

Eduardo Augusto Oliveira

**Aplicação do controle baseado em passividade
em conversores estáticos operando como pré-
reguladores de fator de potência**

Belo Horizonte, MG
UFMG/PPGEE
2008

Eduardo Augusto Oliveira

**Aplicação do controle baseado em passividade em
conversores estáticos operando como pré-reguladores de
fator de potência**

Dissertação apresentada ao curso de mestrado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito à obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior

Co-orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso-Garcia

Belo Horizonte, MG
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Escola de Engenharia - UFMG
2008

Ao meu filho, Victor.

Aos meus pais, Heloisa e Vergílio.

AGRADECIMENTOS

À Deus, por tudo.

Ao meu filho, Victor, por todos os instantes de amor compartilhado ao longo destes anos. Cada sorriso, cada abraço, cada afago foram essenciais para este momento.

Aos meus pais, Heloisa e Vergílio, por todos os ensinamentos e pelo apoio em todos os momentos difíceis, e à minha irmã Pollyana, pela amizade que sempre nos uniu. Este trabalho é fruto também do que fizeram por mim ao longo de minha vida

À minha Flávia, pelo amor, carinho, respeito e por todo apoio.

Aos meus orientadores, Seleme Isaac e Pedro Donoso, pela confiança depositada e por todo conhecimento compartilhado para a realização deste trabalho.

Ao professor Lenin Moraes pela profunda colaboração ao longo de todo o trabalho. Aos professores Marcos Severo e Porfírio Cortizo pelo apoio e pelas informações de hardware e software durante a montagem experimental. Ao professor Leonardo Tôrres pela composição da banca examinadora e contribuições no fechamento deste trabalho.

Aos professores e funcionários do DEN-UFMG, pelo apoio e companheirismo ao longo dos três anos de convivência diária. Aos alunos do DEN, especialmente os amigos Fabiano, Mário, Cristina e Adelk, pela convivência amigável e a troca de conhecimentos.

Aos amigos Alexandre e Lucas, pelo incentivo mútuo nessa caminhada em paralelo para a obtenção do título de mestre.

Aos companheiros de especialização Thiago, José Ronaldo, Hélio e Luís, pela amizade e pelo auxílio primordial na reta final deste trabalho.

"Predictability: Does the Flap of a Butterfly's Wings in Brazil Set Off a Tornado in Texas?"

Edward Norton Lorenz (1917-2008)

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

α	Constante estritamente positiva
$\beta(u)$	Função genérica de u
γ	Razão da tensão de saída pela tensão de pico na entrada do conversor <i>buck</i> CFP
δ	Constante positiva
Δ_1	Relação entre o intervalo de tempo de corrente nula e o período
Δi	Ondulação na corrente do indutor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
Δz_{1_max}	Ondulação máxima de corrente no indutor para o <i>boost</i>
Δz_{2_max}	Ondulação máxima de tensão no capacitor para o <i>boost</i>
η	Rendimento
$\tilde{\theta}$	Erro de estimação da carga
$\hat{\theta}$	Condutância estimada para carga do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
λ	Resultado da função seno de γ
μ	Razão cíclica
μ_{int}	Razão cíclica somada ao termo <i>Int</i>
μ_{max}	Razão cíclica máxima para o funcionamento do controle em um conversor <i>boost</i>
μ_{Sw}	Posição da chave <i>Sw</i>
ξ	Fator de amortecimento
ϕ	Ângulo de fase genérico
ϕ_i	Fase da fundamental da corrente de entrada
ϕ_v	Fase da fundamental da tensão de entrada
$\rho(x)$	Função genérica de x
$\sigma(u)$	Função genérica de u
τ	Ângulo genérico
τ_m	Ângulo genérico para obtenção do valor mínimo do indutor do <i>boost</i>
$\vartheta(u)$	Função genérica de u
ψ	Vetor de perturbação para condição de carga estimada

$\chi(x)$	Função genérica de x
ω	Frequência angular
ω_n	Frequência natural do sistema
A/D	Analógico-Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
C	Capacitor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
C_f	Capacitor do filtro de entrada
C_o	Capacitor do filtro de saída do indutor
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CFP	Corretor de fator de potência
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques (<i>International Special Committee on Radio Interference</i>)
D	Diodo do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
D_B	Matriz do modelo E-L com parâmetros de componentes armazenadores de energia e vinculada a $\dot{z}$
DEN	Departamento de Engenharia Nuclear
E	Tensão de entrada do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
E_{ad}	Tensão de entrada do conversor <i>buck</i> condicionada para leitura no DSP
E_B	Matriz do modelo E-L com fontes de energia
$E_{\max}$	Máximo valor instantâneo da tensão E
$E_{\min}$	Valor mínimo de E para validação das equações de controle do <i>boost</i>
E-L	Euler-Lagrange
f_{chav_inv}	Frequência de chaveamento do inversor
f_{in}	Frequência do sinal de entrada
F_q	Função de fornecimento de energia
f_s	Frequência de chaveamento do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
$f(x)$	Função genérica de x
fd	Fator de deslocamento
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
fp	Fator de potência

$g(x)$	Função genérica de x
G	Condutância da carga do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
G_2	Parâmetro do controlador para modo direto
$h(x)$	Função genérica de x
$H(s)$	Função de transferência do filtro IEM
H_d	Função de energia associada ao vetor erro médio dos estados
I_1	Componente fundamental de corrente
$i_i(t)$	Corrente de entrada genérica
I_{in}	Corrente de entrada
I_D	Corrente no diodo do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
I_o	Corrente de saída do conversor <i>buck</i>
I_p	Corrente de pico para a trajetória z_{1d}
I_{rms}	Corrente eficaz genérica
I_s	Corrente na chave estática do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEM	Interferência Eletromagnética
$\int$	Integral do erro da tensão de saída do conversor
ISM	<i>Industrial, scientific and medical</i>
J_B	Matriz do modelo E-L com parâmetros que relacionam as variáveis de estado e vinculada a z
k	Ganho para cálculo da estimação da carga
k_g	Ganho para ajuste da potência média em um período de rede
k_i	Ganho para integração do erro da tensão de saída do conversor
$\ell_{(0,1,\mu)}$	Função Lagrangiano (chave aberta, chave fechada e valor médio)
L	Indutor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
L_2	Referência à instabilidade entrada-saída
L_f	Indutor do filtro IEM
L_o	Indutor do filtro de saída do inversor
LC	Indutor-capacitor

LISN	<i>Line impedance stabilization network</i>
$M_{(0,1,\mu)}$	Função de energia armazenada no indutor do conversor (chave aberta, chave fechada e valor médio)
MCC	Modo de condução contínuo
MCD	Modo de condução descontínuo
$N_{(0,1,\mu)}$	Função de energia dissipada no conversor (chave aberta, chave fechada e valor médio)
P	Potência ativa
p	Potência instantânea genérica
$P_{c\ arg\ a}$	Potência dissipada na carga do inversor
P_{cc}	Potência de curto-circuito
P_i	Potência de entrada do sistema
P_o	Potência dissipada na carga de saída do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
PD	Ponte de diodos
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PWDH	Potência de distorção harmônica
q	Vetor de cargas
q_C	Carga armazenada no capacitor
q_L	Carga no indutor
R_1	Parâmetro do controlador para controle em modo indireto
R_{1b}	Matriz de inserção de termo do controlador – modo indireto
R_{2b}	Matriz de inserção de termo do controlador – modo direto
R_B	Matriz do modelo E-L com parâmetros dissipativos e vinculada a z
R_{Bd}	Matriz R_B adaptada com matriz de passividade R_{1b} ou R_{2b}
$R_{c\ arg\ a}$	Resistência de carga do inversor
R_i	Resistência de entrada do conversor <i>buck</i>
R_o	Resistência de saída do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
S	Potência total
$Sw1, Sw2,$ $Sw3, Sw4$	Chaves estáticas do inversor

S_w	Chave estática do conversor
t	Tempo
t_x	Intervalo de tempo de corrente nula no indutor
t_n	Instante de amostragem
t_1	Intervalo de tempo de corrente crescente no indutor
t_2	Intervalo de tempo de corrente decrescente no indutor
T	Período
TDF	Transformada discreta de <i>Fourier</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica
u	Vetor de entradas
$v_i(t)$	Tensão de entrada genérica
V_{carga}	Tensão na carga de saída do inversor
V	Função de armazenamento (energia armazenada no sistema)
V_d	Tensão desejada na saída do conversor (<i>buck</i> e <i>boost</i>)
V_{in}	Tensão senoidal de entrada
V_{in_nom}	Valor eficaz nominal da tensão de entrada
V_{in_max}	Valor eficaz máximo da tensão de entrada
V_{in_min}	Valor eficaz mínimo da tensão de entrada
V_{ip}	Valor de pico da tensão de entrada
V_{rms}	Tensão eficaz genérica
V_s	Tensão na chave estática do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
y	Vetor de saídas
x	Vetor de estados
x_1	Variável de estado - Corrente no indutor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
x_2	Variável de estado - Tensão no capacitor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
w	Energia
$W_{(0,1,\mu)}$	Função de energia armazenada no capacitor do conversor (chave aberta, chave fechada e valor médio)
z	Vetor de estados
$\tilde{z}$	Vetor erro médio dos estados

z_1	Variável de estado - Corrente no indutor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
z_{1_ad}	Corrente no indutor do conversor <i>buck</i> condicionada para leitura no DSP
z_{1d}	Corrente de referência para o indutor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
z_{1d_med}	Corrente de referência média para o indutor em um ciclo de rede
z_{1d_rms}	Corrente de referência eficaz para o indutor em um ciclo de rede
$\tilde{z}_1$	Erro dinâmico da variável de estado z_1
z_2	Variável de estado - Tensão no capacitor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
z_{2_ad}	Tensão no capacitor do conversor <i>buck</i> condicionada para leitura no DSP
z_{2d}	Tensão de referência para o capacitor do conversor (<i>buck</i> ou <i>boost</i>)
$\dot{z}_{2d_Int}$	Derivada da tensão de referência z_{2d} somada ao termo <i>Int</i>
$\tilde{z}_2$	Erro dinâmico da variável de estado z_2

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	IV
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	VI
SUMÁRIO	XII
LISTA DE FIGURAS.....	XV
LISTA DE TABELAS.....	XXI
LISTA DE TABELAS	XXI
I. INTRODUÇÃO	24
I.1. Contextualização do trabalho.....	24
I.2. Objetivos do trabalho.....	25
I.3. Estrutura do texto.....	26
II. CIRCUITOS MONOFÁSICOS PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA	27
II.1. Normatização Relativa	28
II.1.a. Norma IEC 61000-3-2	28
II.1.b. Norma IEC 61000-3-4	29
II.1.c. Outras normas e resoluções	31
II.2. Conversor Elevador de Tensão (<i>Boost</i>) CFP.....	33
II.2.a. <i>Boost</i> CC-CC	33
II.2.b. Conversor <i>Boost</i> CFP em Modo de Condução Contínuo.....	34
II.3. Conversor Abaixador de Tensão (<i>Buck</i>) CFP.....	37
II.3.a. <i>Buck</i> CC-CC	37
II.3.b. Conversor <i>Buck</i> CFP	39
II.4. Conclusões do Capítulo.....	42
III. CONTROLE BASEADO EM PASSIVIDADE	43
III.1. Passividade	43
III.2. Modelagem de Conversores Estáticos.....	46
III.2.a. <i>Boost</i> CFP	48
III.2.b. <i>Buck</i> CFP	51
III.3. Aplicação do controle baseado em passividade em conversores estáticos CC-CC: <i>buck</i> e <i>boost</i>.	53
III.3.a. Controle pelo modo indireto (série) aplicado a conversores <i>boost</i>	53

III.3.b.	Controle pelo modo direto (paralelo) aplicado a conversores <i>boost</i> ...	55
III.3.c.	Controle pelo modo indireto (série) aplicado a conversores <i>buck</i>	56
III.3.d.	Controle pelo modo direto (paralelo) aplicado a conversores <i>buck</i>	57
III.3.e.	Eliminação do erro em regime permanente da tensão de saída.....	57
III.3.f.	Estimação da carga por método adaptativo	58
III.4.	Adaptação da técnica a conversores operando como pré-reguladores de fator de potência.....	62
III.4.a.	Trajetória desejada para a corrente no indutor do conversor <i>boost</i>	62
III.4.b.	Trajetória desejada para a corrente no indutor do conversor <i>buck</i>	64
III.5.	Conclusões do Capítulo.....	65
IV.	ANÁLISE DE RESULTADOS.....	67
IV.1.	Resultados de Simulação.....	67
IV.1.a.	Comparação entre os métodos de controle	68
IV.1.b.	Estimação da carga por método adaptativo	71
IV.1.c.	Testes utilizando tensões de rede.....	73
IV.2.	Planta de testes.....	76
IV.3.	Comparação experimental entre os tipos de controle	78
IV.3.a.	Controle modo indireto.....	79
IV.3.b.	Controle modo direto.....	82
IV.4.	Influência dos parâmetros do controlador.....	86
IV.4.a.	Influência de k	86
IV.4.b.	Influência de k_i (em $\dot{z}_{2d}$).....	90
IV.4.c.	Influência de k_i (em μ).....	92
IV.5.	Regulação da Planta	93
IV.6.	Outros testes.....	97
IV.6.a.	Transitórios de carga	97
IV.6.b.	Tempo de execução do algoritmo.....	98
IV.7.	Conclusões do Capítulo.....	99
V.	CONCLUSÕES FINAIS	101
V.1.	Conclusões Finais.....	101
V.2.	Produção Científica	102
V.3.	Propostas de Continuidade.....	102
VI.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104

APÊNDICE A: INFLUÊNCIA DO FILTRO DE ENTRADA NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	107
APÊNDICE B: RESULTADO DE SIMULAÇÃO PARA UM CONVERSOR BOOST CFP COM CONTROLE EM MODO INDIRETO	112

LISTA DE FIGURAS

Figura II-1: Envelope da corrente de entrada para equipamentos classe D.....	29
Figura II-2: Esquema de ligação da LISN.	32
Figura II-3: Diagrama esquemático de um conversor <i>boost</i> CC-CC.....	33
Figura II-4: Formas de onda típicas de um conversor <i>boost</i> com entrada CC.	34
Figura II-5: Diagrama simplificado de um conversor <i>boost</i> CFP com filtro de entrada e controle por corrente média.	35
Figura II-6: Módulo da tensão de rede ($ V_{in} $), Tensão desejada na saída (V_o) e Trajetória desejada para a corrente no indutor (z_{ld}) de um conversor <i>boost</i> CFP.	37
Figura II-7: Diagrama esquemático de um conversor <i>buck</i> CC-CC.....	38
Figura II-8: Formas de onda típicas de um conversor <i>buck</i> com entrada CC.	38
Figura II-9: Diagrama simplificado de um conversor <i>buck</i> CFP com filtro de entrada e controle por corrente média.	39
Figura II-10: Módulo da tensão de rede ($ V_{in} $), Tensão desejada na saída (V_o) e Trajetória desejada para a corrente no indutor (z_{ld}) de um conversor <i>buck</i> CFP.	40
Figura II-11: Fator de potência teórico do conversor <i>buck</i> em função de λ e de γ	42
Figura III-1: Diagrama esquemático conversor <i>boost</i> CFP, com filtro de entrada e alimentado pela rede.	48
Figura III-2: Diagrama esquemático do conversor <i>buck</i> CFP, com filtro de entrada e alimentado pela rede.	51
Figura IV-1: a) Corrente de referência para o indutor z_{ld} e corrente no indutor z_l . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto e carga conhecida.	69

Figura IV-2: a) Corrente de entrada I_{in} e tensão de entrada V_{in} , b) FFT de I_{in} e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga conhecida.	69
Figura IV-3: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo direto e carga conhecida.	70
Figura IV-4: a) Corrente de entrada I_{in} e tensão de entrada V_{in} , b) FFT de I_{in} e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo direto e carga conhecida.	70
Figura IV-5: a) Corrente no indutor z_1 e tensão na saída do retificador E , b) Carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga estimada.....	71
Figura IV-6: Circuito inversor utilizado como carga para o conversor <i>buck</i> CFP.....	71
Figura IV-7: a) Corrente no indutor z_1 e tensão na saída do retificador E , b) Carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga estimada (inversor).....	72
Figura IV-8: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=58V$	73
Figura IV-9: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=58V$	74
Figura IV-10: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=100V$	74

Figura IV-11: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída do z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=100V$ 75

Figura IV-12: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=220V_{rms}$ e $V_d=100V$ 75

Figura IV-13: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída do z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=220V_{rms}$ e $V_d=100V$ 76

Figura IV-14: Configuração dos circuitos utilizados no sistema de medição. 77

Figura IV-15: Resultados obtidos *buck* CFP operando como controle em modo indireto: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div). 78

Figura IV-16: Resultados obtidos *buck* CFP operando como controle em modo direto: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (2A/div) (10ms/div). 78

Figura IV-17: Resposta ao degrau de partida da tensão de saída/modo indireto/carga conhecida/ $k_i=0$. a) $R_1=0,5$; b) $R_1=2,0$; c) $R_1=5,0$; d) $R_1=20,0$. Escala Vertical: 2V/div. Escala Horizontal: 50ms/div. 79

Figura IV-18: Operação em regime permanente / modo indireto / carga conhecida / $k_i=0$. Tensão de saída do Retificador (1-sinal superior) (10V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (500mA/div). a) $R_1=0,5$; b) $R_1=2,0$; c) $R_1=5,0$; d) $R_1=20,0$. Escala Horizontal: 5ms/div. 80

Figura IV-19: Operação em regime permanente / modo indireto / carga conhecida / $k_i=0$. Tensão de entrada (1-sinal superior) (20V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior)

(500mA/div). a) $R_1=0,5$; b) $R_1=2,0$; c) $R_1=5,0$; d) $R_1=20,0$. Escala Horizontal: 10ms/div.
..... 81

Figura IV-20: Resposta ao degrau de partida/modo direto/carga conhecida/ $k_i=0$.
a) $G_2=1/50$; b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Vertical: 2V/div. Escala Horizontal:
50ms/div. 83

Figura IV-21: Operação em regime permanente / modo direto / carga conhecida / $k_i=0$.
Tensão de saída do Retificador (1) (10V/div) e corrente no indutor (2) (500mA/div).
a) $G_2=1/50$; b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Horizontal: 5ms/div. 84

Figura IV-22: Operação em regime permanente / modo direto / carga conhecida / $k_i=0$.
Tensão de entrada (1) (20V/div) e corrente de entrada (2) (500mA/div). a) $G_2=1/50$;
b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Horizontal: 10ms/div. 85

Figura IV-23: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i=0$.
a) $k=0,0001$; b) $k=0,001$; c) $k=0,01$; d) $k=0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal:
50ms/div. 87

Figura IV-24: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i=1,0$ (em
 $\dot{z}_{2d}$). a) $k=0,0001$; b) $k=0,001$; c) $k=0,01$; d) $k=0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala
Horizontal: 50ms/div. 88

Figura IV-25: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i=0,1$ (em
 μ). a) $k=0,0001$; b) $k=0,001$; c) $k=0,01$; d) $k=0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala
Horizontal: 50ms/div. 89

Figura IV-26: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga conhecida/ $k=0$ (k_i em
 $\dot{z}_{2d}$). a) $k_i=1,0$; b) $k_i=10,0$; c) $k_i=40,0$; d) $k_i=100,0$. Escala Vertical: 5V/div. Escala
Horizontal: 50ms/div. 90

Figura IV-27: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k=0,01$ (k_i em
 $\dot{z}_{2d}$). a) $k_i=1,0$; b) $k_i=10,0$; c) $k_i=40,0$; d) $k_i=100,0$. Escala Vertical: 5V/div. Escala
Horizontal: 50ms/div. 91

Figura IV-28: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga conhecida/ $k=0$ (k_i em μ). a) $k_i=0,01$; b) $k_i=0,03$; c) $k_i=0,1$; d) $k_i=0,3$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div..... 92

Figura IV-29: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k=0,01$ (k_i em μ). a) $k_i=0,01$; b) $k_i=0,03$; c) $k_i=0,1$; d) $k_i=0,3$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div..... 93

Figura IV-30: Resultados obtidos para condição nominal: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div)..... 94

Figura IV-31: Resultados obtidos para condição de tensão mínima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div)..... 95

Figura IV-32: Resultados obtidos para condição de tensão máxima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div)..... 95

Figura IV-33: Resultados obtidos para condição de carga mínima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (100mA/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (500mA/div). 96

Figura IV-34: Transitório na tensão de saída do *buck* CFP diante de uma redução de carga, com variação da resistência de 16Ω para 32Ω . Escalas: 1V/div; 250ms/div 98

Figura IV-35: Transitório na tensão de saída do *buck* CFP diante de um aumento de carga, com variação da resistência de 32Ω para 16Ω . Escalas: 1V/div; 250ms/div 98

Figura IV-36: Comparação entre o tempo de execução (nível lógico 1) da rotina de controle baseado em passividade com estimação de carga (1-sinal superior) e a rotina para

um controle PI (2-sinal inferior) implementadas para execução em ponto flutuante. Escala de tempo: 25 μ s/div.	99
Figura A-1: Circuito do filtro IEM.	107
Figura A-2: Curvas de magnitude da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas. (Crescimento de μ no sentido da seta).	109
Figura A-3: Curvas de fase da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas. (Crescimento de μ no sentido da seta).	109
Figura A-4: Curvas de magnitude da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas de trabalho, com enfoque na região de ressonância. (Crescimento de μ no sentido da seta).	110
Figura A-5: Curvas de fase da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas, com enfoque na região das harmônicas mais significativas da frequência do sinal de entrada. (Crescimento de μ no sentido da seta).	111
Figura B-1: Corrente de referência para o indutor (z_{ld}), corrente no indutor (z_l) e razão cíclica (μ) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor <i>boost</i>	112
Figura B-2: Tensão de saída (z_2), Corrente drenada da rede (I_{in}) e amostra da tensão (tracejado) na rede ($V_{in}/40$) e estimação de carga ($1/\hat{\theta}$) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor <i>boost</i>	113

LISTA DE TABELAS

Tabela II-1: Limites de Harmônicos de Corrente IEC61000-3-2.....	30
Tabela II-2: Limites individuais de corrente (em percentual da fundamental)	30
Tabela II-3: Limites individuais de corrente (em percentual da fundamental)	31
Tabela III-1: Equações de controle para os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i>	66
Tabela III-2: Equações de corrente desejada para o conversor <i>buck</i>	66
Tabela III-3: Equações de corrente desejada para o conversor <i>boost</i>	66
Tabela IV-1: Parâmetros utilizados no conversor <i>buck</i>	68
Tabela IV-2: Parâmetros do circuito inversor utilizado para simulação.	72
Tabela IV-3: Resultados diversos obtidos para diferentes valores de R_1	82
Tabela IV-4: Resultados diversos obtidos para diferentes valores de G_2	85
Tabela IV-5: Resultados experimentais obtidos para controle em modo indireto/carga estimada/ $k_i=0$	87
Tabela IV-6: Resultados obtidos para as diferentes condições de operação do sistema.	96
Tabela IV-7: Percentual das harmônicas da tensão de entrada e da corrente de entrada, em relação às respectivas componentes fundamentais, para as diferentes condições de operação do sistema.	96
Tabela B-1: Parâmetros utilizados no conversor <i>boost</i>	112

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo do controle baseado em passividade aplicada a conversores estáticos não isolados, dos tipos elevador de tensão (*boost*) e, especialmente, abaixadores de tensão (*buck*), operando em modo de condução contínuo. A passividade é fundamentada nos conceitos de energia e consiste em ajustar a energia armazenada no sistema de forma a obter estabilidade.

Duas formas da técnica estudada são apresentadas: primeiro, o controle direto da tensão de saída, através da inserção virtual de um termo dissipativo em paralelo com a carga de saída do conversor de correção de fator de potência (CFP), e, segundo, o controle indireto da tensão de saída, através do controle da corrente no indutor com inserção virtual do termo dissipativo em série com o indutor do conversor. Este estudo visa comparar os dois métodos de controle e a influência dos parâmetros dos controladores no comportamento dinâmico e em regime permanente do circuito.

É proposta, ainda, uma técnica adaptativa de estimação da condutância da carga de saída, funcionando conjuntamente ao sistema de controle.

São apresentados resultados de simulação e resultados experimentais que mostram a influência dos parâmetros do controlador e a eficácia da técnica de controle para a obtenção de sincronismo da corrente e tensão de entrada do conversor e, conseqüentemente, correção do fator de potência, e a regulação da tensão de saída do conversor conforme o valor desejado.

Palavras-chave: Controle baseado em passividade, fator de potência, controle adaptativo.

ABSTRACT

This work studies a passivity based control approach applied to a switch-mode converters, specially the non isolated step-down (*buck*) converter operating in continuous conduction mode. Passivity is founded in energy concepts and consists in adjusting the system stored energy in order to achieve stability.

Two different techniques are described: First, the direct output voltage control through the virtual addition of dissipative element in parallel with the load; second, the indirect output voltage control through the control of the inductor current with the virtual addition of a dissipative element in series with the converter inductor. This study aims at comparing both methods and also to evaluate the impact of the control parameters in the dynamic and steady state behavior of the circuit.

In addition, an adaptive scheme to estimate the unknown load conductance on line is proposed.

Simulation and experimental results are provided, showing how the control gains affect the system performance and indicating a controller tuning strategy which is independent of the converter operating point. On the other hand, these results validate the studied approach in the application pursued, which is the power factor correction. Both, the synchronization of the input voltage and current (the power factor correction) and the output voltage regulation are achieved.

Keywords: Passivity-based control, power factor, adaptive control

I. INTRODUÇÃO

I.1. Contextualização do trabalho

A eficiência representa uma medida de como os recursos são convertidos em resultados de forma mais econômica. Na física e na engenharia, define-se eficiência como sendo a relação entre a energia fornecida a um sistema (seja em termos de calor ou de trabalho) e a energia produzida pelo sistema (normalmente na forma de trabalho). Conseqüentemente, pode-se definir a eficiência energética como a otimização do consumo de energia. Eficiência energética pressupõe a implementação de estratégias de controle e de medidas para combater o desperdício de energia elétrica ao longo do processo de transformação, desde a geração até a sua utilização.

Diversos equipamentos elétricos e eletrônicos utilizados em instalações residenciais, comerciais e industriais possuem características indutivas, como motores e transformadores operando a vazio ou motores de baixa potência [1], ou uma relação não-linear entre tensão da rede e a corrente drenada desta mesma rede (com elevado conteúdo harmônico), como acontece em reatores convencionais para lâmpadas de descarga ou fluorescentes [2] ou nos retificadores com filtro capacitivo [3]. As correntes drenadas por estes equipamentos podem provocar uma série de problemas nas instalações e no sistema elétrico, dentre eles a degradação do fator de potência da tensão da rede.

Um baixo fator de potência pode acarretar diversas conseqüências negativas no sistema elétrico e nos equipamentos por ele alimentados, tais como [4]-[5]:

- Solicitação de uma corrente maior para alimentar uma carga com a mesma potência ativa;
- Aumento das perdas por efeito Joule, nos cabos e linhas de transmissão;
- Aumento das quedas de tensão, flutuações nos sistemas de distribuição e sobrecarga nos equipamentos.

Deste modo, o uso da energia não se faz de forma eficiente.

Dentre as técnicas disponíveis para correção de cargas não-lineares, encontram-se o uso de filtros passivos, uso de filtros ativos [6], e o uso de pré-reguladores de fator de potência [7].

Para o controle de conversores estáticos, operando como corretores de fator de potência (CFP) ou não, comumente são utilizadas técnicas de controle convencionais, baseadas principalmente na linearização da dinâmica do sistema na condição crítica de operação e no uso de controladores PID ou controle por avanço-atraso. Como muitos conversores são sistemas de fase não mínima, controladores baseados em técnicas lineares são muitas vezes de difícil ajuste para obtenção de um desempenho robusto, especialmente sob condições de grandes mudanças no sinal de referência e presença de distúrbios na operação do circuito que modificam o ponto de operação. Uma das maiores vantagens de se usar a modelagem Euler-Lagrange (E-L) é a visualização física da estrutura, possibilitando incluir fenômenos e características não-lineares. Desta forma, a incorporação de técnicas não-lineares ao projeto do controlador torna-se mais natural [8].

I.2. Objetivos do trabalho

Este trabalho de mestrado tem como objetivo principal analisar, através de simulações e de resultados experimentais, a aplicação de técnicas de controle baseadas em passividade no ajuste das variáveis de estado de conversores estáticos dos tipos abaixador de tensão (*buck*) e elevador de tensão (*boost*), em especial, aplicados na correção de fator de potência. Dentre os propósitos desta análise, está a investigação dos seguintes assuntos:

- A influência de parâmetros do controlador no comportamento do conversor;
- Comparação da técnica de controle indireto (ou série) da tensão com a técnica de controle direto (ou paralelo);
- Avaliar a estimação de carga por método adaptativo, o que poderia ser aplicado, por exemplo, na detecção de variações da impedância em lâmpadas de alta intensidade de descarga, provenientes de variações que a ressonância acústica causa no arco, aumentando a impedância [9];
- A influência no desempenho da regulação de carga e da regulação de linha, com a devida influência no fator de potência;

- O tempo de processamento demandado para a execução da técnica de controle em estudo, em comparação com uma técnica de controle linear (PI);
- Resposta do sistema à transitórios de carga;

São objetivos ainda da dissertação:

- Estudo sobre conversores estáticos monofásicos dos tipos *boost* (elevador de tensão) e *buck* (abaixador de tensão) operando em modo de condução contínuo (MCC) como corretores de fator de potência (CFP);
- Estudo de modelagem Euler-Lagrange para conversores *boost* e *buck* operando em MCC;
- Estudo sobre passividade e os métodos de inserção em conversores *boost* e *buck*;

I.3. Estrutura do texto

Esta dissertação de mestrado está organizada da seguinte forma:

O Capítulo I apresenta uma contextualização do trabalho e seus objetivos gerais e específicos.

No Capítulo II são apresentados aspectos relevantes de conversores estáticos operando na correção de fator de potência, tais como a normatização pertinente e as características que devem apresentar. São discutidos os conversores *boost* CFP e *buck* CFP operando em modo de condução contínua.

No Capítulo III é apresentado o estudo sobre o controle baseado em passividade aplicado a conversores estáticos não isolados modelados como sistemas Euler-Lagrange. Além disso, são apresentadas as modificações pertinentes para a aplicação CFP e a técnica adaptativa de estimação de carga em conversores *boost* e *buck*..

No Capítulo IV são apresentados diversos resultados de simulação e experimentais para o controle baseado em passividade para um conversor *buck* CFP, com a devida discussão.

No Capítulo V são apresentadas as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade.

II. CIRCUITOS MONOFÁSICOS PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S) consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente se apresentem [3]. Sendo um circuito genérico onde $v_i(t)$ é a tensão de entrada e $i_i(t)$ é a corrente de entrada, o fator de potência é dado por:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) i_i(t) dt}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{\cos(\phi_v - \phi_i)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (\text{II-1})$$

Onde TDH é a taxa de distorção harmônica. O termo em cosseno é conhecido como fator de deslocamento e o ângulo $(\phi_v - \phi_i)$ corresponde à defasagem entre a componente fundamental da tensão de entrada e a componente fundamental da corrente de entrada. O restante da equação é conhecido como fator de forma e representa uma relação entre a fundamental da corrente de entrada e o valor eficaz desta mesma corrente, tal que:

$$\frac{I_1}{I_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (\text{II-2})$$

Um baixo fator de potência acarreta o aumento de perdas nos cabos e linhas de transmissão, flutuações nos sistemas de distribuição e sobrecarga nos equipamentos [4]. A legislação brasileira estabelece que o fator de potência, em unidades consumidoras supridas por tensões superiores a 2300V, deve ser superior a 0,92 capacitivo durante as primeiras 6 horas do dia e superior a 0,92 indutivo nas demais horas [9].

Outro aspecto relevante de uma instalação são limites de amplitude das harmônicas de tensão e corrente, sendo estes definidos por normatização específica.

A Seção 1 deste capítulo apresenta uma revisão sobre normas relativas às harmônicas de baixa frequência e interferência eletromagnética conduzida pertinentes para a aplicação em questão. Na Seção 2 são apresentadas as características gerais de conversores estáticos monofásicos do tipo *boost* operando na correção de fator de potência em modo de condução contínuo. A Seção 3 acompanha a descrição da seção anterior só que para

conversores do tipo *buck*. Finalmente, na Seção 4 são apresentadas as conclusões do capítulo.

