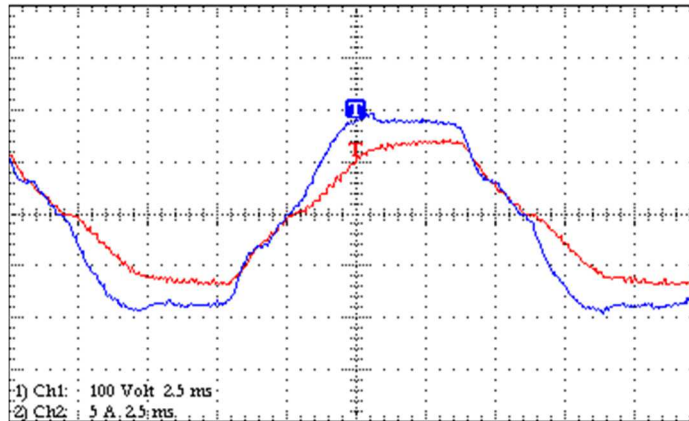


Figura 5.21. Corrente (azul; 5A/div) e Tensão (vermelho; 100V/div) da rede com carga máxima - $V_{in} = 100\text{ V}$ e $35\ \Omega$.

Para os testes de regulação de linha (Figuras 5.22 e 5.23), varia-se $\pm 15\%$ a tensão de entrada $V_{in} = 100\text{ V}$.

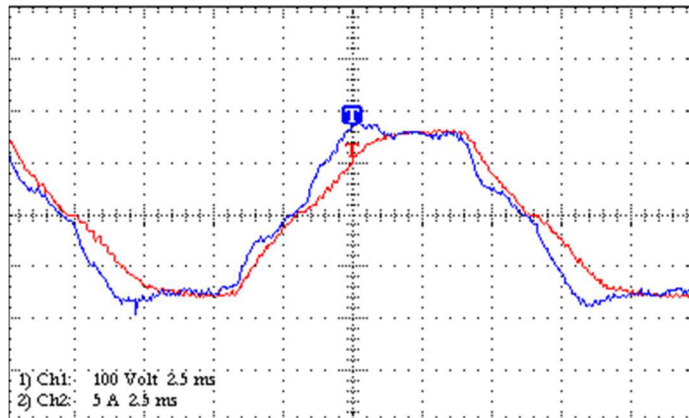


Figura 5.22. Regulação de linha - Carga nominal ($R=52.5\ \Omega$ e $V_{in} = 115\text{V}$). Corrente na entrada (azul; 5A/div) e Tensão da rede (vermelho; 100V/div).

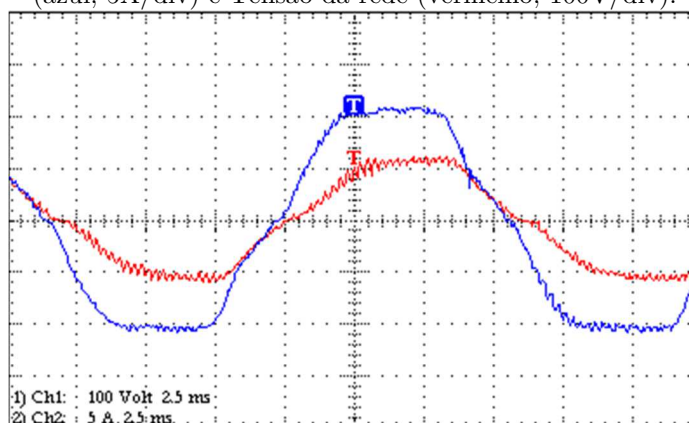


Figura 5.23. Regulação de linha - Carga nominal ($R=52.5\ \Omega$ e $V_{in} = 85\text{V}$). Corrente na entrada (azul; 5A/div) e Tensão da rede (vermelho; 100V/div).

As Tabelas 5.11 e 5.12 demonstram a regulação estática tendo em vista mudanças na tensão de entrada e da carga:

Tabela 5.11. Regulação Estática – Variação de Tensão de Entrada $\pm 15\%$

Carga (Ω)	Tensão de Entrada V_{in} (V)	Tensão de Saída (V)
57	100	182,9
57	85	182,8
57	115	182,3

Tabela 5.12. Regulação Estática - Variação de Carga

Carga (Ω)	Tensão de Entrada V_{in} (V)	Tensão de Saída (V)
35	100	181,1
105	100	182,6

A estimação da carga pode ser visualizada nas Figura 5.24 e 5.25:

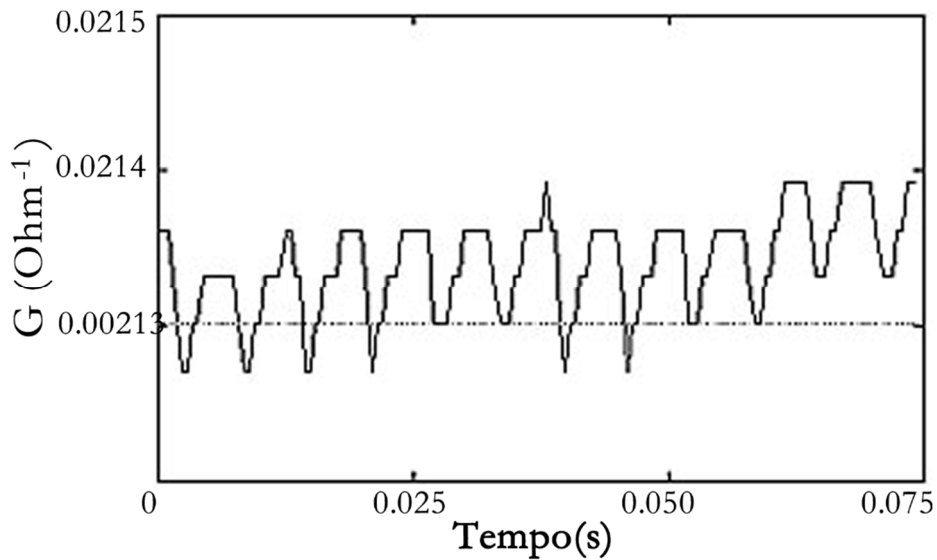


Figura 5.24. Estimação de Carga – $R=52.5 \Omega$.

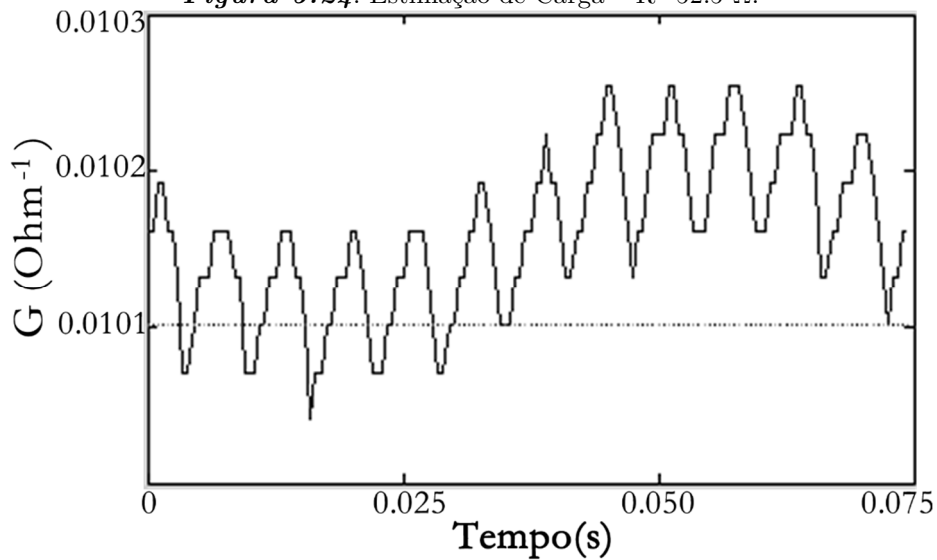


Figura 5.25. Estimação de Carga – $R=105 \Omega$.

A Tabela 5.13 reúne as informações de THD, *ripple* da tensão de saída do capacitor dos testes realizados:

Tabela 5.13. Fator de potência, THDs e *ripple* de tensão com variação de carga e da tensão de entrada – testes experimentais.

Carga (Ω) / V_{in} (V)	FP	THD V_{in} (%)	THD I_{in} (%)	<i>Ripple</i> (%)
52,5 / 100	0,985	8,28	10,89	2,74
57 / 85	0,960	7,7	8,97	2,63
57 / 115	0,961	8,12	13,22	2,84
35 / 100	0,959	7,7	13,77	3,32
105 / 100	0,92	8,45	17,41	2,21

Na Figura 5.26, é possível observar o tempo de execução do algoritmo gerado (10 μ s), considerando as medições e a geração do sinal PWM.

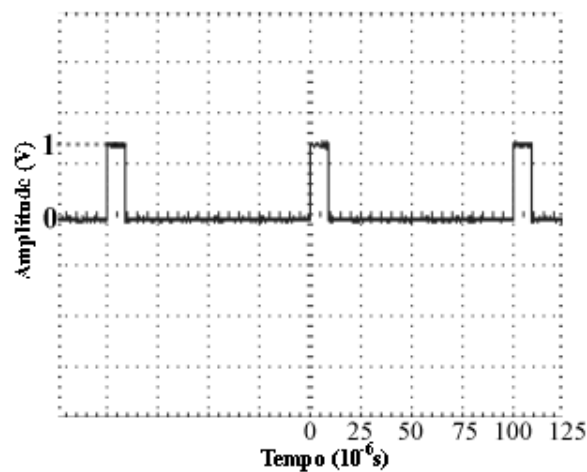


Figura 5.26. Tempo de execução do algoritmo.

5.3 Resultados simulados para o Buck

Nessa seção, são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab para o conversor buck, implementado conforme as especificações do projeto e as leis de controle estudadas nesse trabalho:

- controle não linear por realimentação de estado (SFL);
- controle baseado em passividade (PBC);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC).

As seguintes condições nominais dispostas na Tabela 5.14 são usadas nas simulações.

Tabela 5.14. Parâmetros do *boost* usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	10 Ω
L	2,3 mH
C	470 μ F
V_{in}	50 V
V_d	24 V
P_{out}	57,6 W
f	50 kHz
$R_{1damp} = Lk_1$	500
R_{2damp}	10
k, k_{int}	2,5 , 2000
α	-10

Na Figura 5.27 são mostradas variações positivas e negativas da carga com e sem o termo integral. Nela, é possível observar que para o conversor buck CC-CC, as leis de controle são menos dependes do termo integral, sendo que no controle IDA-PBC esse ganho piorou a qualidade das respostas.

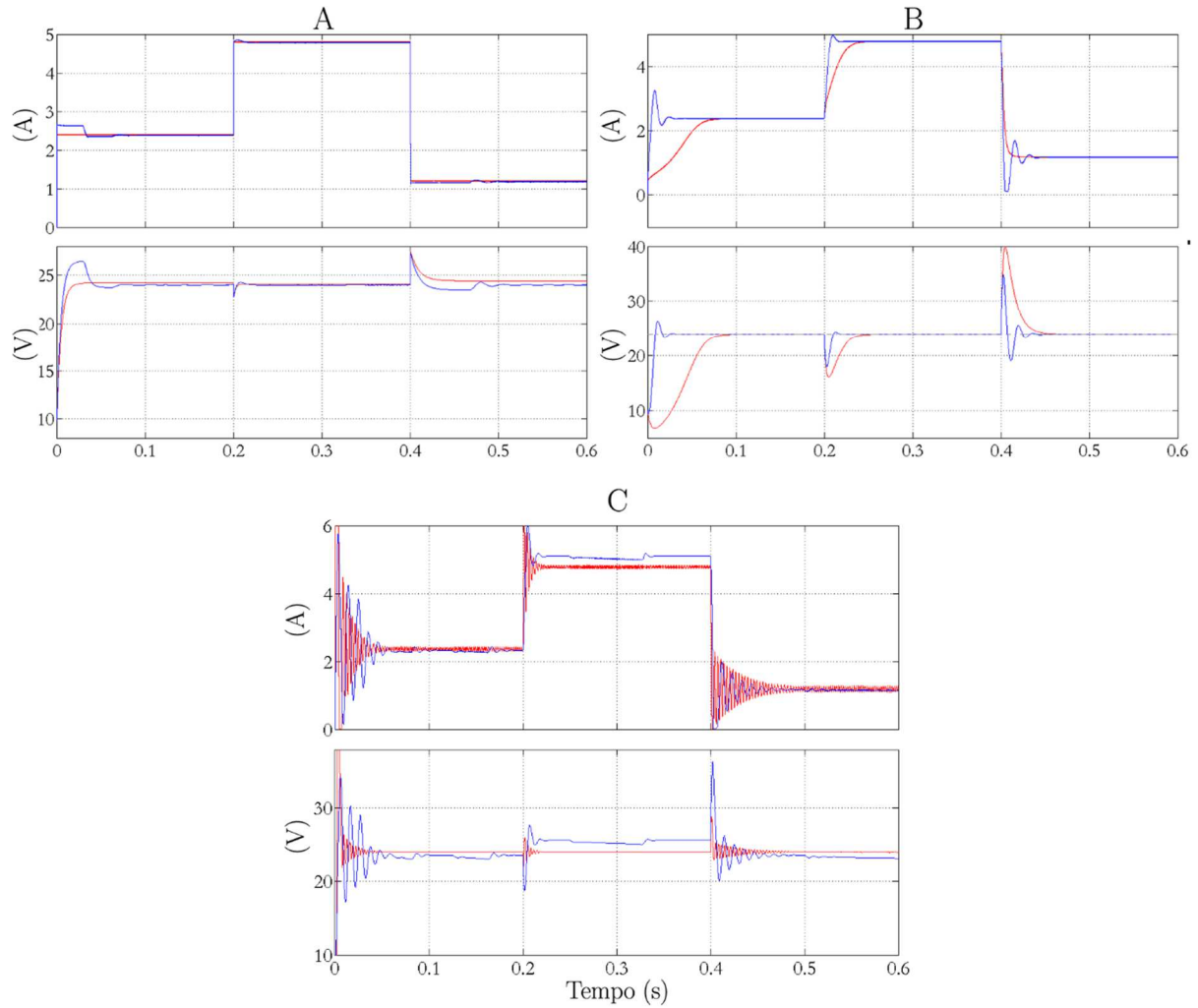


Figura 5.27. Tensão de saída z_2 e corrente no indutor z_1 para variação de carga positiva e negativa ($10 - 5 - 20 \Omega$) com ação integral (azul) e sem ação integral (vermelho) para o buck, controle SFL (A) PBC (B) e IDA-PBC modo 1 (C).

O controle SFL apresenta pequenos erros em regime permanente na tensão de saída do capacitor sem o termo integral, apresentando também os menores *overshoot* e *undershoot*. Já o controle IDA-PBC possui boa resposta sem o ganho integral apesar de apresentar oscilações na corrente, pois se utilizou um ganho elevado $\alpha = -10$ que normalmente se situa entre -1 e $+1$, com o objetivo de reduzir o *overshoot*. Por sua vez, o controle PBC apresenta a melhor regulação no regime permanente, mas os maiores *overshoot* e *undershoot*, sendo possível diminuir esses índices aumentando-se o ganho integral. Como foi visto nos conversores boost PFC, o controle PBC permite maiores valores do termo integrativo, embora na Tabela 5.15, utiliza-se o ganho $k_{int} = 2000$ para o

controle PBC e SFL e $k_{int} = 0,01$ para o controle IDA-PBC que se mostra bastante sensível à variação desse termo.

A Tabela 5.15 reúne os resultados contendo o valor em regime permanente da tensão de saída do capacitor $z_{2\infty}$, o *overshoot* e o *undershoot* dessa tensão, além do tempo de acomodação após a variação positiva (T_p) e negativa de carga (T_n).

Tabela 5.15. Variação 100% positiva e negativa de carga do conversor buck, valor em regime permanente, *overshoot*, *undershoot* e tempo de acomodação após variação positiva (T_p) e variação negativa (T_n) da tensão de saída para o controle SFL, PBC e IDA-PBC.

Valores (V,%s)	Carga (Ω)	SFL		PBC		IDA-PBC	
		Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral
$z_{2\infty}$	5	24	24,1	24	24	23,6	24
	10	24	24,2	24	24	25,6	24
	20	24	24,4	24	24	23,2	24
Oz_{2p}		13,33	13,69	29,50	63,33	52,54	18,75
Uz_{2n}		4,58	6,20	20,01	33,33	26,95	8,33
T_p		0,025	0,025	0,025	0,055	0,14	0,025
T_n		0,1	0,06	0,05	0,07	0,1	0,13

Na Figura 5.28 e na Tabela 5.16 são mostrados os resultados para variações positivas e negativas de carga de modo a comparar os 3 modos de controle IDA-PBC.

Tabela 5.16. Variação 100% positiva e negativa de carga do conversor buck-boost, valor em regime permanente, *overshoot*, *undershoot* e tempo de acomodação após variação positiva (T_p) e variação negativa (T_n) da tensão de saída para os controles IDA-PBC modos 1,2 e 3.

Valores (V,%s)	Carga (Ω)	IDA-PBC		
		modo 1	modo 2 (SFL)	modo 3 (PBC)
$z_{2\infty}$	5	24	24	24
	10	24	24	24
	20	24	24	24
Oz_{2p}		18,75	12,50	29,17
Uz_{2n}		8,33	5,00	19,17
T_n		0,025	0,015	0,02
T_p		0,13	0,08	0,04

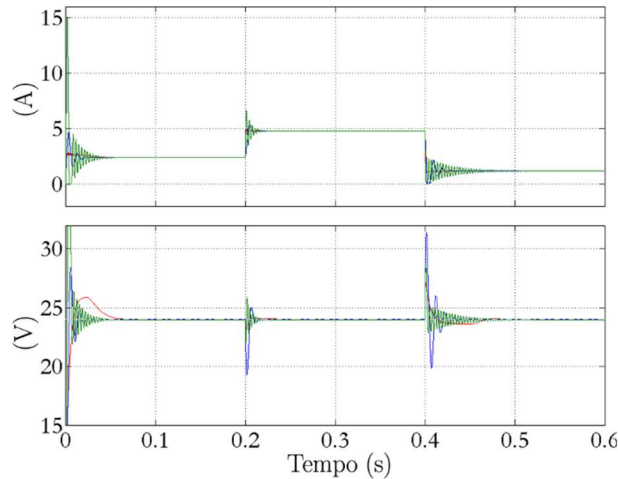


Figura 5.28. Comparação modos IDA-PBC. Tensão de saída z_2 e corrente no indutor z_1 para variação de carga positiva e negativa ($10 - 5 - 20 \Omega$) para o buck, controles IDA-PBC modo 1 (verde), modo 2 (vermelho) e modo 3 (azul).

Na Figura 5.29, é possível observar que as leis de controle são robustas à variação da entrada de tensão.

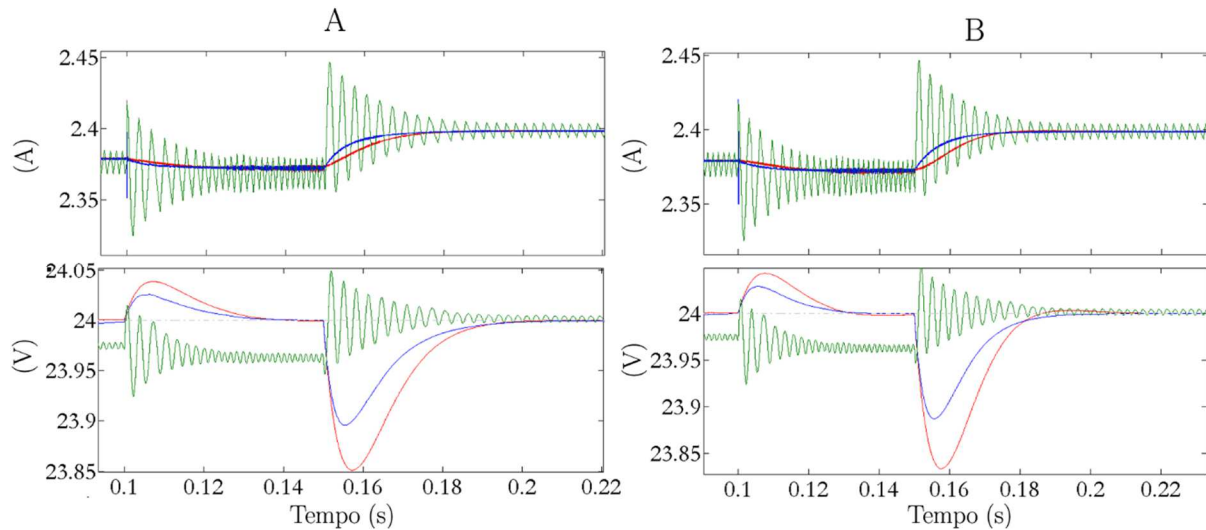


Figura 5.29. Variação da entrada no buck. Corrente no indutor z_1 e tensão de saída z_2 e para variação da entrada em 50% e -50%, para os controles IDA-PBC modo 1 (A-verde), SFL (A-vermelho), PBC (A-azul) e controles IDA-PBC modo 1 (B-verde), modo 2 (B-vermelho) e modo 3 (B-azul).

5.4 Resultados simulados para o Buck-Boost

Nessa seção serão apresentados os resultados de simulação digital utilizando o para o conversor buck-boost, implementado conforme as especificações do projeto e as leis de controle estudadas nesse trabalho:

- controle não linear por realimentação de estado (SFL);
- controle baseado em passividade (PBC);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC).

As seguintes condições nominais dispostas na Tabela 5.17 são usadas nas simulações.

Tabela 5.17. Parâmetros do *boost* usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	10 Ω
L	2,3 mH
C	470 μ F
V_{in}	50 V
V_d	-24 V
P_{out}	57,6 W
f	50 kHz
$R_{1damp} = Lk_1$	100
R_{2damp}	20
k, k_{int}	14 , 200
α	0,8

Na Figura 5.30 são mostradas variações positivas e negativas da carga com e sem o termo integral. Nela, é possível observar as leis de controle SFL e PBC apresentam pequenos erros em regime permanente na tensão de saída do capacitor, com pouca influência do termo integrativo. Já o controle IDA-PBC apresentou maiores *overshoot* e *undershoot* e tempos de acomodação. Isso ocorre porque esta técnica é ainda mais dependente de parâmetros corretos do modelo. Assim, para melhorar os resultados torna-

se necessário incluir outros efeitos não modelados (resistências parasitas, tensões no diodo e na chave).

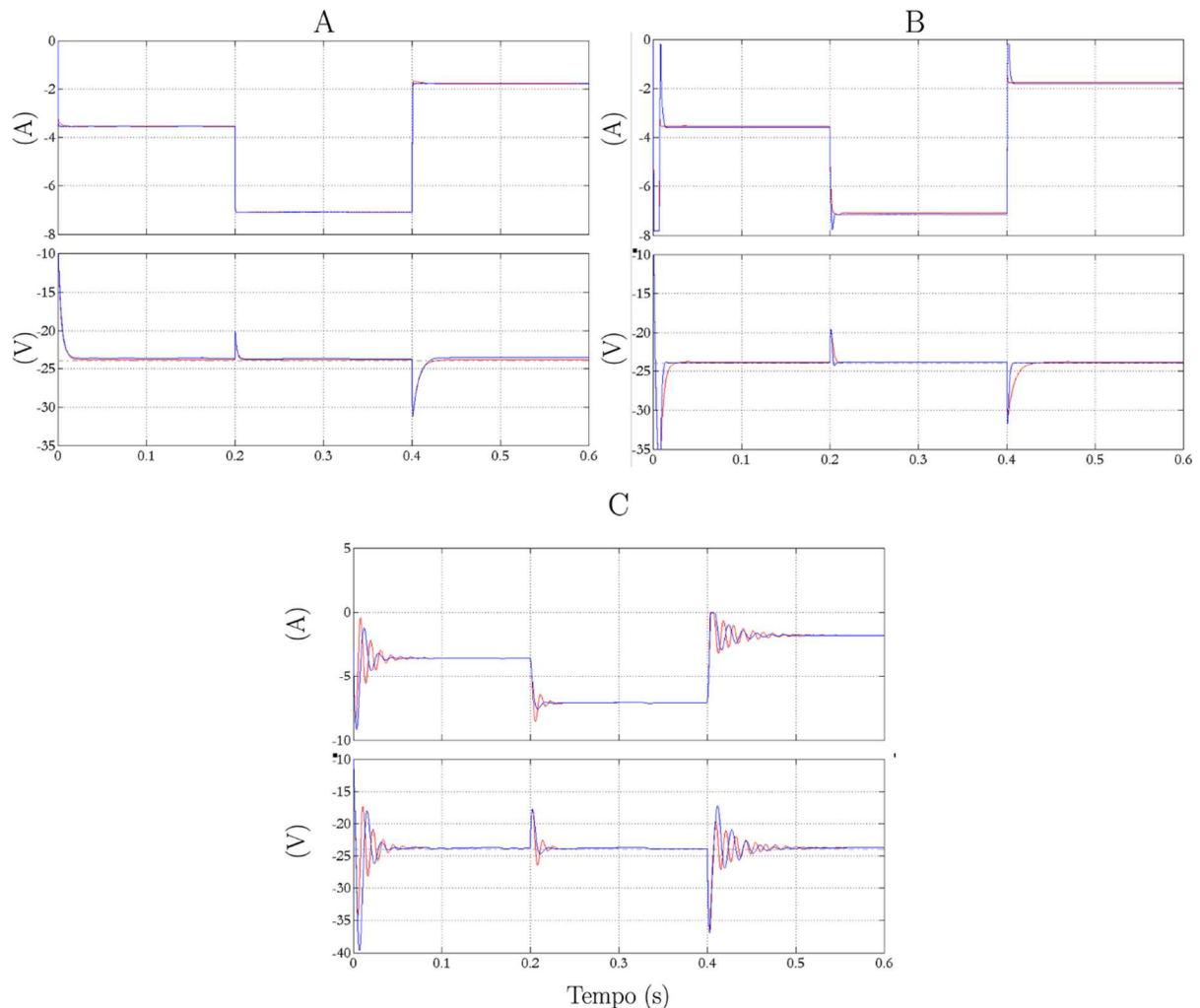


Figura 5.30. Tensão de saída z_2 e corrente no indutor z_1 para variação de carga positiva e negativa ($10 - 5 - 20 \Omega$) com ação integral (azul) e sem ação integral (vermelho) para o buck-boost, controle SFL (A) PBC (B) e IDA-PBC modo 1 (C).

A Tabela 5.18 reúne os resultados contendo o valor em regime permanente da tensão de saída do capacitor $z_{2\infty}$, o *overshoot* e o *undershoot* dessa tensão, além do tempo de acomodação após a variação positiva (T_p) e negativa de carga (T_n).

Na Figura 5.31 e na Tabela 5.19 são mostrados os resultados para variações positivas e negativas de carga de modo a comparar os 3 modos de controle IDA-PBC.

Tabela 5.18. Variação 100% positiva e negativa de carga do conversor buck-boost, valor em regime permanente, *overshoot*, *undershoot* e tempo de acomodação após variação positiva (T_p) e variação negativa (T_n) da tensão de saída para o controle SFL, PBC e IDA-PBC.

