

Universidade de São Paulo  
Escola de Engenharia de São Carlos  
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação

**Mário Luis Botêga Júnior**

**Uma Contribuição ao Modelamento e  
Controle do Inversor Fonte de Impedância  
Aplicado no Processamento de Energia  
Elétrica Proveniente de Fontes Alternativas**

São Carlos  
2023



Universidade de São Paulo  
Escola de Engenharia de São Carlos  
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação

**Mário Luis Botêga Júnior**

# **Uma Contribuição ao Modelamento e Controle do Inversor Fonte de Impedância Aplicado no Processamento de Energia Elétrica Proveniente de Fontes Alternativas**

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Ricardo Quadros Machado

**Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.**

São Carlos  
2023



## **FOLHA DE JULGAMENTO**

Candidato: Engenheiro **MARIO LUIS BOTÊGA JÚNIOR.**

Título da tese: "Uma contribuição ao modelamento e controle do inversor fonte de impedância aplicado no processamento de energia elétrica proveniente de fontes alternativas".

Data da defesa: 15/06/2023.

### **Comissão Julgadora**

### **Resultado**

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**  
**(Orientador)**  
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC-USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Augusto Matheus dos Santos Alonso**  
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC-USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves**  
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. **Fernando Pinhabel Marafão**  
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP-Sorocaba)

APROVADO

Prof. Dr. **Flávio Alessandro Serrão Gonçalves**  
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP-Sorocaba)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:  
Prof. Associado **Marcelo Andrade da Costa Vieira**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:  
Prof. Titular **Carlos De Marqui Junior**



## **Dedicatória**

Dedico esse trabalho aos meus pais, Mário e Nair, pelo incentivo incondicional durante toda minha carreira acadêmica e profissional.





## **Agradecimentos**

Agradeço a Deus por me conceder a graça de chegar até aqui.

Ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado pela orientação e paciência.

Aos colegas do Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE) e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (SEL) que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Por fim, à Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) e à Universidade de São Paulo (USP) pela oportunidade a mim concedida.



*Às vezes é tolice se apressar; outras vezes, se atrasar.  
O sábio faz tudo a seu devido tempo.*

*Ovídio, poeta romano*



## Resumo

BOTÊGA JR., Mário Luis. **Uma Contribuição ao Modelamento e Controle do Inversor Fonte de Impedância Aplicado no Processamento de Energia Elétrica Proveniente de Fontes Alternativas**, 256f. Tese de Doutorado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

O aumento da geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis tem estimulado a pesquisa e o desenvolvimento de conversores eletrônicos de potência para o processamento da energia proveniente destas fontes e para a conexão destes geradores na rede elétrica. A solução tradicional para estas aplicações utiliza um conversor eletrônico de potência de duplo estágio, sendo o primeiro um conversor CC/CC e o segundo um CC/CA. A necessidade de dois conversores obviamente acarreta um aumento na complexidade do circuito, no volume do circuito, nas perdas e no custo da implementação. Com a disseminação da geração distribuída, principalmente da microgeração, os aumentos destes quesitos penalizam a instalação de novas unidades geradoras. Neste contexto, esta tese de doutorado aborda um conversor CC/CC + CC/CA de estágio único, proposto no início dos anos 2000, denominado conversor Z, que se mostra uma solução interessante para conexão na rede elétrica de geradores distribuídos. No entanto, este conversor ainda não foi devidamente modelado, considerando todas as não linearidades decorrentes do acoplamento entre os lados CC e CA. Esta tese apresenta o modelo matemático completo deste conversor nos sistemas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ , evidenciando o acoplamento entre os lados CC e CA, bem como deduz a expressão completa do ganho de tensão, evidenciando a limitação deste quando se considera todas as perdas do conversor. Além da análise matemática completa, outra contribuição deste trabalho trata das estratégias e análises das malhas de controle do lado CC e do CA. Particularmente no controle do lado CA, é proposta uma estratégia por orientação de tensão (VOC – *Voltage Oriented Control*) para o inversor Z quando conectado na rede elétrica, a qual ainda não foi considerada para este conversor, a qual reduz o esforço matemático e computacional necessários ao controle da potência injetada na rede elétrica por um conversor eletrônico.

Palavras-chave: Inversor fonte de impedância, ZSI, controle por orientação de tensão, VOC.



## Abstract

BOTÊGA JR., Mário Luis. **A Contribution to the Modeling and Control of Z-Source Inverters Applied in the Electric Energy Processing from Renewable Sources**, 256s. PhD Thesis - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

The increase in the generation of electric energy from renewable sources has stimulated the research and development of electronic power converters for energy processing from these sources and for the connection of these generators in the electric grid. The traditional solution for these applications uses a dual-stage power electronics converter, the back end is a DC/DC converter and the grid front end a DC/AC. The needs of two stages converter obviously means an increasing in circuitry complexity, circuit size, losses, and cost. With the spreading of distributed generation, especially in micro generation, the increasing of all these issues penalize the installation of new generating units. In this context, this thesis addresses a single-stage DC/DC + DC/AC converter, proposed in early 2000s, called the Z-Source converter, which is an interesting solution to grid tie distributed generators. However, until now this converter was not properly mathematically modeled considering all non-linearity due DC to AC coupling. So, this thesis presents the complete mathematical model for this converter in  $abc$ ,  $\alpha\beta$  and  $dq$  reference frames, where is evidenced the coupling between DC and AC sides, also defines the complete voltage gain expression, showing the gain limitation when all losses are considered. Moreover, other contribution of this work is the analysis of control strategies for DC and AC sides. Notably in AC control, is proposed the use of voltage oriented control (VOC) technique for Z-Source inverter, for grid tie applications, not considered yet for this converter, which reduces the mathematical and computation efforts necessary to control the power injected into the electrical network by an electronic converter.

Keywords: Impedance source inverter, ZSI, voltage-oriented control, VOC





## Lista de Ilustrações

Figura 1.1	Evolução da capacidade de geração eólica, (a) global e (b) brasileira.....	2
Figura 1.2	Evolução da capacidade de geração solar fotovoltaica, (a) global e (b) brasileira.....	3
Figura 1.3	Conversores eletrônicos, (a) tradicional de duplo estágio e (b) de único estágio.....	4
Figura 2.1	Possibilidades de conversão utilizando ZSC.....	8
Figura 2.2	Rede de impedância $Z$ .....	9
Figura 2.3	Inversor tipo fonte de impedância (ZSI).....	9
Figura 2.4	Topologias $Z$ .....	10
Figura 2.5	Técnicas de modulação para diferentes categorias de ZSC.....	13
Figura 2.6	Inversor fonte de tensão (VSI).....	16
Figura 2.7	Sinais PWM para VSI.....	17
Figura 2.8	Inversor fonte de impedância (ZSI).....	18
Figura 2.9	Sinais PWM modificados com inserção dos estados ST.....	19
Figura 2.10	Circuito para inserção do ST no PWM convencional .....	20
Figura 2.11	(a) circuito equivalente do ZSI visto do lado CC, para os estados ST e (b) circuito equivalente no modo ST rearranjado.....	21
Figura 2.12	Formas de ondas básicas do ZSI no MCC.....	22
Figura 2.13	(a) circuito equivalente do ZSI visto do lado CC, para os seis estados ativos e os dois estados nulos, (b) circuito equivalente no modo ativo rearranjado.....	23
Figura 2.14	Modos de operação adicionais para MCD, sendo (a) modo alternativo 3; (b) modo alternativo 4 e; (c) modo alternativo 5.....	25
Figura 2.15	Controle de elevação simples (SBC).....	26
Figura 2.16	Fator <i>buck/boost</i> em função do índice de modulação para o SBC.....	28
Figura 2.17	Geração do sinal do ST no SBC.....	29
Figura 2.18	Controle de elevação máxima (MBC).....	30
Figura 2.19	Comportamento do $D_{ST}$ em função de $\omega t$ .....	31
Figura 2.20	Fator $B_B$ em função de $M$ para a modulação MBC.....	32
Figura 2.21	Controle de elevação máxima com injeção de terceira harmônica.....	33
Figura 2.22	Controle de elevação máxima constante (MCBC).....	34

Figura 2.23	Fator $B_B$ em função de $M$ para MCBC.....	36
Figura 2.24	Controle de elevação máxima constante com injeção de terceira harmônica.....	36
Figura 2.25	Método de elevação modificado, (a) controle de elevação simples (SBC); (b) modulação modificada; (c) sinal $D_{ST}$ .....	37
Figura 2.26	Vetores espaciais de tensão para SVM tradicional.....	39
Figura 2.27	Padrão de chaveamento para o SVM tradicional.....	39
Figura 2.28	Fluxograma para determinação do setor de operação do SVM.....	41
Figura 2.29	Vetores espaciais de tensão para ZSVM.....	43
Figura 2.30	Comparação do ZSVM com SVM tradicional, (a) padrão de chaveamento SVM; (b) padrão de chaveamento ZSVM.....	44
Figura 2.31	Comparação do ciclo de trabalho para os diversos métodos de controle do ZSI.....	45
Figura 2.32	Comparação do ganho de tensão para os diversos métodos de controle do ZSI.....	46
Figura 2.33	Comparação do esforço de tensão para os diversos métodos de controle do ZSI.....	46
Figura 2.34	Superfície de variação do ganho de tensão em função de $M$ e $D$ .....	47
Figura 2.35	Comparação entre as topologias (a) VSI, (b) BC+VSI e (c) ZSI.....	49
Figura 2.36	Tensões e correntes na rede de impedância $Z$ (a) indutor, (b) capacitor....	51
Figura 2.37	Topologias de FPB utilizados na saída de inversores (esquema por fase), (a) filtro $L$ , (b) filtro $LC$ e (c) filtro $LCL$ .....	54
Figura 2.38	ZSI com filtro $LCL$ do lado CA.....	56
Figura 3.1	Circuito ZSI não ideal.....	62
Figura 3.2	Modelo do ZSI com perdas, lado CC, (a) sub circuito estado ST, (b) sub circuito estado ativo.....	63
Figura 3.3	Ganho de tensão x $D_{ST}$ , (a) operação no modo <i>boost</i> , variando-se $r_{Lz}$ , (b) operação no modo <i>buck-boost</i> , variando-se $r_{Lz}$ .....	71
Figura 3.4	Diagrama de Bode para $G_{v0}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	76
Figura 3.5	Mapa de polos e zeros para $G_{v0}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	77
Figura 3.6	Diagrama de Bode para $G_{vd}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	77
Figura 3.7	Mapa de polos e zeros para $G_{vd}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	78
Figura 3.8	Diagrama de Bode para $G_{i0}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	78
Figura 3.9	Mapa de polos e zeros para $G_{i0}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	79
Figura 3.10	Diagrama de Bode para $G_{id}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	79

Figura 3.11	Mapa de polos e zeros para $G_{id}(s)$ real (azul) e ideal (vermelho).....	80
Figura 3.12	(a) Mapa de polos e zeros em função da variação de $L_z$ , (b) detalhe da trajetória dos polos.....	81
Figura 3.13	Diagrama de Bode em função da variação de $L_z$ .....	82
Figura 3.14	Resposta ao degrau para $V_{C_z}$ , (a) em função da variação de $L_z$ , (b) detalhe para $L_z = 0,1\text{mH}$ .....	82
Figura 3.15	Resposta ao degrau para $V_{C_z}$ em função da variação de $L_z$ , circuito simulado via PSIM®.....	83
Figura 3.16	Trajecória dos polos e zeros em função da variação de $C_z$ .....	84
Figura 3.17	Diagrama de Bode em função da variação de $C_z$ .....	84
Figura 3.18	Circuito de conexão com a rede.....	85
Figura 3.19	Circuito equivalente do conversor no modo conectado, estado ativo, com carga local conectada.....	88
Figura 3.20	Desacoplamento dos eixos $dq$ .....	94
Figura 3.21	Circuito equivalente do conversor no modo conectado, estado nulo, com carga local conectada.....	98
Figura 3.22	Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência $G_{idq}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho)....	105
Figura 3.23	Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência $G_{vdq}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho)...	105
Figura 3.24	Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência $G_{i1d}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho)....	106
Figura 3.25	Circuito equivalente do conversor no modo ilhado, estado ativo.....	108
Figura 3.26	Circuito equivalente do conversor no modo ilhado, estado nulo.....	111
Figura 3.27	Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência $G_{i\alpha\beta}(s)$ , para parâmetros experimentais com $R_f = 1\Omega$ (verde), $R_f = 10\Omega$ (azul) e calculado (vermelho).....	114
Figura 4.1	Esquema geral de controle do ZSI.....	115
Figura 4.2	Tensões típicas do barramento CC, tensão instantânea na entrada da ponte inversora $v_i$ (vermelho), tensão de pico (verde) e tensão média no capacitor $C_z$ , $V_{C_z}$ (azul).....	118
Figura 4.3	Efeito do distúrbio (afundamento de 20%) na tensão de entrada $V_0$ (verde) em malha aberta, na tensão de pico do barramento CC (vermelho) e na tensão do capacitor $C_z$ (azul).....	119
Figura 4.4	Estratégia de controle do lado CC.....	119
Figura 4.5	Diagrama de blocos da malha de controle do lado CC.....	120
Figura 4.6	Redefinição do diagrama de blocos da malha de controle do lado CC.....	121

Figura 4.7	Diagrama de Bode para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	123
Figura 4.8	Mapa de polos e zeros para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	123
Figura 4.9	Lugar das raízes para malha de corrente do lado CC, em malha fechada...	124
Figura 4.10	Resposta ao degrau para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em $pu$ .....	125
Figura 4.11	Diagrama de Bode para malha de tensão do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	125
Figura 4.12	Mapa de polos e zeros para malha de tensão do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	126
Figura 4.13	Lugar das raízes para malha de tensão do lado CC, em malha fechada.....	126
Figura 4.14	Resposta ao degrau para malha de tensão do lado CC, (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em $pu$ e (b) malha fechada em Volts..	127
Figura 4.15	Comportamento dinâmico da malha de tensão para um afundamento de 20% na tensão de entrada, (a) tensão CC de entrada $V_0$ (verde), tensão em $C_z$ instantânea $v_{Cz}$ (vermelho) e média $V_{Cz}$ (azul) e (b) tensão instantânea na ponte inversora $v_i$ (vermelho) e média $V_i$ (cinza), comparada com a tensão em $C_z$ , $v_{Cz}$ (azul) .....	129
Figura 4.16	Comportamento dinâmico da malha de tensão para uma elevação de 20% na tensão de entrada, (a) tensão CC de entrada $V_0$ (verde), tensão em $C_z$ instantânea $v_{Cz}$ (vermelho) e média $V_{Cz}$ (azul) e (b) tensão instantânea na ponte inversora $v_i$ (vermelho) e média $V_i$ (cinza), comparada com a tensão média em $C_z$ , $V_{Cz}$ (azul).....	130
Figura 4.17	Comparação da tensão no capacitor $C_z$ pelos modelos teórico - Matlab <sup>®</sup> (vermelho) e chaveado - PSIM <sup>®</sup> (azul).....	131
Figura 4.18	Variação da margem de ganho em função da variação de $D_{ST}$ , $K_P$ e $K_I$ , para o controlador de tensão CC.....	132
Figura 4.19	Variação da margem de fase em função da variação de $D_{ST}$ , $K_P$ e $K_I$ , para o controlador de tensão CC.....	133
Figura 4.20	Variação da margem de fase em função da variação de $D_{ST}$ e $K_P$ para o controlador de corrente CC.....	134
Figura 4.21	Variação da margem de ganho (azul) e de fase (vermelho) em função da variação de $L_z$ .....	135
Figura 4.22	Variação da margem de ganho (azul) e de fase (vermelho) em função da variação de $C_z$ .....	136
Figura 4.23	Estratégia de controle no modo ilhado.....	137
Figura 4.24	Diagrama de blocos da malha de controle do lado CA no modo ilhado.....	137
Figura 4.25	Diagrama de blocos simplificado da malha de corrente do lado CA no modo ilhado.....	138

Figura 4.26	Diagrama de Bode para malha de corrente do lado CA, modo ilhado, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	139
Figura 4.27	Diagrama de blocos simplificado da malha de tensão do lado CA no modo ilhado.....	141
Figura 4.28	Diagrama de Bode do controlador P+R em malha aberta para $h = 1^a, 3^a, 5^a$ e $7^a$ harmônicas.....	142
Figura 4.29	Diagrama de Bode para malha de tensão do lado CA, no modo ilhado, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	143
Figura 4.30	Resposta ao degrau para malha de tensão do lado CA no modo ilhado, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em $pu$ .....	143
Figura 4.31	(a) Tensão de linha no PAC $v_{AB}$ (vermelho), $v_{BC}$ (azul) e $v_{CA}$ (verde) e (b) corrente de fase na carga local $i_{lo a}$ (vermelho), $i_{lo b}$ (azul) e $i_{lo c}$ (verde), sem compensação de harmônicas, no modo ilhado.....	144
Figura 4.32	(a) Tensão de linha no PAC $v_{AB}$ (vermelho), $v_{BC}$ (azul) e $v_{CA}$ (verde) e (b) corrente de fase na carga local $i_{lo a}$ (vermelho), $i_{lo b}$ (azul) e $i_{lo c}$ (verde), com compensação de harmônicas, no modo ilhado.....	145
Figura 4.33	FFT da tensão de linha $v_{AB}$ no PAC, (a) espectro geral, (b) detalhe das componentes harmônicas sem compensação e (c) detalhe das componentes harmônicas com compensação.....	146
Figura 4.34	FFT da corrente de fase $i_{lo a}$ na carga local, (a) espectro geral, (b) detalhe das componentes harmônicas sem compensação e (c) detalhe das componentes harmônicas com compensação.....	147
Figura 4.35	Respostas dinâmicas das malhas de controle para degrau e rejeição de carga, no modo ilhado, (a) tensão de linha no PAC, sendo $v_{AB}$ (vermelho), $v_{BC}$ (azul), $v_{CA}$ (verde) e pulso de carga (magenta) e (b) corrente de fase na carga local, sendo $i_{lo a}$ (vermelho), $i_{lo b}$ (azul) e $i_{lo c}$ (verde).....	148
Figura 4.36	Diagrama vetorial do SRF-VOC.....	150
Figura 4.37	Estratégia de controle no modo conectado utilizando VOC.....	152
Figura 4.38	Estratégia de controle no modo conectado utilizando <i>droop</i> .....	153
Figura 4.39	Detalhe da malha de controle do SRF-VOC.....	154
Figura 4.40	Diagrama de blocos da malha de corrente do lado CA.....	154
Figura 4.41	Diagrama de Bode para malha de corrente do lado CA, modo conectado em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	156
Figura 4.42	Mapa de polos e zeros para malha de corrente do lado CA modo conectado em malha fechada.....	156
Figura 4.43	Resposta ao degrau para malha de corrente do lado CA modo conectado, (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) e (b) detalhe da resposta em malha fechada.....	157
Figura 4.44	Resposta dinâmica da malha de corrente no modo conectado, tensão de linha $v_{ab}$ (vermelho) na saída do inversor, tensão da rede $v_{gab}$ (azul) e	

	sinal indicando o instante da conexão (roxo), (b) detalhe do instante de conexão, mostrando a diferença de fase entre a tensão de saída do inversor e a tensão da rede e (c) corrente de saída do inversor $i_a$ .....	158
Figura 4.45	Malhas de controle de potência, (a) ativa e (b) reativa.....	159
Figura 4.46	Diagrama de Bode para malha de potência ativa no modo conectado VOC, (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul), (b) comparativo entre as malhas de corrente (vermelho) e potência ativa (azul).....	161
Figura 4.47	Mapa de polos e zeros para malha de potência ativa, modo conectado VOC, em malha fechada.....	162
Figura 4.48	Resposta ao degrau unitário para malha de potência ativa, modo conectado VOC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	162
Figura 4.49	Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa para degrau de potência no modo conectado VOC, (a) tensão $V_{Cz}$ (vermelho) e corrente $I_{Lz}$ (azul) no lado CC, (b) tensões na saída do inversor $v_{ab}$ (vermelho) e na rede $v_{gab}$ (azul), (c) corrente injetada na rede $i_a$ e sinal indicando o instante de conexão (vermelho) e (d) potência injetada na rede $P_g$ (vermelho) e sinal de referência da potência ativa $P_{ref}$ (azul).....	163
Figura 4.50	Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa, detalhes da potência na saída do inversor (verde) e injetada na rede (vermelho), com rastreamento da referência (azul).....	164
Figura 4.51	Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, (a) tensão na saída do inversor $v_{ab}$ (vermelho) e intervalo de variação da carga (azul), (b) corrente injetada na rede $i_a$ e (c) potência ativa injetada na rede em pu .....	166
Figura 4.52	Diagrama de Bode para malha de potência reativa, modo conectado (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul), (b) comparativo entre as malhas de corrente (vermelho) e potência reativa (azul).....	167
Figura 4.53	Mapa de polos e zeros para malha de potência reativa, modo conectado em malha fechada.....	168
Figura 4.54	Resposta ao degrau para malha de potência reativa, modo conectado em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).....	169
Figura 4.55	Resposta dinâmica da malha de controle de potência reativa para mudança de referência no modo conectado, (a) tensão $V_{Cz}$ (azul) e corrente $I_{Lz}$ (vermelho) no lado CC, (b) tensões no PAC $v_{AB}$ (vermelho) e rede $v_{gab}$ (azul), (c) corrente injetada na rede $i_a$ (vermelho) e sinal de conexão (azul) e (d) potência reativa $Q_g$ (vermelho) e sinal de referência da potência reativa $Q_{ref}$ (azul).....	170
Figura 4.56	Resposta dinâmica da malha de controle de potência reativa, para degrau e rejeição de carga indutiva no modo conectado, (a) tensões do inversor e rede sobrepostas, (b) corrente injetada na rede (vermelho) e o intervalo de variação da carga (azul) e (c) potência reativa (vermelho) e sinal de referência da potência reativa $Q_{ref}$ (azul).....	171
Figura 4.57	Diagrama de blocos do SRF-PLL.....	173

Figura 4.58	Diagrama de blocos simplificado do SRF-PLL.....	174
Figura 4.59	Diagrama de Bode para malha do SRF-PLL, sem atraso de amostragem (vermelho) e com atraso (azul).....	176
Figura 4.60	Mapa de polos e zeros para malha do SRF-PLL, (a) com atraso e (b) sem atraso.....	176
Figura 4.61	Resposta ao degrau para malha do SRF-PLL, sem atraso de amostragem (vermelho) e com atraso (azul).....	177
Figura 4.62	Relação entre a fase sintetizada pelo PLL $\theta_{PLL}$ (vermelho) e a tensão da rede $v_{gbc}$ normalizada (azul), (a) não sincronizada e (b) sincronizada.....	177
Figura 4.63	Sincronismo entre tensão de saída do inversor $v_{ab}$ (vermelho) e a rede $v_{gab}$ (azul).....	179
Figura 4.64	Resposta dinâmica das variáveis $v_{gd}$ (vermelho) e $v_{gq}$ (azul).....	179
Figura 4.65	Estabilização (a) do erro de fase (azul) e (b) da frequência do PLL (vermelho).....	179
Figura 4.66	Algoritmo de conexão da GD com a rede.....	181
Figura 4.67	Instante de conexão do GD com a rede, mostrando uma das tensões de linha na saída do inversor, $v_{ab}$ (vermelho), uma das tensões de linha da rede $v_{gab}$ (azul) e um sinal lógico que indica o instante em que o algoritmo de conexão decide fechar $K_2$ (roxo).....	182
Figura 5.1	Resultado experimental para tensão média no capacitor $C_{z1}$ , (a) $V_{Cz}$ durante o transiente de partida (verde) comparada com a tensão CC de entrada $V_0$ (azul) (b) ondulação $\Delta V_{Cz}$ .....	186
Figura 5.2	Resultado experimental para corrente no indutor $L_{z1}$ , (a) corrente média $I_{Lz}$ e (b) ondulação $\Delta I_L$ .....	186
Figura 5.3	Resultado experimental para corrente na fonte de entrada ( $I_0$ ).....	187
Figura 5.4	Resultado experimental para tensão instantânea do barramento CC ( $v_i$ )....	188
Figura 5.5	Resultado experimental para tensão média no capacitor $C_{z1}$ ( $V_{Cz}$ ) sob variação de carga (a) distúrbios em $V_{Cz}$ devido ao aumento da carga e à rejeição de carga, (b) detalhe dos distúrbios.....	189
Figura 5.6	Resultado experimental para tensão média no capacitor $C_{z1}$ (verde) sob variação da tensão de entrada (azul), sendo (a) para um afundamento de 20% em $V_0$ e (b) para uma elevação de 20% em $V_0$ .....	190
Figura 5.7	Resultado experimental para tensão média no capacitor $C_{z1}$ (verde) sob variação da tensão de entrada (azul), sendo (a) para um pulso de -20% em $V_0$ e (b) para um pulso de +20% em $V_0$ .....	191
Figura 5.8	Resultado experimental para as tensões de fase na carga local e corrente na fase $a$ , sem compensação.....	193
Figura 5.9	Resultado experimental para as tensões de fase na carga local e corrente na fase $a$ , com compensação.....	193
Figura 5.10	Resultado experimental da FFT para a tensão de fase ( $v_{An}$ ), (a) sem	

	compensação e (b) com compensação.....	194
Figura 5.11	Resultado experimental para variação de carga (a) degrau sem compensação, (b) degrau com compensação e (c) rejeição com compensação.....	195
Figura 5.12	Resultado experimental para as tensões no PAC e corrente na fase <i>c</i> , (a) tensões de linha à montante e à jusante de $K_2$ e (b) tensões trifásicas de fase à jusante de $K_2$ .....	197
Figura 5.13	Resultado experimental da malha de controle de potência ativa para degrau de potência no modo conectado, (a) tensão no capacitor $C_z$ (amarelo), tensão de linha no PAC $v_{AB}$ (magenta) e corrente injetada na rede $i_{L\beta}$ , (verde), (b) potência injetada na rede $P_g$ e $P_{ref}$ .....	199
Figura 5.14	Resultado experimental da malha de controle de potência ativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, corrente injetada na rede $i_{L\beta}$ (verde), tensão de linha no PAC $v_{AB}$ (magenta) e potência injetada na rede $P_g$ (azul), em <i>pu</i> .....	200
Figura 5.15	Resultado experimental da malha de controle de potência reativa para mudança de referência no modo conectado, (a) corrente na fase <i>a</i> $i_a$ (verde), $Q_{ref}$ (vermelho), tensão de linha no PAC $v_{AB}$ (magenta) e (b) potência reativa $Q_g$ em <i>pu</i> (azul).....	201
Figura 5.16	Resultado experimental da malha de controle de potência reativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, corrente injetada na rede $i_{L\beta}$ (verde), tensões de linha no PAC $v_{AB}$ (magenta) e na rede $v_{gab}$ (amarelo) sobrepostas e sinal de referência do degrau de carga (azul).....	202
Figura 6.1	Interesse acadêmico pelo conversor ZSI e topologias derivadas.....	207
Figura A.2.1	Elementos passivos da malha $Z$ , $C_z$ e $L_z$ (imagens fora de escala).....	219
Figura A.2.2	Módulo IGBT e diagrama de conexão interna.....	220
Figura A.2.3	Capacitor CA de filme de propileno do filtro $LCL$ .....	220
Figura A.2.4	Carga local ajustável de 50W a 5kW.....	221
Figura A.2.5	Transformadores trifásicos, (a) para isolamento, (b) autotransformador para acoplamento com a rede (imagens fora de escala).....	221
Figura A.2.6	Placa STM32F3 DISCOVERY que hospeda o MCU.....	222
Figura A.2.7	Placa de condicionamento de sinais analógicos (CSA).....	223
Figura A.2.8	Sensor Hall para medição de tensão e diagrama de conexão.....	223
Figura A.2.9	Sensor Hall para medição de corrente e diagrama de conexão.....	224
Figura A.2.10	Placa de acionamento de <i>gate</i> dos IGBTs, SKHIPC22BR, com detalhe da parte inferior do módulo de disparo SKHI 22A/B(R).....	224
Figura A.2.11	Placa interface digital EFO.....	225
Figura A.2.12	Placa interface digital DFO.....	226
Figura A.3.1	Diagrama esquemático do protótipo experimental.....	228



Figura A.4.1	Diagrama esquemático do Condicionador de Sinais Analógicos (CSA)....	236
Figura A.4.2	Diagrama esquemático do Emissor de Fibra Óptica (EFO).....	238
Figura A.4.3	Diagrama esquemático do Detector de Fibra Óptica (DFO).....	241
Figura A.4.4	Diagrama esquemático do acionador de relés (RDV).....	242
Figura A.4.5	Diagrama esquemático do acionador de <i>gate</i> dos IGBTs (SKH).....	243
Figura A.4.6	Diagrama interno do módulo de disparo SKHI 22A/B(R) e circuito de conexão típico.....	244
Figura A.4.7	Especificação do módulo de disparo SKHI 22A/B(R).....	245
Figura A.4.8	Especificação do módulo de IGBT SKM100GB63D.....	246
Figura A.5.1	Bancada do protótipo experimental.....	247
Figura A.5.2	<i>Layout</i> do protótipo experimental.....	247



## Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Estados permitidos no VSI.....	17
Tabela 2.2	Combinações possíveis para o estado ST.....	18
Tabela 2.3	Temporização para o SVM.....	42
Tabela 2.4	Comparação entre os métodos de elevação de tensão para o ZSI.....	45
Tabela 2.5	Comparação entre as topologias VSI e ZSI.....	49
Tabela 2.6	Cálculo dos elementos da rede Z.....	53
Tabela 2.7	Limites para distorção da corrente de acordo com a IEEE 1547-2003...	54
Tabela 2.8	Cálculo dos elementos do filtro de linha.....	58
Tabela 3.1	Definição dos elementos do lado CC.....	69
Tabela 3.2	Comparação dos valores médios com perdas (real) e sem perdas (ideal).....	70
Tabela 3.3	Definição dos elementos do filtro de linha.....	104
Tabela 3.4	Definição dos parâmetros da rede.....	104
Tabela 4.1	Requisitos de projeto do controlador de corrente do lado CC.....	122
Tabela 4.2	Requisitos de projeto do controlador de tensão do lado CC.....	122
Tabela 4.3	Zeros e polos das malhas CC em malha fechada.....	128
Tabela 4.4	Requisitos de projeto do controlador de corrente do lado CA no modo conectado.....	155
Tabela 4.5	Requisitos de projeto dos controladores de potência.....	160
Tabela 4.6	Requisitos de projeto do filtro do PLL.....	175
Tabela 4.7	Zeros e polos da malha do PLL.....	175
Tabela A.2.1	Identificação dos sinais analógicos nas placas CSA.....	222
Tabela A.2.2	Ganho dos canais analógicos das placas CSA.....	224
Tabela A.5.1	Principais componentes do painel.....	248



## Lista de Abreviaturas e Siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ADC	Conversor analógico para digital, do inglês: <i>Analog to Digital Converter</i>
AH	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna A, chave superior
AL	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna A, chave inferior
BC+VSI	Conversor CC-CC elevador ( <i>boost</i> ) + VSI tradicional
BH	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna B, chave superior
Bi-ZSI	Inversor bidirecional tipo fonte de impedância, do inglês: <i>Bi-Directional ZSI</i>
BL	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna B, chave inferior
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CaC	Célula a combustível
CH	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna C, chave superior
CL	Sinal de gatilho da ponte inversora, perna C, chave inferior
CSA	Condicionador de Sinais Analógicos
CSC	Conversor tipo fonte de corrente, do inglês: <i>Current Source Converter</i>
CSI	Inversor tipo fonte de corrente, do inglês: <i>Current Source Inverter</i>
DAC	Conversor Analógico para Digital, do inglês: <i>Digital to Analog Converter</i>
DFO	Detector de Fibra Óptica
DPC	Controle direto de potência, do inglês: <i>Direct Power Control</i>
DTC	Controle direto de conjugado, do inglês: <i>Direct Torque Control</i>
EFO	Emissor de Fibra Óptica
EMI	Interferência eletromagnética, do inglês: <i>ElectroMagnetic Interference</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier, do inglês: <i>Fast Fourier Transformer</i>
FOC	Controle por orientação de campo, do inglês: <i>Field Oriented Control</i>
FPB	Filtro passa baixas
GD	Sistema de Geração Distribuída
HE	Eliminação de harmônicas, do inglês: <i>Harmonic Elimination</i>
IAS	Sociedade de Aplicações Industriais, do inglês: <i>Industrial Applications Society</i>
IEEE	Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos, do inglês: <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IET	<i>The Institution of Engineering and Technology</i>
IGBT	Chave semicondutora, do inglês: <i>Insulate Gate Bipolar Transistor</i>
LFAPE	Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia
LC	Filtro tipo indutor e capacitor
LCCT	Conversor tipo indutor, capacitor, capacitor e transformador
LCL	Filtro tipo indutor, capacitor e indutor
LED	Diodo emissor de luz

LKC	Lei de Kirchhoff para correntes
LKT	Lei de Kirchhoff para tensões
LLCL	Filtro tipo indutor, indutor, capacitor e indutor
MBC	Controle de máxima elevação, do inglês: <i>Maximum Boost Control</i>
MCBC	Controle de máxima elevação constante, do inglês: <i>Maximum Constant Boost Control</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MCU	Microcontrolador, do inglês: <i>Micro Controller Unit</i>
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
NA	Não Aplicável
NBR	Norma Brasileira
OU	Função lógica ou
P+R	Controlador proporcional e ressonante
PAC	Ponto de acoplamento comum
PAM	Modulação em amplitude do pulso, do inglês: <i>Pulse Amplitude Modulation</i>
P	Controlador proporcional
PI	Controlador proporcional e integral
PID	Controlador proporcional, integral e derivativo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMSM	Motor síncrono de imã permanente, do inglês: <i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PSIM	Powersim Inc. PSIM 64-bit Professional Version 9.3.1.464
PSM	Modulação por deslocamento de pulso, do inglês: <i>Pulse Shift Modulation</i>
<i>pu</i>	Por unidade
PV	Painel fotovoltaico
PWM	Modulação em largura de pulso, do inglês: <i>Pulse Width Modulation</i>
PWMA	Sinal PWM para fase A
PWMB	Sinal PWM para fase B
PWMC	Sinal PWM para fase C
qZSI	Inversor tipo quase-fonte de impedância, do inglês: <i>quasi-Z-Source Inverter</i>
RHP	Semiplano direito, do inglês: <i>Right Half Plane</i>
SBC	Controle de elevação simples, do inglês: <i>Simple Boost Control</i>
SKH	Placa de acionamento dos IGBTs
SPWM	Modulação senoidal por largura de pulso, do inglês: <i>Sinusoidal PWM</i>
RDV	Placa de acionamento de relés
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
ST	Condução cruzada, do inglês: <i>Shoot-Through</i>
SVM	Modulação por vetores espaciais, do inglês: <i>Space Vector Modulation</i>
SVPWM	Modulação PWM por vetores espaciais, do inglês: <i>Space Vector PWM</i>

THD	Distorção Harmônica Total, do inglês: <i>Total Harmonic Distortion</i>
TRAFO	Transformador de acoplamento com a rede
Trans-Z	ZSI assistido por transformador
USPTO	<i>United States Patent and Trademark Office</i>
V2G	Veículo conectado no grid, do inglês: <i>Vehicle to Grid</i>
VCO	Oscilador controlado por tensão, do inglês: <i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VOC	Controle Orientado por Tensão, do inglês <i>Voltage Oriented Control</i>
VSC	Conversor tipo fonte de tensão, do inglês: <i>Voltage Source Converter</i>
VSI	Inversor tipo fonte de tensão, do inglês: <i>Voltage Source Inverter</i>
ZSC	Conversor tipo fonte de impedância, do inglês: <i>Z-Source Converter</i>
ZSI	Inversor tipo fonte de impedância, do inglês: <i>Z-Source Inverter</i>
ZSVM	Modulação PWM por vetores espaciais modificada para ZSI, do inglês: <i>Modified Space Vector Modulation for ZSI</i>





## Lista de Símbolos

$\alpha\beta$	Referências estáticas produzida pela transformação de Clarke
$\Delta i_g$	Ondulação da corrente injetada na rede
$\Delta I_{Lz}$	Ondulação ( <i>ripple</i> ) da corrente nos indutores da rede de impedância Z
$\Delta t$	Intervalo de tempo
$\Delta V_{Cz}$	Ondulação ( <i>ripple</i> ) de tensão nos capacitores da rede de impedância Z
$\zeta$	Fator de amortecimento
$\theta$	Ângulo elétrico
$\theta_g$	Ângulo de fase da rede
$\theta_{PLL}$	Ângulo de fase do PLL
$\varphi$	Ângulo do fator de potência
$\omega$	Frequência angular
$\omega_0$	Frequência angular da componente fundamental
$\omega_c$	Frequência angular de corte
$\omega_{co}$	Frequência angular de cruzamento, do inglês <i>crossover</i>
$\omega_n$	Frequência angular natural
$\omega_{res}$	Frequência angular de ressonância
$\omega_g$	Frequência angular fundamental da rede
$\omega_{PLL}$	Frequência angular do PLL
$a, b, c$	Fases de saída do inversor
$a_1, a_2, a_3$	Coefficientes da equação 3.65
$a'_1, a'_2, a'_3$	Coefficientes da equação 3.70
A, B, C, D	Terminais do quadripolo da rede de impedância Z
<b>A, B, C, E, K</b>	Matrizes da equação de estado
<b>A<math>_{\alpha\beta}</math>, B<math>_{\alpha\beta}</math>, C<math>_{\alpha\beta}</math>, E<math>_{\alpha\beta}</math>, K<math>_{\alpha\beta}</math></b>	Matrizes da equação de estado no referencial $\alpha\beta$
<b>A<math>_1</math>, B<math>_1</math>, C<math>_1</math>, E<math>_1</math></b>	Matrizes da equação de estado no subintervalo condução cruzada
<b>A<math>_2</math>, B<math>_2</math>, C<math>_2</math>, E<math>_2</math></b>	Matrizes da equação de estado no subintervalo ativo
<b>A<math>_{dq}</math>, B<math>_{dq}</math>, C<math>_{dq}</math>, E<math>_{dq}</math>, K<math>_{dq}</math></b>	Matrizes da equação de estado no referencial $dq$
$B$	Ganho estático do lado CC do ZSI (fator <i>boost</i> )
$b_1, b_2, b_3$	Coefficientes da equação 3.66
$B_B$	Ganho estático global do ZSI entre os lados CC e CA (fator <i>buck-boost</i> )

$C$	Capacitor
$C_f$	Capacitor do filtro de linha
$C_z, C_{z1}, C_{z2}$	Capacitores da rede de impedância Z
$D$	Diodo
$d_\alpha, d_\beta$	Ciclo de trabalho do ST no referencial $\alpha\beta$
$D_1$	Diodo da rede de impedância Z
$d_a, D_a$	Ciclo de trabalho instantâneo e médio durante o estado ativo
$D_{\beta 1}, D_{\beta 2}$	Diodos em antiparalelo com os transistores da ponte inversora no MCD
$d_d, d_q$	Ciclo de trabalho do ST no referencial $dq$
$d_{ST}$	Ciclo de trabalho instantâneo do ST
$\tilde{d}_{ST}$	Distúrbio no ciclo de trabalho instantâneo do ST
$D_{ST}$	Ciclo de trabalho médio do ST
$e_1$	Coefficiente das equações 3.67 e 3.68
$e'_1$	Coefficiente da equação 3.71
$f_1$ a $f_4$	Coefficientes da equação 3.69
$f'_1$ a $f'_4$	Coefficientes da equação 3.72
$f_g$	Frequência fundamental da rede elétrica
$f_{res}$	Frequência de ressonância
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento
$g_1$ a $g_7$	Coefficientes da equação 3.75
$G_a$	Função de transferência auxiliar da expressão 3.210
$G_{atr}$	Função de transferência de atraso
$G_{FPB}$	Função de transferência do filtro passa baixas
$G_{i\alpha\beta}$	Função de transferência que relaciona a diferença de potencial entre a saída do inversor para a corrente do indutor no lado do inversor
$G_{i0}$	Função de transferência em malha aberta da tensão de entrada para a corrente do indutor $L_z$
$G_{i1d}$	Função de transferência em malha aberta da corrente do indutor do lado do inversor para o ciclo de trabalho
$G_{ica\alpha\beta}$	Controlador de corrente CA no modo ilhado, no referencial $\alpha\beta$
$G_{icdq}$	Controlador de corrente CA no modo conectado, no referencial $dq$
$G_{icc}$	Controlador de corrente CC
$G_{id}$	Função de transferência em malha aberta do ciclo de trabalho para a corrente do indutor $L_z$
$G_{idq}$	Função de transferência em malha aberta da tensão de saída do inversor para corrente do indutor do lado do inversor
$G_P$	Controlador de potência ativa
$G_{PLL}$	Controlador da malha do PLL