II.1. Normatização Relativa

A presença de componentes harmônicas de frequência na rede elétrica pode trazer diversos efeitos indesejáveis, principalmente em equipamentos que possuem a tensão senoidal pura como referência, tais como máquinas elétricas e transformadores ou equipamentos eletrônicos que necessitam da detecção da passagem por zero para seu funcionamento [11]. Para cada faixa de frequência das componentes harmônicas presentes na rede elétrica existe a normatização pertinente.

II.1.a. Norma IEC 61000-3-2

A norma em questão [12] refere-se aos limites das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação e é aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16A por fase, conectados à rede de baixa tensão, em 50Hz ou 60Hz. Como a norma é voltada principalmente para a Comunidade Européia, as tensões a que se refere esta norma são entre 220V e 240V fase-neutro. Os equipamentos são classificados em quatro classes:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis, *dimmers* para lâmpadas incandescentes, equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas demais classes;
- Classe B: Ferramentas portáteis;
- Classe C: Dispositivos de Iluminação;
- Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, caso a corrente de entrada esteja confinada ao envelope mostrado na Figura II-1. Os equipamentos devem ter potência de entrada de até 600W.

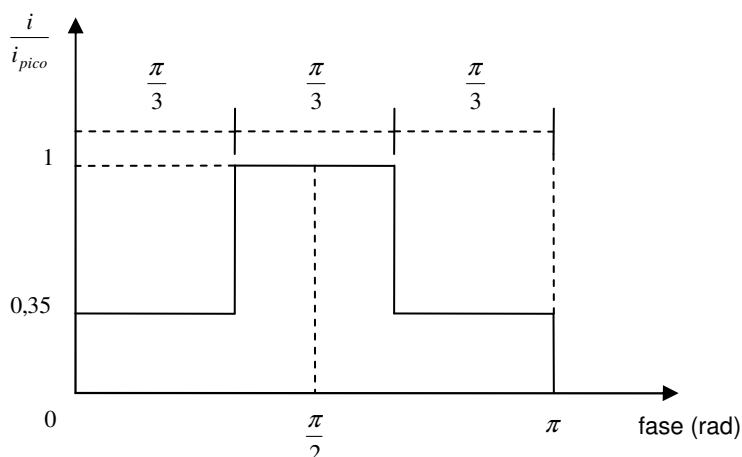


Figura II-1: Envelope da corrente de entrada para equipamentos classe D

Os valores de cada harmônica são obtidos após a passagem do sinal por um filtro passa-baixas de primeira ordem com constante de tempo de 1,5 segundos. Aplica-se a transformada discreta de *Fourier* (TDF), com uma janela de medição entre 4 e 30 ciclos da fundamental, com um número inteiro de ciclos, e calcula-se a média aritmética dos valores da TDF durante todo o período de observação.

A medição da potência ativa deve ser feita de maneira análoga, devendo-se, no entanto, tomar o máximo valor que ocorrer dentro do período de observação. Esse é o valor que um fabricante deve indicar em seu produto (com uma tolerância de $\pm 10\%$), conjuntamente com o fator de potência (para classe C). Caso o valor medido seja superior ao indicado, deve-se usar o valor medido. A Tabela II-1 apresenta os limites de amplitude para as harmônicas, sendo que, as medidas realizadas da forma descrita não devem exceder 150% dos valores exibidos, qualquer que seja a situação em que o aparelho esteja operando. A mesma tabela indica os valores máximos.

II.1.b. Norma IEC 61000-3-4

Esta norma [13] pode ser aplicada a qualquer equipamento elétrico ou eletrônico com corrente de entrada maior que 16A, tensão de alimentação menor que 240V para equipamentos monofásicos e 600V para equipamentos trifásicos e frequência nominal de 50Hz ou 60Hz.

Nesta norma, são apresentados os limites para distorção harmônica em equipamentos cuja potência aparente seja menor ou igual a 33 (trinta e três) vezes a potência de curto-circuito da instalação. A Tabela II-2 apresenta os limites individuais de corrente para cada harmônico, normatizados em relação à fundamental.

Tabela II-1: Limites de Harmônicos de Corrente IEC61000-3-2.

Ordem do Harmônico n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima Corrente [A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (>75W, <600W)[mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,5
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \times \frac{15}{n}$	$0,225 \times \frac{15}{n}$	3	$\frac{3,85}{n}$
Harmônicos Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \times \frac{8}{n}$	$0,35 \times \frac{8}{n}$		

Fonte: Norma IEC1000-3-2 [12].

Tabela II-2: Limites individuais de corrente (em percentual da fundamental)

Componente Harmônico n	Harmônico Admissível I_n/I_1 %	Componente Harmônico n	Harmônico Admissível I_n/I_1 %
3	21,6	21	$\leq 0,6$
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	$\leq 0,6$
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	≤ 33	$\leq 0,6$
17	1,2		
19	1,1	Sempre	$\leq 8/n$ ou $\leq 0,6$

Fonte: Norma IEC1000-3-4 [13].

Define-se potência de curto-circuito (P_{cc}) como a razão entre a tensão nominal ao quadrado e a impedância de curto-circuito. Se o equipamento a ser analisado exceder os limites da Tabela II-2, e a potência de curto-circuito permitir, pode-se utilizar os limites da Tabela II-3. Observa-se na referida tabela que, quanto maiores forem os valores de

potência de curto-circuito, maiores serão os limites de distorção tolerados. Nesse caso, algumas recomendações devem ser seguidas, como o valor relativo de cada harmônico que não deve exceder o limite de $16/n$ (%). Para valores intermediários de potência de curto-circuito, pode-se aplicar interpolação linear para se obter os limites de distorção.

Tabela II-3: Limites individuais de corrente (em percentual da fundamental)

Mínimo P_{cc}	Fator de distorção harmônica admissível %	Limites individuais de harmônico admissíveis I_n/I_1 %					
		I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}
	TDH						
66	25	23	11	8	6	5	4
120	29	25	12	10	7	6	5
175	33	29	14	11	8	7	6
250	39	34	18	12	10	8	7
350	46	40	24	15	12	9	8
450	51	40	30	20	14	12	10
600	57	40	30	20	14	12	10

Fonte: Norma IEC1000-3-4 [13].

II.1.c. Outras normas e resoluções

Existem recomendações técnicas que tratam de harmônicas com uma filosofia onde a análise ocorre na instalação como um todo, ou seja, todos os reflexos que um consumidor pode causar para outros consumidores, como é o caso da IEEE-519 [14]. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica propõe valores para a distorção harmônica da tensão no sistema de distribuição, porém, a sua regulação depende de uma resolução específica, após período de coleta experimental de dados [15].

Quanto às limitações de níveis de Interferência Eletromagnética (IEM) Conduzida, deve-se considerar separadamente a interferência conduzida pela rede elétrica e a irradiada. No Brasil, as normas específicas sobre este assunto encontram-se em discussão, seguindo, a princípio, as normas CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*). Estas normas, além dos limites de sinal aceitáveis, determinam os métodos de medida, os equipamentos de teste e classificam os produtos em função de suas características próprias e do local onde devem ser utilizados [11].

A principal motivação para que se exija um limitante para a IEM que um equipamento injeta na rede é evitar que tal interferência afete o funcionamento de outros aparelhos que estejam alimentados a essa mesma rede [16]. A medida das emissões para a devida

comparação com os valores especificados na norma deve ser feita com a LISN (*Line Impedance Stabilization Network*) inserida entre a rede comercial e o equipamento sob teste [17]. O esquema básico de ligação da LISN é apresentado na Figura II-2. Os valores dos elementos que constituem a LISN variam conforme a faixa de frequências que se deseja verificar e com a norma aplicada. No caso da Figura II-2, a configuração corresponde a uma LISN da CISPR com faixa de medição de 150kHz à 30MHz.

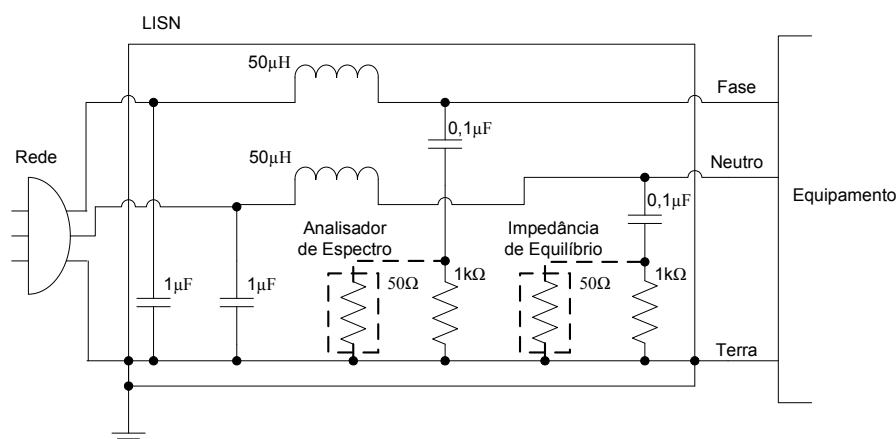


Figura II-2: Esquema de ligação da LISN.

No que se refere à IEM Conduzida, pode-se classificar os padrões do Comitê Internacional Especial em Rádio Interferências (CISPR-IEC) conforme o tipo de equipamento [18]:

- CISPR 11 (*Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*): Aparelhos de uso industrial, científico e médico;
- CISPR 14 (*Electromagnetic compatibility - Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus*): Eletrodomésticos;
- CISPR 15 (*Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment*): Dispositivos de Iluminação;
- CISPR 22 (*Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*): Equipamentos digitais.

As elevadas taxas de variação da tensão presentes em uma fonte chaveada e as correntes pulsadas presentes em estágios de entrada (como acontece em alguns conversores para correção do fator de potência) são grandes fontes de IEM conduzida na rede. Uma solução

muito comum é o uso de filtros de linha, uma vez que estes proporcionam um caminho de baixa impedância para componentes de alta frequência, evitando assim a inserção destas na linha de alimentação.

Os testes com IEM irradiada podem ser feitos em ambientes anecóicos, quer seja um campo aberto ou uma câmara especial.

Em uma classificação geral, os produtos utilizados em ambiente doméstico possuem limites mais severos para IEM e são classificados como Classe B. Em contrapartida, equipamentos para os setores industriais e comerciais são incluídos na Classe A, com limites de aceitação mais elevados.

II.2. Conversor Elevador de Tensão (*Boost*) CFP

II.2.a. *Boost* CC-CC

Para a análise da operação do conversor *boost*, consideremos o diagrama esquemático do circuito apresentado na Figura II-3.

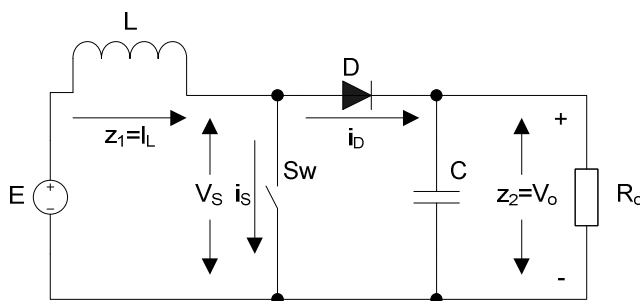


Figura II-3: Diagrama esquemático de um conversor *boost* CC-CC.

Quando a chave estática Sw é ligada (intervalo $t_1 = \mu T$), a tensão E é aplicada no indutor L , ficando o diodo D reversamente polarizado, uma vez que $V_s = 0 < z_2$. Desta forma, acumula-se energia em L , energia esta que será enviada para o capacitor C e a carga R_o quando a chave Sw é desligada. O modo de operação do conversor é definido pelo fato da corrente no indutor se anular (descontínuo) ou não (contínuo) durante um ciclo de chaveamento [3]. As formas de onda típicas para os modos de condução podem ser vistas na Figura II-4.

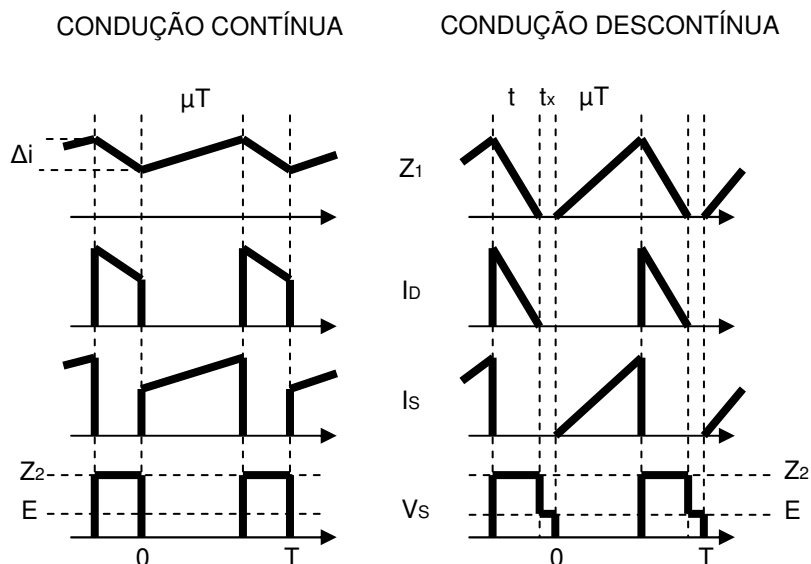


Figura II-4: Formas de onda típicas de um conversor *boost* com entrada CC.

Para o modo de condução contínua, a razão entre a tensão média de saída do conversor (z_2) e a tensão de entrada do conversor (E) é dada por:

$$\frac{z_2}{E} = \frac{1}{1 - \mu} \quad (\text{II-3})$$

Onde μ é a razão cíclica. Já para o modo descontinuo, existe a influência do intervalo do chaveamento em que não há energia armazenada no indutor, de forma que:

$$\frac{z_2}{E} = \frac{1 - \Delta_1}{1 - \mu - \Delta_1} \quad \Delta_1 = \frac{t_x}{T} \quad (\text{II-4})$$

Onde Δ_1 é a razão entre o período de tempo onde a corrente no indutor é nula (t_x) e o período de chaveamento (T).

II.2.b. Conversor *Boost* CFP em Modo de Condução Contínuo

O conversor *boost* tem sido o mais utilizado como CFP em função das seguintes vantagens:

- A presença do indutor na entrada absorve componentes de alta frequência na tensão de entrada;
- O controle da forma de onda da corrente no indutor é possível para qualquer valor da tensão de entrada;

- A chave estática deve suportar uma tensão igual à de saída e seu acionamento não demanda isolamento óptico ou galvânico;

O modo de condução contínua tem sido o mais empregado entre os *boost*'s CFP devido às suas vantagens adicionais, tais como reduzida ondulação presente na corrente de entrada (menores índices de IEM) e o fato dos componentes ficarem sujeitos a correntes de pico menores. Em contrapartida, além da realimentação da tensão de saída, torna-se necessária a medida da tensão de entrada, a fim de permitir o adequado controle da corrente absorvida pela rede. Devido à sua característica de fase não-minima, são comuns problemas de estabilidade [11], [29]. Outro fator negativo é a comutação dissipativa tanto do diodo quanto da chave estática. Um diagrama simplificado de um conversor *boost* CFP com o bloco de controle pode ser visto na Figura II-5.

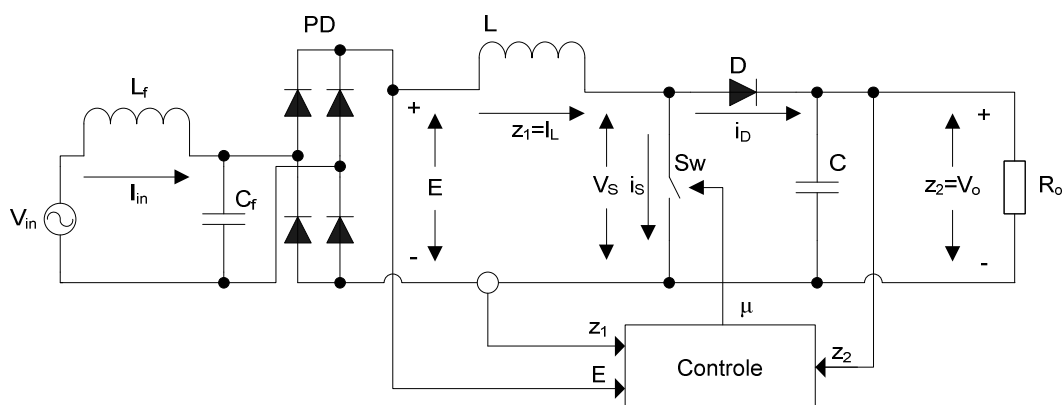


Figura II-5: Diagrama simplificado de um conversor *boost* CFP com filtro de entrada e controle por corrente média.

O funcionamento deste circuito é baseado na geração de uma corrente de referência, similar à tensão de saída do retificador, que será utilizada para impor a corrente no indutor. Esta referência é resultado das seguintes entradas [7]:

- Sincronismo e realimentação da tensão de entrada: Baseado no sinal retificado E , é responsável pela forma da corrente de referência i , a partir do valor eficaz, ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada;
- Sinal do Regulador de Tensão: ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a variação de carga;

A corrente que flui pelo indutor L é caracterizada por uma forma de onda senoidal retificada, cuja frequência é o dobro da frequência da rede, e uma componente de menor

amplitude na frequência de chaveamento. A partir da (II-3) e considerando a tensão de rede um sinal senoidal puro, tem-se a equação para a razão cíclica do *boost* CFP em meio período de rede dada por:

$$\mu(\tau) = 1 - \frac{E}{z_2} = 1 - \frac{V_{ip} \text{sen}(\tau)}{z_2} \quad \text{para } 0 \leq \tau \leq \pi \quad (\text{II-5})$$

Onde V_{ip} é o valor de pico da tensão de entrada V_{in} e τ é o ângulo de fase da tensão E .

Quando a chave Sw encontra-se fechada, ou seja, durante o intervalo de tempo t_1 , tem-se:

$$V_{ip} \text{sen}(\tau) = L \frac{dz_1}{dt} \quad (\text{II-6})$$

Para um período de funcionamento:

$$V_{ip} \text{sen}(\tau) = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad \Delta t = t_1 = \mu T \quad (\text{II-7})$$

Usando as equações (II-5), (II-6) e (II-7), obtêm-se:

$$\frac{L \Delta i}{V_{ip} T} = \text{sen}(\tau) - \frac{V_{ip}}{z_2} \text{sen}^2(\tau) = f(\tau) \quad (\text{II-8})$$

Para a obtenção do indutor L , deve-se igualar a derivada do termo à direita da equação (II-8) a zero e adquirir os valores de τ , então definido como τ_m , que satisfazem equação (II-9):

$$\frac{d}{d\tau} \left(\text{sen}(\tau_m) - \frac{V_{ip}}{z_2} \text{sen}^2(\tau_m) \right) = \cos(\tau_m) - \frac{V_{ip}}{z_2} \text{sen}(2\tau_m) = 0 \quad (\text{II-9})$$

Desta forma, a indutância é dada por:

$$L = \frac{f(\tau_m) V_{ip}}{\Delta z_{1_max} f_s} \quad (\text{II-10})$$

Onde o valor de Δz_{1_max} é a ondulação máxima de corrente no indutor e consiste em um parâmetro de projeto e f_s é a frequência de chaveamento do conversor.

A capacitância de saída é definida em função da máxima tensão de ondulação da saída Δz_{2_max} , que possui frequência de 120Hz, e que também consiste em um parâmetro de projeto:

$$C = \frac{P_o}{2\pi \times 120 \times z_2 \times \Delta z_2} \quad (\text{II-11})$$

Onde P_o é a potência dissipada na carga R_o .

A forma de onda esperada para a corrente no indutor do conversor *boost* CFP pode ser vista na Figura II-6.

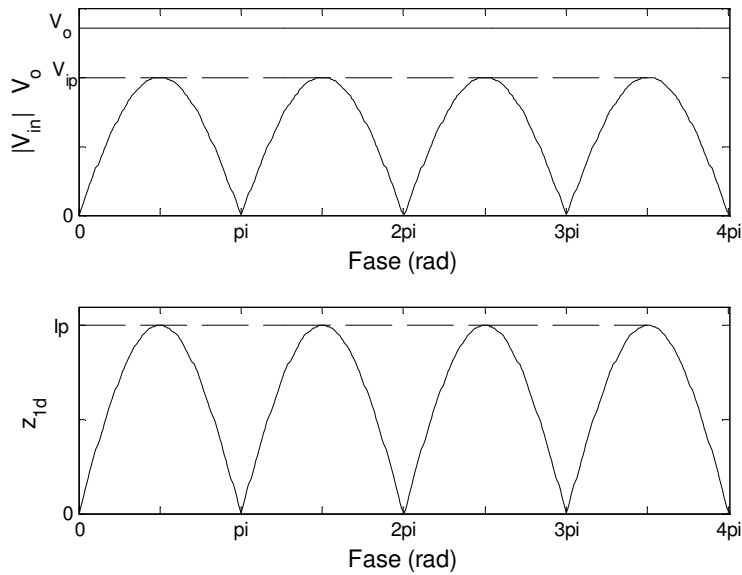


Figura II-6: Módulo da tensão de rede ($|V_{in}|$), Tensão desejada na saída (V_o) e Trajetória desejada para a corrente no indutor (z_{id}) de um conversor *boost* CFP.

II.3. Conversor Abaixador de Tensão (*Buck*) CFP

II.3.a. *Buck* CC-CC

Para a análise da operação do conversor *buck*, consideremos o diagrama esquemático do circuito apresentado na Figura II-7.

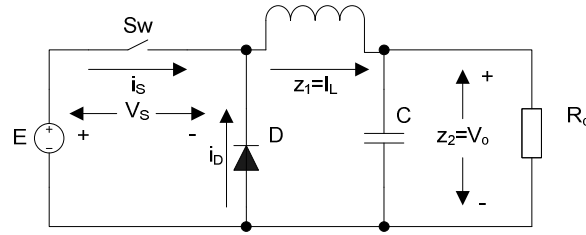


Figura II-7: Diagrama esquemático de um conversor *buck* CC-CC.

Quando a chave estática Sw é ligada (intervalo $t_1 = \mu T$, onde μ é a razão cíclica e T o período), a tensão aplicada no indutor L é $E - z_2$, ficando o diodo D reversamente polarizado e aumentando a corrente no indutor linearmente. Desta forma, acumula-se energia em L , energia esta que será enviada para o capacitor C e a carga R_o quando a chave Sw é desligada. Neste momento, a corrente passa a fluir pelo diodo D e a corrente no indutor decai linearmente, uma vez que a tensão no indutor será $-z_2$. Assim como no conversor *boost*, a definição sobre o modo de condução depende do fato da corrente no indutor anular-se (contínuo) ou não (descontínuo) [3]. As formas de onda típicas podem ser vistas na Figura II-8.

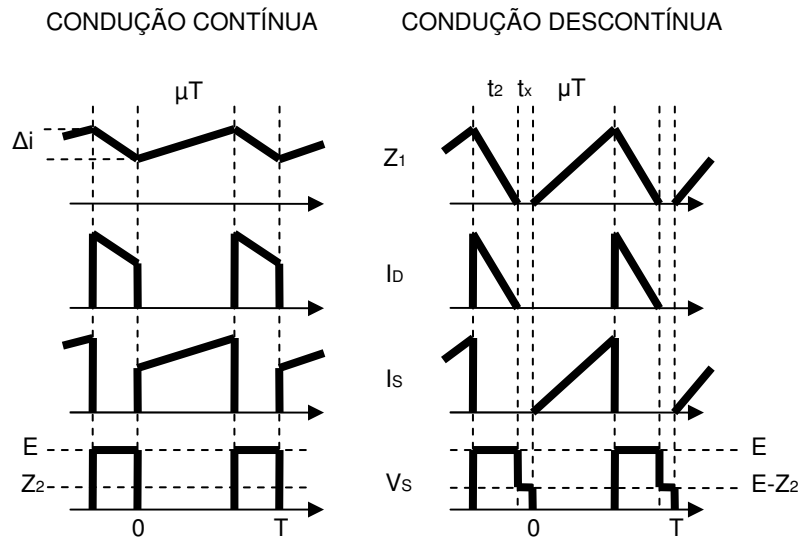


Figura II-8: Formas de onda típicas de um conversor *buck* com entrada CC.

Tanto para o modo de condução contínuo quanto para o descontínuo, a relação entre a tensão média de saída z_2 e a tensão de entrada é dada por:

$$\frac{z_2}{E} = \mu \quad (\text{II-12})$$

II.3.b. Conversor *Buck* CFP

Conversores *buck* (ou *forward*, se for isolado) tem uso muito restrito como corretor de fator de potência, uma vez que introduzem uma zona de corrente nula na entrada. Isto ocorre quando a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Alternativamente, é possível alto *fp* desde que se atue de modo a controlar também a corrente do indutor [11]. A Figura II-9 exhibe o esquema básico de um *buck* CFP.

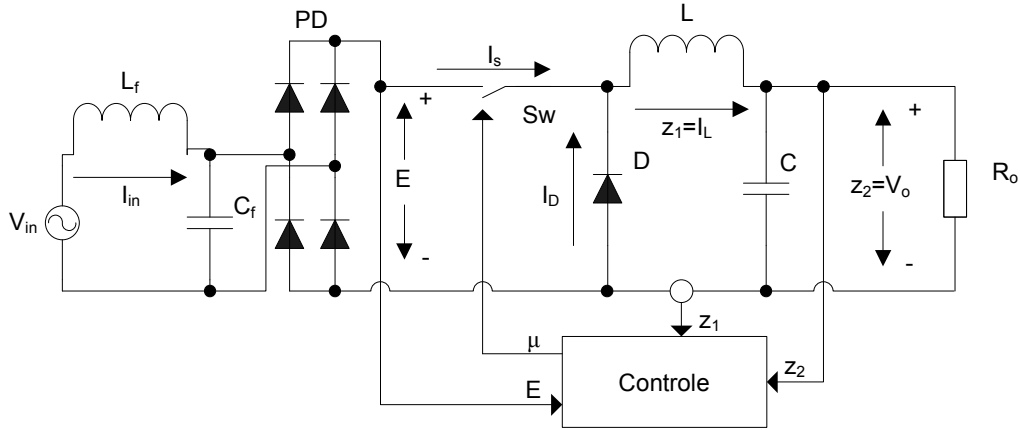


Figura II-9: Diagrama simplificado de um conversor *buck* CFP com filtro de entrada e controle por corrente média.

Quando se considera o conversor *buck* CFP operando no modo de condução contínuo, deve-se deixar claro que esta situação só é possível no intervalo de tempo onde a tensão da rede é maior que a tensão de saída. Sendo a tensão da rede dada por:

$$V_{in} = V_{ip} \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{II-13})$$

Onde V_{ip} é o valor de pico, ω é a frequência angular e ϕ o ângulo de fase. A tensão na saída do retificador E é dada por:

$$E \rightarrow \begin{cases} V_{ip} |\sin(\omega t + \phi)| \rightarrow 2n\pi + \lambda \leq \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi - \lambda \\ z_2 \rightarrow (2n\pi \leq \omega t + \phi < 2n\pi + \lambda) \cup ((2n+1)\pi - \lambda < \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Onde:

$$\gamma = \frac{z_2}{V_{ip}} \quad \lambda = \arcsen(\gamma) \quad n \forall Z \quad (\text{II-15})$$

E, ainda, z_2 é a tensão de saída do conversor. Assim, pode-se definir a corrente desejada no indutor z_{1d} como:

$$z_{1d} \rightarrow \begin{cases} I_p [\sin(\omega t + \phi) - \sin(\lambda)] \rightarrow 2n\pi + \lambda \leq \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi - \lambda \\ 0 \rightarrow (2n\pi \leq \omega t + \phi < 2n\pi + \lambda) \cup ((2n+1)\pi - \lambda < \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi) \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

Onde I_p é o valor de pico para a trajetória de corrente z_{1d} .

A Figura II-10 exibe a forma de onda resultante da equação (II-16).

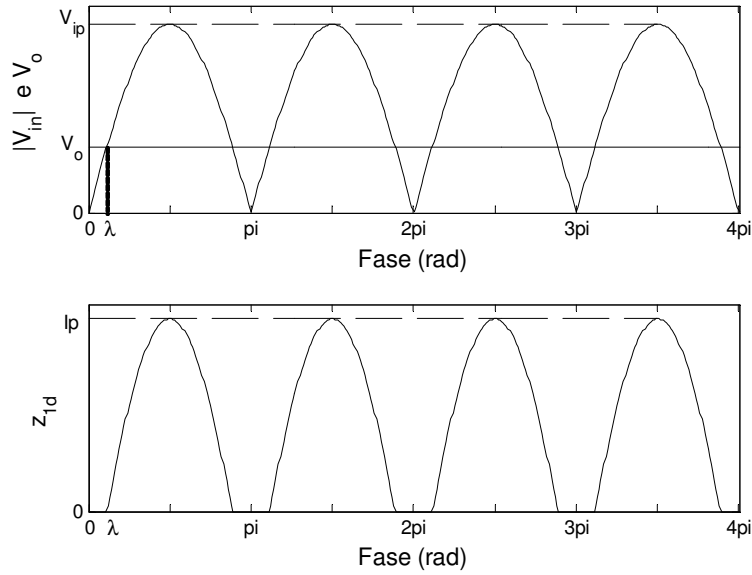


Figura II-10: Módulo da tensão de rede ($|V_{in}|$), Tensão desejada na saída (V_o) e Trajetória desejada para a corrente no indutor (z_{1d}) de um conversor *buck* CFP.

A partir de Barbi e Souza [7], pode-se definir a indutância mínima que garante o modo de condução contínuo, que é dada por:

$$L_{\min} = \frac{V_{ip}^2}{2\pi \times f_s \times P_{o_max}} \lambda^3 Z(\lambda) \quad Z(\lambda) = \int_{\phi}^{\pi-\phi} \left(\frac{\sin(\omega t) (\sin(\omega t) - \sin(\lambda))}{\lambda} \right) d\omega t \quad (\text{II-17})$$

A capacitância de saída deve ter um valor elevado o bastante para garantir pequenas variações na tensão durante os vários ciclos de chaveamento em que o indutor encontra-se desenergizado. Sendo Δz_2 o decaimento de tensão máximo desejado durante o tempo Δt

de descarga do capacitor e V_d a tensão desejada para a saída do conversor, pode-se aproximar a ondulação de tensão a partir de:

$$z_2(t) = V_d - \Delta z_2 = V_d e^{-\Delta t / CR_o} \quad (\text{II-18})$$

Dessa forma, tem-se:

$$C = \frac{\Delta t}{R_o [\ln(V_d) - \ln(V_d - \Delta z_2)]} \quad (\text{II-19})$$

O tempo Δt pode ser definido a partir do valor de λ e da frequência da rede f_{in} . A partir da Figura II-10, pode-se observar que o tempo Δt é proporcional à 2λ . Para o valor de z_2 tendendo à V_d , pode-se reescrever a equação (II-19):

$$C = \frac{\arcsen\left(\frac{V_d}{V_{ip}}\right)}{\pi f_{in} R_o [\ln(V_d) - \ln(V_d - \Delta z_2)]} \quad (\text{II-20})$$

O fator de potência é definido por Pomilio [11]:

$$fp = \frac{\pi - 2\gamma - \text{sen}(2\gamma)}{\sqrt{\pi - 2\gamma - \frac{3\text{sen}(2\gamma) - (\pi - 2\gamma)\cos(2\gamma)}{2}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \quad (\text{II-21})$$

A Figura II-11 exibe a curva do fator de potência em função de γ . É possível observar que a normatização de fator de potência é atendida, teoricamente, para valores de γ até próximo a 0,6. Porém, é preciso observar ainda o cumprimento da legislação no que se refere à amplitude das harmônicas e avaliar a influência do filtro de entrada, formado por L_f e C_f , na corrente da rede.

Outro método de corrigir o fator de potência com o conversor *buck* é utilizando uma elevada indutância L de tal forma que possibilite sintetizar uma corrente senoidal retificada pelo ajuste da largura de pulso. Neste caso, o valor mínimo da corrente no indutor L deve ser sempre maior que o valor instantâneo da corrente na rede, afim de se evitar distorções na corrente de entrada [20].

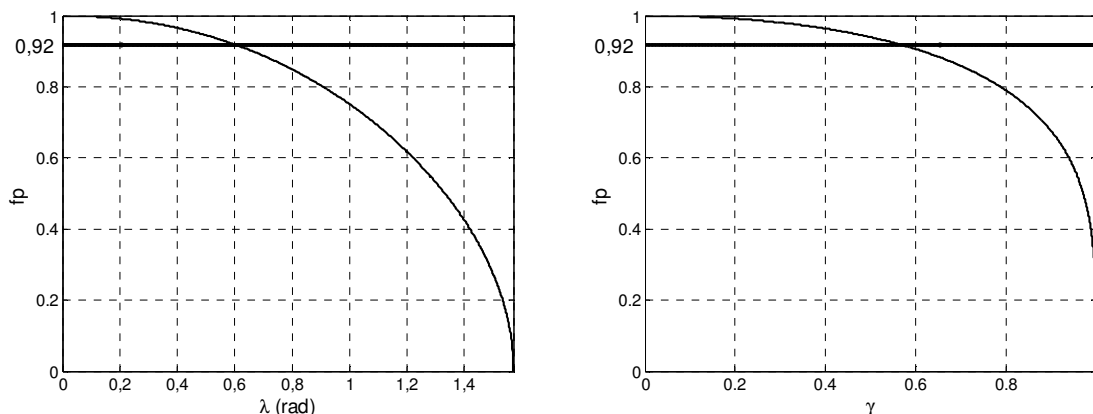


Figura II-11: Fator de potência teórico do conversor *buck* em função de λ e de γ .