Valores (V,%s)	Carga (Ω)	SFL		PBC		IDA-PBC	
		Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral
$z_{2\infty}$	5	-24,02	-23,71	-23,92	-23,85	-23,85	-23,85
	10	-23,98	-23,66	-23,92	-23,85	-23,85	-23,85
	20	-23,98	-23,45	-23,91	-23,95	-23,70	-23,70
$O_{z_{2v}}$		15,01	15,01	18,1	18,1	25,05	25,05
$U_{z_{2n}}$		31,31	32,57	31,6	31,6	53,33	53,33
T_n		0,015	0,015	0,01	0,01	0,03	0,035
T_p		0,025	0,03	0,015	0,03	0,13	0,13

Tabela 5.19. Variação 100% positiva e negativa de carga do conversor buck-boost, valor em regime permanente, *overshoot*, *undershoot* e tempo de acomodação após variação positiva (T_p) e variação negativa (T_n) da tensão de saída para o controle IDA-PBC modos 1,2 e 3.

Valores (V,%s)	Carga (Ω)	IDA-PBC		
		modo 1	modo 2 (SFL)	modo 3 (PBC)
$z_{2\infty}$	5	-23,85	-23,93	-23,9
	10	-23,85	-23,9	-23,9
	20	-23,7	-24,01	-23,9
$O_{z_{2v}}$		25,05	16,6	18,1
$U_{z_{2n}}$		53,33	30,1	31,6
T_n		0,03	0,015	0,01
T_p		0,13	0,035	0,03

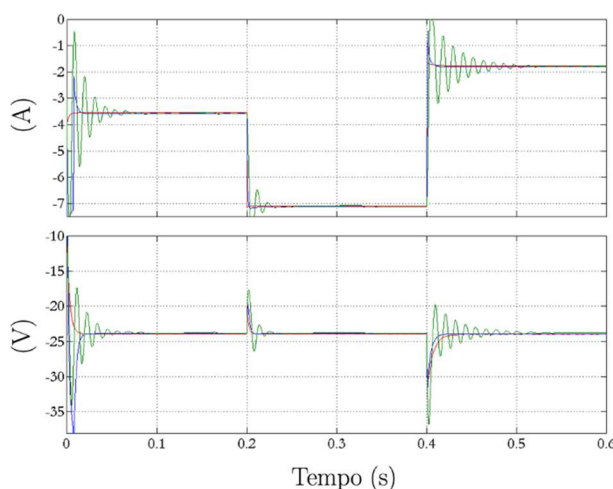


Figura 5.31. Comparação modos IDA-PBC. Tensão de saída z_2 e corrente no indutor z_1 para variação de carga positiva e negativa (10 - 5 - 20 Ω) para o buck-boost, controles IDA-PBC modo 1 (verde), modo 2 (vermelho) e modo 3 (azul).

Na Figura 5.32, é possível observar que a lei de controle IDA-PBC modo 1 apresenta maiores oscilações, *overshoot*, *undershoot* e tempos de acomodação após variações de tensão de entrada. Os controles PBC e seu derivado IDA-PBC modo 3 apresentaram melhor regulação da tensão de saída.

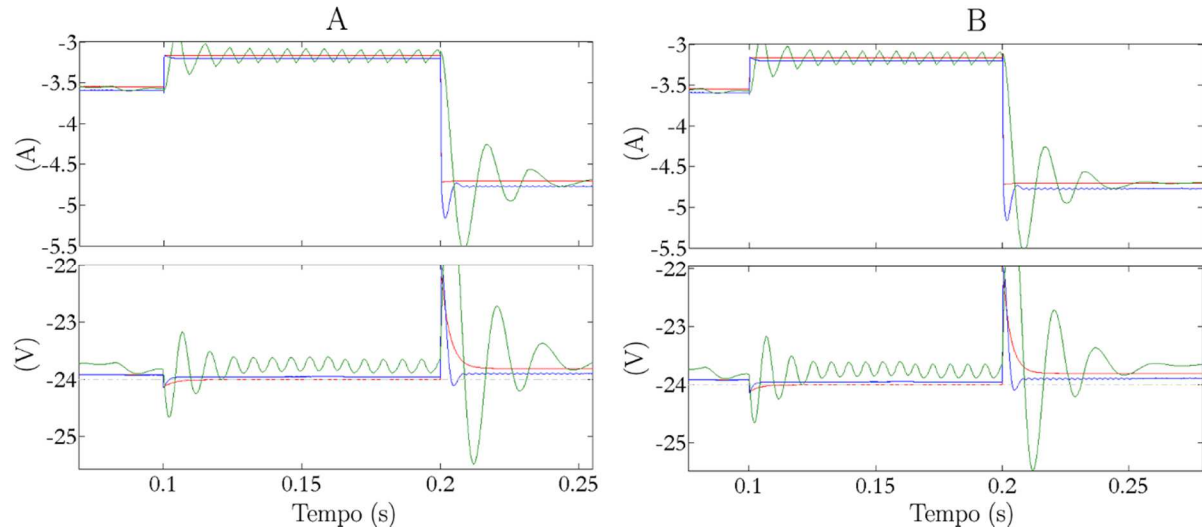


Figura 5.32. Variação da entrada no buck-boost. Corrente no indutor z_1 e tensão de saída z_2 e para variação da entrada em 50% e -50%, para os controles IDA-PBC modo 1 (A-verde), SFL (A-vermelho), PBC (A-azul) e controles IDA-PBC modo 1 (B-verde), modo 2 (B-vermelho) e modo 3 (B-azul).

5.5 Resultados simulados para o Flyback

Nessa seção serão apresentados os resultados de simulação digital utilizando o para o conversor flyback, implementado conforme as especificações do projeto e as leis de controle estudadas nesse trabalho:

- controle não linear por realimentação de estado (SFL);
- controle baseado em passividade (PBC);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC).

As seguintes condições nominais dispostas na Tabela 5.20 são usadas nas simulações.

Tabela 5.20. Parâmetros do *boost* usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	11.5 Ω
L_1, L_2	146 μH , 35 μH
C	470 μF
V_{in}	127 V
V_d	12 V
P_{out}	50 W
f	100 kHz
$R_{1damp} = Lk_1$	15
R_{2damp}	10
k, k_{int}	14 , -5000
α	0,8

Na Figura 5.33 é mostrada variação positiva de 100% da carga com ação integral para as 3 leis de controle. As simulações foram feitas no PSIM para representar melhor as características particulares do conversor flyback. Observa-se que para as simulações no PSIM, o controle IDA-PBC retornou resultados melhores. Isso porque nesse software de simulação, os modelos são matemáticos, menos realísticos do que os representados pelo Matlab.

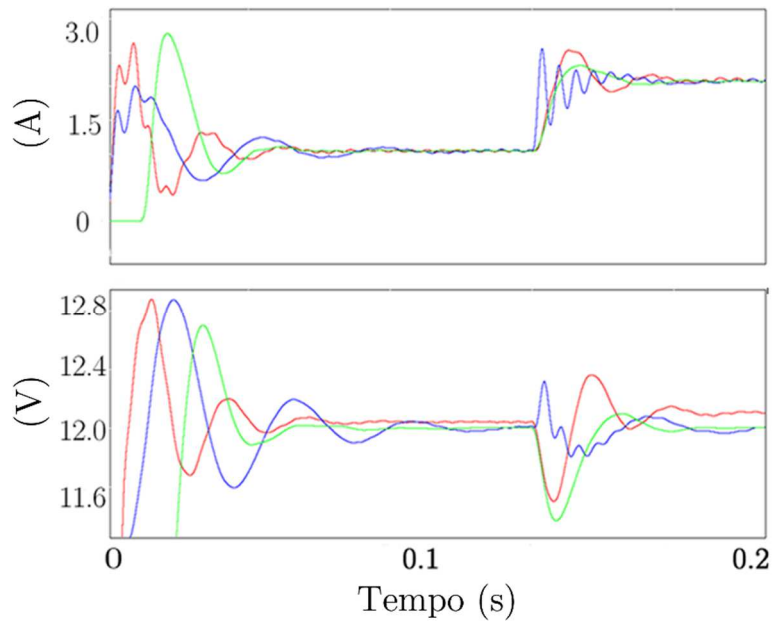


Figura 5.33. Corrente no indutor z_1 e tensão no capacitor z_2 para variação de 100% da carga com ação integral para o flyback, controle SFL (azul), PBC (vermelho) e IDA-PBC modo 1 (verde).

5.6 Resultados simulados para o boost trifásico

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab para o conversor boost trifásico, implementado conforme as especificações do projeto (Tabela 5.21) e as 3 leis de controle estudadas nesse trabalho.

Na Figura 5.34 são mostradas variações positivas e negativas da carga com e sem o termo integral para o conversor boost PFC trifásico. Na ausência deste termo as leis de controle apresentam erros em regime permanente na tensão de saída do capacitor. A Tabela 5.22 reúne os resultados contendo os índices de THD da corrente e componente da 3ª harmônica. Na mesma Tabela, também são mostrados o valor em regime permanente da tensão de saída do capacitor $z_{2\infty}$.

Nas Figuras 5.35, 5.36 e 5.37 são mostradas variações positivas da carga usando os métodos de controle IDA-PBC, PBC e SFL respectivamente. O controle IDA-PBC apresentou maiores *overshoot* e *undershoot* e tempos de acomodação. Isso ocorre porque esta técnica é ainda mais dependente de parâmetros corretos do modelo. Assim, para melhorar os resultados torna-se necessário incluir outros efeitos não modelados (resistências parasitas, tensões no diodo e na chave).

Tabela 5.21. Parâmetros do boost trifásico usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R_L	40 Ω
R	0,1 Ω
L	5 mH
C	800 μF
E_m	80 V
V_d	200 V
f	60 Hz
f_{PWM}	50 kHz

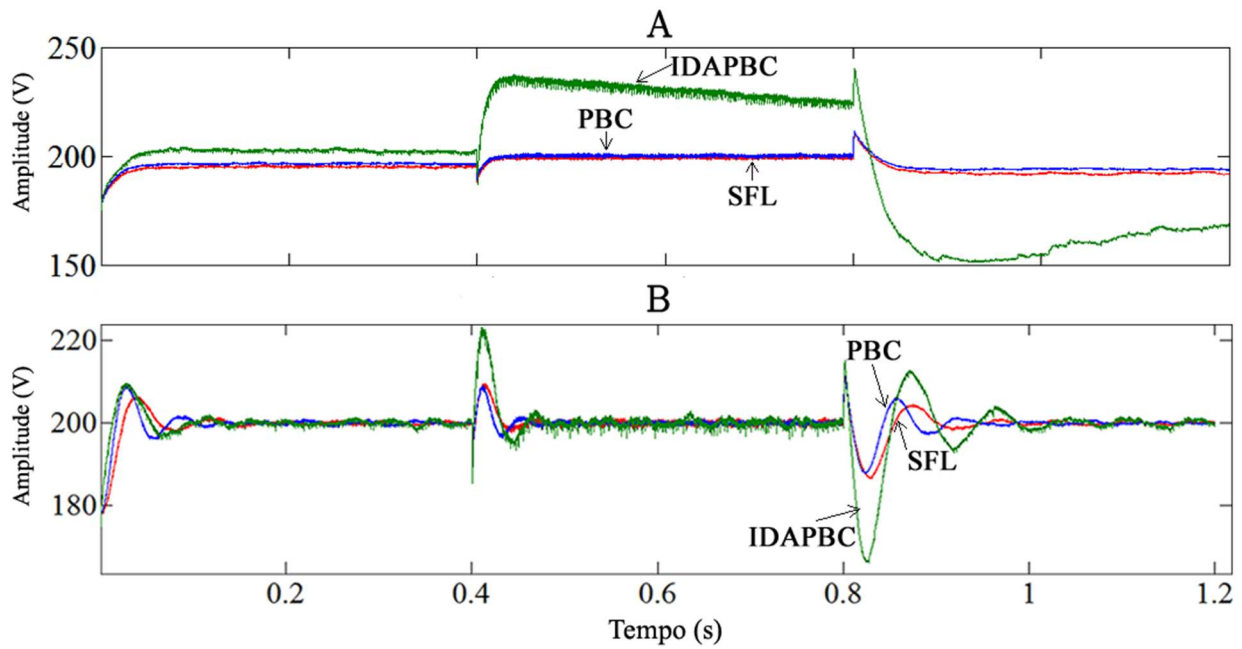


Figura 5.34. Tensão saída z_3 no boost PFC trifásico para variação de carga (40Ω - 20Ω - 60Ω) sem ação integral (A) e com ação integral (B).

Tabela 5.22 Resultados obtidos para o conversor boost PFC trifásico. Variação positiva e negativa de carga, THD da corrente da rede, valor em regime permanente $z_{2\infty}$ para o controle SFL, PBC e IDA-PBC

Conversor	Boost PFC	SFL	PBC	IDA-PBC			
Carga (Ω)	Valores (%,% ,V)	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral	Sem ação integral	Com ação integral
		THDi	8,95	8,93	9,10	8,83	12,82
40	3 ^a h	0,32	0,09	0,25	0,22	0,28	0,25
	$z_{2\infty}$	195,2	199,9	196,3	199,9	202,5	199,8
	THDi	4,49	4,37	4,46	4,38	7,33	7,35
20	3 ^a h	0,06	1,42	0,05	0,11	0,23	0,12
	$z_{2\infty}$	200,2	0,12	200,1	200,0	225,3	199,8
	THDi	13,89	13,3	13,64	13,10	16,03	18,16
60	3 ^a h	0,28	0,33	0,3	0,40	0,48	0,34
	$z_{2\infty}$	192,6	200,1	193,9	199,9	165,3	200,8

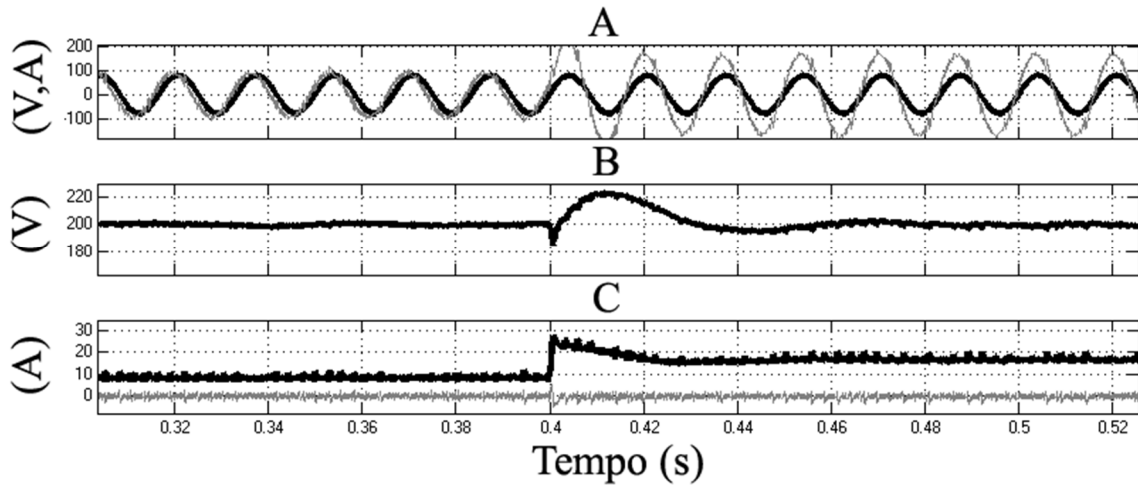


Figura 5.35. Variação de carga ($40 - 20 \Omega$) no controle IDAPBC. Tensão e corrente da rede (A), Tensão de saída no capacitor (B) e correntes i_d (C - preto) e i_q (C - cinza).

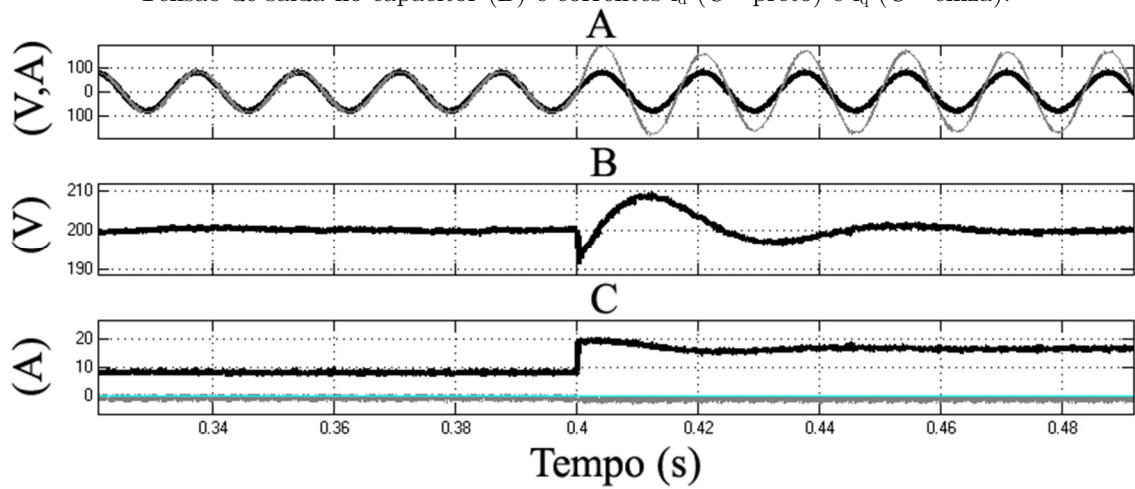


Figura 5.36. Variação de carga ($40 - 20 \Omega$) no controle PBC. Tensão e corrente da rede (A), Tensão de saída no capacitor (B) e correntes i_d (C - preto) e i_q (C - cinza).

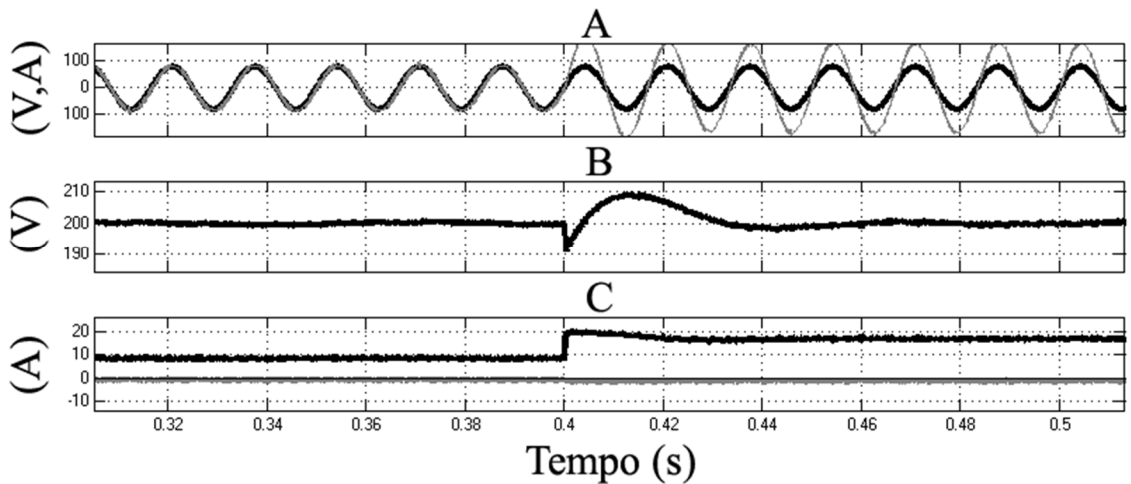


Figura 5.37. Variação de carga ($40 - 20 \Omega$) no controle SFL. Tensão e corrente da rede (A), Tensão de saída no capacitor (B) e correntes i_d (C - preto) e i_q (C - cinza).

5.8 Resultados simulados para o CUK

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab para o conversor CUK, implementado conforme as especificações do projeto (Tabela 5.23) e as 3 leis de controle estudadas nesse trabalho.

Tabela 5.23. Parâmetros do CUK usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	20 Ω
L_1, L_2	2,3 mH
C_1, C_2	470 μF
V_{in}	20 V
V_d	-12 V
P_{out}	7,2 W
f	50 kHz
$R_{1damp} = Lk_1$	7
R_{3damp}	3
R_{3damp}	5
R_{4damp}	0
k_{int}	-60
α	0,7

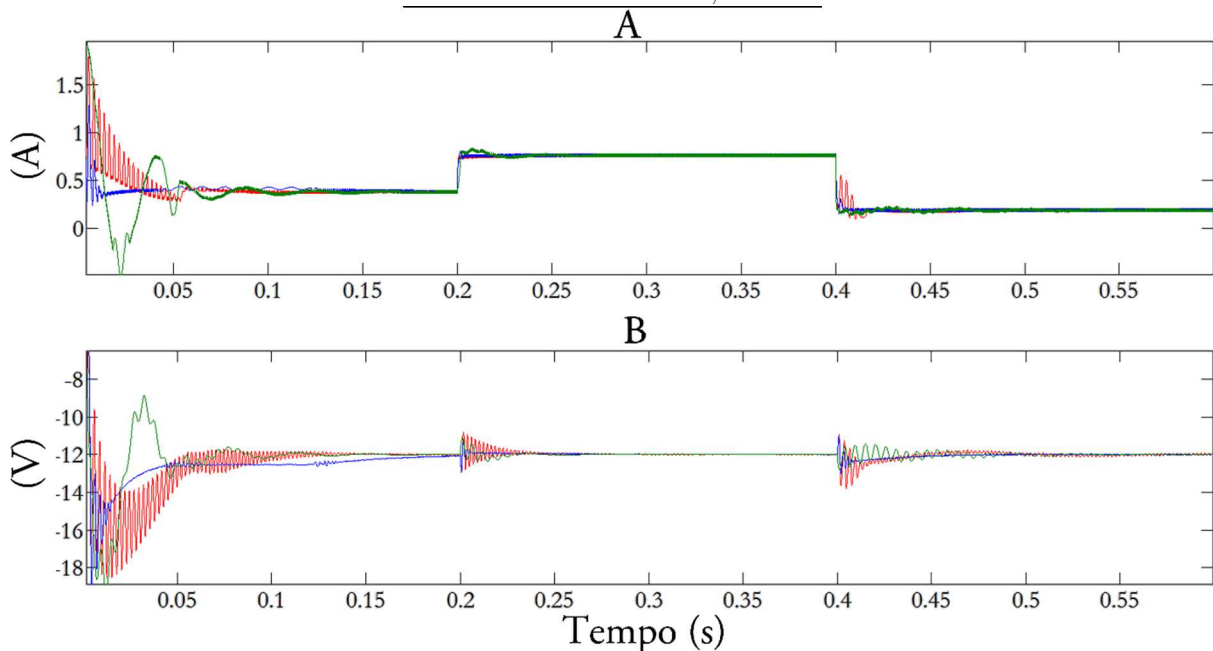


Figura 5.38. Corrente no indutor L_1 (A) e Tensão de saída z_1 (B) para o conversor CUK com variação de carga positiva e negativa (20 – 10 – 40 Ω): SFL – azul, PBC – verde e IDA-PBC modo2 – vermelho.

Nas Figuras 5.38 e 5.39 são mostradas variações positivas e negativas da carga com o termo integral para as variáveis z_1 (corrente no indutor L_1) e z_4 (tensão de saída no capacitor C_2). Já na Figura 5.40, são realizados testes variando a tensão de entrada.

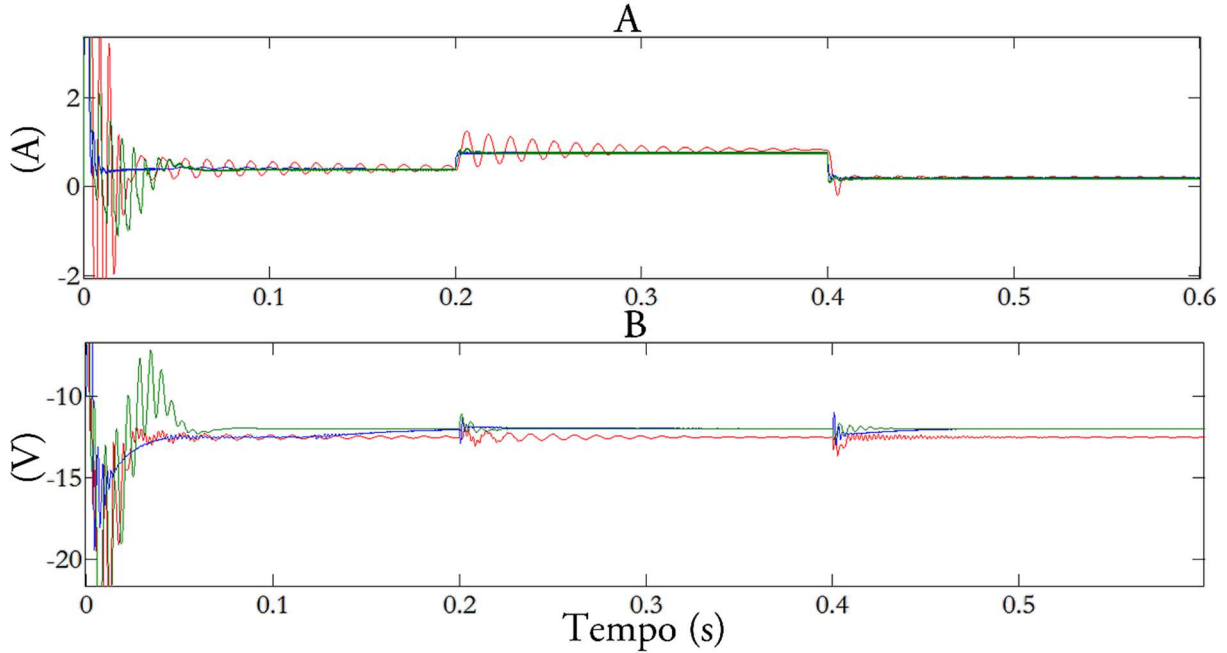


Figura 5.39. Corrente no indutor L_1 (A) e Tensão de saída z_4 (B) para o conversor CUK com variação de carga positiva e negativa ($20 - 10 - 40 \Omega$): IDA-PBC modo 1 – vermelho, IDA-PBC modo 2 – azul e IDA-PBC modo 3 – verde.

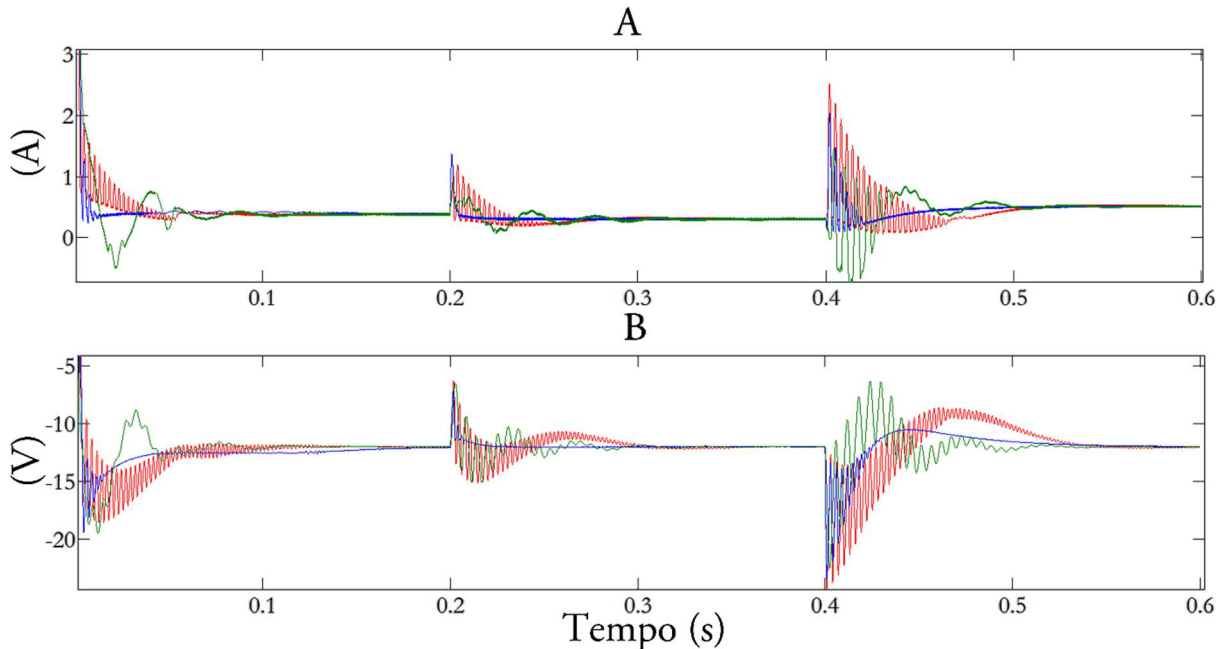


Figura 5.40. Corrente no indutor L_1 (A) e Tensão de saída z_4 (B) para o conversor CUK com variação da tensão de entrada ($20 - 15 - 25 \text{ V}$): SFL – azul, PBC – verde e IDA-PBC modo 2 – vermelho.