$G_Q$	Controlador de potência reativa
$G_{Mca\alpha\beta}$	Ganho do modulador PWM visto pelo lado CA, no referencial $\alpha\beta$
$G_{Mcadq}$	Ganho do modulador PWM visto pelo lado CA, no referencial $dq$
$G_{Mcc}$	Ganho do modulador PWM visto pelo lado CC
$G_{PR}$	Função de transferência do controlador P+R
$G_{v\alpha\beta}$	Função de transferência que relaciona a corrente do indutor do lado do inversor para a tensão no capacitor $C_f$
$G_{v0}$	Função de transferência em malha aberta da tensão de entrada para a tensão do capacitor $C_z$
$G_{vca\alpha\beta}$	Controlador de tensão CA no modo ilhado, no referencial $\alpha\beta$
$G_{vcc}$	Controlador de tensão CC
$G_{vd}$	Função de transferência em malha aberta do ciclo de trabalho para a tensão do capacitor $C_z$
$G_{vdq}$	Função de transferência em malha aberta da corrente do indutor do lado do inversor para a tensão do capacitor $C_f$
$h$	Ordem da harmônica
$h_1$ a $h_7$	Coefficientes da equação 3.76
$H_{i1}$	Ganho do sensor de corrente CA
$H_{ILz}$	Ganho do sensor de corrente CC
$H_{vCf}$	Ganho do sensor de tensão CA
$H_{vCz}$	Ganho do sensor de tensão CC
$H_{vg}$	Ganho do sensor de tensão da rede
$I$	Corrente média
$\mathbf{I}$	Matriz identidade
$i_{1\alpha}, i_{1\beta}$	Correntes na saída do inversor no referencial $\alpha\beta$
$i_{2\alpha}, i_{2\beta}$	Correntes na saída do filtro de linha no referencial $\alpha\beta$
$i_0$	Corrente instantânea da fonte CC de entrada
$I_0$	Corrente média da fonte CC de entrada
$i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}$	Correntes instantâneas na saída do inversor
$i_{1d}, i_{1q}$	Correntes na saída do inversor no referencial $dq$
$i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$	Correntes instantâneas na saída do filtro de linha
$i_{2d}, i_{2q}$	Correntes na saída do filtro de linha no referencial $dq$
$i_{c1}, i_{c2}, i_{cz}$	Correntes instantâneas nos capacitores da rede de impedância $Z$
$i_{Cfa}, i_{Cfb}, i_{Cfc}$	Correntes instantâneas nos capacitores do filtro de linha
$I_{cc\ ref}$	Referência de corrente do barramento CC
$i_g$	Corrente instantânea injetada na rede
$i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$	Correntes instantâneas de linha na rede
$i_{gd}, i_{gq}$	Correntes na rede no referencial $dq$

$i_i$	Corrente instantânea do barramento CC, na entrada da ponte inversora
$I_i$	Corrente média do barramento CC, na entrada da ponte inversora do ZSI
$i_l$	Corrente instantânea na carga
$i_L^*$	Corrente instantânea de referência no indutor da rede de impedância Z
$i_{L1}, i_{L2}, i_{Lz}$	Correntes instantâneas nos indutores da rede de impedância Z
$I_{L1}, I_{L2}, I_{Lz}$	Correntes médias nos indutores da rede de impedância Z
$i_{loa}, i_{lob}, i_{loc}$	Correntes instantâneas na carga local
$I_{Lz(max)}$	Corrente máxima nos indutores da rede Z
$I_{Lz(min)}$	Corrente mínima nos indutores da rede Z
$I_x$	Corrente eficaz para as fases $x = a, b, c$
$j$	Operador imaginário
$j_1$ a $j_7$	Coefficientes da equação 3.77
$K$	Constante real e inteira
$k_1$ a $k_7$	Coefficientes da equação 3.78
$K_1$	Contator para conexão da carga local
$K_2$	Contator para acoplamento com a rede no PAC
$K_P$	Ganho proporcional
$K_{P\_PR}$	Ganho proporcional do controlador P+R
$K_I$	Ganho integral
$K_{R0}$	Ganho da parcela ressonante na frequência fundamental
$K_{Rh}$	Ganho da parcela ressonante para $h$ -ésima harmônica
$L$	Indutor
$L_{eq}$	Indutância equivalente do filtro de linha
$L_{FPB}$	Indutância da impedância equivalente do FPB na saída da ponte inversora
$L_f, L_{f1}, L_{f2}$	Indutores do filtro de linha
$L_g$	Indutância do transformador de acoplamento somado com a indutância da rede
$L_l$	Indutância da impedância equivalente da carga conectada no inversor
$L_z, L_{z1}, L_{z2}$	Indutores da rede de impedância Z
$M$	Índice de modulação em amplitude
$m_\alpha, m_\beta$	Índice de modulação em amplitude no referencial $\alpha\beta$
$m_a, m_b, m_c$	Índice de modulação em amplitude por fase
$m_i$	Número de pontos para cálculo numérico do valor médio
$m_d, m_q$	Índice de modulação em amplitude no referencial $dq$
$N$	Ponto comum do filtro de linha e da carga local (terra)
$n'$	Ponto comum da rede
$N$	Representação do ponto comum do inversor

$n_i$	Constante real e inteira
$P$	Potência ativa média
$P_{CA}$	Potência ativa média na saída da ponte inversora
$P_{CC}$	Potência ativa média na entrada da ponte inversora
$P_g$	Potência ativa média injetada na rede
$p_g$	Potência ativa injetada na rede no referencial $dq$
$P_{ref}$	Referência de potência ativa
$Q$	Potência reativa
$q$	Potência reativa no PAC, no referencial $\alpha\beta$
$Q_{Cf}$	Potência reativa do capacitor do filtro de linha
$q_g$	Potência reativa injetada ou absorvida da rede no referencial $dq$
$Q_{ref}$	Referência de potência reativa
$R$	Resistência
$r_{C1}, r_{C2}$	Resistências próprias dos capacitores da rede $Z$
$r_{Cf}$	Resistência própria do capacitor do filtro de linha
$r_{D1}$	Resistência do diodo $D_1$
$R_f$	Resistência de amortecimento do filtro de linha
$r_{FPB}$	Resistência da impedância equivalente do FPB na saída da ponte inversora
$r_g$	Resistência equivalente da rede
$r_{L1}, r_{L2}$	Resistências próprias dos indutores do filtro de linha
$r_l$	Resistência da impedância equivalente da carga conectada no inversor
$r_{Lg}$	Resistência do transformador de acoplamento somado com a resistência da rede
$r_{L1}, r_{L2}, r_{Lz}$	Resistências próprias dos indutores da rede $Z$
$R_{lo}$	Resistência da carga local
$r_{ST}$	Resistência equivalente da ponte inversora durante o ST
$r_{SW}$	Resistência de condução da chave semicondutora da ponte inversora
$R_{T1}, R_{T2}, R_{T3}$	Resistências equivalentes da equação 3.113
$S_x^*$	Estado das chaves da ponte inversora
$S_1$ a $S_6$	Chaves semicondutoras da ponte inversora
$S_7$	Chave semicondutora do conversor CC-CC <i>boost</i>
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Transformada de Clark
$T$	Temperatura
$t$	Tempo
$T_0$	Duração dos vetores nulos no SVM tradicional
$T_1$	Duração do estado ativo (não-ST)
$T_a$	Duração do vetor espacial $U_k$

$T_b$	Duração do vetor espacial $U_{k+1}$
$\mathbf{T}_{dq}$	Transformada de Park
$t_{rh}$	Tempo de resposta para $h$ -ésima harmônica
$T_{ST}$	Duração do estado ST
$T_{sw}$	Período de chaveamento do PWM
$\mathbf{u}, \mathbf{U}$	Vetores da equação de estado
$V$	Tensão média
$V_\alpha, V_\beta$	Vetores de tensão no referencial $\alpha\beta$
$v_0$	Tensão instantânea da fonte de entrada CC
$\tilde{v}_0$	Distúrbio na tensão instantânea da fonte de entrada CC
$V_0$	Tensão média da fonte de entrada CC
$V_0, V_7$	Vetores espaciais de tensão, estados nulos
$V_1$ a $V_6$	Vetores espaciais de tensão, estados ativos
$v_a^*, v_b^*, v_c^*$	Referências senoidais (sinais modulantes) para as fases $a, b$ e $c$
$v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$	Tensões instantâneas de linha na saída do inversor
$v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}$	Tensões instantâneas de linha na saída do filtro de linha (tensão no PAC)
$v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$	Tensões instantâneas de fase na saída do inversor
$v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn}$	Tensões instantâneas de fase na saída do filtro de linha (tensão no PAC)
$v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}$	Tensão instantânea que representa o inversor ( $v_{PWMx}$ )
$v_C^*$	Tensão instantânea de referência do capacitor da rede de impedância $Z$
$v_{C1}, v_{C2}, v_{Cz}$	Tensões instantâneas nos capacitores da rede de impedância $Z$
$V_{C1}, V_{C2}, V_{Cz}$	Tensões médias nos capacitores da rede de impedância $Z$
$v_{Can}, v_{Cbn}, v_{Ccn}$	Tensões instantâneas entre os indutores do filtro de linha
$V_{CC}$	Tensão média no barramento CC do VSI
$V_{CE}$	Tensão coletor-emissor
$v_{Cf\alpha}, v_{Cf\beta}$	Tensões nos capacitores do filtro de linha no referencial $\alpha\beta$
$v_{Cfa}, v_{Cfb}, v_{Cfc}$	Tensões instantâneas nos capacitores do filtro de linha
$v_{Cfd}, v_{Cfq}$	Tensões nos capacitores do filtro de linha no referencial $dq$
$V_{Cf}$	Tensão eficaz no capacitor do filtro de linha $C_f$
$v_{Cz}, V_{Cz}$	Tensão instantânea e eficaz no capacitor $C_z$
$v_{Cz\ ref}$	Tensão de referência para malha de tensão CC
$v_{D1}$	Tensão instantânea no diodo $D_1$
$\tilde{v}_{D1}$	Distúrbio na tensão instantânea no diodo $D_1$
$V_{D1}$	Tensão média no diodo $D_1$
$V_g$	Tensão eficaz da rede
$\hat{V}_g$	Tensão de pico da rede

$v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}$	Tensões instantâneas de fase da rede
$v_{gd}, v_{gq}$	Tensões da rede no referencial $dq$
$V_{gll}$	Tensão eficaz de linha da rede
$\hat{v}_i$	Tensão de pico do barramento CC, na entrada da ponte inversora
$v_i$	Tensão instantânea do barramento CC, na entrada da ponte inversora
$V_i$	Tensão média do barramento CC, na entrada da ponte inversora do ZSI
$V_k$	k-ésimo vetor espacial de tensão
$v_{L1}, v_{L2}, v_{Lz}$	Tensões instantâneas nos indutores da rede de impedância $Z$
$V_{L1}, V_{L2}, V_{Lz}$	Tensões médias nos indutores da rede de impedância $Z$
$V_{Lf1}, V_{Lf2}$	Tensão média nos indutores do filtro de linha
$v_{Lf1}, v_{Lf2}$	Tensões instantâneas nos indutores do filtro de linha
$v_{Lg}$	Tensão instantânea na indutância equivalente da linha
$v_{Ll}$	Tensão instantânea sobre a indutância da impedância equivalente da carga conectada no inversor
$V_m$	Nível de comparação modificado para gerar o ST
$V_n, v_n$	Nível negativo de comparação para gerar o ST
$v_n \cdot n$	Diferença de potencial entre os pontos comum do filtro de linha e da rede
$v_n N$	Diferença de potencial entre os pontos comum do inversor e o filtro de linha
$V_p, v_p$	Nível positivo de comparação para gerar o ST
$v_{PAC\alpha}, v_{PAC\beta}$	Tensões no PAC no referencial $\alpha\beta$
$v_{PAC\alpha ref}, v_{PAC\beta ref}$	Tensões de referências para malha de tensão CA no modo ilhado, no referencial $\alpha\beta$
$v_{PWMx}$	Tensão instantânea que representa o inversor
$v_{PWM\alpha}, v_{PWM\beta}$	Tensão que representa o inversor no referencial $\alpha\beta$
$v_{PWMd}, v_{PWMq}$	Tensão que representa o inversor no referencial $dq$
$V_{PWM}$	Tensão eficaz na saída do inversor
$v_{rC1}, v_{rC2}$	Tensões instantâneas sobre as resistências série dos capacitores $C_{z1}$ e $C_{z2}$
$v_{rD1}$	Tensão instantânea sobre a resistência do diodo $D_1$
$V_{ref}$	Vetor espacial de referência de tensão no SVM
$v_{rf1}, v_{rf2}$	Tensões instantâneas nas resistências dos indutores do filtro de linha
$v_{rg}$	Tensão instantânea na resistência equivalente da linha
$v_{rl}$	Tensão instantânea sobre a resistência da impedância equivalente da carga conectada no inversor
$v_{rL1}, v_{rL2}$	Tensões instantâneas sobre as resistências série dos indutores $L_{z1}$ e $L_{z2}$
$V_{RMS}$	Tensão eficaz calculada numericamente
$v_{rSW}$	Queda de tensão na resistência equivalente de condução da chave

	semicondutora da ponte inversora
$V_s$	Esforço de tensão ( <i>stress</i> ) sobre as chaves da ponte inversora
$v_{ST}$	Tensão instantânea do sinal ST
$\mathbf{V}_{ST}$	Vetor de tensão para o estado ST
$v_{tri}, V_{tri}$	Tensão triangular de referência do PWM, valores instantâneo e máximo
$\hat{v}_x$	Tensão de fase de pico na saída do inversor, sendo $x = a, b$ ou $c$
$v_x$	Tensão instantânea para as fases $x = a, b, c$
$V_x$	Tensão eficaz para as fases $x = a, b, c$
$\omega_{PLL}$	Frequência angular média do PLL
$x, \mathbf{X}$	Variável genérica
$\mathbf{x}, \mathbf{X}$	Vetores da equação de estado
$\dot{\mathbf{x}}$	Derivada do vetor $\mathbf{x}$
$\tilde{x}$	Perturbação para uma variável genérica $x$
$x_\alpha, x_\beta$	Variável genérica no referencial $\alpha\beta$
$x_a, x_b, x_c$	Variável genérica no referencial $abc$
$x_d, x_q$	Variável genérica no referencial $dq$
$X_C$	Reatância capacitiva
$X_{L1}, X_{L2}$	Reatâncias dos indutores do filtro de linha
$y, \mathbf{Y}$	Variável genérica
$\mathbf{y}, \mathbf{Y}$	Vetores da equação de estado
$Z_{FPB}$	Impedância equivalente do FPB na saída da ponte inversora
$Z_l$	Impedância equivalente da carga conectada no inversor
$\mathbf{0}$	Matriz nula



## Sumário

Dedicatória	vii
Agradecimentos	ix
Resumo	xiii
Abstract	xv
Lista de Ilustrações	xvii
Lista de Tabelas	xxvii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxix
Lista de Símbolos	xxxiii
Sumário	xli
1. Introdução	1
1.1 Contribuição da Eletrônica de Potência na Produção de Energia Elétrica	1
1.2 Objetivos do Trabalho	4
1.3 Delimitação do Tema	5
1.4 Organização do Texto	5
2. Conversores Fonte de Impedância	7
2.1 Conversor Z	7
2.2 Revisão Bibliográfica	11
2.3 Princípio de Operação do ZSI	15
2.4 Métodos de Elevação de Tensão para ZSI	26
2.4.1 Controle de Elevação Simples	26
2.4.2 Controle de Elevação Máxima	29
2.4.3 Controle de Elevação Máxima Constante	34
2.4.4 Controle de Elevação Modificado	36
2.5 Modulação por Vetores Espaciais Modificados	38
2.5.1 SVM para Acionamento do VSI	38
2.5.2 SVM Modificado para Acionamento do ZSI	41
2.6 Comparação entre os Métodos de Elevação de Tensão para ZSI	44
2.7 Comparação do ZSI com VSI	47
2.8 Dimensionamento da Rede de Impedância Z	50
2.8.1 Cálculo do Indutor Z	50
2.8.2 Cálculo do Capacitor Z	52

2.8.3	Determinação dos Indutores e Capacitores da Rede de Impedância Z	52
2.9	Dimensionamento do Filtro de Linha	53
2.10	Considerações Finais	58
3.	Modelo em Espaço de Estado do ZSI	61
3.1	Introdução	61
3.2	Modelo em Espaço de Estado para o Lado CC do ZSI	64
3.2.1	Subintervalo Condução Cruzada	66
3.2.2	Subintervalo Ativo	68
3.2.3	Análise do Valor Médio para Rede de Impedância Z Não Ideal	69
3.2.4	Análise de Pequenos Sinais para Rede de Impedância Z Não Ideal	75
3.3	Modelo em Espaço de Estado para o Lado CA do ZSI	87
3.3.1	Modo Conectado	88
3.3.2	Modo Ilhado	108
3.4	Considerações Finais	115
4.	Estratégias de Controle e Resultados de Simulação	117
4.1	Introdução	117
4.2	Controle do Lado CC	119
4.3	Controle do Lado CA	138
4.3.1	Modo Ilhado	138
4.3.2	Modo Conectado	150
4.3.3	Sincronismo com a Rede	174
4.3.4	Conexão com a Rede Elétrica	182
4.4	Considerações Finais	184
5.	Resultados Experimentais	187
5.1	Resultados Experimentais	187
5.1.1	Controle do Lado CC	187
5.1.2	Controle no Modo Ilhado	194
5.1.3	Controle no Modo Conectado	198
5.2	Considerações Finais	205
6.	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	207
6.1	Conclusões	207
6.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	209
	Referências Bibliográficas	211
	Apêndices	221

A. Protótipo Experimental	221
A.1 Objetivo do Protótipo	221
A.2 Descrição do Protótipo	221
A.3 Diagrama Elétrico do Protótipo Experimental	229
A.4 Diagramas Elétricos das Placas Eletrônicas	237
A.5 Foto do Protótipo Experimental	249
B. Definição das Expressões do Vetor X	251
B.1 Vetor $X_{CC}$	251
C. Definição das Expressões do Vetor Y	253
C.1 Vetor $Y_{CC}$	253
D. Coeficientes das Funções de Transferência do Lado CC	255
D.1 Coeficientes do Conjunto de Equações Diferenciais (3.65) - (3.72)	255
D.2 Coeficientes do Conjunto de Equações (3.75) - (3.78)	255



# 1. Introdução

Neste capítulo são descritos os objetivos e contribuições deste trabalho.

## 1.1 Contribuição da Eletrônica de Potência na Produção de Energia Elétrica

Sistemas de geração distribuída (GD) são geradores de energia elétrica localizados próximos ao ponto de consumo, tipicamente operando na faixa de 1kW a 10MW [1]. A Resolução Normativa nº 482, da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [2], estabelece definições para microgeração e minigeração distribuídas, sendo a primeira com potência instalada menor ou igual a 100kW e a segunda, com potência instalada superior a 100kW e menor ou igual a 1MW para fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa e etc. Outras definições de GD também são possíveis, mesmo para aqueles autores aos quais a definição da faixa de potência não é relevante [3].

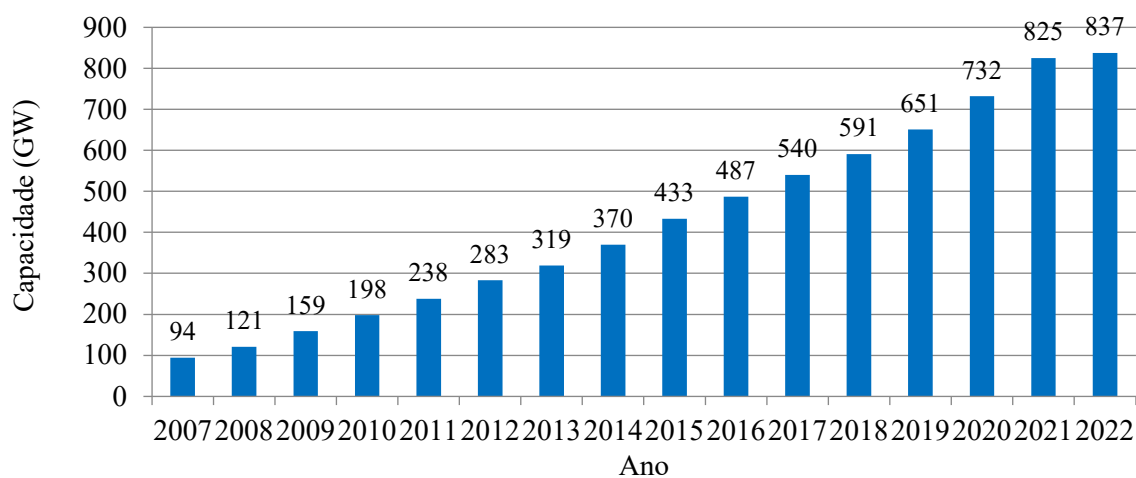
No entanto, com a proliferação da GD a partir de fontes de energia renováveis, em contraposição aos sistemas tradicionais centralizados, dados a proximidade da produção e consumidor surgem possíveis vantagens tais como: redução do preço da energia, aumento da eficiência e disponibilidade, potencial redução de investimentos em linhas de transmissão de longa distância e redução de carga das linhas atuais.

Além disso, existe a habilidade da GD em prover serviços auxiliares, como a capacidade de suportar e operar com afundamento de tensão, injeção de potência reativa, uso de estratégias sofisticadas de controle, uso de acumuladores como fontes de potência de emergência, entre outros.

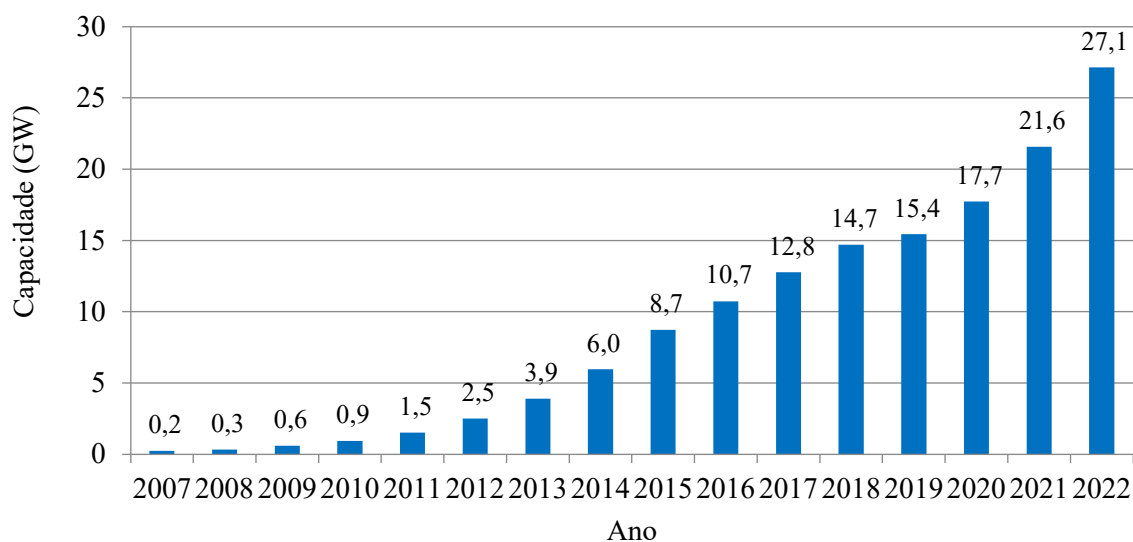
Em um sistema de geração tradicional, grandes geradores operam com velocidade fixa, na frequência da rede aos quais estão conectados, em contraposição, GD baseados em fontes alternativas o cenário típico é diferente, pois a saída de um gerador eólico de velocidade variável, ou a saída de um painel fotovoltaico, ou ainda a saída de uma célula a combustível, não podem ser conectados diretamente na rede elétrica. Nestas aplicações, a eletrônica de potência possui papel fundamental para compatibilizar a GD com a rede elétrica, incluído tensão, frequência, controle de potência ativa e reativa, minimização de harmônicos, entre outras possibilidades [4].

Dentre as várias possibilidades de fontes de energia alternativas e renováveis, as tecnologias mais citadas são a geração eólica e a fotovoltaica [5], as quais contam com uma crescente capacidade global instalada [6], sendo a capacidade de geração brasileira uma fração desta, mas de mesma forma com tendência de crescimento [7] e [8]. Este cenário pode ser observado nas Figuras 1.1 e 1.2.

Figura 1.1 – Evolução da capacidade de geração eólica, (a) global e (b) brasileira.



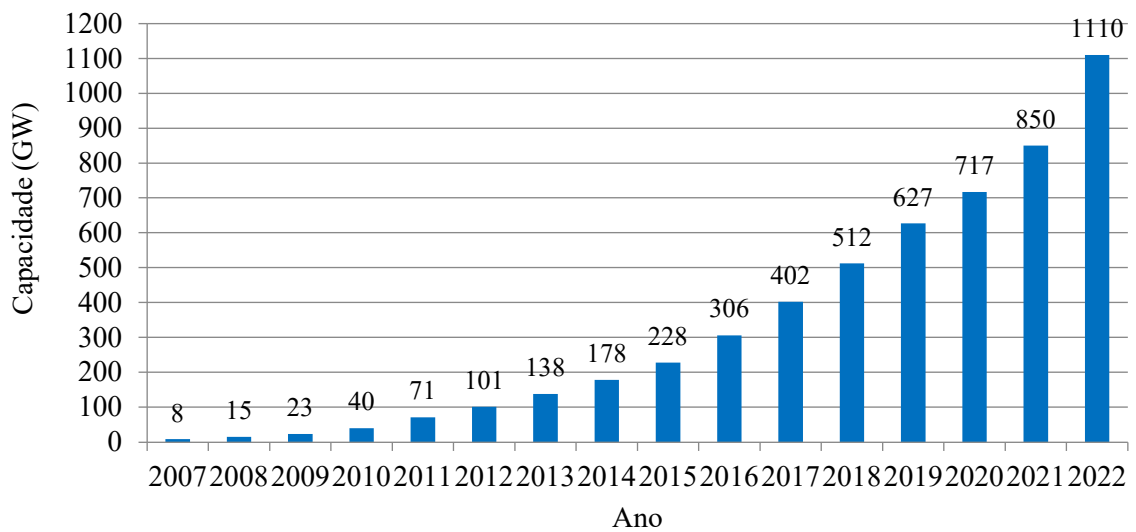
(a)



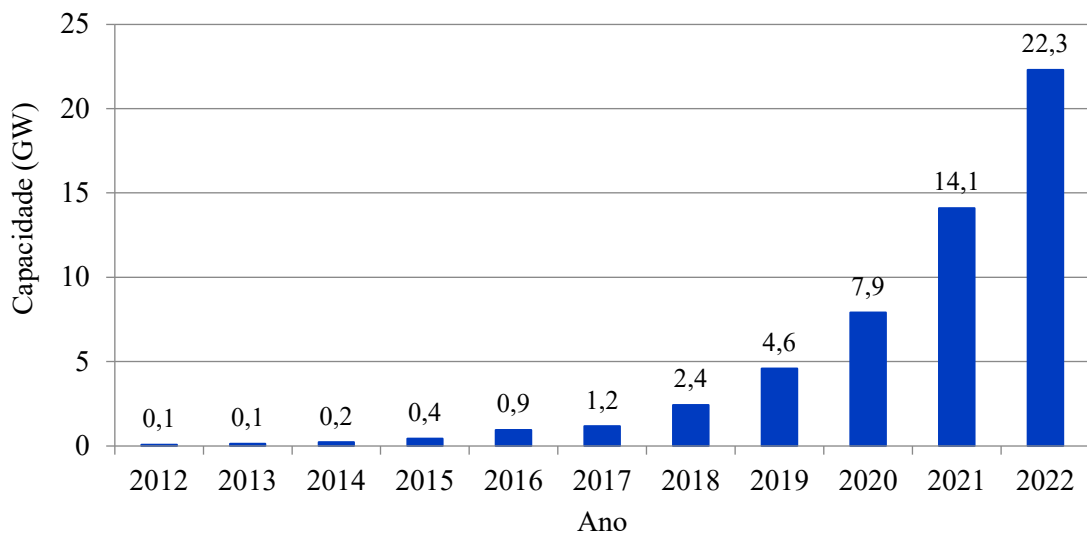
(b)

Fonte: Adaptada de [6] e [7].

Figura 1.2 – Evolução da capacidade de geração solar fotovoltaica,  
(a) global e (b) brasileira.



(a)



(b)

Fonte: Adaptada de [6] e [8].

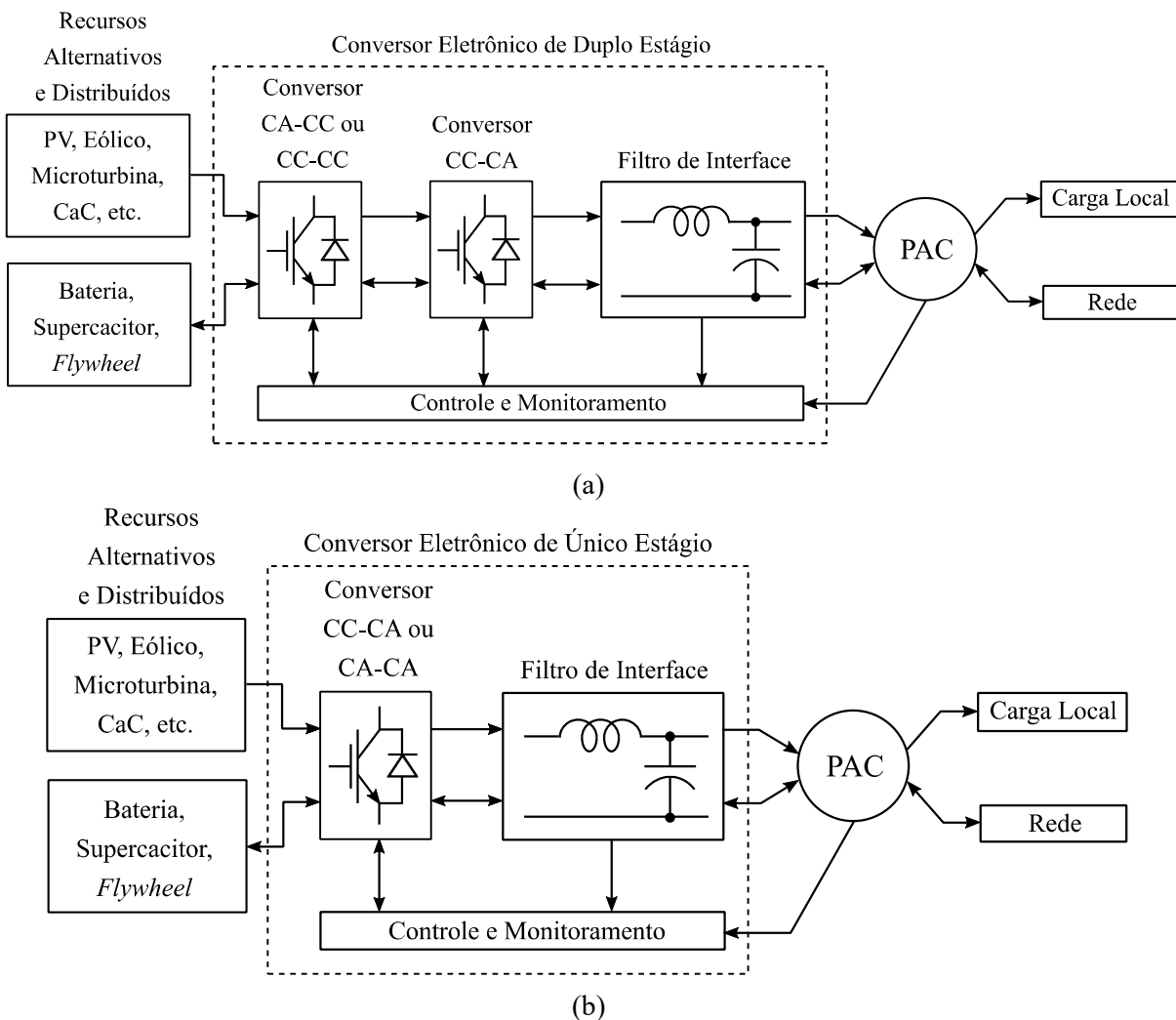
Com o avanço tecnológico, as turbinas eólicas evoluíram de técnicas não baseadas em conversores eletrônicos para totalmente controladas por conversores eletrônicos. Já os painéis fotovoltaicos sempre dependeram de inversores de frequência para operação em corrente alternada, seja no modo conectado ou isolado da rede, independente do seu nível de potência. Desta forma, pode-se considerar que cada unidade de GD moderna, baseada nestas fontes alternativas, possui um conversor eletrônico de potência [9]. O crescimento do uso destes conversores evidencia e justifica a importância dos estudos no campo da eletrônica de

potência e técnicas de controle para obter conversores mais eficientes, confiáveis, compactos e de menor custo.

## 1.2 Objetivos do Trabalho

Atento a esta tendência, a proposta deste trabalho é estudar e contribuir com o controle do inversor fonte de impedância (ZSI) [10], cuja entrada pode ser qualquer fonte de corrente contínua (CC) proveniente de fontes alternativas de energia, tipicamente encontradas em sistemas de GD, operando tanto no modo ilhado quanto no modo conectado à rede. Neste sentido, a Figura 1.3 mostra de forma comparativa a abordagem tradicional para o processamento da energia proveniente de uma fonte alternativa, a qual é constituída por um circuito de duplo estágio de conversão e a topologia de único estágio, objeto deste trabalho.

Figura 1.3 – Conversores eletrônicos, (a) tradicional de duplo estágio e (b) de único estágio.



Fonte: Adaptada de [9] e [10].



A topologia de único estágio destaca-se da tradicional pela redução de uma chave ativa e pelo potencial redução do volume e custo do circuito, características atrativas para aplicações residenciais e automotivas.

Do ponto de vista do modelamento matemático do conversor ZSI, este trabalho explora intensivamente os modelos nos sistemas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ , considerando as não linearidades decorrentes do acoplamento entre os lados CC e de corrente alternada (CA), bem como considera todas as perdas dos elementos passivos e ativos, característica abordada superficialmente na literatura. O diferencial da abordagem desta tese será a obtenção do modelo matemático completo para o ZSI e a expressão geral da tensão sobre a ponte inversora, não relatada na literatura.

Por outro lado, do ponto de vista da estratégia de controle do ZSI, este trabalho realiza uma extensa análise sobre o lado CC e propõe uma estrutura de controle para o lado CA interligada ao lado CC, baseada na orientação por controle de tensão (VOC), a qual não foi proposta para o ZSI conectado à rede elétrica e constitui uma contribuição deste trabalho. Esta estratégia é particularmente interessante, pois reduz o esforço computacional e de controle, tais como a redução de operações trigonométricas, eliminação de dois controladores proporcional e integral (PI), bem como a eliminação de uma transformação de referencial  $abc-dq$ , se comparada a outros métodos de injeção de potência na rede.

### **1.3 Delimitação do Tema**

Esse trabalho tem por tema o “inversor fonte de impedância”, aplicado no processamento de energia elétrica gerada a partir de fontes renováveis. Dentre as várias possibilidades para implementar conversores fonte de impedância, tal como será descrito no Capítulo 2, optou-se pelo ZSI originalmente proposto por [10].

Esta delimitação do escopo fez-se necessária para permitir o desenvolvimento do conhecimento em um conversor específico, relativamente novo e que até então não foi analisado matematicamente de forma rigorosa, ficando as implementações alternativas como sugestões para trabalhos futuros.

### **1.4 Organização do Texto**

Ao longo do texto este trabalho é apresentado da seguinte forma:

O Capítulo 2 introduz os conceitos fundamentais sobre os conversores fonte de impedância com algumas das principais variantes construtivas, apresenta uma revisão bibliográfica sobre o tema, focando nos trabalhos mais relevantes do ponto de vista dos interesses desta tese, bem como detalha matematicamente o conversor ZSI, por meio da análise de valores médios e discute os métodos de elevação de tensão até então propostos para este conversor. Além disso, descreve a metodologia de cálculo para os elementos da rede de impedância  $Z$  e do filtro de linha para acoplamento com a rede elétrica;

No Capítulo 3 é apresentado um extenso trabalho de modelamento matemático de pequenos sinais, tanto para o lado CC quanto para o lado CA, ilhado e conectado, os quais servirão de base para o modelamento das malhas de controle. Do modelo do lado CC se obtêm a expressão completa do ganho de tensão, até então não apresentada na literatura com o ZSI;

O Capítulo 4 apresenta estratégias de controle e resultados de simulação para o conversor ZSI, mostrando a definição e o modelamento das malhas dos controladores dos lados CC e CA, bem como propõe um novo controle para injeção de potência na rede;

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos no protótipo desenvolvido especialmente para este trabalho;

Finalmente, o Capítulo 6 encerra essa tese, apresentando as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

## 2. Conversores Fonte de Impedância

Neste capítulo são descritos os conceitos fundamentais do conversor fonte de impedância, suas variantes construtivas, uma análise da literatura relacionada a esse tema, bem como será apresentado o modelo matemático do inversor fonte de impedância, os principais métodos de elevação de tensão aplicados a este conversor e o dimensionamento dos filtros dos lados CC e CA.

### 2.1 Conversor Z

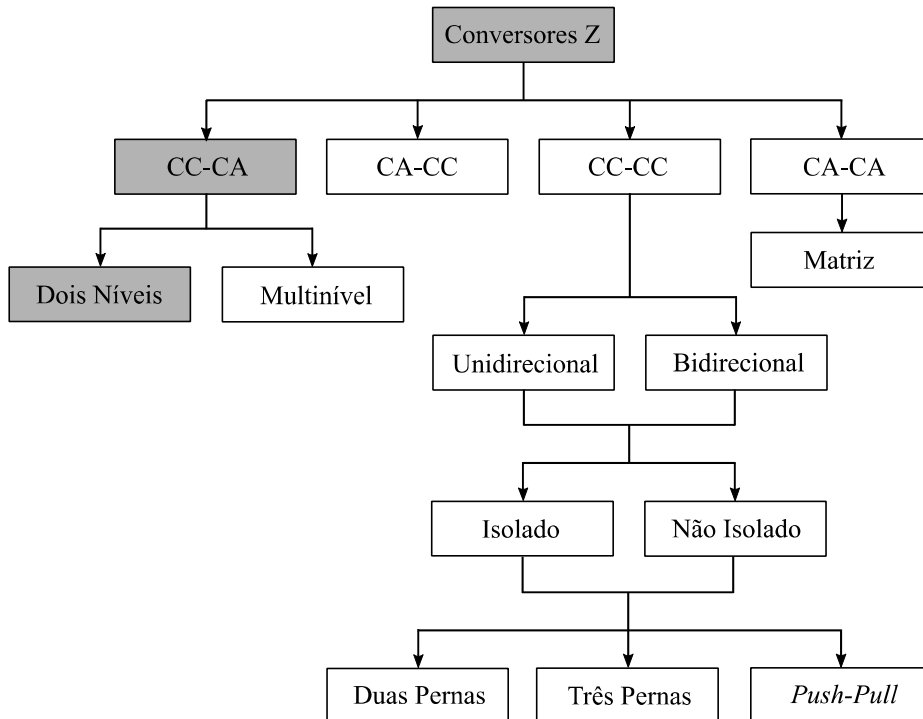
O conversor de potência fonte de impedância, também conhecido como conversor Z ou ZSC foi proposto por Fang Z. Peng em 2003 [10], no entanto antecipou-a em uma conferência em 2002 [11]. De acordo com o autor, esse conversor pode ser utilizado em qualquer aplicação de conversão de energia que requeira elevação ou abaixamento de tensão.

Dentre as possibilidades de condicionamento de energia pode-se implementar conversores CC-CA, CA-CC, CC-CC e CA-CA, utilizando o conceito de fonte de impedância. A Figura 2.1 resume uma árvore de possibilidades. No caso específico da conversão CC-CA, dá-se o nome de inversor fonte de impedância (ZSI), localizado na Figura 2.1 pelas caixas pintadas, o qual será objeto de estudo deste trabalho.

Do ponto de vista da fonte de potência que alimenta o conversor eletrônico, existem dois tipos de conversores: os conversores fonte de tensão (VSC) e os conversores fonte de corrente (CSC). Considerando os tradicionais VSC, especialmente o inversor fonte de tensão (VSI) o qual, independentemente do tipo de modulação, caracteriza-se por ser abaixador de tensão, portanto limitando a tensão CA de saída do inversor abaixo da tensão do barramento CC de entrada. Em aplicações nas quais se deseja tensão de saída do inversor maior que o barramento CC disponível, é necessário incluir um conversor CC-CC elevador antes do inversor.

Outra característica dos inversores tradicionais diz respeito à impossibilidade de acionar simultaneamente as chaves superior e inferior de uma mesma perna da ponte, operação conhecida como condução cruzada, do inglês *Shoot-Through* (ST), que invariavelmente leva à destruição das chaves. Nestes conversores, o ST pode ser causado por uma falha no circuito de acionamento das chaves ou por acoplamento de interferência eletromagnética (EMI), ambas de natureza não intencional.

Figura 2.1 – Possibilidades de conversão utilizando ZSC.



Fonte: Adaptada de [12].