II.4. Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi realizado um estudo sobre a normalização pertinente para o fator de potência e a magnitude de harmônicas inseridas na rede por equipamentos elétricos e eletrônicos. Além disso, foi descrito o funcionamento de conversores *boost* e *buck* na correção de fator de potência.

A implementação experimental de um *boost*, tanto em modo CC-CC quanto em modo CFP, é bastante delicada. Isso porque o ajuste inicial da técnica de controle demanda bastante cuidado para se evitar sobretensões na saída do conversor, causadas por valores de razão cíclica próximos de unitário. Vale lembrar que neste tipo de conversor não há possibilidade de utilizar proteções contra sobre correntes.

A operação do conversor *buck* como CFP é bastante restrita, uma vez que se a relação entre a tensão de saída do conversor e a tensão de pico da senóide retificada for muito elevada, o fator de potência é bastante degradado, ficando fora dos limites normalizados. Além disso, mesmo com a manutenção do fator de potência, é preciso avaliar o efeito da inserção de harmônicas no sistema, tanto pela distorção da corrente no indutor no intervalo de tempo onde a tensão da rede é menor que a tensão de saída (harmônicas de baixa frequência) quanto pelo efeito do chaveamento (harmônicas de alta frequência).

III. CONTROLE BASEADO EM PASSIVIDADE

O controle baseado em passividade se fundamenta nos conceitos de energia e consiste em encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação onde a planta armazene menos energia do que absorve, através da sua interconexão com o controlador [21].

A técnica de passividade aplicada a conversores estáticos já foi abordada em literatura por diferentes autores: Sanders e Verghese [22] propuseram a determinação da ação de controle a partir dos conceitos de passividade aplicados a função de energia. Leyva *et al.* [23] acrescentaram ao trabalho de Sanders o uso de integração para eliminar erros em regime permanente, com análise para variações em grandes sinais. Finalmente, Sira-Ramirez *et al.* apresentaram trabalhos ([24]-[26]) onde descreveram os conversores como sistemas Euler-Lagrange e aplicaram conceitos de controle baseado em passividade. Escobar e Sira-Ramirez [27] apresentaram resultados teóricos de um *boost* CFP com controle em modos deslizantes baseado em passividade.

A Seção 1 deste capítulo apresenta uma revisão sobre a passividade de sistemas. A Seção 2 apresenta a modelagem Euler-Lagrange de conversores estáticos do tipo *boost* e *buck* operando em modo de condução contínuo. Na Seção 3 são apresentadas as técnicas de controle baseado em passividade aplicada aos conversores estáticos operando no modo CC-CC, além da descrição de como eliminar possíveis erros em regime permanente e da possibilidade de inclusão da técnica adaptativa de estimação da carga no controle. Na Seção 4 é apresentada a adaptação das técnicas de controle para a situação onde os conversores operam no modo CA-CC. Finalmente, na Seção 5 são apresentadas as conclusões do capítulo.

III.1. Passividade

Com base em Orozco [21], Leyva *et al.* [23] e Khalil [28], pode-se propor algumas definições e teoremas relevantes acerca de passividade.

Sabendo-se que a potência é dada pela taxa de variação da energia, tem-se:

$$p(t) = \frac{dw(t)}{dt} \quad (\text{III-1})$$

Onde $w(t)$ é a energia, $p(t)$ é a potência e t é o tempo. Assim:

$$w(t) = \int_{t_0}^t p(t) dt \quad (\text{III-2})$$

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

- Função de armazenamento, que representa a energia armazenada no sistema. No caso de circuitos elétricos, esta energia está associada a capacitores e indutores;
- Função de fornecimento, que é a energia externa recebida pelo sistema. Para circuitos elétricos, está associada a fontes de tensão e de corrente;
- Função de dissipação, que representa a energia total dissipada pelo sistema em um intervalo de tempo. Esta energia está associada à resistores, em circuitos elétrico.

Considere um sistema dinâmico não-linear representado por:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x, u) \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

Onde a função $f: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^p \rightarrow \mathfrak{R}^n$ é contínua, localmente Lipschitz e $f(0,0)=0$, a função $h: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^p \rightarrow \mathfrak{R}^p$ é contínua e $h(0,0)=0$, $x \in \mathfrak{R}^n$ são os estados, $u \in \mathfrak{R}^p$ são as entradas e $y \in \mathfrak{R}^p$ são as saídas.

Definição 1: O sistema (III-3) será passivo se existir uma função semidefinida positiva, derivável e contínua, denominada função de armazenamento $V(x(t))$, tal que:

$$\int_0^t u(\sigma)^T y(\sigma) d\sigma \geq V(x(t)) - V(x(0)) \quad (\text{III-4})$$

Assim sendo, um sistema é passivo se a potência que a fonte fornece é sempre maior que o incremento de energia armazenada no sistema. Desta forma, também deve ser satisfeito (III-5):

$$u(t)^T y(t) \geq \dot{V}(x(t), u(t)) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x(t), u(t)) \quad (\text{III-5})$$

A partir da equação (III-5), tem-se:

- O sistema é sem perdas se $u^T y = \dot{V}$;

- O sistema é passivo alimentado com relação à entrada se $u^T y \geq \dot{V} + u^T \beta(u)$ para alguma função β ;
- O sistema é estritamente passivo com relação à entrada se $u^T y \geq \dot{V} + u^T \beta(u)$ para alguma função β onde $u^T \beta(u) > 0, \forall u \neq 0$;
- O sistema é passivo realimentado com relação à saída se $u^T y \geq \dot{V} + y^T \sigma(y)$ para alguma função σ ;
- O sistema é estritamente passivo com relação à saída se $u^T y \geq \dot{V} + y^T \sigma(y)$ para alguma função σ onde $y^T \sigma(y) > 0, \forall y \neq 0$;
- O sistema é estritamente passivo com relação ao estado se $u^T y \geq \dot{V} + \vartheta(z)$ para alguma função definida positiva ϑ ;

Definição 2: Dado o sistema (III-3), este é dito ser estado zero observável se nenhuma solução de $\dot{x} = f(x,0)$ permanece em:

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n | h(x,0) = 0\} \quad (\text{III-6})$$

Exceto a solução trivial $x(t) = 0$.

Teorema 1: Se o sistema é passivo com uma função de armazenamento $V(x)$, então a origem de $\dot{x} = f(x,0)$ é estável.

Este teorema pode ser demonstrado tomando a função $V(x)$ como uma candidata de Lyapunov para $\dot{x} = f(x,0)$. Então, $\dot{V}(x) \leq 0$.

Teorema 2: Se o sistema (III-3) é passivo com a função de armazenamento $V(x)$ definida positiva, então a origem do sistema para $u = 0$ é estável.

Como validação, sendo $V(x) \leq u^T y$, então $\dot{V}(x) \leq 0$. Somando-se a isso, $V(x)$ é definida positiva e uma função de Lyapunov.

Se o sistema é estritamente passivo com relação à saída, com a função de armazenamento $V(x)$ definida positiva e é estado zero observável, então o sistema é assintoticamente estável para a origem.

Definição 3: Considere um sistema estático, não-linear, invariante no tempo ou função sem memória:

$$y = \lambda(u) \quad (\text{III-7})$$

Onde $\lambda : \Re \rightarrow \Re$ é limitada e Lipschitz em uma região.

O sistema estático será estritamente passivo com relação à entrada se:

$$u^T y \geq \delta u^T u \quad \delta > 0 \quad (\text{III-8})$$

Teorema 3: A origem de $\dot{x} = f(x,0)$ é assintoticamente estável se o sistema é:

- Estrictamente passivo com relação ao estado: supondo que o sistema seja estritamente passivo e $V(x)$ é a função de armazenamento. Isto implica que $\dot{V}(x) \leq -\chi(x)$ quando $u = 0$, sendo χ é definida positiva. A inequação possibilita concluir que $V(x)$ possui uma estabilidade assintótica.
- Estrictamente passivo com relação à saída e de estado zero observável: supondo que o sistema seja estritamente passivo com relação à saída com função de armazenamento $V(x)$. Logo $\dot{V}(x) \leq -y^T \rho(x)$ quando $u = 0$, sendo $y^T \rho(x) > 0$ para todo $y \neq 0$, $\rho(x) = \sigma(h(x))$ para alguma função σ tal que $y^T \sigma(y) > 0$, $\forall y \neq 0$. Como $V(x)$ apenas decresce, pode-se deduzir a estabilidade assintótica.

III.2. Modelagem de Conversores Estáticos

Modelagem é a representação de fenômenos físicos por meio de equações. Em engenharia, é desejável que o modelo represente o comportamento dominante do sistema, enquanto outros fenômenos insignificantes são desprezados [29].

A modelagem de circuitos elétricos chaveados pode seguir diferentes naturezas. Jetsema e Scherpen [8] apresentaram a modelagem de conversores *buck* e *boost* por equações de Brayton-Moser. Erickson e Maksimovic [29] descreveram a modelagem em estado estacionário de elementos lineares, além de uma modelagem canônica de circuitos chaveados. Já Sira-Ramirez [24] propôs o modelo médio destes mesmos conversores a partir de equações Euler-Lagrange, conforme descrito a seguir.

Segundo Meisel [30], um circuito elétrico pode ser modelado a partir da equação diferencial não-linear (III-9):

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q} = - \frac{\partial N}{\partial \dot{q}} + F_q \quad (\text{III-9})$$

onde $\dot{q}$ é o vetor fluxo de corrente e q , que é obtido através da integral no tempo da corrente elétrica, representa o vetor carga elétrica. Pode-se propor um vetor de cargas elétricas com número de componentes n , onde n é o número de elementos armazenadores de energia. A função escalar ℓ é o Lagrangiano do sistema e é definida como a diferença entre a co-energia magnética no circuito, armazenada em indutores e denotada por $M(\dot{q}, q)$, e a energia de campo elétrico do circuito, armazenada em capacitores e denotada por $W(\dot{q}, q)$, tal que:

$$\ell(\dot{q}, q) = M(\dot{q}, q) - W(q) \quad (\text{III-10})$$

O termo $N(\dot{q})$ é a função de dissipação de Rayleigh do sistema, que representa a perda de energia por efeito Joule nos elementos resistivos do circuito. O vetor $F_q = (F_{q1}, \dots, F_{qn})$ representa as componentes de funções de força, no caso, fontes de tensão, de coordenadas generalizadas. A representação generalizada de um circuito elétrico pelo modelo de Euler-Lagrange é dada por:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial M}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial M}{\partial q} + \frac{\partial W}{\partial q} = - \frac{\partial N}{\partial \dot{q}} + F_q \quad (\text{III-11})$$

Segundo Ortega *et al.* [31], as funções indicadas por (M, W, N, F) são os parâmetros do modelo Euler-Lagrange (E-L) do circuito.

III.2.a. Boost CFP

Considerando o circuito do conversor *boost* apresentado na Figura III-1.

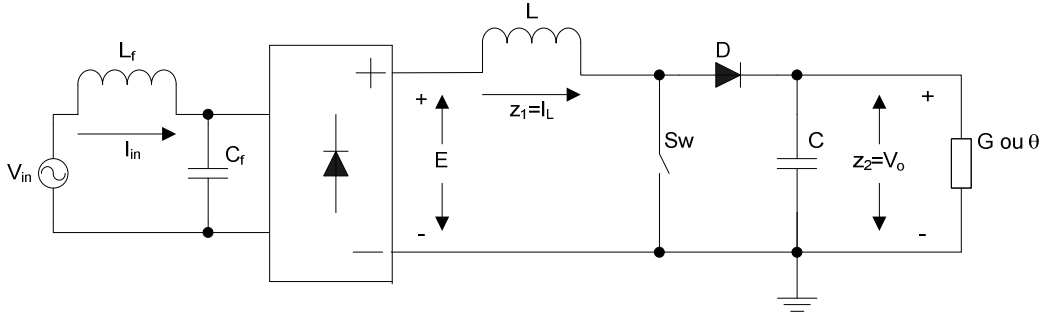


Figura III-1: Diagrama esquemático conversor *boost* CFP, com filtro de entrada e alimentado pela rede.

As equações diferenciais que descrevem esse circuito são:

$$\begin{aligned} L\dot{z}_1 &= -(1-\mu)z_2 + E \\ C\dot{z}_2 &= (1-\mu)z_1 - Gz_2 \end{aligned} \quad (\text{III-12})$$

Onde z_1 e z_2 são as variáveis de estado que representam, respectivamente, a corrente no indutor L e a tensão no capacitor C . O valor E , que é sempre positivo, indica a tensão de saída do retificador. A variável μ_{Sw} denota a função que indica a posição da chave estática Sw e tem o comportamento dado por:

$$\begin{aligned} \mu_{Sw}(t) &= 1, \text{ para } t_n \leq t < t_n + \mu(t_n)T \\ \mu_{Sw}(t) &= 0, \text{ para } t_n + \mu(t_n)T \leq t < t_n + T \\ t_{n+1} &= t_n + T : n = 0, 1, 2 \dots \end{aligned} \quad (\text{III-13})$$

Onde t_n representa o instante de amostragem, T é o período de amostragem e $\mu(\cdot)$ é a função razão cíclica, sendo uma entrada responsável pela atuação do controle no modelo médio do conversor, conforme Sira-Ramirez [32]. A função $\mu(\cdot)$ assume o valor médio no intervalo de amostragem T sendo, portanto, limitada no intervalo $[0,1]$.

Para formulação do Lagrangiano no modelo médio, considera-se o circuito do conversor *boost* operando separadamente nas duas condições possíveis para a chave. Com esta formulação, que deve ter resultado similar à representação de estados descrita pelas equações (III-12), espera-se demonstrar os efeitos físicos do chaveamento nos termos do modelo Euler-Lagrange.

Considerando $\mu = 1$ para o circuito da Figura III-1, têm-se os termos do modelo dados por:

$$\begin{aligned} M_1(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_1(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_1(\dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{(-\dot{q}_C)^2}{G} & F_{q_L}^1 &= E & F_{q_C}^1 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-14})$$

Onde $F_{q_L}^1$ e $F_{q_C}^1$ são as funções de força associadas às coordenadas q_L e q_C , respectivamente. Para $\mu = 0$, o mesmo circuito da Figura III-1 proporciona os termos do modelo Euler-Lagrange dados por:

$$\begin{aligned} M_0(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_0(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2}{G} & F_{q_L}^0 &= E & F_{q_C}^0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-15})$$

Nota-se que a função Lagrangiano associada aos parâmetros E-L é invariante em relação ao chaveamento, e pode ser denotada por:

$$\ell_\mu = M_\mu(\dot{q}_L) - W_\mu(q_C) = \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 - \frac{1}{2C} q_C^2 \quad (\text{III-16})$$

A estrutura de dissipação do conversor é a única diretamente afetada pela variação de μ . Conforme a estrutura descrita na equação (III-13), a função de dissipação $N_1(\dot{q}_C)$ é válida somente no intervalo onde $\mu = 1$, acarretando que $N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C)$ é válido no intervalo de tempo onde $\mu = 0$, ou seja, $(1 - \mu(t_k))$. Desta forma, a função de dissipação satisfaz uma condição intermediária tal que:

$$\min\{N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C), N_1(\dot{q}_C)\} < N_\mu(\dot{q}_L, \dot{q}_C) < \max\{N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C), N_1(\dot{q}_C)\} \quad (\text{III-17})$$

Pode-se utilizar o modelo médio dos parâmetros E-L, conforme apresentado em (III-18):

$$\begin{aligned} M_\mu(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_\mu(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_\mu(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{[(1-\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C]^2}{G} & F_{q_L}^\mu &= E & F_{q_C}^\mu &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-18})$$

Utilizando a estrutura (III-9), pode-se obter as equações diferenciais que definem o modelo médio a partir dos parâmetros E-L:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial \dot{q}_L} \right) - \frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial q_L} &= -\frac{\partial N_{\mu}}{\partial \dot{q}_L} + F_{q_L}^{\mu} \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial \dot{q}_C} \right) - \frac{\partial \ell_{\mu}}{\partial q_C} &= -\frac{\partial N_{\mu}}{\partial \dot{q}_C} + F_{q_C}^{\mu} \end{aligned} \quad (\text{III-19})$$

A partir de (III-19), tem-se:

$$\begin{aligned} L \ddot{q}_L &= -\frac{(1-\mu)[(1-\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C]}{G} + E \\ \frac{q_C}{C} &= \frac{[(1-\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C]}{G} \end{aligned} \quad (\text{III-20})$$

Substituindo a segunda equação de (III-20) na primeira, tem-se:

$$\begin{aligned} \ddot{q}_L &= -(1-\mu) \frac{q_C}{LC} + \frac{E}{L} \\ \dot{q}_C &= (1-\mu)\dot{q}_L - \frac{G}{C} q_C \end{aligned} \quad (\text{III-21})$$

Usando $z_1 = \dot{q}_L$ e $z_2 = q_C / C$ em (III-21), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -(1-\mu) \frac{1}{L} z_2 + \frac{E}{L} \\ \dot{z}_2 &= (1-\mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2 \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

Onde z_1 e z_2 são a corrente média no indutor L e a tensão média no capacitor C , respectivamente, do conversor *boost*. As equações (III-22) coincidem com o modelo apresentado por Middlebrook e Cúk [33] e podem ser representadas matricialmente sob a mesma condição das equações (III-11), conforme (III-23):

$$\begin{aligned} D_B \dot{z} + (1-\mu)J_B z + R_B z &= E_B \\ z &= \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; E_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

III.2.b. Buck CFP

O mesmo procedimento para a obtenção dos parâmetros E-L utilizados para o conversor *boost* pode ser adotado para outros conversores estáticos, como o conversor *buck* da Figura III-2.

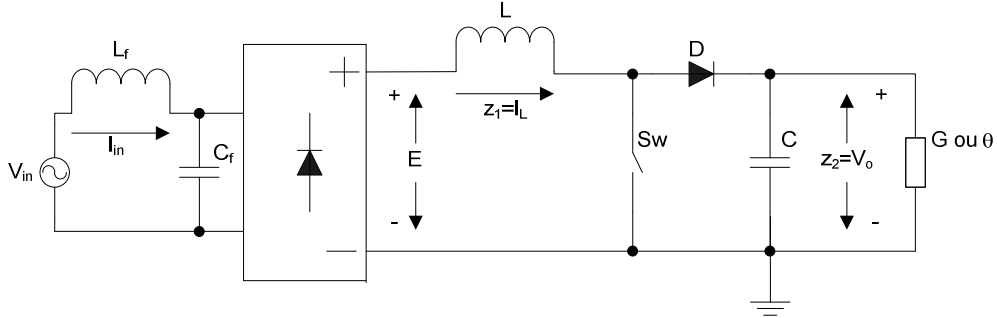


Figura III-2: Diagrama esquemático do conversor *buck* CFP, com filtro de entrada e alimentado pela rede.

O modelo do *buck* em equações diferenciais é dado por:

$$\begin{aligned} L\dot{z}_1 &= -z_2 + \mu E \\ C\dot{z}_2 &= z_1 - Gz_2 \end{aligned} \quad (\text{III-24})$$

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

$$\begin{aligned} M_1(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_1(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_1(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2}{G} & F_{q_L}^1 &= E & F_{q_C}^1 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-25})$$

Da mesma forma, os parâmetros E-L para $\mu = 0$ são dados por:

$$\begin{aligned} M_0(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_0(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2}{G} & F_{q_L}^0 &= 0 & F_{q_C}^0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-26})$$

A função Lagrangiano associada aos parâmetros E-L do conversor *buck* é invariante ao chaveamento, assim como a do conversor *boost*. Por outro lado, a função de dissipação

também é invariante no *buck*, ficando somente o termo referente à fonte de tensão dependente da razão cíclica. O modelo médio dos parâmetros E-L é dado por:

$$\begin{aligned} M_\mu(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 & W_\mu(q_C) &= \frac{1}{2C} q_C^2 \\ N_\mu(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2} \frac{(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2}{G} & F_{q_L}^\mu &= \mu E & F_{q_C}^\mu &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-27})$$

Utilizando a estrutura (II-15) e as equações (III-27), obtém-se o modelo médio que é dado por:

$$\begin{aligned} L \ddot{q}_L &= -\frac{[\dot{q}_L - \dot{q}_C]}{G} + \mu E \\ \frac{q_C}{C} &= \frac{[\dot{q}_L - \dot{q}_C]}{G} \end{aligned} \quad (\text{III-28})$$

Substituindo a segunda equação na primeira em (III-28), tem-se:

$$\begin{aligned} \ddot{q}_L &= -\frac{q_C}{LC} + \mu \frac{E}{L} \\ \dot{q}_C &= \dot{q}_L - \frac{G}{C} q_C \end{aligned} \quad (\text{III-29})$$

Novamente, utilizando $z_1 = \dot{q}_L$ e $z_2 = q_C / C$ em (III-29), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -\frac{1}{L} z_2 + \mu \frac{E}{L} \\ \dot{z}_2 &= \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2 \end{aligned} \quad (\text{III-30})$$

Onde z_1 e z_2 são a corrente média no indutor L e a tensão média no capacitor C , respectivamente, do conversor *buck*. As equações (III-30) podem ser representadas matricialmente, conforme a equação:

$$\begin{aligned} D_B \dot{z} + (J_B + R_B)z &= \mu E_B \\ z &= \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}; E_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III-31})$$

III.3. Aplicação do controle baseado em passividade em conversores estáticos CC-CC: *buck* e *boost*.

A partir do modelo matricial do conversor *boost* da Figura III-1, dado pelas equações (III-23), e considerando as variáveis de erro dadas por:

$$\tilde{z}^T = [\tilde{z}_1(t) \quad \tilde{z}_2(t)] \rightarrow \begin{cases} \tilde{z}_1(t) = z_1(t) - z_{1d}(t) \\ \tilde{z}_2(t) = z_2(t) - V_d \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

Pode-se determinar a dinâmica de um vetor erro médio dada por:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (1 - \mu) J_B \tilde{z} + R_B \tilde{z} = E_B - [D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d] \quad (\text{III-33})$$

O projeto de controle baseado em passividade, para circuitos chaveados, consiste em modificar a co-energia em malha fechada e adicionar um amortecimento, alterando a estrutura dissipativa [8]. No caso dos conversores *buck* e *boost*, o controle da tensão de saída pode ser feito diretamente, com a inserção virtual de um termo dissipativo em paralelo com o capacitor C , ou indiretamente, com a inserção virtual da resistência em série com o indutor L .

A descrição dos controles apresentada nas seções seguintes é baseada nos trabalhos de Sira-Ramirez *et al.* [24][25], Escobar *et al.* [26][27] e Khalil [28].

III.3.a. Controle pelo modo indireto (série) aplicado a conversores *boost*

Espera-se que a tensão de saída z_2 assuma o valor desejado V_d . Aplicando essa igualdade em (III-33), para a situação de regime permanente, a corrente desejada para o indutor z_{1d} é dada por:

$$z_{1d} = \frac{GV_d^2}{E} \quad (\text{III-34})$$

O termo de amortecimento é então inserido, conforme:

$$R_{Bd} \tilde{z} = (R_B + R_{1B}) \tilde{z} \quad (\text{III-35})$$

Onde,

$$R_{1B} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad R_1 > 0 \quad (\text{III-36})$$

R_1 é um termo de projeto do controlador onde a restrição é que seja estritamente positivo e a sua inserção tem efeito similar ao de uma resistência em série com o indutor L . Pode-se observar que a matriz resultante R_{1B} possui grandezas diferentes, uma vez que R_1 pode ser indicado Ohm (Ω) e a impedância de saída G é dada em Siemens (S)

Inserindo o termo descrito na equação (III-35) na equação (III-33), tem-se:

$$D_B \ddot{\tilde{z}} + (1 - \mu) J_B \tilde{z} + R_{Bd} \tilde{z} = E_B - [D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d - R_{1B} \tilde{z}] \quad (\text{III-37})$$

O ajuste de energia pode ser obtido fazendo-se:

$$E_B - [D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d - R_{1B} \tilde{z}] = 0 \quad (\text{III-38})$$

Nessas circunstâncias, a estabilização do erro dinâmico irá satisfazer:

$$D_B \ddot{\tilde{z}} + (1 - \mu) J_B \tilde{z} + R_{Bd} \tilde{z} = 0 \quad (\text{III-39})$$

Observa-se na equação (III-38) um comportamento de modos deslizantes, visto que, em um primeiro momento existe a tendência de levar o sistema para o comportamento desejado (atingir a superfície) e, em seguida, este sistema passa a se comportar de forma assintoticamente estável (deslizar sobre a superfície) [35].

Pode-se propor uma equação para a energia desejada para o sistema, associada à equação:

$$H_d = \frac{1}{2} \tilde{z}^T D_B \tilde{z} > 0; \quad \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (\text{III-40})$$

Faz-se a equação (III-40) como uma candidata de Lyapunov para a equação de erro dinâmico (III-39). A derivada no tempo da equação (III-40) ao longo da equação (III-39) resulta em uma constante α estritamente positiva, tal que:

$$\dot{H}_d(t) \leq -\tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} \leq -\alpha H_d(t) < 0 \quad \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (\text{III-41})$$

Com a condição acima satisfeita, pode-se buscar garantir:

$$E_B = D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d - R_{1B} \tilde{z} \quad (\text{III-42})$$

Explicitando-se os parâmetros, tem-se:

$$\begin{aligned} L \dot{z}_{1d} + (1 - \mu) z_{2d} - R_1 (z_1 - z_{1d}) &= E \\ C \dot{z}_{2d} - (1 - \mu) z_{1d} + G z_{2d} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-43})$$

A partir das equações (III-43), pode-se obter a lei de controle baseada em passividade para uma carga G conhecida e ajuste da tensão de saída indiretamente pela corrente no indutor:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{2d} &= \frac{(1 - \mu) z_{1d} - G z_{2d}}{C} \\ \mu &= 1 - \frac{[E + R_1 (z_1 - z_{1d}) - L \dot{z}_{1d}]}{z_{2d}} \end{aligned} \quad (\text{III-44})$$

Vale salientar que o valor $\dot{z}_{1d}$ é de difícil obtenção de forma analítica. Deste modo, é normalmente utilizada uma aproximação numérica deste valor, tal que:

$$\dot{z}_{1d}(kT) = z_{1d}(kT) - z_{1d}(T(k-1)) \quad (\text{III-45})$$

Onde k é um valor inteiro e T é o período de amostragem.

III.3.b. Controle pelo modo direto (paralelo) aplicado a conversores *boost*

Neste caso, a inserção do termo dissipativo para o controle direto é dada por:

$$\begin{aligned} R_{Bd} \tilde{z} &= (R_B + R_{2B}) \tilde{z} \\ R_{2B} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}; \quad G_2 > 0 \end{aligned} \quad (\text{III-46})$$

G_2 , assim como R_1 , é um parâmetro de projeto e sua restrição é que seja estritamente positivo. Seguindo o mesmo procedimento descrito para o método indireto, obtém-se:

$$E_B = D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) J_B z_d + R_B z_d - R_{2B} \tilde{z} \quad (\text{III-47})$$

Explicitando-se os parâmetros, tem-se:

$$\begin{aligned} L\dot{z}_{1d} + (1 - \mu)z_{2d} &= E \\ C\dot{z}_{2d} - (1 - \mu)z_{1d} + Gz_{2d} - G_2(z_2 - V_d) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-48})$$

A partir das equações (III-48), pode-se obter a lei de controle baseado em passividade para uma carga G conhecida e ajuste da tensão de saída diretamente pela tensão no capacitor:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{2d} &= \frac{1}{C} [(1 - \mu)z_{1d} + Gz_{2d} - G_2(z_2 - V_d)] \\ \mu &= 1 - \frac{[E - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}} \end{aligned} \quad (\text{III-49})$$

III.3.c. Controle pelo modo indireto (série) aplicado a conversores *buck*

Assim como proposto para o conversor *boost*, deve-se observar a igualdade $z_2 = V_d$ nas equações (III-30), que representam o modelo do conversor, obtendo-se:

$$z_{1d} = GV_d \quad (\text{III-50})$$

Utilizando as equações (III-32) para determinação do vetor erro médio do conversor *buck*, tem-se:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = \mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d] \quad (\text{III-51})$$

Aplicando o termo dissipativo descrito nas equações (III-35) e (III-36):

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = \mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{1B}\tilde{z}] \quad (\text{III-52})$$

Desta forma, o ajuste de energia é dado pela equação:

$$\mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{1B}\tilde{z}] = 0 \quad (\text{III-53})$$

E a estabilização do erro dinâmico satisfaz:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = 0 \quad (\text{III-54})$$

Sob as mesmas condições descritas no conversor *boost* para a energia no sistema, pode-se garantir para valores adequados de μ que:

$$\mu E_B = D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B) z_d - R_{1B} \tilde{z} \quad (\text{III-55})$$

Explicitando as equações escalares correspondentes, tem-se:

$$\begin{aligned} L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d}) &= \mu E \\ C\dot{z}_{2d} - z_{1d} + Gz_{2d} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-56})$$

O que proporciona a lei de controle:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{2d} &= \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C} \\ \mu &= \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E} \end{aligned} \quad (\text{III-57})$$

III.3.d. Controle pelo modo direto (paralelo) aplicado a conversores *buck*

Inserindo o termo dissipativo descrito em (III-46) nas equações dinâmicas para o vetor erro médio (III-51), e repetindo os procedimentos descritos anteriormente, obtém-se a lei de controle:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{2d} &= \frac{z_{1d} - Gz_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C} \\ \mu &= \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d}}{E} \end{aligned} \quad (\text{III-58})$$

III.3.e. Eliminação do erro em regime permanente da tensão de saída

Conforme apresentado por Leyva *et al.* [23] e Escobar *et al.* [26], pode-se observar erros em regime permanente na tensão de saída z_2 . A origem deste erro pode ser explicada pela existência de elementos parasitas não considerados no modelo, ou ainda por perturbações na carga. Tal erro pode ser eliminado com o uso de um termo integrativo na lei de controle, representado como:

$$Int = -k_i \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds; \quad k_i > 0 \quad (\text{III-59})$$

Como é possível observar, o valor Int é contínuo. A inserção deste resultado na lei de controle é feita através de uma operação de soma em uma das equações da lei de controle, de forma que:

$$\dot{z}_{2d_int} = \dot{z}_{2d} + Int \quad (III-60)$$

Ou então:

$$\mu_{int} = \mu + Int \quad (III-61)$$

III.3.f. Estimação da carga por método adaptativo

Baseado em Slotine e Li [35] e conforme apresentado por Sira-Ramirez *et al.* [25] e Escobar *et al.* [34], quando a carga é desconhecida, porém constante, pode-se estimar a condutância alimentada pelo conversor, seja *boost* ou *buck*, através de um método adaptativo conhecida como Lei de Adaptação Baseada em Gradiente. Para a estimação de apenas um parâmetro, pode-se definir:

$$\hat{y}(t) = W(t)\hat{a}(t) \quad (III-62)$$

Onde $\hat{y}(t)$ é a saída predita no tempo (equivalente à z_{2d}), $\hat{a}(t)$ é o parâmetro a ser estimado (definido como $\hat{\theta}$), e $W(t)$ é uma matriz de ganhos conhecidos. A diferença entre o valor predito da saída e o valor y (ou z_2) é chamado de predição do erro, sendo então:

$$e_1 = \hat{y}(t) - y(t) = z_{2d}(t) - z_2(t) \quad (III-63)$$

A predição do erro está relacionada com erro de estimação do parâmetro, que pode ser dado por:

$$\begin{aligned} e_1 &= W\hat{a} - Wa = W\tilde{a} \\ e_1 &= W\hat{\theta} - WG = W\tilde{\theta} \end{aligned} \quad (III-64)$$

Onde $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - G$ é o erro de estimação da condutância.