5.9 Resultados simulados para o SEPIC

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab para o conversor SEPIC, implementado conforme as especificações do projeto (Tabela 5.24) e as 3 leis de controle estudadas nesse trabalho.

Tabela 5.24. Parâmetros do *SEPIC* usados na simulação.

Parâmetro	Valor
R	10 Ω
L_1, L_2	2,3 mH
C_1, C_2	470 μF
V_{in}	20 V
V_d	-12 V
P_{out}	7,2 W
f	50 kHz
$R_{1damp} = Lk_1$	3
R_{2damp}, R_{3damp}	0
R_{4damp}	5
k_{ini}	-25
α	0,7

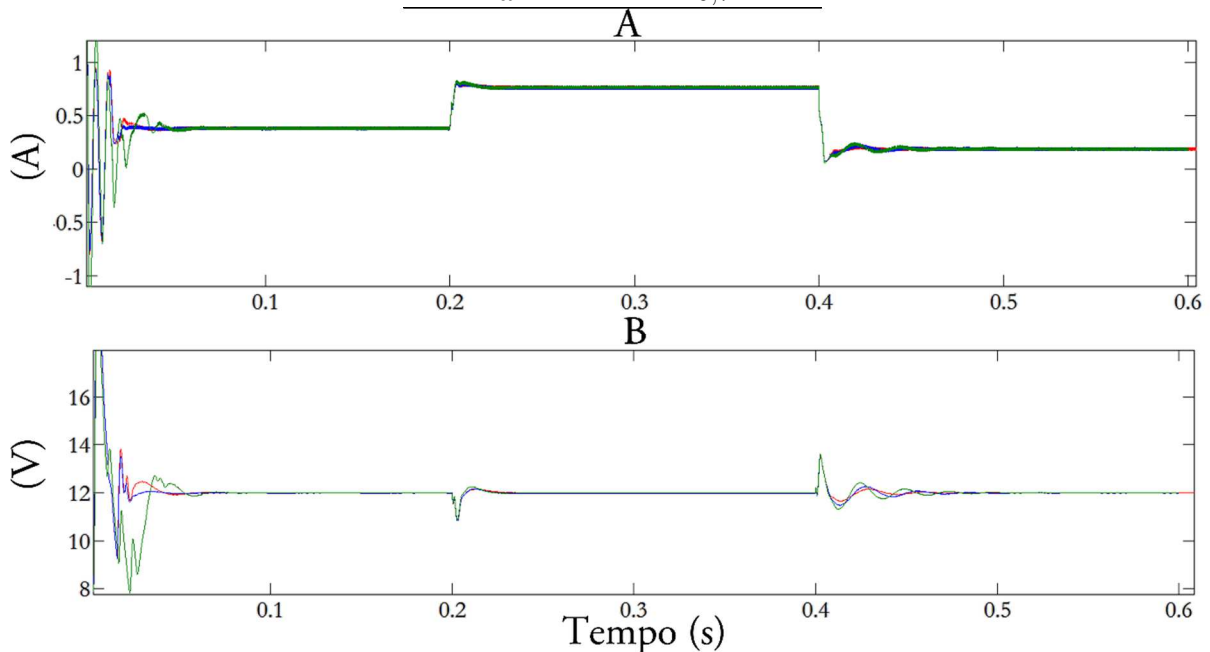


Figura 5.41. Corrente no indutor L_1 (**A**) e Tensão de saída z_4 (**B**) para o conversor SEPIC com variação de carga positiva e negativa (20 – 10 – 40 Ω): SFL – azul, PBC – verde e IDA-PBC modo2 – vermelho.

Nas Figuras 5.41 e 5.42 são mostradas variações positivas e negativas da carga com o termo integral para as variáveis z_1 (corrente no indutor L_1) e z_4 (tensão de saída no capacitor C_2). Já na Figura 5.43, são realizados testes variando a tensão de entrada.

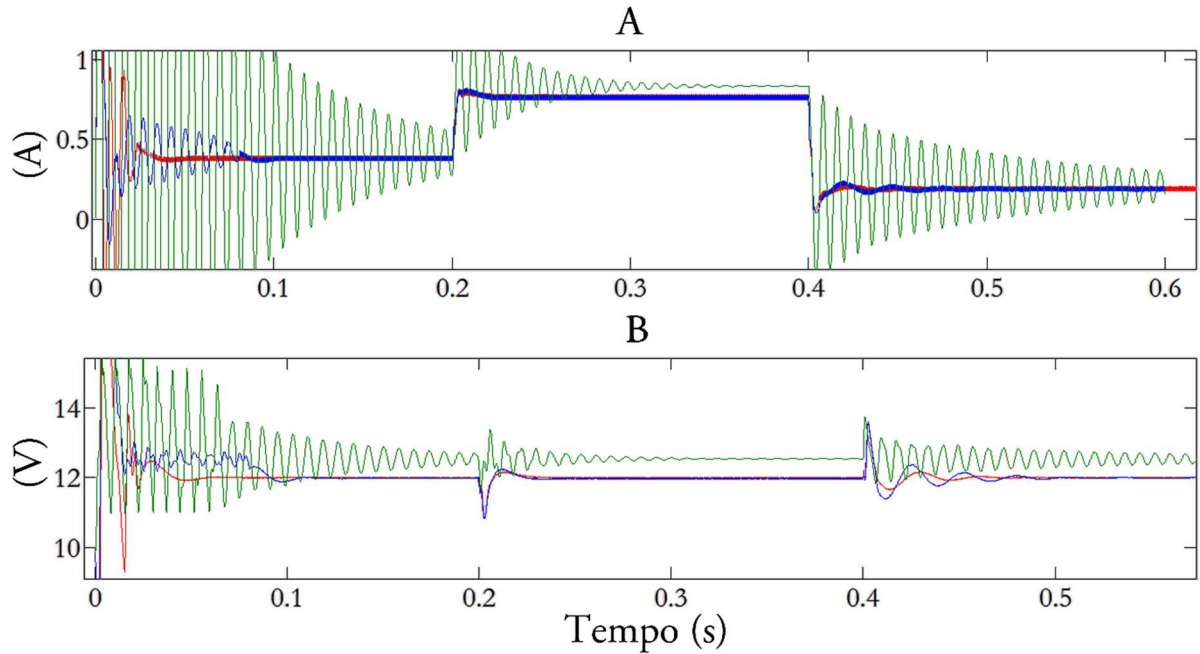


Figura 5.42. Corrente no indutor L_1 (A) e Tensão de saída z_4 (B) para o conversor CUK com variação de carga positiva e negativa ($20 - 10 - 40 \Omega$): IDA-PBC modo 1 – verde, IDA-PBC modo 2 – azul e IDA-PBC modo 3 – vermelho.

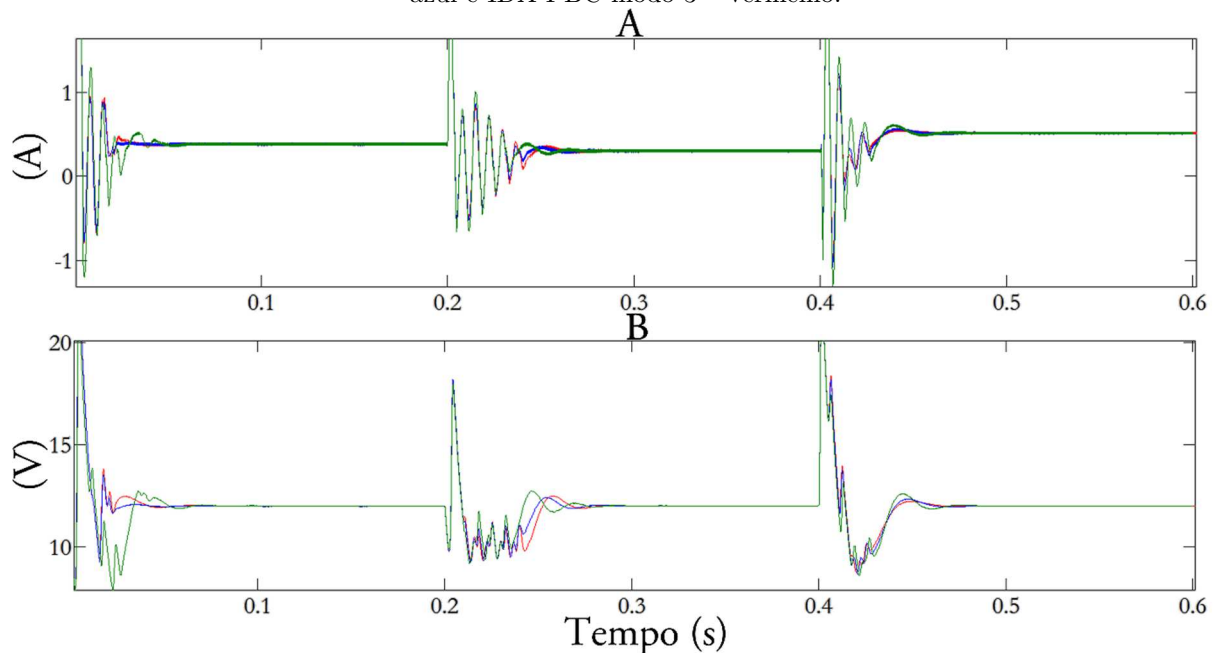


Figura 5.43. Corrente no indutor L_1 (A) e Tensão de saída z_4 (B) para o conversor SEPIC com variação da tensão de entrada ($20 - 15 - 25 \text{ V}$): SFL – azul, PBC – verde e IDA-PBC modo 2 – vermelho.

5.10 Resultados simulados HIL

Nas Figuras 5.44, 5.45 e 5.46 são mostradas as simulações HIL para os conversores boost PFC, SEPIC e buck. As condições e parâmetros são os mesmos realizados na simulação no Matlab. Os detalhes da implementação estão descritos no Apêndice A. Na Tabela 5.25, são mostrados os tempos de processamento das técnicas de controle.

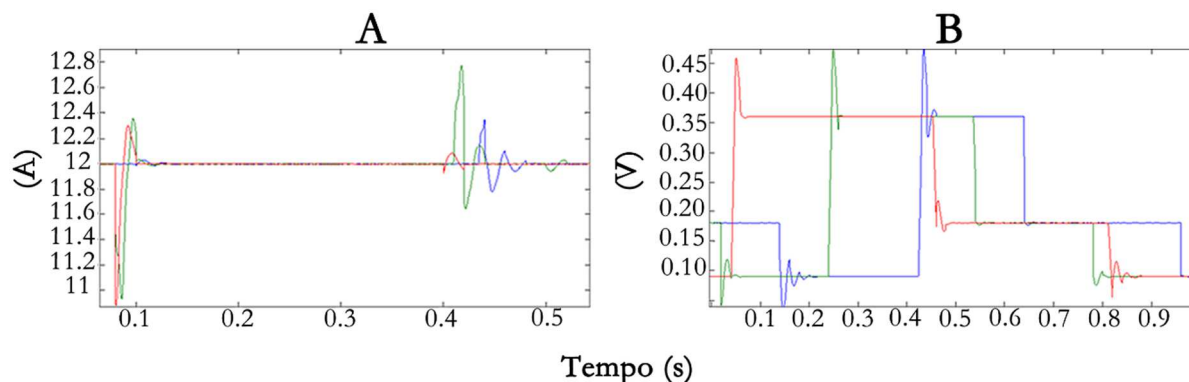


Figura 5.44. Simulação HIL para o conversor SEPIC. Tensão de saída z_4 (A) e Corrente no indutor L_1 (B) com variação de carga positiva e negativa ($40 - 80 - 20 \Omega$): SFL – verde, PBC – azul e IDA-PBC – vermelho. Para facilitar a visualização, os gráficos da corrente foram deslocados.

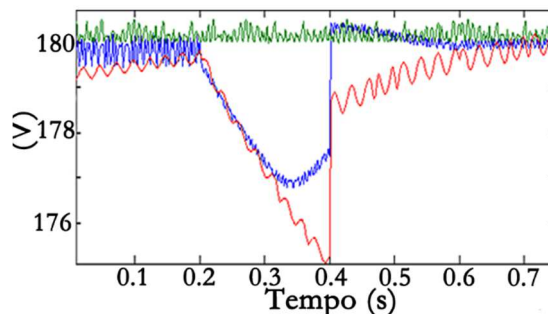


Figura 5.45. Simulação HIL para o conversor boost PFC. e Tensão de saída z_2 com variação de carga positiva e negativa ($105 - 52.5 \Omega$): SFL – verde, PBC – azul e IDA-PBC – vermelho.

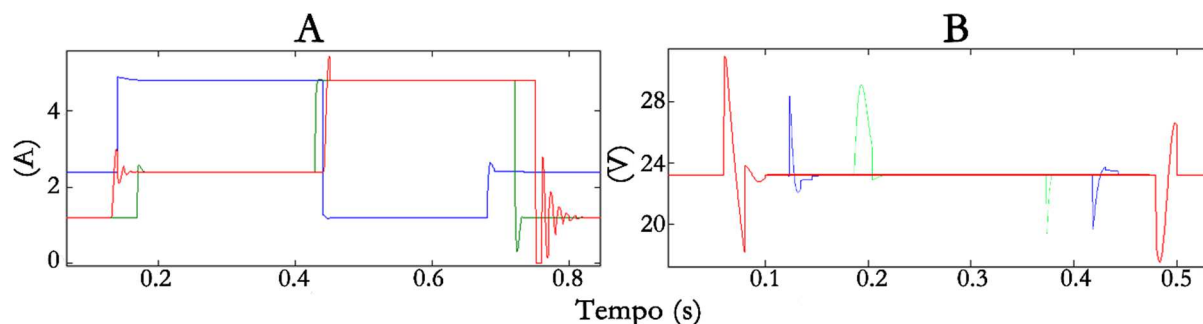


Figura 5.46. Simulação HIL para o conversor buck. Corrente no indutor L (A) e Tensão de saída z_2 (B) com variação de carga positiva e negativa ($10 - 5 - 20 \Omega$): SFL – verde, PBC – azul e IDA-PBC – vermelho. Para facilitar a visualização, os gráficos da corrente foram deslocados.

Tabela 5.25. Tempo de processamento dos algoritmos de controle.

Tempo de processamento	SFL (μs)	PBC (μs)	IDA-PBC (μs)
<i>Boost PFC</i>	2,5	3,2	9
<i>Buck</i>	2,6	3,3	9
<i>SEPIC</i>	4	5	9

5.11 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, são apresentados os resultados simulados e experimentais das técnicas de controle não lineares em estudo e aplicadas aos sete conversores. A simulação é obtida por meio dos blocos discretos do *Simulink*, discutidos no Apêndice A, sendo bastante aproximada do protótipo real visto que são consideradas operações de ponto fixo, interferência da amostragem e cálculo de integrais e derivadas discretas.

Nos testes experimentais, o circuito do *Simulink* que simula o conversor é substituído pelo circuito real, os códigos são gerados automaticamente pela programação em alto nível e executados pelo DSP 2812 da Texas. Desse modo, são obtidos resultados diversos levando-se em conta alterações na carga, na tensão de entrada e condições de operação.

A Tabela 5.26 compara as três técnicas de controle para sistemas de segunda ordem (boost, buck e buck-boost), a Tabela 5.27 para sistemas de quarta ordem (SEPIC e CUK) e a Tabela 5.28 para o boost trifásico. Os conversores SEPIC e CUK são sistemas de quarta ordem, portanto, há a preocupação em reduzir o número de estados e medições. Os autores Rodriguez et al. (2005) e Meghnous et al. (2013) utilizam métodos que incluem observadores e imersão. Estes dois temas são relevantes para redução do número de sensores, embora não sejam abordados neste trabalho. Desse modo, sugere-se a modelagem reduzida tendo como base o modelo do conversor boost (Apêndice F). No boost trifásico, adotam-se as equações de controle tendo em vista os artigos citados, sem a preocupação em reduzir os estados e o número de sensores. Isto porque, além de serem sistemas de custo mais elevado, já se utiliza a PLL para a redução da ordem do sistema e a transformação das variáveis nos eixos direto e em quadratura.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões finais e propostas de continuidade de trabalho.

Tabela 5.26. Comparação geral das técnicas de controle não lineares para sistemas de 2ª ordem.

Comparação	SFL		PBC		IDA-PBC	
	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem
Lei de controle e solução	Lei de controle simples, de fácil solução por meio da análise do modelo em espaço de estados			Lei de controle mais complexa, necessita de abstração física do modelo EL	Lei de controle simplificada, em malha aberta	Solução não trivial, necessita de abstração física do modelo Hamiltoniano (PCH)
Parâmetros de controle	Dois parâmetros de controle: R_{1damp} e k_{int}			Quatro parâmetros de controle : R_{1damp} , R_{2damp} , k e k_{int}	Apenas 1 parâmetro de controle : α	
Medições	Para o sistema CC-CC e com carga constante é possível apenas a medição de $z1$	Necessita de 4 medições: E, $z1$, $z2$ e da corrente de saída para estimação da carga		Necessita de 3 medições: E, $z1$ e $z2$	Para o sistema CC-CC e com carga constante é possível apenas a medição de $z2$	Necessita de 2 medições: E e $z2$
SISTEMA CA-CC	Funciona corretamente, baixos índices de THD e alto FP		Funciona corretamente, baixos índices de THD e alto FP			Não funciona corretamente, apresenta índices de THD elevados
Tipo de controle		Só é possível o <i>controle indireto</i> para os conversores boost e buck-boost, embora o controle direto seja possível para o buck		Só é possível o <i>controle indireto</i> para os conversores boost e buck-boost, embora o controle direto seja possível para o buck	O <i>controle direto</i> é possível para os 3 principais conversores	
Termo integrativo	Funciona bem com a adição do termo integrativo		Funciona bem com a adição do termo integrativo, aceitando valores maiores desse ganho o que geralmente melhora as respostas			A ação de controle é bastante sensível ao aumento do termo integral.

Comparação	SFL		PBC		IDA-PBC	
	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem
Dependência de modelo realista	Com a adição do termo integrativo, o controle é menos dependente do modelo realista		Com a adição do termo integrativo, o controle é menos dependente do modelo realista			Para melhoria dos resultados, o controle é muito dependente de um modelo realista
Dependência paramétrica da lei de controle	A lei de controle não depende de C	Depende da estimação da carga. Depende do valor da indutância para sistema CA-CC.		Depende da estimação da carga e do valor da capacitância C. Depende do valor da indutância L para sistema CA-CC	A lei de controle não depende de G, de L ou de C	
Estimação da carga		Não consegue estimar pelo erro de tensão de saída. Necessita de outra lei de estimação, como a divisora que tem a desvantagem de requerer sensor adicional de corrente de saída	É possível estimar a carga pelo erro de tensão		Não é necessário estimar a carga	
Desempenho geral sistemas CC-CC	Possui rápida velocidade de resposta, baixo <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> da tensão de saída e da corrente no indutor. O controle é robusto à variações da tensão de entrada e da carga	O controle SFL apresenta os melhores resultados em decorrência da lei de estimação da carga que requer sensor adicional. Torna-se necessário avaliar o custo - benefício.	Possui rápida velocidade de resposta, baixo <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> da tensão de saída e da corrente no indutor. O controle é robusto à variações da tensão de entrada e da carga	Os índices de <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> aumentam em função da lei adaptativa da carga utilizada. Principalmente, no carregamento do capacitor.	O controle é robusto à variações da tensão de entrada e da carga. O controle IDA-PBC é indicado para lidar com sistemas interconectados	O desempenho razoável quando não se utiliza um modelo realista. Velocidade de resposta, <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> mais elevados que as outras leis não lineares estudadas

<p>Desempenho geral sistemas CA-CC</p>	<p>Possui rápida velocidade de resposta, baixo <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> da tensão de saída e da corrente no indutor. O controle é robusto à variações da tensão de entrada e da carga. Alto FP e baixo THD</p>	<p>O controle SFL apresenta desempenho ligeiramente inferior ao controle PBC</p>	<p>Possui rápida velocidade de resposta, baixo <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> da tensão de saída e da corrente no indutor. O controle é robusto à variações da tensão de entrada e da carga. Alto FP e baixo THD</p>	<p>Os índices de <i>overshoot</i> ou <i>undershoot</i> aumentam em função da lei adaptativa da carga utilizada e do ganho integral. Principalmente, no carregamento do capacitor.</p>	<p>Não funciona adequadamente. Torna-se necessário obter soluções híbridas, ou ainda obter outra lei de controle pelo método IDA-PBC alterando as matrizes de interconexão e amortecimento</p>
--	---	--	---	---	--

Tabela 5.27. Comparação geral das técnicas de controle não lineares para sistemas CC-CC de 4ª ordem.

Comparação	SFL		PBC		IDA-PBC	
	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem
Lei de controle e solução	Lei de controle simples, de fácil solução por meio da análise do modelo em espaço de estados			Lei de controle mais complexa, necessita de abstração física do modelo EL	Lei de controle simplificada, em malha aberta quando se usa modelagem reduzida	Solução não trivial, necessita de abstração física do modelo Hamiltoniano (PCH)
Parâmetros de controle	2 parâmetros de controle: R_{1damp} e k_{int}		É possível diminuir o número de parâmetros com o modelo reduzido	5 parâmetros de controle: R_{1damp} , R_{2damp} , R_{3damp} , R_{4damp} , k_{int}	Apenas 1 parâmetro de controle: α para o modelo reduzido	5 parâmetros de controle.
Medições	OBS: A medição da entrada E também pode ser desconsiderada dependendo da aplicação.					
CUK	Com ação integral, necessita de 3 medições: E, z_1 , z_4 .		Ao se utilizar observadores ou modelagem reduzida é possível 3 medições: E, z_1 , z_4	Necessita de 5 medições: E, z_1 e z_2 , z_3 e z_4 .	Ao se utilizar observadores ou modelagem reduzida é possível 3 medições: E, z_1 , z_4 (ou z_2)	Necessita de 5 medições: E, z_1 e z_2 , z_3 e z_4 .
SEPIC	Com ação integral, necessita de 4 medições: E, z_1 , z_2 , z_4 . Ao se utilizar observadores, é possível reduzir ainda uma medição.		Ao se utilizar observadores ou modelagem reduzida é possível 3 medições: E, z_1 , z_4	Necessita de 5 medições: E, z_1 e z_2 , z_3 e z_4 .	Ao se utilizar observadores ou modelagem reduzida é possível 3 medições: E, z_1 , z_4 (ou z_2)	Necessita de 5 medições: E, z_1 e z_2 , z_3 e z_4 .
Tipo de controle		Só é possível o controle indireto para os conversores SEPIC e CUK		Só é possível o controle indireto para os conversores SEPIC e CUK	O controle direto é possível para os dois conversores	

Tabela 5.28. Comparação geral das técnicas de controle não lineares para o boost trifásico.

Comparação	SFL		PBC		IDA-PBC	
	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem
Lei de controle e solução	Lei de controle simples, de fácil solução por meio da análise do modelo em espaço de estados			Lei de controle mais complexa, necessita de abstração física do modelo EL	Lei de controle simplificada, em malha aberta quando se usa modelagem reduzida	Solução não trivial, necessita de abstração física do modelo Hamiltoniano (PCH)
Parâmetros de controle	3 parâmetros de controle: R_{1damp} , R_{2damp} e k_{int}		3 parâmetros de controle: R_{1damp} , R_{2damp} e k_{int}			4 parâmetros de controle: jH_{1damp} , RH_{1damp} , j_a e k_{int}
Medições	Dependendo da aplicação não é necessário estimar a tensão de saída z_3	3 medições: $E_{a,b,c}$, $i_{a,b,c}$ e z_3	A PLL reduz o número de estados	3 medições: $E_{a,b,c}$, $i_{a,b,c}$ e z_3	A PLL reduz o número de estados	3 medições: $E_{a,b,c}$, $i_{a,b,c}$ e z_3
Dependência paramétrica da lei de controle	A lei de controle não depende de C	Depende da estimação da carga. Depende do valor da indutância L.		Depende da estimação da carga e do valor da capacitância C. Depende do valor da indutância L para sistema CA-CC	A lei de controle não depende de C	Depende da estimação da carga. Depende do valor da indutância L
Estimação da carga	A ação integral dispensa a estimação de carga.	Não consegue estimar pelo erro de tensão de saída. Necessita de outra lei de estimação, como a divisora que tem a desvantagem de requerer sensor adicional de corrente de saída	É possível estimar a carga pelo erro de tensão		A ação integral dispensa a estimação de carga.	Não consegue estimar pelo erro de tensão de saída.
Tipo de controle		Só é possível o controle indireto.		Só é possível o controle indireto.	O controle direto é possível	

6 Conclusões e propostas de continuidade

Este capítulo apresenta as conclusões sobre a metodologia desenvolvida e sobre os resultados obtidos, assim como as propostas de continuidade de desenvolvimento deste trabalho.

6.1 Conclusões

Nesse trabalho, foram implementadas e comparadas as seguintes técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência: controle linearizante por realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). De um modo geral, as leis de controle foram validadas para os sete tipos de conversores estudados: boost monofásico e trifásico, buck, buck-boost, flyback, SEPIC e CUK. Foi possível observar que a corrente no indutor e a tensão de saída no capacitor, as principais variáveis, seguiram os valores de referência, atingindo, por fim, os objetivos de controle.

Como o objetivo principal do trabalho é a comparação das leis de controle, a Tabela 5.25 evidencia as vantagens e desvantagens de cada método para sistemas de segunda ordem (boost, buck, buck-boost). De maneira geral, os controles SFL e PBC apresentam resultados bastante semelhantes. A grande diferença é que no controle PBC, o sinal da razão cíclica μ depende de z_{2d} , e no controle SFL μ depende de z_2 . Ou seja, no controle SFL não há equação de referência desejada para tensão de saída. Na falta dessa compensação, não é possível estimar a carga pelo erro de tensão, sendo necessária uma outra lei adaptativa. A estimação da carga é dispensável em sistemas CC-CC quando se utiliza o termo integral. Uma outra alternativa é estender o controle SFL como um controle PBC, o que não faria sentido para efeitos de comparação.