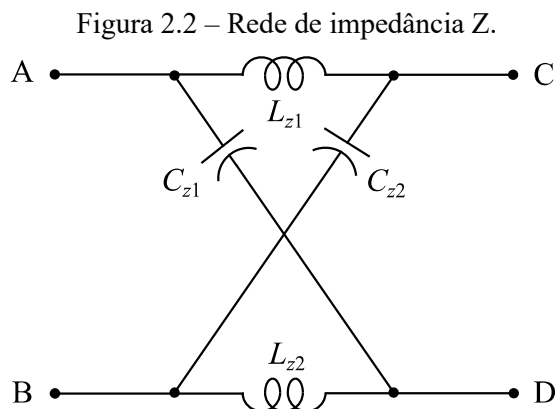
Quando o VSI é alimentado por uma fonte de tensão CC, a ocorrência de um ST equivale a um curto-circuito na saída desta fonte ou, se é alimentado por um conversor CC-CC o ST equivale a um curto-circuito no capacitor de saída deste conversor. Para prevenir a ocorrência de ST, os circuitos de acionamento das chaves de um VSI inserem um “tempo morto” entre a operação das chaves superior e inferior, mas esta proteção acarreta distorção na forma de onda de saída do inversor [10] e [13]. Uma análise semelhante pode ser desenvolvida para os CSC, ou inversores fonte de corrente (CSI), considerando suas particularidades.

Face às desvantagens apontadas nos VSI, o ZSC – particularmente o ZSI – foi proposto para mitigar estas deficiências.

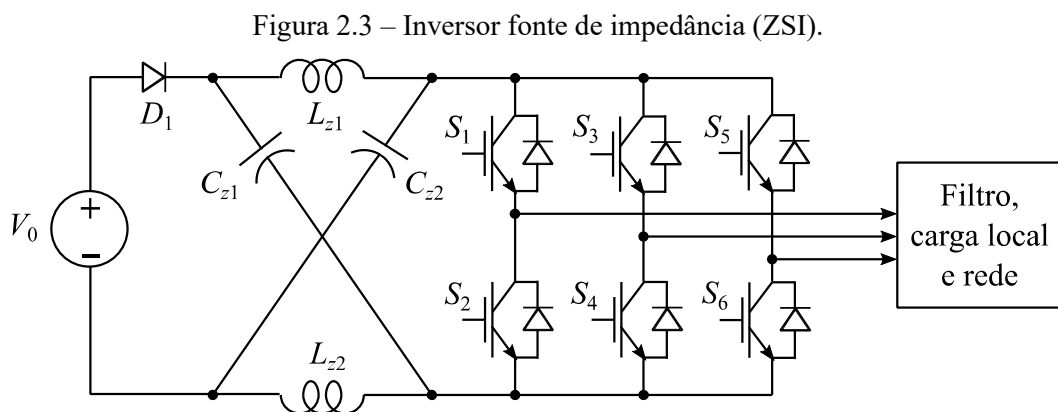
Basicamente o ZSC é um conversor de estágio simples que executa a função de um conversor de duplo estágio, tal como o acima mencionado CC-CC elevador, seguido de um VSI.

A característica fundamental de um ZSC é a rede de impedância de duas portas que acopla a fonte de potência CC de entrada ( $V_0$ ) ao conversor principal. Esta rede é construída por dois indutores,  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$ , sendo  $L_{z1} = L_{z2}$  e por dois capacitores,  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$ , sendo  $C_{z1} = C_{z2}$ , portanto constituindo uma rede simétrica e conectada de forma cruzada, tal como um X, representado na Figura 2.2.

A Figura 2.3 mostra a inserção da rede  $Z$  entre a fonte CC de entrada e o VSI, constituindo assim o ZSI. Uma das principais características deste conversor é que ele pode operar como elevador ou abaixador de tensão, admitindo na sua entrada uma variedade de dispositivos, tais como: baterias, ponte retificadora não controlada ou controlada, painel fotovoltaico, célula a combustível, capacitor, supercapacitor, indutor ou ainda uma combinação destes [14] e [15].



Fonte: Adaptada de [16].



Fonte: Adaptada de [14].

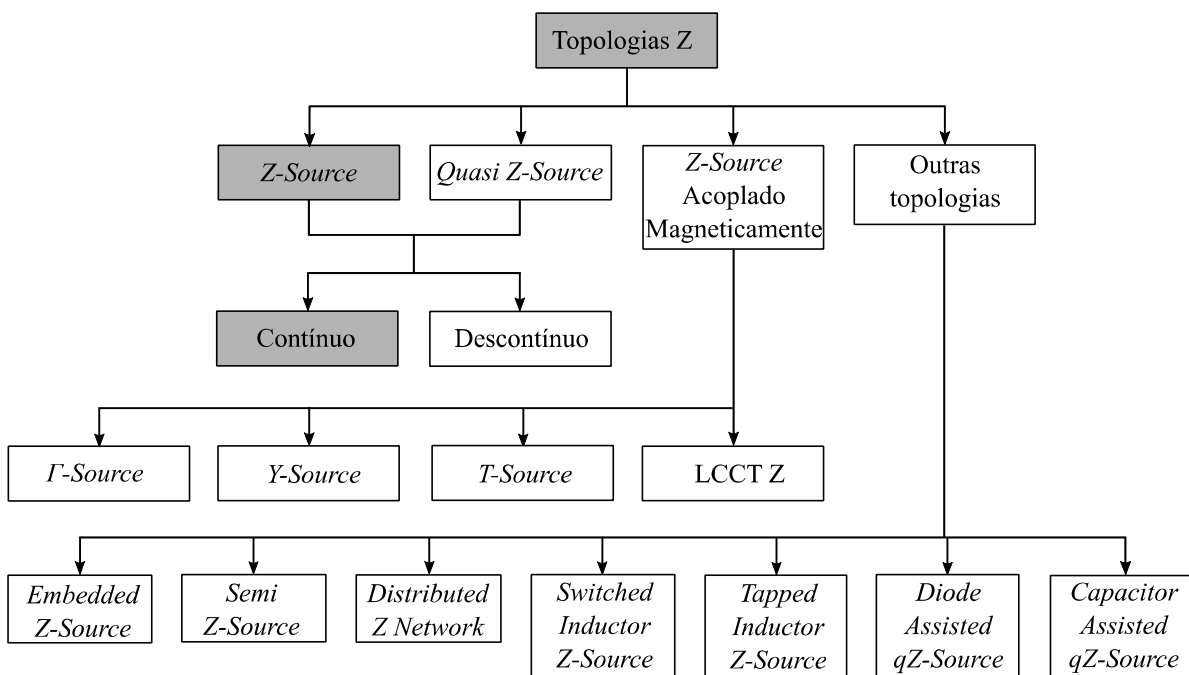
A configuração do filtro  $LC$  à montante da ponte inversora permite com exclusividade desta topologia o funcionamento do inversor no modo ST [10], por esta razão não há necessidade de inclusão do “tempo morto” entre as chaves de uma mesma perna do inversor.

No modo de operação ST, a energia armazenada nos capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$  é parcialmente convertida em energia nos indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$ , sendo que a taxa de conversão deste processo limita a corrente de curto-circuito no inversor [13]. A aplicação de sucessivos estados ST permite elevar a tensão de entrada do inversor independentemente do valor da

fonte CC, no entanto, um diodo ( $D_1$ ) deve ser inserido em série com a fonte para desacoplar o inversor e a fonte durante o ST. O fato de operar no modo ST aumenta a imunidade à EMI deste conversor.

A topologia original do ZSC desdobrou-se em várias configurações tal como exemplificado na Figura 2.4, sendo que ainda hoje novas topologias continuam em desenvolvimento pelas seguintes razões: (1) redução dos componentes da malha Z, (2) redução do esforço sobre as chaves semicondutoras, (3) aumento da faixa do ganho e (4) otimização orientada à aplicação [14]. Vale ressaltar que a topologia original e a Quasi-Z, proposta em [17], são as mais citadas na literatura. No entanto, aquelas em que os elementos magnéticos são acoplados, tem despertado interesse devido aos elevados valores de ganho obtidos nestas topologias [18]. A topologia estudada neste trabalho está indicada pelas caixas pintadas na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Topologias Z.



Fonte: Adaptada de [14].

Por fim, pode-se afirmar que o ZSI é atrativo devido às seguintes razões:

(1) o VSI possui apenas um grau de liberdade no controle, o qual é usado para controlar a tensão de saída CA, enquanto o ZSI possui dois graus de liberdade, sendo o ciclo de trabalho do ST ( $D_{ST}$ ), para controlar o nível de tensão CC na entrada do inversor e o índice de modulação de amplitude ( $M$ ), para controlar a tensão CA na saída;

(2) o ZSI desempenha a mesma funcionalidade de um conversor de duplo estágio, sendo um CC-CC elevador (*boost*) seguido por um VSI tradicional, constituindo um conversor BC+VSI, em um único estágio de conversão, mais simples e com menor número de componentes e;

(3) ZSI possui maior confiabilidade que o VSI devido ao fato que conduções cruzadas momentâneas não destroem as chaves da ponte inversora [15]. Por estas razões o ZSI tem despertado grande interesse na comunidade científica. Vale ressaltar que até então a indústria não tem explorado comercialmente esse conversor, provavelmente em função da patente [16], citada abaixo, que ainda está em vigor.

## 2.2 Revisão Bibliográfica

Diversos trabalhos acadêmicos, entre eles artigos, teses e livros, foram utilizados para elaboração desta tese e estão referenciados ao longo dela. Entretanto, nesta seção buscou-se citar referências que evidenciam a evolução dos conversores fonte de impedância, tanto do ponto de vista topológico quanto de controle, ambos objetos de interesse deste trabalho.

Conforme já citado, F. Z. Peng publicou trabalhos em 2002 e 2003 apresentando a topologia ZSC, ainda em 2003, Peng depositou no *United States Patent and Trademark Office* (USPTO) um pedido de patente para o conversor fonte de impedância [16], a qual foi concedida em 2006. Estes trabalhos descrevem a nova rede fonte de impedância de duas portas, representada na Figura 2.2, bem como sua conexão com o VSI, gerando um ZSI tal como na Figura 2.3 e o conceito de funcionamento do inversor com estado ST.

A partir de [10], inúmeros trabalhos reportam avanços na topologia do circuito, técnicas modulação, estratégias de controle e desempenho.

Uma importante evolução da rede de impedância  $Z$  original, foi a proposta da rede quasi- $Z$  (qZSI) por Peng *et al* em 2008 [17], obtida pelo rearranjo dos componentes da rede  $Z$ , cujos objetivos são: (1) reduzir o dimensionamento dos componentes passivos; (2) obter corrente de entrada contínua e; (3) retirar a indutância  $L_{z2}$  do caminho de retorno da corrente CC. Uma característica interessante que o qZSI oferece é a possibilidade de conexão com bateria, principalmente para assistir sistemas fotovoltaicos [19].

Esses novos benefícios contribuíram para disseminar esta topologia em aplicações para o processamento de energia, a partir de fontes renováveis e no acionamento de máquinas elétricas [14].

Teoricamente tanto o ZSI quanto o qZSI possuem ganho de tensão ilimitado, no entanto, tal como será demonstrado no Capítulo 4, ganhos superiores a três já provocam esforços elevados de tensão nas chaves. Neste sentido, para possibilitar o aumento do ganho foram propostos os ZSC acoplados magneticamente, tais como em [20] e [21].

A proposta original do ZSI é de um conversor unidirecional, com fluxo de potência da fonte CC para a carga ou para a rede, dependendo do modo de operação. No entanto, este conversor pode ser modificado para permitir o fluxo de potência no sentido oposto. Neste caso recebe o nome de inversor bidirecional fonte de impedância (Bi-ZSI), o qual também foi proposto por Peng *et al* em 2008 [22].

Existem duas aplicações principais nas quais a topologia Bi-ZSI é interessante: (1) em GD com conversores operando em paralelo, sendo que em um deles a fonte CC de entrada do ZSI é um acumulador (banco de baterias ou de supercapacitores) e, portanto, precisa ser recarregado constantemente [23], [24] e; (2) em aplicações do ZSI em veículos elétricos ou híbridos, sendo a fonte de potência do ZSI uma bateria [25] - [27].

Para implementar um Bi-ZSI faz-se necessário uma chave controlada em antiparalelo com o diodo  $D_1$ , para permitir a reversão do sentido de corrente, conseqüentemente do fluxo de potência. Peng em [16] antecipou esta topologia, mas só a estudou em 2008 [22].

Com o aumento progressivo dos veículos elétricos surge uma nova possibilidade de armazenamento distribuído de energia. Trata-se da tecnologia “veículo conectado ao *grid*” (V2G) que permite que as baterias destes veículos operem como elementos de armazenamento distribuídos, quando estão carregadas e os veículos não estão em operação. Neste contexto, o Bi-ZSI é uma topologia interessante para interface entre o veículo elétrico e a rede [28]. Por outro lado, quando o veículo está em movimento e freando, a chave em antiparalelo com o diodo  $D_1$  opera no modo regenerativo, sendo seu acionamento complementar aos estados ST [26], neste modo ocorre carga da bateria.

A geração eólica também tem considerado o ZSI como conversor de interface com a rede. Em [29], a tensão do lado CA é mantida constante mesmo com a variação da tensão CC de entrada, devido à natureza estocástica do vento. Esta é uma aplicação típica na qual a entrada do ZSI vem de uma fonte CA, tal como a saída de um gerador síncrono, sendo neste caso a rede Z precedida por retificador.

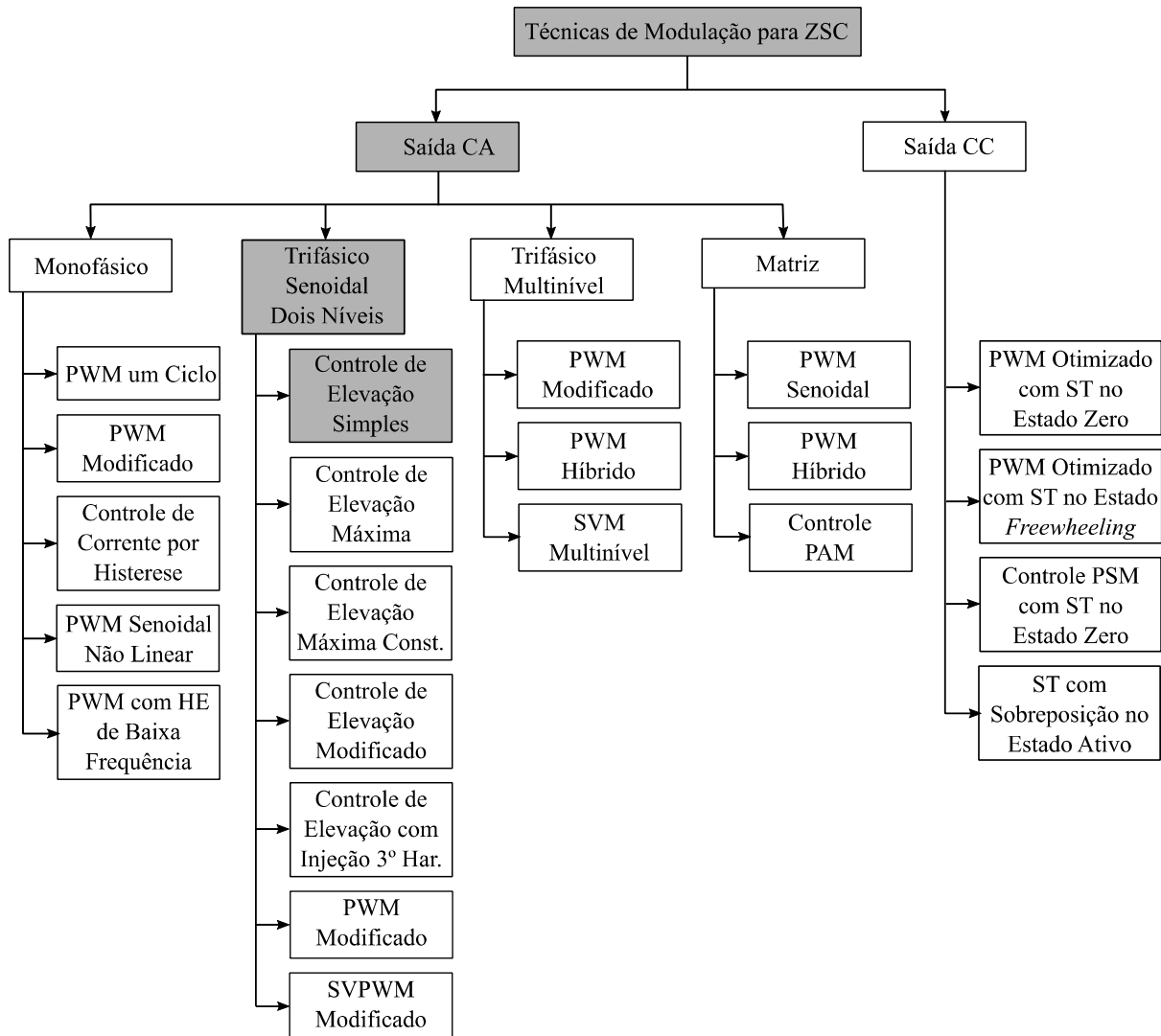
Para que qualquer uma das configurações acima opere, quer seja no modo elevador ou abaixador, faz-se necessário atuar sobre as chaves da ponte inversora. A técnica de modulação em largura de pulso (PWM) é utilizada no acionamento das chaves e, de acordo com [14], pode ser principalmente de dois tipos: (1) PWM senoidal e, (2) modulação por vetores



espaciais (SVM). No entanto, as possibilidades de modulação dos ZSC são mais abrangentes, tal como indicado na Figura 2.5, na qual as caixas pintadas indicam a técnica utilizada neste trabalho.

Além das diversas topologias de circuitos propostas para os ZSC, aspectos de controle destes conversores tem despertado interesse na comunidade científica desde a configuração original proposta em 2003 por [10].

Figura 2.5 – Técnicas de modulação para diferentes categorias de ZSC.



Fonte: Adaptada de [18].

Os objetivos primários do controle em um ZSI são: (1) controlar a tensão do barramento CC, tipicamente através do controle da tensão de  $C_{z1}$  ou  $C_{z2}$  (a escolha do capacitor é indiferente dada à simetria da rede Z); (2) operar no modo elevador de tensão; (3) controlar a corrente no barramento CC através do controle da corrente em  $L_{z1}$  ou  $L_{z2}$  (a escolha do

indutor também é indiferente dada à simetria da rede  $Z$ ), para limitar a corrente CC durante o ST; (4) controlar a amplitude, frequência e deslocamento de fase da tensão no lado CA e; (5) proporcionar resposta dinâmica satisfatória no lado CA, quando na presença de distúrbios no lado CC.

A referência [27] resume as técnicas clássicas de controle dos ZSC, citando uma extensa lista de referências nas quais é possível destacar algumas delas, tal como na referência [30] que compara duas estratégias de controle da tensão no capacitor  $C_{z1}$ , sendo a primeira uma malha simples de tensão e a segunda uma malha dupla, sendo uma malha externa de tensão e uma interna de corrente, a qual apresenta melhor desempenho transitório e em regime permanente, bem como maior margem de estabilidade. No entanto, esta referência preocupa-se apenas com a estabilização da tensão do barramento CC, não tratando do controle do lado CA.

Em 2006 e 2007 dois trabalhos exploram o controle dos lados CC e CA do ZSI [31] e [32]. Sendo [31] uma abordagem superficial e [32] mais detalhada na estrutura de controle.

Uma observação importante é que desde a proposta do ZSI por [10] tem-se utilizado controladores P, PI e PID para o controle das malhas de tensão e corrente dos conversores ZSI e qZSI, ou topologias derivadas destes [31]-[34].

A referência [33] introduz a discussão sobre a sintonia do controlador PID para estabilizar a tensão sobre o capacitor da rede  $Z$  e em [34] os mesmos autores continuaram o desenvolvimento desta técnica de controle e observaram que quando o ZSI é alimentado por uma fonte de tensão CC, a função de transferência da tensão do capacitor em função do  $D_{ST}$ , contém um zero no semiplano direito (RHP). Desta forma, a estabilização dinâmica da malha de controle de tensão encontra dificuldade uma vez que este sistema é de fase não mínima.

Um dos primeiros modelos dinâmicos desenvolvidos para o controle da tensão do capacitor da rede  $Z$  foi proposto por [34], o qual foi obtido utilizando-se a técnica de espaço de estado.

Técnicas modernas de controle também foram propostas para o controle dos ZSC, tal como em [35], que propõe a técnica *sliding-mode* para controlar a tensão do barramento CC, como também em [36] na qual um controlador proporcional e ressonante (P+R) é utilizado para controlar a tensão do lado CA de um qZSI, operando tanto com carga linear quanto não linear, mantendo a tensão de saída senoidal e cancelando a 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup> harmônicas, enquanto que o lado CC é controlado por um controlador PI convencional.

Ainda no âmbito das técnicas modernas de controle, [37] propõe um controle da tensão de pico do barramento CC utilizando a técnica *fuzzy*. Cabe ressaltar que existe diferença entre

controlar a tensão de pico do barramento CC e controlar a tensão sobre um dos capacitores da rede  $Z$ , as quais possuem naturezas diferentes, uma vez que a tensão sobre o capacitor  $C_{z1}$  ou  $C_{z2}$  é contínua, enquanto a tensão no barramento CC (entrada da ponte inversora) é pulsada, em função dos instantes de ST que provocam curtos-circuitos no barramento CC.

Em aplicações destinadas ao condicionamento de energia proveniente de fontes renováveis, ou de conversores conectados na rede elétrica, o controle da tensão do barramento CC tem sido objeto de estudo, tal como em [38], o qual explora o conceito de distribuição CC ajustando-se a tensão do barramento com o intuito de aumentar a disponibilidade do sistema.

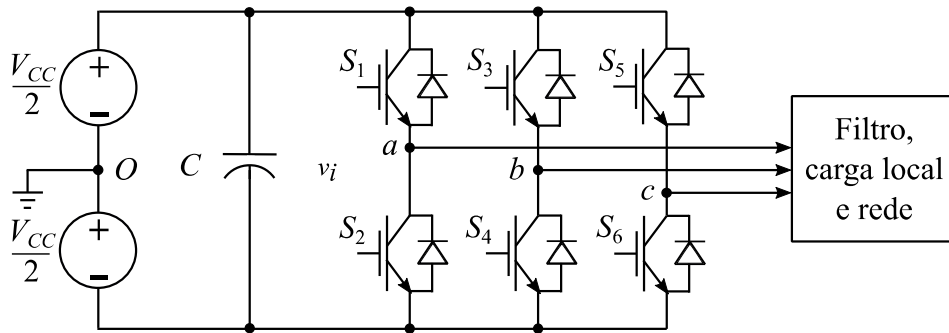
Em [39], considera-se um VSI monofásico conectado a uma micro rede ilhada, cujo barramento CC é controlado a partir de um controlador de decaimento (*droop*), que relaciona a tensão de saída do inversor com a tensão do barramento CC para otimizar o fluxo de potência entregue à carga.

Já em [40] um VSC trifásico conectado na rede de distribuição por meio de um filtro *LCL*, controla a tensão CC em função da dinâmica deste filtro. De forma análoga, a referência [41] considera um VSI monofásico conectado na rede, também por meio de um filtro *LCL*, o qual é controlado por um *droop* adaptativo para mitigar a dificuldade de controle introduzida pela presença de flutuação (*ripple*) de segunda harmônica, presentes no barramento CC dos VSI monofásicos, sendo que as referências [38]-[41] caracterizam o assunto relativo ao ajuste dinâmico do barramento CC em função da demanda do lado CA.

### 2.3 Princípio de Operação do ZSI

Em um VSI trifásico de dois níveis, representado genericamente na Figura 2.6, suas chaves semicondutoras são acionadas em uma sequência específica de acordo com a técnica de modulação empregada para sintetizar a tensão de saída CA desejada. Dependendo do estado das chaves  $S_1$ - $S_6$ , existem seis estados ativos e dois estados nulos [42], sendo os seis estados ativos caracterizados por apresentar uma tensão finita nos terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$  na saída do inversor e os dois estados nulos, caracterizados por apresentar as chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  ligadas e  $S_2$ ,  $S_4$  e  $S_6$  desligadas ou, de forma complementar  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  desligadas e  $S_2$ ,  $S_4$  e  $S_6$  ligadas, sendo as tensões nos terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$  associadas aos estados nulos iguais à zero. Como é bem conhecido, em um VSI as chaves superiores e inferiores de cada perna possuem funções de disparo complementares, caso contrário um curto-circuito (ST) se estabelece no barramento CC com consequente destruição das chaves.

Figura 2.6 – Inversor fonte de tensão (VSI).



Fonte: Produção do próprio autor.

Ainda na Figura 2.6,  $V_{CC}$  é a tensão média da fonte CC de entrada, com um ponto de referência virtual “O” e  $v_i$  é a tensão CC instantânea aplicada na ponte inversora, definida por  $v_i(t) = V_i + \tilde{v}_i(t)$ , sendo  $V_i$  a tensão média na entrada da ponte e  $\tilde{v}_i(t)$  uma parcela oscilante.

A expressão anterior estabelece a notação que será utilizada ao longo desta tese, ou seja, letras minúsculas referem-se às variáveis dependentes do tempo, letras maiúsculas às variáveis médias ou CC e letras minúsculas com o símbolo “~”, referem-se às parcelas oscilantes de uma variável. Por simplicidade, ao longo deste texto, a notação  $(t)$  nas variáveis instantâneas será suprimida.

Os estados de operação possíveis em um VSI estão representados na Tabela 2.1, sendo o dígito “1” utilizado para representar uma chave ligada, “0” para uma chave desligada,  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  as tensões instantâneas de fase e  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  as tensões instantâneas de linha, na saída do inversor. Desprezando a parcela oscilante de  $v_i$ , portanto  $V_{cc} = V_i$ , considerando o índice de modulação em amplitude ( $M$ ), então a tensão máxima ( $\hat{v}_x$ ) da componente fundamental, por fase, na saída do inversor é dada pela expressão [43]:

$$\hat{v}_x = M \frac{V_i}{2} \quad (2.1)$$

sendo  $x = a, b$  ou  $c$  as fases de saída do inversor e  $M \leq 1$ , uma vez que, usualmente os VSI operam na região linear para manter a saída senoidal e com baixa distorção harmônica [43]. De (2.1) se observa que em um VSI a tensão de saída é menor que a tensão de entrada. A notação “^” sobre uma variável será utilizada ao longo deste texto para indicar valores máximos, ou de pico.

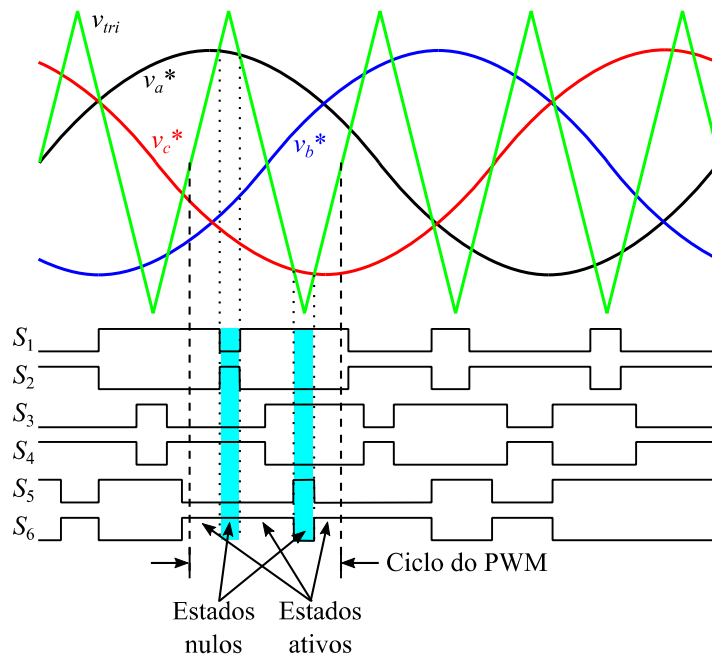
Tabela 2.1 – Estados permitidos no VSI.

Vetor	Estado	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
$V_0$	Nulo	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
$V_1$	Ativo	1	0	0	1	0	1	$2V_i/3$	$-V_i/3$	$-V_i/3$	$V_i$	0	$-V_i$
$V_2$	Ativo	1	0	1	0	0	1	$V_i/3$	$V_i/3$	$-2V_i/3$	0	$V_i$	$-V_i$
$V_3$	Ativo	0	1	1	0	0	1	$-V_i/3$	$2V_i/3$	$-V_i/3$	$-V_i$	$V_i$	0
$V_4$	Ativo	0	1	1	0	1	0	$-2V_i/3$	$V_i/3$	$V_i/3$	$-V_i$	0	$V_i$
$V_5$	Ativo	0	1	0	1	1	0	$-V_i/3$	$-V_i/3$	$2V_i/3$	0	$-V_i$	$V_i$
$V_6$	Ativo	1	0	0	1	1	0	$V_i/3$	$-2V_i/3$	$V_i/3$	$V_i$	$-V_i$	0
$V_7$	Nulo	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0

Fonte: Produção do próprio autor.

Todos os seis estados ativos para um VSI podem ser obtidos por uma representação tal como na Figura 2.7, incluindo os dois estados nulos para cada ciclo do PWM, sendo  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  e  $v_c^*$  as referências senoidais para as fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  respectivamente, as quais são comparadas com uma portadora triangular,  $v_{tri}$ , que oscila na frequência de chaveamento do PWM. Os sinais lógicos  $S_1 - S_6$  são os sinais gatilho das chaves da ponte inversora.

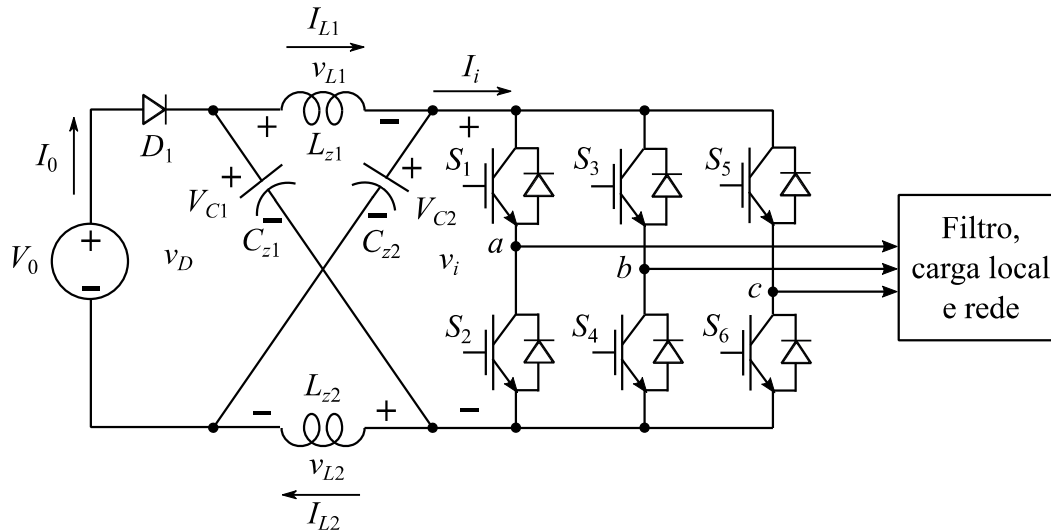
Figura 2.7 – Sinais PWM para VSI.



Fonte: Produção do próprio autor.

No entanto um ZSI - rerepresentado por conveniência na Figura 2.8 - possui um estado extra de operação correspondente ao curto-circuito (ST), o qual é aplicado por tempo finito, em uma ou mais pernas da ponte inversora.

Figura 2.8 – Inversor fonte de impedância (ZSI).



Fonte: Adaptada de [14].

Este novo estado de operação é proibido no VSI, pois causaria a destruição de uma, ou mais chaves da ponte, tal como já mencionado, sendo que o ST pode ser gerado de sete formas diferentes de acordo com a Tabela 2.2. A união dos estados da Tabela 2.1 com os da Tabela 2.2 perfazem quinze estados possíveis para operação do ZSI.

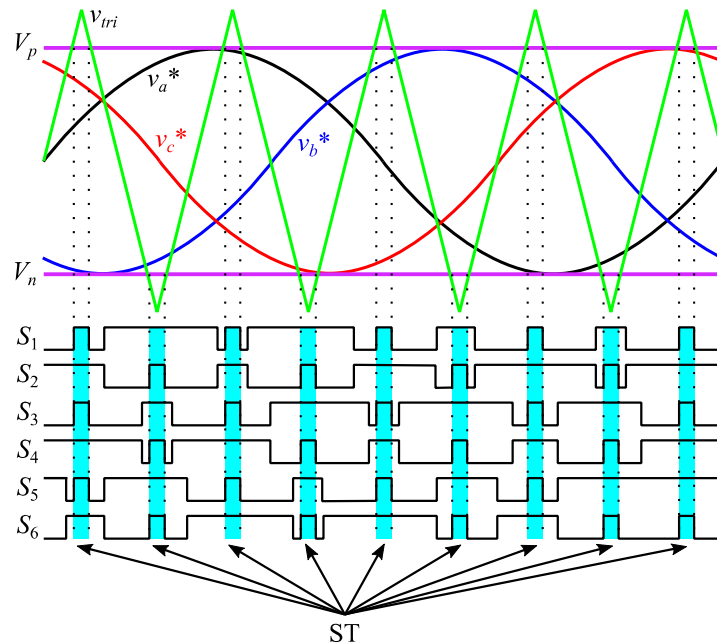
Na Figura 2.9 é possível observar que os estados ST são inseridos nos estados nulos do VSI, de forma a não alterar a duração dos estados ativos e, desta forma, não distorcer a forma de onda da tensão sintetizada na saída do inversor.

Tabela 2.2 – Combinações possíveis para o estado ST.

Estado	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	Perna
ST	1	1	1	1	1	1	A, B, C
ST	1	1	1	1	0	0	A, B
ST	1	1	0	0	1	1	A, C
ST	0	0	1	1	1	1	B, C
ST	1	1	0	0	0	0	A
ST	0	0	1	1	0	0	B
ST	0	0	0	0	1	1	C

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 2.9 – Sinais PWM modificados com inserção dos estados ST.



Fonte: Adaptada de [18].

A inclusão dos estados ST é a característica mais marcante do ZSI e é obtida modificando-se a geração do sinal PWM convencional, sendo que a portadora  $v_{tri}$  é comparada também com os sinais  $V_p$  e  $V_n$ , que são dois níveis de tensão CC gerados pela malha de controle para definir a duração do ST. É importante notar nesta figura que nos instantes do ST todas as chaves da ponte inversora estão ligadas ao mesmo tempo, tal como indicado na primeira linha da Tabela 2.2.

Para a geração dos sinais PWM modificados deve-se considerar o circuito da Figura 2.10, na qual PWMA, PWMB e PWMC são os sinais PWM convencionais e os sinais AH, AL, BH, BL, CH e CL são os sinais de gatilho das chaves  $S_1$ - $S_6$  da ponte inversora, respectivamente.

Um ZSI pode operar em dois modos com relação à condução de corrente: modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD) [13].

Tipicamente o MCD é indesejado e ocorre quando as indutâncias da rede Z são insuficientes para manter  $i_{Lz} > 0$ , tal como ocorre quando se deseja minimizar o volume e o custo do conversor [44]. Nas demais situações admite-se que os indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$  são suficientes para manter a corrente nos indutores maior do que zero e desta forma operar no MCC.

Conforme já antecipado, esta tese considera a rede Z simétrica, isto é,  $C_{z1} = C_{z2} = C_z$  e  $L_{z1} = L_{z2} = L_z$ , desta forma pode-se escrever:

$$v_{L1} = v_{L2} = v_{Lz} \quad (2.2)$$

$$i_{L1} = i_{L2} = i_{Lz} \quad (2.3)$$

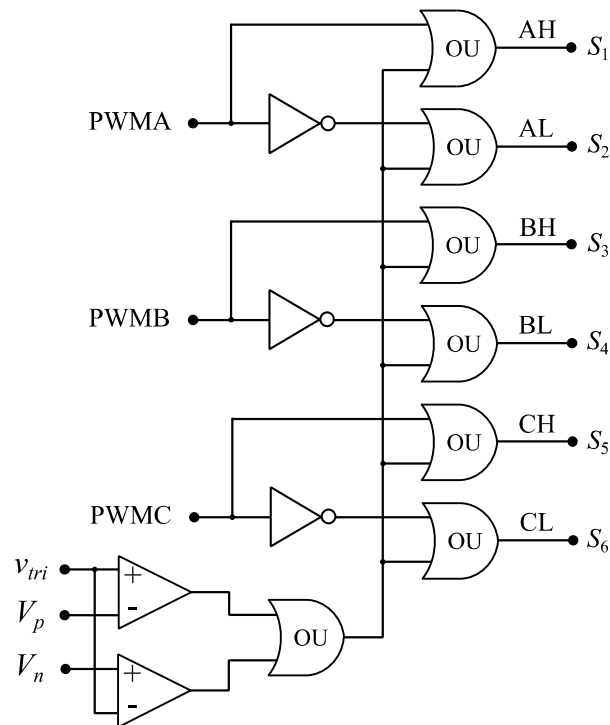
$$I_{L1} = I_{L2} = I_{Lz} \quad (2.4)$$

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{Cz} \quad (2.5)$$

$$v_{C1} = v_{C2} = v_{Cz} \quad (2.6)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{Cz} \quad (2.7)$$

Figura 2.10 – Circuito para inserção do ST no PWM convencional.



Fonte: Produção do próprio autor.

A referência [10] propôs o MCC, o qual foi detalhado em [44] e [45], sendo o MCD proposto por [44]. De acordo com estas referências, a operação em MCC pode ser dividida em três modos de operação, de acordo com o estado de chaveamento da ponte inversora:

**Modo 1 – Condução Cruzada (ST):** a ponte inversora opera em um dos sete estados ST e é representada por um curto-circuito do ponto de vista do barramento CC, como na Figura 2.11(a). Durante este modo o diodo  $D_1$  está reversamente polarizado, pois o ZSI opera no modo elevador de tensão (*boost*) e, da Figura 2.11(b), pode-se escrever:

$$V_{C1} + V_{C2} > V_0 \quad (2.8)$$

Como  $L_z$  e  $C_z$  estão em paralelo, se obtêm:

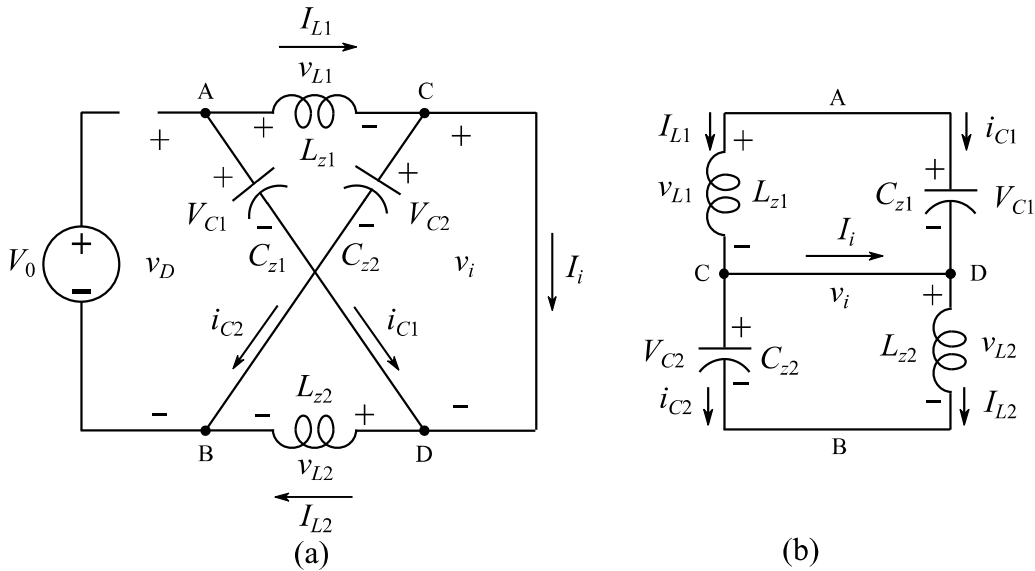


$$v_{L1} = V_{C1} \text{ e } v_{L2} = V_{C2} \Rightarrow v_{Lz} = V_{Cz} \quad (2.9)$$

Utilizando (2.9) na expressão abaixo:

$$v_D = V_{Cz} + v_{Lz} = 2V_{Cz} \Rightarrow v_D > V_0 \quad (2.10)$$

Figura 2.11 – (a) circuito equivalente do ZSI visto do lado CC, para os estados ST e (b) circuito equivalente no modo ST rearranjado.



Fonte: Adaptada de [10] e [13].