A idéia básica da estimação via gradiente é que o parâmetro pode ser atualizado na tendência de redução da predição do erro. Esta idéia pode ser implementada atualizando os parâmetros no negativo do gradiente do quadrado da predição do erro com relação ao parâmetro:

$$\dot{\hat{\theta}} = -k \frac{\partial [e_1]^2}{\partial \hat{\theta}} \quad k > 0 \quad (\text{III-65})$$

Onde k é um ganho que deve ser sempre positivo. Com base nas equações (III-62) e (III-63), tem-se:

$$\dot{\hat{\theta}} = -kW^T e_1 \quad (\text{III-66})$$

Para se verificar a propriedade do estimador, pode-se utilizar as equações (III-64) e (III-66) para obter:

$$\dot{\tilde{\theta}} = -kW^T W \tilde{\theta} \quad (\text{III-67})$$

Usando a função candidata de Lyapunov:

$$V = \tilde{\theta}^2 \quad (\text{III-68})$$

A derivada é dada por:

$$\dot{V} = -2k\tilde{\theta}^T W^T W \tilde{\theta} \leq 0 \quad (\text{III-69})$$

Desta forma, a técnica de estimação é sempre estável, uma vez que a magnitude do erro de estimação do parâmetro possui sempre a tendência de decrescer. Porém, a convergência do parâmetro estimado para o valor real depende principalmente dos sinais de excitação W , no caso, trata-se de um ganho variante no tempo (uma vez que se tem apenas um parâmetro a ser estimado e uma saída). A estimação depende ainda da taxa de variação dos parâmetros a serem estimados, das incertezas não parametrizadas e da magnitude do ganho k .

Para o valor de W , que representa o nível de persistência da excitação, não se deve utilizar parâmetros obtidos do projeto (tal como leituras de variáveis) visto que não se

caracterizam pela persistência de excitação. Uma forma sugerida por Slotine e Li [35] é utilizar o próprio valor de referência para a saída, no caso, z_{2d} . Desta forma:

$$\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \quad k > 0 \quad (\text{III-70})$$

Onde $\hat{\theta}$ é a condutância estimada pelo controlador. A inclusão do termo adaptativo acrescenta um novo parâmetro de ajuste do controlador: o ganho k . A escolha desse ganho está diretamente ligada a resposta a transitórios de carga do circuito, visto que o mesmo atua como o ganho de uma derivada. Desta forma, o seu ajuste está inteiramente ligado a se evitar grandes oscilações na resposta, ou até mesmo saturações da variável de controle.

Os erros dinâmicos dos sistemas são perturbados pelos erros de estimação de carga. Desta forma, as equações (III-39) e (III-54) podem ser reescritas como:

$$D_B \ddot{\tilde{z}} + (1 - \mu)J_B \dot{\tilde{z}} + R_{Bd} \tilde{z} = \psi \quad (\text{III-71})$$

$$D_B \ddot{\tilde{z}} + (J_B + R_B) \dot{\tilde{z}} = \psi \quad (\text{III-72})$$

Sendo o termo de perturbação ψ dado por:

$$\psi = \begin{bmatrix} 0 \\ z_{2d} \tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad \tilde{\theta} = \hat{\theta} - G \quad (\text{III-73})$$

Assim, temos as leis de controle modificadas apresentadas a seguir:

- *Boost* com controle em modo indireto:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{2d} &= \frac{(1 - \mu)z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d}}{C} \\ \mu &= 1 - \frac{[E + R_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}} \end{aligned} \quad (\text{III-74})$$

- *Boost* com controle em modo direto:

$$\begin{aligned}\dot{z}_{2d} &= \frac{1}{C} \left[(1 - \mu) z_{1d} + \hat{\theta} z_{2d} - G_2 (z_2 - V_d) \right] \\ \mu &= 1 - \frac{[E - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}\end{aligned}\quad (\text{III-75})$$

Respeitadas as seguintes restrições: $z_{2d}(0) > 0$, $\hat{\theta}(0) > 0$ e $V_d > 0$, com os parâmetros de controle $R_1 > 0$ e $G_2 > 0$, o sistema dinâmico dado por (III-71) e (III-73), com as leis de controle (III-74) e (III-75), converge assintoticamente para os pontos de equilíbrio [25]:

$$(z_1, z_2, z_{2d}, \hat{\theta}) = \left(\frac{GV_d^2}{E}, V_d, V_d, G \right) \quad (\text{III-76})$$

- *Buck* com controle em modo indireto:

$$\begin{aligned}\dot{z}_{2d} &= \frac{z_{1d} - \hat{\theta} z_{2d}}{C} \\ \mu &= \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E}\end{aligned}\quad (\text{III-77})$$

- *Buck* com controle em modo direto:

$$\begin{aligned}\dot{z}_{2d} &= \frac{z_{1d} - \hat{\theta} z_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C} \\ \mu &= \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d}}{E}\end{aligned}\quad (\text{III-78})$$

Respeitadas as seguintes restrições: $E > z_{2d}(0) > 0$, $\hat{\theta}(0) > 0$ e $V_d > 0$, com os parâmetros de controle $R_1 > 0$ e $G_2 > 0$, o sistema dinâmico dados por (III-72) e (III-73), com as leis de controle (III-77) e (III-78), converge assintoticamente para os pontos de equilíbrio [25]:

$$(z_1, z_2, z_{2d}, \hat{\theta}) = (GV_d, V_d, V_d, G) \quad (\text{III-79})$$

III.4. Adaptação da técnica a conversores operando como pré-reguladores de fator de potência

Para que conversores estáticos operem na correção de fator de potência, é preciso que a corrente do indutor possua um comportamento similar ao da tensão de saída do retificador, que pode ser aproximada por:

$$\begin{aligned} E &= \sum_{i=1,3,5...}^{\infty} E_i \left| \sin(120\pi \times i + \phi_i) \right| \\ E &\approx E_{\max} \left| \sin(120\pi + \phi_1) \right| \end{aligned} \quad (\text{III-80})$$

Duas características importantes devem ser observadas:

- A definição da forma de onda da corrente no indutor depende da tensão de entrada do conversor. Para o conversor *boost*, a corrente z_1 deve ter o mesmo aspecto da tensão E . Para o conversor *buck*, a corrente z_1 deve ser nula para a situação onde a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída z_2 , e assumir comportamento similar a tensão E para as demais situações;
- A definição do valor de pico para z_{1d} deve ser obtido respeitando a conservação da energia do sistema, ou seja:

$$P_o = \eta P_i \rightarrow z_2 I_o = \eta E I_i \quad (\text{III-81})$$

Onde P_o é a potência entregue à carga, P_i é a potência de entrada, η é o rendimento do conversor, z_2 é a tensão de saída do conversor, I_o é a corrente na carga, E é a tensão de entrada do conversor e I_i é a corrente de entrada do conversor.

III.4.a. Trajetória desejada para a corrente no indutor do conversor *boost*

Para o conversor *boost*, a corrente de entrada corresponde à própria corrente no indutor, de forma que:

$$EI_i = \eta V_d^2 \hat{\theta}$$

$$I_i = \frac{\eta V_d^2 \hat{\theta}}{E} = \frac{\eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max} |\sin(\omega t + \phi)|} \quad (\text{III-82})$$

Onde V_d é a tensão desejada na saída do conversor. Deve-se corrigir a corrente desejada no indutor de forma que fique não só em fase com a tensão E , mas também apresente similaridade com este sinal. Para isso, é preciso remover na equação a divisão pelo módulo do sinal senoidal, além de inserir este mesmo comportamento na equação, ou seja, como um produto. Isso pode ser feito como demonstrado a seguir:

$$z_{1d} = \frac{\eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max} |\sin(\omega t + \phi)|} \times k_g |\sin^2(\omega t + \phi)| = \frac{k_g \eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max}} |\sin(\omega t + \phi)| \quad (\text{III-83})$$

Onde k_g é um ganho que visa a manutenção da corrente eficaz de entrada, no caso do conversor *boost*, onde está corrente nada mais é que a corrente no indutor. Desta forma, é preciso que:

$$I_{i_rms} = z_{1d_rms} \quad (\text{III-84})$$

Então:

$$\left[\frac{\eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max} |\sin(\omega t + \phi)|} \right]_{rms} = \left[\frac{k_g \eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max}} |\sin(\omega t + \phi)| \right]_{rms} \rightarrow \frac{2}{\sqrt{2}} = k_g \frac{\sqrt{2}}{2} \rightarrow k_g = 2 \quad (\text{III-85})$$

Com isso, a trajetória desejada para a corrente no indutor é dada por:

$$z_{1d} = \frac{2\eta V_d^2 \hat{\theta}}{E_{\max}} |\sin(\omega t + \phi)| \quad (\text{III-86})$$

Quando o valor instantâneo da tensão E atinge valores muito baixos, torna-se necessário a alteração das estratégias de controle (III-74) e (III-75), a fim de se evitar problemas de processamento, em especial, de divisões por zero. Desta forma, deve-se redefinir as estratégias de controle para:

$$E(t) < E_{\min} \rightarrow \begin{cases} \dot{z}_{2d} = \frac{\hat{\theta} z_{2d}}{C} \\ \mu = 1 \end{cases} \quad (\text{III-87})$$

Onde $E_{\min}$ é um valor a ser definido pelo projetista como limite entre as leis de controle (III-74) e (III-75) e a lei de controle (III-87). Uma forma de se escolher é definindo uma razão cíclica máxima $\mu_{\max}$ para a operação do controle, de forma que:

$$E_{\min} = V_d (1 - \mu_{\max}) \quad (\text{III-88})$$

III.4.b. Trajetória desejada para a corrente no indutor do conversor *buck*

A característica dos conversores *buck* CFP de possuírem instantes de condução contínua ($V_{in} > z_2$) e descontínua ($V_{in} \leq z_2$), supondo os diodos da ponte retificadora ideais, dentro de um mesmo ciclo da rede, implica em uma corrente definida por intervalos deste ciclo.

Conforme demonstrado nas equações (II-14) e (II-15) e por Pomilio [11], a corrente no indutor pode ser definida como:

$$z_{1d} \rightarrow \begin{cases} I_p [\sin(\omega t + \phi) - \sin(\lambda)] \rightarrow 2n\pi + \lambda \leq \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi - \lambda \\ 0 \rightarrow (2n\pi \leq \omega t + \phi < 2n\pi + \lambda) \cup ((2n+1)\pi - \lambda < \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi) \end{cases} \quad (\text{III-89})$$

Onde:

$$\gamma = \frac{z_2}{V_{ip}} \quad \lambda = \arcsen(\gamma) \quad n \in \mathbb{Z} \quad (\text{III-90})$$

Para a manutenção do fluxo de potência, deve-se levar em conta que:

$$z_{1d_med} = V_d \hat{\theta} \quad (\text{III-91})$$

Desta forma, tem-se:

$$\begin{aligned}
z_{1d_med} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} z_{1d}(\tau) d\tau \\
V_d \hat{\theta} &= \frac{I_p}{\pi} \int_{\lambda}^{\pi-\lambda} \text{sen}(\tau) - \text{sen}(\lambda) d\tau \\
V_d \hat{\theta} &= \frac{I_p}{\pi} [-\cos(\tau) - \tau \text{sen}(\lambda)]_{\lambda}^{\pi-\lambda}
\end{aligned} \tag{III-92}$$

Assim sendo, tem-se a corrente de pico no indutor dada por:

$$I_p = \frac{V_d \hat{\theta} \pi}{2 \cos(\lambda) + (2\lambda - \pi) \text{sen}(\lambda)} \tag{III-93}$$

III.5. Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentada a modelagem Euler-Lagrange de conversores monofásicos dos tipos *boost* e *buck*, além da aplicação da técnica de controle baseado em passividade nestes mesmos conversores.

A modelagem E-L apresentada tem como propósito indicar o comportamento da energia no sistema, o que é essencial para o entendimento da técnica de passividade no controle dos conversores. Isso porque a determinação da estabilidade é feita com base na teoria de Lyapunov aplicada na energia armazenada no sistema.

Os conversores estáticos apresentados possuem características não-lineares, tais como a distorção da corrente no indutor *buck* e variação da impedância de entrada em função da razão cíclica. A técnica de controle apresentada permite a inserção de tais características, além de dispensar a linearização.

A estimação de carga pode funcionar como um ajuste promovido pela técnica de controle no sentido de atingir o regime permanente, uma vez que o valor estimado atua diretamente na trajetória desejada para corrente no indutor, como pode ser visto nas equações (III-86) e (III-93). Vale ressaltar que a estimação de carga não é a finalidade principal da aplicação em estudo.

As Tabelas III-1, III-2 e III-3 exibem as equações pertinentes para o controle de conversores dos tipos *buck* e *boost*.

Tabela III-1: Equações de controle para os conversores *buck* e *boost*.

Modo de controle	<i>Buck</i>	<i>Boost</i>
Direto	$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C}$ $\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d}}{E}$	$\dot{z}_{2d} = \frac{1}{C}[(1-\mu)z_{1d} + Gz_{2d} - G_2(z_2 - V_d)]$ $\mu = 1 - \frac{[E - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$
Indireto	$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$ $\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E}$	$\dot{z}_{2d} = \frac{(1-\mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$ $\mu = 1 - \frac{[E + R_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$

Tabela III-2: Equações de corrente desejada para o conversor *buck*.

Modo de operação	<i>Buck</i>
CC-CC	$z_{1d} = GV_d$
CA-CC	$z_{1d} \rightarrow \begin{cases} I_p [\sin(\omega t + \phi) - \sin(\lambda)] \rightarrow 2n\pi + \lambda \leq \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi - \lambda \\ 0 \rightarrow (2n\pi \leq \omega t + \phi < 2n\pi + \lambda) \cup ((2n+1)\pi - \lambda < \omega t + \phi \leq (2n+1)\pi) \end{cases}$ $I_p = \frac{V_d G \pi}{2 \cos(\lambda) + (2\lambda - \pi) \sin(\lambda)}$

Tabela III-3: Equações de corrente desejada para o conversor *boost*.

Modo de operação	<i>Boost</i>
CC-CC	$z_{1d} = \frac{GV_d^2}{E}$
CA-CC	$z_{1d} = \frac{2\eta V_d^2 G}{E_{\max}} \sin(\omega t + \phi) $

Em todas as situações, para carga estimada, substituir G por $\hat{\theta}$, onde $\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d})$.

IV. ANÁLISE DE RESULTADOS

Para validação da técnica de controle, utilizou-se um conversor *buck* nos testes de simulação e também na demonstração dos resultados experimentais. Esta escolha foi motivada por duas condições básicas:

- O comportamento desejado para a corrente no indutor possui uma característica não-linear, conforme o valor instantâneo da tensão de entrada. O uso da técnica de passividade possibilita trabalhar nas duas condições distintas de operação com equacionamento próprio, ao contrário dos controles lineares.
- O conversor fornece uma operação segura, com a máxima tensão sendo controlada pela fonte de entrada e a possibilidade de uso de proteções contra sobrecorrentes;

Na Seção 1 são apresentados diversos resultados de simulação, a fim de observar o comportamento obtido com a técnica de controle baseado em passividade. Na Seção 2, são descritas sucintamente algumas características da montagem experimental. Na Seção 3 é apresentada uma comparação experimental entre o modo de controle direto e o modo indireto, com a devida avaliação da influência dos parâmetros R_1 e G_2 , respectivamente. Na Seção 4 é avaliada a influência dos ganhos k e k_i no comportamento do sistema, especialmente no ponto de vista dinâmico. A Seção 5 apresenta os resultados de testes experimentais de regulação de tensão e de regulação de carga para o circuito. Na Seção 6 é avaliado o comportamento do circuito durante transitórios de carga e é realizada uma comparação entre os tempos de execução do controle baseado em passividade e o controle convencional (PI) com duas malhas de controle distintas (tensão e corrente). Finalmente, na Seção 7 é apresentada a conclusão do capítulo.

IV.1. Resultados de Simulação

Para obtenção dos resultados, foram utilizados os parâmetros apresentados na Tabela IV-1.

Tabela IV-1: Parâmetros utilizados no conversor *buck*.

$L = 700\mu\text{H}$	Indutor do <i>buck</i>
$C = 4700\mu\text{F}$	Capacitor do <i>buck</i>
$L_f = 280\mu\text{H}$	Indutor do filtro de entrada
$C_f = 11\mu\text{H}$	Capacitor do filtro de entrada
$V_{in} = 55\text{V}_{\text{rms}}@60\text{Hz}$	Tensão de Alimentação
$V_d = 25\text{V}$	Tensão desejada na saída do <i>buck</i>
$R_o = 11\Omega$	Carga de teste
$f_s = 24\text{kHz}$	Frequência de chaveamento do <i>buck</i>

Com os valores da Tabela IV-1, com uma variação percentual de 10% nos valores nominais de C e de R_o , através da equação (II-18) que leva a estimação do decaimento aproximado da tensão de saída, tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta z_{2_max} &= V_d \left(1 - e^{-\Delta t / [CR_o]_{\min}} \right) = 1,02V \\ \Delta z_{2_min} &= V_d \left(1 - e^{-\Delta t / [CR_o]_{\max}} \right) = 0,68V\end{aligned}\tag{IV-1}$$

Foi utilizado o software Matlab® 2007b, com passo de integração fixo pelo método de Runge-Kutta de 4ª Ordem, para obtenção dos resultados de simulação.

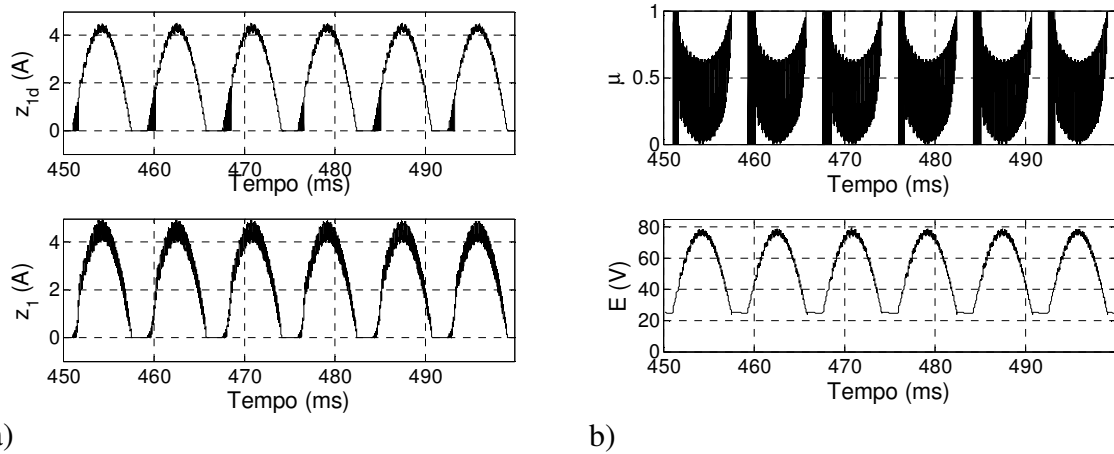
IV.1.a. Comparação entre os métodos de controle

Para a comparação dos métodos de controle direto e indireto, nos dois casos, assumiu-se carga conhecida (11Ω).

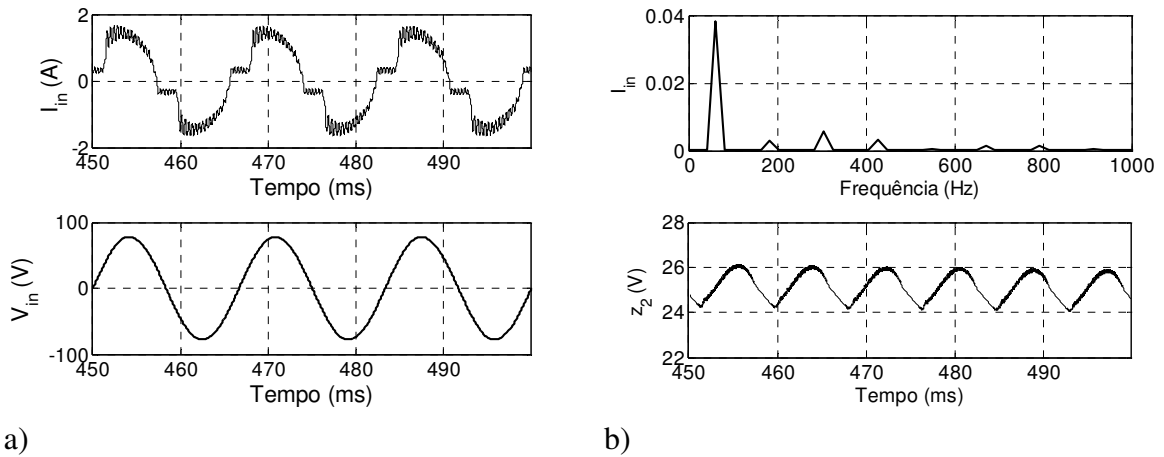
Para a relação tensão de entrada 55V_{rms} versus tensão de saída 25V , a corrente desejada no indutor z_{1d} acarreta uma taxa de distorção harmônica $\text{TDH}=21,3\%$. Uma vez que a corrente de entrada é diretamente influenciada pela corrente no indutor, tal distorção limita o fator de potência do conjunto apresentado a um valor máximo de $fp \approx 0,978$.

Para obtenção dos resultados, os parâmetros de controle foram ajustados em $R_1=20\Omega$, no controle em modo indireto, e $G_2=1,0 \times 10^{-2}\text{S}$, para o modo direto. Para a constante de integração foi atribuído o valor $k_i=40$. A obtenção destes valores ficará mais clara nas seções subseqüentes, onde serão apresentados resultados sobre a influência dos diferentes parâmetros na operação do sistema.

A Figura IV-1 e a Figura IV-2 mostram os resultados obtidos para o controle em modo indireto. Nestas figuras, assim como as demais que apresentam resultados de simulação, o tempo inicial é diferente de zero. Isso ocorre porque a condição de interesse é do sistema operando em um regime estável e os instantes iniciais compreendem o transitório do sistema



a) b)
 Figura IV-1: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto e carga conhecida.

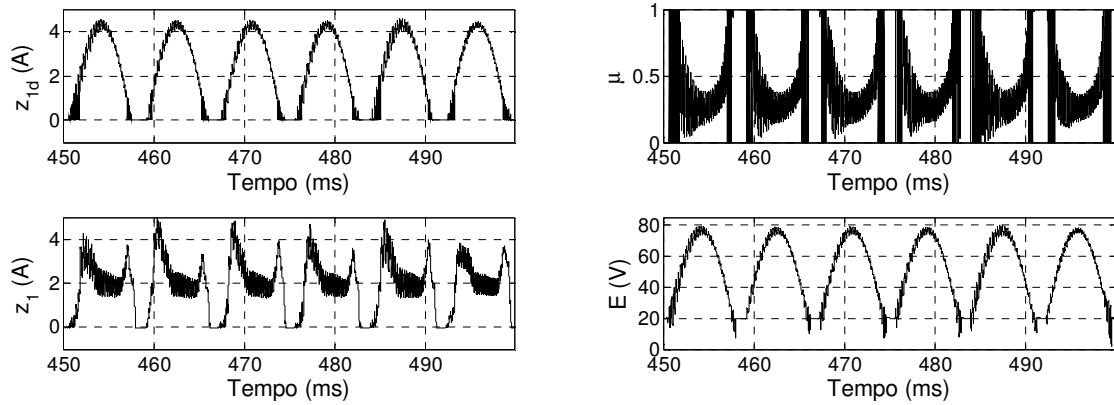


a) b)
 Figura IV-2: a) Corrente de entrada I_{in} e tensão de entrada V_{in} , b) FFT de I_{in} e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga conhecida.

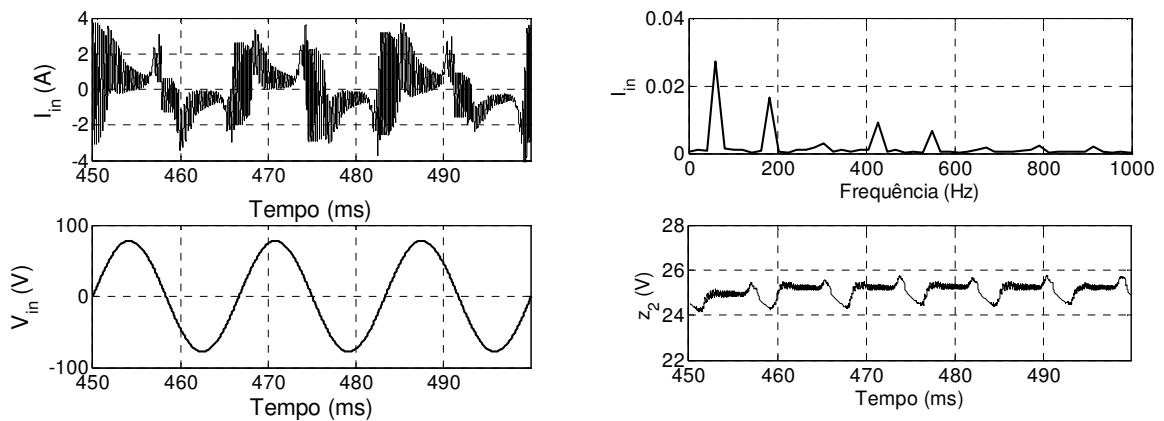
Pode-se observar o comportamento de sincronismo entre a tensão de entrada e a corrente de entrada, o que leva a um fator de deslocamento de aproximadamente 0,97. A distorção na corrente de entrada (TDH=23,4%) não impede que o fator de potência fique dentro da especificação da norma, no caso, $fp \approx 0,96$. Além disso, a corrente no indutor tem um valor

médio bem próximo do valor de referência z_{ld} . A tensão de saída média atingiu o valor desejado ($V_d = 25V$), quando utilizada a ação integral e uma ondulação de $\pm 4\%$.

A Figura IV-3 e a Figura IV-4 mostram os resultados obtidos para o controle no modo direto. A corrente no indutor não consegue manter o mesmo sincronismo obtido pelo controle em modo indireto, causando uma elevada distorção na corrente. Desta forma, apesar do fator de deslocamento entre as fundamentais próximo de unitário ($fd \approx 0,98$), a distorção na corrente de entrada impede a obtenção de um fator de potência elevado. Apesar disto, pode-se observar o controle da tensão de saída do *buck* com o uso do termo integrativo.



a) b)
Figura IV-3: a) Corrente de referência para o indutor z_{ld} e corrente no indutor z_l . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo direto e carga conhecida.



a) b)
Figura IV-4: a) Corrente de entrada I_{in} e tensão de entrada V_{in} , b) FFT de I_{in} e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo direto e carga conhecida.

IV.1.b. Estimação da carga por método adaptativo

Em um segundo teste avaliou-se a estimação da carga para o controle em modo indireto. Para a avaliação do método, foram atribuídos os seguintes valores aos parâmetros de controle: $R_i=20$, $k_i=10$ e $k=1,0 \times 10^{-2}$. O resultado obtido para a estimação de uma carga puramente resistiva pode ser visto na Figura IV-5.

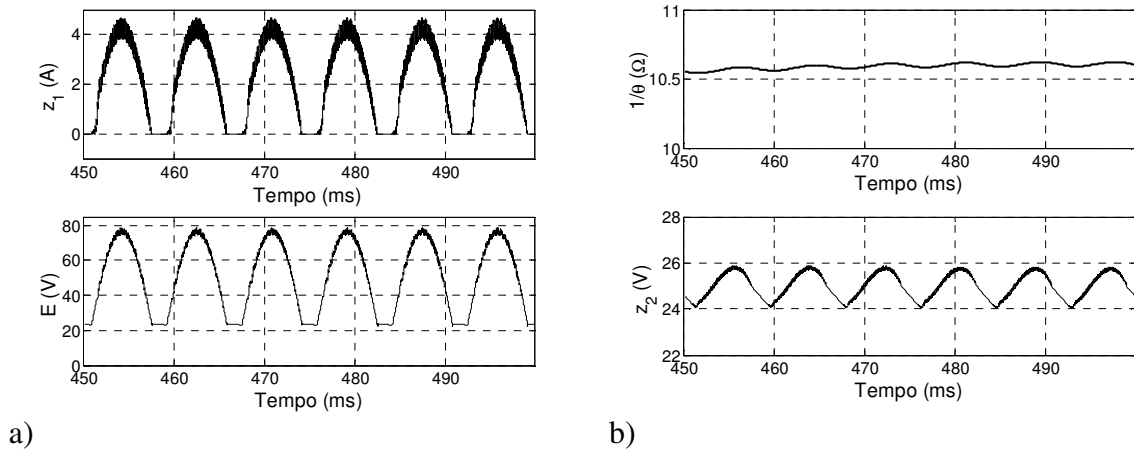


Figura IV-5: a) Corrente no indutor z_1 e tensão na saída do retificador E , b) Carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga estimada.

Afim de se avaliar o método de estimação da impedância, foi simulado o controle para o conversor *buck* CFP tendo como carga um circuito inversor alimentando uma resistência de carga com filtro LC, conforme visto na Figura IV-6.

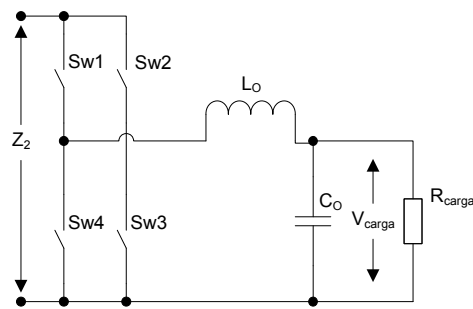


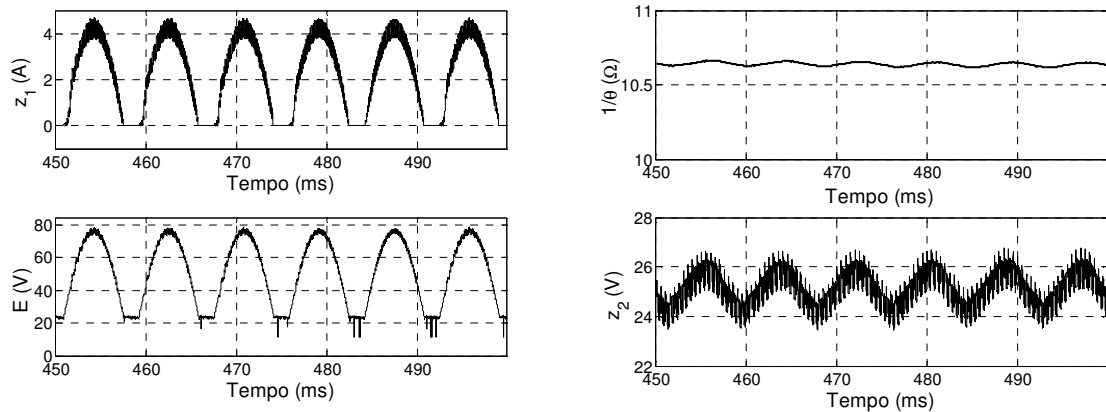
Figura IV-6: Circuito inversor utilizado como carga para o conversor *buck* CFP.

A Tabela IV-2 exibe os parâmetros referentes a um circuito da Figura IV-6. Essa estrutura é similar a um reator eletrônico alimentando uma lâmpada, seja de alta intensidade de descarga ou fluorescente, que esteja operando em regime, uma vez que esta pode ser modelada por uma resistência. Ressalva-se o fato da potência demandada pela carga na simulação não se tratar de um valor comercial de potência para lâmpadas.

Tabela IV-2: Parâmetros do circuito inversor utilizado para simulação.

$Sw1, Sw2, Sw3, Sw4$	Chaves estáticas do inversor
$V_{c\ arg\ a} = 15V_{rms}@1kHz$	Tensão desejada nos terminais da Carga
$R_{c\ arg\ a} = 3,96\Omega$	Resistência de Carga
$P_{c\ arg\ a} = 56,8W$	Potência na Carga
$L_o = 400\mu H$	Indutor do filtro de saída
$C_o = 570nF$	Capacitor do filtro de saída
$f_{chav_inv} = 32kHz$	Frequência de chaveamento do inversor

A Figura IV-7 exibe os resultados para a operação do *buck* com a carga descrita pela Tabela IV-2 e pela Figura IV-6. Observa-se a manutenção do sincronismo entre a corrente no indutor e a tensão de saída do retificador, além do nível de ondulação na tensão de saída z_2 . Quanto à tensão de saída do *buck*, observa-se ainda a influência do chaveamento do inversor.



a) b) Figura IV-7: a) Corrente no indutor z_1 e tensão na saída do retificador E , b) Carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão de saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto e carga estimada (inversor).

A carga a ser estimada é a mesma para a condição de carga puramente resistiva, uma vez que é demandada a mesma potência do conversor *buck* com este operando com a mesma tensão desejada.