Desse modo, conclui-se que a grande finalidade da “malha” de tensão presente no controle PBC é gerar um valor estimado da carga que, por sua vez, é usado na “malha” de corrente para deduzir a referência z_{1d} . Lembrando que tanto para o controle SFL como para o controle PBC só é possível o controle indireto para os conversores boost e buck-boost.

É importante ressaltar que o controle SFL é bastante didático e de solução mais fácil do que o controle PBC que necessita de 4 parâmetros de controle: R_{1damp} , R_{2damp} , k e k_{int} . O aumento da complexidade no controle PBC é justificado para estimar a carga e regular melhor a tensão de saída. Entretanto, isso se desenvolve em detrimento dos índices de *overshoot* e *undershoot* que aumentam em função da lei adaptativa utilizada e do ganho integral. Principalmente, quando se considera o carregamento inicial do capacitor. Portanto, a escolha do método de controle deve levar em conta o custo-benefício da implementação do projeto e, principalmente, as características dinâmicas da carga e condições de operação.

O controle IDA-PBC obtido nesse trabalho resultou em uma lei de controle bastante simples que não depende de estimação da carga e dos valores da capacitância e da indutância. Entretanto, apresentou resultados inferiores às outras leis estudadas o que contraria as expectativas criadas por Ortega *et al.* (2002). De acordo com os autores, a metodologia IDA-PBC é melhor que o PBC clássico por dois motivos: derivar de um controle direto e, conseqüentemente, ser mais robusto; fornecer uma solução mais simples e de baixo custo. Todavia, não foi possível constatar essas melhorias, pois conforme argumentado em Rodriguez *et al.* (2001) e em Marquez *et al.* (2008), para melhorar os resultados, torna-se necessário revisar a lei de controle ao tornar o modelo mais realístico inserindo efeitos não modelados (como resistências parasitas e parâmetros reais da chave). Nesse sentido, a nova lei de controle acaba por depender da estimação da carga e de outros parâmetros e medições, o que eleva a complexidade a patamares semelhantes ao controle PBC. Esse caminho é questionável.

De fato, é possível obter outras leis de controle pelo método IDA-PBC alterando as matrizes de interconexão e amortecimento. Nesse trabalho, opta-se por soluções híbridas gerando as equações de controle IDA-PBC modo 2, derivado do controle SFL, e IDA-PBC modo 3, derivado do método passivo. Essas leis foram validadas em simulação, embora não representassem melhorias significativas tendo em vista os sistemas de controle originais. Para esse propósito, torna-se necessária a validação experimental e o uso de cargas mais complexas, o que fica como proposta de continuidade.

Em relação ao conversor boost PFC, as leis de controle SFL, PBC, IDA-PBC modos 2 e 3 apresentaram resultados satisfatórios (alto fator de potência e baixos índices de THD) tendo em vista perturbações nas condições de operação do sistema como demonstram os gráficos da Figura 5.2, 5.3, 5.9 e 5.15 e os dados contidos nas Tabelas 5.3, 5.6 e 5.7. O fator de potência resultante em todas as simulações é praticamente unitário indicando corrente e tensão da rede em fase, objetivo principal do controle. Ademais, a tensão de saída permanece regulada em torno dos valores de referência. Já o controle IDA-PBC modo 1 não funcionou corretamente, apresentando elevado conteúdo harmônico.

Foi possível observar que os parâmetros de controle (R_{1damp} , R_{2damp} , k e k_{int}) interferem significadamente na qualidade dos resultados. Os ganhos R_{1damp} e k_{int} são comuns no controle PBC e SFL, enquanto os ganhos R_{2damp} e o ganho adaptativo k são exclusivos do controle PBC. No Apêndice E, são mostrados exemplos de como esses parâmetros são calculados e verificados.

Quanto maior o valor de R_{1damp} maior a velocidade de rastreamento da corrente desejada z_{1d} , fazendo com que o erro $z_1 - z_{1d}$ aproxime-se de zero mais rapidamente. Entretanto, na prática, há limites para o valor de R_{1damp} devido ao processo de amostragem (Rao *et al.*, 2008). O valor de R_{1damp} não pode ser muito elevado, pois neste

caso o sinal da razão cíclica pode ficar oscilando e se estabelecendo nos limites 0 e 1, o que leva a efeitos indesejáveis.

Da mesma forma ocorrida para R_{1damp} , à medida que se aumenta o valor de k_{int} melhora-se a velocidade da resposta até chegar em um ponto em que começa a aparecer efeitos indesejáveis desencadeados pela frequência de amostragem, ruídos e outros efeitos não modelados, o que degrada os índices de THD da corrente. Nesse sentido, uma grande vantagem do controle PBC é que, ao contrário do controle SFL, permite maiores valores do ganho integral. Já o ganho R_{2damp} , exclusivo do controle PBC, possui a mesma finalidade do ganho k_{int} , sendo o processo para obtenção do ganho ideal análogo ao descrito no parágrafo anterior. Este ganho pode ser considerado zero caso se utilize o termo integral.

Em relação ao ganho adaptativo da carga k , o mesmo interfere no projeto das trajetórias desejadas. De fato, a lei de controle baseada em passividade, exceto a adaptação da carga, é rápida e com poucos ciclos (na ordem de décimos de segundo) converge para os valores desejados como demonstram os gráficos das Figuras 5.2 e 5.19. Portanto, nos sistemas cujos tempo de resposta e *overshoot* são críticos, torna-se necessário o estudo de outra lei adaptativa. Outra alternativa, seria a medição indireta da Condutância da Carga com auxílio de um sensor de corrente adicional na saída, visto que já se conhece a medida da Tensão de saída no capacitor. Entretanto, essa estimativa apresenta o inconveniente de custo adicional de sensor, embora seja bastante intuitiva e eficaz para realizar testes em simulação, principalmente quando se procura obter os parâmetros ideais dos controladores.

A deterioração dos índices de THD experimentais comparados com os obtidos nos resultados simulados se dá em consequência da baixa qualidade da Tensão de Entrada da Rede que já apresentava índices de THD em torno de 8 % como comprovam a Tabela 5.6 e as Figuras 5.6 e 5.15. Por isso, o melhor caso é obtido com a Tensão de Entrada E

de 85 V (8,97%), e o pior caso ocorre com carga mínima de 315 W (17,5%) conforme demonstra a Tabela 5.13.

Como se pode observar nos gráficos das Figuras 5.8 e 5.9 por meio dos resultados mostrados nas Tabelas 5.6 e 5.7, foi possível obter melhoras significativas nos índices THD ao se adicionar a PLL. Portanto, em aplicações que lidam com harmônicos da corrente da rede críticos, a inclusão da PLL juntamente com o controle baseado em passividade apresenta-se como uma solução eficiente.

Maior enfoque foi dado ao conversor boost que se trata do único conversor analisado com correção de fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC), visto que – juntamente com o CUK e o SEPIC- são os mais indicados para essa aplicação específica. Os demais conversores foram analisados como sistema de controle reguladores de tensão (CC-CC) nos quais a tensão de entrada trata-se de um valor constante.

As mesmas conclusões obtidas para o conversor boost podem ser estendidas ao buck, buck-boost e flyback. Resultados simulados foram obtidos validando as técnicas não lineares para esses conversores.

A Tabela 5.27 compara as técnicas de controle para os conversores SEPIC e CUK, a Tabela 5.28 para o boost trifásico. Os conversores SEPIC e CUK são sistemas de quarta ordem, portanto, há a preocupação em reduzir o número de estados e medições. Os autores Rodriguez et al. (2005) e Meghous et al. (2013) utilizam métodos que incluem observadores e imersão. Estes dois temas são relevantes para redução do número de sensores, embora não sejam abordados neste trabalho. Desse modo, sugere-se a modelagem reduzida tendo como base o modelo do conversor boost (Apêndice F). No boost trifásico, adotam-se as equações de controle tendo em vista os artigos citados, sem a preocupação em reduzir os estados e o número de sensores. Isto porque, além de serem sistemas de custo mais elevado, já se utiliza a PLL para a redução da ordem do sistema e a transformação das variáveis no eixos direto e em quadratura.

De modo a definir qual o melhor método, sugerimos:

- Para aplicações de baixo custo (ex: fonte de celular): controle IDA-PBC, devido ao número reduzido de sensores;
- Para aplicações de custo médio em sistemas CC-CC (ex: fonte controlada para alimentação de LEDs): controle SFL ou IDA-PBC modo 2 (derivado do SFL) com ganho integral, visto que possui desempenho semelhante ao método PBC, embora necessite de menos sensores.
- Para aplicações em sistemas PFC (Ex: No breaks, fonte de computador e televisor LCD): controle PBC ou IDA-PBC modo 3 (derivado do PBC), por oferecer menores índices de THD, sendo possível estimar a carga sem o acréscimo de sensores como acontece no controle SFL.

Por sua vez, a metodologia usada nesse trabalho utilizando a biblioteca c2000 do *Simulink* integra o ambiente de simulação e a implementação do controle no DSP 2812 da Texas. Esse procedimento implica uma programação de alto nível (por meio de diagramas de blocos), o que agiliza o processo economizando-se tempo de desenvolvimento. Ademais, através da simulação HIL possibilita o acompanhamento e simulação do controle estipulado, visto que pacotes como o *Simulink/Matlab* possuem ferramentas completas para a realização de testes diversos no sistema em estudo.

Além desses benefícios, a programação de microcontroladores por meio de diagramas de blocos oferece uma alternativa de padronização. Os mesmos diagramas usados, por exemplo, para o DSP 2812 da *Texas Instruments* podem ser reutilizados para a programação de outros microcontroladores atuais ou que venham a ser lançados no mercado.

6.2 Propostas de continuidade

Algumas propostas de continuidade são listadas abaixo:

- Aperfeiçoar os algoritmos de controle de modo a conferir melhores índices de THD da corrente do indutor para o sistema PFC. Para tanto, sugere-se a implementação de filtros (ex: 120 Hz) e de controladores PID, de atraso e avanço de fase combinados e integrados às técnicas não lineares.
- Realizar testes com diferentes cargas, principalmente não-lineares. Estudar outras leis de adaptação de carga de modo a tornar o algoritmo mais rápido e eficiente. Avaliar a possibilidade de estimação de carga para o controle SFL;
- Validar e comparar experimentalmente as leis de controle para os conversores boost PFC, buck e flyback. Apenas o controle PBC de conversores boost PFC foi validado até o presente. Os conversores boost PFC, SEPIC e buck foram validados em Simulação HIL.
- Prover provas de estabilidade para o controle IDA-PBC aplicado ao boost PFC, buck e buck-boost.
- Realizar simulações e testes experimentais para o CUK PFC e SEPIC PFC.
- Fornecer provas rigorosas dos modelos reduzidos e leis de controle dos conversores CUK e SEPIC baseados no boost. Aprofundar mais sobre o estudo desses conversores. Incluir métodos de imersão e observadores.
- Construir um arquivo no Matlab único e didático que engloba os vários métodos de controle e os sete tipos de conversores estudados. Construir um tutorial para servir como base de projetos futuros.

6.3 Publicações Realizadas

Durante a realização deste trabalho o autor, orientadores e colaboradores publicaram os seguintes artigos :

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C., Mendes, M. A. S. (2011) . Passivity-based Control Of PFC Boost Converter With High level Programming. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP, 2011, Natal. Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, p. 801-806.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. (2012 a). Um Exemplo Prático de Controle Não Linear: Linearização por Realimentação de Estados de Conversores Boost CFP. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do Congresso Brasileiro de Automática, p. 4340-4344.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C. (2012 b). Controle Baseado em Passividade de Conversores Flyback. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do Congresso Brasileiro de Automática, p. 4747-4752.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C. (2012 c). Controle de Conversores Boost CFP Baseado em Passividade Utilizando PLL. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina. Anais do Congresso Brasileiro de Automática, p.1569-1574.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. Cortizo P. C. (2012 d). Passivity-based control of boost converters using PLL. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industrial Application - INDUSCON, 2012, Fortaleza. Proceedings of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industrial Application - INDUSCON, Vol. 1. p. 1569-1574.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. (2014). Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas ao conversor Boost PFC Trifásico. In: Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2014, Belo Horizonte. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática,. p. 4137-4144.

Rosa, A. H. R., Morais, L. M. F., Seleme, S. I. (2015) . Hardware in the loop simulation of non linear control methods applied for power converters. IECON 2015, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. No prelo.

Rosa, A. H. R., Morais, L. M. F., Seleme, S. I. (2015) . Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência. No prelo.

Seleme, S.I., Rosa, A. H. R., Morais, L. M. F., Donoso-Garcia, P. F., Cortizo, P. C. (2012). Evaluation of adaptive passivity-based controller for power factor correction using a boost converter. IET Control Theory & Applications (Online), Vol. 6, pp. 2168-2178.

Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Rosa, A. H. R., Torres, L. A. B.(2013). Stability In Passivity-Based Boost Converter Controller For Power Factor Correction. European Journal of Control.

A APÊNDICE A: Técnicas de implementação em DSP

Neste apêndice, é proposta uma metodologia de estudo, de comparação e programação de alto nível com integração MALAB/DSP para validar as diferentes leis de controle estudadas. Desse modo, a programação do microcontrolador possui uma abordagem diferente da convencional, pois se torna desnecessário o desenvolvimento das linhas de código. Levando-se em conta que muitas leis de controle necessitam de validação, a metodologia utilizada neste trabalho auxilia a realização dos testes e coleta dos resultados e reduz o ciclo de desenvolvimento do projeto. Tendo em vista que o material didático disponível na literatura é pouco difundido, detalhes dos blocos utilizados são demonstrados para servir como base de desenvolvimento de trabalhos futuros. A seguir, são apresentadas as etapas necessárias da metodologia proposta, ilustradas na Figura A.1.

A.1 Etapas

A etapa 1 é constituída pelo desenvolvimento das leis de controle do sistema abordado. Por conseguinte, é resultado do estudo teórico do sistema e das equações que regem a lei de controle, que pode ser por meio de controladores PID ou das técnicas de controle não-linear abordadas no Capítulo 3.

Geralmente, a simulação do controle é realizada por programas, dentre eles, o pacote da *Mathworks* que inclui o *Matlab/Simulink*. Portanto, na etapa 2 o sistema com o controle contínuo é simulado. Essa etapa é facultativa, sendo possível representar as leis de controle diretamente pelos diagramas de blocos discretos. Entretanto, esse processo é recomendado para redução de fontes de erros. Com o controle digital, a implementação no DSP é facilitada, embora incompatibilidades entre o código do pacote de simulação e da linguagem compreensível pelo DSP exijam que o engenheiro de controle refaça toda a programação. Esse estágio é, possivelmente, o mais trabalhoso.

Assim, a etapa 3 visa justamente à integração do controle previamente simulado com o microcontrolador dispensando a programação em linhas de código. Ou seja, primeiramente são construídos os diagramas de blocos que contêm as equações de controle. Em seguida, os códigos são gerados automaticamente. Para tanto, são usadas bibliotecas com interface direta com o microcontrolador utilizado, no caso o DSP 2812 da *Texas Instruments*.

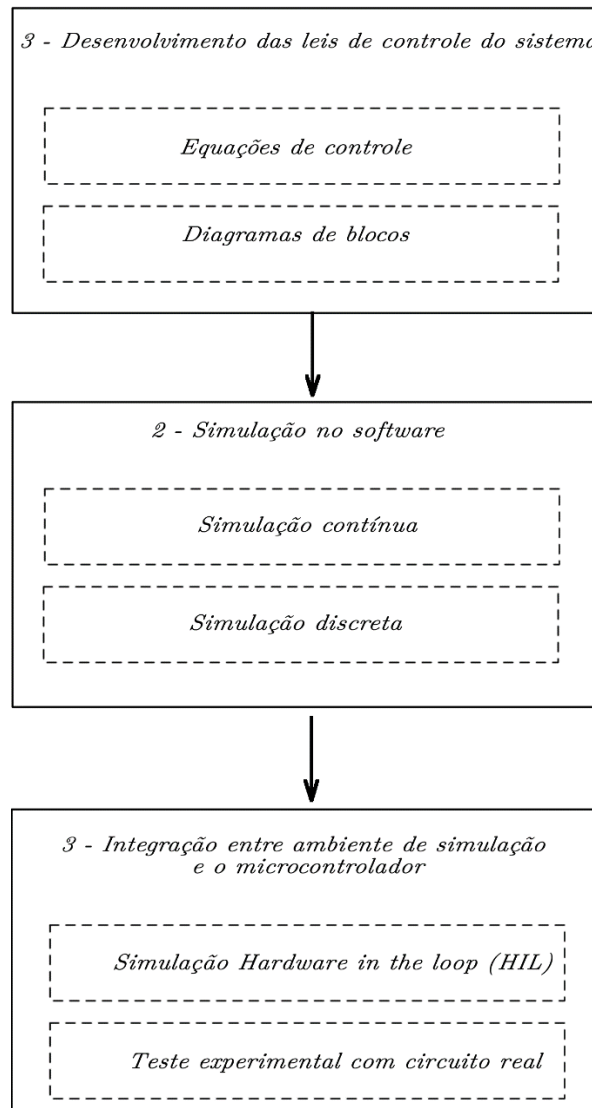


Figura A.1. Etapas da metodologia proposta.

Na Simulação Hardware in The Loop (HIL), tanto o modelo do conversor como as equações de controle são emuladas pelo DSP. Esta etapa antecede o teste experimental, no qual o modelo do conversor é substituído pelo conversor real.

Por meio da metodologia proposta, as etapas assinaladas na Figura A.1 são utilizadas tomando como exemplo o controle baseado em passividade de um conversor *boost* PFC. Para outros métodos de controle usados nesse trabalho, o desenvolvimento é análogo.

A.2 Formulação das leis de controle

As diferentes leis de controle são abordadas no Capítulo 3. Sobretudo, a finalidade é encontrar o valor da razão cíclica μ . Para tanto, torna-se necessário conhecer os modelos dos conversores para obtenção das equações de controle. A Figura A.2 resume esse processo ao associar o tipo do modelo às diferentes técnicas de controle estudadas.

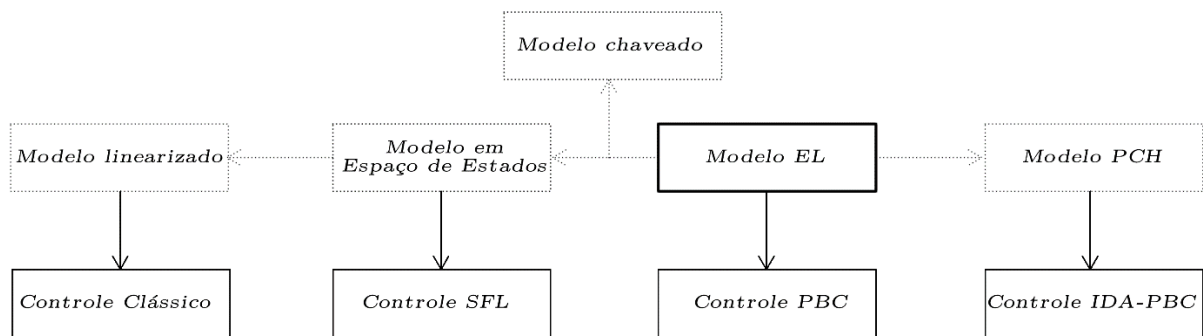


Figura A.2. Modelos e técnicas de controle utilizadas.

Note que na Figura A.2, o modelo EL trata-se do modelo base para originar os demais. Com o modelo Euler-Lagrange, as equações do controle PBC são obtidas. Já o controle SFL utiliza a descrição do modelo em Espaço de Estados. Por sua vez, o controle IDA-PBC necessita do modelo Hamiltoniano (PCH) do sistema.

A Tabela A.1 resume as 3 leis de controle não lineares para os conversores buck, boost, buck-boost e flyback.

Tabela A.1. Equações de controle não lineares para os conversores estudados.

	SFL	PBC	IDA-PBC
Boost	$\mu_2 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}$	$\mu_3 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu_3)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{V_d}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Buck	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E - V_d}{E}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Buck-boost	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E}{E - V_d}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Flyback	$\mu_2 = \frac{L_{eq}\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E_{eq}}$	$\mu_3 = \frac{L_{eq}\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E_{eq}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E_{eq}}{E_{eq} - V_d}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\frac{G}{E}V_d^2, V_d\right]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{V_d} \rightarrow \text{Boost}$ $\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = [GV_d, V_d]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E} \rightarrow \text{Buck}$ $\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[GV_d\left(\frac{V_d}{E} - 1\right), V_d\right]^T, \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{E - V_d} \rightarrow \text{Buck-boost}$			
$E = E_{max} \text{sen}(wt + \varphi) , z_{1d} = \frac{2V_d^2G}{E_{max}} \text{sen}(wt + \varphi) , \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{max}}\cos(wt + \varphi)\text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow \text{Boost PFC}$ $L_{eq} = \frac{L_1}{L_1L_2 - L_M^2} \quad E_{eq} = \frac{L_M}{L_1L_2 - L_M^2}E \rightarrow \text{Flyback} \quad \dot{z}_{1d} = 0 \text{ e } z_{1d} = I_d \rightarrow \text{CC-CC}$ $\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \text{ ou } \hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow \text{Substituir } G \text{ por } \hat{\theta} \text{ quando pertinente}$ $G_{Int} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow \text{ação integral para a referência de tensão}$			

A.3 Simulação em blocos de controle em tempo discreto

Nessa etapa, são desenvolvidas as Equações de controle do sistema estudado (3.31)-(3.33) em diagramas de blocos do *Simulink*. A Figura A.3 exemplifica a equação (3.33) em diagramas de blocos : As demais equações são elaboradas de forma semelhante. Desse modo, o circuito contendo o retificador mais conversor *boost* é simulado (Figura A.4). Ademais, as equações de controle são formuladas numa determinada base IQ, sempre que possível usando a biblioteca *IQmath* que também está presente no pacote do *Simulink*. Observa-se que a simulação é bastante aproximada do protótipo real visto que são consideradas operações de ponto fixo, interferência da amostragem e cálculo de integrais e derivadas discretas.

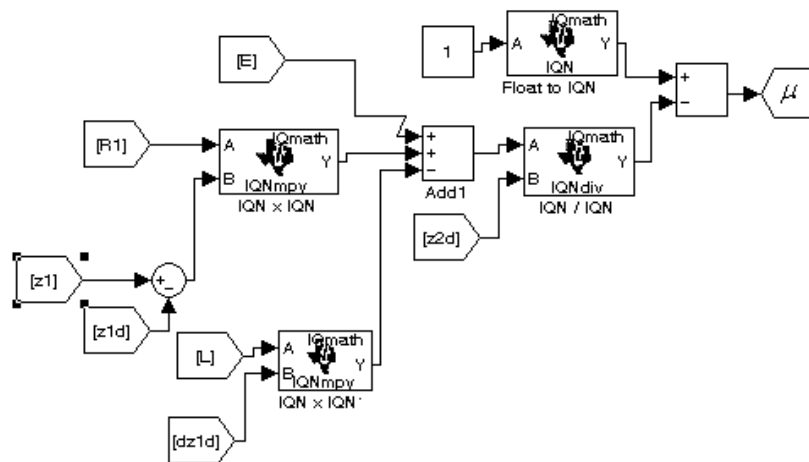


Figura A.3. Diagramas de blocos da Equação (3.33).

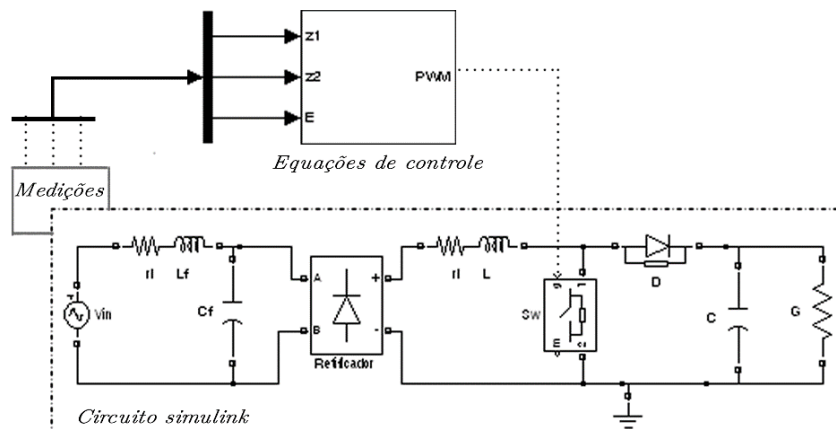


Figura A.4. Simulação do Circuito no Simulink.

A.4 Integração *Simulink* / DSP

A biblioteca embarcada da *Texas Instruments* para integração do *Simulink* com o DSP 2812 é a “*c2000lib*”. As informações discutidas nos parágrafos subsequentes podem ser encontradas nos manuais disponibilizados pela *Mathworks* (*Embedded Target for TIC2000 DSP* e *Real-Time Workshop*)

No *Simulink*, ao clicar em “*Library Browser*” e, em seguida, na aba “*Embedded Target for TI C2000 DSP*” são listadas as diversas funções de interesse, como mostra a Figura A.5. Basta arrastar o bloco da função desejada (*PWM*, *ADC*, ...) para o campo de desenvolvimento do *Simulink*.

Ao configurar o modelo do DSP utilizado e clicar em “*Incremental Build*”, os códigos em linguagem C são gerados pelo *Simulink* (Figura A.6). Em seguida, o *CodeComposer* é aberto e a conexão com o DSP é inicializada.

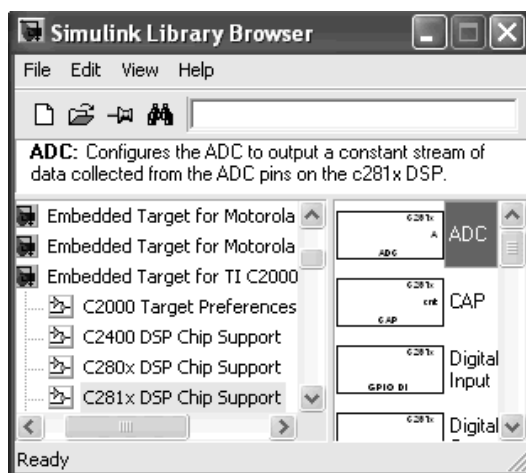


Figura A.5. Blocos Embedded Target for TI C2000 DSP.

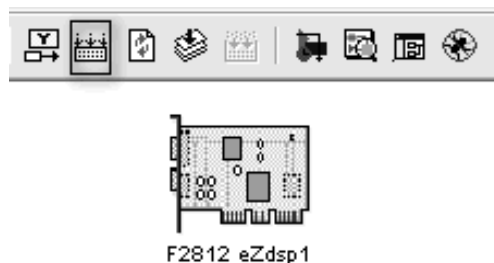


Figura A.6. Botão *Incremental Build* para geração dos códigos.