A condição imposta por (2.10) faz com que a fonte  $V_0$  esteja desconectada da rede Z. Durante este modo não há tensão aplicada na carga, a corrente da fonte CC ( $i_0$ ) é nula e os capacitores carregam os indutores, cujas correntes sobem linearmente, assumindo que a tensão nos capacitores é constante. Por inspeção da Figura 2.11(b), observa-se que:

$$i_0 = 0 \text{ e } v_i = 0 \quad (2.11)$$

$$i_i = i_{Lz} - i_{Cz} \quad (2.12)$$

$$i_{Cz} = -i_{Lz} \quad (2.13)$$

Em (2.13) observa-se que as correntes do indutor e do capacitor estão em sentidos opostos e substituindo (2.13) em (2.12), se obtêm:

$$i_i = 2i_{Lz} \quad (2.14)$$

De (2.9) e (2.10) pode-se escrever as equações dinâmicas neste modo:

$$v_{Lz} = L_z \frac{di_{Lz}}{dt} \Rightarrow L_z \frac{di_{Lz}}{dt} = V_{Cz} \quad (2.15)$$

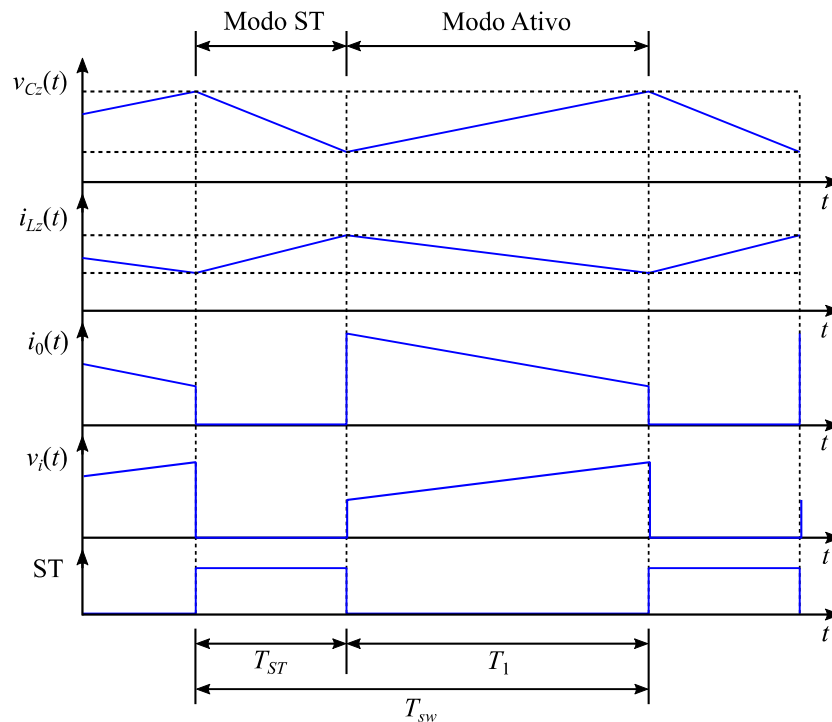
$$i_{Cz} = C_z \frac{dv_{Cz}}{dt} \Rightarrow C_z \frac{dv_{Cz}}{dt} = -i_{Lz} \quad (2.16)$$

ou substituindo (2.12) no lado esquerdo de (2.16), se obtêm:

$$C_z \frac{dv_{Cz}}{dt} = i_{Lz} - i_i \quad (2.17)$$

A Figura 2.12 mostra as formas de ondas básicas neste modo, cuja operação se dá durante o intervalo  $T_{ST}$ , definido como a duração do estado ST.

Figura 2.12 - Formas de ondas básicas do ZSI no MCC.



Fonte: Produção do próprio autor.

**Modo 2 – Ativo:** a ponte inversora opera em um dos seis estados ativos, comportando-se como uma fonte de corrente de valor  $I_i$ , tal como na Figura 2.13(a). Durante este modo o diodo  $D_1$  está diretamente polarizado e a fonte  $V_0$  aparece conectada em paralelo com um indutor e este em série com um capacitor, Figura 2.13(b). Neste modo os capacitores são carregados e a energia flui para a carga via os indutores, que se descarregam. Analisando a Figura 2.13(b) pode-se escrever:

$$i_0 = i_{Lz} + i_{Cz} \quad (2.18)$$

$$i_{Cz} = i_{Lz} - i_i \quad (2.19)$$

Substituindo (2.19) em (2.18), se obtêm:

$$i_0 = 2i_{Lz} - i_i > 0 \quad (2.20)$$

A expressão (2.20) é considerada maior que zero uma vez que o diodo  $D_1$  está conduzindo, no entanto, para que a inequação seja verdadeira deve-se garantir:

$$i_{Lz} > \frac{i_i}{2} \quad (2.21)$$

A expressão (2.21) é a condição para operação do ZSI no MCC. Por inspeção da Figura 2.13(a) e (b) pode-se escrever:

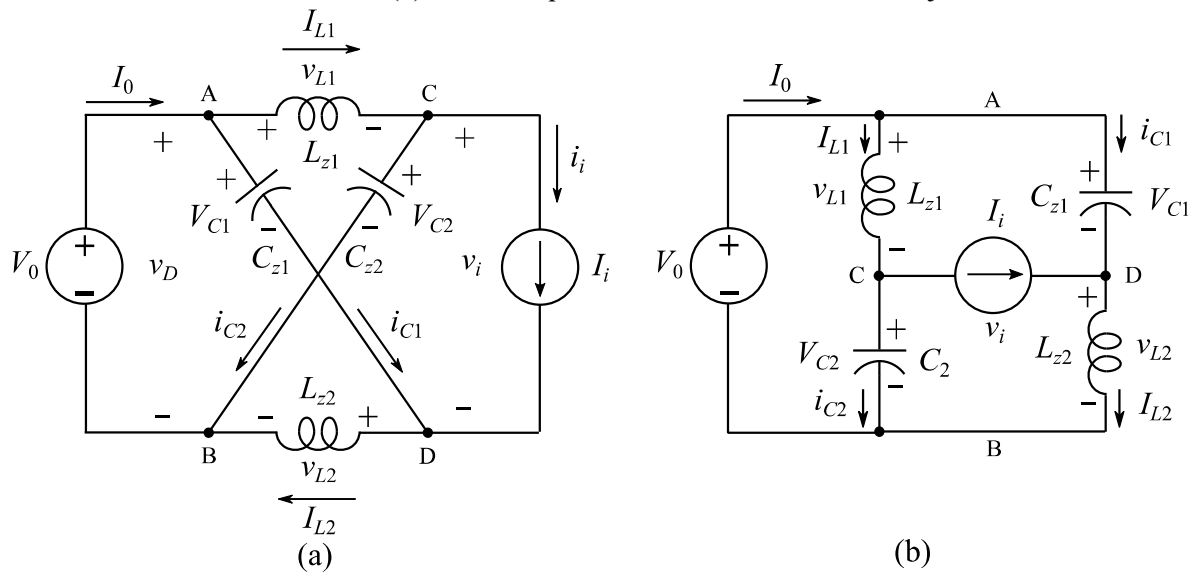
$$i_i = I_i \quad (2.22)$$

$$v_D = V_0 \quad (2.23)$$

$$v_{Cz} = v_{Lz} + v_i \Rightarrow v_i = v_{Cz} - v_{Lz} \quad (2.24)$$

$$v_0 = v_{Cz} + v_{Lz} \Rightarrow v_{Lz} = v_0 - v_{Cz} \Rightarrow v_{Lz} = V_0 - V_{Cz} \quad (2.25)$$

Figura 2.13 – (a) circuito equivalente do ZSI visto do lado CC, para os seis estados ativos e os dois estados nulos, (b) circuito equivalente no modo ativo rearranjado.



Fonte: Adaptada de [10] e [13].

Combinando-se o lado direito de (2.24) com o lado direito de (2.25) pode-se escrever a tensão de pico na entrada da ponte inversora como:

$$\hat{v}_i = 2V_{Cz} - V_0 \quad (2.26)$$

Ainda, partir de (2.22) pode-se reescrever (2.19) como:

$$i_{Cz} = i_{Lz} - I_i \quad (2.27)$$

De (2.18), (2.19) e (2.25) pode-se escrever as equações dinâmicas neste modo de operação:

$$C_z \frac{dv_{Cz}}{dt} = i_0 - i_{Lz} \quad (2.28)$$

$$C_z \frac{dv_{Cz}}{dt} = i_{Lz} - I_i \quad (2.29)$$

$$L_z \frac{di_{Lz}}{dt} = V_0 - V_{Cz} \quad (2.30)$$

Deve-se observar que o lado direito de (2.30) é negativo, pois a tensão no capacitor é maior que a tensão CC de entrada, portanto a corrente no indutor decai linearmente.

A Figura 2.12 também mostra as formas de onda básicas neste modo, cuja operação se dá durante o intervalo  $T_1$ , definido como a duração do estado ativo.

**Modo 3 – Aberto ou nulo:** a ponte inversora opera em um dos dois estados nulos (do ponto de vista do VSI), sendo representada por uma fonte de corrente de valor zero (circuito aberto do ponto de vista da carga), tal como a Figura 2.13. Durante este modo o diodo  $D_1$  ainda está conduzindo, a fonte  $V_0$  continua conectada em paralelo com um indutor e em série com um capacitor, mas não flui corrente para a carga, uma vez que a ponte inversora está em um dos estados nulos, curto-circuitando a carga. Neste modo pode-se escrever:

$$i_i = I_i = 0 \quad (2.31)$$

então, de (2.12) pode-se escrever:

$$i_i = I_i = i_{Lz} - i_{Cz} = 0 \quad (2.32)$$

Da qual conclui-se que:

$$i_{Lz} = i_{Cz} \quad (2.33)$$

De (2.18) pode-se escrever:

$$i_0 = i_{Lz} + i_{Cz} = 2i_{Lz} > 0 \quad (2.34)$$

A expressão (2.34) comprova que o diodo  $D_1$  ainda está conduzindo, uma vez que  $i_0$  é também a corrente através do diodo.

O modo aberto pode ser considerado como uma variante do modo ativo e assim, combinado com este, uma vez que é de curta duração e não existe transferência de potência para a carga [13]. Desta forma, ao longo desta tese serão considerados apenas dois modos: ST e ativo.

Da Figura 2.12 nota-se que um período do PWM ( $T_{sw}$ ) pode ser escrito por:

$$T_{sw} = T_{ST} + T_1 \quad (2.35)$$

O ciclo de trabalho durante o estado ST ( $D_{ST}$ ) é definido por:

$$D_{ST} = \frac{T_{ST}}{T_{sw}} \quad (2.36)$$

De forma análoga se obtêm o ciclo de trabalho durante o estado ativo ( $D_a$ ):

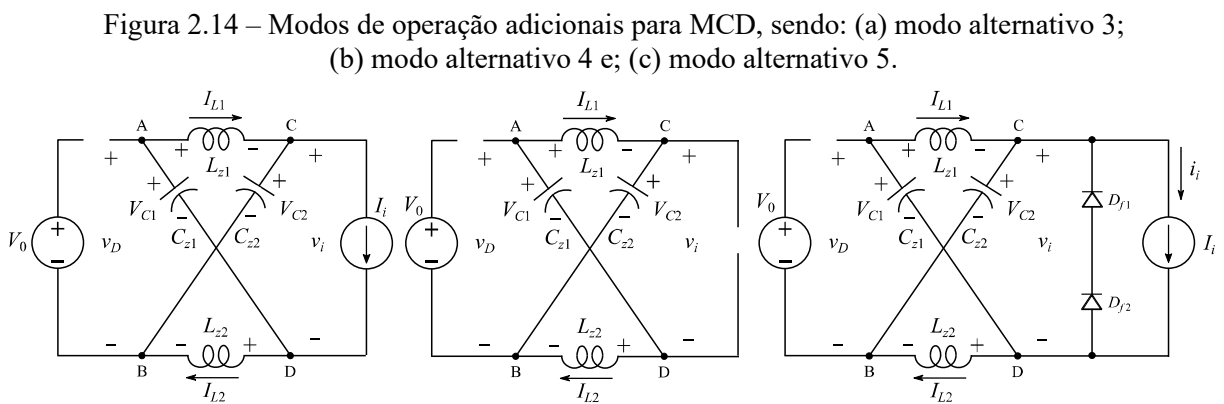
$$D_a = \frac{T_1}{T_{sw}} = 1 - D_{ST} \quad (2.37)$$

De acordo com [44], a operação no MCD<sup>1</sup> é dividida em cinco modos de operação, sendo os dois primeiros muito semelhantes aos modos 1 e 2 do MCC e acrescidos de três novos modos. A condição limite entre MCC e MCD é dada por (2.21). Caso essa inequação não seja atendida o ZSI entra no MCD e desta forma pode-se operar nos três novos modos propostos por [44].

Na Figura 2.14, o modo alternativo 3 é obtido durante a aplicação de um dos seis estados do modo ativo.

O modo alternativo 4 é obtido pela aplicação de um dos dois estados nulos. Ambos se iniciam a partir do momento em que a condição (2.21) deixa de ser respeitada.

Finalmente, o modo alternativo 5 é obtido quando é feita uma transição entre um dos estados nulos para um dos seis estados ativos e, caso a condição (2.21) não seja respeitada, o ZSI é incapaz de entrar no modo ativo, uma vez que o diodo  $D_1$  permanece reverso. Neste caso os diodos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$ , em antiparalelo com os transistores da ponte inversora, entram em condução por roda livre. Este aspecto é idêntico a um estado ST adicional (porém não desejado) ao funcionamento previsto do ZSI.



Fonte: Adaptada de [13] e [44].

Em [44] o fenômeno do ST adicional é denominado “*Self Boost*” e, em certos tipos de aplicação, tal como acionamento de motores em veículos elétricos híbridos, alimentados por células de combustíveis, pode ser interpretado de forma benéfica [25], no entanto, em outros tipos de aplicações apresenta-se como um acréscimo na complexidade do sistema de controle. Uma forma de evitar esta condição é garantir a condição dada por (2.21).

<sup>1</sup> Operação no MCD não será discutida em detalhes neste trabalho.

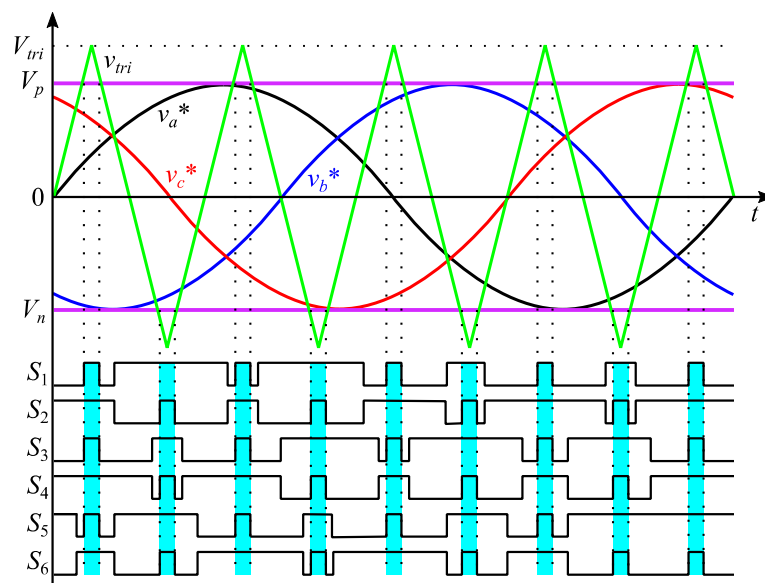
## 2.4 Métodos de Elevação de Tensão para ZSI

Existem três métodos clássicos para geração do PWM baseado em portadora triangular para o ZSI [14] pelos quais, por meio do controle do estado ST, pode-se controlar a elevação de tensão do conversor, são eles: (1) controle de elevação simples (*simple boost control* - SBC) [10]; (2) controle de elevação máxima (*maximum boost control* - MBC) [46] e (3) controle de elevação máxima constante (*maximum constant boost control* - MCBC) [47] e [48], os quais estão descritos a seguir.

### 2.4.1 Controle de Elevação Simples

O método SBC foi proposto por [10] e baseia-se na técnica PWM tradicional na qual, além de  $v_{tri}$  e dos sinais  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  e  $v_c^*$ , dois níveis de tensão CC são usados como referência para gerar o ST, um nível superior e outro inferior, designados por  $V_p$  e  $V_n$  respectivamente, tal como na Figura 2.15. O posicionamento destes níveis deve ser tal que o ST não interfira com os estados ativos do PWM, dessa forma, sempre que a portadora triangular for maior que  $V_p$  todas as chaves superiores da ponte inversora estarão ligadas, independentemente do estado das chaves inferiores, gerando o estado ST. De forma similar, este estado também ocorre ligando as chaves inferiores da ponte inversora, sempre que  $V_n$  for maior que a portadora.

Figura 2.15 – Controle de elevação simples (SBC).



Fonte: Adaptada de [14].

Neste método, o ciclo de trabalho  $D_{ST}$  decai com o aumento do índice de modulação em amplitude ( $M$ ), sendo que quando  $M$  for igual a um, o inversor opera como VSI. Desta forma o máximo ciclo de trabalho para o ST é limitado por:

$$D_{ST} \leq 1 - M \quad (2.38)$$

De (2.37) e (2.38) observa-se que no caso limite  $D_a = M$ .

Em um ciclo  $T_{sw}$  as tensões médias nos indutores devem ser nulas, desta forma:

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{Lz} = 0 \quad (2.39)$$

Pode-se reescrever (2.39) usando (2.9) e (2.25), ponderando-as pela fração do período  $T_{sw}$  que cada qual está ativa, de forma que:

$$V_{Lz} = \frac{T_{ST}}{T_{sw}} v_{Lz}(T_{ST}) + \frac{T_1}{T_{sw}} v_{Lz}(T_1) = 0 \quad (2.40)$$

sendo  $v_{Lz}(T_{ST})$  e  $v_{Lz}(T_1)$  dadas por (2.9) e (2.25), respectivamente, que substituídas em (2.40) e utilizando as definições de (2.36) e (2.37), após alguma manipulação algébrica, se obtêm a tensão média nos capacitores da rede de impedância  $Z$ :

$$V_{Cz} = \left( \frac{1 - D_{ST}}{1 - 2D_{ST}} \right) V_0 \quad (2.41)$$

De forma análoga se obtêm a tensão média no barramento CC, na entrada da ponte inversora ( $V_i$ ):

$$V_i = \frac{T_{ST}}{T_{sw}} v_i(T_{ST}) + \frac{T_1}{T_{sw}} v_i(T_1) \quad (2.42)$$

sendo  $v_i(T_{ST})$  e  $v_i(T_1)$  dadas por (2.11) e (2.26), respectivamente, que substituídas em (2.42) e após alguma manipulação algébrica se obtêm a tensão média na entrada da ponte inversora:

$$V_i = \left( \frac{1}{1 - 2D_{ST}} \right) V_0 \quad \text{ou} \quad V_i = \left( \frac{1}{2M - 1} \right) V_0 \quad \text{ou} \quad V_i = BV_0 \quad \text{ou} \quad V_s = BV_0 \quad (2.43)$$

sendo  $B$  o ganho estático do lado CC do ZSI, também conhecido como fator *boost* [10], com  $B > 1$ . A expressão (2.43) também fornece o esforço de tensão (*stress*)  $V_s$  sobre as chaves da ponte inversora, para este método de elevação de tensão. Esta equação descreve o princípio de operação do ZSI, na qual a inserção dos estados ST traduzem-se em um processo cíclico de descarga dos capacitores da rede  $Z$  sobre os indutores e, uma vez controlada a duração do ST, é possível elevar a amplitude da tensão na entrada do inversor ( $v_i$ ), com relação à tensão CC de entrada ( $V_0$ ).

Ainda, substituindo (2.43) em (2.1) se obtêm uma relação entre a tensão no lado CC e CA:

$$\hat{v}_x = MB \frac{V_0}{2} \quad (2.44)$$

Em (2.44) pode-se observar que a tensão CA pode ser maior ou menor que a tensão CC de entrada, conferindo uma característica abaixador/elevador para o ZSI. Em [10] foi definido o fator *buck-boost* ( $B_B$ ) para representar o ganho estático global do ZSI, entre os lados CC e CA, de tal forma que:

$$B_B = \frac{\hat{v}_x}{V_0/2} = MB = \frac{M}{2M - 1} \quad (2.45)$$

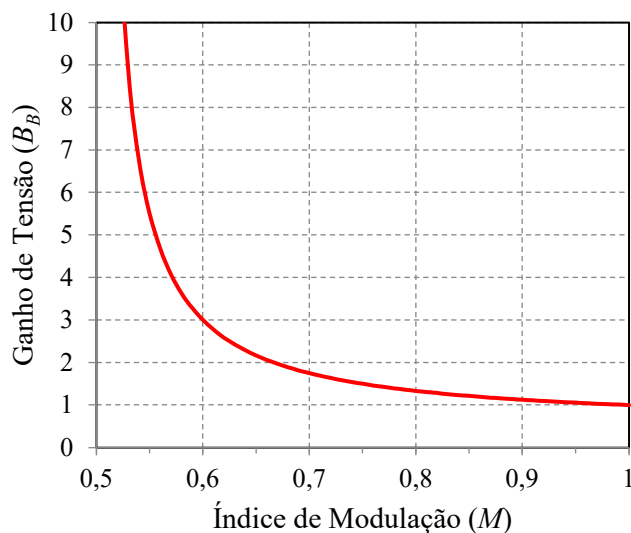
que pode ser maior ou menor que um, dependendo da escolha de  $M$  e  $B$ .

O lado direito de (2.45) é obtido substituindo (2.38) no lado esquerdo de (2.43), sendo que teoricamente o ganho tende ao infinito quanto  $M$  tende a 0,5. Na prática obviamente isso não é possível, uma vez que as perdas intrínsecas aos elementos passivos e aos semicondutores limitarão o ganho, como será visto posteriormente nesta tese.

A partir da expressão (2.45) pode-se representar a relação do ganho  $B_B$  pelo índice de modulação  $M$ , Figura 2.16, sendo a área abaixo desta curva a região de operação para a modulação SBC. Para produzir um alto ganho deve-se diminuir o índice de modulação, porém um valor baixo de  $M$  aumenta a tensão  $V_s$  sobre os interruptores.

A Figura 2.17(a) representa a geração do sinal ST para o SBC, mostrando sua portadora  $v_{tri}$ , os níveis de comparação  $V_p$  e  $V_n$ , mas suprimindo os sinais modulantes CA para maior clareza.

Figura 2.16 – Fator *buck/boost* em função do índice de modulação para o SBC.



Fonte: Adaptada de [10].



Da Figura 2.17 se obtêm, por semelhança de triângulos, a expressão que relaciona a ação de controle  $V_p$  com o ciclo de trabalho do ST. Pode-se demonstrar que:

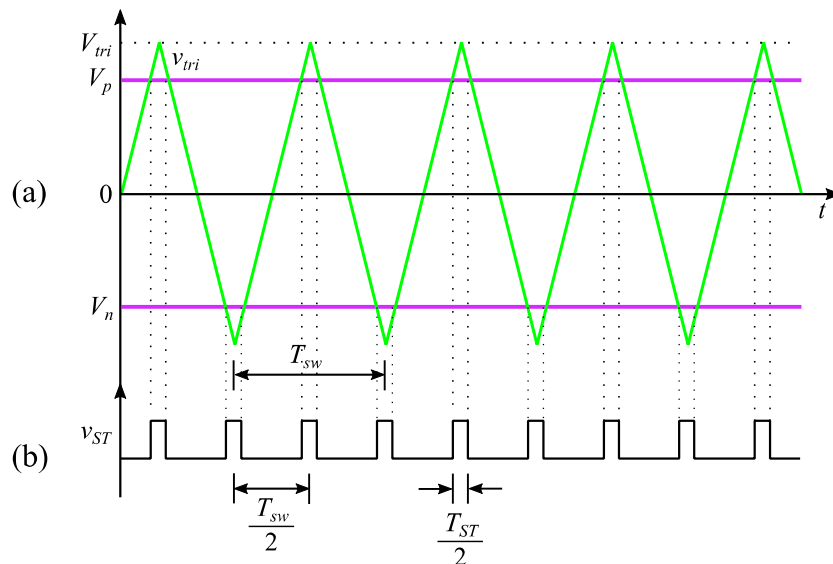
$$D_a = 1 - D_{ST} = \frac{V_p}{V_{tri}} \quad (2.46)$$

sendo  $V_{tri} = \hat{v}_{tri}$  a tensão de pico da portadora triangular, tal como representado na Figura 2.15.

Ainda na figura 2.17(a), pode-se observar que  $V_p$  e  $V_n$  são simétricos com relação ao zero, ou seja,  $V_p = |-V_n|$ . Deve-se observar na Figura 2.17(b) que o pulso de comando da condução cruzada ( $v_{ST}$ ) ocorre duas vezes a cada período do PWM, portanto a frequência do ST é o dobro da frequência do PWM.

O uso do SBC pode causar grandes esforços de tensão nos dispositivos, dessa forma, o ganho do conversor estará limitado pela tensão máxima que os dispositivos semicondutores suportam, sendo esta característica uma desvantagem desta técnica de modulação. Sua maior vantagem é a facilidade de implementação do algoritmo de modulação, pois a única diferença entre ela e a modulação PWM senoidal tradicional é a inserção dos sinais  $V_p$  e  $V_n$ .

Figura 2.17 – Geração do sinal do ST no SBC.



Fonte: Adaptada de [10].

## 2.4.2 Controle de Elevação Máxima

Com o objetivo de aumentar o ciclo de trabalho do ST para além do limite imposto por (2.38) e conseqüentemente aumentar o ganho estabelecido por (2.45), Peng propõe em [46] o

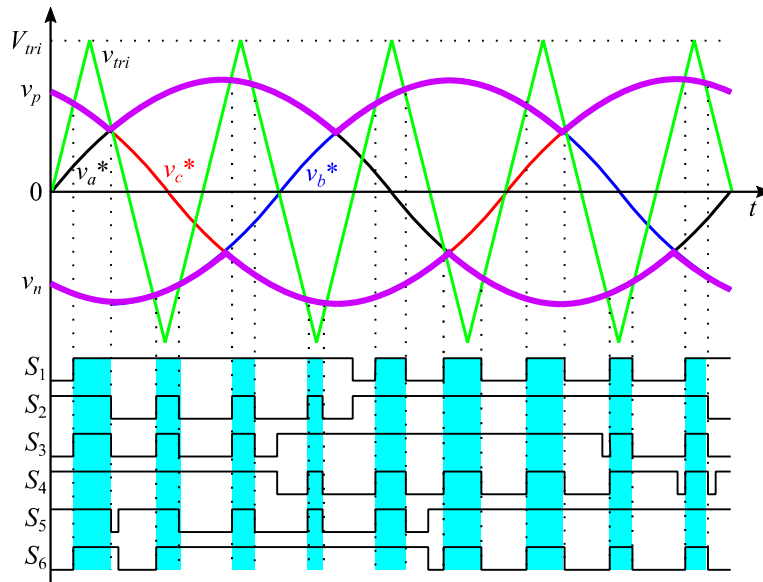
método MBC. Neste método, as referências para o ST ( $v_p$  e  $v_n$ ) são dadas pelos envelopes superior e inferior dos sinais modulantes  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  e  $v_c^*$ , sendo  $v_p = \max(v_a^*, v_b^*, v_c^*)$  e  $v_n = \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)$ , tal como na Figura 2.18.

Com esta alteração o valor do  $D_{ST}$  é maximizado, mas sofre variações ao longo do período do sinal modulante ( $D_{ST}$  não é constante ao longo de um ciclo), com uma frequência seis vezes superior à frequência fundamental [46], Figura 2.19. Neste método os seis estados ativos do PWM permanecem inalterados e os estados nulos são substituídos por estados ST. A lógica de chaveamento do MBC é igual à vista na modulação SBC, quando o sinal da portadora for maior que  $v_p$  ou menor que  $v_n$ , gera-se o ST, caso contrário aplica-se a lógica tradicional de PWM senoidal.

Ainda de acordo com [46],  $D_{ST}$  repete-se em intervalos de  $\pi/3 \text{ rad}$ , de forma que o ciclo de trabalho do ST para um período de chaveamento do PWM pode ser expresso por:

$$D_{ST}(\omega t) = \frac{2 - \left[ M \sin(\omega t) - M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]}{2} \quad \text{para } \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.47)$$

Figura 2.18 – Controle de elevação máxima (MBC).



Fonte: Adaptada de [14].

A função expressa por (2.47) está representada na Figura 2.19. Integrando-se (2.47) calcula-se o ciclo de trabalho médio por período de chaveamento, que é dado por:

$$\bar{D}_{ST} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (2.48)$$

Substituindo (2.48) no lado esquerdo de (2.43) se obtêm o fator *boost* para este método, que é dado por:

$$B = \frac{1}{1 - 2\bar{D}_{ST}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.49)$$

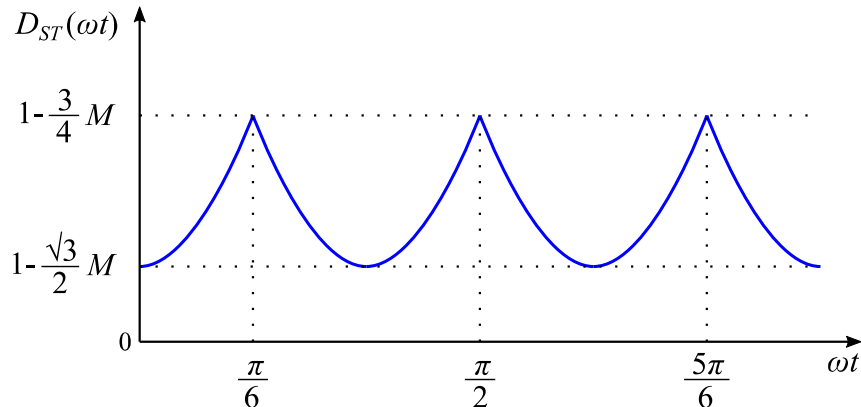
Substituindo (2.49) em (2.45) se obtêm o ganho estático para o ZSI operando neste modo de controle, dado por:

$$B_B = \frac{\hat{v}_x}{V_0/2} = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.50)$$

De (2.43) se obtêm o esforço de tensão sobre as chaves da ponte inversora, então substituindo (2.49) em (2.43) se obtêm  $V_s$  para o MBC:

$$V_s = BV_0 = \frac{\pi V_0}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.51)$$

Figura 2.19 – Comportamento do  $D_{ST}$  em função de  $\omega t$ .



Fonte: Adaptada de [49].

Comparando-se o método SBC com o MBC, observa-se que neste último o esforço de tensão nas chaves é menor, permitindo para uma dada chave semicondutora obter ganho de tensão maior para um mesmo valor de  $M$ . No entanto, a flutuação em  $D_{ST}$  provoca perturbações (*ripple*) nos valores médios da tensão dos capacitores e na corrente dos indutores da rede Z. Este fato exige valores maiores para estes componentes quando a frequência de saída é baixa, aumentando o custo e o volume do conversor, bem como exige maior esforço no projeto da malha de controle do lado CC e ainda, a variação em  $D_{ST}$  aumenta a complexidade na definição dos controladores. Por estes motivos este método não é facilmente aplicável em conversores conectados à rede [45].

A Figura 2.20 ilustra a curva do fator *buck-boost* em função do índice de modulação para o controle MBC. A região abaixo da curva é a região de operação do ZSI. Pode-se observar que este consegue gerar ganho mesmo quando o índice de modulação é igual a um.

Sabe-se que a injeção de terceira harmônica é uma técnica comumente utilizada em inversores trifásicos para aumentar a faixa de operação do índice de modulação [46], a qual também pode ser empregada no ZSI para aumentar o ganho do conversor [43]. O princípio de operação é idêntico ao descrito para o MBC, com a única diferença que os sinais modulantes são alterados de (2.52) a (2.54) para (2.55) a (2.57):

$$v_a^* = \hat{v}_a \cos \omega t = M \frac{V_0}{2} \cos \omega t \quad (2.52)$$

$$v_b^* = \hat{v}_b \cos (\omega t - 2\pi/3) = M \frac{V_0}{2} \cos (\omega t - 2\pi/3) \quad (2.53)$$

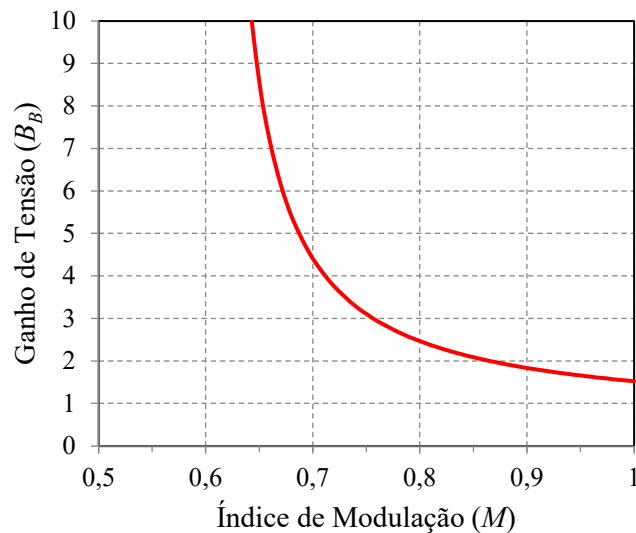
$$v_c^* = \hat{v}_c \cos (\omega t + 2\pi/3) = M \frac{V_0}{2} \cos (\omega t + 2\pi/3) \quad (2.54)$$

$$v_{a(fund+3)}^* = \frac{V_0}{2} (M \cos \omega t + M_3 \cos 3\omega t) \quad (2.55)$$

$$v_{b(fund+3)}^* = \frac{V_0}{2} (M \cos (\omega t - 2\pi/3) + M_3 \cos 3\omega t) \quad (2.56)$$

$$v_{c(fund+3)}^* = \frac{V_0}{2} (M \cos (\omega t + 2\pi/3) + M_3 \cos 3\omega t) \quad (2.57)$$

Figura 2.20 – Fator  $B_B$  em função de  $M$  para a modulação MBC.



Fonte: Adaptada de [46].

De acordo com [50], o valor máximo do índice de modulação será obtido com a injeção de 1/6 da terceira harmônica, ou seja,  $M_3 = M/6$ . Nesta condição  $M = 2/\sqrt{3} = 1,15$ . A Figura 2.21 mostra a nova configuração dos sinais modulantes e dos sinais de gatilho das chaves  $S_1 - S_6$  na qual se observa uma maior estabilidade na duração do ST.

Semelhante ao caso anterior e, ainda de acordo com [46], o  $D_{ST}$  repete-se em intervalos de  $\pi/3 \text{ rad}$ , de forma que o ciclo de trabalho do ST para um período de chaveamento do PWM (intervalo de  $\pi/6$  a  $\pi/2 \text{ rad}$ ) pode ser agora expresso por:

$$D_{ST}(\omega t) = \frac{2 - \left[ M \text{sen}(\omega t) + \frac{M}{6} \text{sen}(3\omega t) - M \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{M}{6} \text{sen}(3\omega t) \right]}{2} \quad (2.58)$$

Integrando-se (2.58) calcula-se o ciclo de trabalho médio por período de chaveamento, que é dado por:

$$\bar{D}_{ST} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (2.59)$$

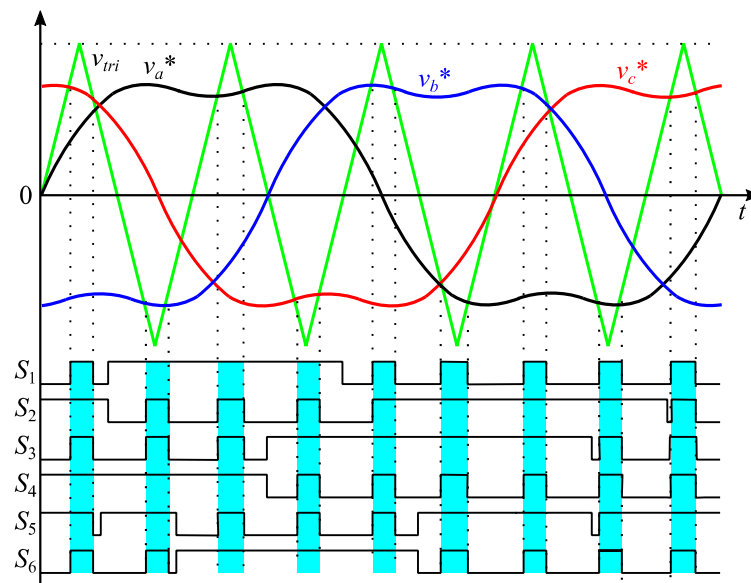
Substituindo (2.59) no lado esquerdo de (2.43) se obtêm o fator *boost* para este método, dado por:

$$B = \frac{1}{1 - 2\bar{D}_{ST}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.60)$$

O ganho estático para o ZSI operando neste modo é dado por:

$$B_B = \frac{\hat{v}_x}{V_0/2} = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.61)$$

Figura 2.21 – Controle de elevação máxima com injeção de terceira harmônica.



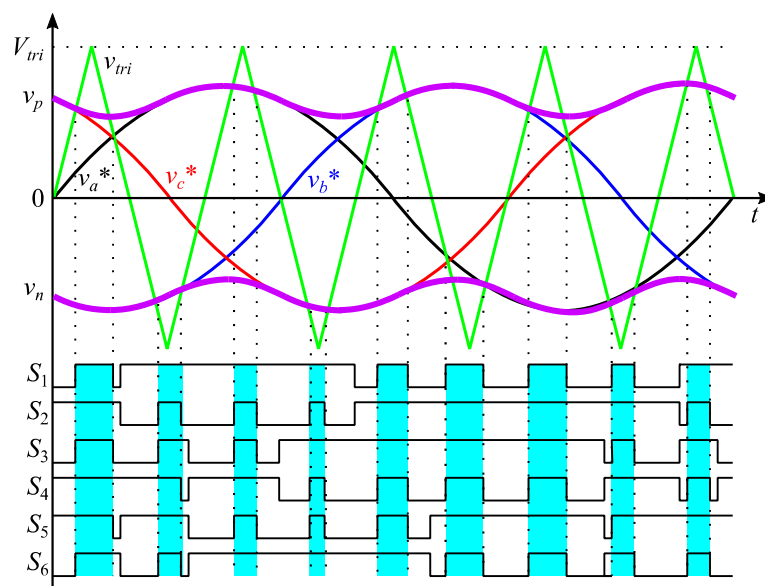
Fonte: Adaptada de [46].

Observa-se que as expressões de (2.59) a (2.61) são idênticas à (2.48) a (2.50) respectivamente, ou seja, o ganho de tensão é idêntico ao MBC para um mesmo índice de modulação. A vantagem no método de injeção de terceira harmônica é que  $M$  pode ser 15% maior que no caso anterior, permitindo atingir ganhos maiores. O esforço de tensão sobre as chaves é igual ao método anterior, exceto para a faixa de ganho estendida pela injeção da terceira harmônica [46].

### 2.4.3 Controle de Elevação Máxima Constante

Com o objetivo de maximizar o ganho, manter constante o ciclo de trabalho do ST, reduzir o esforço nas chaves e eliminar a flutuação de baixa frequência na corrente dos indutores da rede Z, foi proposto o método MCBC [47] e [48]. Como consequência da eliminação da flutuação de baixa frequência na corrente, é possível reduzir o volume e o custo da rede passiva do ZSI. O princípio de funcionamento é semelhante ao método MBC, no entanto os níveis  $v_p$  e  $v_n$  são senoidais, com o triplo da frequência de saída. Quando a portadora triangular é maior que o sinal  $v_p$  e menor que  $v_n$ , aplica-se o curto-circuito (ST). Caso contrário, aplica-se a lógica da modulação PWM senoidal tradicional, tal como na Figura 2.22.

Figura 2.22 – Controle de elevação máxima constante (MCBC).



Fonte: Adaptada de [14].

Deve-se observar que a distância entre  $v_p$  e  $v_n$  é constante ao longo do período de modulação, desta forma o valor de  $D_{ST}$  também será constante [14].

Existem dois semiciclos para os níveis  $v_p$  e  $v_n$ , em um ciclo de operação. O primeiro semiciclo compreende o intervalo  $0 < \omega t < \pi/3 \text{ rad}$  e é dado por:

$$v_{p1} = \sqrt{3}M + M\text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad (2.62)$$

$$v_{n1} = M\text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad (2.63)$$

O segundo semiciclo compreende o intervalo  $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3 \text{ rad}$  e é dado por:

$$v_{p2} = M\text{sen}(\omega t) \quad (2.64)$$

$$v_{n2} = -\sqrt{3}M + M\text{sen}(\omega t) \quad (2.65)$$

Observa-se que a distância entre as duas curvas é constante e igual à  $\sqrt{3}M$ , de forma que o ST será constante e expresso por:

$$D_{ST} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (2.66)$$

O fator *boost* ( $B$ ) e o ganho do conversor ( $B_B$ ) são dados por:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.67)$$

$$B_B = \frac{\hat{v}_x}{V_0/2} = MB = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.68)$$

O esforço de tensão ( $V_s$ ) sobre as chaves da ponte inversora para o MCBC é dado por:

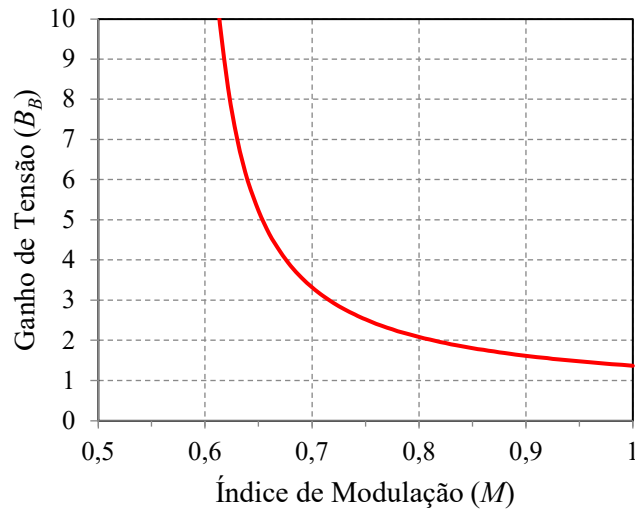
$$V_s = BV_0 = \frac{V_0}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.69)$$

A curva do ganho de tensão em função do índice de modulação pode ser observada na Figura 2.23.