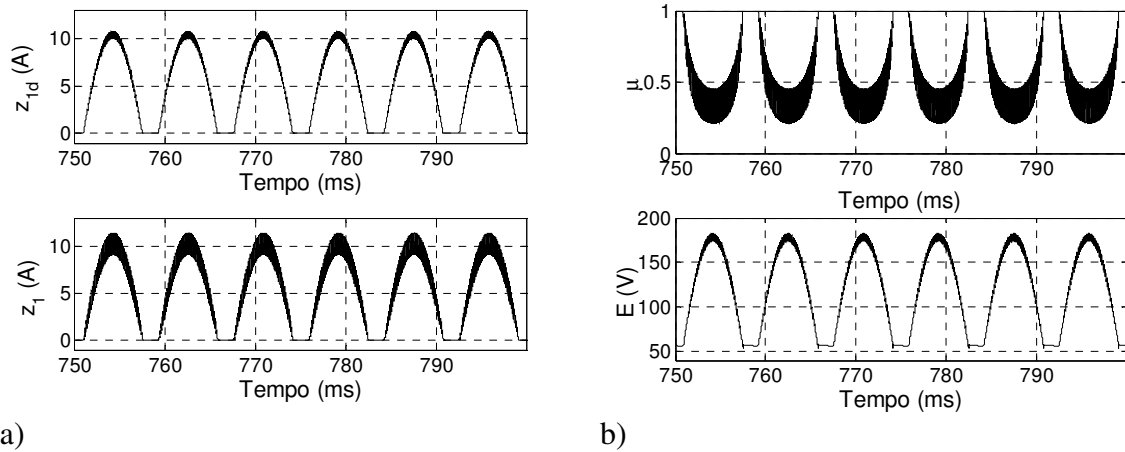
$$P_{c\ arg\ a} = z_2^2 G \rightarrow G \approx 90,9mS \rightarrow R \approx 11\Omega \quad (IV-2)$$

IV.1.c. Testes utilizando tensões de rede

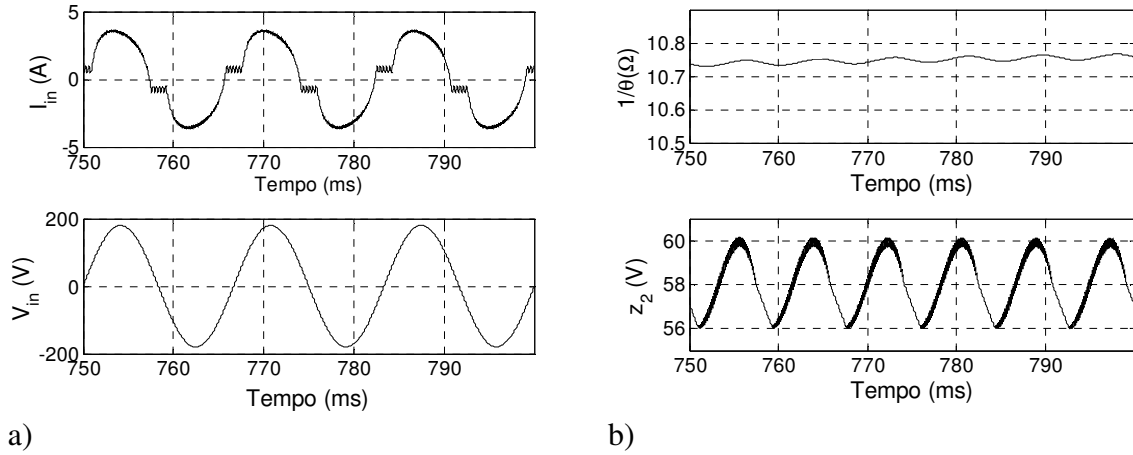
A título de demonstração, foram realizadas simulações com tensões de entrada nos valores de tensão de fase fornecidos pelas concessionárias de energia elétrica no Brasil: $127V_{rms}$ e $220V_{rms}$.

Para a tensão de entrada $V_{in}=127V_{rms}$, foram definidos dois pontos de operação: um primeiro com $V_d=58V$, $R_l=15$, $k=0,01$ e $k_i=40$, e o outro com $V_d=100V$, $R_l=10$, $k=0,01$ e $k_i=40$. Os demais parâmetros foram os mesmos descritos na Tabela IV-1. Na Figura IV-8 e na Figura IV-9 são exibidos os resultados obtidos para a primeira condição de operação de $V_d=58V$.

Observa-se que, mantida a proporcionalidade entre a tensão de entrada ($V_{in}=55V_{rms}$ e $V_{in}=127V_{rms}$) e a tensão de saída ($z_2=25V$ e $z_2\approx 58V$), ou seja, o valor de $\lambda=0,327$, o ajuste de parâmetros é mantido e os resultados apresentam similaridades, como o erro na estimação da carga, o fator de deslocamento (0,98) e o fator de potência (0,97). A TDH obtida foi de 15,4%.



a) b)
 Figura IV-8: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=58V$.



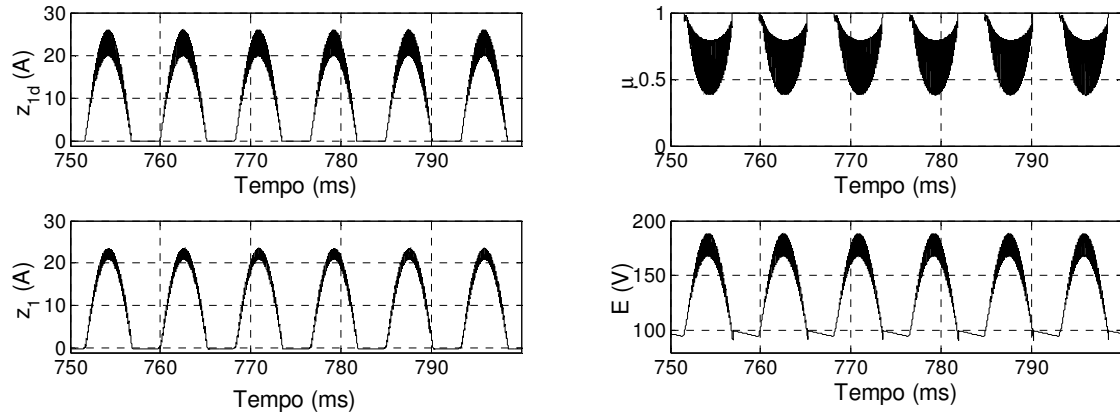
a)

b)

Figura IV-9: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada,

$$V_{in}=127V_{rms} \text{ e } V_d=58V.$$

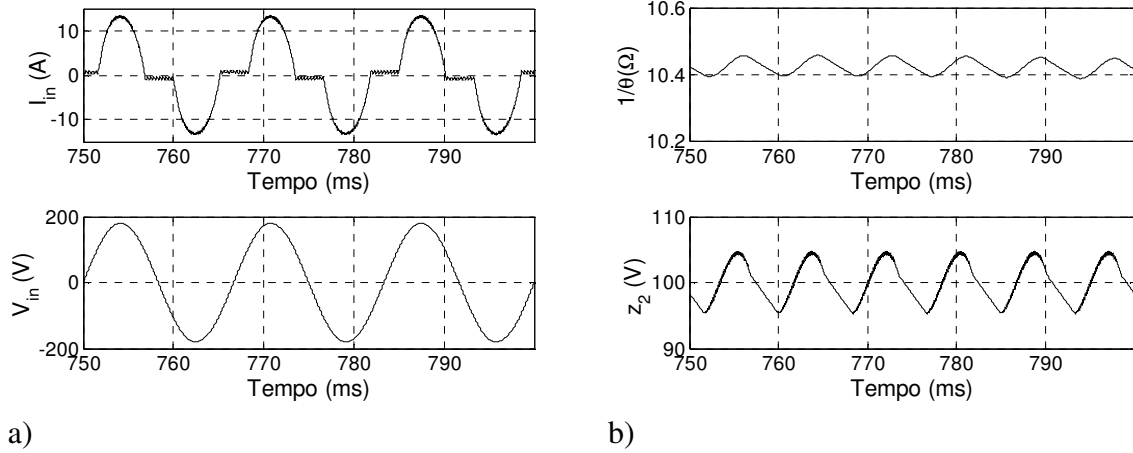
A Figura IV-10 e Figura IV-11 mostram os resultados obtidos para $V_{in}=127V_{rms}$ e $z_2=100V$. Observa-se que o aumento no valor de λ ($=0,56$) deprecia o fator de potência, levando o mesmo a um valor próximo do limite aceitável pela normatização específica ($fp=0,93$). A principal razão para essa redução é o aumento da distorção da corrente, uma vez que o fator de deslocamento permanece elevado ($fd=0,99$). A TDH obtida foi de 37,8%. O valor de R_l deve ser reduzido para evitar saturação da razão cíclica.



a)

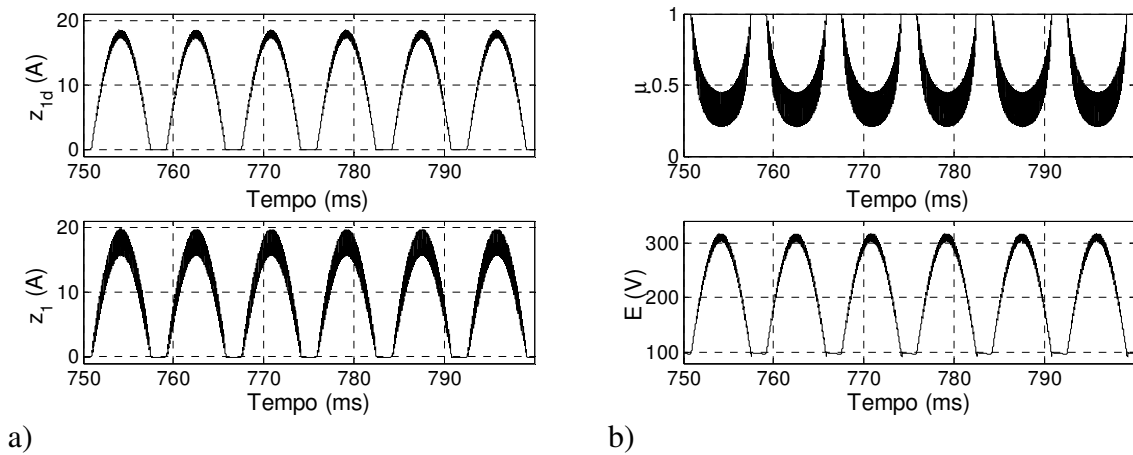
b)

Figura IV-10: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=100V$.

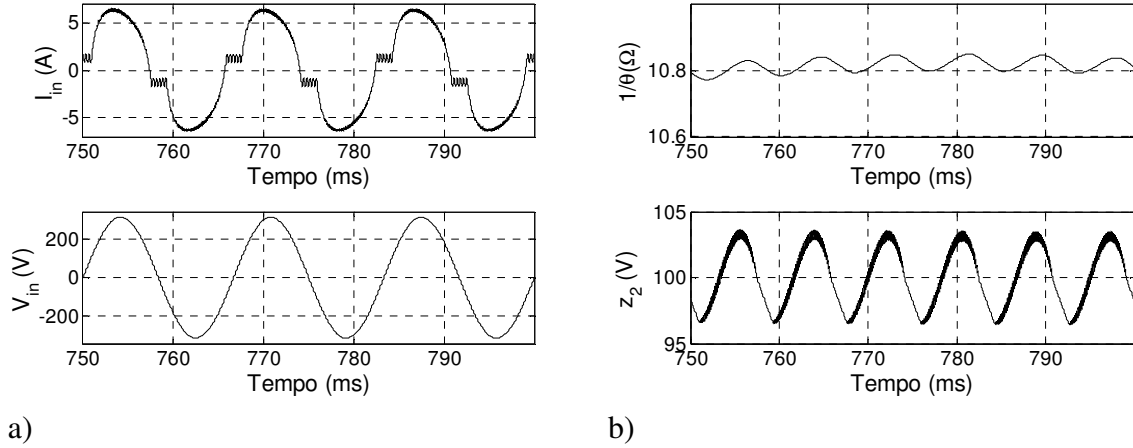


a) b)
 Figura IV-11: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída do z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=127V_{rms}$ e $V_d=100V$.

De forma semelhante, para $V_{in}=220V_{rms}$ foram definidos $V_d=100V$, $R_l=15$, $k=0,01$ e $k_i=40$, sendo os resultados demonstrados na Figura IV-12 e na Figura IV-13. Novamente, observa-se que a manutenção do valor de $\lambda=0,32$ proporciona a manutenção dos parâmetros do controlador e acarreta resultados similares, independente da faixa de tensões de operação. Novamente, o fator de deslocamento obtido foi de $fd=0,98$ e o fator de potência $fp=0,97$. A TDH obtida foi de 14,2%, ficando bem próximo das outras situações com mesmo valor de λ .



a) b)
 Figura IV-12: a) Corrente de referência para o indutor z_{1d} e corrente no indutor z_1 . b) razão cíclica μ e tensão na saída do retificador E para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=220V_{rms}$ e $V_d=100V$.



a) b)

Figura IV-13: a) Corrente de entrada e tensão de entrada. b) carga estimada $1/\hat{\theta}$ e tensão na saída do z_2 para controle baseado em passividade no modo indireto, carga estimada, $V_{in}=220V_{rms}$ e $V_d=100V$.

IV.2. Planta de testes

Para os resultados experimentais, foram utilizados os mesmos parâmetros de simulação apresentados na Tabela IV-1. Outras considerações importantes sobre os elementos utilizados são:

- A ponte retificadora (GBPC3508W), o diodo do *buck* (MUR1560) e a chave estática do *buck* (G4BC20UD) devem ser rápidos, a fim de se evitar que o tempo de recuperação reversa afete o comportamento do sistema;
- Foi utilizado o DSP TMS320F2812, da Texas Instrument, para execução do algoritmo de controle. Os algoritmos de controle foram implementados em ponto flutuante, o que possibilitou o uso de equações em tempo contínuo para execução das técnicas de controle descritas. A resolução de integrais foi baseada no método numérico conhecido como regra do trapézio;
- O sistema de medição foi construído com amplificadores operacionais (OPA2830), cuja característica é o fato de serem rail-to-rail, ou seja, a variação na tensão de saída ocorre até bem próximo dos valores de alimentação do circuito integrado. Os resistores utilizados foram de precisão de 1%. A
- Figura IV-14 exhibe os circuitos utilizados para as três medidas;

- Para a leitura de corrente foi utilizado um sensor de efeito Hall, com razão de transformação 1:1000. Foram utilizadas 4 (quatro) espiras, proporcionando uma relação de transformação de 1:250 ($\hat{z}_1 = z_1 / 250$);
- Os ajustes de *offset* e de ganho foram realizados via software.

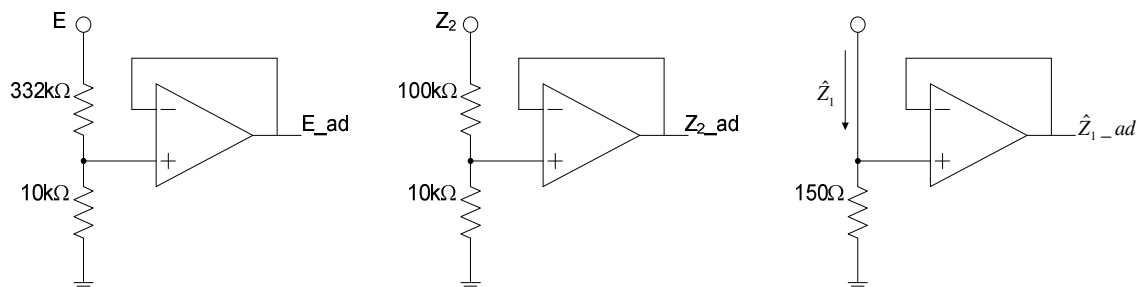


Figura IV-14: Configuração dos circuitos utilizados no sistema de medição.

A fim de validar os resultados obtidos em simulação, e apresentados no capítulo anterior, foram realizados os testes experimentais de controle em modo direto e indireto, conforme descrito a seguir.

A Figura IV-15 exibe as curvas para o *buck* CFP operando com controle em modo indireto, com carga conhecida, $R_l=20$ e $k_i=10$. Nesta condição de operação, o fator de deslocamento obtido foi $fd=0,97$ e o fator de potência $fp=0,94$. Além disso, pode-se observar o sincronismo entre a tensão de saída do retificador e a corrente no indutor, sendo este o compromisso principal de um corretor de fator de potência. Vale destacar que a própria tensão de entrada já possui um nível de distorção harmônica considerado elevado (no caso, $TDH=7,89\%$), o que pode inclusive ser observado pelo achatamento da onda na região próxima ao valor de pico. Nesta condição, a distorção da corrente de entrada foi de $TDH=27,51\%$.

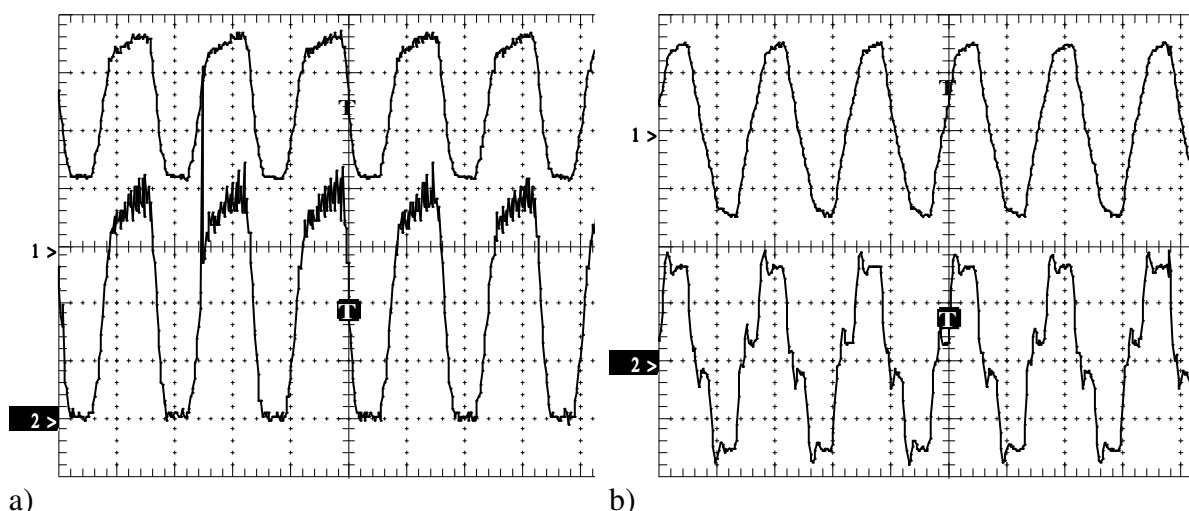


Figura IV-15: Resultados obtidos *buck* CFP operando como controle em modo indireto: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div).

A Figura IV-16 exibe as curvas para o *buck* CFP operando com controle em modo direto, carga conhecida, $G_2=1/500$ e $k_i=10$. Apesar do sincronismo entre a tensão de saída do retificador e corrente no indutor, é facilmente observada a distorção na corrente do indutor e, conseqüentemente, na corrente de entrada, o que impede a correção do fator de potência.

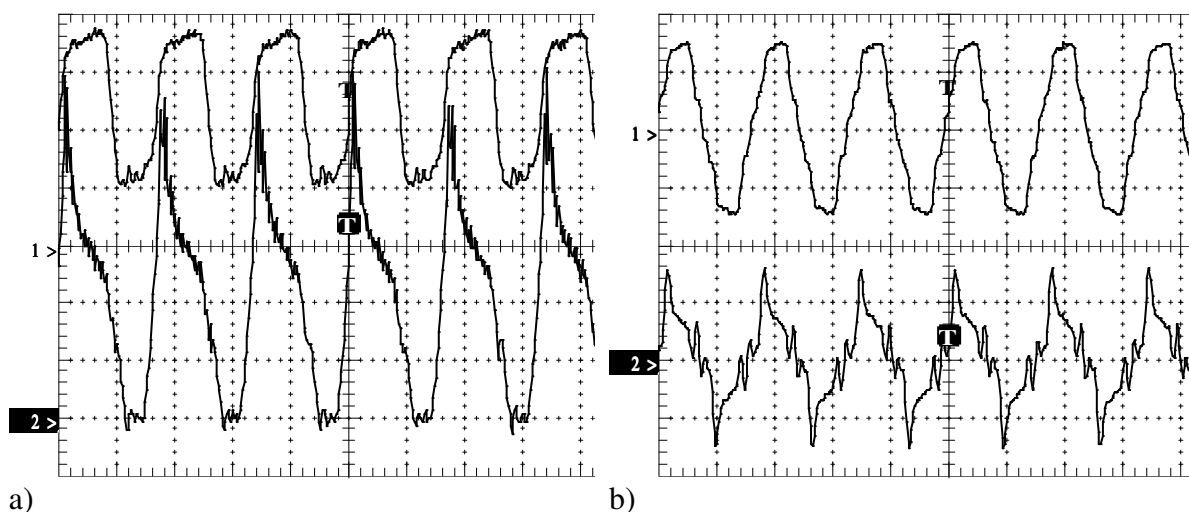


Figura IV-16: Resultados obtidos *buck* CFP operando como controle em modo direto: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (2A/div) (10ms/div).

IV.3. Comparação experimental entre os tipos de controle

Os resultados apresentados nesta seção visam avaliar a influência dos parâmetros R_1 e G_2 nos modos de controle indireto e direto, respectivamente. Para tanto, as técnicas de

controle foram implementadas para a situação de carga conhecida e foi suprimido o termo integrativo (k_i), de modo que possíveis erros em regime permanente fossem observados. Exclusivamente para esta etapa, a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída z_2 utilizadas são metade do valor indicado na Tabela IV-1 (27,5V e 12,5V, respectivamente).

IV.3.a. Controle modo indireto

A Figura IV-17 exibe curvas da resposta ao degrau para a tensão de saída do *buck*, alimentando uma carga puramente resistiva, para diferentes valores de R_L . A Figura IV-18 exibe a tensão de saída do retificador e a corrente no indutor enquanto na Figura IV-19 são mostradas a tensão de entrada e a corrente de entrada. Também nestes dois casos, os resultados foram obtidos a partir da variação de R_L .

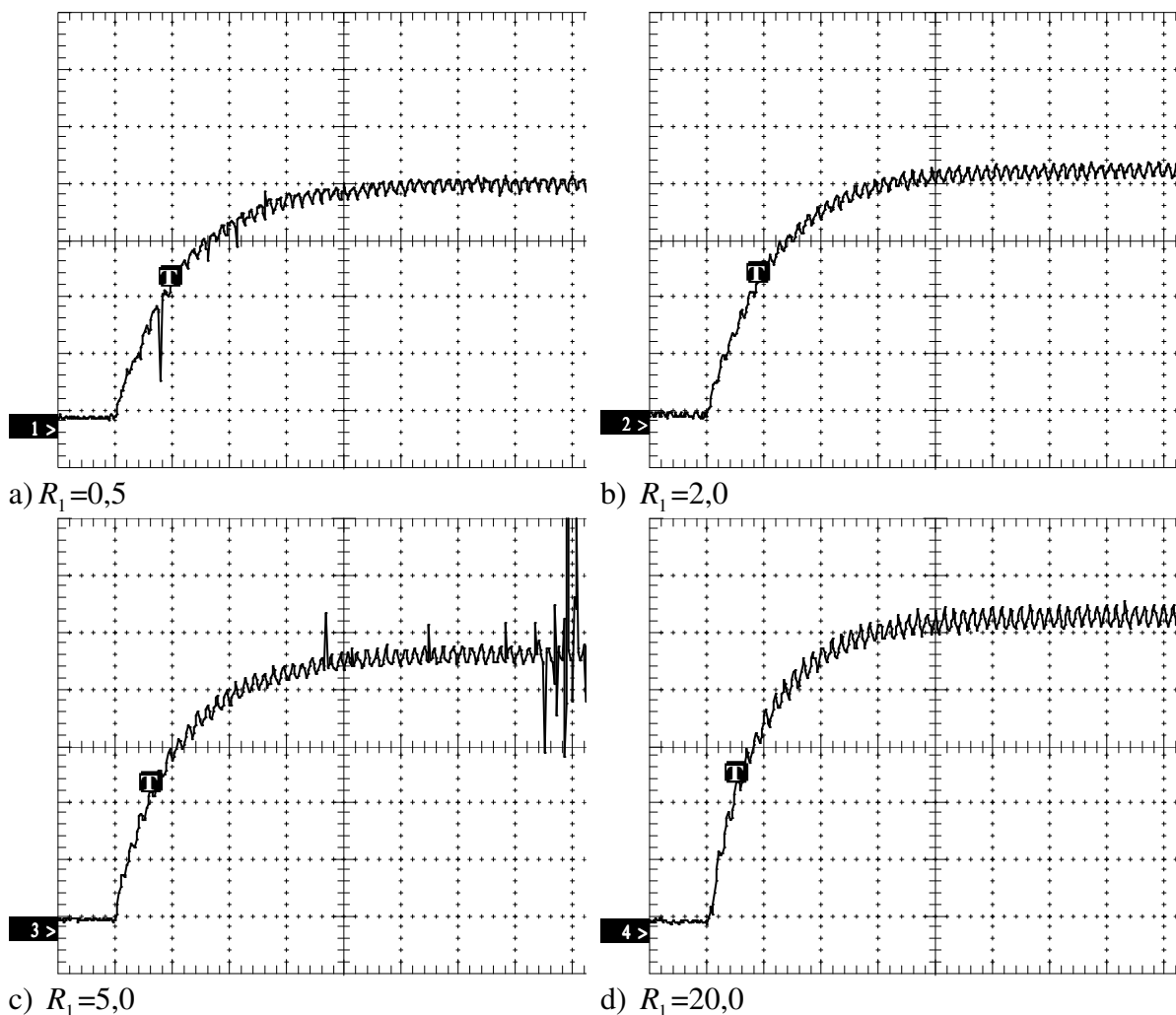


Figura IV-17: Resposta ao degrau de partida da tensão de saída/modo indireto/carga conhecida/ $k_i=0$. a) $R_L=0,5$; b) $R_L=2,0$; c) $R_L=5,0$; d) $R_L=20,0$. Escala Vertical: 2V/div.

Escala Horizontal: 50ms/div.

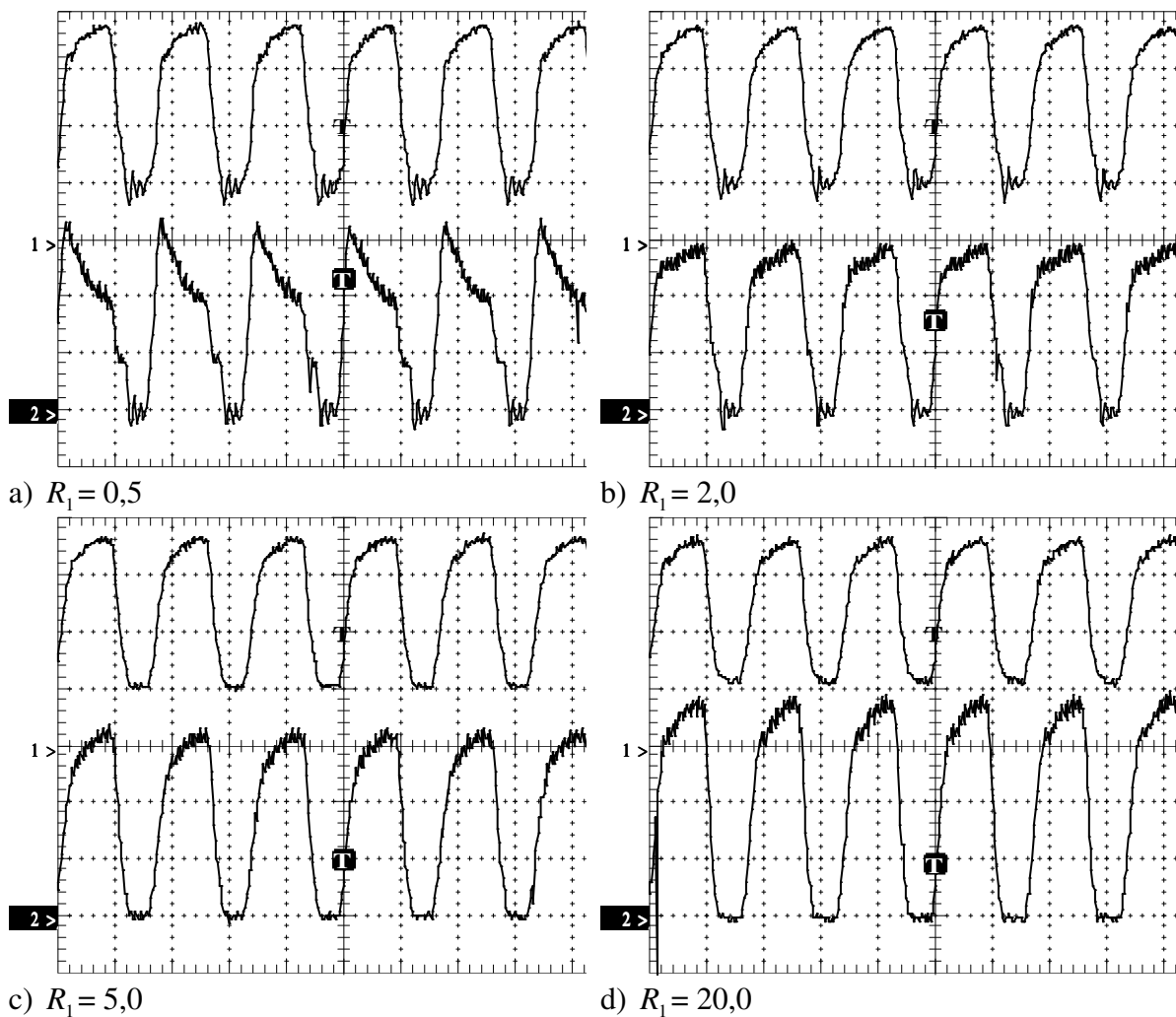


Figura IV-18: Operação em regime permanente / modo indireto / carga conhecida / $k_i=0$. Tensão de saída do Retificador (1-sinal superior) (10V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (500mA/div). a) $R_1=0,5$; b) $R_1=2,0$; c) $R_1=5,0$; d) $R_1=20,0$. Escala Horizontal: 5ms/div.

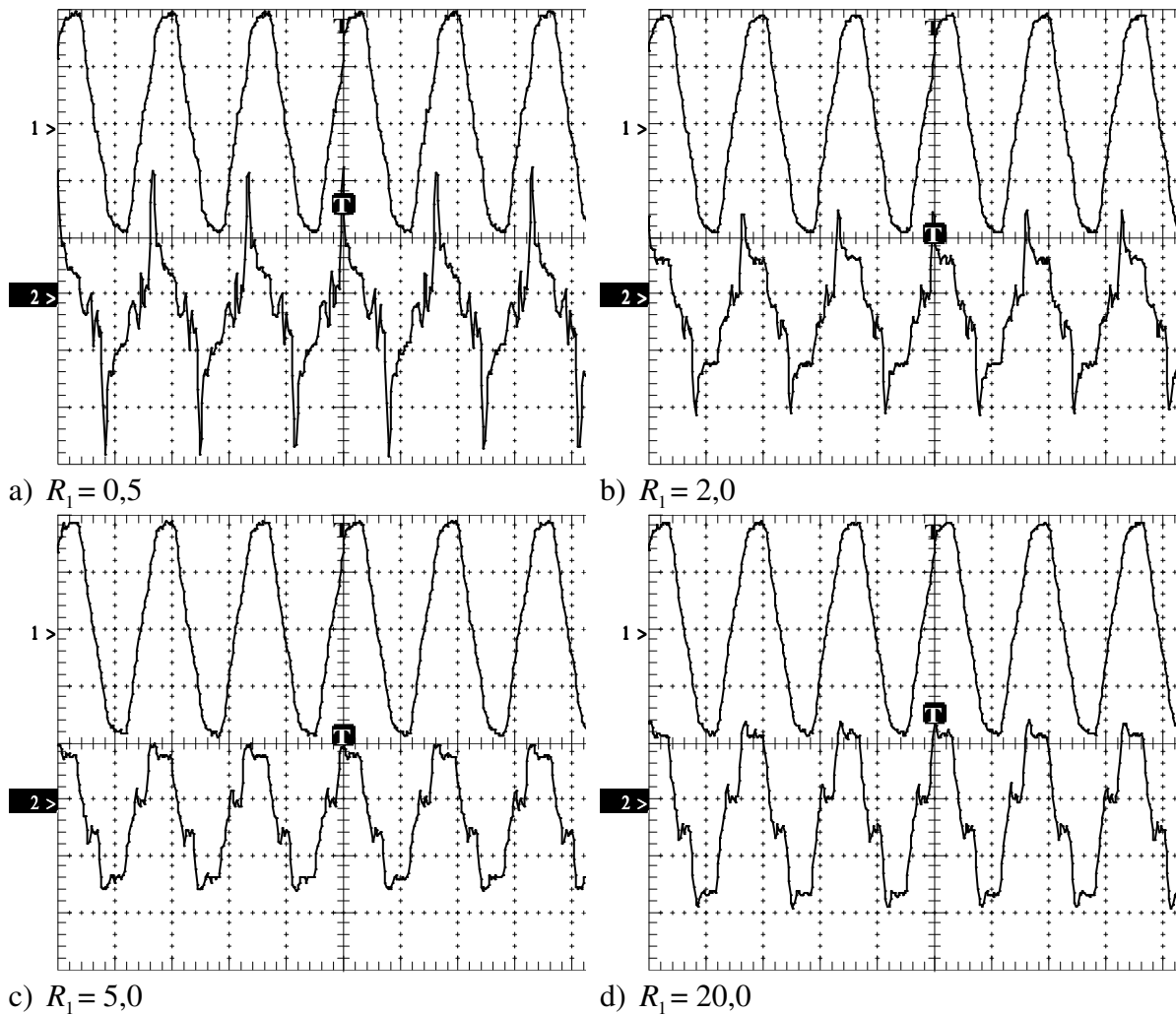


Figura IV-19: Operação em regime permanente / modo indireto / carga conhecida / $k_i=0$.