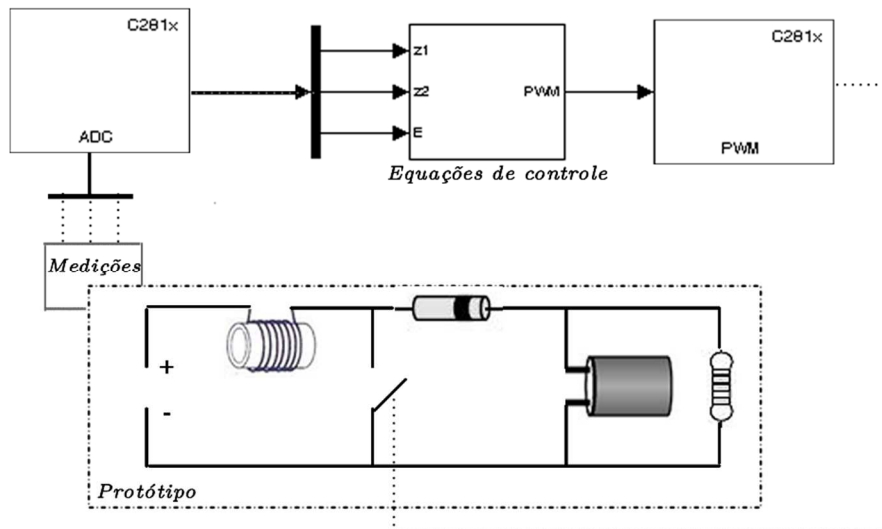


Figura A.7. Integração Simulink /DSP.

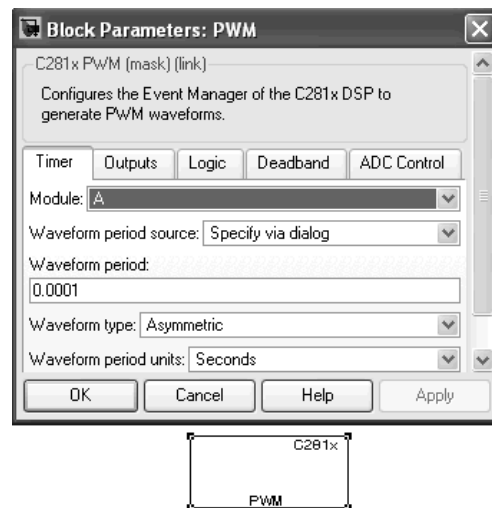


Figura A.8. Bloco PWM.

No presente trabalho, torna-se necessário o uso do bloco PWM (*Pulse Width Modulation*), para o controle da chave do conversor *boost* e de 3 ADC's (*Analog Digital Converter*) necessários para medições da corrente no indutor (z_1), da tensão no capacitor (z_2) e da tensão retificada E . Para geração do código em linguagem C, o DSP deve estar ligado na porta serial do computador. Além disso, o circuito do *Simulink* deve ser substituído, visto que as medições serão feitas no circuito real (no caso, o *boost*). A Figura A.7 resume esse processo. O bloco PWM utilizado é demonstrado na Figura A.8, no qual são informados o período da onda triangular, o número de saídas que pode ser até 6, a lógica e a interface com o ADC.

Para uma razão cíclica de 50%, por exemplo, o sinal PWM apresenta uma largura de pulso da metade do período de chaveamento. Variando-se a razão cíclica de acordo com a lei de controle, a tensão de saída mostrada na janela de visualização do DSP permanece em torno da tensão desejada V_d , o que significa que o controle está funcionando corretamente.

Finalmente, a configuração do ADC é dada pelo bloco mostrado na Figura A.9. Como se pode observar na Figura A.9, com apenas um bloco é possível configurar 8 conversões. Outro parâmetro importante a ser fornecido é a frequência de amostragem do ADC.

Para testar o funcionamento do ADC, torna-se necessário um gerador de sinais para fornecer um sinal senoidal. Esse sinal é conectado ao DSP que o condiciona numa determinada faixa de tensão. Desse modo, o sinal fornecido pelo conversor A/D é um valor digital V_{adc} compreendido na faixa de 0 a 4096 (para $n = 12$ bits). Assim, torna-se necessário ajustar os valores máximos e mínimos medidos dentro dessa escala.

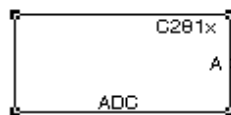
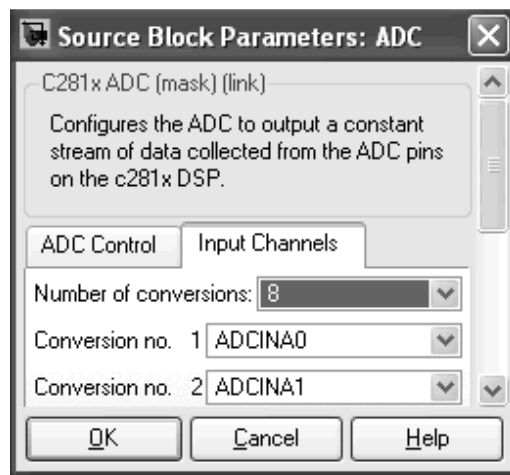


Figura A.9. . Bloco ADC.

A.5 Detalhes da Implementação

Neste tópico são abordados os detalhes envolvendo a programação do microcontrolador utilizando o Simulink. Para facilitar o entendimento, a implementação adotada é dividida em etapas: medição, proteção, geração do sinal PWM, interface RTDX e problemas gerais encontrados.

A.5.1 Medição

A Figura A.10 exemplifica os blocos para medição das variáveis necessárias para o controle.

Portanto, 3 ADC's são necessários:

- ADCA0 para medição da tensão no capacitor (z_2). Como a faixa é 306 V e a resolução do conversor é de 12 bits, o ganho é de $306/4096=0.0747$.
- ADCA1 para a tensão retificada E . Como a faixa é 221.5 V e a resolução do conversor é de 12 bits, o ganho é de $221.5/4096=0.0541$.
- ADCB1 para medir a corrente no indutor (z_1). Como a faixa é 25A e a resolução do conversor é de 12 bits, o ganho é de $25/4096=-0.06103$. Esse ganho é negativo porque o sensor de corrente apresenta a particularidade de inverter os sinais, ou seja, a leitura de 4096 em valor digital corresponde a 0 A, assim como 0 em valor digital corresponde a 25 A. Torna-se necessário a adição de 25 A ao valor dessa multiplicação.

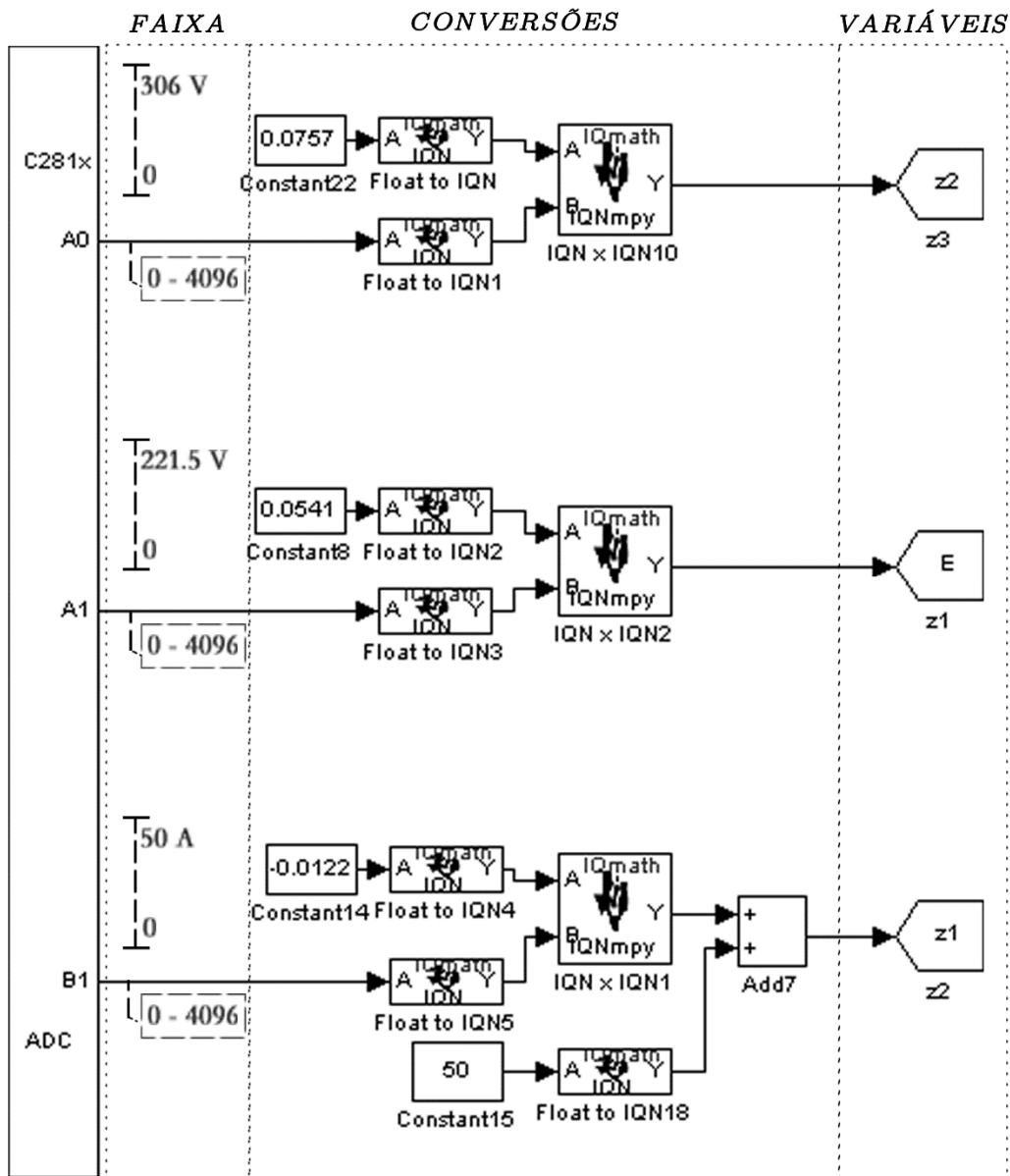


Figura A.10. Medições por meio de blocos ADC's.

A.5.2 Proteção

São incorporados 3 tipos de proteção dos circuitos :

- Proteção de sobretensão: utiliza-se o bloco do *Matlab* "Relay" (Histerese) para induzir a razão cíclica ao valor nulo quando a tensão ultrapassar um determinado limite superior. A chave continua aberta enquanto o limite inferior não é atingido, o qual determina o religamento da chave.

- Proteção de sobrecorrente: é implementada de forma análoga à proteção de sobretensão. Os limites inferior e superior impostos foram 20 A e 30 A, respectivamente.

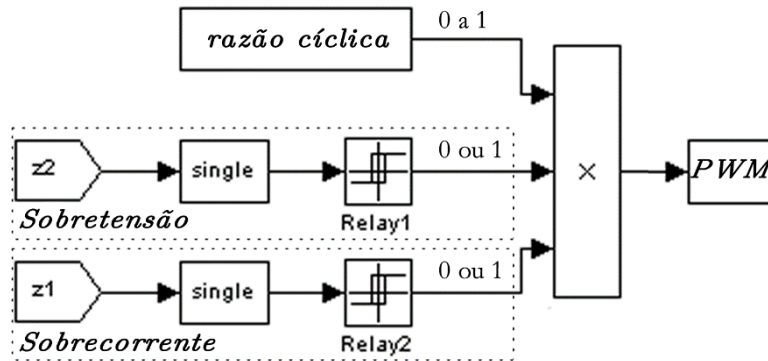


Figura A.11. Proteção de sobrecorrente e sobretensão.

- Proteção de curto-circuito: para esse tipo de proteção é usado o bloco “*Hardware Interrupt*” configurado para acionar a interrupção PDPINTA, que de acordo com o manual de referência da Texas possui o número de interrupção CPU =1 e PIE =1 conforme ilustra a Figura A.12. Além dessas, outras 44 interrupções podem ser inicializadas com o mesmo bloco.

CPU Interrupts	PIE Interrupts							
	INTx.8	INTx.7	INTx.6	INTx.5	INTx.4	INTx.3	INTx.2	INTx.1
INT1.y	WAKEINT (LPM/WD)	TINT0 (TIMER 0)	ADCINT (ADC)	XINT2	XINT1	Reserved	PDPINTB (EV-B)	POPINTA (EV-A)
INT2.y	Reserved	T1OFINT (EV-A)	T1UFINT (EV-A)	T1CINT (EV-A)	T1PINT (EV-A)	CMP3INT (EV-A)	CMP2INT (EV-A)	CMP1INT (EV-A)
INT3.y	Reserved	CAPINT3 (EV-A)	CAPINT2 (EV-A)	CAPINT1 (EV-A)	T2OFINT (EV-A)	T2UFINT (EV-A)	T2CINT (EV-A)	T2PINT (EV-A)
INT4.y	Reserved	T3OFINT (EV-B)	T3UFINT (EV-B)	T3CINT (EV-B)	T3PINT (EV-B)	CMP6INT (EV-B)	CMP5INT (EV-B)	CMP4INT (EV-B)
INT5.y	Reserved	CAPINT6 (EV-B)	CAPINT5 (EV-B)	CAPINT4 (EV-B)	T4OFINT (EV-B)	T4UFINT (EV-B)	T4CINT (EV-B)	T4PINT (EV-B)
INT6.y	Reserved	Reserved	MXINT (McBSP)	MRINT (McBSP)	Reserved	Reserved	SPITXINTA (SPI)	SPRXINTA (SPI)
INT7.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
INT8.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
INT9.y	Reserved	Reserved	ECAN0INT (CAN)	ECAN0INT (CAN)	SCIXINTB (SCI-B)	SCIRXINTB (SCI-B)	SCIXINTA (SCI-A)	SCIRXINTA (SCI-A)
INT10.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
INT11.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
INT12.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved

† Out of the 96 possible interrupts, 45 interrupts are currently used. the remaining interrupts are reserved for future devices. However, these interrupts can be used as software interrupts if they are enabled at the PIEIFRx level.

Figura A.12. Proteção PDPINT.

A.5.3 Geração do Sinal PWM

As aplicações que envolvem sinais PWM requerem um temporizador de referência, um comparador e saídas digitais. Os módulos de gerenciamento de evento EVA e EVB presentes no DSP 2812 possuem seis pares de saídas PWM. Cada módulo controla 3 pares de saídas e dois temporizadores que funcionam independentemente um do outro : GP Timer 1 , 2 (EVA) , GP Timer 3 e 4 (EVB).

Cada GP Timer possui um contador de borda de subida e descida (TxCNT), um registro de comparação (TxCMPR), um registrador de período (TxPR) e um registro controlador (TxCON).

Neste trabalho, opta-se pela forma de onda simétrica que confere menores ruídos nas medições. Além disso, o valor de registro T1PR é obtido em função da frequência de chaveamento (24 kHz) e valores padrões, tendo em vista a frequência de oscilação fixa de 30 MHz do cristal do DSP, conforme

$$T1PR = \frac{1}{\frac{1}{\text{ext_clk_freq}} \frac{1}{\text{PLL}} (\text{HISPCP})(\text{TimerTPS}) f_{\text{chav}}},$$
$$T1PR = \frac{1}{\frac{1}{30000000} \frac{1}{5} (2)(1)} = 3125 . \quad (\text{A.1})$$

Outra importante observação refere-se ao sincronismo da geração do sinal PWM. Todos os cálculos para obter o valor da razão cíclica são inseridos na rotina de interrupção controlada pelos ADC's. Desse modo, a cada período de chaveamento as medições são atualizadas, as equações pertinentes são calculadas e o sinal de PWM correto é enviado à chave estática.

Como se observa na Figura A.13, as funções de menor importância como as destinadas aos canais RTDX, ou aquelas que não necessitam de rápida velocidade de resposta (estimação do valor RMS da Tensão de Entrada) são dispostas do lado de fora

da interrupção para não comprometer o tempo de processamento do algoritmo principal de controle.

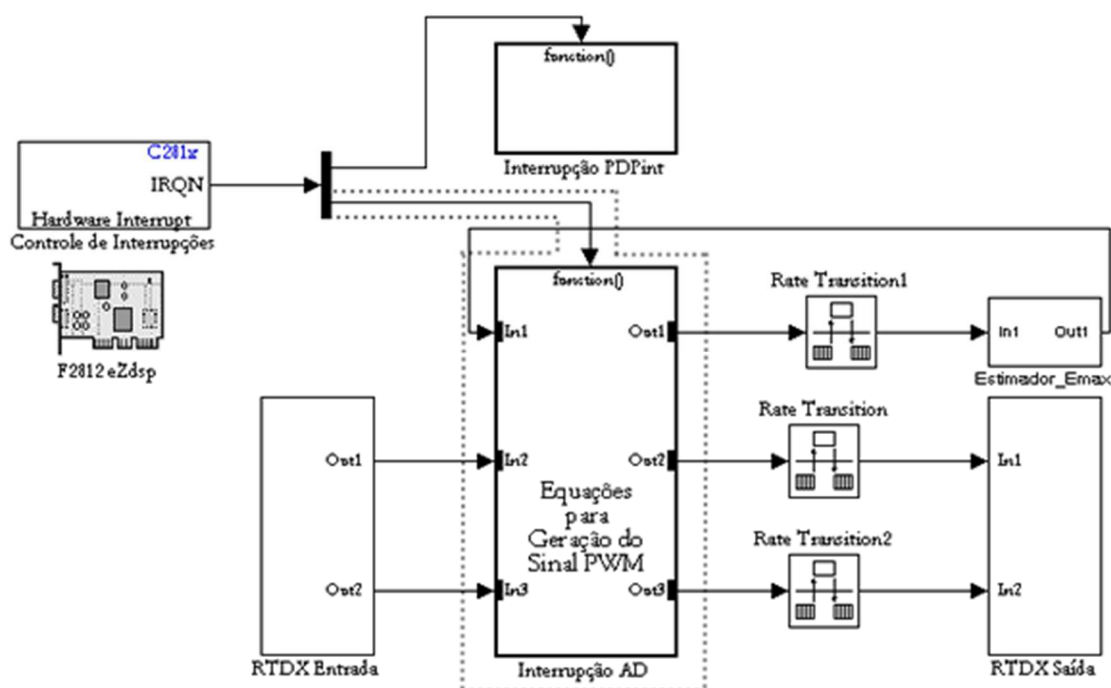


Figura A.13. Sincronização do Sinal PWM com a Interrupção AD.

A.5.4 Interface RTDX

Com o objetivo de executar determinadas funções como a produção de gráficos de variáveis e a alteração de parâmetros de controle, utiliza-se neste trabalho a interface RTDX. A vantagem dessa interface consiste da não-obrigatoriedade de se utilizar mecanismos e hardware adicionais como a comunicação serial que exige portas e cabos próprios. Por meio dos canais RTDX é possível usar apenas o computador.

Para a construção dos gráficos, primeiramente se torna necessário elaborar a interface gráfica. A Figura A.14 exemplifica como esse passo é feito usando a ferramenta “GUIDE” que também está disponível no *Matlab*. Assim, é possível criar os eixos dos gráficos, linhas, caracteres, botões e outros blocos necessários.

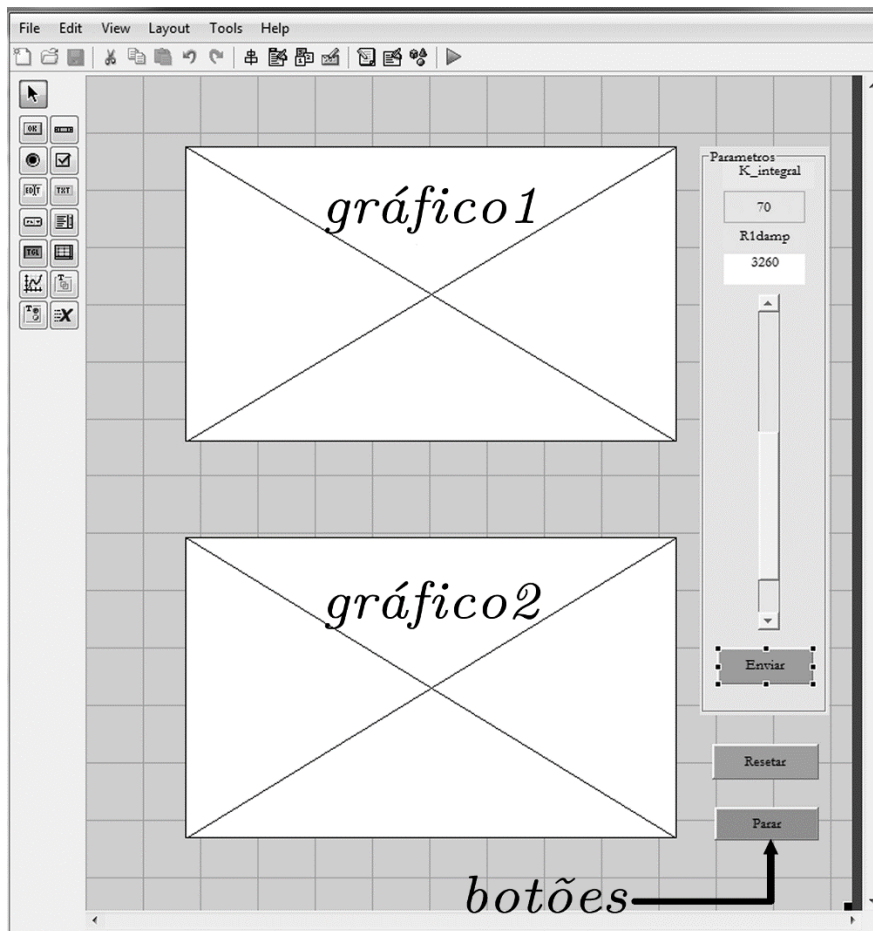


Figura A.14. Ferramenta “GUIDE” utilizada como interface gráfica.

O próximo passo consiste da criação dos canais de entrada e saída RTDX.

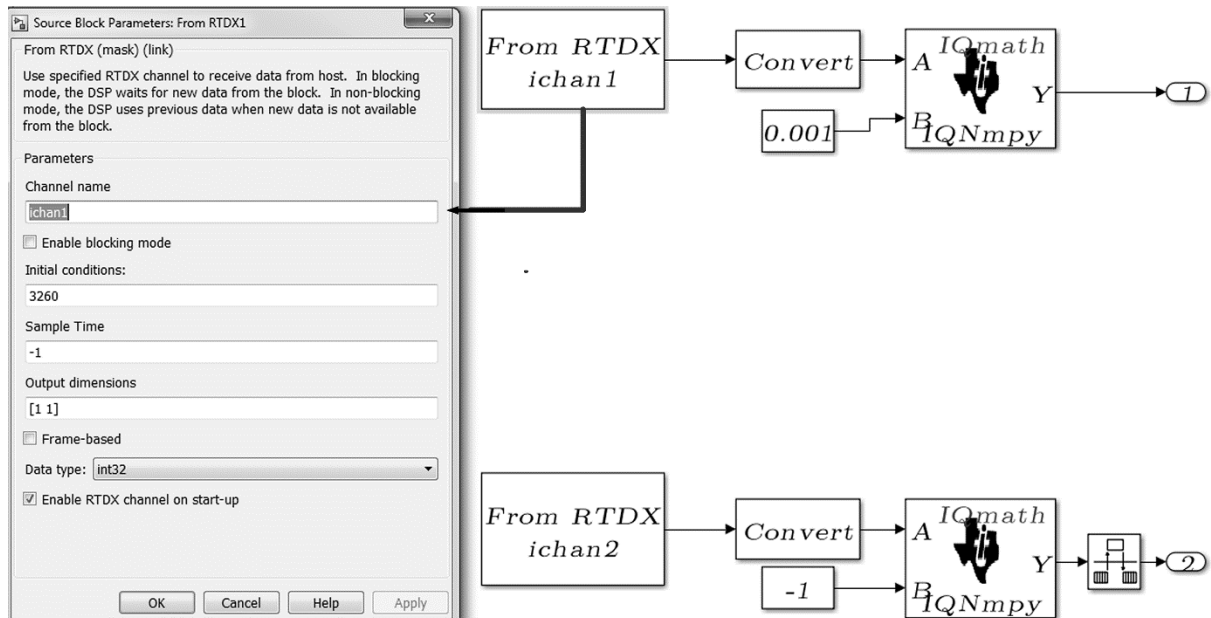


Figura A.15. Bloco “From RTDX”.

Para variação de parâmetros de controle utiliza-se o bloco “From RTDX”. No exemplo da Figura A.15, o parâmetro R_{Idamp} é iniciado com o valor 3,26. Entretanto, é possível alterar esse valor em tempo real por meio da interface visualizada na Figura A.14. Na configuração do canal, além do valor inicial o usuário deve fornecer o nome do canal, o tempo de amostragem e o tamanho do vetor de dados.

De maneira semelhante, para plotagem das variáveis utiliza-se o bloco “To RTDX”, ilustrado na Figura A.16. Observe que operações envolvendo vetores de armazenamento e conversões de ponto flutuante demandam elevado tempo computacional o que justifica a exclusão dos canais RTDX da rotina de interrupção principal.

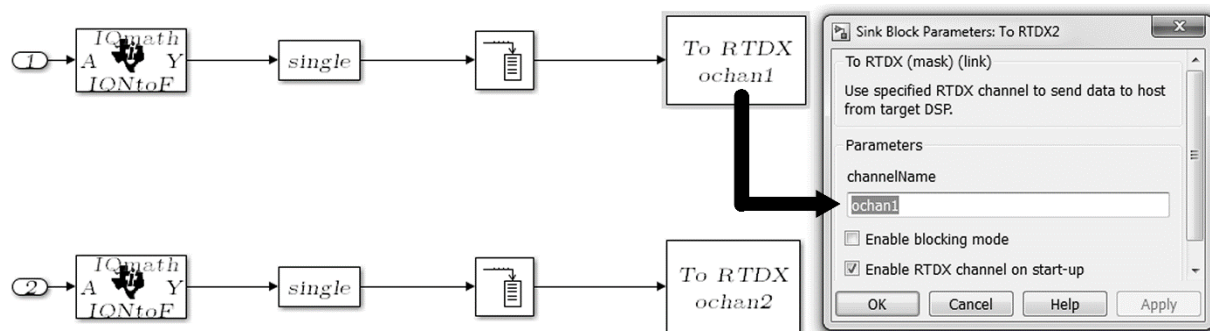


Figura A.16. Bloco “To RTDX”.

A.5.5 Arquivos gerados e problemas gerais encontrados

Maiores detalhes da implementação do algoritmo de controle em diagramas de blocos podem ser visto no ANEXO I. Tendo em vista que o material didático disponível na literatura é pouco difundido, detalhes dos blocos utilizados são demonstrados para servir como base de desenvolvimento de outros trabalhos. Mesmo se tratando de um estudo de caso específico, o conteúdo deste capítulo facilita a adaptação dessa programação em diferentes aplicações. No ANEXO 1, são demonstrados os arquivos gerais contendo os métodos de controle usados nesse trabalho, fornecendo exemplos como:

- escrever as equações de controle em bloco discretos do *Simulink*;
- utilizar blocos como o PWM e o ADC para comando da chave e medição das variáveis envolvidas, respectivamente;
- inserir proteções no algoritmo;

- controlar as interrupções necessárias e desenvolver os cálculos adaptados de derivadas e integrais discretas;

Os problemas gerais encontrados foram:

- Evitar operações com ponto flutuante e divisões que aumentam o tempo de processamento. Sempre que possível, utilizar operações de multiplicação no lugar de operações de divisão (ex: quando o denominador for constante). Declarar as variáveis como ponto fixo, evitando cálculos com “*float*” de modo a otimizar a execução do código.
- Interrupção principal: controlar a interrupção do código principal por meio dos blocos PWM e ADC. Não utilizar tempo de amostragem fixo sem sincronização. Deixar do lado de fora da rotina principal, os blocos que demandam tempo de processamento como os blocos RTDX's e operações com “*float*”.
- Realizar testes individuais com os blocos de interesse. Por exemplo, ao configurar os ADC's, utilizar os canais do mesmo módulo (A ou B), fazer o acerto das medições com o ambiente de simulação o mais limpo possível.