Nesta figura possível notar que o ganho tende ao infinito quando o índice de modulação se aproxima de  $\sqrt{3}/3$ . Essa modulação aplica um ganho de aproximadamente 1,4 mesmo com  $M = 1$ .

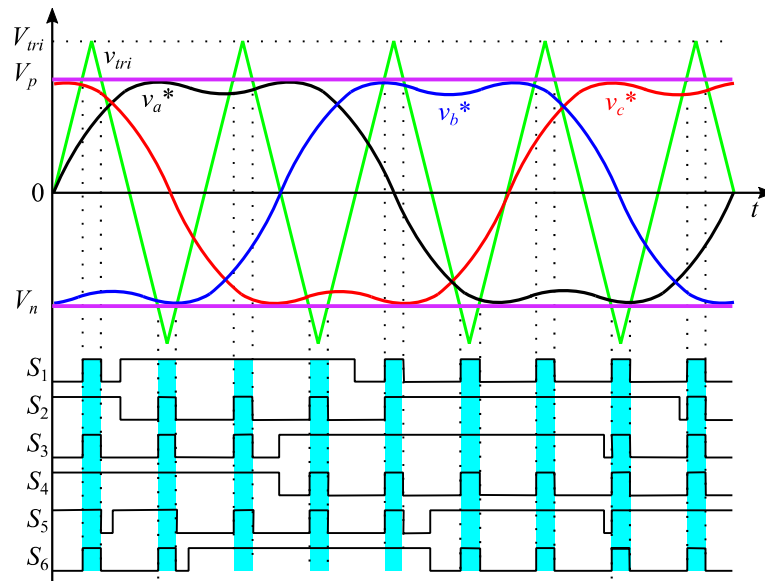
O método MCBC também pode ser implementado utilizando-se a injeção de 1/6 da terceira harmônica nos sinais de referência trifásicos, tal como no método anterior, sendo o tempo do ST controlado por dois níveis contínuos  $v_p$  e  $v_n$ , Figura 2.24, o que proporciona a injeção de 1/6 (15%) da terceira harmônica.

O método de controle com injeção da terceira harmônica leva ao mesmo cálculo do  $D_{ST}$ ,  $B$  e  $B_B$  definidos para o MCBC, expressões (2.66), (2.67) e (2.68) respectivamente. A diferença fica por conta do maior índice de modulação  $M$  que pode ser atingido, o qual é acrescido de 1 para  $2/\sqrt{3}$ , ou seja, 15% maior [47] e [48].

Figura 2.23 – Fator  $B_B$  em função de  $M$  para MCBC.

Fonte: Adaptada de [47].

Figura 2.24 – Controle de elevação máxima constante com injeção de terceira harmônica.



Fonte: Adaptada de [47].

#### 2.4.4 Controle de Elevação Modificado

A referência [34] propõe uma modificação no método de elevação a qual pode ser aplicada no SBC, MBC ou no MCBC, que consiste na substituição dos níveis de comparação  $V_p$  e  $V_n$  por um único nível,  $V_m$ . A Figura 2.25 exemplifica este método tomando como referência o SBC, sendo que a Figura 4.25(a) representa o SBC, mostrando sua portadora  $v_{tri}$ , os níveis de comparação  $V_p$  e  $V_n$ , novamente suprimindo os sinais modulantes CA para maior



clareza. Conforme antecipado no item 2.2.1, o sinal do ST é gerado pela comparação de  $v_{tri}$  com  $V_p$  e  $V_n$ , Figura 2.25(c).

O método de elevação modificado considera uma portadora  $v'_{tri}$  com o dobro da frequência do sinal  $v_{tri}$ , a qual é comparada com o nível  $V_m$ , Figura 4.25(b). Desta comparação se obtêm o sinal da Figura 2.25(c) que é o mesmo da Figura 2.17(b), a partir de uma única comparação, portanto de forma mais simples.

Para um período de chaveamento  $T_{sw}$  pode se observar que a inserção total do ST é:

$$D_{ST} = 2 \left( 1 - \frac{T_1}{T_{sw}} \right) \quad (2.70)$$

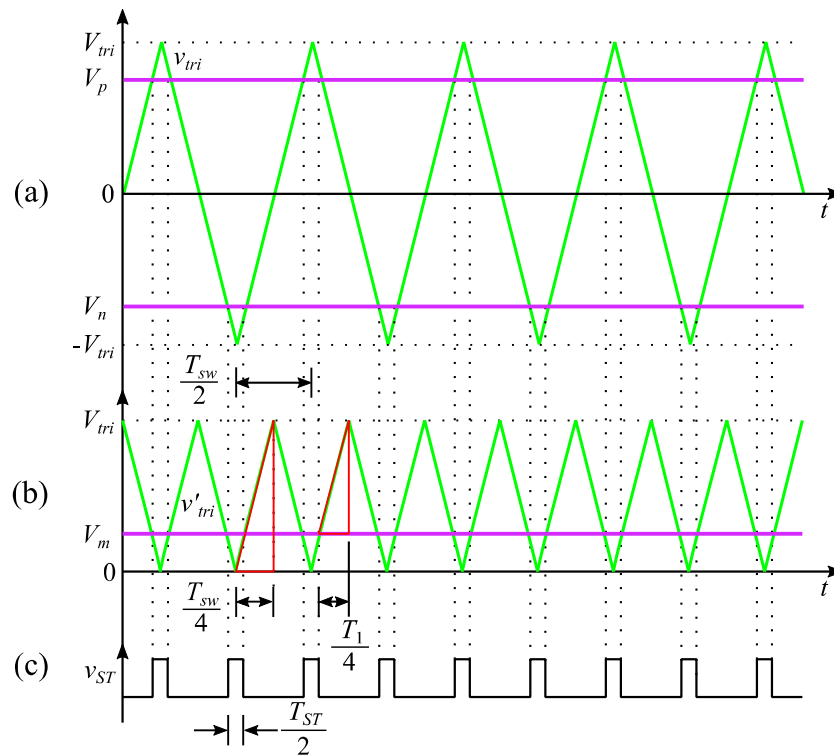
Comparando os triângulos destacados em vermelho na Figura 2.25(b), se obtêm:

$$\frac{T_1}{T_{sw}} = \frac{V_{tri} - V_m}{V_{tri}} \quad (2.71)$$

Substituindo (2.71) em (2.70):

$$D_{ST} = \frac{2V_m}{V_{tri}} \quad (2.72)$$

Figura 2.25 – Método de elevação modificado, (a) controle de elevação simples (SBC);  
(b) modulação modificada; (c) sinal  $D_{ST}$ .



Fonte: Adaptada de [34].

## 2.5 Modulação por Vetores Espaciais Modificados

Dentre as várias técnicas de modulação de tensão e corrente na saída de um inversor destacam-se a modulação senoidal por largura de pulso (SPWM) e a modulação PWM por vetores espaciais (SVM), sendo que, em um ciclo de chaveamento do PWM a inserção do estado ST (dentro de um estado nulo) não altera a tensão média por ciclo, desde que os estados ativos permaneçam inalterados. Esta estratégia permite que todos os métodos PWM possam ser utilizados para acionar um ZSI, com pequenas modificações para inserção do ST [51]. A técnica SVM é comum em aplicações de acionamentos industriais, em veículos elétricos e em conversores eletrônicos para conexão de GD à rede elétrica, principalmente aqueles provenientes de fontes alternativas que frequentemente requerem processamento de energia. Este método permite uma melhor utilização da tensão disponível na entrada do inversor, no processo de modulação, possui menor conteúdo harmônico na corrente de saída do inversor, quando comparado com outras técnicas, bem como seu tempo de resposta é inferior ao método SPWM [42].

### 2.5.1 SVM para Acionamento do VSI

Tal como antecipado na Tabela 2.1, a técnica SVM para um VSI possui oito vetores espaciais de tensão, sendo seis ativos ( $\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_6$ ) e dois nulos ( $\mathbf{V}_0$  e  $\mathbf{V}_7$ ), distribuídos em seis setores I, II, ..., VI, espaçados por  $\pi/3$  rad, tal como representado na Figura 2.26.

Em um período  $T_{sw}$  do PWM, o vetor de referência de tensão  $\mathbf{V}_{ref}$  é comumente ponderado por dois vetores ativos adjacentes,  $\mathbf{V}_k$  e  $\mathbf{V}_{k+1}$  com  $k \in \{1, 2, \dots, 6\}$ . A tensão para cada vetor girante pode ser determinada por (2.73), observando-se que a parcela exponencial é um operador de deslocamento de fase, que impõe saltos de  $60^\circ$  aos vetores [52]:

$$\mathbf{V}_k = \frac{2}{3} V_{CC} e^{j(k-1)\pi/3} \text{ sendo } \mathbf{V}_0 = \mathbf{V}_7 = 0 \quad (2.73)$$

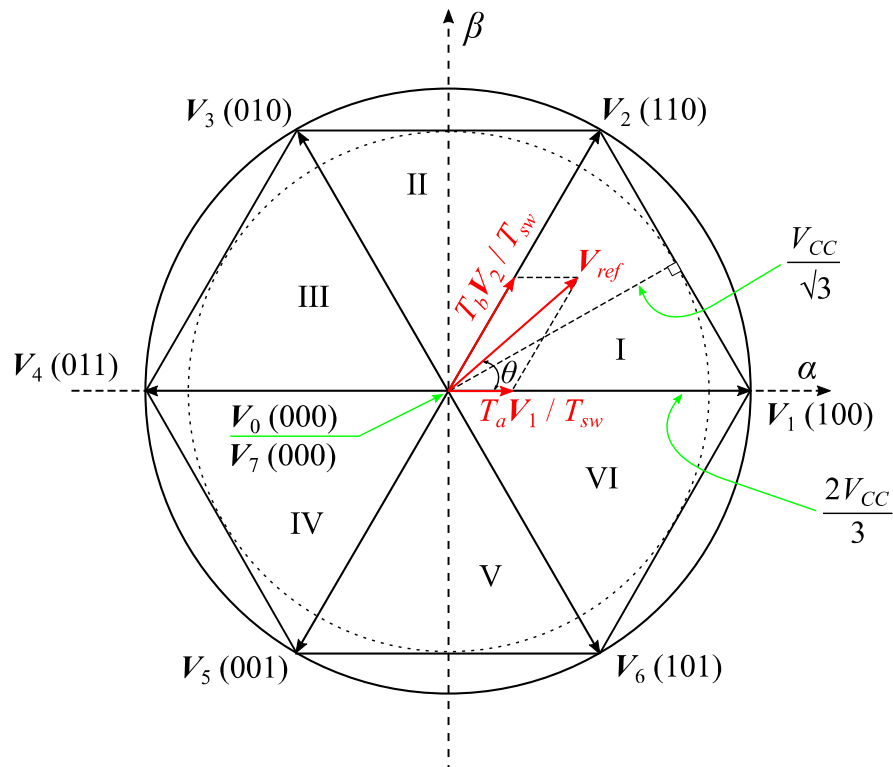
Os vetores  $\mathbf{V}_k$  e  $\mathbf{V}_{k+1}$  são aplicados durante os intervalos  $T_a$  e  $T_b$ , respectivamente e os vetores nulos tradicionais durante  $T_0$ , definidos pelas expressões a seguir [53]:

$$T_a = T_{sw} M_{sen} \left[ \frac{\pi}{3} - \theta + \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \quad (2.74)$$

$$T_b = T_{sw} M_{sen} \left[ \theta - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \quad (2.75)$$

$$T_0 = T_{sw} - T_a - T_b \quad (2.76)$$

Figura 2.26 – Vetores espaciais de tensão para o SVM tradicional.



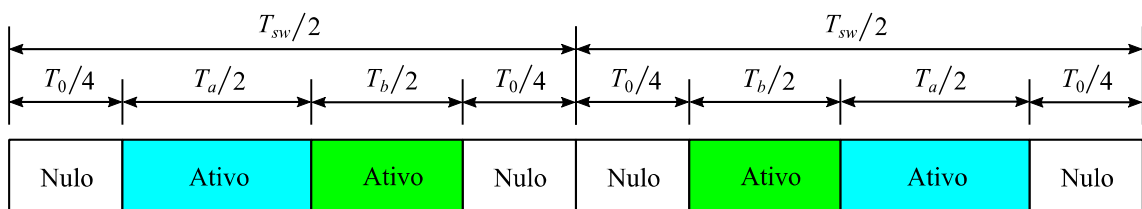
Fonte: Adaptada de [14].

No SVM o índice de modulação  $M$  é definido por  $M = \sqrt{3}|V_{ref}|/V_{CC}$ , sendo  $V_{CC}$  a tensão do barramento CC do VSI. A Figura 2.27 mostra uma sequência de chaveamento para um período  $T_{sw}$  do PWM, considerando estas temporizações.

O vetor  $V_{ref}$  para o setor I, por exemplo, tal como na Figura 2.26, é definido pela soma vetorial a seguir [53]:

$$V_{ref} = \frac{T_a}{T_{sw}} V_1 + \frac{T_b}{T_{sw}} V_2 \quad (4.77)$$

Figura 2.27 – Padrão de chaveamento para o SVM tradicional.



Fonte: Adaptada de [53].

Como é bem conhecido, um sistema trifásico balanceado  $abc$  pode ser transformado em um sistema bifásico estacionário  $\alpha\beta$ , utilizando-se a transformada de Clarke com invariância

de tensão, para preservar as amplitudes das variáveis elétricas, a qual pode ser escrita de acordo com a equação matricial a seguir [54]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_\alpha \\ \mathbf{V}_\beta \\ \mathbf{V}_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

No entanto, em sistemas trifásicos sem o condutor de neutro, tal como o inversor considerado nesta tese, o circuito de sequência zero fica aberto, como consequência a corrente de sequência zero não circula, uma vez que sistemas a três fios não possuem componente homopolar. Desta forma, a sequência zero pode ser desprezada e (2.78) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_\alpha \\ \mathbf{V}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

Resolvendo esta equação matricial, se obtêm:

$$\mathbf{V}_\alpha = \frac{2}{3} \left( v_{an} - \frac{1}{2} v_{bn} - \frac{1}{2} v_{cn} \right) \quad (2.80)$$

$$\mathbf{V}_\beta = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cn} \right) \quad (2.81)$$

Observa-se na Figura 2.26 que  $\alpha\beta$  são eixos ortogonais que representam um plano complexo, desta forma pode-se escrever:

$$\mathbf{V}_{ref} = \mathbf{V}_\alpha + j\mathbf{V}_\beta \quad (2.82)$$

cujos módulo e argumento são dados por:

$$|\mathbf{V}_{ref}| = \sqrt{\mathbf{V}_\alpha^2 + \mathbf{V}_\beta^2} \quad (2.83)$$

$$\theta = \text{artg} \frac{\mathbf{V}_\beta}{\mathbf{V}_\alpha} \text{ com } \theta \in [0, 2\pi] \quad (2.84)$$

Para que a tensão de saída do inversor seja senoidal a trajetória do vetor  $\mathbf{V}_{ref}$  deve ser circular e com raio inscrito no hexágono da Figura 2.26, neste caso, se o módulo de  $\mathbf{V}_{ref}$  for igual ao raio do círculo, a amplitude máxima da tensão de fase na saída será  $V_{CC}/\sqrt{3}$ , sendo que  $\mathbf{V}_{ref}$  gira com uma velocidade angular igual à frequência da saída CA. A fronteira entre a modulação linear e a sobre modulação é o hexágono inscrito no círculo. Em um caso hipotético em que o vetor  $\mathbf{V}_{ref}$  ultrapasse o hexágono,  $T_a + T_b$  tornar-se maior que  $T_{sw}$ , provocando forte saturação [55].

De acordo com o setor que se encontra o vetor  $\mathbf{V}_{ref}$ , define-se o estado das chaves da ponte inversora, mas para tanto, faz-se necessário identificar do setor. As referências [54] e

[56] propõem algoritmos de decisão baseados no cálculo das tensões  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  para esta identificação, os quais são baseados na observação de que cada quadrante da Figura 2.26 é compartilhado por dois setores e que o quadrante é facilmente determinado pelo sinal da parte real e imaginária de  $V_{ref}$ . De acordo com (2.81),  $V_{ref}$  estará no setor I se  $V_\beta > 0$  e:

$$\theta = \text{artg} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq \frac{\pi}{3} \text{ rad} \quad (2.85)$$

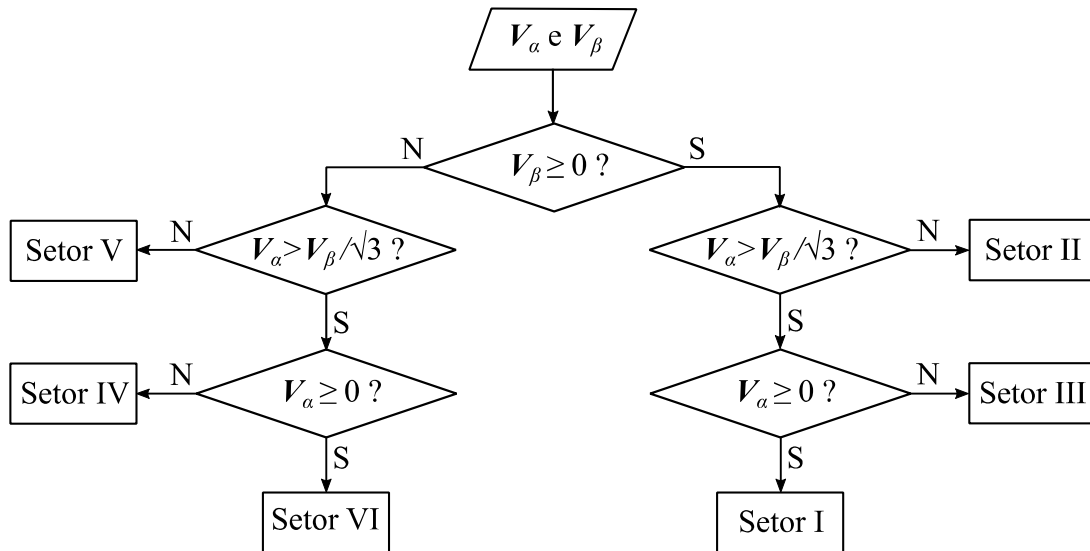
Portanto:

$$V_\beta \leq V_\alpha \text{tg} \frac{\pi}{3} = \sqrt{3}V_\alpha \quad (2.86)$$

Caso contrário estará no setor II. De forma análoga pode-se desenvolver um raciocínio semelhante para os demais quadrantes e setores. A Figura 2.28 mostra esta lógica [56].

Aplicando os valores da Tabela 2.1 nas expressões (2.80) e (2.81) e decompondo os vetores de acordo com seus ângulos, se obtêm os valores para  $V_\alpha$  e  $V_\beta$ , tal como na Tabela 2.3. Esta tabela informa também o estado e a temporização para as chaves superiores da ponte inversora [57].

Figura 2.28 – Fluxograma para determinação do setor de operação do SVM.



Fonte: Adaptada de [56].

### 2.5.2 SVM Modificado para Acionamento do ZSI

Diferente do SVM tradicional, a modulação PWM por vetores espaciais modificados para acionamento do ZSI (ZSVM) utiliza uma temporização adicional  $T_{ST}$  para inserção do estado ST com o objetivo de elevar a tensão do barramento CC.

Referindo-se à expressão (2.77) e de acordo com [23], no setor I, o vetor de referência  $V_{ref}$  para o ZSI torna-se:

$$V_{ref} = \frac{T_a}{T_{sw}} V_1 + \frac{T_b}{T_{sw}} V_2 + \frac{T_0}{T_{sw}} V_0 + \frac{T_{ST}}{T_{sw}} V_{ST} \quad (2.87)$$

sendo  $V_{ST}$  o vetor de tensão para o estado ST e graficamente  $V_{ref}$  pode ser observado na Figura 2.29.

O tempo total do ST,  $T_{ST}$ , é igualmente dividido em várias partes distribuídas em um ciclo de chaveamento do PWM, no entanto, deve-se observar que o estado ST não afeta os estados ativos [58] – o que causaria distorções na forma de onda de saída do ZSI – e sim, afeta (reduz) a duração dos estados nulos do SVM tradicional.

Tabela 2.3 – Temporização para o SVM.

Setor	Vetor	Estado das Chaves Superiores	Temporização para cada Chave	$V_k$	$V_\alpha$	$V_\beta$
I	$V_1$	$S1 = 1$	$T_b + T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j0}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$	0
		$S3 = 0$	$T_0/2$			
		$S5 = 0$	$T_a + T_b + T_0/2$			
II	$V_2$	$S1 = 1$	$T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
		$S3 = 1$	$T_a + T_0/2$			
		$S5 = 0$	$T_a + T_b + T_0/2$			
III	$V_3$	$S1 = 0$	$T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
		$S3 = 1$	$T_a + T_b + T_0/2$			
		$S5 = 0$	$T_b + T_0/2$			
IV	$V_4$	$S1 = 0$	$T_a + T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\pi}$	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	0
		$S3 = 1$	$T_a + T_b + T_0/2$			
		$S5 = 1$	$T_0/2$			
V	$V_5$	$S1 = 0$	$T_a + T_b + T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
		$S3 = 0$	$T_b + T_0/2$			
		$S5 = 1$	$T_0/2$			
VI	$V_6$	$S1 = 1$	$T_a + T_b + T_0/2$	$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
		$S3 = 0$	$T_0/2$			
		$S5 = 1$	$T_a + T_0/2$			

Fonte: Adaptada de [57].

A Figura 2.30 compara o SVM tradicional e o ZSVM. Se qualquer uma das pernas da ponte inversora A, B ou C realizar a condução cruzada, existirão três possibilidades para implementar o vetor de tensão no estado ST,  $V_{ST\{A,B,C\}}$ . Por exemplo, quando a perna A

realiza o ST, este vetor será designado por  $V_{ST\_A}$  e assim respectivamente. Ainda das Figuras 2.29 e 2.30(b) pode-se escrever:

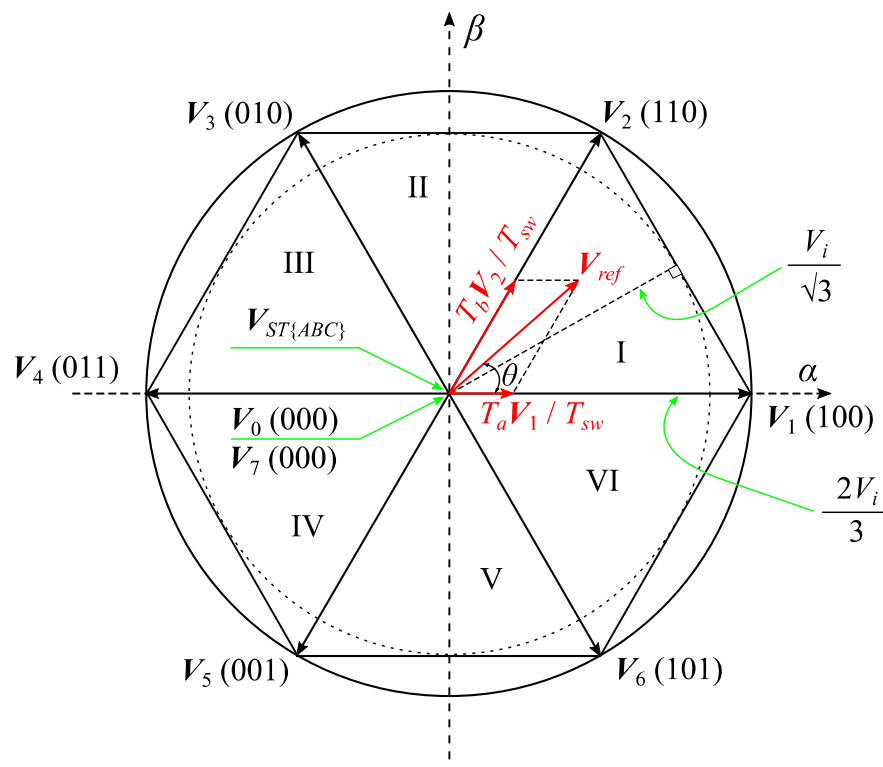
$$\frac{T_0}{T_{sw}}V_0 + \frac{T_{ST}}{T_{sw}}V_{ST} = 0 \quad \text{e} \quad T_{sw} = T_0 + T_a + T_b + T_{ST} \quad (2.88)$$

Considerando (2.87) e o lado esquerdo de (2.88) observa-se que o ZSVM entregará o mesmo vetor de tensão que o SVM tradicional, definido em (2.77).

A Figura 2.26 indica que a tensão senoidal máxima possível na saída de um VSI com injeção da terceira harmônica é  $V_{cc}/\sqrt{3}$ . Já no ZSI, utilizando ZSVM, é possível obter uma tensão senoidal máxima  $V_i/\sqrt{3}$ , tal como indicado na Figura 4.29, sendo  $V_i$  definida por (2.43).

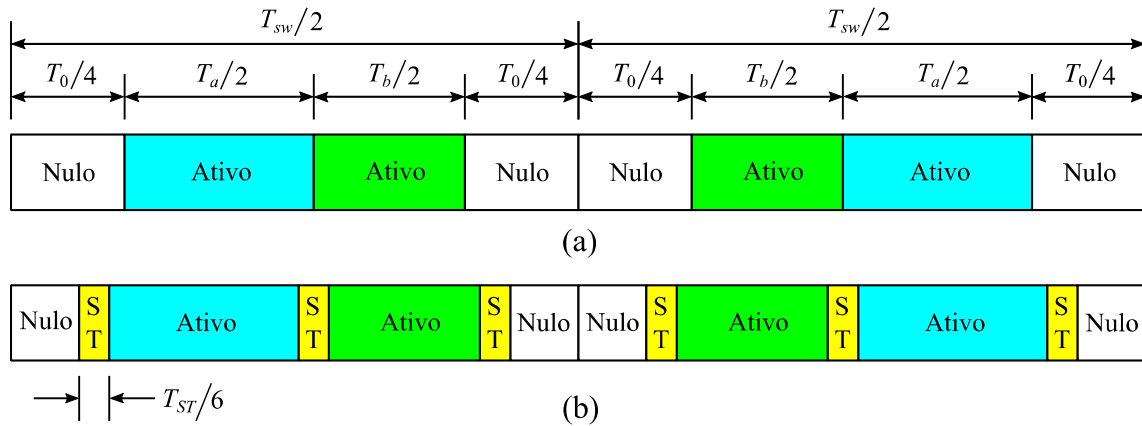
A referência [55] apresenta um estudo detalhado das possíveis variações do ZSVM com relação à distribuição do estado ST ao longo do ciclo do PWM, a qual estabelece três diferentes formas de distribuir o estado ST: (1) a duração total do estado ST é dividida em seis partes uniformemente distribuídas ao longo de um ciclo de chaveamento, tal como representado na Figura 2.30(b), sendo que esta distribuição modifica seis instantes de transições das chaves da ponte inversora, esta distribuição foi chamada de ZSVM6 [53];

Figura 2.29 – Vetores espaciais de tensão para ZSVM.



Fonte: Adaptada de [14].

Figura 2.30 – Comparação do SVM tradicional com o ZSVM,  
 (a) padrão de chaveamento SVM; (b) padrão de chaveamento ZSVM.



Fonte: Adaptada de [53].

(2) embora a duração total do estado ST também seja dividida em seis partes distribuídas em um ciclo de chaveamento, esta distribuição modifica apenas quatro instantes de transições das chaves da ponte inversora, esta distribuição foi chamada de ZSVM4; (3) a duração total do estado ST é dividida em quatro partes distribuídas ao longo de um ciclo de chaveamento, sendo que esta distribuição modifica dois instantes de transições das chaves da ponte inversora, esta distribuição foi chamada de ZSVM2, sendo que esta pode ser modificada para que a duração do ST seja dividida em apenas duas partes, sendo que apenas um instante de transição é modificado. Esta distribuição foi chamada de ZSVM1.

## 2.6 Comparação entre os Métodos de Elevação de Tensão para ZSI

Esta seção compara os métodos de elevação de tensão, tanto para os PWM baseados em portadora triangular, quanto os ZSVM. As diferenças entre os métodos residem basicamente no ganho de tensão ( $B_B$ ) e no esforço de tensão ( $V_S$ ) sobre as chaves da ponte inversora, ambos em função do índice de modulação em amplitude  $M$ . A Tabela 4.4 resume as expressões dos métodos citados anteriormente e apresenta as expressões para o ZSVM de acordo com [14] e [53]. As expressões da Tabela 2.4 são ideais, ou seja, nenhuma limitação foi feita em função das perdas dos elementos ativos e passivos do circuito ZSI.

Observa-se na nesta tabela que o ganho de tensão para o ZSVM1 é constante e não depende de  $M$ , ou seja,  $B_B = 2\pi/3\sqrt{3} = 1,21$ , entretanto  $V_S$  é inversamente proporcional à  $M$ . As Figuras 2.31 a 2.33 representam graficamente as expressões do ciclo de trabalho do *shoot-through* ( $D_{ST}$ ), do ganho global do ZSI ( $B_B$ ) ambas em função do índice de modulação



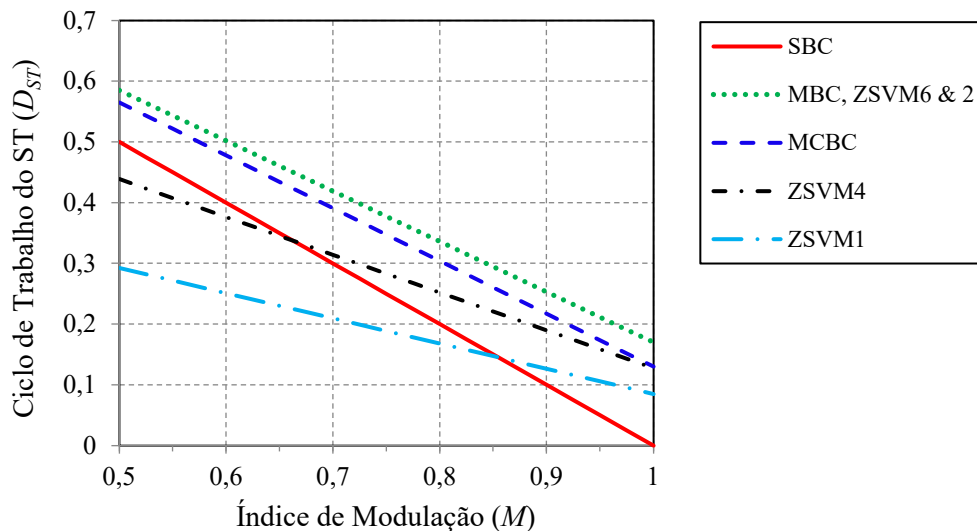
em amplitude e do esforço de tensão sobre as chaves semicondutoras da ponte inversora, em função do ganho  $B_B$ , respectivamente.

Tabela 2.4 – Comparação entre os métodos de elevação de tensão para o ZSI.

Método Parâmetro	SBC	MBC	MCBC	ZSVM6 ZSVM2	ZSVM4	ZSVM1
$D_{ST}$	$1 - M$	$1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}M$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$	$1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}M$	$\frac{3}{4}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}M\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}M\right)$
$B$	$\frac{1}{2M - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{4\pi}{9\sqrt{3}M - 2\pi}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}M}$
$B_B$	$\frac{M}{2M - 1}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{4\pi M}{9\sqrt{3}M - 2\pi}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$
$V_S / V_0$	$2B_B - 1$	$\frac{3\sqrt{3}B_B}{\pi} - 1$	$\sqrt{3}B_B - 1$	$\frac{3\sqrt{3}B_B}{\pi} - 1$	$\frac{9\sqrt{3}B_B}{2\pi} - 2$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}M}$

Fonte: Adaptada de [14] e [53].

Figura 2.31 – Comparação do ciclo de trabalho para os diversos métodos de controle do ZSI.



Fonte: Produção do próprio autor.

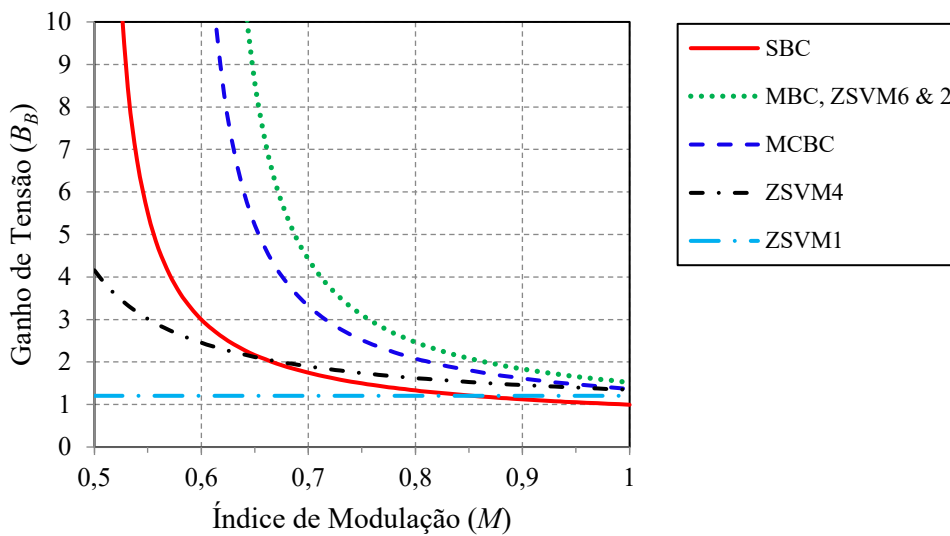
Na Figura 2.32 é possível observar que, para um mesmo fator  $B_B$ , as técnicas MBC, ZSVM6 e ZSVM2 possuem o maior índice de modulação, ou seja, utiliza-se um menor ciclo de trabalho  $D_{ST}$  para sintetizar a tensão na carga.

Valores elevados para o índice de modulação são desejados, pois estão associados a baixos valores de distorção harmônica nas tensões e correntes na carga do inversor [49].

A Figura 2.33 ilustra o esforço de tensão em função do ganho do ZSI para as diferentes técnicas de elevação de tensão. É possível observar que, para um mesmo valor do fator  $B_B$ , a técnica ZSVM4 apresenta o maior estresse de tensão sobre os interruptores, seguida da SBC. Por outro lado, a MBC, ZSVM6 e ZSVM2 apresentam o menor esforço.

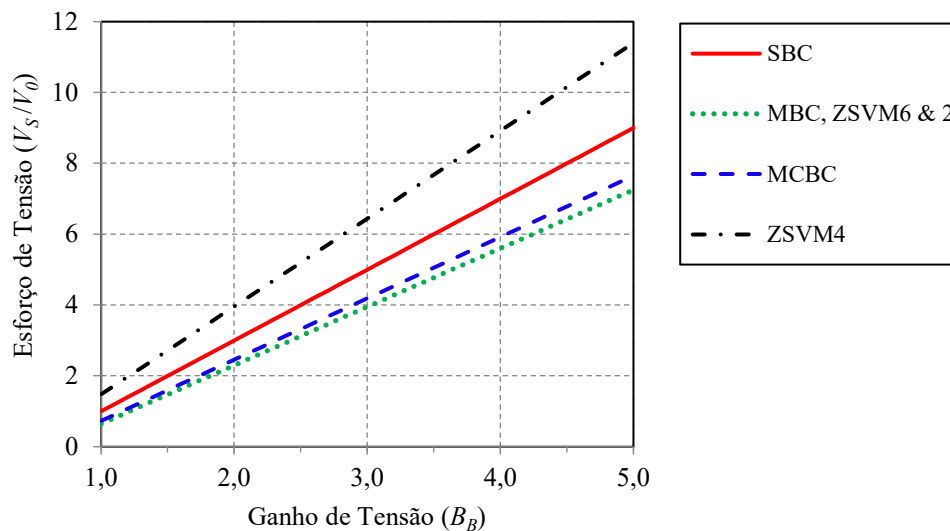
Como conclusão desta comparação, as técnicas MBC, ZSVM6 e ZSVM2 possuem o melhor resultado em termos de menor esforço de tensão e maior índice de modulação, dado um mesmo fator  $B_B$ .

Figura 2.32 – Comparação do ganho de tensão para os diversos métodos de controle do ZSI.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 2.33 – Comparação do esforço de tensão para os diversos métodos de controle do ZSI.

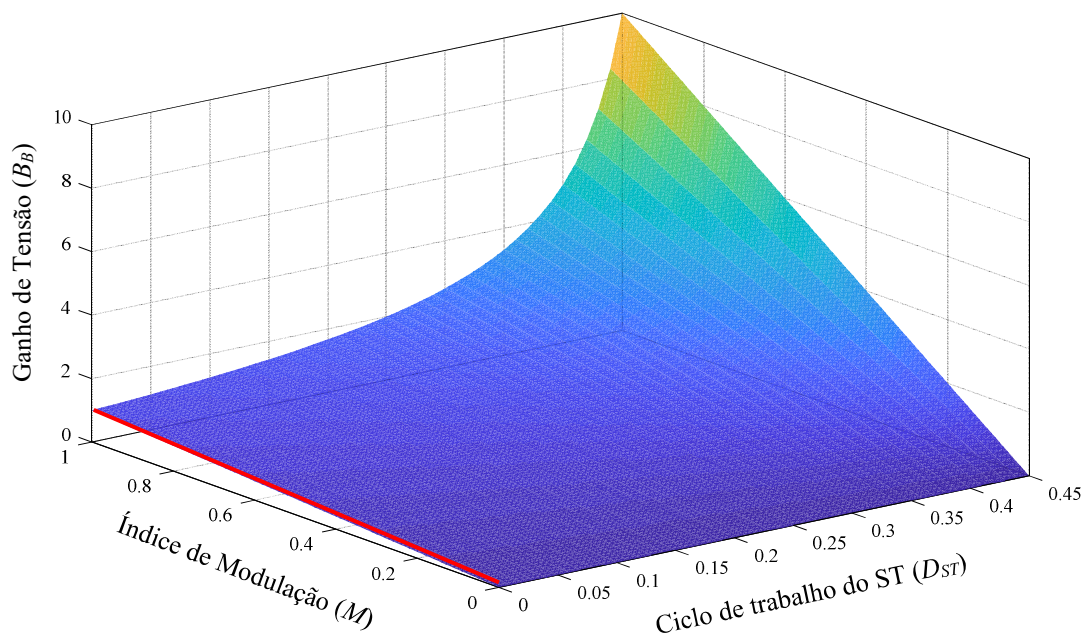


Fonte: Produção do próprio autor.

No entanto, a técnica MCBC possui resultados ligeiramente similares. Como a técnica MBC possui a desvantagem relacionada às oscilações de baixa frequência, o que acarreta aumento do volume, do peso e do custo do ZSI, pode-se concluir que as modulações MCBC, ZSVM6 e ZSVM2 são as mais apropriadas entre as técnicas mostradas.

Deve-se observar que a rede de impedância  $Z$  não pode ser utilizada para reduzir a tensão do barramento CC abaixo da tensão de entrada, ou seja, deve ser utilizada no modo elevação de tensão (*boost*) com  $0 < D_{ST} < 0,5$ . Para operar como abaixador (*buck*), o inversor deve ser operado como um VSI, ou seja, com  $D_{ST} = 0$  [59]. A Figura 2.34 mostra a variação do ganho de tensão em função do índice de modulação e do  $D_{ST}$  limitado em 0,45. Nesta figura é possível observar a região de operação no modo *buck*, indicada pela linha vermelha.

Figura 2.34 – Superfície de variação do ganho de tensão em função de  $M$  e  $D_{ST}$ .



Fonte: Produção do próprio autor.

## 2.7 Comparação do ZSI com VSI

Fontes renováveis de energia elétrica comumente requerem processamento da fonte de alimentação primária antes de disponibilizá-las para o consumo, tais como painéis fotovoltaicos, células a combustível e turbinas eólicas. Sendo as duas primeiras, geradores CC

e a última CA, porém tipicamente com a saída retificada, no intuito de compensar variações de amplitude e frequência por meio de um inversor, devido à natureza estocástica do vento.

Em aplicações de GD nas quais estão disponíveis tensões CC altas o suficiente, podem-se utilizar conversores VSI, no entanto, quando o nível CC é baixo faz-se necessário uma conversão intermediária para elevação do nível CC antes da inversão. Desta forma, o processamento de potência convencional utiliza um conversor de duplo estágio BC+VSI. No caso do VSI, Figura 2.35(a), o barramento CC varia em função da fonte de entrada, como por exemplo, a variação da incidência dos raios solares nos painéis fotovoltaicos e/ou com a intensidade do vento, como é o caso das turbinas eólicas, considerando que sua tensão de saída foi retificada. O índice de modulação  $M$  deve ser controlado para se obter a tensão CA de saída na amplitude desejada.

Devido à elevada variação de tensão  $e$ , em alguns casos, ao limitado nível da tensão de entrada disponível, por vezes o VSI não consegue atender aos requisitos do lado CA e impõe esforços elevados nas chaves.