Tensão de entrada (1-sinal superior) (20V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (500mA/div). a) $R_1=0,5$; b) $R_1=2,0$; c) $R_1=5,0$; d) $R_1=20,0$. Escala Horizontal: 10ms/div.

Observa-se que o parâmetro R_1 pouco influencia no tempo de resposta do sistema. Isso pode ser comprovado uma vez que, inserido R_1 na matriz de amortecimento, este se comporta como um autovalor do sistema juntamente com G . Como o valor de G é muito menor que o de R_1 , G possui característica dominante na resposta transitória do sistema. O aumento de R_1 leva ainda à redução do erro em regime permanente. Isto acontece porque R_1 é um ganho proporcional para a própria tensão de saída, o que pode ser demonstrado a partir das igualdades válidas para o *buck* CC-CC em regime, ou seja:

$$z_1 = z_2 G \quad z_{1d} = V_d G \quad (\text{IV-3})$$

Desta forma, tem-se o termo que influi na determinação da razão cíclica dado por:

$$R_1(z_1 - z_{1d}) = GR_1(z_2 - V_d) \quad (\text{IV-4})$$

Essa relação deve ser válida também para *buck* CFP, com os devidos ajustes. O aumento do ganho proporcional diminui o erro em regime permanente [36]-[37], como verificado na Figura IV-17.

Assim como para a tensão de saída, o termo R_1 atua como um ganho proporcional que tende a minimizar o erro entre z_1 e z_{1d} . A corrente no indutor acompanha com uma menor distorção a referência fornecida pela tensão de saída do retificador, quanto maior é o valor de R_1 . Esta corrente influencia diretamente a corrente de entrada e o fator de potência do sistema. A limitação de R_1 objetiva evitar um sistema extremamente sensível ao erro $(z_1 - z_{1d})$, que conduziria a sinais de atuação com valores nos limites do ciclo de trabalho. A Tabela IV-3 exibe alguns resultados relevantes quanto à distorção e fator de potência

Tabela IV-3: Resultados diversos obtidos para diferentes valores de R_1 .

R_1	TDH V_{in}	TDH I_{in}	fd	fp
0,5	7,92%	55,00%	0,831	0,678
2,0	7,08%	33,80%	0,915	0,813
5,0	6,63%	23,69%	0,912	0,833
20,0	6,59%	26,68%	0,957	0,906

Para as condições de operação descritas nessa seção a normatização pertinente sobre fator de potência não é atendida ($fp > 0,92$, segundo Resolução 456 da ANEEL [10]). A operação de conversores estáticos para valores muito baixos de tensão e de potência fica bastante sujeita às condições de operação do circuito, como exemplo, a corrente mínima de operação de diodos da ponte retificadora, podendo influenciar significativamente nos resultados.

IV.3.b. Controle modo direto

A Figura IV-20 exibe curvas da resposta ao degrau para a tensão de saída do *buck*, alimentando uma carga puramente resistiva, para diferentes valores de G_2 . A Figura IV-21 exibe a tensão de saída do retificador e a corrente no indutor enquanto na Figura IV-22 são apresentadas a tensão de entrada e a corrente de entrada. Também nestes dois casos, os resultados são dados a partir da variação de G_2 .

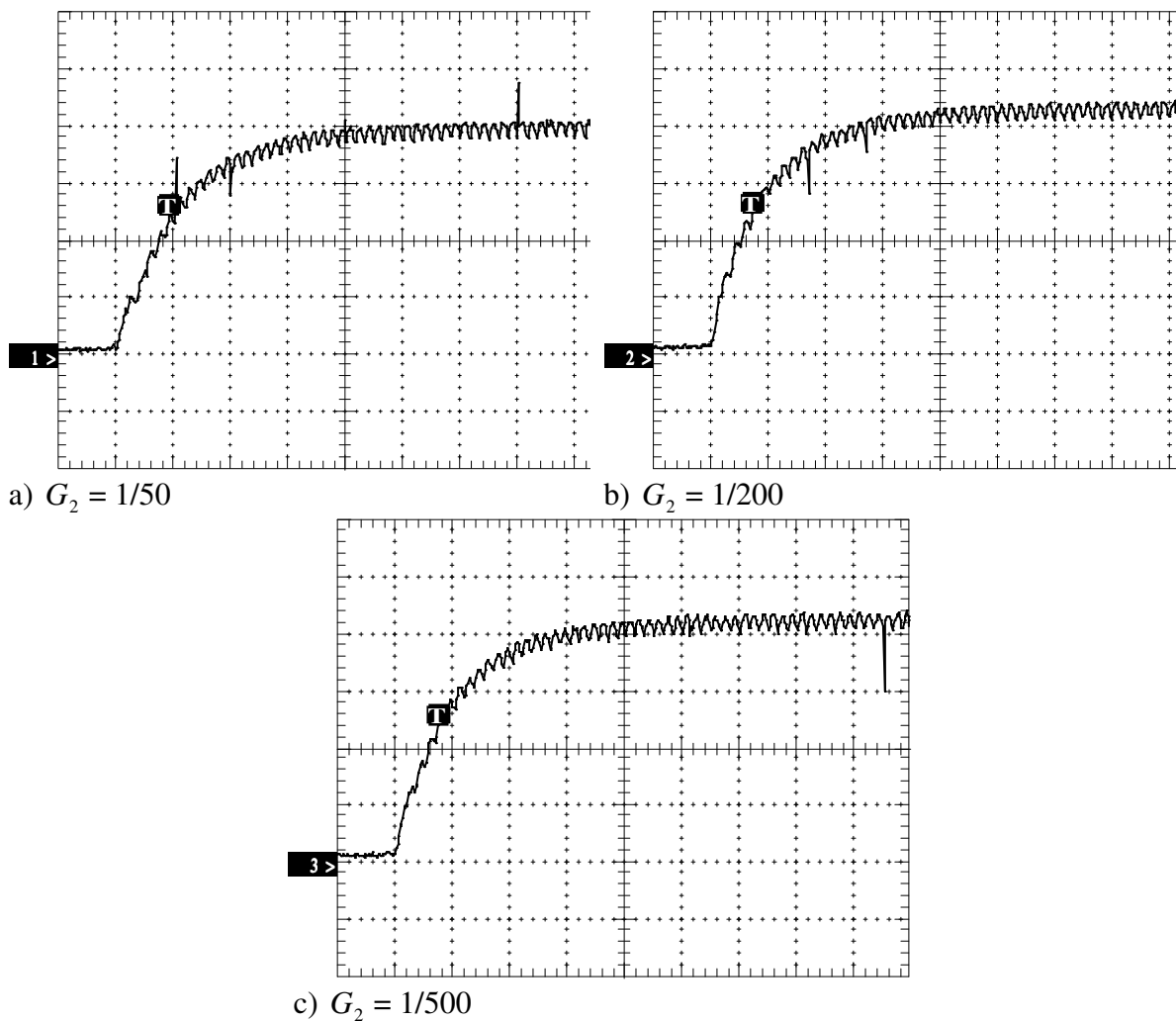


Figura IV-20: Resposta ao degrau de partida/modo direto/carga conhecida/ $k_i=0$.
a) $G_2=1/50$; b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Vertical: 2V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

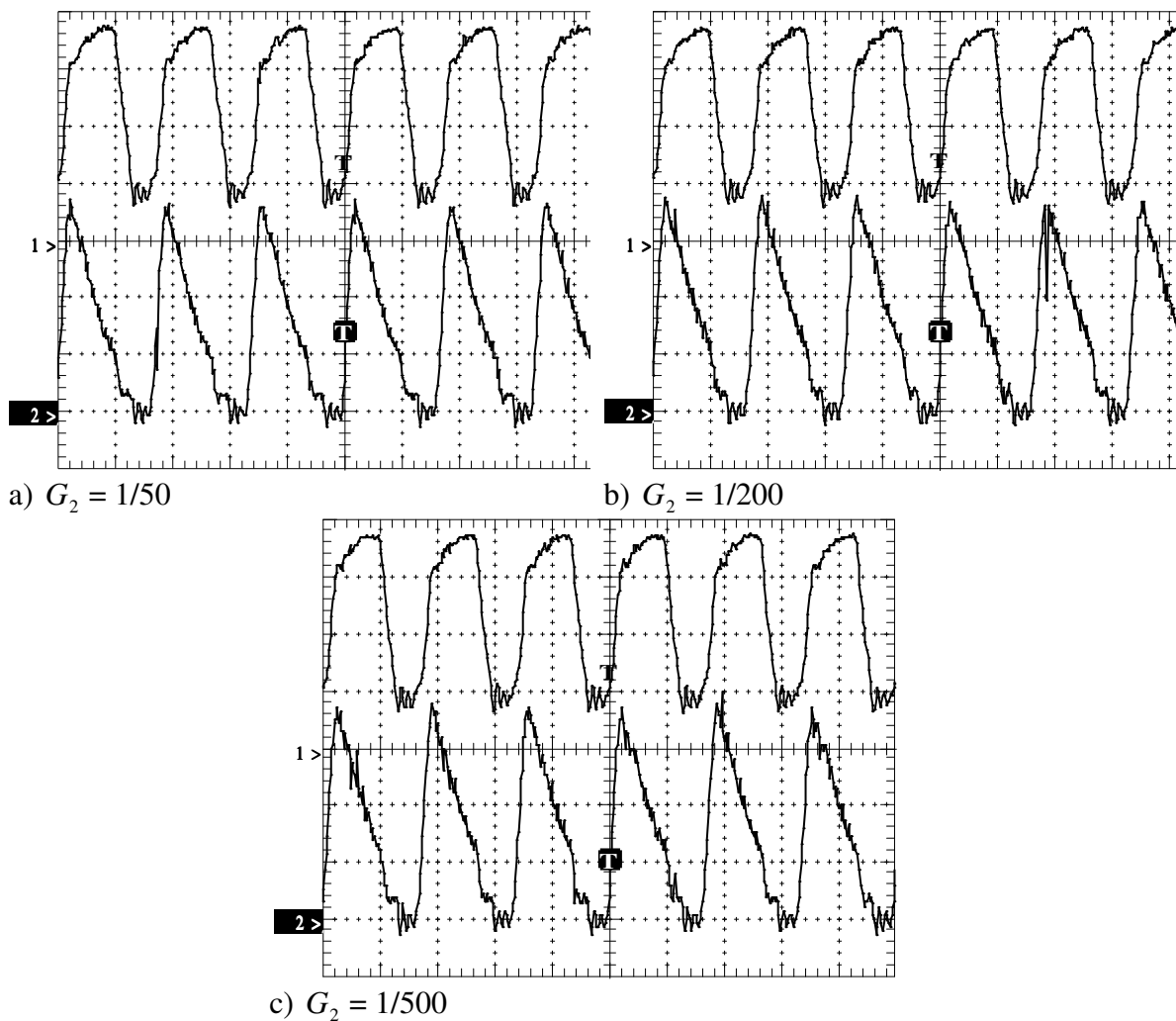


Figura IV-21: Operação em regime permanente / modo direto / carga conhecida / $k_i=0$.

Tensão de saída do Retificador (1) (10V/div) e corrente no indutor (2) (500mA/div).

a) $G_2=1/50$; b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Horizontal: 5ms/div.

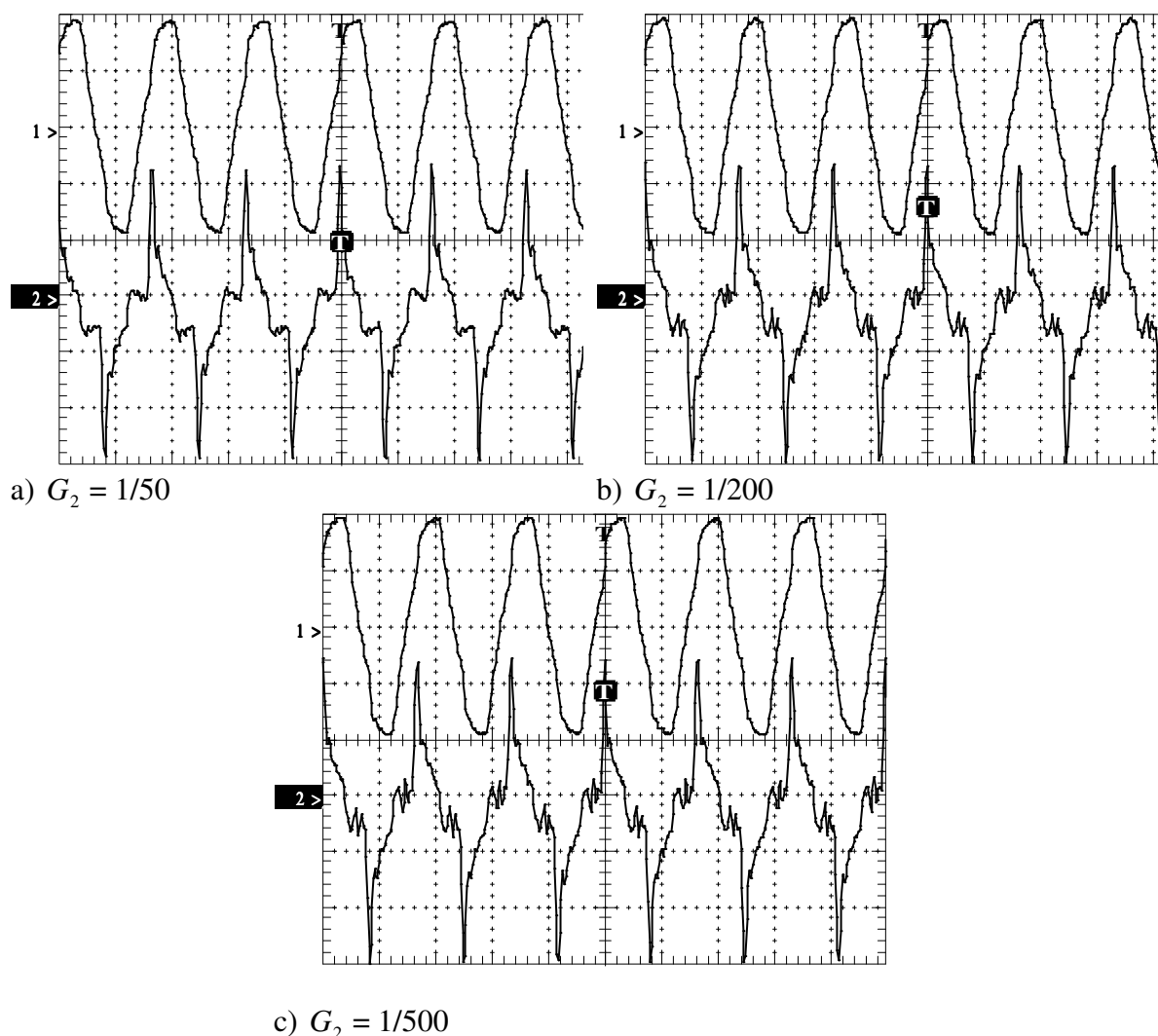


Figura IV-22: Operação em regime permanente / modo direto / carga conhecida / $k_i=0$.

Tensão de entrada (1) (20V/div) e corrente de entrada (2) (500mA/div). a) $G_2=1/50$;

b) $G_2=1/200$; c) $G_2=1/500$. Escala Horizontal: 10ms/div.

No controle em modo direto, diferentemente do que foi demonstrado no modo indireto, a variação no ganho do controlador pouco influencia a obtenção do erro em regime permanente. Além disso, o controle em modo direto não proporciona uma tendência de aproximação da corrente no indutor à referência, impedindo assim a correção de fator de potência, tanto pelo fator de deslocamento, quanto pela distorção do sinal.

Tabela IV-4: Resultados diversos obtidos para diferentes valores de G_2 .

G_2	TDH V_{in}	TDH I_{in}	fd	fp
1/50	7,70%	61,99%	0,657	0,520
1/200	8,08%	58,21%	0,729	0,582
1/500	8,15%	57,97%	0,750	0,606

IV.4. Influência dos parâmetros do controlador

Observada a restrição de se aplicar somente o modo de controle indireto para a correção do fator de potência, a consideração relevante passa a ser a influência do ganho do estimador de carga (k) e do ganho de integração do erro (k_i).

IV.4.a. Influência de k

Para avaliar a influência do ganho k , foram consideradas três hipóteses de implementação do controlador: $k_i=0$, $k_i \neq 0$ e a integral inserida no cálculo de $\dot{z}_{2d}$, conforme a equação (III-60), e $k_i \neq 0$ com a mesma integral inserida no cálculo de μ , conforme equação (III-61).

O primeiro teste visa avaliar a influência direta de k sem a interferência de k_i . O resultado pode ser visto na Figura IV-23.

Como é possível observar, a constante k não influencia no tempo de resposta quando o ganho de integração do erro é nulo. Além disso, a partir da Tabela IV-5, pode-se observar que a variação de k proporciona pequena influência na fase entre a tensão de entrada e a corrente drenada pelo equipamento, sem que isso apresente melhorias no fator de potência.

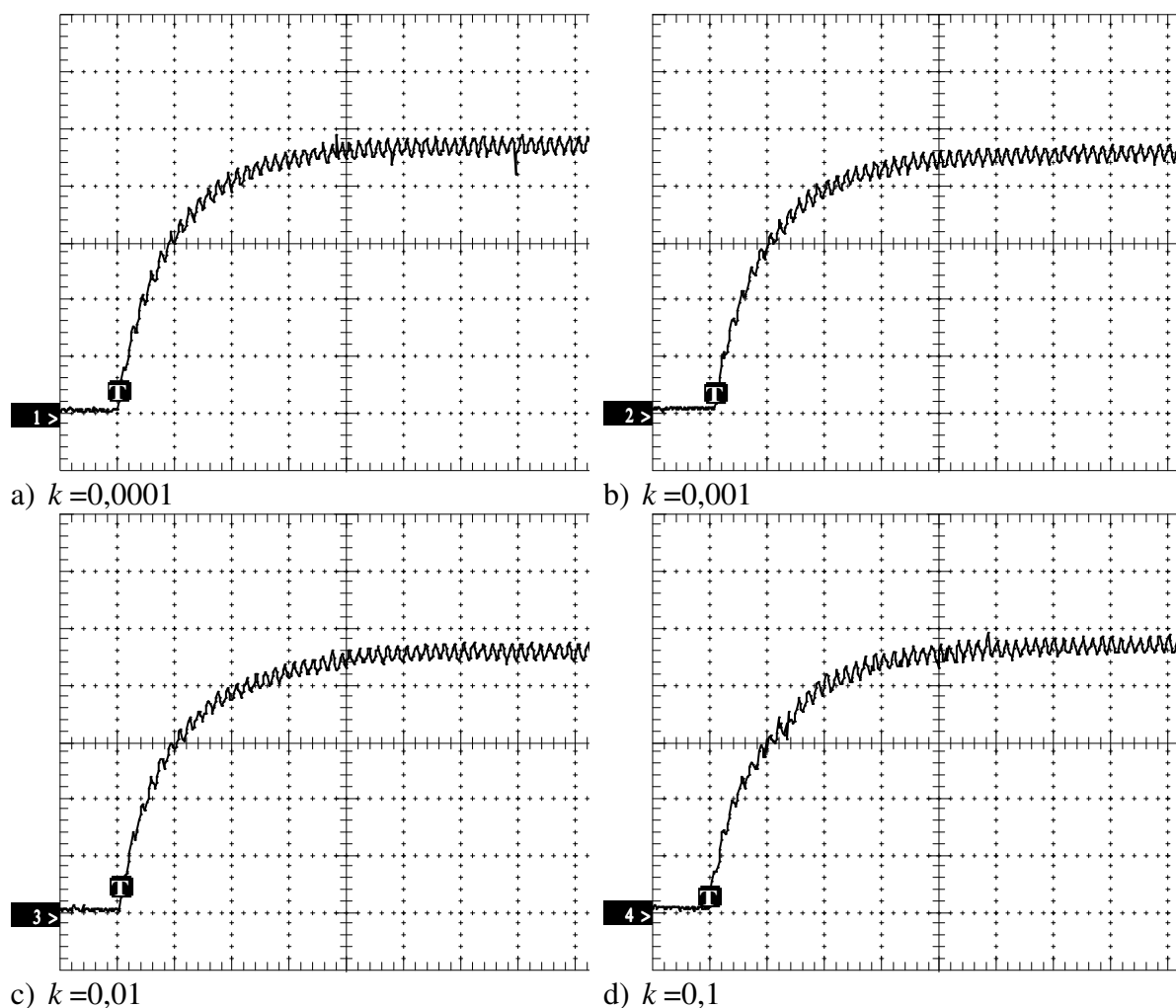


Figura IV-23: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i = 0$.

a) $k = 0,0001$; b) $k = 0,001$; c) $k = 0,01$; d) $k = 0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

Tabela IV-5: Resultados experimentais obtidos para controle em modo indireto/carga estimada/ $k_i = 0$.

k	TDH I_{in}	Deslocamento entre fundamentais	Fator de potência
0,0001	25,18%	1,48°	0,959
0,001	24,76%	1,27°	0,967
0,01	25,50%	1,1°	0,962
0,1	24,42%	0,59°	0,959

É preciso avaliar ainda a influência do ganho k juntamente com a constante k_i , o que pode ser visto na Figura IV-24 (integral inserida no cálculo de $\dot{z}_{2d}$) e na Figura IV-25 (integral inserida no cálculo de μ).

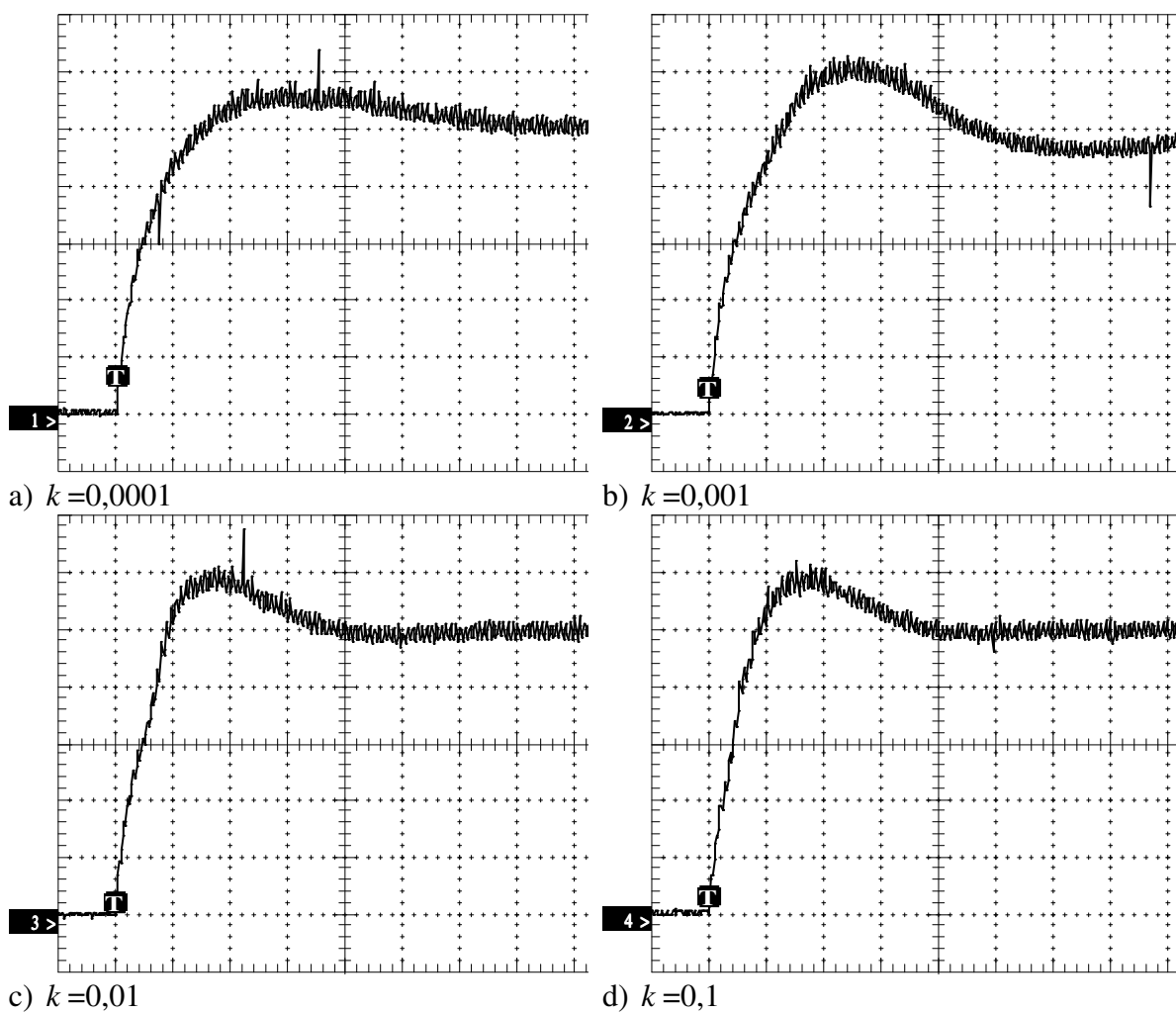


Figura IV-24: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i = 1,0$ (em $\dot{z}_{2d}$). a) $k = 0,0001$; b) $k = 0,001$; c) $k = 0,01$; d) $k = 0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

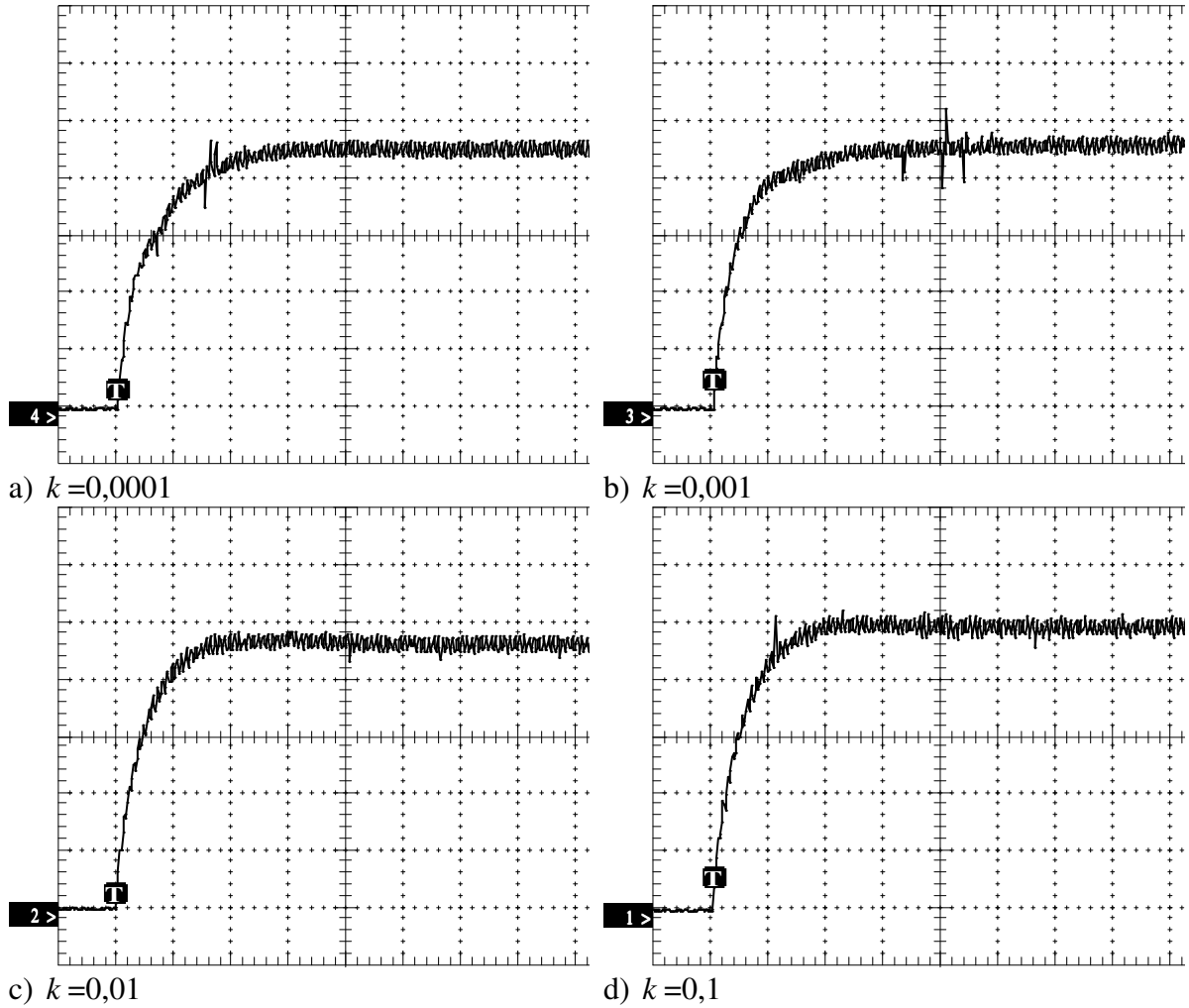


Figura IV-25: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k_i=0,1$ (em μ). a) $k=0,0001$; b) $k=0,001$; c) $k=0,01$; d) $k=0,1$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

Na situação exposta na Figura IV-24, observa-se que a resposta tende a ficar mais rápida com o aumento do ganho k , porém, existe também a tendência de aumento do máximo sobresinal. Para a situação apresentada na Figura IV-25, o aumento de k também reduz o tempo para a tensão de saída atingir o regime permanente, porém, as respostas não tendem a possuir sobresinal. Nos dois casos, a eliminação do erro em menor tempo com o aumento de k_i era o esperado.

A impedância estimada para a situação de $k_i=0$ foi próxima de 11Ω ($\hat{\theta} \cong 9,1 \times 10^{-2}$). Para a condição onde a integral é inserida no cálculo de $\hat{z}_{2d}$, o valor estimado foi próximo de $10,2\Omega$ ($\hat{\theta} \cong 9,8 \times 10^{-2}$), sendo o desvio causado pela atuação integração, que altera a referência gerada pelo controlador e, conseqüentemente, altera o ponto de equilíbrio da estimação de carga. Finalmente, o uso da integral na obtenção da razão cíclica leva a uma condutância

estimada bastante reduzida com relação ao valor real ($\hat{\theta} \cong 1,0 \times 10^{-4}$), motivada também pela alteração do ponto de equilíbrio da estimação de carga, o que impossibilita a aplicação desta estimação para outros fins.

IV.4.b. Influência de k_i (em $\dot{z}_{2d}$)

A inserção do termo k_i na equação onde se calcula $\dot{z}_{2d}$, conforme equação (III-60), deve ser avaliada tanto para a condição de carga conhecida (Figura IV-26) quanto para a situação de carga estimada (Figura IV-27).