A.6 Simulação *Hardware in the loop* (HIL)

O método *Hardware-in-the-Loop* (HIL) é uma técnica de simulação, que mistura tanto elementos virtuais quanto elementos reais. Atualmente essa técnica é bastante utilizada para testar sistemas de controle embarcado, onde tanto o hardware quanto o software do sistema são testados. Sendo assim, o objetivo desse trabalho é implementar um software de simulação da dinâmica não linear dos conversores estudados para um sistema "*Hardware-in-the-Loop*" (HIL), verificando o funcionamento do controle e do sistema sem a necessidade do circuito real.

Para que o simulador opere em tempo real, e assim apresente os resultados adequados, será utilizada a ferramenta *Real-Time Workshop* discutida anteriormente, fazendo com que os modelos gerados nos softwares Matlab/Simulink sejam executados em tempo real. Isto é feito convertendo os programas em linguagem Matlab/Simulink para as linguagens C/C++, otimizadas para um *target* (computador, controlador, ou sistema operacional) específico.

O hardware é testado verificando se o mesmo consegue operar em tempo real, ou seja, é verificado se ele consegue executar todas as suas tarefas de um loop em um tempo predeterminado e sincronizado com o resto do sistema. Na Figura X, as diferenças são realçadas entre a simulação convencional, a simulação HIL e o teste experimental. Na Simulação Hardware in The Loop (HIL), tanto o modelo do conversor como as equações de controle são emuladas pelo DSP. Esta etapa antecede o teste experimental, no qual o modelo do conversor é substituído pelo conversor real. Assim, a principal diferença concentra-se no modelo matemático do conversor. Na Figura XX, é possível visualizar como os modelos do buck, do boost e do SEPIC são construídos na simulação HIL.

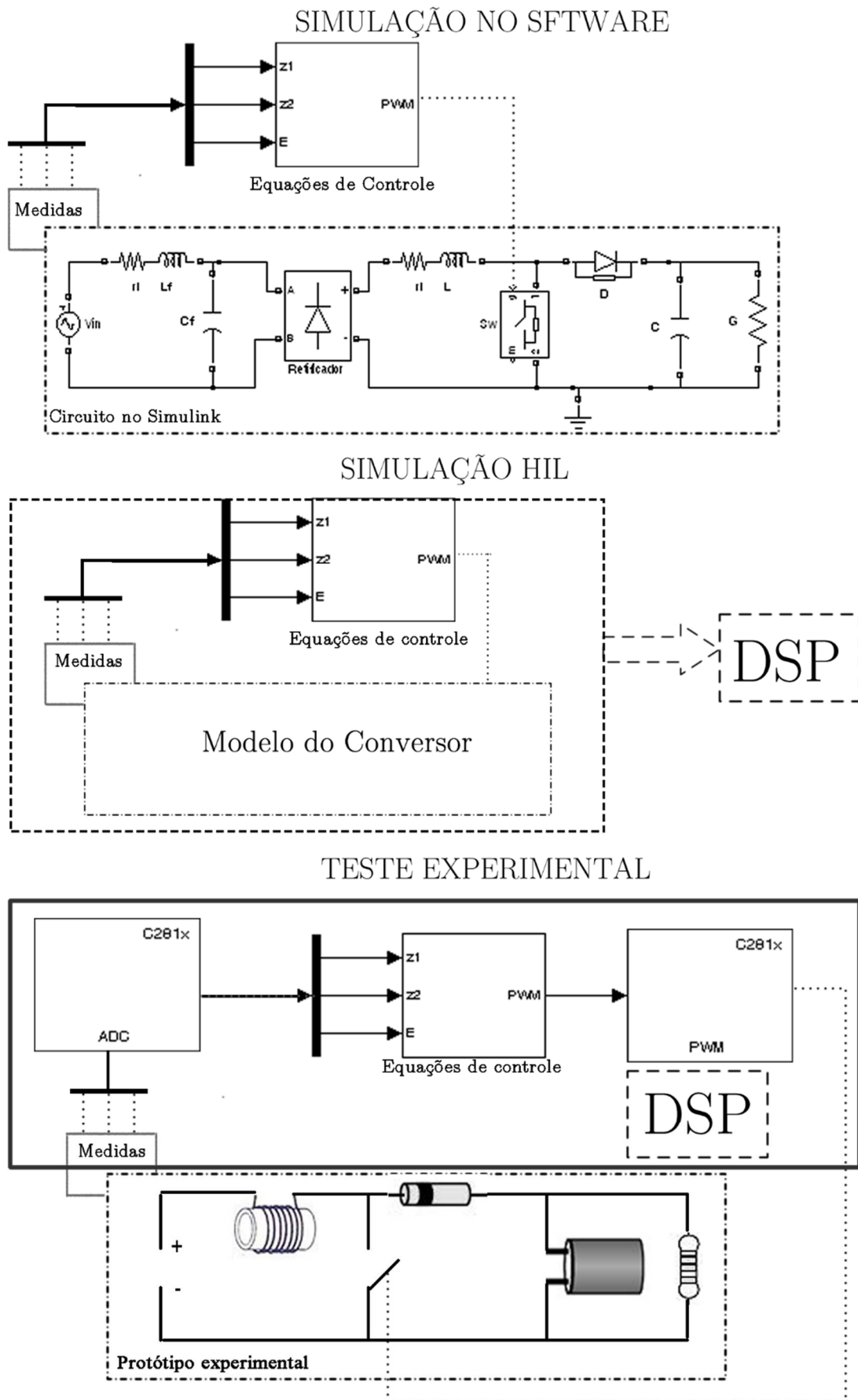


Figura A.17. Simulação Hardware in The Loop (HIL)

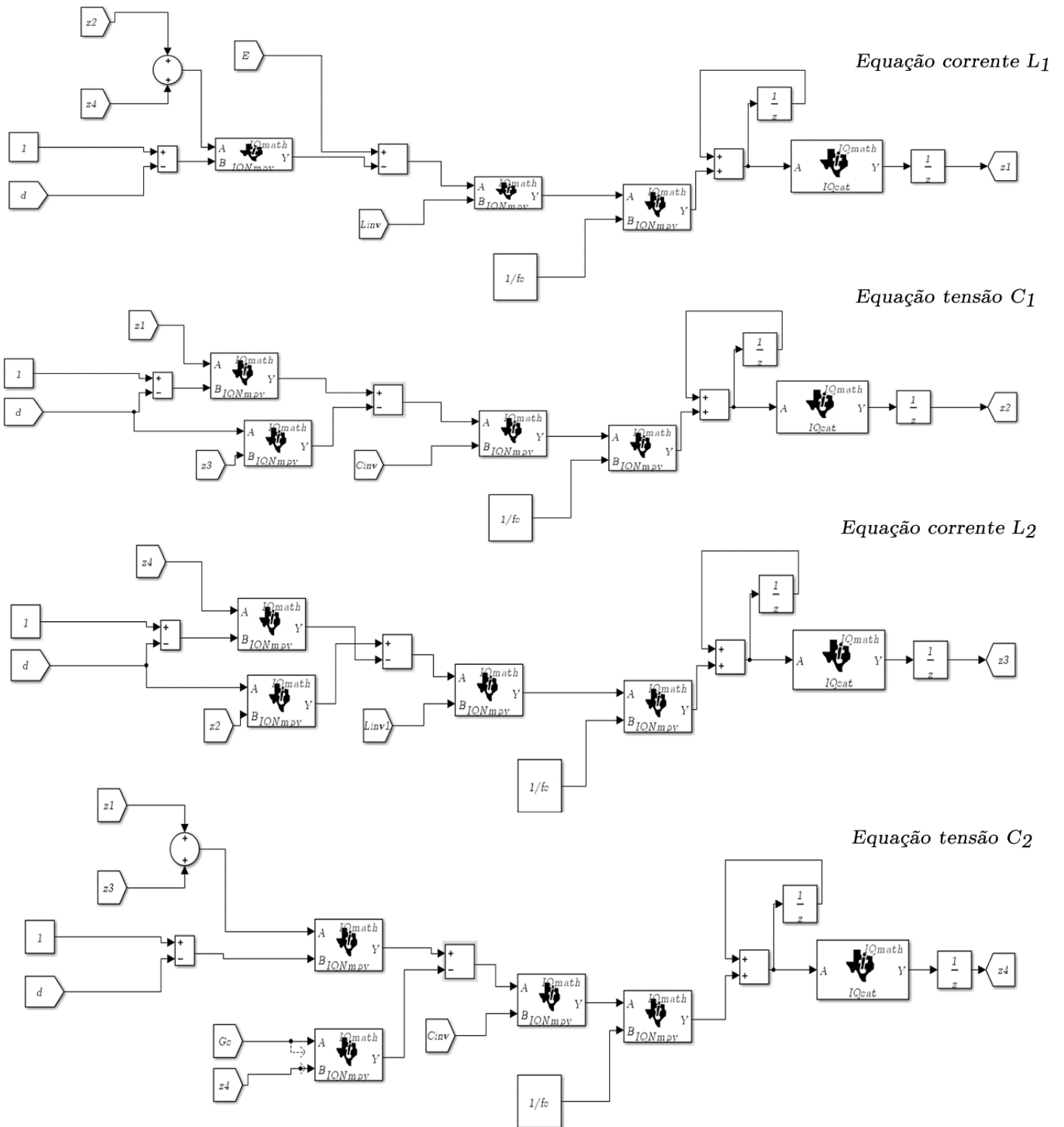


Figura A.18. Modelo SEPIC na Simulação HIL

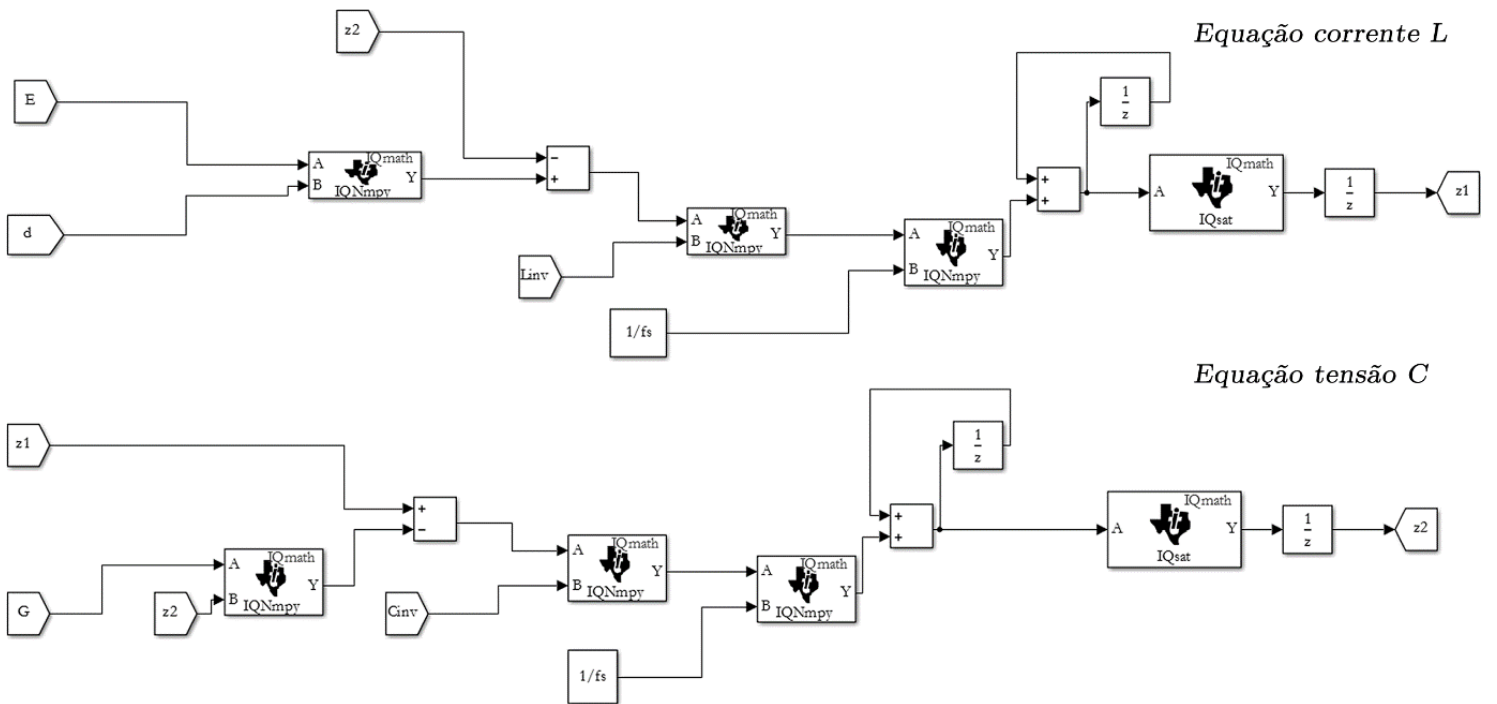


Figura A.19. Modelo buck na Simulação HIL

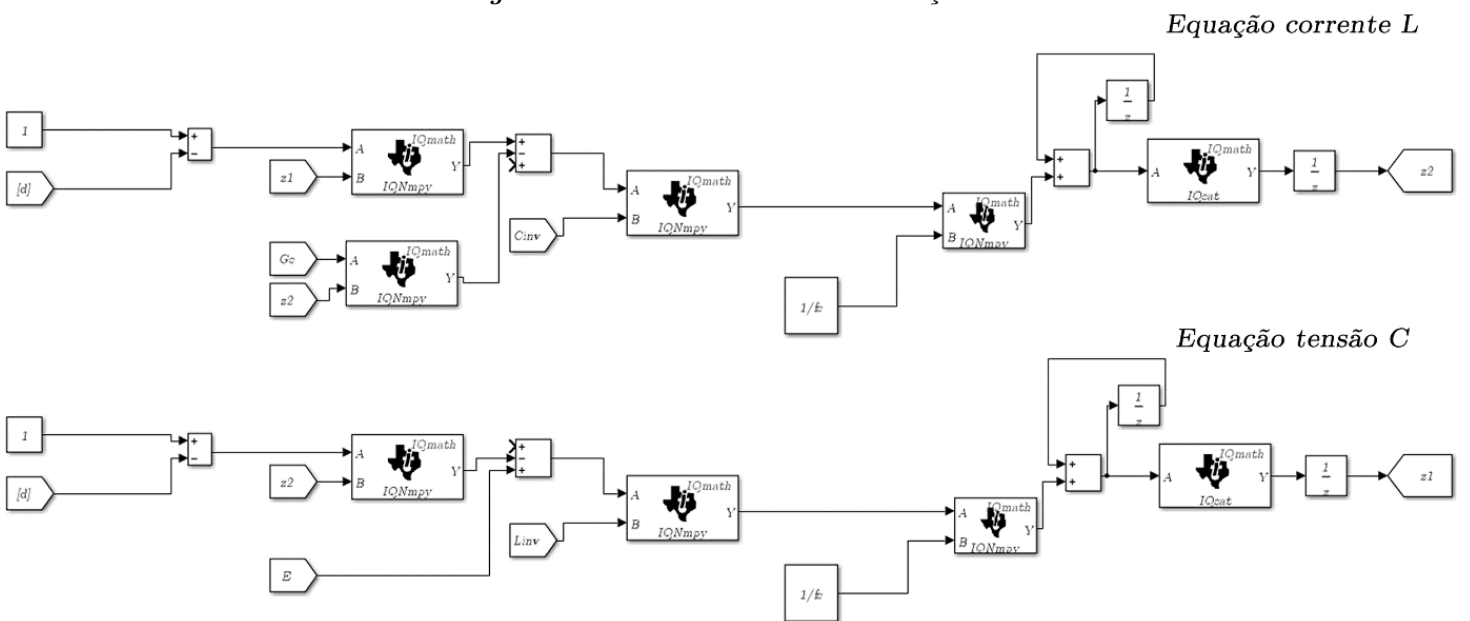


Figura A.20. Modelo boost na Simulação HIL

B APÊNDICE B: Conceitos importantes de estabilidade

Os conceitos descritos a seguir são retirados de Monteiro (2006) e Khalil (2006):

Matriz Jacobiana: Como exemplo, é mostrado o sistema de Lorenz

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(X_1, X_2, X_3) = -\alpha X_1 + \alpha X_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(X_1, X_2, X_3) = rX_1 - X_2 - X_2X_3 \\ \dot{x}_3 &= f_3(X_1, X_2, X_3) = X_1X_2 - bX_3\end{aligned}\tag{B.1}$$

A matriz jacobiana, contém as derivadas parciais do espaço de estados (B.1) , dada por :

$$J_a = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial X_1} & \frac{\partial f_1}{\partial X_2} & \frac{\partial f_1}{\partial X_3} \\ \frac{\partial f_2}{\partial X_1} & \frac{\partial f_2}{\partial X_2} & \frac{\partial f_2}{\partial X_3} \\ \frac{\partial f_3}{\partial X_1} & \frac{\partial f_3}{\partial X_2} & \frac{\partial f_3}{\partial X_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha & \alpha & 0 \\ r & -1 - X_3 & -X_2 \\ X_2 & X_1 & -b \end{pmatrix}\tag{B.2}$$

Retrato de fases: representa o conjunto das curvas obtidas com os eixos representando as variáveis de estado tendo em vista diferentes condições iniciais. O retrato de fases do sistema de Lorenz é ilustrado na Figura B.1:

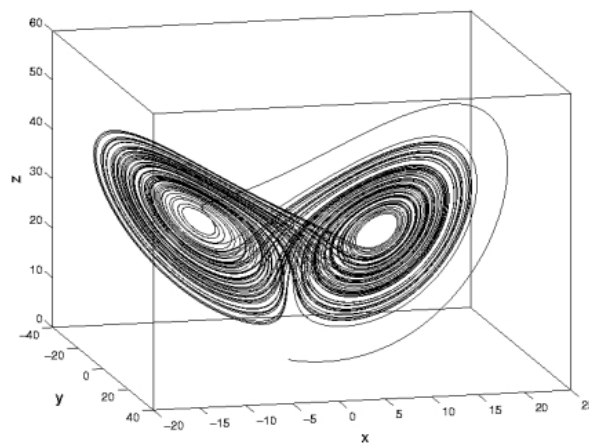


Figura B.1. Retrato de fases do atrator de Lorenz.

Pontos de Equilíbrio: Os pontos de equilíbrio, ou pontos fixos, representam as soluções estacionárias, isto é, os valores de x cujas funções derivadas $f_n(x)$ são iguais a zero. No exemplo fornecido, os pontos fixos x^* são obtidos fazendo $f_1 = 0$, $f_2 = 0$ e $f_3 = 0$.

Dependendo da localização das raízes do polinômio característico, os pontos de equilíbrio podem ser do tipo nó, foco, ponto de sela e centro conforme mostra Figura B.2.

Estabilidade: diz-se que um ponto de equilíbrio x^* de um sistema dinâmico é:

estável se após determinada perturbação o estado não se afastar da vizinhança do ponto de equilíbrio. Em outras palavras, se a resposta do sistema aproxima-se de x^* , no regime permanente;

assintoticamente estável se é estável e além disso $x(t)$ tende a x^* quando $t \rightarrow \infty$, ou seja, se resposta a uma pequena perturbação aproxima-se de x^* no regime permanente. Nesse caso, todos autovalores da matriz jacobiana associados ao ponto fixo possuem necessariamente partes reais negativas;

marginalmente estável se é estável, mas não assintoticamente estável. Nesse caso, os autovalores associados ao ponto fixo possuem partes reais negativas e pelo menos um autovalor puramente imaginário;

instável se não é estável, ou seja, se após a perturbação o estado não se afastar da vizinhança do ponto de equilíbrio. Desse modo, se apenas um autovalor possuir parte real positiva implica na instabilidade do sistema.

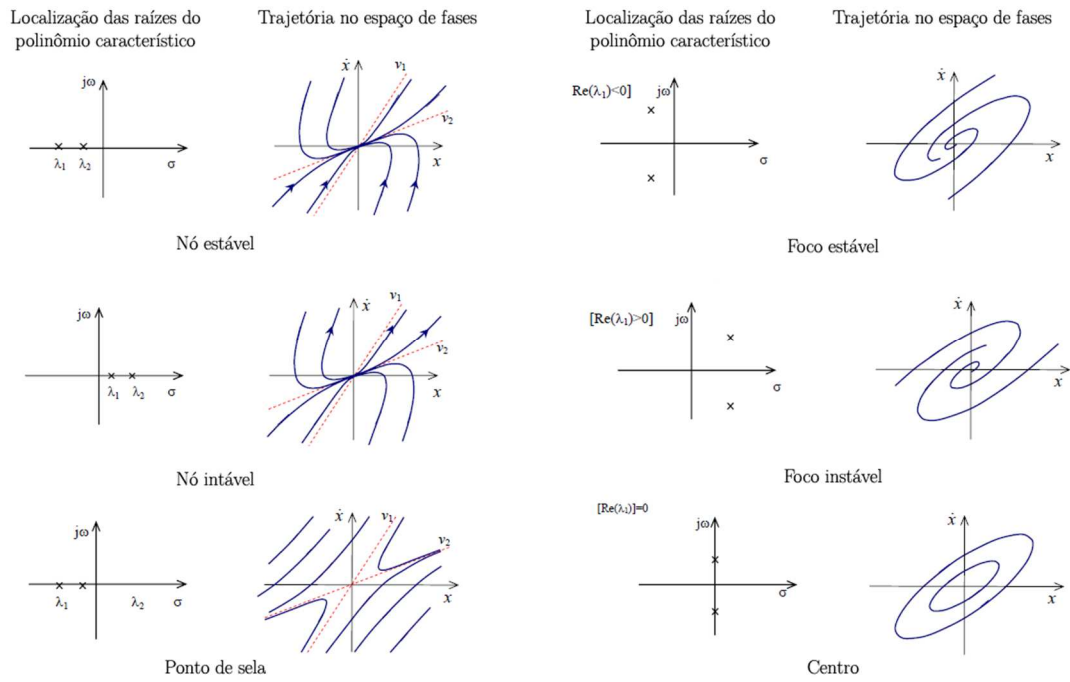


Figura B.2. Tipos de pontos de equilíbrio para sistemas de segunda ordem. Fonte: adaptado de Khalil (2006).

Ciclo limite: de acordo com Poincaré, um ciclo-limite é uma trajetória fechada e isolada, que pode aparecer no retrato de fases de sistemas não-lineares como mostra a Figura B.3.

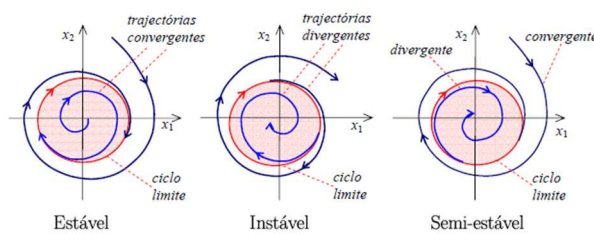


Figura B.3. Tipos de ciclo limite. Fonte: adaptado de Khalil (2006).

Dinâmica interna: dinâmica não observável de um sistema dinâmico.

Dinâmica de ordem zero: definida como a dinâmica interna de um sistema quando a saída é mantida em zero pela entrada.

C APÊNDICE C: Controle de conversores buck

Nesse capítulo, são obtidos os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por e inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor buck.

C.1 Controle SFL de conversores buck

Visando a obtenção de leis de controle não linear para o sistema descrito por (2.33)-(2.34) para aprofundar o entendimento do controle do conversor buck, realiza-se a análise do modelo deste conversor que é de fato bilinear. Considere a matriz Jacobiana do sistema dada abaixo:

$$\mathbf{J}_a = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{G}{C} \end{pmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Note que nas Equações (2.33) e (2.34) μ é a variável de controle que será utilizada para os objetivos de regulação e rastreamento de trajetória das variáveis de estado z_1 e z_2 . Observa-se que a variável μ não está presente na matriz \mathbf{J}_a .

Definindo L_f como sendo a derivada de Lie (Khalil, 2006) e escolhendo $h(\mathbf{x}) = \zeta_1$:

$$\zeta_1 = h(\mathbf{x}) = y = z_1 \quad (\text{C.2})$$

$$\zeta_2 = L_f h = \dot{y} = 1\dot{z}_1 = \frac{1}{L}z_2 + \mu\frac{E}{L} \quad (\text{C.3})$$

Como se precisou derivar $g_r = 1$ vezes para se obter uma relação entre a entrada e saída, o grau relativo é $g_r = 1$. O novo sistema de coordenadas fica:

$$\begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ v \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

Utilizando-se a lei de controle $v = \dot{r}^{(re)} - k^T e$, com k e e dados por :

$$k = \begin{bmatrix} k_1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - r \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

obtem-se

$$v = \dot{r} - k_1 e \quad (\text{C.8})$$

$$-\frac{1}{L}z_2 + \mu \frac{E}{L} = \dot{r} - k_1(z_1 - r) \quad (\text{C.9})$$

Isolando μ , encontra-se a expressão geral para a equação da razão cíclica:

$$\mu = \frac{L[\dot{r} - k_1(z_1 - r)] + z_2}{E} \quad (\text{C.10})$$

Assim, para uma tensão de entrada constante tem-se :

$$r = z_{1d} = I_d \quad e \quad \dot{r} = 0. \quad (\text{C.11})$$

Tendo em vista as Equações (C.10) e (C.11), encontra-se:

$$\mu = \frac{-Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E} \quad (\text{C.12})$$

C.2 Controle PBC de conversores buck

Para dedução da lei de controle PBC, repete-se por conveniência a equação do conversor buck em espaço de estados:

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{L}z_2 + \mu \frac{E}{L}, \quad (\text{2.33})$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2. \quad (\text{2.34})$$

Como visto na Seção 2, o circuito médio do conversor buck também pode ser escrito por equações Euler- Lagrange descritas por:

$$D_B \dot{z} + (J_B + R_B)z = \mu F \quad (\text{2.31})$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_B = \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}; \mathbf{J}_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{R}_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{G} \end{bmatrix}; \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

nas quais, μ é a razão cíclica sendo que $0 \leq \mu < 1$.

Considera-se o vetor erro dos estados

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{z} - \mathbf{z}_d \quad (C.13)$$

e um termo de amortecimento \mathbf{R}_{damp} dado por:

$$\mathbf{R}_{\text{damp}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1\text{damp}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (C.14)$$

Outras definições acerca de passividade, assim como as equações necessárias para o controle tendo em vista esse método, podem ser visualizadas em Sira-Ramirez *et al.* (1997).

A seguir, tais equações são descritas de forma resumida.