A topologia BC+VSI, Figura 2.35(b), pode resolver as limitações do VSI com relação ao nível de tensão CC, no entanto impõe outros problemas tais como: aumento do número de chave com, conseqüentemente, redução da eficiência; aumento da complexidade do controle e aumento do custo do conversor [60]. Finalmente, o ZSI representado na Figura 2.35(c), se propõe a resolver os problemas da topologia BC+VSI, sendo potencialmente mais barato, mais simples e de maior confiabilidade, uma vez que possui maior imunidade à EMI em decorrência da tolerância à condução cruzada na ponte inversora. A Tabela 2.5 resume e compara os elementos necessários a cada uma das topologias citadas acima, bem como indica seu modo de operação.

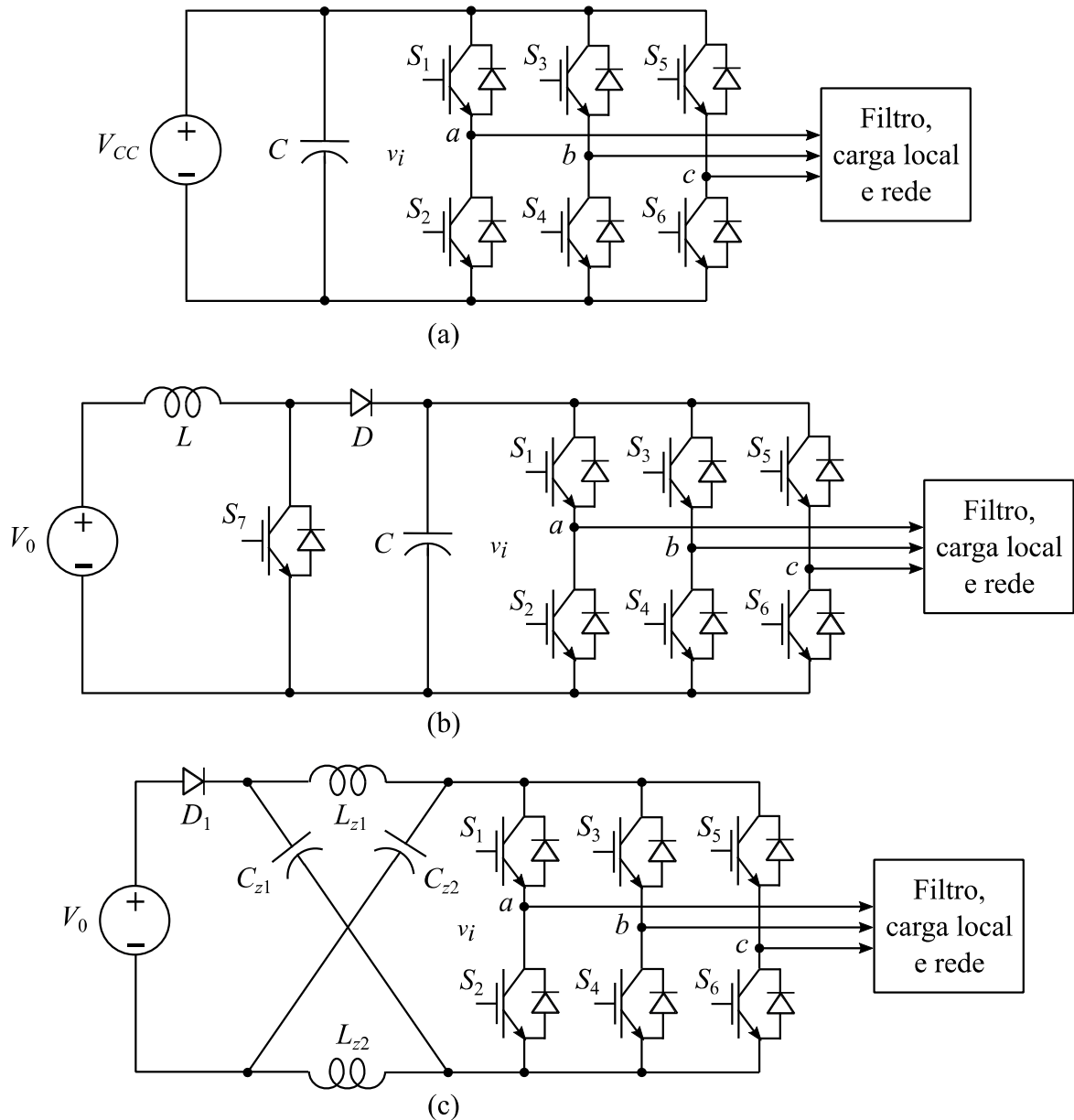
Comparando a máxima disponibilidade de tensão na saída de cada topologia, pode-se escrever para o VSI, a partir da expressão (2.1) e considerando o índice de modulação máximo  $M = 1,15$  (com injeção da terceira harmônica):

$$\hat{v}_x = M \frac{V_i}{2} = \frac{V_i}{\sqrt{3}} = \frac{V_0}{\sqrt{3}} \quad (2.89)$$

Para o BC+VSI, com um fator *boost* genericamente definido por  $B$ , com  $B > 1$  e, também considerando o índice de modulação máximo pela injeção da terceira harmônica, se obtêm:

$$\hat{v}_x = M \frac{V_i}{2} = B \frac{V_0}{\sqrt{3}} \quad (2.90)$$

Figura 2.35 – Comparação entre as topologias (a) VSI, (b) BC+VSI e (c) ZSI.



Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 2.5 – Comparação entre as topologias VSI e ZSI.

Topologia	Número de Chaves Controladas	Número de Chaves Não Controladas	Número de Indutores	Número de Capacitores	Complexidade do Controle	Modo de Operação
VSI	6	0	0	1	Simples	<i>Buck</i>
BC+VSI	7	1	1	1	Complexo	<i>Boost</i> <sup>1</sup>
ZSI	6	1	2	2	Complexo <sup>2</sup>	<i>Buck/Boost</i>

<sup>1</sup> BC+VSI pode operar no modo Buck caso o ganho do conversor CC-CC seja unitário.

<sup>2</sup> Considerando a complexidade de ajuste do controlador de tensão CC.

Fonte: Adaptada de [60]

Para o ZSI, considerando o método de controle de elevação máxima constante ou o método de controle com injeção da terceira harmônica, os quais levam ao mesmo fator *boost*  $B$ , o qual foi definido pela expressão (4.67), de forma que se pode escrever, de acordo com [59]:

$$\hat{v}_x = M \frac{V_i}{2} = MB \frac{V_0}{2} = \frac{B + 1}{2} \frac{V_0}{\sqrt{3}} \quad (2.91)$$

## 2.8 Dimensionamento da Rede de Impedância $Z$

No VSI o capacitor do barramento CC possui a função de armazenador temporário de energia e elemento de filtro para suprimir ondulações de tensão. No CSI, por sua vez, o indutor possui a função de armazenador temporário de energia e elemento de filtro para suprimir ondulações de corrente. No entanto tal como antecipado, em um ZSI a rede de impedância é a combinação de dois capacitores e dois indutores, sendo que esta combinação possui a função de armazenador temporário de energia e elemento de filtro.

Esta rede de impedância constitui um filtro passa baixas de segunda ordem o qual é mais efetivo na supressão de flutuações de tensão e corrente do que os filtros dos inversores tradicionais, de forma que a rede de impedância  $Z$  é projetada baseando-se em uma especificação de ondulação de tensão nos capacitores ( $\Delta V_{Cz}$ ) e de ondulação da corrente nos indutores ( $\Delta I_{Lz}$ ), ambas em regime permanente.

A Figura 2.31 mostra as tensões e correntes nos capacitores e indutores, em regime permanente, para a rede de impedância  $Z$ , destacando os níveis médios e as ondulações, as quais serão utilizadas nos cálculos dos elementos passivos da rede  $Z$ .

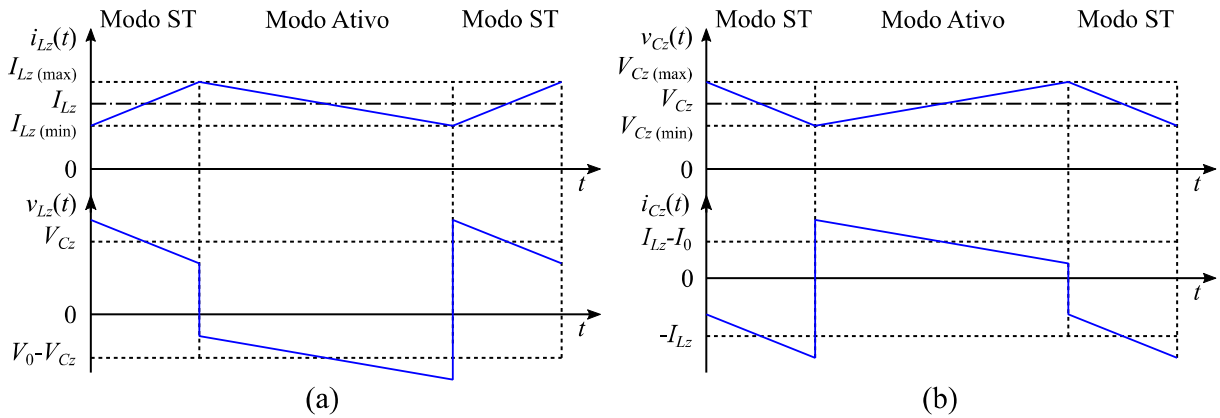
### 2.8.1 Cálculo do Indutor $Z$

No modo de operação ativo a corrente sobre os indutores decai linearmente, sendo a tensão sobre eles igual à diferença entre a tensão de entrada e a tensão no capacitor. Durante o modo ST, os indutores limitam a corrente que cresce linearmente, sendo a tensão sobre eles igual à tensão nos capacitores. A corrente média nos indutores ( $I_{Lz}$ ) pode ser dada em função da potência ativa ( $P$ ), entregue pelo lado CC ao CA e pode ser escrita por:

$$I_{Lz} = \frac{P}{V_0} \quad (2.92)$$

Sendo que o valor mínimo da corrente sobre os indutores ( $I_{Lz(\min)}$ ) ocorrerá no início do intervalo do ST e o máximo ( $I_{Lz(\max)}$ ) ocorrerá no fim deste intervalo, tal como pode ser observado na Figura 2.36(a).

Figura 2.36 – Tensões e correntes na rede de impedância Z (a) indutor, (b) capacitor.



Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando  $\Delta I_{Lz}$  a ondulação da corrente nos indutores da rede Z, pode-se escrever:

$$I_{Lz(\min)} = I_{Lz} - \frac{\Delta I_{Lz}}{2} \quad (2.93)$$

$$I_{Lz(\max)} = I_{Lz} + \frac{\Delta I_{Lz}}{2}$$

Recuperando a expressão (4.15):

$$v_{Lz} = L_z \frac{di_{Lz}}{dt} \Rightarrow V_{Cz} = L_z \frac{\Delta I_{Lz}}{\Delta t} \quad (2.94)$$

Durante o intervalo ST, pode-se escrever  $\Delta t = T_{ST}$ , de forma que a indutância é definida por:

$$L_z = \frac{T_{ST} V_{Cz}}{\Delta I_{Lz}} \quad (2.95)$$

De (2.41) sabe-se que:

$$V_{Cz} = \left( \frac{1 - D_{ST}}{1 - 2D_{ST}} \right) V_0 \quad (2.96)$$

sendo  $D_{ST}$  dada por (2.36), reproduzida aqui por conveniência:

$$D_{ST} = \frac{T_{ST}}{T_{sw}} \quad (2.97)$$

A expressão (2.96) pode ser reescrita como:

$$V_{Cz} = \left( \frac{B + 1}{2} \right) V_0 \quad (2.98)$$

sendo  $B$  proveniente de (2.43), ou seja:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} \quad (2.99)$$

Ainda de (2.43) pode-se escrever o ganho do lado CC como:

$$B = \frac{\hat{v}_i}{V_0} \quad (2.100)$$

### 2.8.2 Cálculo do Capacitor Z

O propósito dos capacitores da rede de impedância  $Z$  é reduzir a ondulação de tensão e manter a tensão sobre eles relativamente constante. Durante o estado ativo os capacitores são carregados a partir da fonte CC de entrada. No estado ST, os capacitores se descarregam, fornecendo energia para carregar os indutores, Figura 2.36(b).

Recuperando a expressão (2.16):

$$C_z \frac{dv_{cz}}{dt} = -i_{Lz} \Rightarrow C_z \frac{\Delta V_{Cz}}{\Delta t} = -I_{Lz} \quad (2.101)$$

Nesta expressão, o sinal negativo indica a descarga do capacitor e, durante o intervalo ST pode-se escrever  $\Delta t = T_{ST}$ , de forma que a capacitância é definida por:

$$C_z = \frac{T_{ST} I_{Lz}}{\Delta V_{Cz}} \quad (2.102)$$

Considerações sobre  $I_{Lz}$  e  $T_{ST}$  foram feitas na seção anterior,  $\Delta V_{Cz}$  é a ondulação de tensão sobre os capacitores da rede  $Z$ .

### 2.8.3 Determinação dos Indutores e Capacitores da Rede de Impedância Z

Os elementos da rede de impedância  $Z$  foram calculados considerando os seguintes dados de entrada: potência, tensão CC de entrada, carga, ondulação da corrente no indutor, ondulação da tensão no capacitor, frequência de chaveamento e ciclo de trabalho do ST, tal como especificado na Tabela 2.6. Estes dados foram utilizados nas expressões (2.92) a (2.102). Os níveis de tensão de entrada e do ganho de tensão, conseqüentemente as tensões dos capacitores da rede  $Z$ , foram escolhidos de forma a mantê-los suficientemente baixos a título de segurança na operação do protótipo experimental.



Tabela 2.6 – Cálculo dos elementos da rede Z.

Parâmetro	Expressão	Símbolo	Unidade	Valor Calculado	Valor Simulado
Potência Ativa Total de Saída	Entrada	$P$	W	100	96,2
Tensão CC de Entrada	Entrada	$V_0$	V	34	34
Carga	Entrada	$R$	$\Omega$	32	32
Ondulação de Corrente no Indutor	Entrada	$\Delta I_{Lz}$	A	0,2	0,21
Ondulação de Tensão no Capacitor	Entrada	$\Delta V_{Cz}$	V	0,7	0,7
Frequência de Chaveamento	Entrada	$f_{sw}$	kHz	9	9
Ciclo de Trabalho do ST	Entrada	$D_{ST}$	-	0,38	0,36
Corrente Média no Indutor	(2.92)	$I_{Lz}$	A	2,94	2,45
Duração do ST	(2.97)	$T_{ST}$	$\mu s$	38	36
Tensão Média no Capacitor	(2.98)	$V_{Cz}$	V	87,7	90,5
Ganho CC	(2.99)	$B$	-	4,16	4,41
Tensão de Pico na Entrada do Inversor	(2.100)	$\hat{v}_i$	V	141,4	150
Índice de Modulação em Amplitude	(2.38)	$M$	-	0,62	0,64
Indutância da Rede Z	(2.95)	$L_z$	mH	16,6	10
Capacitância da Rede Z	(2.102)	$C_z$	$\mu F$	800	825

Fonte: Produção do próprio autor.

## 2.9 Dimensionamento do Filtro de Linha

Em GD, a conexão na rede elétrica de inversores acionados por PWM de alta frequência provocam elevados  $dv/dt$  e  $di/dt$ , em larga faixa do espectro de frequências, injetando desta forma harmônicas de corrente de ordens elevadas na rede elétrica, contribuindo para poluição eletromagnética.

Normas internacionais, tais como IEEE 519-2014 [61] e IEEE P1547-2003 [62], impõem limites à injeção de harmônicas e estabelecem requisitos para qualidade da energia elétrica na conexão de conversores eletrônicos na rede, sendo a solução mais comum e economicamente viável, o uso de filtro passa baixas (FPB) entre o inversor e o ponto de acoplamento comum (PAC), denominados “filtros de linha”, cujas funções são redução das harmônicas de alta frequência e acoplamento de impedância entre o inversor e a rede [63].

A Tabela 2.7 extraída de [62] define os limites de distorção harmônica de corrente permitida para unidades geradoras distribuídas, conectadas à rede, para a faixa de tensão de 120V a 69kV.

O projeto do FPB depende da topologia adotada, podendo ser desde um simples indutor, denominado filtro  $L$ , conectado em série com a saída do inversor, Figura 2.37(a), quanto filtros de maior ordem, tais como  $LC$  e  $LCL$ , Figura 2.37(b) e (c) respectivamente, são comuns nesse tipo de aplicação [64]. Filtros de ordem superior, tal como o LLCL, também são estudados para redução do conteúdo harmônico injetado na rede e para minimização dos componentes passivos [65].

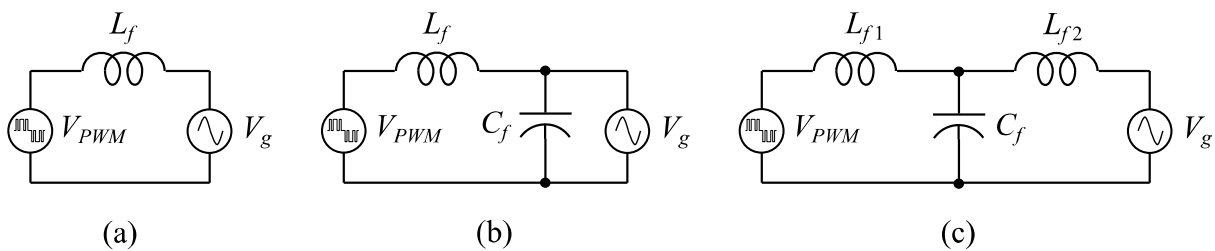
Tabela 2.7 – Limites para distorção da corrente de acordo com a IEEE 1547-2003.

Ordem da Harmônica ( $h$ )	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	THD
%	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	<5

Fonte: Adaptada de [62].

A utilização de filtros  $L$ , além de simples, evita a ressonância deste filtro com a impedância da rede elétrica, a qual também possui característica indutiva, cuja frequência de ressonância é abaixo de poucos quilohertz, na maior parte das aplicações [64]. No entanto, uma grande indutância  $L_f$  é necessária para limitar a injeção de harmônicas de altas frequências proporcionadas pela frequência de chaveamento devido à baixa atenuação do FPB de primeira ordem (-20dB/dec).

Figura 2.37 – Topologias de FPB utilizadas na saída de inversores (esquema por fase), (a) filtro  $L$ , (b) filtro  $LC$  e (c) filtro  $LCL$ .



Fonte: Adaptada de [64].

Outra estratégia para utilização de filtros  $L$  é aumentar a frequência de chaveamento para garantir atenuação suficiente, mas isso acarreta outros inconvenientes, tais como aumento de perdas na ponte inversora e aumento de EMI. Entretanto, a baixa flutuação de corrente devido à elevada indutância proporciona eficiência elevada, semelhante àquelas obtidas em transformadores de 50/60Hz. A desvantagem fica por conta de um indutor caro, de

grande volume e que provoca elevada queda de tensão, limitando essa solução em aplicações de poucos quilowatts [64].

Por outro lado, dependendo da frequência de corte, os filtros  $LC$  e  $LCL$  proporcionam maiores atenuações (-40dB/dec e -60dB/dec, respectivamente), devido à maior ordem, como resultado, custos menores e tamanhos reduzidos podem ser obtidos com estas topologias.

Para obter atenuações maiores, pelo menos um elemento paralelo (*shunt*) deve ser adicionado ao filtro  $L$  [66]. Este elemento deve possuir baixa reatância na frequência de chaveamento e alta impedância na faixa de frequência de operação do conversor, tipicamente um capacitor é utilizado como elemento *shunt*, Figura 2.37(b). A inclusão deste provoca uma frequência de ressonância ( $f_{res}$ ) dada por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.103)$$

Os filtros  $LC$  são adequados a aplicações nas quais a impedância da carga conectada ao filtro é relativamente alta, sendo que o indutor pode ser minimizado para redução de custo, o que obriga o uso de capacitâncias elevadas. Isso acarreta efeitos indesejados, que são alta corrente de carga do capacitor (*inrush current*) e alta corrente reativa sobre o capacitor na frequência fundamental. Some-se a isso o possível problema da ressonância, cuja frequência varia em função da variação indutância da rede [67].

Embora os parâmetros do filtro  $LC$  sejam obtidos facilmente, o efeito da filtragem não é tão eficaz devido à incerteza da impedância da rede elétrica, de forma que o filtro de terceira ordem  $LCL$ , além de possuir melhor atenuação, proporciona melhor desacoplamento com a rede. Sua frequência de ressonância é dada por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} L_{f2} C_f}} \quad (2.104)$$

sendo  $L_{f1}$  a indutância do lado da ponte inversora,  $L_{f2}$  a indutância do lado da conexão com a rede e  $C_f$  a capacitância do FPB.

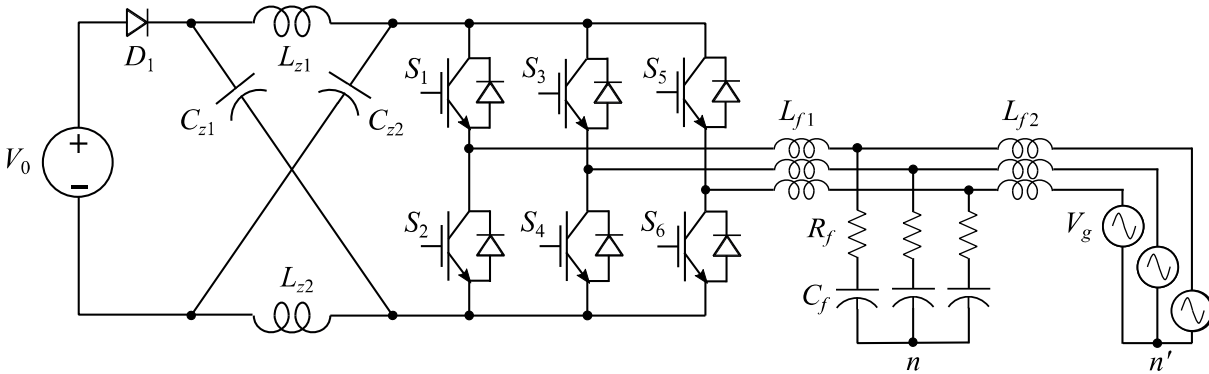
De acordo com [68], se a frequência de ressonância for ajustada na faixa indicada por (2.105), minimiza-se o efeito da ressonância tanto na parte baixa quanto na parte alta do espectro de harmônicas.

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (2.105)$$

sendo  $f_g$  a frequência fundamental da rede elétrica e  $f_{sw}$  a frequência de chaveamento do PWM.

Se a frequência de ressonância coincidir com alguma frequência harmônica ocorrerá um aumento súbito na amplitude desta harmônica, podendo causar mal funcionamento na malha de controle de corrente. Para evitar este problema, é necessário reduzir a amplificação das correntes de alta frequência a níveis aceitáveis, isto é, de forma que as oscilações resultantes sejam amortecidas. As técnicas de amortecimento listadas na literatura se dividem em duas categorias [69]: (1) amortecimento passivo e (2) amortecimento ativo<sup>2</sup>. Os métodos passivos consistem na introdução de elementos resistivos em série com os indutores ou com os capacitores, como ilustrado na Figura 2.38, sendo  $R_f$  a resistência de amortecimento.

Figura 2.38 – ZSI com filtro LCL no lado CA.



Fonte: Adaptada de [69].

O valor do indutor  $L_{f1}$  pode ser aproximado, assumindo que a queda de tensão neste seja menor ou igual a 5% da tensão nominal da rede [63] e [68], por:

$$V_{L_{f1}} = L_{f1} \frac{\Delta i_g}{\Delta t} = L_{f1} \frac{\Delta i_g}{D_a T_{SW}} = L_{f1} \frac{\Delta i_g f_{SW}}{D_a} \quad (2.106)$$

sendo  $\Delta i_g$  a máxima ondulação da corrente injetada na rede, desta forma pode-se escrever:

$$L_{f1} \leq 0,05 \frac{V_g D_a}{\Delta i_g f_{SW}} \quad (2.107)$$

O valor do indutor  $L_{f2}$  pode ser determinado como um submúltiplo de  $L_{f1}$ , na faixa de  $5 < X_{L_{f1}}/X_{L_{f2}} < 10$ , de forma que a ondulação da corrente injetada na rede seja baixa [63], na prática, tipicamente é considerada na faixa de 20% a 30% [70]. A expressão a seguir permite calcular o valor aproximado do indutor  $L_{f2}$ :

$$\frac{1}{10} L_{f1} \leq L_{f2} \leq \frac{1}{5} L_{f1} \quad (2.108)$$

<sup>2</sup> O amortecimento ativo não será discutido neste trabalho.

O valor do capacitor  $C_f$  deve ser selecionado para se obter atenuação das harmônicas de alta frequência, próximo da frequência de chaveamento, produzindo baixa reatância na frequência da rede. O capacitor deve absorver pouca potência reativa da rede, para evitar o aumento da corrente nos indutores, sendo a potência reativa no capacitor ( $Q_{Cf}$ ) calculada por:

$$Q_{Cf} = \frac{V^2}{X_C} = 2\pi f_g C_f V_{gl}^2 \quad (2.109)$$

sendo  $X_C$  a reatância capacitiva e  $V_{gl}$  a tensão eficaz de linha da rede elétrica, respectivamente.

Para manter  $Q_{Cf}$  suficientemente baixo, quando comparado com a potência ativa  $P_g$  injetada na rede pelo inversor, de acordo com [63],  $Q_{Cf}$  pode ser selecionada na faixa:

$$15\% P_g \leq Q_{Cf} \leq 25\% P_g \quad (2.110)$$

O valor do resistor de amortecimento  $R_f$  deve ser um terço da reatância capacitiva na frequência de ressonância [71], sendo:

$$R_f = \frac{X_C}{3} = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (2.111)$$

Este valor é especificado para conexão trifásica em estrela do filtro. Caso a conexão do filtro seja em delta deve-se corrigir o valor do resistor para  $R_{f(\Delta)} = 3R_f$  [71].

De acordo com [69] o fator de amortecimento ( $\zeta_f$ ) do filtro  $LCL$  é dado por (2.112), sendo seu ajuste feito por  $R_f$ , uma vez que  $L_f$  e  $C_f$  definem a frequência de corte do FPB.

$$\zeta_f = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_{eq}}} \quad (2.112)$$

Na expressão (4.112) as resistências série dos elementos passivos são desprezadas, uma vez que  $R_f$  é muito maior que estas e a indutância equivalente é determinada pelo paralelo de  $L_{f1}$  e  $L_{f2}$ , ou seja:

$$L_{eq} = \frac{L_{f1} L_{f2}}{L_{f1} + L_{f2}} \quad (2.113)$$

A partir das considerações acima e de premissas de entrada do projeto, foi calculado o filtro de linha que será utilizado no protótipo experimental. Os resultados estão apresentados na Tabela 2.8.

## 2.10 Considerações Finais

Este capítulo introduziu através de uma breve revisão bibliográfica o tema central de estudo, os conversores fonte de impedância, particularmente o inversor fonte de impedância, suas principais variantes topológicas e técnicas de controle, sendo que muitas das referências citadas neste capítulo serão utilizadas ao longo deste trabalho, bem como introduz o assunto relativo ao ajuste do barramento CC em função da demanda do lado CA.

Tabela 2.8 – Cálculo dos elementos do filtro de linha.

Parâmetro	Expressão	Símbolo	Unidade	Valor
Frequência de Chaveamento	Entrada	$f_{sw}$	kHz	9
Frequência da Rede Elétrica	Entrada	$f_g$	Hz	60
Potência Ativa Média na Saída	Entrada	$P$	W	116
Tensão Eficaz da Rede Elétrica	Entrada	$V_g$	V	220
Ondulação da Corrente de Saída	Entrada	$\Delta i_g$	A	0,12
Ciclo de Trabalho do ST	Entrada	$D_{ST}$	-	0,38
Ciclo de Trabalho do Estado Ativo	(2.37)	$D_a$	-	0,62
Indutor do Filtro <i>LCL</i> do Lado do Inversor	(2.107)	$L_{f1}$	mH	1,48
Indutor do Filtro <i>LCL</i> do Lado da Rede	(2.108)	$L_{f2}$	mH	0,20
Potência Reativa no Capacitor	(2.110)	$Q_{cf}$	Var	23
Capacitor do Filtro <i>LCL</i>	(2.109)	$C_f$	$\mu$ F	18,2
Frequência de Ressonância	(2.104)	$f_{res}$	kHz	2,77
Resistência de Amortecimento	(2.111)	$R_f$	$\Omega$	1,00

Fonte: Produção do próprio autor.

Na sequência, foi abordado o princípio de operação do conversor ZSI, destacando sua principal e particular característica que é a inserção do estado de condução cruzada na ponte inversora.

Foram apresentados e comparados os métodos de elevação de tensão para operação no modo elevador de tensão (*boost*), identificando os métodos que fornecem o maior ganho para as mesmas condições de entrada. Outro aspecto abordado diz respeito à comparação entre os conversores VSI e ZSI.

Este capítulo também considerou o cálculo analítico da rede de impedância  $Z$ , o dimensionamento dos elementos  $L_z$  e  $C_z$ , bem como o cálculo do filtro de linha que acopla o

inversor à rede, com considerações práticas usualmente encontradas na literatura para o dimensionamento dos elementos  $L_f$ ,  $C_f$  e  $R_f$ .

As funções de transferências e as respostas em frequência destes filtros serão abordadas posteriormente.





### 3. Modelo em Espaço de Estado do ZSI

Neste capítulo serão apresentados os modelos matemáticos em espaço de estado tanto para o filtro  $Z$  no lado CC, quanto para o filtro  $LCL$  no lado CA, bem como serão definidas as funções de transferência da planta.

#### 3.1 Introdução

A descrição de sistemas dinâmicos por espaço de estado é um dos pilares da teoria de controle moderno e tem sido utilizada para descrever o comportamento de conversores chaveados, tal como proposto por Middlebrook e Čuk nos anos 70 [72], permitindo que se obtenham suas características dinâmicas e estáticas por meio de uma representação matricial compacta. Neste método duas técnicas são utilizadas, sendo a modelagem média e a linearização de pequenos sinais em torno do ponto médio (quiescente) de operação [73].

A descrição em espaço de estado é uma forma canônica de escrever as equações diferenciais que representam o sistema dinâmico, tipicamente na forma indicada abaixo [72] e [73]:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{dx}{dt} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}x + \mathbf{E}u \end{cases} \quad (3.1)$$

sendo a primeira a equação dos estados, a segunda a equação das saídas,  $\mathbf{x}$  é o vetor de estados,  $\mathbf{u}$  o vetor das entradas,  $\mathbf{y}$  o vetor de saída,  $\mathbf{A}$  é a matriz transmissão dos estados,  $\mathbf{B}$  a matriz de entrada associada às variáveis que alteram as condições de energia do sistema,  $\mathbf{C}$  a matriz de saída, constituída por variáveis associadas aos sensores, ou seja, variáveis medidas e  $\mathbf{E}$  é a matriz de alimentação direta. Os estados são associados às variáveis armazenadoras de energia na planta, neste caso, as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, sendo  $\mathbf{K}$  a matriz que reúne os valores destes elementos. Em um sistema linear invariante no tempo, os elementos das matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{E}$  são constantes.

O comportamento não linear do lado CC do ZSI, uma vez que ele atua como um conversor CC-CC impossibilita a obtenção da função de transferência de um determinado sinal de saída em função do ciclo de trabalho médio, aplicado às chaves semicondutoras da ponte inversora. Por este motivo, o ZSI será analisado a partir da técnica de espaço de estados para grandes sinais (valor médio) e pela técnica de pequenos sinais, para obter as funções de transferência necessárias às análises no Capítulo 4. Vale ressaltar que as funções de

transferências obtidas por esta técnica são válidas apenas nas proximidades do ponto médio de operação, em torno do qual foi feita a linearização.

A técnica de pequenos sinais é implementada pela inserção de uma pequena perturbação CA em torno do ponto médio de operação, de tal forma que, nesta tese, as variáveis de estado serão representadas como:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \quad (3.2)$$

sendo a letra maiúscula o valor médio (ou quiescente) e a letra minúscula com o sinal “~”, a perturbação, tal como já definido. Deve-se assumir que a perturbação é muito menor que o valor médio.

O Capítulo 2 antecipou que o ZSI será modelado a partir de dois subintervalos: (1) condução cruzada e, (2) ativo, sendo o estado nulo incorporado ao ativo. Desta forma, durante o primeiro subintervalo, quando as chaves da ponte inversora estão curto-circuitadas, o ZSI se reduz a um circuito linear, descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{E}_1 \mathbf{u} \end{cases} \quad (3.3)$$

Durante o segundo subintervalo, quando o ZSI está operando como um VSI, o ZSI se reduz a um segundo circuito linear, descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \cdot \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{E}_2 \mathbf{u} \end{cases} \quad (3.4)$$

Durante estes dois subintervalos os elementos do circuito são conectados de forma diferente, portanto, as respectivas equações de estado  $\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{C}_1$ ,  $\mathbf{E}_1$  e  $\mathbf{A}_2$ ,  $\mathbf{B}_2$ ,  $\mathbf{C}_2$ ,  $\mathbf{E}_2$  também são diferentes.

Ponderando no tempo as matrizes de estado de (3.3) e (3.4), determina-se o modelo médio para grandes sinais, de tal forma que as matrizes de (3.1) podem ser reescritas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 d_{ST} + \mathbf{A}_2 (1 - d_{ST}) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 d_{ST} + \mathbf{B}_2 (1 - d_{ST}) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 d_{ST} + \mathbf{C}_2 (1 - d_{ST}) \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 d_{ST} + \mathbf{E}_2 (1 - d_{ST}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

De acordo com a notação de (3.2), insere-se as perturbações CA nos vetores de estado, saída, excitação e no ciclo de trabalho:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{u} &= \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}} \\ d_{ST} &= D_{ST} + \tilde{d}_{ST} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Reescrevendo (3.1) por meio de (3.5) e (3.6) e separando o ponto de operação quiescente do modelo CA linearizado, após alguma manipulação algébrica, se obtêm as equações matriciais a seguir e lembrando que  $d\mathbf{X}/dt = 0$ , então o ponto quiescente é representado matricialmente por:

$$\begin{cases} \mathbf{0} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U} \end{cases} \quad (3.7)$$

ou por:

$$\begin{cases} \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U} \end{cases} \quad (3.8)$$

sendo:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D_{ST} + \mathbf{A}_2 (1 - D_{ST}) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D_{ST} + \mathbf{B}_2 (1 - D_{ST}) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 D_{ST} + \mathbf{C}_2 (1 - D_{ST}) \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D_{ST} + \mathbf{E}_2 (1 - D_{ST}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Lembrando-se da expressão (2.37), ou seja,  $D_a = 1 - D_{ST}$  e de (2.38), que define  $D_a = M$ , o modelo CA linearizado será de acordo com [73]:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\}\tilde{d}_{ST} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{u}} + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\}\tilde{d}_{ST} \end{cases} \quad (3.10)$$

sendo as quantidades  $\tilde{\mathbf{x}}$ ,  $\tilde{\mathbf{u}}$ ,  $\tilde{\mathbf{y}}$  e  $\tilde{d}_{ST}$  as variações CA de baixo sinal (perturbações) em torno do ponto de equilíbrio.

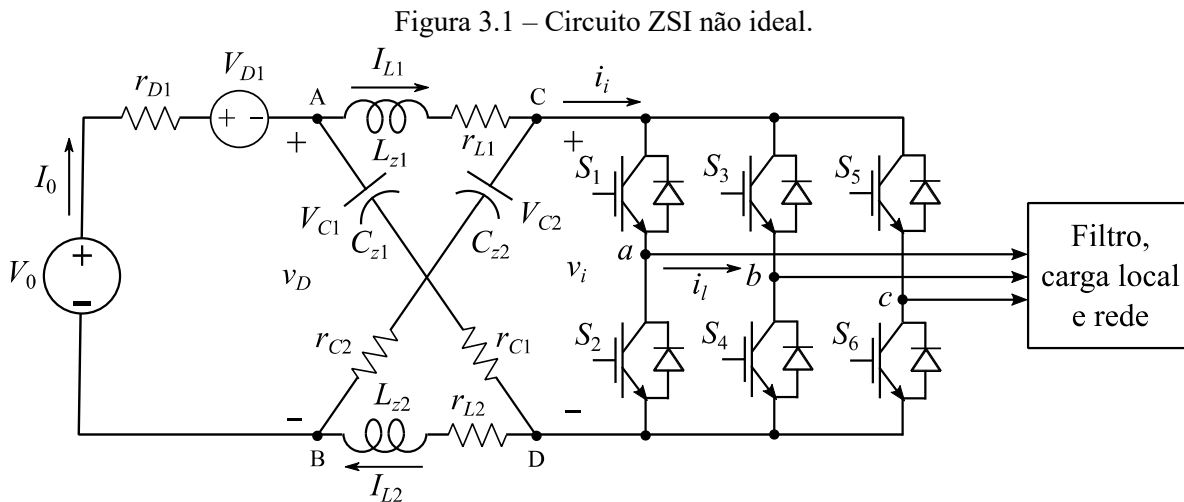
Para obter (3.10) os termos não lineares de segunda ordem,  $\tilde{\mathbf{x}}\tilde{d}_{ST}$  e  $\tilde{\mathbf{u}}\tilde{d}_{ST}$ , foram desprezados, uma vez que são muito menores quando comparados com os termos de primeira ordem, pois considera-se que a norma dos vetores atendam as seguintes condições:  $\|\mathbf{X}\| \gg \|\tilde{\mathbf{x}}\|$ ,  $\|\mathbf{Y}\| \gg \|\tilde{\mathbf{y}}\|$ ,  $\|\mathbf{U}\| \gg \|\tilde{\mathbf{u}}\|$  e  $|D| \gg |\tilde{d}|$ , sendo que  $\|\mathbf{x}\|$  denota a norma do vetor  $\mathbf{x}$ .

Conversores ZSI conectados na rede através de filtros de linha resultam em funções de transferência de ordem elevada, dado o número de elementos armazenadores de energia. Por essa razão, a estratégia usual é analisá-lo como dois subsistemas: (1) a rede de impedâncias Z e, (2) o VSI com filtro de linha [74].

É importante observar que as funções de transferências que serão obtidas a partir desta técnica de modelamento representarão apenas variações locais, em torno do ponto médio de operação, não sendo possível prever o comportamento global do circuito [73].

### 3.2 Modelo em Espaço de Estado para o Lado CC do ZSI

O lado CC da Figura 3.1 será modelado em espaço de estado conforme descrito a seguir, sendo as variáveis de estado as correntes nos indutores e as tensões sobre os capacitores da rede Z.



Fonte: Produção do próprio autor.

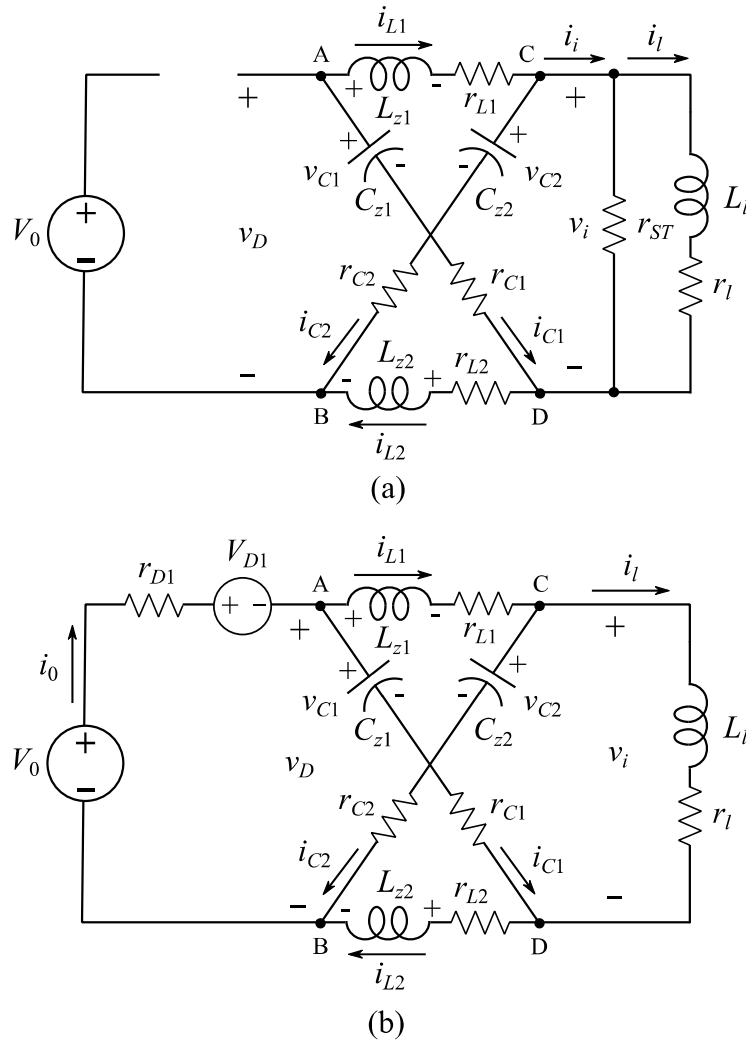
Para escrever as equações dinâmicas que descrevem o comportamento do lado CC, a rede de impedância  $Z$  real (com perdas) foi redesenhada na Figura 3.2, considerando os estados ST e ativo. O diodo  $D_1$  foi representado por uma resistência série equivalente  $r_{D1}$  e uma queda de tensão direta  $V_{D1}$ , as perdas nos indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$  por  $r_{L1}$  e  $r_{L2}$  respectivamente e as resistências séries equivalentes dos capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$  por  $r_{C1}$  e  $r_{C2}$  respectivamente.