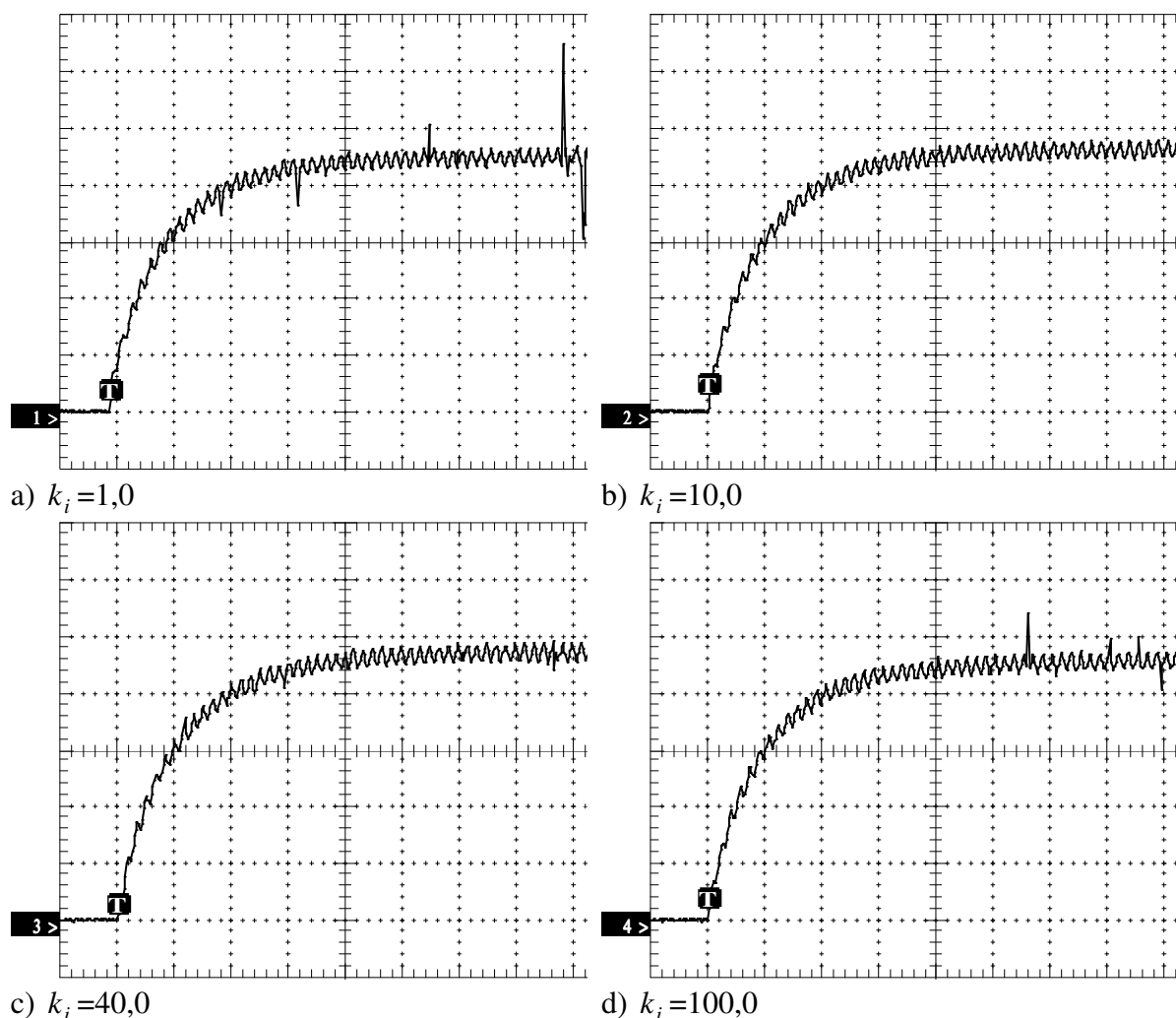


Figura IV-26: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga conhecida/ $k = 0$ (k_i em $\dot{z}_{2d}$). a) $k_i = 1,0$; b) $k_i = 10,0$; c) $k_i = 40,0$; d) $k_i = 100,0$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

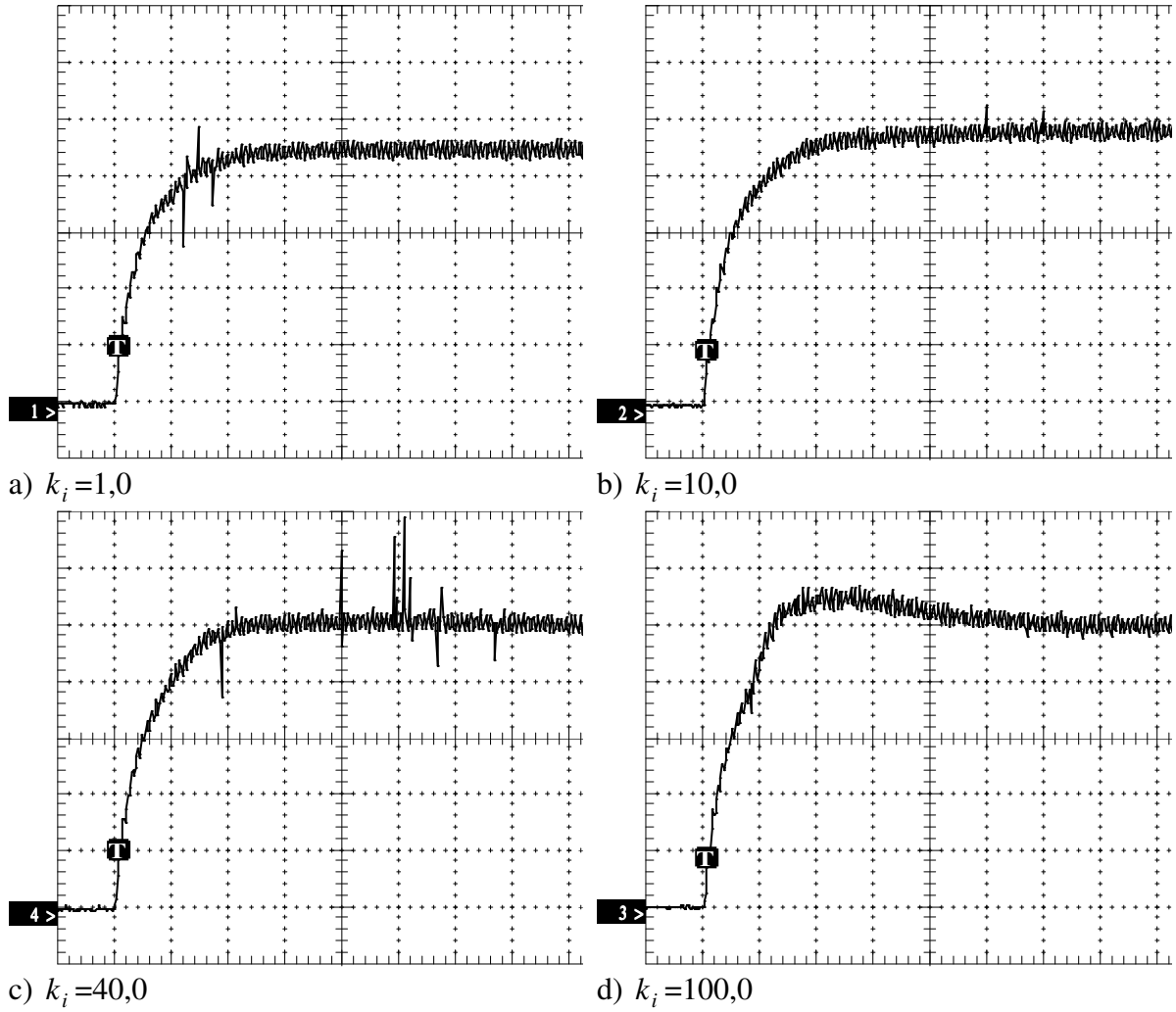


Figura IV-27: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k = 0,01$ (k_i em $\dot{z}_{2d}$). a) $k_i = 1,0$; b) $k_i = 10,0$; c) $k_i = 40,0$; d) $k_i = 100,0$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

Para a condição de carga conhecida, o uso da integração sequer permite eliminar o erro em regime permanente, sendo que o valor obtido foi cerca de 7% menor do que o desejado (23,2V). Isso acontece porque a trajetória da corrente desejada para o indutor não varia ($\hat{\theta} = G$) e a integração atua em uma variável do controlador incapaz de realizar a correção diretamente. O mesmo não acontece com a situação onde a carga é estimada, uma vez que o parâmetro estimado ajusta-se conforme o valor de z_{2d} , permitindo a eliminação do erro em regime permanente. Verifica-se ainda que o aumento de k_i influencia no tempo gasto para a tensão atingir o regime permanente, podendo inclusive ocasionar sobresinal. Porém, não há grande influência nos instantes iniciais do transitório, momento em que o resultado da integração é baixo para qualquer valor de k_i apresentado.

IV.4.c. Influência de k_i (em μ)

Novamente, o objetivo é avaliar a influência de k_i para as condições de carga conhecida (Figura IV-28) e carga estimada (Figura IV-29).

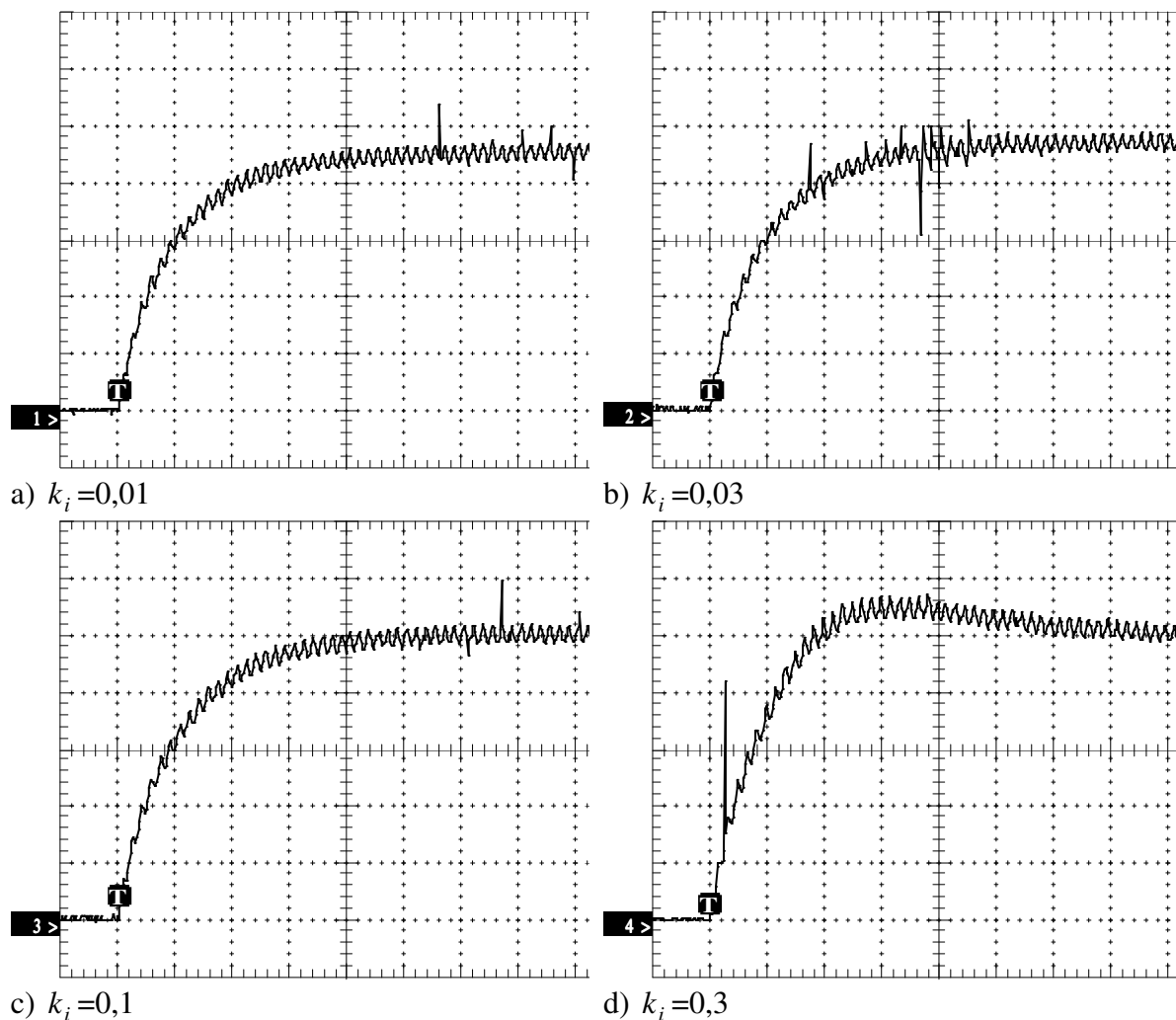


Figura IV-28: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga conhecida/ $k = 0$ (k_i em μ). a) $k_i = 0,01$; b) $k_i = 0,03$; c) $k_i = 0,1$; d) $k_i = 0,3$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

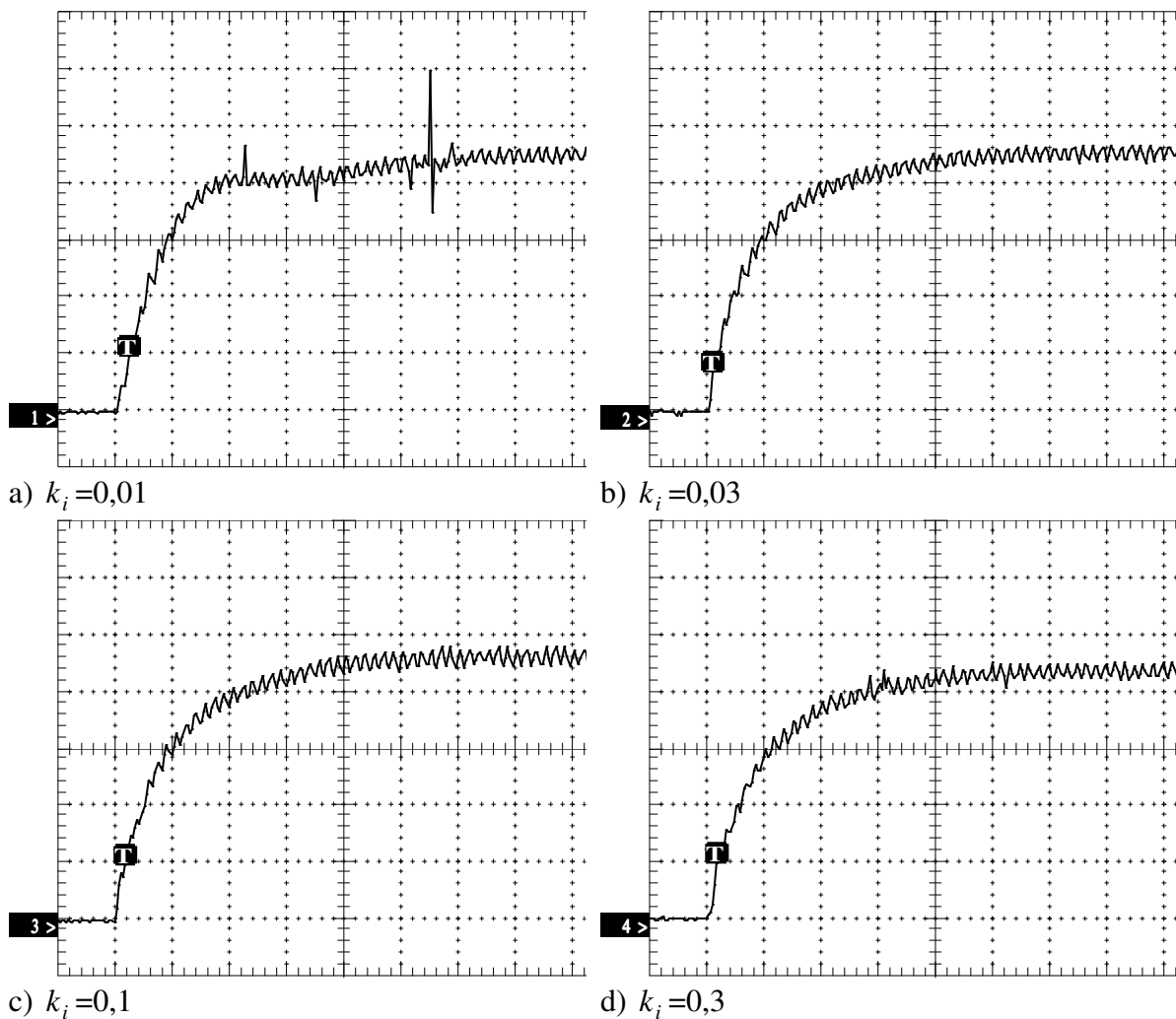


Figura IV-29: Resposta ao degrau de partida/modo indireto/carga estimada/ $k=0,01$ (k_i em μ). a) $k_i=0,01$; b) $k_i=0,03$; c) $k_i=0,1$; d) $k_i=0,3$. Escala Vertical: 5V/div. Escala Horizontal: 50ms/div.

Para a condição de carga conhecida, percebe-se a influência do aumento de k_i atuando na redução do tempo de resposta do sistema chegando a ocasionar pequenos índices de sobresinal. Diferentemente da inserção da integração no cálculo de $\dot{z}_{2d}$, a inserção no cálculo de μ possibilita ao controle atuar diretamente na tensão de saída e, assim, eliminar o erro.

IV.5. Regulação da Planta

Para avaliar a regulação da tensão de saída do *buck* CFP é necessário submeter o sistema à condições limites de operação e avaliar a influência sob tais situações. Os parâmetros utilizados para estes testes foram: $R_l=15$, $k=0,01$ e $k_i=10$, com a integral em $\dot{z}_{2d}$.

A Figura IV-30 exibe as curvas referentes à condição nominal de operação, ou seja, para uma tensão de entrada eficaz de $55V_{rms}$ e uma resistência de carga de 11Ω . A Figura IV-31 exibe as curvas para a condição de trabalho onde a tensão de entrada é 80% do valor nominal (44V). A Figura IV-32 exibe as curvas para a condição de trabalho onde a tensão de entrada é 120% do valor nominal (66V). Finalmente, a Figura IV-33 exibe as curvas para o circuito operando com uma resistência de saída 10 vezes maior que a inicialmente adotada, ou seja, 110Ω .

A Tabela IV-6 exibe diferentes índices obtidos experimentalmente bem como a Tabela IV-7 informa o percentual de algumas componentes harmônicas em função das componentes fundamentais de tensão de entrada e de corrente de entrada.

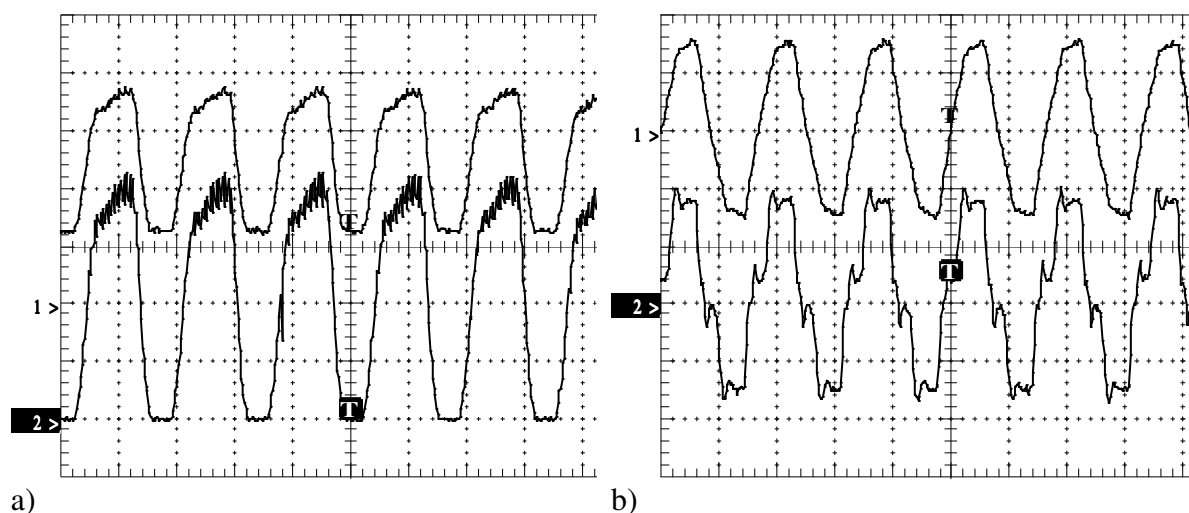


Figura IV-30: Resultados obtidos para condição nominal: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div).

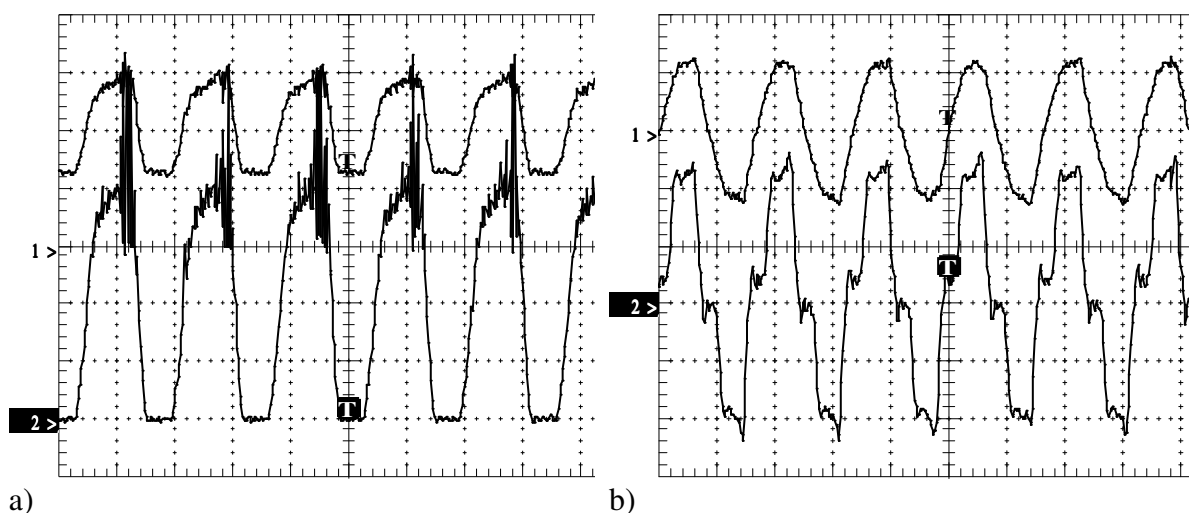


Figura IV-31: Resultados obtidos para condição de tensão mínima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div).

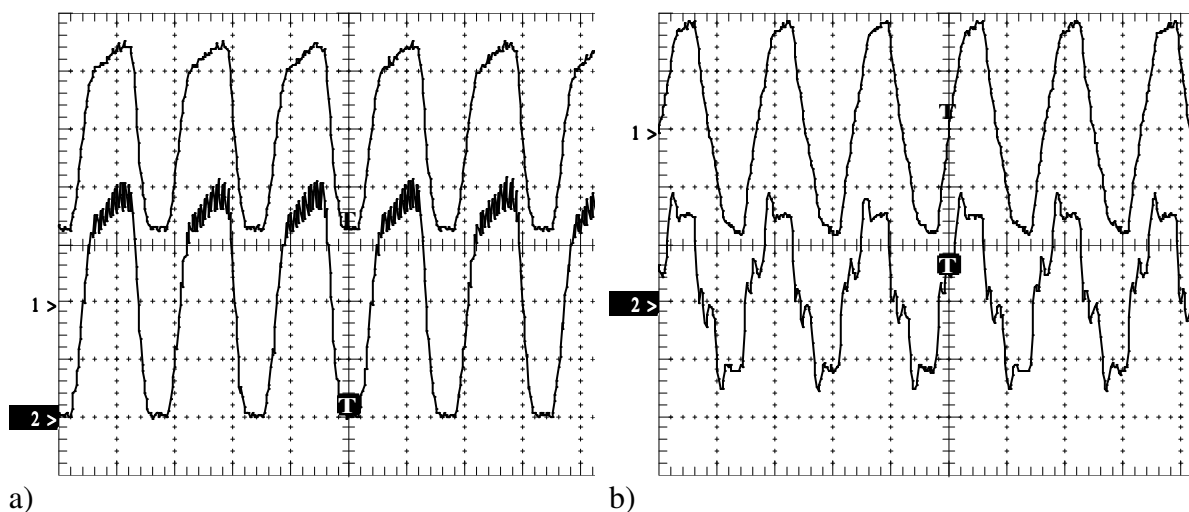


Figura IV-32: Resultados obtidos para condição de tensão máxima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (1A/div) (5ms/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (1A/div) (10ms/div).

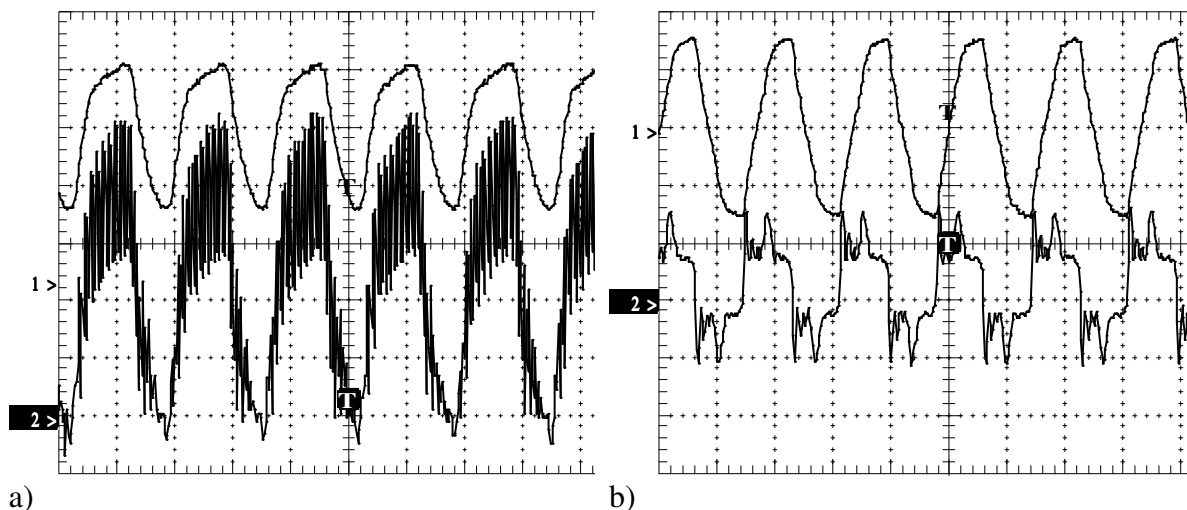


Figura IV-33: Resultados obtidos para condição de carga mínima: a) Tensão na saída do retificador (1-sinal superior) (20V/div) e corrente no indutor (2-sinal inferior) (100mA/div). b) Tensão de entrada (1-sinal superior) (50V/div) e corrente de entrada (2-sinal inferior) (500mA/div).

Tabela IV-6: Resultados obtidos para as diferentes condições de operação do sistema.

Condição de Operação	z_{2_min} (V)	z_{2_max} (V)	TDH V_{in}	TDH I_{in}	$\phi_v - \phi_i$	fp
$V_{in_nom} = 55V_{rms} / R_{o_nom} = 11\Omega$	24,85	25,11	8,40%	26,69%	1,4°	0,950
$V_{in_min} = 44V$ (80% V_{in_nom})	24,81	25,13	9,15%	31,25%	6,01°	0,936
$V_{in_max} = 66V$ (120% V_{in_nom})	24,86	25,17	8,56%	27,91%	2,10°	0,951
$R_o = 110\Omega$ (10x R_{o_nom})	24,93	25,15	8,48%	49,72%	61,7°	0,418

Tabela IV-7: Percentual das harmônicas da tensão de entrada e da corrente de entrada, em relação às respectivas componentes fundamentais, para as diferentes condições de operação do sistema.

Condição de Operação	3°	5°	7°	9°	11°	13°
$V_{in_nom} = 55V_{rms} / R_{o_nom} = 11\Omega$	5,64%	5,66%	1,04%	1,10%	1,23%	1,07%
	12,98%	21,42%	2,99%	5,06%	3,11%	4,74%
$V_{in_min} = 44V$ (80% V_{in_nom})	6,73%	5,19%	1,54%	0,71%	1,70%	1,42%
	19,68%	22,68%	2,59%	6,09%	1,03%	2,35%
$V_{in_max} = 66V$ (120% V_{in_nom})	4,99%	6,36%	0,60%	1,92%	1,16%	1,09%
	9,21%	22,84%	3,77%	9,04%	4,62%	5,32%
$R_o = 110\Omega$ (10x R_{o_nom})	4,72%	6,39%	1,05%	1,77%	0,89%	1,19%
	11,74%	37,09%	1,98%	19,00%	9,46%	12,59%

Como salientado anteriormente, a operação do conversor em baixa potência sofre bastante influência de características do circuito não inseridas no modelo, o que fica claro quando

de utiliza uma resistência de carga muito acima do valor nominal, onde o $fp=0,418$. A partir dos resultados da Tabela IV-6, pode-se calcular a regulação de tensão, ou de carga, para as três condições extremas de operação. Para tanto, será considerado o limite superior da tensão em regime (25,11V) e os limites inferiores das demais situações.

$$\frac{z_2(nom) - z_2(V_{in_min})}{z_2(nom)} \times 100\% = 1,19\% \quad (IV-5)$$

$$\frac{z_2(nom) - z_2(V_{in_max})}{z_2(nom)} \times 100\% = 1,00\% \quad (IV-6)$$

$$\frac{z_2(nom) - z_2(R_{o_max})}{z_2(nom)} \times 100\% = 0,72\% \quad (IV-7)$$

Considerando o pior caso, a regulação do *buck* CFP é de 1,19%. Ainda com base nas tabelas, pode-se observar a forte influência que o filtro de entrada causa na corrente de entrada quando a corrente no indutor é reduzida, levando inclusive à um baixo fator de potência. Apesar disso, a manutenção da tensão de saída é garantida.

IV.6. Outros testes

A fim de observar outras características da técnica de controle, foram realizados dois testes comumente apresentados como referência para qualificação de técnicas de controle lineares.

IV.6.a. Transitórios de carga

Os transitórios de carga são testes comuns para verificar a resposta apresentada para o controle diante de perturbações. Para os resultados apresentados a seguir, foi utilizado o controle em modo indireto, com os parâmetros: $R_l=20$, $k=0,1$ e $k_i=40$, com a integral em $\dot{z}_{2d}$.

A Figura IV-34 exhibe a situação onde ocorre uma redução pela metade da carga, ocasionando um breve sobresinal de cerca de 10% com relação à tensão em regime. A Figura IV-35 exhibe o transitório para aumento da carga, onde é possível observar um afundamento de tensão e o posterior retorno à operação em regime permanente.

As impedâncias estimadas foram $9,3\Omega$ e $25,0\Omega$ para os valores reais de 16Ω e 32Ω , respectivamente, observando-se assim a influência da ação integral, utilizada para eliminar o erro em regime permanente da tensão de saída, no ponto de equilíbrio do sistema.

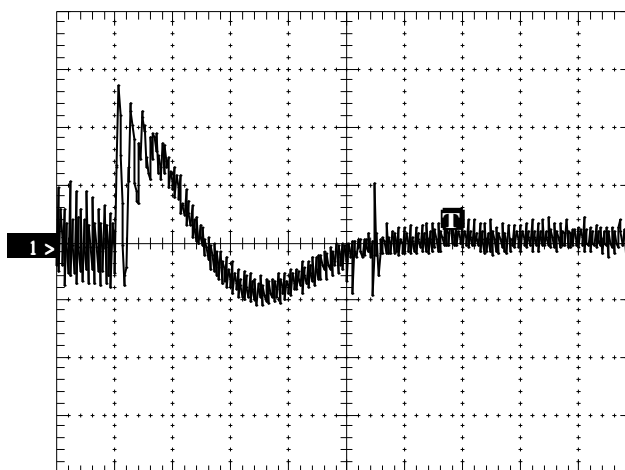


Figura IV-34: Transitório na tensão de saída do *buck* CFP diante de uma redução de carga, com variação da resistência de 16Ω para 32Ω . Escalas: 1V/div; 250ms/div

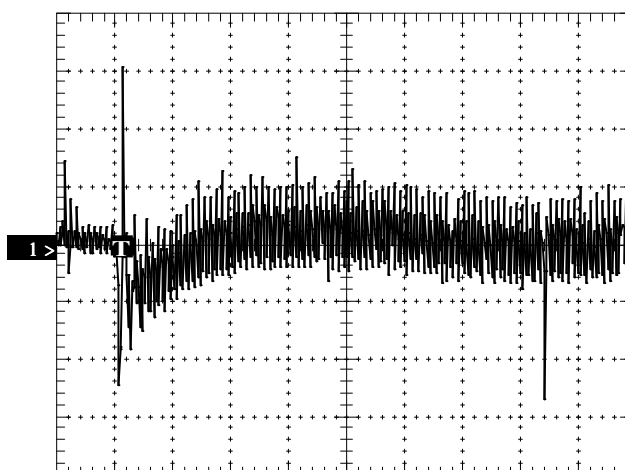


Figura IV-35: Transitório na tensão de saída do *buck* CFP diante de um aumento de carga, com variação da resistência de 32Ω para 16Ω . Escalas: 1V/div; 250ms/div

IV.6.b. Tempo de execução do algoritmo

A fim de fornecer uma referência para a complexidade da técnica de controle baseado em passividade, foi realizado o teste para identificação do tempo de execução demandado para as rotinas de controle da técnica em referência com um controle linear PI com duas malhas. Para tanto, utilizou-se uma porta I/O (entrada/saída) do DSP como sinalizadora, sendo que esta assume o nível lógico alto na entrada da interrupção responsável pela execução do algoritmo de controle e retorna ao nível lógico baixo quando esta mesma interrupção é concluída. Os resultados obtidos, que podem ser vistos na Figura IV-36, são para a

operação das variáveis em ponto flutuante, o que aumenta o tempo de execução, se comparado com variáveis ajustadas em ponto fixo.