Substituindo (C.13) em (2.31), tem-se que

$$\mathbf{D}_B \dot{\tilde{\mathbf{z}}} + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \tilde{\mathbf{z}} = \mu \mathbf{E}_B - [\mathbf{D}_B \dot{\mathbf{z}}_d + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \mathbf{z}_d] . \quad (C.15)$$

Inserindo o termo dissipativo (C.14):

$$\mathbf{D}_B \dot{\tilde{\mathbf{z}}} + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \tilde{\mathbf{z}} = \mu \mathbf{E}_B - [\mathbf{D}_B \dot{\mathbf{z}}_d + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \mathbf{z}_d - \mathbf{R}_{1\text{damp}}] \quad (C.16)$$

Realizando o ajuste de energia:

$$\mu \mathbf{E}_B - [\mathbf{D}_B \dot{\mathbf{z}}_d + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \mathbf{z}_d - \mathbf{R}_{1\text{damp}}] = 0. \quad (C.17)$$

para garantir a estabilização do erro dinâmico:

$$\mathbf{D}_B \dot{\tilde{\mathbf{z}}} + (\mathbf{J}_B + \mathbf{R}_B) \tilde{\mathbf{z}} = 0. \quad (C.18)$$

Por meio de (2.33), (2.34) e (C.17):

$$\begin{aligned} \mathbf{L} \dot{z}_{1d} + z_{2d} - \mathbf{R}_{1\text{damp}} \tilde{z}_1 &= \mu \mathbf{E} , \\ \mathbf{C} \dot{z}_{2d} - z_{1d} + \mathbf{G} z_{2d} &= 0 \end{aligned} \quad (C.19)$$

Dado uma entrada contante \mathbf{E} , o objetivo de controle é regular a tensão de saída no valor desejado z_{2d} . Por meio de controle indireto da corrente, tem-se:

$$z_{1d} = \mathbf{I}_d . \quad (C.20)$$

Substituindo (C.20) em (C.19), encontra-se:

$$\mu = \frac{-R_{1\text{damp}}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}, \quad (\text{C.21})$$

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C} \quad (\text{C.22})$$

Por meio de (C.21-C.22) e após algumas manipulações algébricas encontra-se a equação de controle:

$$\ddot{z}_1 + \frac{1}{RC}\dot{z}_1 + \frac{1}{LC}z_1 = \frac{E}{L}\left(\dot{\mu} + \frac{1}{RC}\mu\right) \quad (\text{C.23})$$

A dinâmica de ordem zero com o controle dado por (C.23) é :

$$\dot{\mu} = \frac{1}{RC}\left[\mu - \frac{RI_d}{E}\right] \quad (\text{C.24})$$

cujo ponto de equilíbrio

$$\mu^* = \frac{RI_d}{E} \quad (\text{C.25})$$

é assintoticamente estável.

C.3 Controle IDA-PBC para conversores buck

Os pontos fixos do sistema buck, obtidos quando $\dot{z}_1 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$ nas Equações (2.33) e (2.34) são:

$$\bar{z}_1 = \mu EG \quad (\text{C.26})$$

$$\bar{z}_2 = \mu E \quad (\text{C.27})$$

Ao considerar μ como um valor constante em (C.26) e (C.27) como o equilíbrio (denotado por $\bar{\mu}$) de (2.33) e (2.34) e igualar essas duas Equações, verifica-se a relação algébrica:

$$\bar{z}_1 = G\bar{z}_2 \quad (\text{C.28})$$

Considerando como valor desejado na saída do capacitor $z_{2d} = \bar{z}_2 = V_d$, o ponto de equilíbrio para estabilizar \bar{z} e a constante de controle $\bar{\mu}$ é dado por :

$$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = [GV_d, V_d]^T, \quad \bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E}. \quad (C.29)$$

O objetivo principal do controle IDA-PBC é encontrar uma função estática por meio da realimentação de estado $\mu = \nu(z)$ de modo que a dinâmica em malha fechada seja um sistema Hamiltoniano de Entrada de Controle (PCH) do tipo

$$\dot{z} = [J_d(z, \mu) - R_d] \frac{\delta H_d}{\delta z}(z) \quad (C.30)$$

onde a nova função de energia H_d possui um mínimo local no ponto de equilíbrio desejado \bar{z} , $J_d(z, \nu(z)) = -J_d^T(z, \nu(z))$ e $R_d(z) = R_d^T(z)$ são as desejadas matrizes de interconexão e amortecimento, respectivamente.

Dado o sistema:

$$\dot{z} = [J_H(z, \mu) - R_H] \frac{\delta H}{\delta z}(z) + g_H(z, \mu) \quad (C.31)$$

e assumindo que é possível encontrar os vetores $\nu(z)$, $K(z)$ e as matrizes $J_{aH}(z)$, $R_{aH}(z)$ que satisfazem

$$\begin{aligned} & \left\{ J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) - [R_H(z) + R_{aH}(z)] \right\} K(z) \\ & = -[J_{aH}(z, \nu(z)) - R_{aH}(z)] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H(z, \nu(z)) \end{aligned} \quad (C.32)$$

e tal que a estrutura é preservada conforme

$$\begin{aligned} J_d & \stackrel{\Delta}{=} J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) \\ & = -[J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z)]^T \\ R_d & \stackrel{\Delta}{=} R_H(z) + R_{aH}(z) \\ & = -[R_H(z) + R_{aH}(z)]^T \geq 0. \end{aligned} \quad (C.33)$$

Selecionando o termo de amortecimento R_{aH} dado por:

$$R_{aH} = \begin{bmatrix} R_{aH} & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \quad (C.34)$$

que de acordo com Rodriguez *et al.* (2000), conduz a seguinte matriz em malha fechada

$$\mathbf{R}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{aH} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C.35})$$

Substituindo \mathbf{R}_{aH} em (C.32), assumindo $\mu = \nu(z_2)$ e $\mathbf{J}_H(\nu(z)) - \mathbf{R}_d$ invertível, obtém-se o vetor ganho de controle \mathbf{K} dado por

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{G}\mathbf{L}z_2}{(1 - \nu(z_2))} \\ \frac{\mathbf{C}\mathbf{G}(\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2z_1 + \mu\mathbf{E})}{(1 - \nu(z_2))} - \frac{\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2\mathbf{C}z_2}{(1 - \nu(z_2))^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.36})$$

A condição necessária e suficiente para que o vetor \mathbf{K} seja gradiente de uma função escalar é :

$$\frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial z_1}(z) = \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial z_2}(z). \quad (\text{C.37})$$

Assim, essa condição se reduz a uma simples ODE:

$$\frac{z_2}{(1 - \nu(z_2))} \frac{\partial \nu(z_2)}{\partial z_2} = -(1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}) \quad (\text{C.38})$$

a qual pode ser facilmente resolvida pelo método da separação das variáveis de modo a obter :

$$\begin{aligned} \mu &= 1 - c_1 z_2^\alpha, \\ \alpha &= 1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}. \end{aligned} \quad (\text{C.39})$$

A constante c_1 é escolhida de forma a assegurar o equilíbrio de

$$\frac{\partial \mathbf{H}_d}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}_a}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = 0 \quad (\text{C.40})$$

o que implica em:

$$c_1 = \frac{(1 - \bar{\mu})}{V_d^\alpha} \quad (\text{C.41})$$

e na equação geral de controle IDA-PBC:

$$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (\text{C.42})$$

Substituindo (C.29) em (C.42), deriva-se:

$$\mu = 1 - \left(\frac{E - V_d}{E} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (\text{C.43})$$

C.4 Resumo das equações de controle não lineares obtidas para o buck

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela C.1 resume as 3 leis de controle não lineares para o conversor buck tendo em vista o tipo do sistema (CC-CC ou PFC).

Tabela C.1. Equações de controle não lineares para o conversor buck.

	SFL	PBC	IDA-PBC
CC-CC	$\mu = \frac{-Lk_1(z_1 - I_d) + z_2}{E}$	$\mu = \frac{-R_{1damp}(z_1 - I_d) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{I_d - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
CA-CC	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu}_1 = 1 - \frac{E - V_d}{E}$ $\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}_{1,2,3}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha$
<p>$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = [GV_d, V_d]^T$, $\bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E} \rightarrow$ Pontos de equilíbrio</p> <p>$E = E_{\max} \text{sen}(wt + \varphi)$, $z_{1d} = I_d \text{sen}(wt + \varphi)$, $\dot{z}_{1d} = I_d w \cos(wt + \varphi) \text{sgn}(\sin(wt + \varphi)) \rightarrow$ PFC</p> <p>$\hat{\theta} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d})$ ou $\hat{\theta} = \frac{z_1}{z_2} \rightarrow$ Substituir G por $\hat{\theta}$ quando pertinente</p> <p>$G_{\text{Int}} = -k_i \int_0^t (z_2(s) - V_d) ds \rightarrow$ ação integral para a referência de tensão</p>			

C.5 Estabilidade de conversores buck

C.5.1 Estabilidade do controle direto conversores buck (CC-CC)

Na seção 4.2, observa-se que o controle direto para conversores boost (escolhendo a variável z_2 como referência) não é factível. Entretanto, para o conversor buck esse tipo de controle é exequível conforme demonstram Sira-Ramirez *et al* (1997), Oliveira *et al* (2008) e Oliveira *et al* (2011).

Com base nesses trabalhos, as equações do controle direto PBC são:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d} + G_{2damp}(z_2 - V_d)}{C}, \quad (C.48)$$

$$\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d}}{E}. \quad (C.49)$$

As equações contendo a dinâmica de ordem zero são dadas por:

$$\dot{z}_{20d} = \frac{z_{1d} - GV_d}{C}, \quad (C.50)$$

$$\mu = \frac{z_{2d}}{E}. \quad (C.51)$$

Como $z_{1d} = GV_d$, a Equação (C.50) torna-se igual a zero o que implica na ausência da dinâmica de ordem zero para o controle direto. Conseqüentemente, a estabilidade local e assintótica é assegurada.

C.5.2 Estabilidade do controle indireto SFL e PBC de conversores buck (CC-CC)

Como foi mencionado na seção 4.2.5, o controle SFL possui a mesma dinâmica de ordem zero do controle PBC. Nesse sentido, avalia-se a estabilidade da dinâmica de ordem zero do sistema em malha fechada. Se a estabilidade de ordem zero for exponencialmente estável, assegura-se que a estabilidade da dinâmica interna é localmente assintoticamente estável.

Assim, a equação que descreve a dinâmica de ordem zero é obtida fazendo o erro igual a zero e substituindo as variáveis de estado pelos seus respectivos valores em regime permanente nas Equações (2.34) e (4.12) para o controle SFL e nas Equações (C.21) e (C.22) para o controle PBC.

Repete-se por conveniência estas equações :

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2, \quad (2.34)$$

$$\mu = \frac{-Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}, \quad (C.12)$$

$$\mu = \frac{-R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}, \quad (C.21)$$

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}. \quad (C.22)$$

Por meio de (2.34) e (C.12) ou de (C.21-C.22) encontra-se as equações de ordem zero:

$$\mu = \frac{z_{20d}}{E}, \quad (C.52)$$

$$\dot{z}_{20d} = \frac{I_d - Gz_{20d}}{C}. \quad (C.53)$$

Como $z_{2d} = \mu E$, derivando os dois lados da Equação (C.52) e substituindo em (C.53), a dinâmica de ordem zero em função de μ :

$$\dot{\mu} = \frac{G}{C} \left[\mu - \frac{I_d}{GE} \right] \quad (C.54)$$

cujo ponto de equilíbrio

$$\mu^* = \frac{I_d}{GE} \quad (C.55)$$

é assintoticamente estável.

D APÊNDICE D: Controle de conversores buck-boost

Nesse capítulo, são obtidos os algoritmos de controle por linearização da realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por e inserção de amortecimento (IDA-PBC) para o conversor buck-boost.

D.1 Controle SFL de conversores buck-boost

Visando a obtenção de leis de controle não linear para o sistema descrito por (2.40)-(2.41) para aprofundar o entendimento do controle do conversor buck-boost, realiza-se a análise do modelo deste conversor que é de fato bilinear. Considere a matriz Jacobiana do sistema dada abaixo:

$$J_a = \begin{pmatrix} 0 & (1-\mu)\frac{1}{L} \\ -(1-\mu)\frac{1}{C} & \frac{G}{C} \end{pmatrix} \quad (D.1)$$

Note que nas Equações (2.40) e (2.41) μ é a variável de controle que será utilizada para os objetivos de regulação e rastreamento de trajetória das variáveis de estado z_1 e z_2 . Observa-se que a variável μ está presente na matriz J_a .

Definindo L_f como sendo a derivada de Lie (Khalil, 2006) e escolhendo $h(\mathbf{x}) = \zeta_1$:

$$\zeta_1 = h(\mathbf{x}) = \mathbf{y} = z_1 \quad (D.2)$$

$$\zeta_2 = L_f h = \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{1}\dot{z}_1 = (1-\mu)\frac{1}{L}z_2 + \mu\frac{E}{L} \quad (D.3)$$

Como se precisou derivar $g_r = 1$ vezes para se obter uma relação entre a entrada e saída, o grau relativo é $g_r = 1$. O novo sistema de coordenadas fica:

$$\begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ v \end{bmatrix}, \quad (D.4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \\ \dot{\zeta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_2 \\ v \end{bmatrix} . \quad (D.5)$$

Utilizando-se a lei de controle $v = r^{(g_r)} - k^T e$, com k e e dados por:

$$k = [k_1], \quad (D.6)$$

$$e = [e_1] = [z_1 - r] \quad (D.7)$$

obtem-se:

$$v = \dot{r} - k_1 e, \quad (D.8)$$

$$(1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L} = \dot{r} - k_1 (z_1 - r) \quad (D.9)$$

Isolando μ , encontra-se a expressão geral para a equação da razão cíclica:

$$\mu = \frac{L[\dot{r} - k_1(z_1 - r)] - z_2}{E - z_2} \quad (D.10)$$

Assim, para uma tensão de entrada constante tem-se :

$$r = z_{1d} = I_d \quad e \quad \dot{r} = 0. \quad (D.11)$$

Tendo em vista as Equações (D.10) e (D.11), deriva-se:

$$\mu = \frac{Lk_1(z_1 - r) + z_2}{z_2 - E} \quad (D.12)$$

D.2 Controle PBC de conversores buck-boost

Para dedução da lei de controle PBC, repete-se por conveniência a equação do conversor buck-boost em espaço de estados

$$\dot{z}_1 = (1 - \mu) \frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L}, \quad (2.40)$$

$$\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2. \quad (2.41)$$

Como visto na Seção 2, o circuito médio do conversor buck-boost também pode ser escrito por equações Euler- Lagrange descritas por:

$$D_B \dot{z} + (1 - \mu) J_B z + R_B z = \mu F \quad (2.38)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (2.39)$$

nas quais, μ é a razão cíclica sendo que $0 \leq \mu < 1$.

Considera-se o vetor erro dos estados

$$\tilde{z} = z - z_d \quad (D.13)$$

e um termo de amortecimento R_{damp} dado por:

$$R_{\text{damp}} = \begin{bmatrix} R_{1\text{damp}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (D.14)$$

Outras definições acerca de passividade, assim como as equações necessárias para o controle tendo em vista esse método, podem ser visualizadas em Sira-Ramirez *et al.* (1997).

A seguir, tais equações são descritas de forma resumida.

Substituindo (D.13) e (D.14) em (2.38), tem-se que

$$\begin{aligned} D_B \dot{\tilde{z}} + (1 - \mu) J_B \tilde{z} + R_B \tilde{z} + R_{\text{damp}} \tilde{z} &= \psi, \\ \psi &= F - [D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d] + R_{\text{damp}} \tilde{z}. \end{aligned} \quad (D.15)$$

Para anular a dinâmica, basta fazer $\Psi = 0$, produzindo

$$\begin{aligned} L \dot{z}_{1d} - (1 - \mu) z_{2d} - R_{1\text{damp}} \tilde{z}_1 &= \mu E, \\ C \dot{z}_{2d} + (1 - \mu) z_{1d} + G z_{2d} &= 0. \end{aligned} \quad (D.16)$$

Dado uma entrada contante E , o objetivo de controle é regular a tensão de saída no valor desejado z_{2d} . Por meio de controle indireto da corrente, tem-se:

$$z_{1d} = I_d \quad (D.17)$$

Substituindo (D.17) em (D.16), obtém-se:

$$\mu = \frac{R_{1\text{damp}} (z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E} \quad (D.18)$$

$$\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu) z_{1d} - G z_{2d}}{C} \quad (D.19)$$

Por meio de (D.18-D.19) e após algumas manipulações algébricas encontra-se a equação de controle genérica do sistema em função apenas de μ :

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)}{C[E + (z_1 - I_d)R_1]} \left[\begin{array}{l} (1-\mu)^2 I_d - \frac{\mu E + (z_1 - I_d)R_1}{R} \\ -\frac{R_1 C}{L} [\mu E + (1-\mu)z_2] \end{array} \right] \quad (D.20)$$

A dinâmica de ordem zero com o controle dado por (D.20) é :

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)}{RCE} \left[(1-\mu)^2 R I_d - \mu E \right] \quad (D.21)$$

cujo ponto de equilíbrio

$$\mu^* = 1 + \frac{E}{2RI_d} - \sqrt{\left(\frac{E}{2RI_d}\right)^2 + \frac{E}{RI_d}} \quad (D.22)$$

é assintoticamente estável.

D.3 Controle IDA-PBC para conversores buck-boost

Os pontos fixos do sistema buck-boost, obtidos quando $\dot{z}_1 = 0$ e $\dot{z}_2 = 0$ nas Equações (2.40) e (2.41) são:

$$\bar{z}_1 = \frac{\mu E G}{(1-\mu)^2} \quad (D.23)$$

$$\bar{z}_2 = -\frac{\mu E}{(1-\mu)} \quad (D.24)$$

Ao considerar μ como um valor constante em (D.23) e (D.24) como o equilíbrio (denotado por $\bar{\mu}$) de (2.40) e (2.41) e igualar essas duas equações, verifica-se a relação algébrica:

$$\bar{z}_1 = G\bar{z}_2 \left(\frac{\bar{z}_2}{E} - 1 \right) \quad (D.25)$$

Considerando como valor desejado na saída do capacitor $z_{2d} = \bar{z}_2 = V_d$, o ponto de equilíbrio para estabilizar \bar{z} e a constante de controle $\bar{\mu}$ é dado por :

$$\bar{z} = [z_1^*, z_2^*]^T = \left[\text{GV}_d \left(\frac{V_d}{E} - 1 \right), V_d \right]^T, \quad \bar{\mu} = 1 - \frac{E}{E - V_d}. \quad (\text{D.26})$$

O objetivo principal do controle IDA-PBC é encontrar uma função estática por meio da realimentação de estado $\mu = \nu(z)$ de modo que a dinâmica em malha fechada seja um sistema Hamiltoniano de Entrada de Controle (PCH) do tipo

$$\dot{z} = [J_d(z, \mu) - R_d] \frac{\partial H_d}{\partial z}(z) \quad (\text{D.27})$$

onde a nova função de energia H_d possui um mínimo local no ponto de equilíbrio desejado \bar{z} , $J_d(z, \nu(z)) = -J_d^T(z, \nu(z))$ e $R_d(z) = R_d^T(z) \geq 0$ são as desejadas matrizes de interconexão e amortecimento, respectivamente.

Dado o sistema:

$$\dot{z} = [J_H(z, \mu) - R_H] \frac{\delta H}{\delta z}(z) + \mathfrak{G}_H(z, \mu) \quad (\text{D.28})$$

e assumindo que é possível encontrar os vetores $\nu(z)$, $K(z)$ e as matrizes $J_{aH}(z)$, $R_{aH}(z)$ que satisfazem

$$\begin{aligned} & \left\{ J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) - [R_H(z) + R_{aH}(z)] \right\} K(z) = \\ & - \left[J_{aH}(z, \nu(z)) - R_{aH}(z) \right] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + \mathfrak{G}_H(z, \nu(z)) \end{aligned} \quad (\text{D.29})$$

e tal que a estrutura é preservada conforme

$$\begin{aligned} J_d & \stackrel{\Delta}{=} J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z) \\ & = - [J_H(z, \nu(z)) + J_{aH}(z)]^T \\ R_d & \stackrel{\Delta}{=} R_H(z) + R_{aH}(z) \\ & = - [R_H(z) + R_{aH}(z)]^T \geq 0. \end{aligned} \quad (\text{D.30})$$

Selecionando o termo de amortecimento R_{aH} dado por:

$$R_{aH} = \begin{bmatrix} R_{aH} & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \quad (\text{D.31})$$

que de acordo com Rodriguez *et al.* (2000), conduz a seguinte matriz em malha fechada

$$\mathbf{R}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{aH} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{D.32})$$

Substituindo \mathbf{R}_{aH} em (D.30), assumindo $\mu = \nu(z_2)$ e $\mathbf{J}_H(\nu(z)) - \mathbf{R}_d$ invertível, obtém-se o vetor ganho de controle \mathbf{K} dado por

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{G}\mathbf{L}z_2}{(1 - \nu(z_2))} \\ \frac{\mathbf{C}\mathbf{G}(\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2z_1 + \mu\mathbf{E})}{(1 - \nu(z_2))} - \frac{\mathbf{G}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{L}^2\mathbf{C}z_2}{(1 - \nu(z_2))^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.33})$$

A condição necessária e suficiente para que o vetor \mathbf{K} seja gradiente de uma função escalar é :

$$\frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial z_1}(z) = \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial z_2}(z). \quad (\text{D.34})$$

Assim, essa condição se reduz a uma simples ODE:

$$\frac{z_2}{(1 - \nu(z_2))} \frac{\partial \nu(z_2)}{\partial z_2} = -(1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}) \quad (\text{D.35})$$

a qual pode ser facilmente resolvida pelo método da separação das variáveis de modo a obter :

$$\begin{aligned} \mu &= 1 - c_1 z_2^\alpha, \\ \alpha &= 1 - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{R}_{aH}\mathbf{R}. \end{aligned} \quad (\text{D.36})$$

A constante c_1 é escolhida de forma a assegurar o equilíbrio de

$$\frac{\partial \mathbf{H}_d}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = \frac{\partial \mathbf{H}_a}{\partial \mathbf{z}}(\bar{\mathbf{z}}) = 0 \quad (\text{D.37})$$

o que implica em:

$$c_1 = \frac{(1 - \bar{\mu})}{V_d^\alpha} \quad (\text{D.38})$$

e na equação geral de controle IDA-PBC:

$$\mu = 1 - (1 - \bar{\mu}) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (\text{D.39})$$

Substituindo (D.26) em (D.39), deriva-se:

$$\mu = 1 - \left(\frac{E}{E - V_d} \right) \left(\frac{z_2}{V_d} \right)^\alpha. \quad (\text{D.40})$$

D.4 Estabilidade de conversores buck-boost

D.4.1 Estabilidade do controle indireto de conversores buck-boost (CC-CC)

No subcapítulo 6.2, observa-se que o controle direto para conversores boost (escolhendo a variável z_2 como referência) não é factível. Isso também vale para o conversor buck-boost como demonstra Sira-Ramirez *et al* (1997).

Como foi mencionado na Seção 4.2.5, o controle SFL possui a mesma dinâmica de ordem zero do controle PBC. Nesse sentido, avalia-se a estabilidade da dinâmica de ordem zero do sistema em malha fechada. Se a estabilidade de ordem zero for exponencialmente estável, assegura-se que a estabilidade da dinâmica interna é localmente assintoticamente estável.

Assim, a equação que descreve a dinâmica de ordem zero é obtida fazendo o erro igual a zero e substituindo as variáveis de estado pelos seus respectivos valores em regime permanente nas Equações (2.41) e (D.12) para o controle SFL e nas Equações (D.18) e (D.19) para o controle PBC.

Repete-se por conveniência as equações do controle indireto para o conversor buck-boost :

$$\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2, \quad (2.41)$$

$$\mu = \frac{Lk_1(z_1 - I_d) + z_2}{z_2 - E}, \quad (D.12)$$

$$\mu = \frac{R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E}, \quad (D.18)$$

$$\dot{z}_{2d} = \frac{-(1 - \mu) z_{1d} - G z_{2d}}{C}. \quad (D.19)$$

Por meio de (2.41) e (D.12) ou de (D.18-D.19) encontra-se as equações de ordem zero:

$$\mu = \frac{z_{2d}}{z_{2d} - E}, \quad (\text{D.56})$$

$$\dot{z}_{20d} = \frac{-(1-\mu)I_d - G z_{2d}}{C}. \quad (\text{D.57})$$

Por meio de (D.56) e (D.57), a dinâmica de ordem zero em função de μ é:

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)}{RCE} \left[(1-\mu)^2 R I_d - \mu E \right] \quad (\text{D.58})$$

cujo ponto de equilíbrio

$$\mu^* = 1 + \frac{E}{2RI_d} - \sqrt{\left(\frac{E}{2RI_d}\right)^2 + \frac{E}{RI_d}} \quad (\text{D.59})$$

é assintoticamente estável.

E APÊNDICE E: Definição dos ganhos dos controladores

Nessa seção, procura-se estipular os ganhos dos controladores não lineares. Três configurações diferentes são apresentadas para o conversor boost PFC, conforme Tabela E.1. Sobretudo, procura-se os valores dos ganhos que correspondem a uma resposta rápida (menor que 0,5 s), com pouca oscilação e baixo *overshoot* (menor que 25 %). Além disso, o principal critério de desempenho é o índice THD (quanto menor, melhor).

Tabela E.1. Parâmetros do *boost* usados na simulação.

Parâmetro	Configuração 1	Configuração 2	Configuração 3
R	52.5 Ω	151.51 Ω	30 Ω
R_{min}	1 Ω	5 Ω	5 Ω
R_{max}	105 Ω	250 Ω	60 Ω
L	0,6 mH	1,54 mH	10 μ H
C	2800 μ F	760 μ F	50 μ F
$z_2(0)$	140 V	200 V	3 V
V_{in}	100 Vrms	141,42 Vrms	1 Vrms
E_{max}	141,42 V	180 V	1,41 V
V_d	180 V	300 V	5 V

Repete-se por conveniência equações de controle PBC para o conversor boost :

$$\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu) z_{1d} - G z_{2d} + R_{2damp} (z_2 - z_{2d})}{C}, \quad (3.32)$$

$$\mu = 1 - \frac{[E + R_{1damp} (z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}. \quad (3.33)$$

O ganho R_{1damp} trata-se do principal, pois além de ser comum no controle SFL e PBC, é responsável pelo rastreamento da corrente z_1 (a variável escolhida a ser controlada) no seu valor desejado z_{1d} . Seu comportamento é análogo ao ganho derivativo para controladores clássicos. Repare que não é necessário integrar a Equação (3.33), o ganho R_{1damp} multiplica o erro da corrente ($z_1 - z_{1d}$). Já o ganho R_{2damp} é análogo ao ganho integrativo, já que procura minimizar erros em regime permanente da tensão saída z_2 .

Repare que se torna necessário integrar a Equação (3.32) para retornar o valor desejado z_{2d} . Para o sistema CC-CC, quanto maior o valor de R_{1damp} maior a velocidade de rastreamento da corrente desejada z_{1d} , fazendo com que o erro $z_1 - z_{1d}$ aproxime-se de zero mais rapidamente. Entretanto, na prática, há limites para o valor de R_{1damp} devido ao processo de amostragem (Rao *et al.*, 2008 a) . O valor de R_{1damp} não pode ser muito elevado, pois neste caso o sinal da razão cíclica pode ficar oscilando e se estabelecendo nos limites 0 e 1, o que leva a efeitos indesejáveis. Em suma, os seguintes passos são listados:

- Encontrar R_{1damp} de partida:
 - o primeiro passo é encontrar o sistema CC-CC análogo ao sistema CA-CC. Para tanto, o valor da entrada no sistema CC-CC corresponde ao valor rms da entrada no sistema PFC.
 - Plotar as partes real e imaginária dos autovalores tendo em vista variações de R_{1damp} para o sistema CC-CC correspondente. Este gráfico é importante para se ter noção do valor de R_{1damp} , o qual a resposta deixa de ser oscilatória (parte imaginária dos autovalores nula). Os autores Jeltsema, e Scherpen (2004) sugerem a seguinte fórmula para encontrar R_{1damp} ideal com rápida resposta e pouca oscilação, onde $\gamma = 0,5$, C é o valor do capacitor, L, do indutor e G a condutância da carga:

$$G_{1damp} = \frac{1 - \mu}{1 - \gamma} \sqrt{\frac{C}{L}} - G, \quad (E.1)$$

$$R_{1damp} = \frac{1}{G_{1damp}}. \quad (E.2)$$

- O valor inicial da tensão do capacitor é iniciado em $z_{20} = V_d$. Como se tem interesse no rastreamento da corrente, deixa-se de lado a dinâmica de regulação da tensão desejada.
- Pela mesma razão, estipula-se $z_2 = V_d$ na Equação (3.25).