No estado ST, Figura 3.2(a), a ponte inversora foi modelada simplesmente por uma resistência equivalente  $r_{ST}$ , que depende de como o curto-circuito é aplicado na ponte, podendo assumir os seguintes valores:  $2r_{SW}$ ,  $r_{SW}$  ou  $2r_{SW}/3$ , dependendo se o ST é aplicado em uma perna da ponte, em duas ou em três, respectivamente, tal como antecipado na Tabela 2.2, sendo  $r_{SW}$  a resistência de condução para uma chave semicondutora da ponte inversora.

No estado ativo, Figura 3.2(b), o inversor entrega potência para a carga CA, representada por uma impedância  $Z_l = r_l + j\omega L_l$  que, de acordo com [26], simplifica o circuito do lado CA por uma carga RL conectada no lado CC, sendo  $r_l$  determinado pelo princípio de balanço de potência entre os lados CC e CA.

Desprezando a perda de potência na ponte inversora pode-se escrever que  $P_{CC} = P_{CA}$ , sendo  $P_{CC}$  a potência na entrada da ponte inversora e  $P_{CA}$  a potência na sua saída.

Figura 3.2 – Modelo do ZSI com perdas, lado CC, (a) sub circuito estado ST, (b) sub circuito estado ativo.



Fonte: Produção do próprio autor.

Escrevendo convenientemente  $P_{CC}$  tal como:

$$P_{CC} = V_i I_i = \frac{V_i^2}{r_l} \quad (3.11)$$

sendo  $V_i$  e  $I_i$  a tensão média e a corrente média na entrada da ponte inversora do ZSI, respectivamente.

A potência total que o inversor entrega ao lado CA pode ser escrita por:

$$P_{CA} = 3V_x I_x \cos\varphi = 3 \frac{V_x^2}{|Z_{FPB}|} \cos\varphi \quad (3.12)$$

sendo  $V_x$  e  $I_x$  os valores eficazes da tensão e corrente de fase na saída do inversor, respectivamente,  $x = a, b, c$ ,  $\varphi$  o ângulo do fator de potência da carga do inversor e  $Z_{FPB}$  a impedância equivalente do filtro do lado CA. Escrevendo  $V_x = \hat{v}_x/\sqrt{2}$  e recuperando a expressão (2.1), reescreve-se a expressão anterior como  $V_x = MV_i/(2\sqrt{2})$ , substituindo em (3.12) se obtêm:

$$P_{CA} = \frac{3}{8} M^2 \frac{V_i^2}{|Z_{FPB}|} \cos\varphi \quad (3.13)$$

Igualando o lado direito de (3.11) com (3.13) e considerando que no limite  $M = 1$ , se obtêm:

$$r_l = \frac{8|Z_{FPB}|}{3\cos\varphi} \quad (3.14)$$

Ainda de acordo com [36], a indutância  $L_l$  pode ser determinada fazendo com que a constante de tempo da impedância  $Z_l$  seja a mesma da impedância equivalente do filtro CA, tal como na expressão abaixo:

$$\frac{L_l}{r_l} = \frac{L_{FPB}}{r_{FPB}} \quad (3.15)$$

### 3.2.1 Subintervalo Condução Cruzada

Neste subintervalo é aplicado o curto-circuito na ponte inversora, representado pela resistência  $r_{ST}$ , tal como na Figura 3.2(a). Durante este subintervalo o diodo  $D_1$  está cortado, pois se considera que o ZSI opera como um conversor elevador de tensão e que a tensão nos capacitores é maior que a tensão de entrada  $V_0$ . Neste subintervalo o ciclo de trabalho é  $D_{ST}$ .

Escrevendo a lei de Kirchhoff para tensões (LKT) para as malhas do circuito da Figura 3.2(a), se obtêm:

$$v_{L1} = v_{rC1} + v_{C1} - v_{rL1} - v_i \quad (3.16)$$

$$v_{L2} = v_{rC2} + v_{C2} - v_{rL2} - v_i \quad (3.17)$$

sendo  $v_{L1}$  e  $v_{L2}$  as tensões instantâneas sobre os indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$  respectivamente,  $v_{rL1}$  e  $v_{rL2}$  as tensões instantâneas sobre as resistências série dos indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$ ,  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  as tensões instantâneas sobre os capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$  e  $v_{rC1}$  e  $v_{rC2}$  as tensões instantâneas sobre as resistências série dos capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$  respectivamente.

Escrevendo a lei de Kirchhoff para as correntes (LKC) para os nós A e B do circuito da Figura 3.2(a), se obtêm:

$$i_{C1} = -i_{L1} \quad (3.18)$$

$$i_{C2} = -i_{L2} \quad (3.19)$$

sendo  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  as correntes instantâneas através dos indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$  e  $i_{C1}$  e  $i_{C2}$  as correntes instantâneas através dos capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$ , respectivamente.

Escrevendo a LKC para os nós C e D do circuito da Figura 3.2(a), se obtêm:

$$i_{L1} = i_{C2} + i_i \quad (3.20)$$

$$i_{L2} = i_{C1} + i_i \quad (3.21)$$

Substituindo (3.18) em (3.21) e (3.19) em (3.20), se obtêm de forma idêntica:

$$i_i = i_{L1} + i_{L2} \quad (3.22)$$

Ainda da Figura 3.2(a), pode-se escrever a tensão instantânea sobre a ponte inversora durante o curto-circuito (ST):

$$v_i = r_{ST} i_i \quad (3.23)$$

Como  $r_{ST} \ll |Z_l|$  desprezou-se a corrente sobre  $Z_l$ . Reescrevendo (3.16) a (3.19) e (3.22) como equações diferenciais, se obtêm:

$$L_{z1} \frac{di_{L1}}{dt} = -(r_{L1} + r_{C1} + r_{ST})i_{L1} - r_{ST}i_{L2} + v_{C1} \quad (3.24)$$

$$L_{z2} \frac{di_{L2}}{dt} = -r_{ST}i_{L1} - (r_{L2} + r_{C2} + r_{ST})i_{L2} + v_{C2} \quad (3.25)$$

$$C_{z1} \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1} \quad (3.26)$$

$$C_{z2} \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L2} \quad (3.27)$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = r_{ST}i_{L1} + r_{ST}i_{L2} - r_l i_l \quad (3.28)$$

As equações (3.24) a (3.28) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.3), de tal forma que  $\mathbf{K}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u}$  pode ser escrita como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1}+r_{ST})}{L_{z1}} & -\frac{r_{ST}}{L_{z1}} & \frac{1}{L_{z1}} & 0 & 0 \\ -\frac{r_{ST}}{L_{z2}} & -\frac{(r_{L2}+r_{C2}+r_{ST})}{L_{z2}} & 0 & \frac{1}{L_{z2}} & 0 \\ -\frac{1}{C_{z1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{z2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{r_{ST}}{L_l} & \frac{r_{ST}}{L_l} & 0 & 0 & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_0 - v_{D1}] \quad (3.29)$$

Da mesma forma, de acordo com a segunda expressão de (3.3), o vetor de saída  $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{E}_1\mathbf{u}$  pode ser expresso por:

$$[v_i] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ r_{ST}][i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2} \ i_l]^T + [0][v_0 - v_{D1}] \quad (3.30)$$

### 3.2.2 Subintervalo Ativo

Neste subintervalo é removido o curto-circuito na ponte inversora, tal como na Figura 3.2(b). Durante este subintervalo o diodo  $D_1$  está conduzindo, ocorrendo a transferência de potência do lado CC para o lado CA. Deve-se observar que o ciclo de trabalho de  $D_1$  coincide com o do subintervalo ativo, portanto igual à  $D_a$ .

Escrevendo a LKT para as malhas do circuito da Figura 3.2(b), se obtêm:

$$v_{L1} = v_0 - v_{rD1} - v_{D1} - v_{rL1} - v_{rC2} - v_{C2} \quad (3.31)$$

$$v_{L2} = v_0 - v_{rD1} - v_{D1} - v_{rL2} - v_{rC1} - v_{C1} \quad (3.32)$$

sendo  $v_{rD1}$  a queda de tensão instantânea sobre a resistência equivalente do diodo  $D_1$ , dada por:

$$v_{rD1} = r_{D1}i_0 \quad (3.33)$$

sendo  $i_0$  a corrente instantânea da fonte CC de entrada, obtida escrevendo-se a LKC para o nó A da Figura 3.2(b):

$$i_0 = i_{L1} + i_{C1} \quad (3.34)$$

Escrevendo a LKC para os nós C e D do circuito da Figura 3.2(b), sendo  $i_i = i_l$ , se obtêm:

$$i_{C1} = i_{L2} - i_l \quad (3.35)$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_l \quad (3.36)$$

Reescrevendo (3.31), (3.32), (3.35) e (3.36) como equações diferenciais e substituindo (3.33) e (3.34), se obtêm:

$$L_{z1} \frac{di_{L1}}{dt} = -(r_{L1} + r_{C2} + r_{D1})i_{L1} - r_{D1}i_{L2} + (r_{C2} + r_{D1})i_l + v_0 - v_{D1} - v_{C2} \quad (3.37)$$

$$L_{z2} \frac{di_{L2}}{dt} = -r_{D1}i_{L1} - (r_{L2} + r_{C1} + r_{D1})i_{L2} + (r_{C1} + r_{D1})i_l + v_0 - v_{D1} - v_{C1} \quad (3.38)$$

$$C_{z1} \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L2} - i_l \quad (3.39)$$

$$C_{z2} \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L1} - i_l \quad (3.40)$$

Ainda na Figura 3.2(b), pode-se escrever a tensão instantânea do elo CC após a rede de impedância  $Z$ ,  $v_i = v_{r_l} + v_{L_l}$ , que será aplicada na carga via modulação da ponte inversora:

$$v_{Ll} = -v_0 + v_{rD1} + v_{D1} + v_{rC1} + v_{C1} + v_{rC2} + v_{C2} - v_{r_l} \quad (3.41)$$

Reescrevendo (3.41) se obtêm:



$$L_l \frac{di_l}{dt} = (r_{C2} + r_{D1})i_{L1} + (r_{C1} + r_{D1})i_{L2} + v_{C1} + v_{C2} - (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + r_l)i_l - (v_0 - v_{D1}) \quad (3.42)$$

As equações (3.37) a (3.40) e (3.42) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.4), de tal forma que  $\mathbf{K}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$  pode ser escrita como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1} + r_{C2} + r_{D1})}{L_{z1}} & -\frac{r_{D1}}{L_{z1}} & 0 & -\frac{1}{L_{z1}} & 0 \\ -\frac{r_{D1}}{L_{z2}} & -\frac{(r_{L2} + r_{C1} + r_{D1})}{L_{z2}} & -\frac{1}{L_{z2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{z1}} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{z1}} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ \frac{(r_{C2} + r_{D1})}{L_l} & \frac{(r_{C1} + r_{D1})}{L_l} & \frac{1}{L_l} & \frac{1}{L_l} & -\frac{(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + r_l)}{L_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{z1}} & \frac{1}{L_{z2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_l} \end{bmatrix}^T [v_0 - v_{D1}] \quad (3.43)$$

A expressão (3.41) pode ser reescrita em função da tensão instantânea sobre a ponte inversora:

$$v_i = -v_0 + v_{rD1} + v_{D1} + v_{rC1} + v_{C1} + v_{rC2} + v_{C2} \quad (3.44)$$

Manipulando algebricamente esta expressão em função de (3.34), (3.35) e (3.36), se obtêm:

$$v_i = (r_{C2} + r_{D1})i_{L1} + (r_{C1} + r_{D1})i_{L2} + v_{C1} + v_{C2} - (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1})i_l - (v_0 - v_{D1}) \quad (3.45)$$

De forma que, de acordo com a segunda expressão de (3.4), o vetor de saída  $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{E}_2\mathbf{u}$  pode ser expresso por:

$$[v_i] = [(r_{C2} + r_{D1}) \quad (r_{C1} + r_{D1}) \quad 1 \quad 1 \quad -(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1})] \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_l \end{bmatrix} + [-1][v_0 - v_{D1}] \quad (3.46)$$

### 3.2.3 Análise do Valor Médio para Rede de Impedância Z Não Ideal

O comportamento médio da rede de impedância Z pode ser determinado ponderando as equações que descrevem o subintervalo de condução cruzada e o subintervalo ativo pelos respectivos ciclos de trabalho tal como antecipado em (3.9), de forma que as matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{E}$  podem ser escritas como  $\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D_{ST} + \mathbf{A}_2 D_a$ ,  $D_a$  foi definido por (2.37), sendo a matriz  $\mathbf{A}$  expressa por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{[(r_{L1} + r_{C2} + r_{D1})D_a + (r_{L1} + r_{C1} + r_{ST})D_{ST}]}{L_{z1}} & -\frac{(r_{D1}D_a + r_{ST}D_{ST})}{L_{z1}} \\ -\frac{(r_{D1}D_a + r_{ST}D_{ST})}{L_{z2}} & -\frac{[(r_{L2} + r_{C1} + r_{D1})D_a + (r_{L2} + r_{C2} + r_{ST})D_{ST}]}{L_{z2}} \\ -\frac{D_{ST}}{C_{z1}} & \frac{D_a}{C_{z1}} \\ \frac{D_a}{C_{z2}} & -\frac{D_{ST}}{C_{z2}} \\ \frac{(r_{C2} + r_{D1})D_a + r_{ST}D_{ST}}{L_l} & \frac{(r_{C1} + r_{D1})D_a + r_{ST}D_{ST}}{L_l} \\ \frac{D_{ST}}{L_{z1}} & -\frac{D_a}{L_{z1}} & 0 \\ -\frac{D_a}{L_{z2}} & \frac{D_{ST}}{L_{z2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_a}{C_{z1}} \\ 0 & 0 & -\frac{D_a}{C_{z2}} \\ \frac{D_a}{L_l} & \frac{D_a}{L_l} & -\frac{[(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + r_l)D_a + r_l D_{ST}]}{L_l} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

De forma análoga, a matriz  $\mathbf{B}$  também é ponderada pelos ciclos de trabalho, tal que:

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D_{ST} + \mathbf{B}_2 D_a = [D_a/L_{z1} \quad D_a/L_{z2} \quad 0 \quad 0 \quad -D_a/L_l]^T \quad (3.48)$$

A partir das definições anteriores pode-se escrever  $\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}$ , sendo  $\mathbf{A}^{-1}$  a matriz inversa de  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{U}$  definida abaixo:

$$\mathbf{U} = [(V_0 - V_{D1})] \quad (3.49)$$

$$\mathbf{X} = [I_{L1} \quad I_{L2} \quad V_{C1} \quad V_{C2} \quad I_l]^T \quad (3.50)$$

O Apêndice B.1 apresenta as expressões dos elementos do vetor  $\mathbf{X}$ .

O vetor de saída  $\mathbf{Y}$  pode ser escrito como segue:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 D_{ST} + \mathbf{C}_2 D_a = \\ &= [(r_{C2} + r_{D1})D_a \quad (r_{C1} + r_{D1})D_a \quad D_a \quad D_a \quad -(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1})D_a + r_{ST}D_{ST}] \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 D_{ST} + \mathbf{E}_2 D_a = [-D_a] \quad (3.52)$$

A partir das definições anteriores pode-se escrever o vetor de saída  $\mathbf{Y} = [V_i] = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}$ , cujo desenvolvimento está apresentado no Apêndice C.1, sendo  $V_i$  o valor médio da tensão na entrada da ponte inversora. A Tabela 3.1 reúne os valores dos elementos utilizados no protótipo experimental, o qual considera a rede  $Z$  simétrica, com suas respectivas resistências série  $r_{L1} = r_{L2} = r_{Lz}$  e  $r_{C1} = r_{C2} = r_{Cz}$ .

A partir dos valores da Tabela 3.1 é possível estabelecer os valores médios para os elementos das matrizes e vetores.

$$\mathbf{X} = [I_{L1} \quad I_{L2} \quad V_{C1} \quad V_{C2} \quad I_l]^T = [2,91 \quad 2,91 \quad 85,05 \quad 85,05 \quad 1,13]^T \quad (3.53)$$

Sendo  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $I_i$  a corrente média no indutor  $L_{z1}$ , a corrente média no indutor  $L_{z2}$ , a tensão média no capacitor  $C_{z1}$ , a tensão média no capacitor  $C_{z2}$  e a corrente média na entrada da ponte inversora, respectivamente.

Como a rede  $Z$  é simétrica, os valores são coincidentes, ou seja,  $I_{L1} = I_{L2}$  e  $V_{C1} = V_{C2}$ . A tensão média na entrada da ponte inversora é aproximadamente igual à tensão média nos capacitores e definida pelo vetor de saída, tal que:

$$\mathbf{Y} = [V_i] = 84,66V \quad (3.54)$$

Para o caso no qual todas as perdas e a queda de tensão sobre  $D_1$  são desconsideradas, tal como na análise ideal, a equação matricial  $\mathbf{0} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU}$  assume o formato:

$$\mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_{ST}}{L_{z1}} & -\frac{D_a}{L_{z1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_a}{L_{z2}} & \frac{D_{ST}}{L_{z2}} & 0 \\ -\frac{D_{ST}}{C_{z1}} & \frac{D_a}{C_{z1}} & 0 & 0 & -\frac{D_a}{C_{z1}} \\ \frac{D_a}{C_{z2}} & -\frac{D_{ST}}{C_{z2}} & 0 & 0 & -\frac{D_a}{C_{z2}} \\ 0 & 0 & \frac{D_a}{L_l} & \frac{D_a}{L_l} & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_{z1}} \\ \frac{D_a}{L_{z2}} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{D_a}{L_l} \end{bmatrix} V_0 \quad (3.55)$$

Tabela 3.1 – Definição dos elementos do lado CC.

Elemento	Ver Nota	Símbolo	Unidade	Valor
Indutor Z	-	$L_z$	mH	10
Resistência série do indutor Z	-	$r_{Lz}$	m $\Omega$	128
Capacitor Z	1	$C_z$	$\mu$ F	825
Resistência série do capacitor Z	1	$r_{Cz}$	m $\Omega$	0,3
Resistência de condução da chave	2	$r_{sw}$	m $\Omega$	10,5
Resistência equivalente do ST	3	$r_{ST}$	m $\Omega$	7,0
Resistência série equivalente do diodo	2	$r_{D1}$	m $\Omega$	8,0
Queda de tensão direta no diodo	2	$V_{D1}$	V	0,9
Tensão CC de entrada	-	$V_0$	V	34,5
Ciclo de trabalho do ST	-	$D_{ST}$	-	0,38
Ciclo de trabalho do estado ativo	-	$D_a$	-	0,62

Notas:

- 1) Resistência equivalente de três capacitores AVX em paralelo, código FFVI6J2756K.
- 2) Resistência de condução do módulo Semikron, código SKM100GB063D.
- 3) Três pernas da ponte inversora em curto-circuito.

Fonte: Produção do próprio autor.

Cujos resultados simplificados corroboram com aqueles comumente declarados na literatura, tal como em [75] e [76], ou seja:

$$I_{Lz} = \frac{1 - D_{ST}}{1 - 2D_{ST}} I_i \quad (3.56)$$

$$V_{Cz} = \frac{1 - D_{ST}}{1 - 2D_{ST}} V_0 \quad (3.57)$$

Para obter (3.56) e (3.57) deve-se lembrar da expressão (2.37), ou seja,  $D_a = 1 - D_{ST}$ , sendo a expressão (3.57) antecipada em (2.41).

Neste contexto, a expressão do vetor de saída  $\mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{EU}$  pode ser reescrita como:

$$\mathbf{Y} = [V_i] = [0 \ 0 \ D_a \ D_a \ 0][I_{L1} \ I_{L2} \ V_{C1} \ V_{C2} \ I_l]^T + [-D_a]V_0 \quad (3.58)$$

então:

$$V_i = (V_{C1} + V_{C2} - V_0)(1 - D_{ST}) \quad (3.59)$$

Resolvendo (3.55) e (3.58) para  $V_0$  e  $D_a$ , se obtêm:

$$\mathbf{X} = [I_{L1} \ I_{L2} \ V_{C1} \ V_{C2} \ I_l]^T = [3,07 \ 3,07 \ 89,12 \ 89,12 \ 1,18]^T \quad (3.60)$$

$$\mathbf{Y} = V_i = 89,12V \quad (3.61)$$

A Tabela 3.2 compara os resultados de (3.53) e (3.54) com (3.60) e (3.61).

Tabela 3.2 – Comparação dos valores médios com perdas (real) e sem perdas (ideal).

Variável	Símbolo	Valores com Perdas	Valores sem Perdas	Variação (%)
Corrente no indutor Z	$I_{Lz}$	2,91	3,07	5,5
Tensão no capacitor Z	$V_{Cz}$	85,05	89,12	4,8
Corrente da carga	$I_l$	1,13	1,18	4,4
Tensão média na entrada da ponte inversora	$V_i$	84,66	89,12	5,3

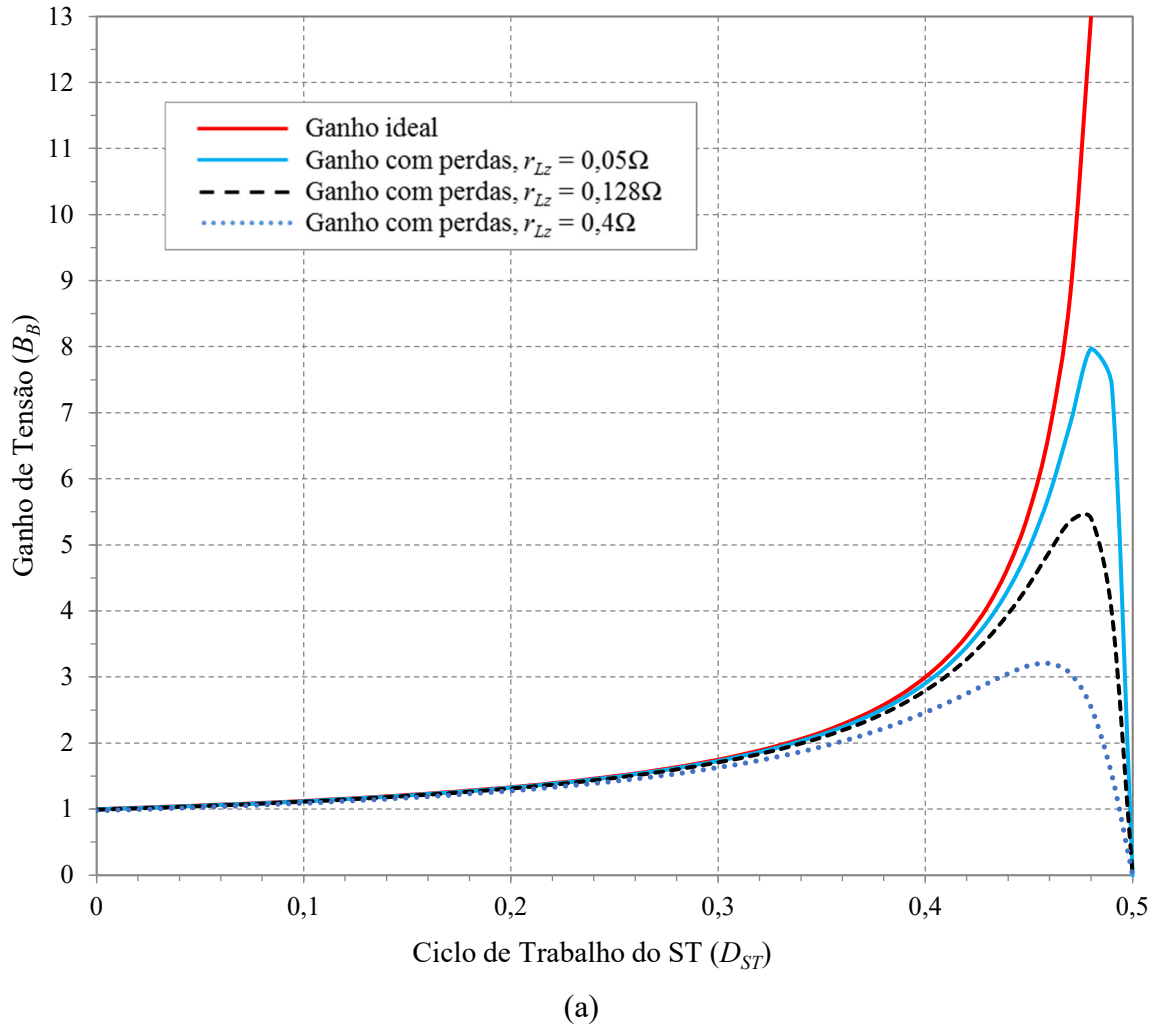
Fonte: Produção do próprio autor.

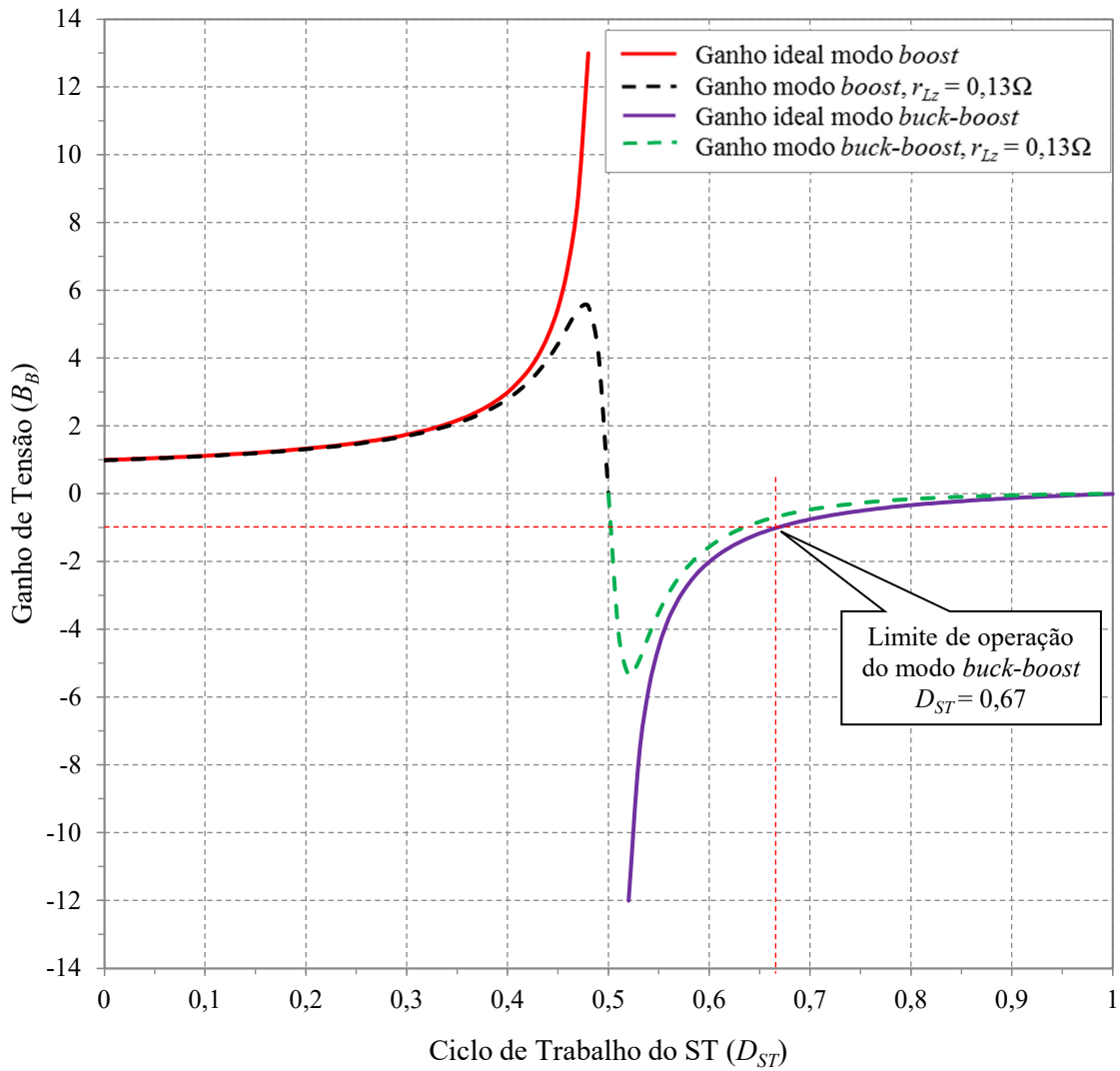
A simplicidade das expressões (3.56), (3.57) e (3.59) contrasta com a complexidade das expressões com perdas apresentada nos Apêndices B e C. O erro médio cometido entre a consideração exata (com perdas) e a ideal (sem perdas) é de 5% para os parâmetros considerados.

Aparentemente um erro de 5% pode não justificar o aumento de complexidade da análise exata, no entanto, a análise ideal traz consigo uma inconsistência prática que fica oculta na simplicidade desta análise. No Capítulo 2, a Figura 2.32, mostra que idealmente o ganho de tensão do ZSI tende ao infinito quando o ciclo de trabalho do estado ST se aproxima de 0,5 para o SBC, entretanto, ganhos elevados não são atingidos no ZSI real.

Como já antecipado, um ZSI pode operar tanto como elevador de tensão (*boost*) quanto como abaixador (*buck*). A Figura 3.3 exemplifica esses dois modos de operação, sendo que a Figura 3.3(a) mostra a variação do ganho de tensão em função do ciclo de trabalho do ST, na qual se observa que as componentes parasitas limitam a elevação do ganho.

Figura 3.3 – Ganho de tensão x  $D_{ST}$ , (a) operação no modo *boost*, variando-se  $r_{Lz}$ ,  
(b) operação no modo *buck-boost*, variando-se  $r_{Lz}$ .





(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 3.3(b) mostra a operação no modo *buck-boost*, sendo que para  $0 \leq D_{ST} < 0,5$  a operação é idêntica à Figura 3.3(a), para  $0,5 < D_{ST} \leq 0,67$  idealmente a operação é no modo *boost* porém com inversão de fase e para  $0,67 < D_{ST} \leq 1$  o ZSI opera no modo *buck*, também com inversão de fase. Como o principal apelo do ZSI é operar como inversor elevador, ou seja, operar no modo *boost*, o modo *buck-boost* tem pouco interesse em aplicações CC-CA, sendo mais utilizado nas aplicações CC-CC.

As Figuras 3.3(a) e (b) foram obtidas considerando os elementos parasitas declarados na Tabela 3.1, sendo que a resistência série de  $L_z$  ( $r_{Lz}$ ) foi variada para mostrar a influência da variação deste parâmetro no ganho de tensão. Análises semelhantes podem ser obtidas considerando a variação dos demais elementos parasitas. A curva do ganho ideal foi obtida a partir da expressão (2.43).

Deve-se observar que no ZSI real, ou seja, com perdas, existe um ponto máximo para o ganho de tensão CC a partir do qual este é rapidamente reduzido a zero quando  $D_{ST}$  tende a 0,5. A consideração das perdas é de fundamental importância para identificar a limitação de ganho em um conversor eletrônico, o que é impossível de se obter na análise ideal. No entanto, a análise ideal é razoavelmente precisa até  $D_{ST} \leq 0,3$  para o parâmetro considerado neste exemplo, tal como pode ser observado na Figura 3.3(a).

### 3.2.4 Análise de Pequenos Sinais para Rede de Impedância Z Não Ideal

Como o modelo dinâmico da rede Z é não linear, tal como expresso pelo conjunto de equações diferenciais (3.24) a (3.28) e (3.37) a (3.42), esta não linearidade pode ser removida pela linearização do conversor nas proximidades do ponto de operação médio, obtido pelo conjunto de equações CA de baixo sinal do conversor [73]. De forma que, para se determinar o comportamento dinâmico das variáveis de estado aplica-se uma perturbação de baixo sinal na fonte CC de entrada, tal que  $v_0 = V_0 + \tilde{v}_0$ , sendo  $v_0$  uma fonte de tensão independente e também no ciclo de trabalho do ST,  $d_{ST} = D_{ST} + \tilde{d}_{ST}$ . A queda de tensão direta sobre  $D_1$ ,  $v_{D1} = V_{D1} + \tilde{v}_{D1}$ , será modelada apenas como uma tensão constante  $V_{D1}$ , portanto  $\tilde{v}_{D1} = 0$ . As perturbações resultarão em variações de pequeno sinal nas variáveis de estado, tal como indicado em (3.6). Do conjunto de equações (3.10), repetido abaixo por conveniência, pode-se escrever para o ZSI operando no MCC:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\}\tilde{d}_{ST} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \tilde{v}_i = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{u}} + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\}\tilde{d}_{ST} \end{cases} \quad (3.62)$$

sendo a expressão matricial  $\{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\}$  definida por:

$$\begin{bmatrix} [V_{C1} + V_{C2} + V_{D1} - V_0 + (-r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L1} + (r_{D1} - r_{ST})I_{L2}]/L_{z1} \\ [V_{C1} + V_{C2} + V_{D1} - V_0 + (r_{D1} - r_{ST})I_{L1} + (r_{C1} - r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L2}]/L_{z2} \\ (-I_{L1} - I_{L2} + I_l)/C_{z1} \\ (-I_{L1} - I_{L2} + I_l)/C_{z2} \\ [V_0 - V_{C1} - V_{C2} - V_{D1} - (r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L1} - (r_{C1} + r_{D1} - r_{ST})I_{L2} + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1})I_l]/L_l \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

e a expressão matricial  $\{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\}$  definida por:

$$[V_0 - V_{C1} - V_{C2} - V_{D1} - (r_{C2} + r_{D1})I_{L1} - (r_{C1} + r_{D1})I_{L2} + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + r_{ST})I_l] \quad (3.64)$$

Manipulando-se algebricamente a primeira expressão de (5.62) e (5.63), pode-se escrever:

$$L_{z1} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} = -a_1 \tilde{i}_{L1} - a_2 \tilde{i}_{L2} + D_{ST} \tilde{v}_{C1} - D_a \tilde{v}_{C2} + D_a (\tilde{v}_0 - V_{D1}) + a_3 \tilde{d}_{ST} \quad (3.65)$$

$$L_{z2} \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} = -b_1\tilde{i}_{L1} - b_2\tilde{i}_{L2} - D_a\tilde{v}_{C1} + D_{ST}\tilde{v}_{C2} + D_a(\tilde{v}_0 - V_{D1}) + b_3\tilde{d}_{ST} \quad (3.66)$$

$$C_{z1} \frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} = -D_{ST}\tilde{i}_{L1} + D_a\tilde{i}_{L2} - D_a\tilde{i}_l - e_1\tilde{d}_{ST} \quad (3.67)$$

$$C_{z2} \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} = D_a\tilde{i}_{L1} - D_{ST}\tilde{i}_{L2} - D_a\tilde{i}_l - e_1\tilde{d}_{ST} \quad (3.68)$$

$$L_l \frac{d\tilde{i}_l}{dt} = f_1\tilde{i}_{L1} + f_2\tilde{i}_{L2} + D_a\tilde{v}_{C1} + D_a\tilde{v}_{C2} - f_3\tilde{i}_l - f_4\tilde{d}_{ST} \quad (3.69)$$

sendo que os coeficientes que multiplicam as ondulações estão definidos no Apêndice D.1.

Considerando que a rede Z é simétrica e tomando a transformada de Laplace para o conjunto de equações (3.65) - (3.69), se obtêm o conjunto reduzido de equações:

$$sL_z\tilde{i}_{Lz}(s) = -(a'_1 + a'_2)\tilde{i}_{Lz}(s) + (2D_{ST} - 1)\tilde{v}_{Cz}(s) + D_a(\tilde{v}_0 - V_{D1}) + a'_3\tilde{d}_{ST}(s) \quad (3.70)$$

$$sC_z\tilde{v}_{Cz}(s) = (1 - 2D_{ST})\tilde{i}_{Lz}(s) - D_a\tilde{i}_l(s) + e'_1\tilde{d}_{ST}(s) \quad (3.71)$$

$$sL_l\tilde{i}_l(s) = (f'_1 + f'_2)\tilde{i}_{Lz}(s) + 2D_a\tilde{v}_{Cz}(s) - D_a\tilde{v}_0(s) - f'_3\tilde{i}_l(s) - f'_4\tilde{d}_{ST}(s) \quad (3.72)$$

Sendo que os coeficientes que multiplicam as ondulações estão definidos no Apêndice D.1.

Sabe-se que a perturbação em uma variável de estado pode ser escrita como a combinação linear de todas as fontes de perturbação [73], tal que as expressões de pequenos sinais para a tensão nos capacitores e para a corrente nos indutores da rede Z podem ser expressas por:

$$\tilde{v}_{Cz}(s) = G_{v0}(s)\tilde{v}_0(s) + G_{vd}(s)\tilde{d}_{ST}(s) \quad (3.73)$$

$$\tilde{i}_{Lz}(s) = G_{i0}(s)\tilde{v}_0(s) + G_{id}(s)\tilde{d}_{ST}(s) \quad (3.74)$$

sendo,  $G_{v0}(s)$  a função de transferência em malha aberta da tensão de entrada para a tensão do capacitor,  $G_{vd}(s)$  a função de transferência em malha aberta do ciclo de trabalho para a tensão do capacitor,  $G_{i0}(s)$  a função de transferência em malha aberta da tensão de entrada para a corrente do indutor e  $G_{id}(s)$  a função de transferência em malha aberta do ciclo de trabalho para a corrente do indutor. A partir de (3.70) - (3.74) pode-se obter:

$$G_{v0}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{sg_1 + g_2}{s^3g_3 + s^2g_4 + sg_5 + g_6} \quad (3.75)$$

$$G_{vd}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{s^2h_1 + sh_2 + h_3}{s^3h_4 + s^2h_5 + sh_6 + h_7} \quad (3.76)$$

$$G_{i0}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{s^2j_1 + sj_2 + j_3}{s^3j_4 + s^2j_5 + sj_6 + j_7} \quad (3.77)$$

$$G_{id}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{s^2k_1 + sk_2 + k_3}{s^3k_4 + s^2k_5 + sk_6 + k_7} \quad (3.78)$$



As expressões (3.75) - (3.78) representam o comportamento dinâmico real (com perdas) do lado CC do ZSI para o caso de pequenas variações das fontes de perturbação. Os coeficientes destas funções de transferência estão definidos no Apêndice D.2.

Para o caso ideal, no qual todas as perdas são iguais à zero, se obtêm:

$$G_{v0}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{s[L_l(D_a - D_{ST})D_a + D_a^2 L_z] + (D_a - D_{ST})D_a r_l}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l(D_{ST} - D_a)^2] + r_l(D_{ST} - D_a)^2} \quad (3.79)$$

$$G_{vd}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{s^2 L_l L_z (-2I_{Lz} + I_l) + s[L_z r_l (-2I_{Lz} + I_l) + L_z (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0) D_a + L_l (D_a - D_{ST}) (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0)]}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l (D_{ST} - D_a)^2] + r_l (D_{ST} - D_a)^2} + \frac{r_l (D_a - D_{ST}) (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0)}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l (D_{ST} - D_a)^2] + r_l (D_{ST} - D_a)^2} \quad (3.80)$$

$$G_{i0}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{s^2 L_l C_z D_a + s C_z r_l D_a + D_a^2}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l (D_{ST} - D_a)^2] + r_l (D_{ST} - D_a)^2} \quad (3.81)$$

$$G_{id}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{s^2 L_l C_z (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0) + s[C_z r_l (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0) - L_l (2I_{Lz} - I_l) (D_{ST} - D_a)]}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l (D_{ST} - D_a)^2] + r_l (D_{ST} - D_a)^2} + \frac{D_a (2V_{Cz} + V_{D1} - V_0) - r_l (2I_{Lz} - I_l) (D_{ST} - D_a)}{s^3 L_l L_z C_z + s^2 L_z C_z r_l + s[2L_z D_a^2 + L_l (D_{ST} - D_a)^2] + r_l (D_{ST} - D_a)^2} \quad (3.82)$$

Cujos resultados estão em concordância com aqueles encontrados na literatura, tal como em [75].