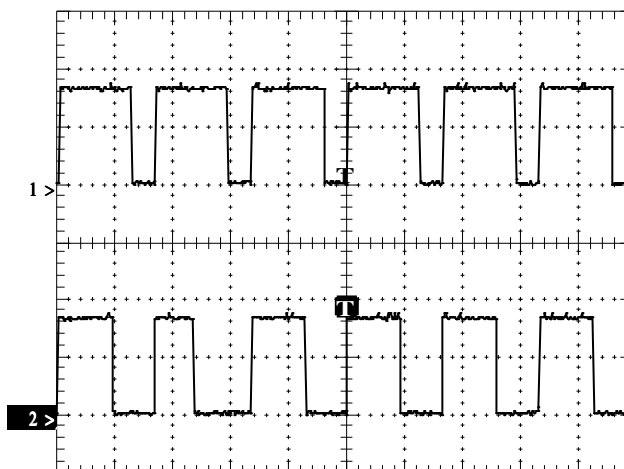


Figura IV-36: Comparação entre o tempo de execução (nível lógico 1) da rotina de controle baseado em passividade com estimação de carga (1-sinal superior) e a rotina para um controle PI (2-sinal inferior) implementadas para execução em ponto flutuante. Escala de tempo: $25\mu\text{s}/\text{div}$.

Observa-se que o controle baseado em passividade demanda um maior tempo para execução da rotina, com cerca de $32\mu\text{s}$, contra os cerca de $23\mu\text{s}$ do controle PI convencional.

IV.7. Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados diversos resultados de simulação e experimentais da técnica de controle baseado em passividade, possibilitando avaliar a influência dos parâmetros do controlador nos comportamentos dinâmico e estático do conversor *buck* CFP.

Os resultados apresentados, tanto de simulação quanto experimentais, permitem afirmar que o controle em modo direto não pode ser utilizado em conversores *buck* CFP, uma vez que não possibilita o sincronismo da corrente no indutor com a tensão de entrada do conversor, impedindo o funcionamento como corretor de fator de potência, mesmo com a variação do parâmetro de controle G_2 .

O controle em modo indireto, aliado ao uso da integração para eliminar erros na tensão de saída em regime, permite o controle das variáveis de estado e produz resultados bastante satisfatórios, como o fator de potência elevado e níveis de distorção harmônica aceitáveis.

A variação da tensão de entrada, com a manutenção do parâmetro γ , não influencia no ajuste dos parâmetros do controlador e pouco altera os resultados.

O fato de R_1 funcionar como um ganho proporcional indica que seu aumento tende a aumentar a sensibilidade do sistema com relação à diferença $(z_1 - z_{1d})$ e a reduzir erros em regime permanente da tensão de saída. O fato de a razão cíclica ser limitada impede maiores valores para o parâmetro R_1 , pois poderia acarretar saturações para pequenas diferenças entre z_1 e z_{1d} . A limitação de R_1 implica também na limitação do tempo de resposta do sistema à variações na tensão de entrada ou na carga.

A influência dos parâmetros k e k_i na determinação da corrente no indutor em regime permanente e, conseqüentemente, na correção de fator de potência. O aumento de k_i tende a acelerar a resposta, podendo inclusive acarretar sobresinal. A variação de k só é realmente perceptível quando atua conjuntamente com k_i . Nesta condição, o aumento de k também acelera a resposta, o que pode ser explicado pela presença da condutância estimada na equação (III-93) que trata da corrente de pico desejada para a trajetória.

A estimação de carga é obtida em condutância, e não em resistência, o que é justificado para que em situações de circuito aberto o valor estimado seja infinito, impedindo o processamento e o uso da técnica de controle.

Observa-se que a técnica de controle possibilita bons resultados quanto à regulação de tensão, mesmo com existência de intervalos de tempo onde a tensão de entrada do sistema é menor que a tensão de saída, ficando somente o capacitor responsável pelo fornecimento de corrente à carga. Esse é o motivo essencial para um valor tão elevado ($4700\mu\text{F}$), de forma que a variação da tensão de saída fique em torno de 4% do valor de regime.

Apesar do tempo de processamento ser maior para o controle baseado em passividade do que para o controle PI com duas malhas, a diferença apresentada não é relevante o suficiente para impedir o uso da técnica, principalmente pelas vantagens que esta pode oferecer, como a dispensa de ajustes e a estimação de carga. Vale ressaltar que o tempo de execução pode ser reduzido com o uso de variáveis em ponto fixo.

V. CONCLUSÕES FINAIS

V.1. Conclusões Finais

Este trabalho apresentou uma discussão sobre formas de implementação de técnicas de controle baseado em passividade em conversores estáticos não isolados, em modo de condução contínua, nas topologias elevador de tensão (*boost*) e abaixador de tensão (*buck*) operando como corretores ativos de fator de potência.

O estudo realizado sobre fator de potência e distorções harmônicas em altas e baixas frequências nos permite observar a importância da manutenção destes parâmetros em condições que satisfazem a normatização pertinente, uma vez que, não atendidas as especificações, os problemas acarretados podem levar a prejuízos de funcionamento e, conseqüentemente, financeiros.

O uso de técnicas de controle lineares, principalmente controladores PI, é bastante difundido na aplicação de controle de conversores CFP, principalmente pela simplicidade de processamento de uma técnica linear. Porém, quando se trata de sistemas não-lineares, o ajuste destes controladores deve ser feito levando em conta não só os limites de saturação, mas também a estabilidade dos circuitos em toda a faixa de operação. Desta forma, a única opção de ajuste é para a condição de operação crítica, ou seja, mínima tensão de pico para a entrada do conversor CFP e máxima tensão de saída para este mesmo conversor. Na técnica de passividade apresentada trata-se o conversor como um modelo não-linear e, a partir disto, define-se as trajetórias desejadas para as variáveis de estado a controlar. Desta forma, torna-se possível obter resultados mais satisfatórios em toda faixa de operação. Além disso, o controle baseado em passividade demanda o ajuste de dois ou três parâmetros (pelo menos um a menos que a opção de uso de controladores PI com malha de tensão e de corrente), sendo estes com influências bem definidas no comportamento do sistema, conforme apresentado no Capítulo IV.

A técnica de controle baseado em passividade com inserção virtual do termo resistivo em série com o indutor (modo indireto) e com uso da integral para eliminar o erro na tensão de saída em regime permanente propicia resultados desejados para a aplicação, ou seja, fator de potência elevado e regulação da tensão de saída. O método adaptativo de estimação da carga, que atua diretamente no ajuste da corrente de pico do indutor, pode ser tratado

também como um ajuste automático do controlador para cargas não-lineares ou para outras variações paramétricas.

Os resultados experimentais obtidos mostram que a técnica possibilita a obtenção de características desejadas, especialmente o controle da tensão de saída do conversor, o ajuste conforme sinal desejado para a corrente no indutor e, conseqüentemente, a correção do fator de potência. Desta forma, fica aberta a possibilidade de maiores estudos sobre o uso da técnica de controle baseado em passividade em outras aplicações de eletrônica de potência.

V.2. Produção Científica

Este trabalho de mestrado resultou até o presente momento nos seguintes artigos aceitos para publicação:

- **Power Factor Correction via Passivity-Based Adaptive Controller Using a Buck Converter Operating in Continuous Mode** - Eleventh IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics – COMPEL 2008 – Zurich – Agosto/2008.
- **Controle Adaptativo Baseado em Passividade Aplicado a um Conversor *Buck* Operando como Corretor de Fator de Potência** – VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais – INDUSCON 2008 – Poços de Caldas – Agosto/2008.
- **Controle Adaptativo Baseado em Passividade Aplicado a Conversores Estáticos Operando como Corretores de Fator de Potência** – Eletrônica de Potência – Sobraep – Florianópolis – Previsto para novembro/2008.

V.3. Propostas de Continuidade

- Realizar estudos para obtenção de resultados experimentais com outros conversores que mais tradicionalmente são aplicados à correção de fator de potência, como o *boost*, o *zepic* e o *cúk*, com o uso da técnica de controle baseado em passividade;

- Avaliar melhor os efeitos do filtro IEM na operação do conversor e inserir na técnica de controle, especialmente na forma de onda desejada para a corrente no indutor (z_{1d}) a informação de sua dinâmica;
- Realizar estudos de um conversor CFP inserido em um reator eletrônico para lâmpadas de alta intensidade de descarga, a fim de estimar a impedância de uma carga não-linear e, em um segundo momento, trabalhar na detecção da ressonância acústica em lâmpadas de alta intensidade de descarga;
- Implementar o algoritmo de controle em ponto fixo, reduzindo o tempo de execução da interrupção responsável pela leitura dos conversores A/D e pela ação de controle, possibilitando assim utilizar outros recursos de hardware no período de chaveamento;

VI. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Electric Machinery**, 6 Ed, McGraw Hill, Nova York, 2003.
- [2] MORAIS, L. M. F. **Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas HPS**. Tese (Doutorado). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.
- [3] MOHAN, M.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P.. **Power Electronics: converters, applications, and design**. 3 ed. New York: John Wiley, 2003 802 p
- [4] SOUZA, F. P. **Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos**. Tese (Doutorado). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [5] KLEIN, J.; NALBANT, M.K. **Power Factor Correction** – Incentives, Standarts and Techniques. PCIM, 1990, pp. 26-31.
- [6] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components. **IEEE Transactions on Industry Application**. Vol. IA-20, p. 625-630, 1984.
- [7] BARBI, I.; SOUZA, A.F. **Correção do fator de potência de fontes de alimentação**. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, 1995.
- [8] JETSEMA, D. and SCHERPEN, J. M. A. Tuning of Passivity-Preserving Controllers for Switched-Mode Power Converters. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol. 49, no 8, pp.1333-1344. 2004.
- [9] CÓ, M. A. **Sistemas eletrônicos microcontrolados para acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga**. Tese (Doutorado). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, 2003.
- [10] Agência Nacional de Energia Elétrica, Resolução nº 456, de 29 de Novembro de 2000. Disponível em < <http://www.aneel.gov.br/cedoc/res2000456.pdf> >. Acesso em: 25 de Junho de 2008.
- [11] POMILIO, J. A. **Pré-reguladores de fator de potência – PFP**. Campinas, Unicamp, 2007. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>>. Acesso em: 24 de Junho de 2008.
- [12] IEC 1000-3-2: **Electromagnetic Compatibility (EMC)** - Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase). International Electrotechnical Commission, First Edition, 1995.
- [13] IEC 1000-3-4: **Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A**, International Electrotechnical Commission, First Edition, 1998.

- [14] **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems**. Project IEEE-519, 1991.
- [15] **Procedimentos de distribuição de energia elétrica nos sistema elétrico nacional** – Prodíst módulo 8 – qualidade de energia elétrica. Agência Nacional de Energia Elétrica(ANEEL), 54p, 2005.
- [16] MAGNUS, E. F.; LIMA, J. C. M.; CANALI, V. M.; POMILIO, J. A.; REIS, F. S. Tool for Conducted EMI and Filter Design. **Proc. Of the IEEE IECON 2003**, Roanoke, 2003.
- [17] PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2 ed. New York, John Wiley, 2006.
- [18] **International Electrotechnical Commission**. Paris, 2008. Disponível em: <www.iex.ch>. Acesso em: 30 de Junho de 2008.
- [19] MAMMANO, B.; DIXON, L. Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies. **PCIM**, 1991.
- [20] SPIAZZI, G. Analysis of *Buck* Converter Used as Power Factor Preregulators. **Proc. Of IEEE PESC'97**, pp. 564-570, St Louis, 1997.
- [21] OROZCO, M. I. A. **Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC**: Análisis de prestaciones y verificación experimental. 200f. Tese (Doutorado). Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales, Universidad Politécnica de Cataluña, 2006.
- [22] SANDERS, R. and VERGHESE, G. C. Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters, **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol 7, no 1, pp. 17-24. 1992.
- [23] LEYVA, R.; CID-PASTOR, A.; ALONSO, C.; QUEINNEC, I.; TARBOURIECH, S; and MARTINEZ-SALAMERO, L. Passivity-based integral control of a *boost* converter for large-signal stability, **IEE Proceedings. Control Theory and Applications**, Vol 153, no 2, pp 139-146, 2006.
- [24] SIRA-RAMIREZ, H.; PEREZ-MORENO, R. A.; ORTEGA, R.; GARCIA-ESTEBAN, M. Passivity-Based Controllers for the stabilization of DC-to-DC Power Converters, **Automatica**, Vol 33, no 4, pp 499-513, 1997.
- [25] SIRA-RAMIREZ, H., ORTEGA, R. and GARCIA-ESTEBAN, M. Adaptive Passivity-Based Control of Average DC-to-DC Power Converters Models, **Internacional Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, Vol 11, pp 489-499, 1997.
- [26] ESCOBAR, G., ORTEGA, R., SIRA-RAMIREZ, H., VILAIN, J. P. and ZEIN, I. An experimental comparison of several non linear controllers for power converters, Control Systems Magazine, **IEEE Control Systems Society**, 1999.

- [27] ESCOBAR, G. and SIRA-RAMIREZ, H. A Passivity Based-Sliding Mode Control Approach for the Regulation of Power Factor Precompesators, **37th IEEE Conference on Decision & Control**, Florida, USA, pp. 2423-2424, 1998.
- [28] KHALIL, H. K. **Nonlinear Systems**. 3 Ed, Prentice Hall, 2006.
- [29] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2 Ed, Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001.
- [30] MEISEL, J. **Principles of Electromechanical Energy Conversion**, New York, McGraw-Hill, 1966.
- [31] ORTEGA, R.; LORIA A.; KELLY R.; PRATY L. On passivity-based output feedback global estabilizationof Euler-Lagrange systems. **Int. J. Robust Nonlinear Control**, v. 5, pp 313-324, 1995.
- [32] SIRA-RAMIREZ, H. A geometric approach to pulse-width-modulated control in nonlinear dynamical systems. **IEEE Transactions Automatic Control**, AC-34, pp 184-187, 1989.
- [33] MIDDLEBROOK, R. D. and CÚK, S. A general unified approach to modeling switching – converter power stages. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**. pp. 18-24. 1976
- [34] ESCOBAR, G.; ORTEGA, R.; SIRA-RAMIREZ, H.; VILAIN, J.-P.; and ZEIN, I. An experimental comparison of several non linear controllers for power converters. **IEEE Control Systems Magazine**, vol 19, pp. 66-82, 1999.
- [35] SLOINE, J. -J. E.; LI, W. **Applied nonlinear control**. Englewood Cliffs, N. J., 1991.
- [36] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 4 Ed, São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2003.
- [37] DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 8 Ed, Rio de Janeiro, LTC, 2001.

APÊNDICE A: INFLUÊNCIA DO FILTRO DE ENTRADA NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Como visto na subseção II.3.b, a corrente no indutor de conversor *buck* CFP é nula para os instantes onde a tensão de entrada é menor que a tensão de saída. Desta forma, a corrente de entrada possui componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental (60Hz), especialmente as ímpares, com amplitudes significativas, principalmente quando se tem uma relação entre a tensão de pico na entrada e a tensão de saída, definida na equação (II-15), com valores elevados. A distorção harmônica da corrente de entrada acaba por afetar fortemente o fator de potência, limitando assim a operação de conversores *buck* para esta aplicação.

Além da própria distorção, o uso do filtro de 2ª Ordem para suprimir as componentes harmônicas oriundas do chaveamento e, conseqüentemente, eliminar os efeitos de interferência eletromagnética conduzida, pode afetar as harmônicas da corrente de entrada.

A Figura A-1 exibe o circuito básico do filtro IEM. A resistência de entrada pode ser definida considerando um modelo médio do conversor *buck*, desde que a frequência de chaveamento seja muito maior que a frequência do sinal de entrada.

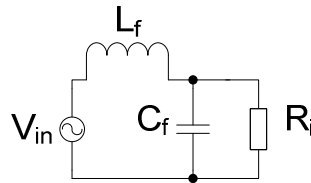


Figura A-1: Circuito do filtro IEM.

Considerando um circuito ideal para o conversor *buck*, ou seja, com rendimento de 100%, tem-se:

$$\frac{z_2}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \mu \quad (A-1)$$

Considerando o retificador como uma função modulo e de ganho unitário, pode-se definir a resistência de entrada como:

$$R_i = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{z_2}{\mu} \frac{1}{I_o \mu} \rightarrow R_i = \frac{z_2}{I_o \mu^2} \quad (A-2)$$

Sendo a carga de saída dada por:

$$R_o = \frac{z_2}{I_o} \quad (A-3)$$

A impedância de entrada pode ser definida como:

$$R_i = \frac{R_o}{\mu^2} \quad (A-4)$$

A função de transferência do circuito da Figura A-1 é dada por:

$$H(s) = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_f R_i} \right) + 1/L_f C_f} \quad (A-5)$$

Substituindo (A-4) em (A-5), tem-se:

$$H(s) = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + s \left(\frac{\mu^2}{C_f R_o} \right) + 1/L_f C_f} \quad (A-6)$$

De forma que:

$$\omega_n = \sqrt{1/L_f C_f} \quad \text{e} \quad \xi = \frac{\mu^2}{2C_f R_o \sqrt{L_f C_f}} \quad (A-7)$$

Observa-se que o comportamento do filtro é influenciado pela razão cíclica, essencialmente no que se refere ao amortecimento.

A fim de avaliar a influência da razão cíclica, foram obtidas curvas de resposta em frequência (magnitude e fase) para o circuito com as características utilizadas nas simulações anteriores ($L_f=280\mu\text{H}$, $C_f=11\mu\text{F}$ e $R_o=11\Omega$). Os resultados podem ser vistos na Figura A-2 e na Figura A-3.

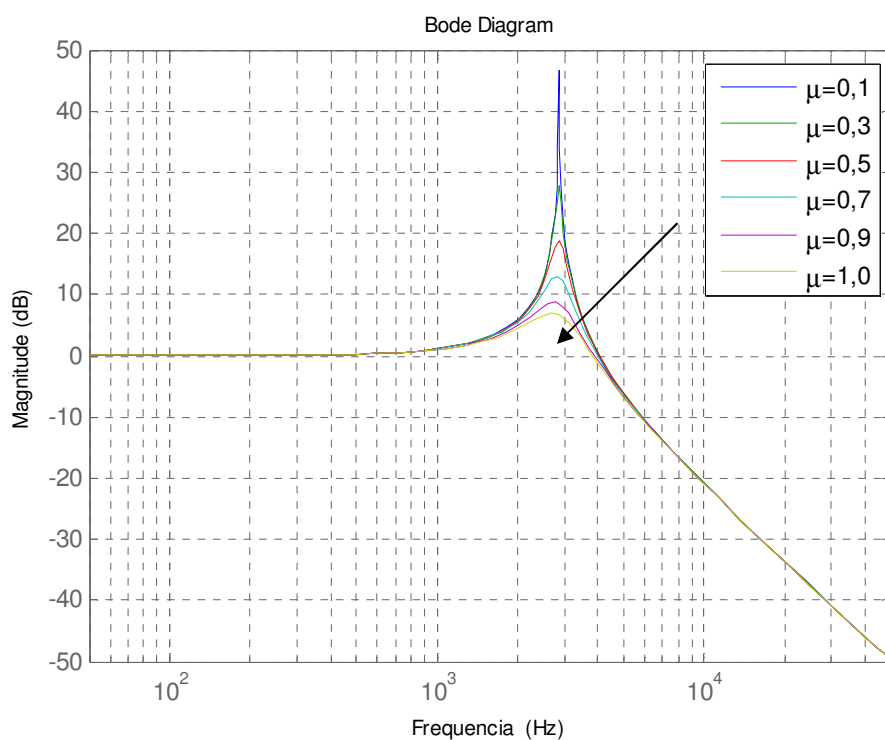


Figura A-2: Curvas de magnitude da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas. (Crescimento de μ no sentido da seta).

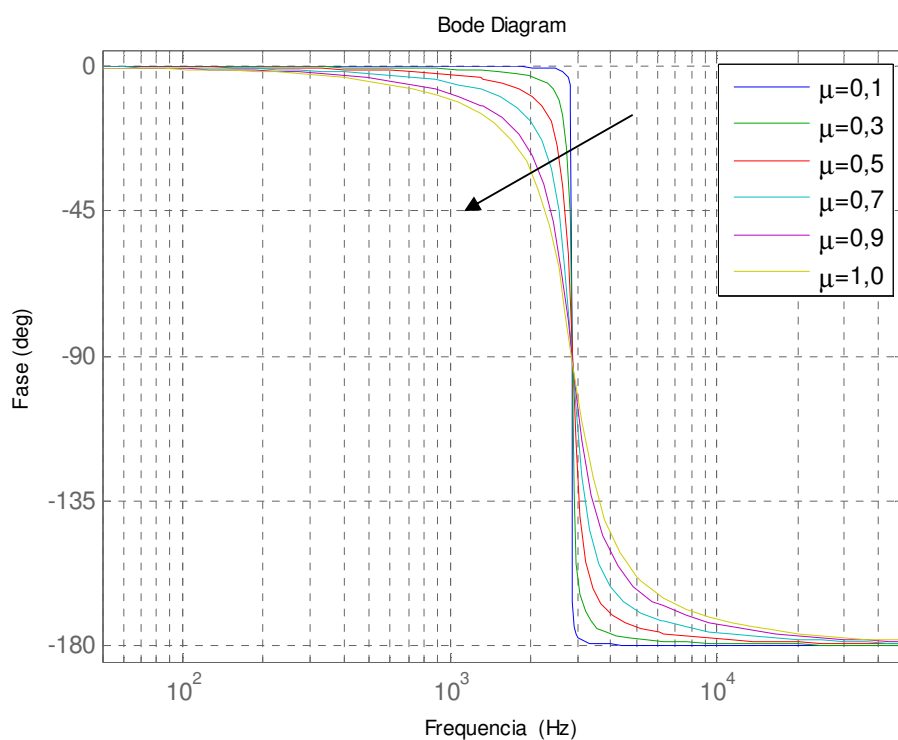


Figura A-3: Curvas de fase da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas. (Crescimento de μ no sentido da seta).

A banda passante é pouco influenciada pela variação da razão cíclica, exceto pelo próprio comportamento natural do circuito para uma impedância de entrada com valor muito baixo. Neste caso, tem-se um pico de magnitude na frequência natural do sistema, que pode ser melhor observado na Figura A-4.

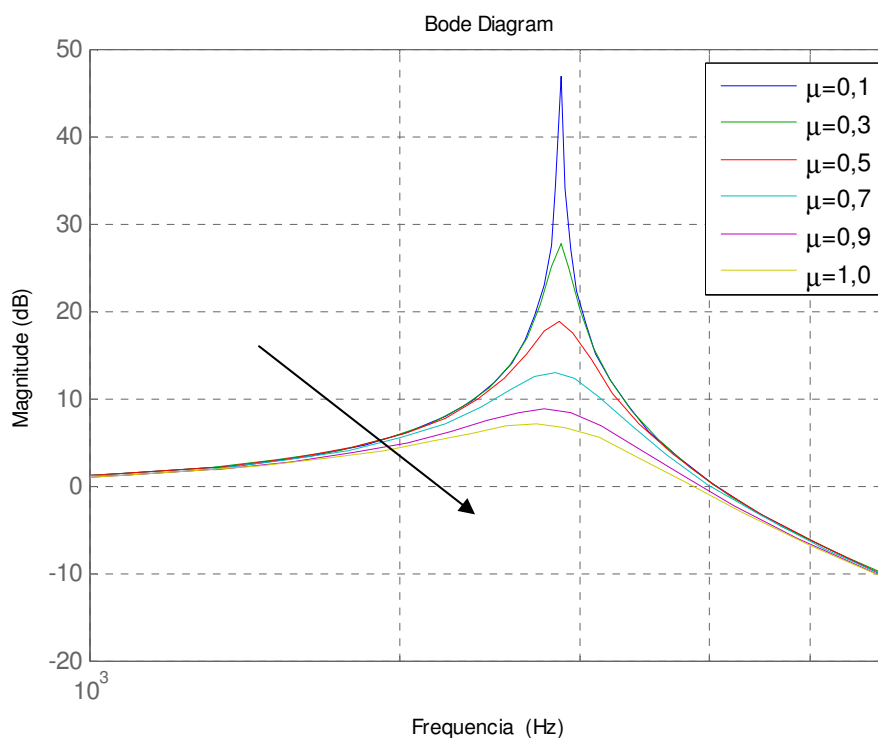


Figura A-4: Curvas de magnitude da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas de trabalho, com enfoque na região de ressonância. (Crescimento de μ no sentido da seta).

Pelo mesmo motivo (baixa impedância de entrada), tem-se uma variação de fase mais brusca, conforme a redução da razão cíclica. Como pode ser visto na Figura A-5, nas regiões de operação com razão cíclica mais elevada, tem-se um deslocamento de fase na região das componentes harmônicas de 60 Hz que, como visto podem ser significativas.

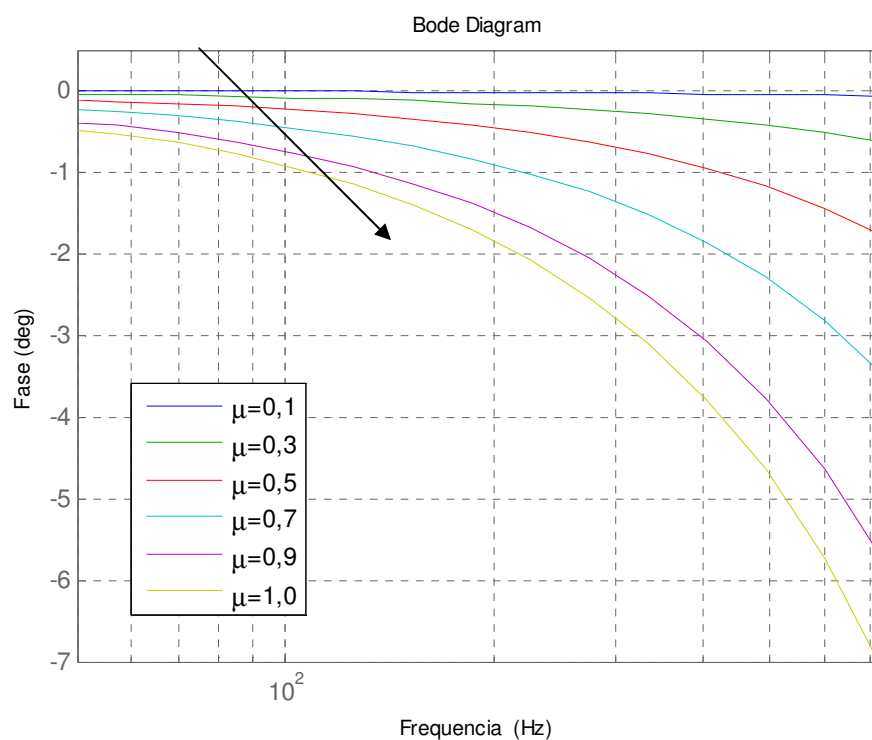


Figura A-5: Curvas de fase da equação (A-6) para diferentes razões cíclicas, com enfoque na região das harmônicas mais significativas da frequência do sinal de entrada. (Crescimento de μ no sentido da seta).

Os efeitos filtro IEM, especialmente o defasamento angular, são normalmente desconsiderados nos projetos, podendo prejudicar o funcionamento das técnicas de controle ou, mesmo que estas operem sem problemas, os resultados podem ser prejudicados.

APÊNDICE B: RESULTADO DE SIMULAÇÃO PARA UM CONVERSOR *BOOST* CFP COM CONTROLE EM MODO INDIRETO

A fim de realizar uma análise da aplicação da técnica de controle baseada em passividade para conversores do tipo *boost*, foram realizadas simulações com os parâmetros do conversor apresentados na Tabela B-1.

Tabela B-1: Parâmetros utilizados no conversor *boost*.

$L = 5,6\text{mH}$	Indutor do <i>boost</i>
$C = 220\mu\text{F}$	Capacitor do <i>boost</i>
$V_{in} = 127\text{V}_{\text{rms}}@60\text{Hz}$	Tensão de Alimentação
$V_d = 400\text{V}$	Tensão desejada na saída do <i>boost</i>
$R_o = 1\text{k}\Omega$	Carga de teste
$f_s = 24\text{kHz}$	Frequência de chaveamento do <i>boost</i>

A operação do conversor em modo de condução contínua com uma alta indutância dispensa, para efeitos de simulação, o uso do filtro de entrada. Com parâmetros do controlador ajustados em $R_1=100$, $k=1,0\times 10^{-6}$ e $k_i=0$, foram obtidos os resultados apresentados na Figura B-1 e na Figura B-2.

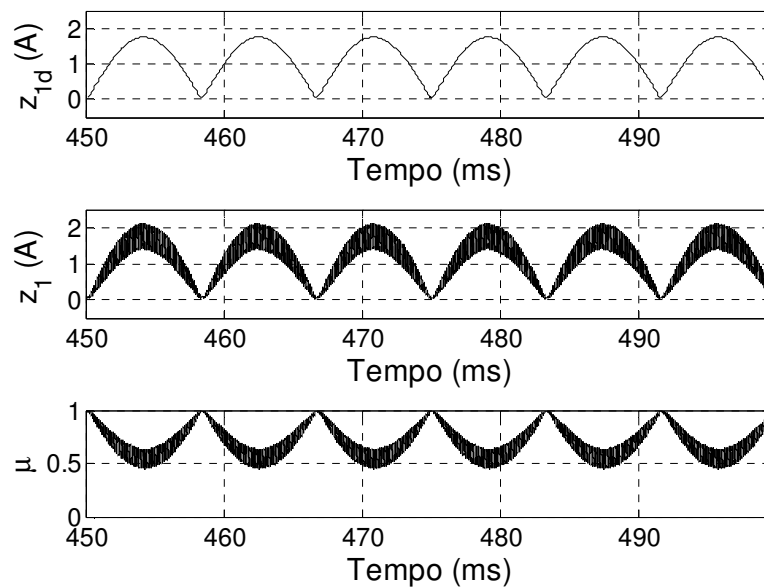


Figura B-1: Corrente de referência para o indutor (z_{1d}), corrente no indutor (z_1) e razão cíclica (μ) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor *boost*.

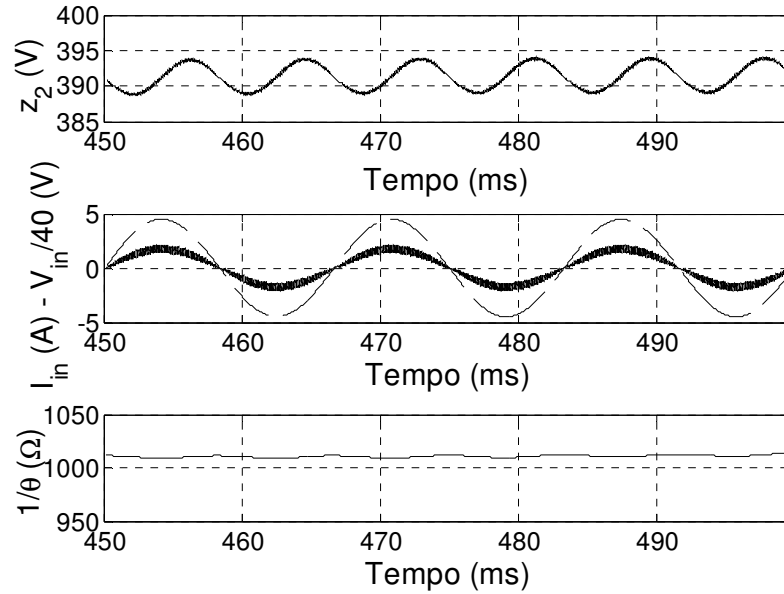


Figura B-2: Tensão de saída (z_2), Corrente drenada da rede (I_{in}) e amostra da tensão (tracejado) na rede ($V_{in}/40$) e estimação de carga ($1/\hat{\theta}$) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor *boost*.

Diante das condições apresentadas, o fator de deslocamento obtido foi unitário e fator de potência foi $fp=0,99$, devido a uma pequena distorção na corrente de entrada ($THD<2\%$). A tensão média na saída apresenta um pequeno erro com relação ao valor desejado, uma vez que não foi inserida a integração do erro no controle. A carga estimada apresenta um desvio de cerca de 1% com relação ao valor real.