- Varia-se e aumenta-se gradativamente o valor de R_{1damp} obtendo os índices de THD da corrente da rede;
- Varia-se a carga nominal para 100%, visto que o pior caso (elevados índices de THD) é considerado para cargas leves.
- Varia-se e aumenta-se gradativamente o valor do ganho integral k_{int} obtendo os índices de THD da corrente da rede.
- Varia-se e aumenta-se gradativamente o valor do ganho adaptativo de carga k obtendo os índices de THD da corrente da rede. Este ganho não é usado no controle SFL.
- Varia-se e aumenta-se gradativamente o valor de R_{2damp} obtendo os índices de THD da corrente da rede. O uso desse ganho é facultativo quando se utiliza o ganho integral.

Tais passos são realizados para as três diferentes configurações mostradas na Tabela E.1.

1) Partes real e imaginária dos autovalores tendo em vista variações de R_{1damp} .

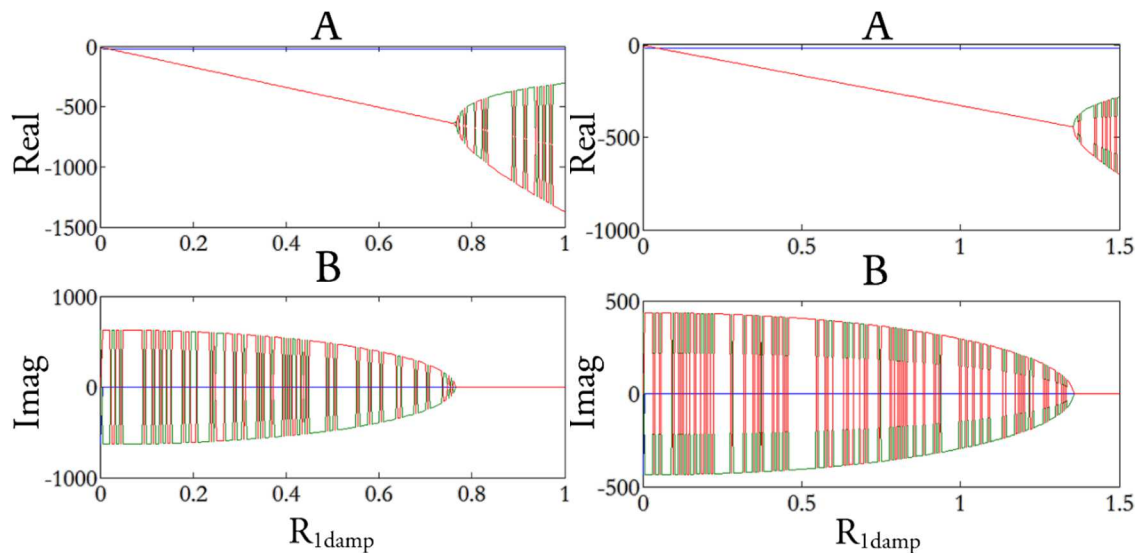


Figura E.1. Parte real e imaginária dos autovalores com controle indireto CC-CC para configuração 1 (esquerda) e configuração 2 (direita).

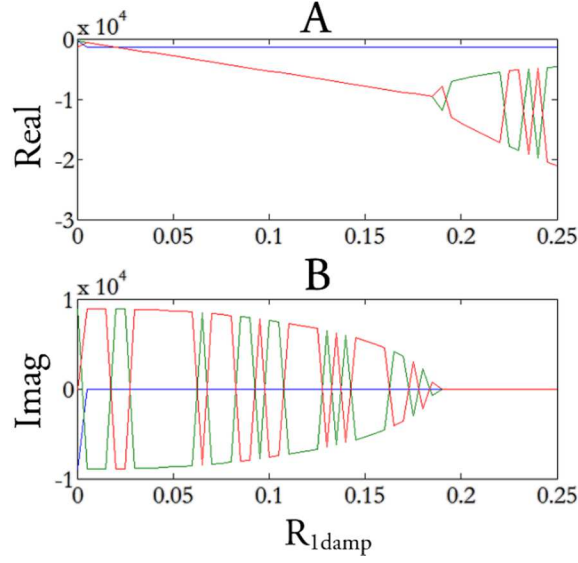


Figura E.2. Parte real e imaginária dos autovalores com controle indireto CC-CC para configuração 3.

2) Cálculo do R_{1damp} de partida:

$$G_{1damp1} = \frac{1 - \mu_1}{1 - \gamma} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} - G_1 = 2,48, \quad (E.3)$$

$$R_{1damp1} = \frac{1}{G_{1damp1}} = 0,42. \quad (E.4)$$

$$G_{1damp2} = \frac{1 - \mu_3}{1 - \gamma} \sqrt{\frac{C_3}{L_3}} - G_3 = 0,66, \quad (E.5)$$

$$R_{1damp2} = \frac{1}{G_{1damp2}} = 1,53. \quad (E.6)$$

$$G_{1damp3} = \frac{1 - \mu_2}{1 - \gamma} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} - G_2 = 0,86, \quad (E.7)$$

$$R_{1damp3} = \frac{1}{G_{1damp3}} = 1,16. \quad (E.8)$$

3) Variação de R_{1damp} e obtenção os índices de THD da corrente da rede:

Tabela E.2. THD da corrente da rede em função de R_{1damp} para o controle SFL.

R_{1damp1}	THDi (%)		R_{1damp2}	THDi (%)		R_{1damp3}	THDi (%)	
	R			R			R	
	52,5 Ω	105 Ω		151,55 Ω	303,02 Ω		30 Ω	60 Ω
0,05	28,12	33,54	0,1	25,54	30,93	0,01	9,04	23,9
0,1	25,81	30,71	1	13,62	18,80	0,1	7,88	18,24
0,3	23,25	29,54	20	3,47	5,91	0,3	7,90	17,92
0,5	21,93	28,17	40	2,84	4,51	0,5	7,16	16,96
3	5,59	9,73	60	2,67	4,29	0,6	6,96	16,79
10	5,01	8,25	65	2,58	4,13	0,65	6,83	18
15	4,9	8,55	70	2,61	4,04	0,7	6,89	18,80
20	4,83	8,38	75	2,61	4,10	0,75	6,95	20,35
25	4,81	8,18	80	2,58	4,08	0,8	6,84	21,93
30	4,79	8,12	85	2,50	4,06	1	7,22	28,94
31	4,84	8,21	88	2,50	3,96	2	26,6	32,29
32	4,84	8,20	90	2,67	4,22	3	30,46	29,16
33	4,78	8,1	91	2,77	4,41	10	28,70	27,49
34	4,8	8,1	93	5,22	7,79	12	28,88	27,46
36	5,22	9,35	96	8,62	10,04	15	28,63	27,45
45	7,16	18,85	99	13,29	13,55	35	28,58	27,43
60	25,81	32,35	100	14,63	16,43	100	28,56	27,42

4) Variação de k_{int} e obtenção os índices de THD da corrente da rede:

Tabela E.3. Variação do termo integral, THD da corrente da rede e tempo de acomodação.

k_{int1}	THDi (%)			Tempo de acomodação (s)	
	Carga (Ω)			Tv	Tc
	25	52,5	105		
-2	2,02	4,65	9,86	0,33	0,25
-500	0,93	2,95	8,01	0,3	0,1
-1500	0,89	2,08	6,7	0,3	0,1
-2000	2,55	1,83	5,4	0,31	0,1
-2500	3,18	1,47	4,7	0,31	0,1
-5000	27,6	32,3	11	0,55	>0,6
k_{int2}	THDi (%)			Tempo de acomodação (s)	
	Carga (Ω)			Tv	Tc
	75,75	151,51	303,02		
-0,2	2,75	4,28	8,3	0,25	0,15
-2	2,69	4,21	7,8	0,2	0,1
-20	2,73	4,03	7,2	0,2	0,1
-100	2,47	4,02	7,02	0,05	0,05
-200	2,56	3,62	6,42	0,05	0,05
-500	4,17	4,47	9,99	0,05	0,05

5) Variação do ganho adaptativo k e obtenção os índices de THD da corrente da rede:

Para o teste de variação de R_{ldamp} é importante conhecer o valor máximo do ganho adaptativo k . Os autores Rao *et al.* (2008 a) provam e sugerem a seguinte expressão para o valor limite de k :

$$0 < k < \epsilon_1 \frac{\beta G_{\text{min}} - \gamma C^{-1} G_{\text{max}}^2}{\gamma (z_2(0) - V_d)^2}, \quad (\text{E.9})$$

$$\beta = \frac{E_{\text{max}} \xi}{C}, \quad (\text{E.10})$$

$$\gamma = \frac{L \xi^2 G_{\text{max}}}{2C}, \quad (\text{E.11})$$

$$\xi = \frac{2V_d^2}{E_{\text{max}}}, \quad (\text{E.12})$$

$$R_{\text{max}} = \frac{1}{G_{\text{min}}}, \quad (\text{E.13})$$

$$R_{\text{min}} = \frac{1}{G_{\text{max}}}, \quad (\text{E.14})$$

Onde ϵ_1 é uma constante pequena considerada, o valor inicial no capacitor $z_2(0)$ é suficientemente maior que a tensão de entrada com valor de pico E_{max} , C é a capacitância, L a indutância, V_d é o valor desejado na tensão de saída, G_{min} e G_{max} são as condutâncias mínimas e máximas.

Considerando $\epsilon_1 = 1$ e os valores dados pela Tabela E.1, encontram-se os valores de $k_{1\text{max}} = 0,22$, $k_{2\text{max}} = 0,015$ e $k_{3\text{max}} = 200$ para as três configurações do conversor boost.

Tabela E.4. THD da corrente da rede em função do ganho adaptativo k .

k_i	THDi (%)			Tempo de acomodação (s)	
	Carga (Ω)			T_v	T_c
	25	52,5	105		
0,0022	2,75	4,17	8,75	0,3	0,15
<u>0,022</u>	<u>0,89</u>	<u>3,62</u>	<u>6,42</u>	<u>0,3</u>	<u>0,1</u>
0,22	8,21	12,67	8,59	>0,6	>0,6

THDi (%)

k_2	Carga (Ω)			Tempo de acomodação (s)	
	75,75	151,51	303,02	T_v	T_c
0,00015	2,32	5,16	8,75	0,15	0,15
0,0015	2,56	3,91	6,42	0,05	0,05
0,015	13,32	11,71	8,59	0,03	0,03

F APÊNDICE F: Modelagem reduzida e controle de conversores CUK e SEPIC

Os conversores SEPIC e CUK são sistemas de quarta ordem, portanto, há a preocupação em reduzir o número de estados e medições. Os autores Rodriguez *et al.* (2005) e Meghnous *et al.* (2013) utilizam métodos que incluem observadores e imersão. Estes dois temas são relevantes para redução do número de sensores, embora não sejam abordados neste trabalho. Desse modo, sugere-se a modelagem reduzida tendo como base o modelo do conversor boost.

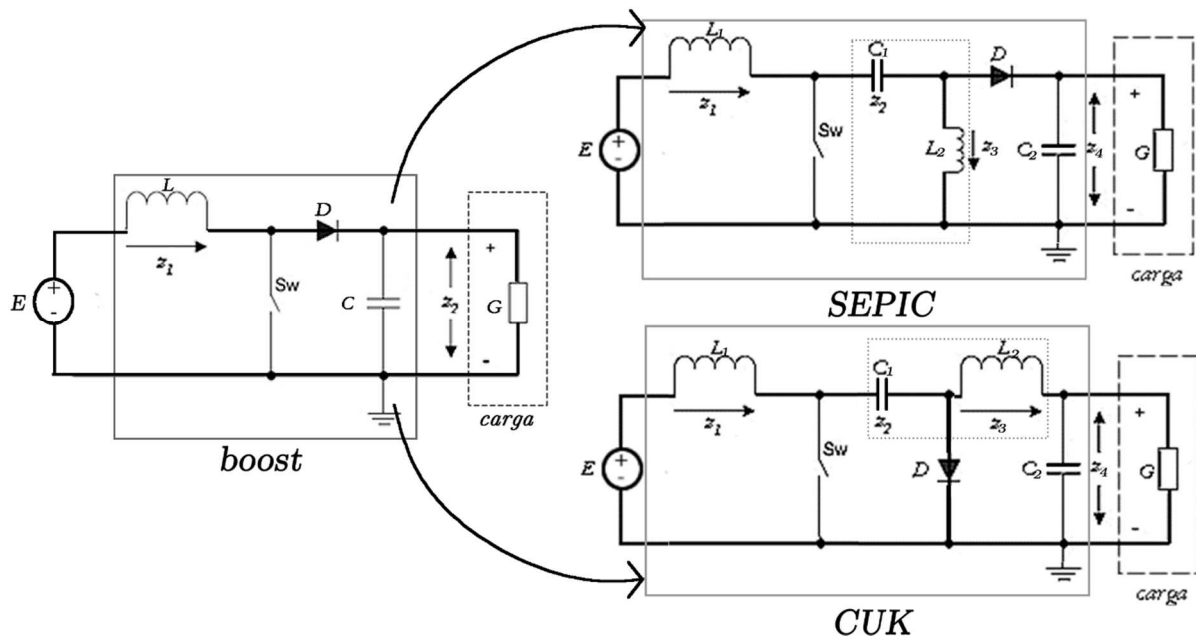


Figura F.1. Conversores boost, SEPIC e CUK juntos.

Na Figura F.1, observa-se que ao retirar os elementos intermediários (L_2 e C_1) destacados pela linha pontilhada, os conversores CUK e SEPIC tornam-se semelhantes ao conversor boost. Apesar de serem derivados do conversor buck-boost (abaixam ou elevam a tensão de saída), esses conversores de quarta ordem possuem pontos de equilíbrio semelhantes ao boost, conforme mostra a Tabela F.1. Não é portanto que esses três conversores são recomendados para atuarem em sistemas PFC.

Tabela F.1. Pontos de equilíbrio dos conversores boost, SEPIC e CUK

	$z_1^*(L, L_1)$	$z_2^*(C_1)$	$z_3^*(L_2)$	$z_4^*(C, C_2)$
Boost	$\frac{G}{E} V_d^2$	-	-	V_d
CUK	$\frac{G}{E} V_d^2$	$E - V_d$	GV_d	V_d
SEPIC	$\frac{G}{E} V_d^2$	E	GV_d	V_d

Portanto, é possível utilizar as equações do boost e aplicá-las para o controle de conversores SEPIC e CUK substituindo as variáveis de estado eliminadas (z_2 e z_3) pelas pontos de equilíbrio, fornecidos pela Tabela F.1, representados por fontes dependentes no modelo físico. Se substituirmos, por exemplo, z_2 por E e z_3 por GV_d , no conversor SEPIC, economiza-se dois sensores. No conversor CUK, o procedimento é semelhante, embora a referência seja negativa ($V_d < 0$), visto que há inversão de polaridade. A Figura F.2 resume esse processo.

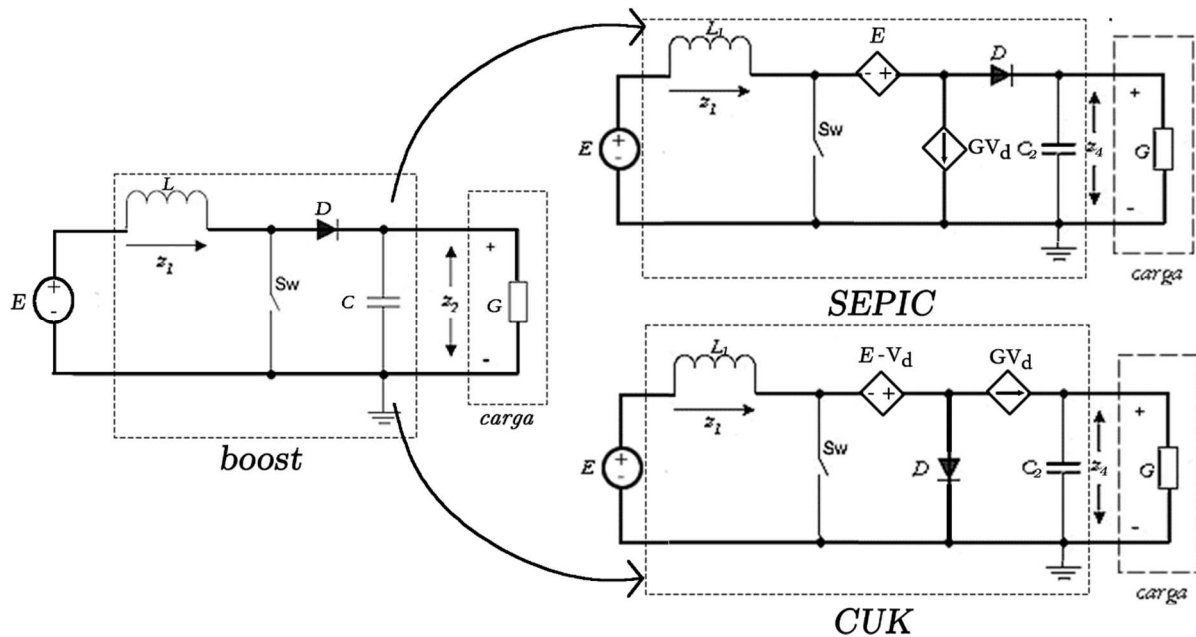


Figura F.2. Conversores boost, SEPIC e CUK com modelagem reduzida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Deng, W., Zhang, B., Qiu, D. e Hu, Z. (2005). The Research of Decoupled State Variable Feedback Linearization Control Method of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier. Proceedings of the CSEE, Vol.25, No.7, pp. 97-103.

Erickson, R. W. (1997). Fundamentals of Power Electronics. Chapman and Hall.

Escobar, G., Ortega, R., Sira-Ramirez, H., Vilain, J. P. e Zein, I. (1999). An experimental comparison of several non linear controllers for power converters, Control Systems Magazine, IEEE Control Systems Society.

Escobar, G., Chevreau, D., Ortega, R., Mendes, E. (2001). An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier', IEEE Trans. Control Syst. Technol., Vol 9 (4), pp. 637-644.

Escobar, G. and Sira-Ramirez, H. A. (1998). Passivity Based-Sliding Mode Control Approach for the Regulation of Power Factor Precompesators. 37th IEEE Conference on Decision & Control, Florida, USA, pp. 2423-24.

Hilaret, O. B., Azib, T., Talj, R. (2010). Interconnection and damping assignment passivity-based control of a fuel cell system. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Bari, Italy.

Kassakian, J.G., Schelcht, M.F. and Verghese, G.C. (1991). Principles of Power Electronics. Addison-Wesley.

Jeltsema, D. e Scherpen, J.M.A. (2004). Tuning of passivity-preserving controllers for switched-mode power converters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 49(8), pp 1333-1344.

Kanaan, H. Y. e Al-Haddad, K. (2005). A novel averaged-model-based control of a SEPIC power factor corrector using the input/output feedback linearization technique. In Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th, pp. 565-571.

Khalil, H. K. (2006). Nonlinear Systems. 3 Ed, Prentice Hall.

Lee, T. S. (2004). Lagrangian modeling and passivity based control of three-phase AC/DC voltage source converters. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol 51, pp 892-902.

Leyva R., Cid-Pastor, A., Alonso, C., Queinnec, I., Tarbouriech, S. e Martinez-Salamero, L. (2006). Passivity-based integral control of a boost converter for large-signal stability. IEE Proceedings. Control Theory and Applications, Vol. 153-2, pp. 139-146.

Mohan, M., Undeland, T. M., Robbins, S. W. P. (2003). Power Electronics: converters, applications, and design. 3 ed. New York: John Wiley.

Morais, L. M. F. , Santos Filho, R. , Cortizo, C. P. , Seleme Jr, Seleme Isaac , Donoso-Garcia, P.F., Seixas, P.F. (2009). PLL-Based Repetitive Control Applied to the Single-Phase Power Factor Correction Using Boost Converter. 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON2009, Porto.

Mammano, B. e Dixon, L. (1991). Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies. PCIM, pp. 8-18.

Marquez, R., Rodriguez, H., Spinetti-Rivera, M. (2008). Revisiting IDA-PBC, open-loop control, and modelling for the boost DC-DC power converter. Latin American Congress of Automatic Control.

Meghnous, A. R., Pham, M. T., e Lin-Shi, X. (2013). Nonlinear observer and Lyapunov-based control for SEPIC converter: design and experimental results. In American Control Conference (ACC), IEEE, pp. 5833-5838.

Meisel, J. Principles of Electromechanical Energy Conversion. McGraw-Hill, 1966.

Monteiro, L. H. A. Sistemas Dinâmicos. Livraria da Física, 2006.

Oliveira, E.A., Morais, L. M., Seleme, I. S., Donoso-Garcia, P.F. (2009). Controle adaptativo baseado em passividade aplicado conversores estáticos operando como corretores de fator de potência. Eletrônica de Potência - SOBRAEP (Florianópolis), Vol.14, No. 12, pp. 107-116.

Ortega, R., Loria, A., Nicklasson, P.J. e Sira-Ramirez, H. (1998). Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems. Londres: Springer-Verlag.

Ortega, R., van der Shaft, A., Maschke, B. e Escobar, G. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. Automatica, Vol 38, pp 585-596.

Prodic, A., Chen, J., Erickson, R.W. e Maksimovic, D. (2003). Self-tuning digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamic response. IEEE Trans. Power Electron.—Special Issue Digital Control, Vol. 18, pp. 420–428.

Rao, V. M., Jain, A. K., Reddy, K. K., & Behal, A. (2008 a). Nonlinear control of a single phase unity power factor rectifier: design, analysis, and experimental results. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, 16(6), 1301-1307.

Rao, V. M., Jain, A. K., Reddy, K. e Behal, A. (2008 b). Experimental comparison of digital implementations of single-phase PFC controllers. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp.67 - 78.

Real-Time Workshop, for use with Simulink: User's Guide, Version 6.

Rodriguez, H., Ortega, R., Escobar, G. e Barabanov, N. (2000). A robustly stable output feedback saturated controller for the boost dc-to-dc converter. *Systems Control Lett.*, Vol. 40, pp. 1–8.

Rodriguez, H., Ortega, R., Escobar, G. (2001). A new family of energy-based non-linear controllers for switched power converters. *Proc. IEEE ISIE Conf.*, Vol. 2, pp. 723 -727.

Rodriguez, H., Ortega, R., & Astolfi, A. (2005). Adaptive partial state feedback control of the DC-to-DC Cuk converter. In *Proc. American Control Conference*, Portland, Oregon, pp. 5121-5126.

Roggia, L., Beltrame, F., Baggio, J. E. e Pinheiro, J. R. (2009). Digital control system applied to a PFC boost converter operating in mixed conduction mode. In: *Proc. Brazilian Power Electron. Conf. COBEP*, pp. 698–704.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C., Mendes, M. A. S. (2011) . Passivity-based Control Of PFC Boost Converter With Highlevel Programming. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP, 2011, Natal. Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, p. 801-806.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. (2012 a). Um Exemplo Prático de Controle Não Linear: Linearização por Realimentação de Estados de Conversores Boost CFP. In: *Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, p. 4340-4344.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C. (2012 b). Controle Baseado em Passividade de Conversores Flyback. In: *Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, p. 4747-4752.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Cortizo P. C. (2012 c). Controle de Conversores Boost CFP Baseado em Passividade Utilizando PLL. In: *Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina. Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, p.1569-1574.

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. Cortizo P. C. (2012 d). Passivity-based control of boost converters using PLL. In: *10th IEEE/IAS International Conference on Industrial Application - INDUSCON, 2012, Fortaleza. Proceedings of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industrial Application - INDUSCON, Vol. 1. p. 1569-1574.*

Rosa, A. H. R., Seleme, S. I., Morais, L. M. F. (2014). Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas ao conversor Boost PFC Trifásico. In: *Congresso Brasileiro de*

Automática - CBA, 2014, Belo Horizonte. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática,. p. 4137-4144.

Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P., Fabiano, B. e Licitra, C. (1994). Fast-response high-quality rectifier with sliding mode control. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9(2), pp 146-152.

Sanders, R. and Verghese, G. C. (1992). Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.7, No.1, pp. 17-24.

Scherpen, J. M., Klaassens, J. B., e Balini, L. (1999). Lagrangian modeling and control of DC-to-DC converters. In *Proceedings of the 1999 International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Copenhagen, Denmark, pp. 31-14.

Seker, M. e Zergeroğlu, E. (2011). Nonlinear Control of Flyback type DC to DC Converters: An Indirect Backstepping Approach. *2011 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, pp. 65-69.

Seleme, S.I., Rosa, A. H. R., Morais, L. M. F., Donoso-Garcia, P. F., Cortizo, P. C. (2012). Evaluation of adaptive passivity-based controller for power factor correction using a boost converter. *IET Control Theory & Applications (Online)*, Vol. 6, pp. 2168-2178.

Seleme, S. I., Morais, L. M. F., Rosa, A. H. R., Torres, L. A. B.(2013). Stability In Passivity-Based Boost Converter Controller For Power Factor Correction. *European Journal of Control*.

Sira-Ramirez, H. e Nieto, M. D. (1996). A Lagrangian Approach to Average Modeling of Pulsewidth-Modulation Controlled DC-to DC Power Converters. *IEEE Transactions on circuits and systems*, Vol.43, pp 427-430.

Sira-Ramirez, H., Perez-Moreno, R.A, Ortega, R. e Garcia-Esteban, M (1997). Passivity-based controllers for the stabilization of dc-to-dc power converters. *Automatica*, Vol.33, No.4, pp. 499-513.

Soares, L. T. F., Pimenta, C. M., Seleme, I. S, Stopa, M. M., Silva, S. R.(2012). Controle Baseado em Passividade de um Sistema de Geração de Energia Eólica com Gerador Síncrono a Imãs Permanentes e Conversor Pleno. In: *Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, Vol. 1, pp. 1-6.

Tang, Y., You, H. e Zou, Z. (2008). Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase ac/dc voltage-source converters. *IEEE Int. Conf. on Automation and Logistics, ICAL*, pp. 591-595.

The MathWorks Web site , "Embedded Target for the TI TMS320C2000 DSP Platform for Use with Real-TimeWorkshop User's Guide".

The MathWorks Web site , "Real-Time Workshop, for use with Simulink: User's Guide".

van der Schaft, A. J. (1999). L2-gain and passivity techniques in nonlinear control. Berlin: Springer.

Zhou, C., Ridley, R., e Lee, F.C. (1990). Design and analysis of an hysteretic boost power factor correction circuit. IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC, Vol. 1, pp800-807.

Zane, R. e Maksimovic, D. (1998). Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13(2), pp 213-221.

ANEXO I - DIAGRAMAS DE BLOCOS
INTERRUPÇÃO PRINCIPAL