Resolvendo as funções de transferência (3.75) - (3.82) para os valores da Tabela 3.1 e para os resultados médios da Tabela 3.2, com e sem perdas, se obtêm as funções a seguir:

$$G_{v0}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{21,56 \cdot 10^{-5} s + 15,85}{8,25 \cdot 10^{-9} s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,77 \cdot 10^{-2} s + 7,80} \quad (3.83)$$

$$G_{v0}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \right|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{21,56 \cdot 10^{-5} s + 15,84}{8,25 \cdot 10^{-9} s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4} s^2 + 8,81 \cdot 10^{-3} s + 7,68} \quad (3.84)$$

$$G_{vd}(s)_{real} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{4,69 \cdot 10^{-5} s^2 - 2,57 s + 3242}{8,25 \cdot 10^{-9} s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,77 \cdot 10^{-2} s + 7,80} \quad (3.85)$$

$$G_{vd}(s)_{ideal} = \left. \frac{\tilde{v}_{Cz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \right|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{4,82 \cdot 10^{-5} s^2 - 2,61 s + 3479}{8,25 \cdot 10^{-9} s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4} s^2 + 8,81 \cdot 10^{-3} s + 7,68} \quad (3.86)$$

$$G_{i0}(s)_{real} = \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \Big|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{8,25 \cdot 10^{-7}s^2 + 40,84s \cdot 10^{-3} + 0,43}{8,25 \cdot 10^{-9}s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4}s^2 + 1,77 \cdot 10^{-2}s + 7,80} \quad (3.87)$$

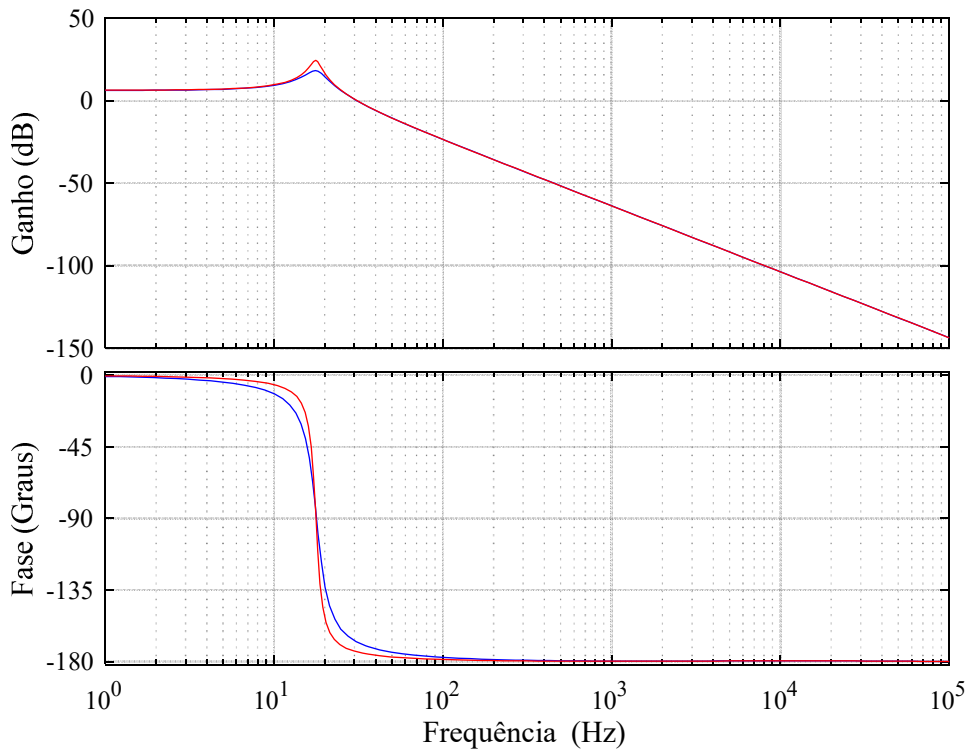
$$G_{i0}(s)_{ideal} = \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{v}_0(s)} \Big|_{\tilde{d}_{ST}(s)=0} = \frac{5,44 \cdot 10^{-7}s^2 + 40,84s \cdot 10^{-3} + 0,43}{8,25 \cdot 10^{-9}s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4}s^2 + 8,81 \cdot 10^{-3}s + 7,68} \quad (3.88)$$

$$G_{id}(s)_{real} = \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \Big|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{11,28 \cdot 10^{-5}s^2 + 8,46s + 202,8}{8,25 \cdot 10^{-9}s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4}s^2 + 1,77 \cdot 10^{-2}s + 7,80} \quad (3.89)$$

$$G_{id}(s)_{ideal} = \frac{\tilde{i}_{Lz}(s)}{\tilde{d}_{ST}(s)} \Big|_{\tilde{v}_0(s)=0} = \frac{11,96 \cdot 10^{-5}s^2 + 8,97s + 211,3}{8,25 \cdot 10^{-9}s^3 + 6,19 \cdot 10^{-4}s^2 + 8,81 \cdot 10^{-3}s + 7,68} \quad (3.90)$$

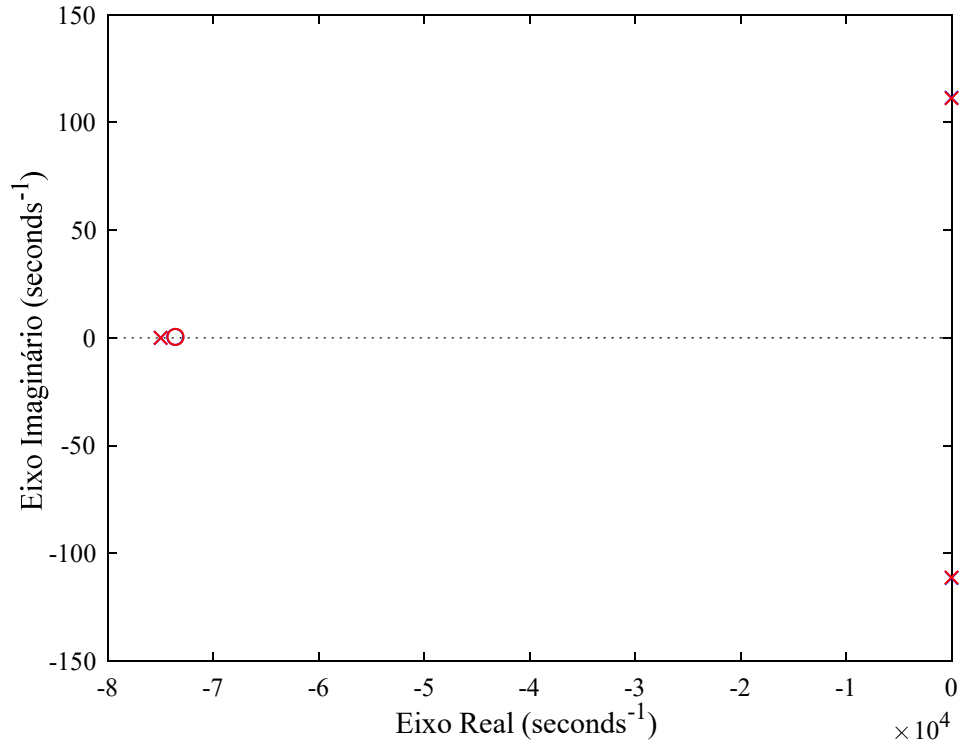
As Figuras 3.4 - 3.11 representam algumas das possíveis respostas que se pode obter das funções de transferência em malha aberta. Deve-se observar na Figura 3.7 a presença do zero no semiplano direito (RHP), evidenciando que o ZSI é um sistema de fase não mínima, o que dificulta seu controle, tende a desestabilizar a malha de tensão CC e limitar a resposta dinâmica do sistema [75]. De posse destas funções pode-se também obter análises de variações paramétricas para mostrar a trajetória de movimentação dos polos e zeros, variações na resposta em frequência da planta do lado CC, respostas transitórias, entre outras análises, tal como exemplificado nas Figuras 3.12 - 3.17.

Figura 3.4 – Diagrama de Bode para  $G_{v0}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



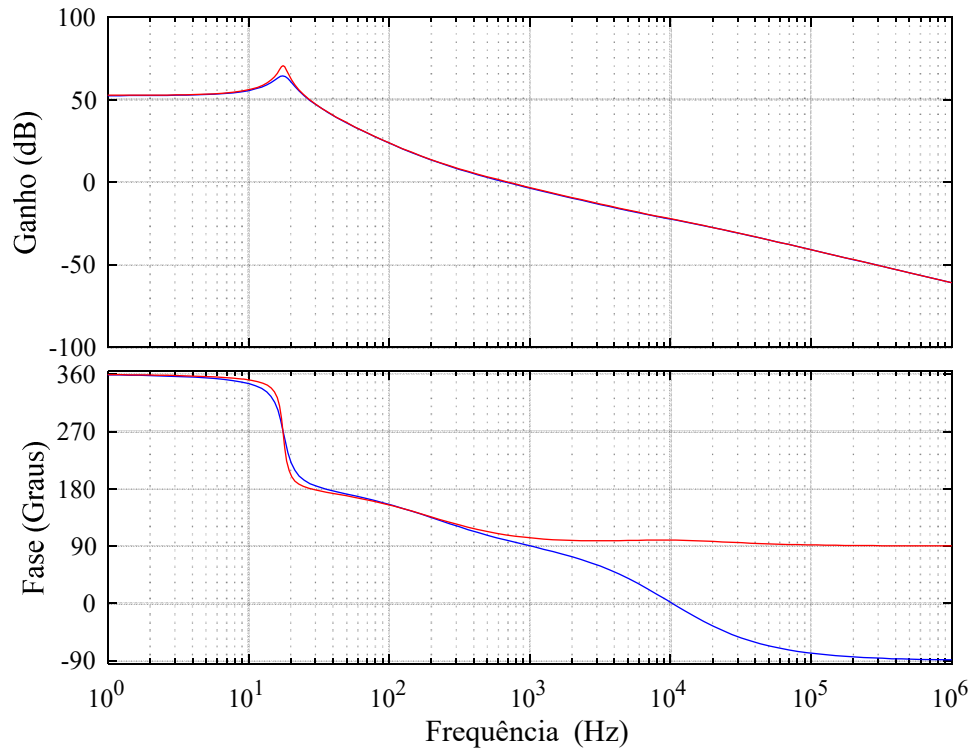
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.5 – Mapa de polos e zeros para  $G_{v0}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



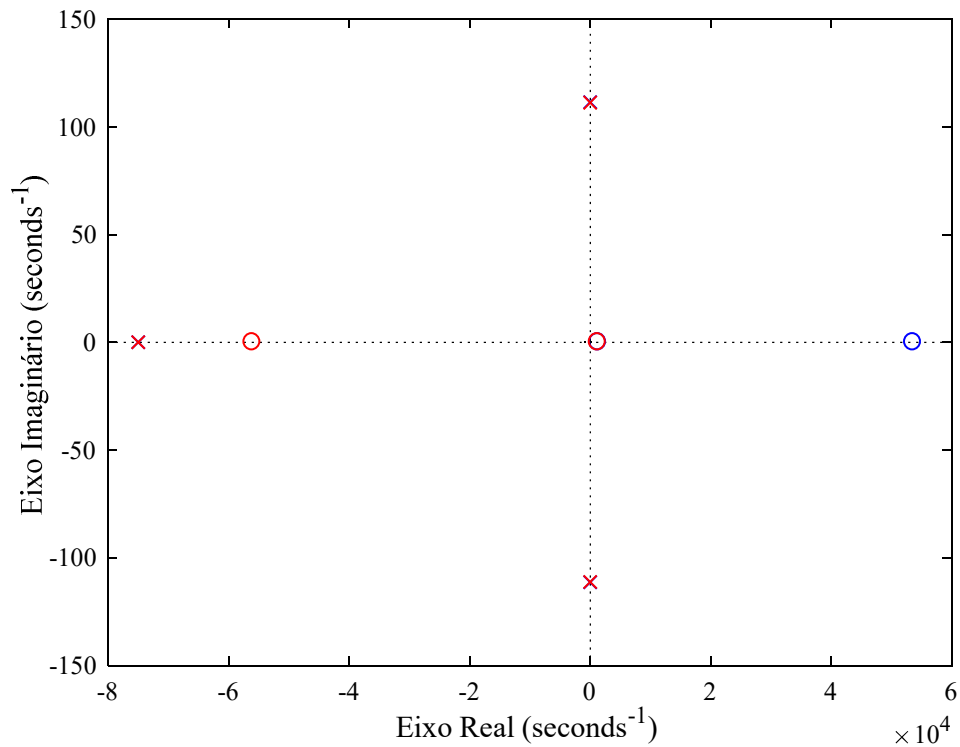
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.6 – Diagrama de Bode para  $G_{vd}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



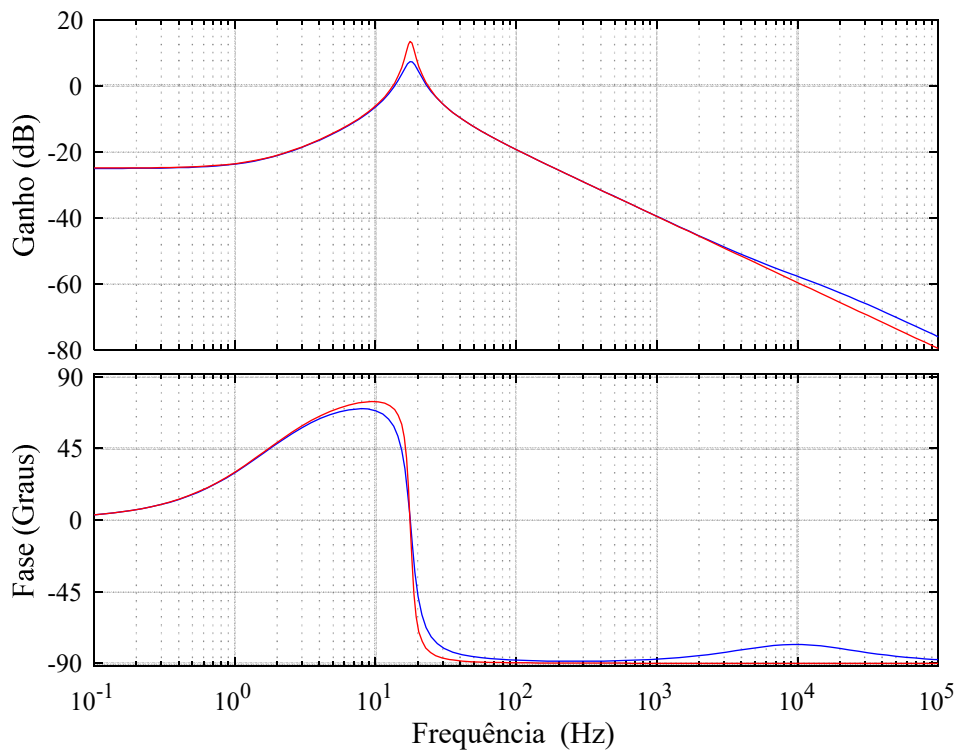
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.7 – Mapa de polos e zeros para  $G_{vd}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



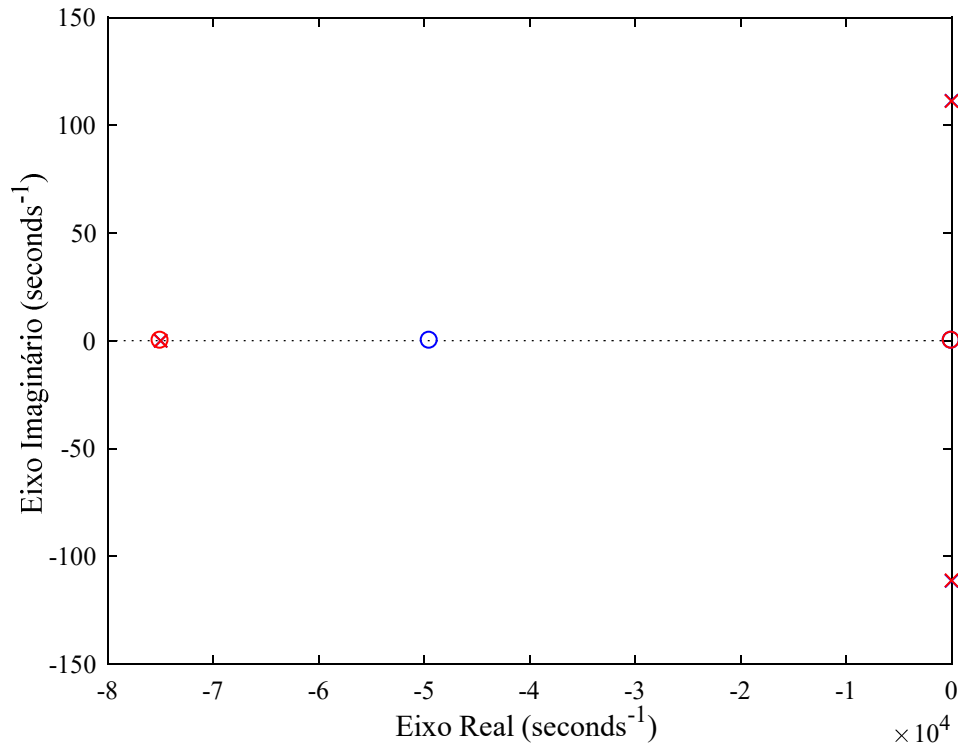
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.8 – Diagrama de Bode para  $G_{i0}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



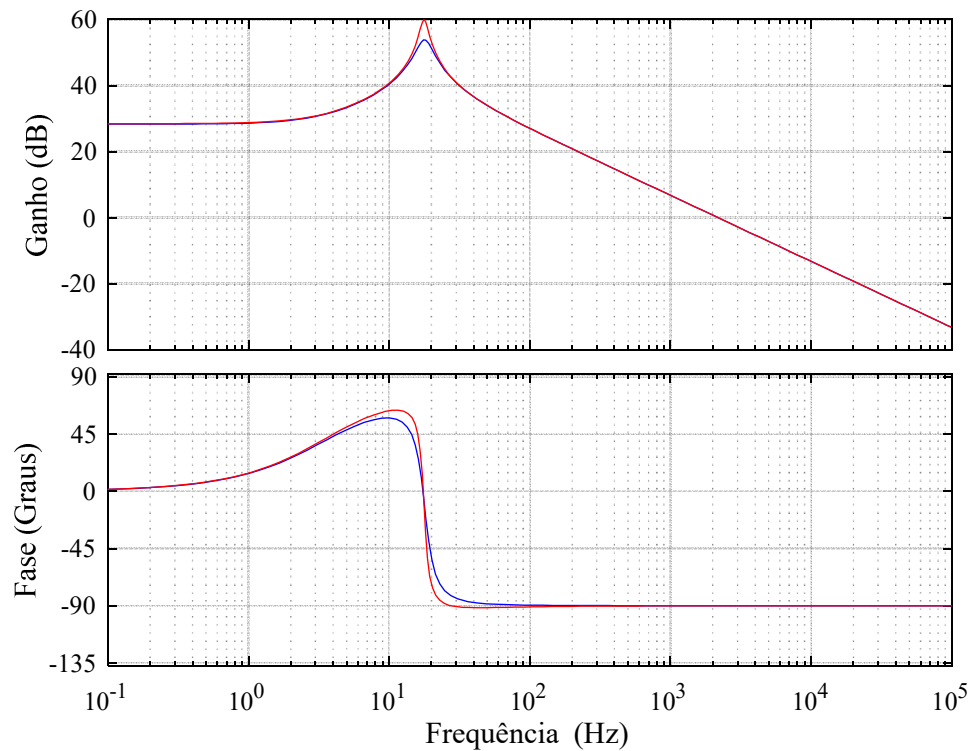
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.9 – Mapa de polos e zeros para  $G_{i0}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



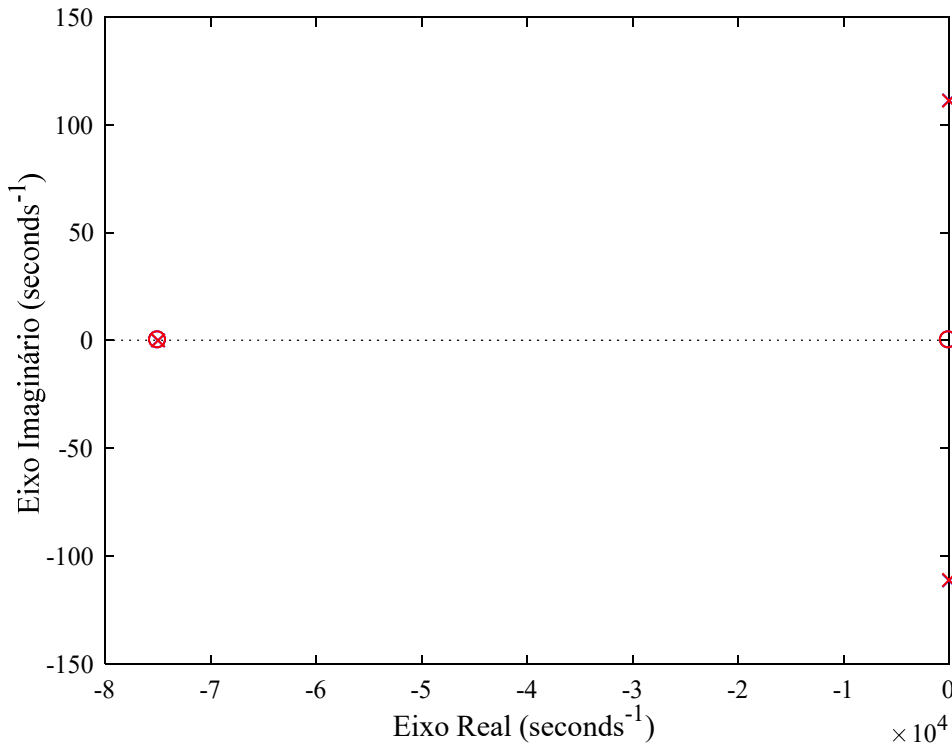
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.10 – Diagrama de Bode para  $G_{id}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.11 – Mapa de polos e zeros para  $G_{id}(s)$  real (azul) e ideal (vermelho).



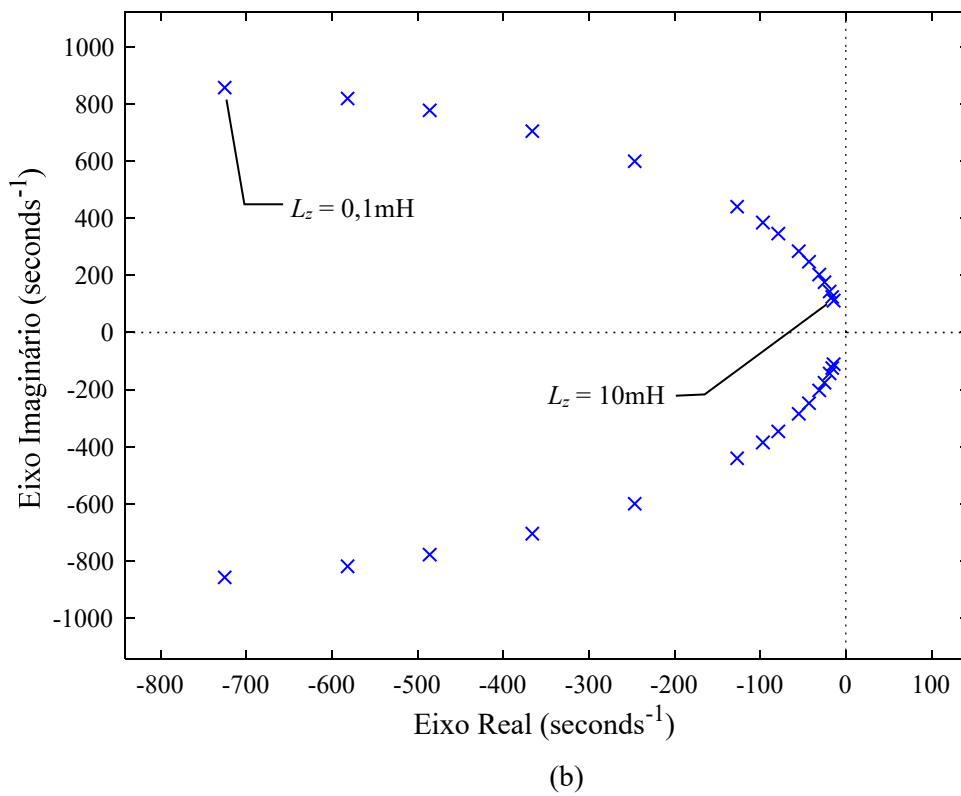
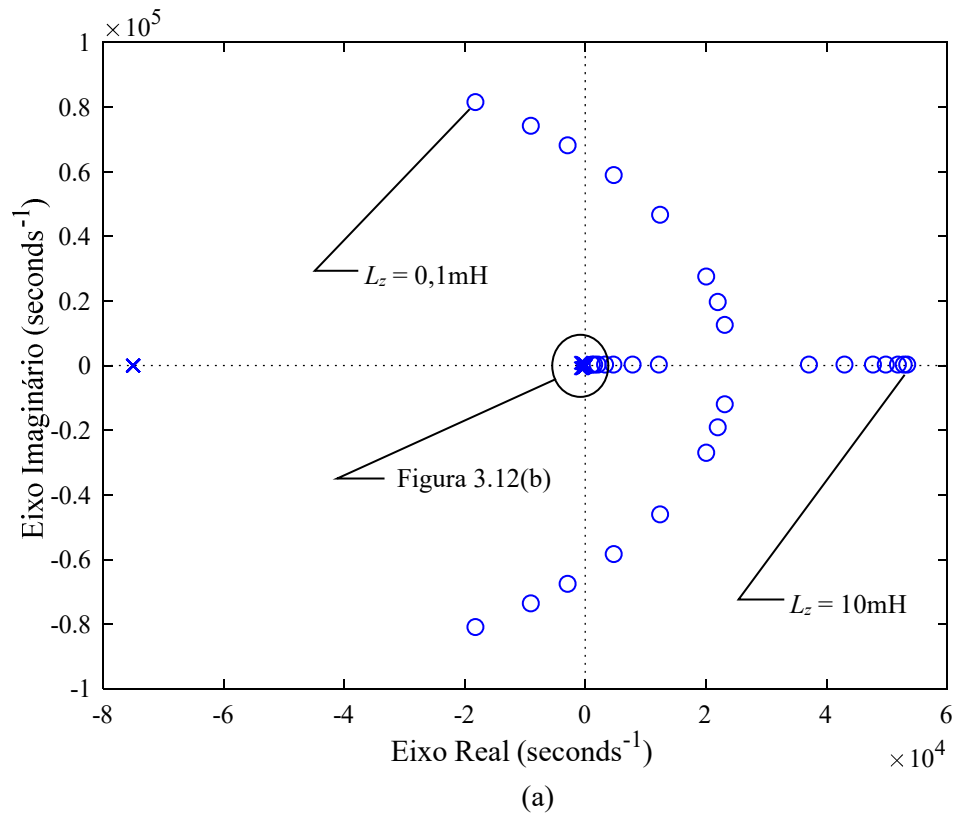
Fonte: Produção do próprio autor.

Para exemplificar o efeito da variação paramétrica, resolve-se novamente a função de transferência (3.80), ainda considerando os valores da Tabela 3.1 e Tabela 3.2, porém variando-se  $L_z$  de 0,1mH até 10mH. A Figura 3.12 mostra a movimentação dos polos e zeros em função da variação de  $L_z$ , sendo possível observar na Figura 3.12(a) que a redução desta indutância movimenta o zero em direção ao lado esquerdo do plano complexo, contribuindo desta forma para a estabilidade do sistema. Já a Figura 3.12(b) mostra o detalhe da movimentação dos polos complexos, quando  $L_z$  varia. Novamente, com a redução desta indutância é possível observar o distanciamento dos polos do eixo imaginário.

A Figura 3.13 mostra a variação da resposta em frequência e a Figura 3.14 respostas transiente, ambas em função da variação de  $L_z$ . A Figura 3.15 mostra a resposta ao degrau para a tensão sobre  $C_z$ , obtida via simulação do circuito pelo *software* PSIM<sup>®</sup>.

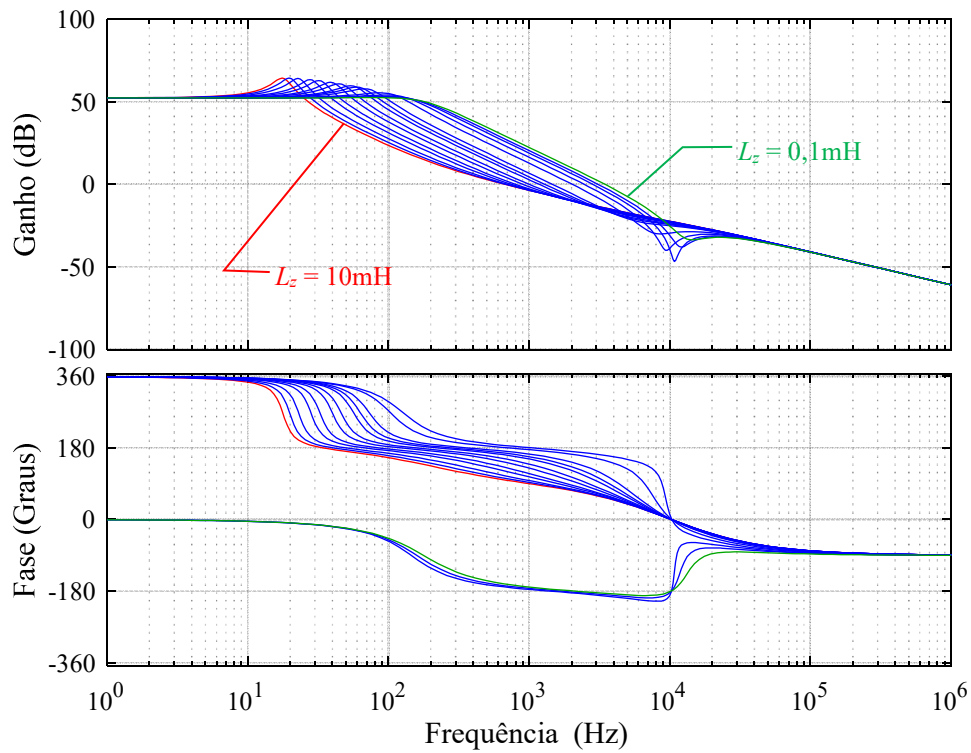
Conclui-se que com a redução da indutância os zeros tendem ao semiplano esquerdo, Figura 3.12(a) e os polos se distanciam do eixo imaginário, Figura 3.12(b), ainda tem o efeito de aumentar a frequência natural da planta, reduzir a sobre elevação na ressonância, Figura 3.13 e melhorar a resposta transitória da planta em malha aberta, Figura 3.14.

Figura 3.12 – (a) Mapa de polos e zeros em função da variação de  $L_z$ ,  
 (b) detalhe da trajetória dos polos.



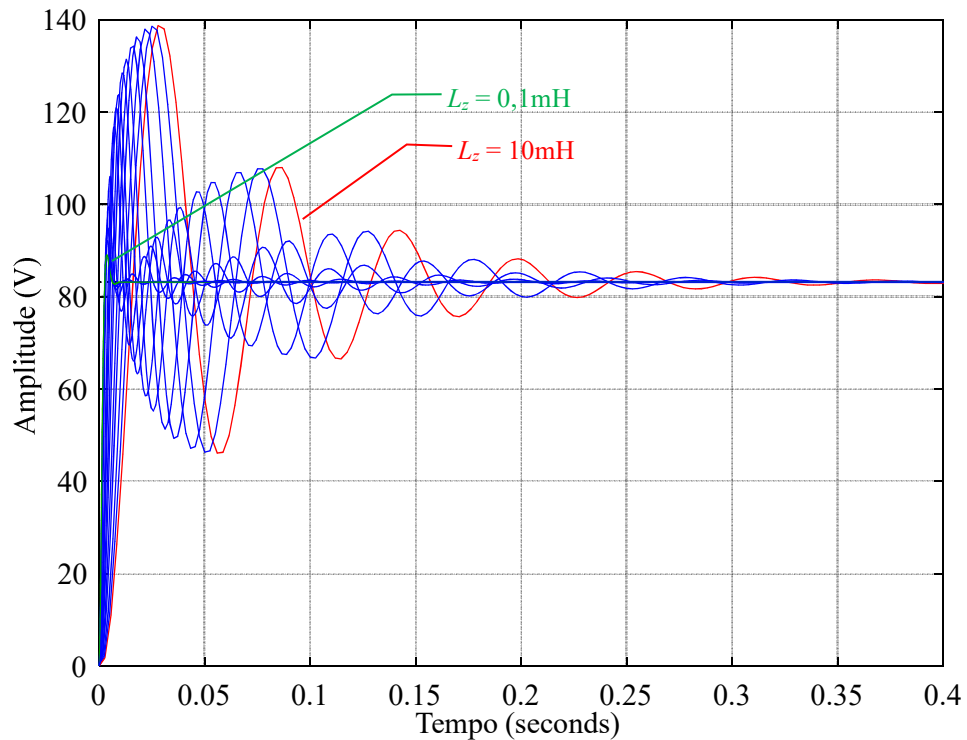
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.13 – Diagrama de Bode em função da variação de  $L_z$ .



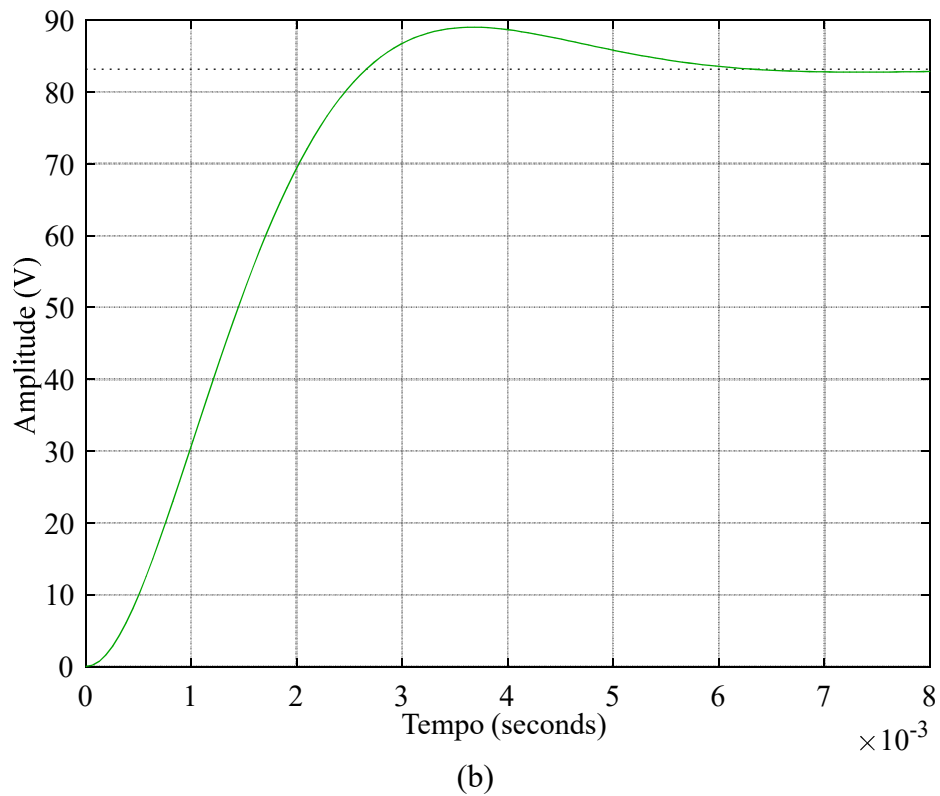
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.14 – Resposta ao degrau para  $V_{Cz}$ ,  
(a) em função da variação de  $L_z$ , (b) detalhe para  $L_z = 0,1\text{mH}$ .



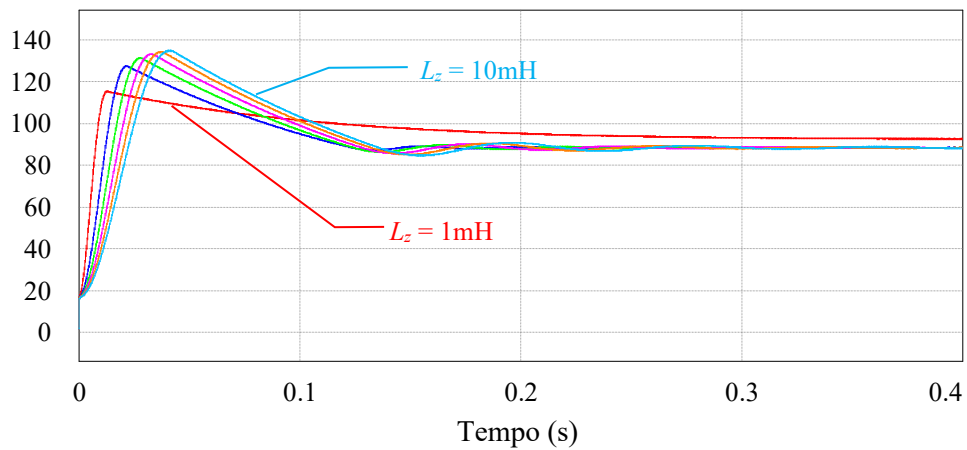
(a)





Fonte: Produção do próprio autor.

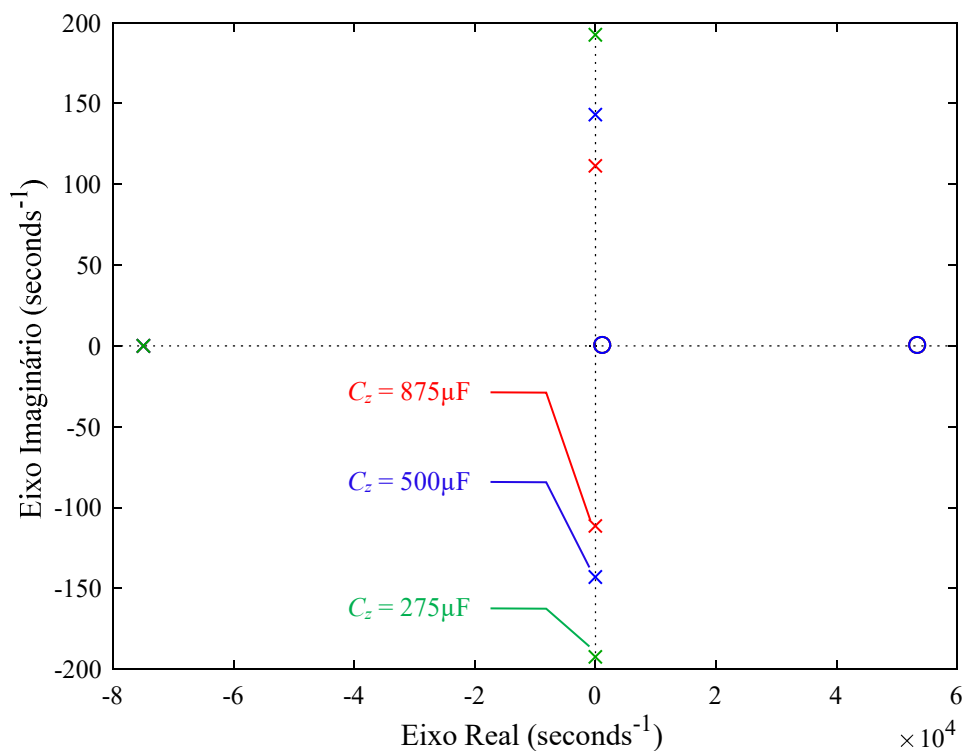
Figura 3.15 – Resposta ao degrau para  $V_{C_z}$  em função da variação de  $L_z$ , circuito simulado via PSIM<sup>®</sup>.



Fonte: Produção do próprio autor.

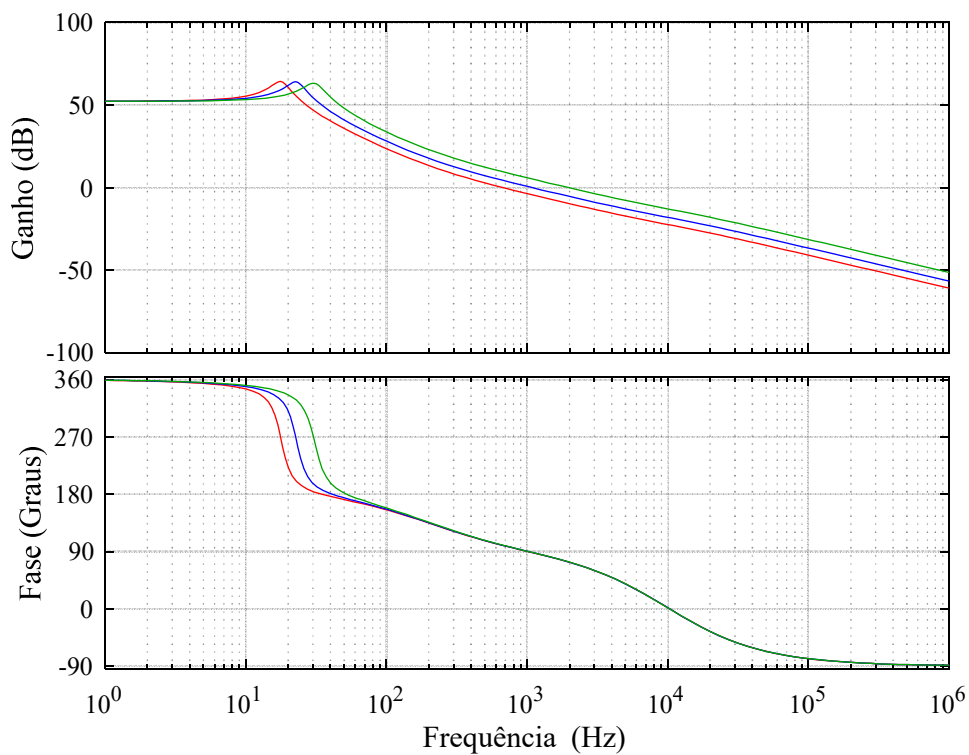
Já as Figuras 3.16 e 3.17 mostram a influência da variação de  $C_z$  na posição dos polos e zero e na resposta em frequência em malha aberta, respectivamente.

Figura 3.16 – Trajetória dos polos e zeros em função da variação de  $C_z$ .



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.17 – Diagrama de Bode em função da variação de  $C_z$ .



Fonte: Produção do próprio autor.

### 3.3 Modelo em Espaço de Estado para o Lado CA do ZSI

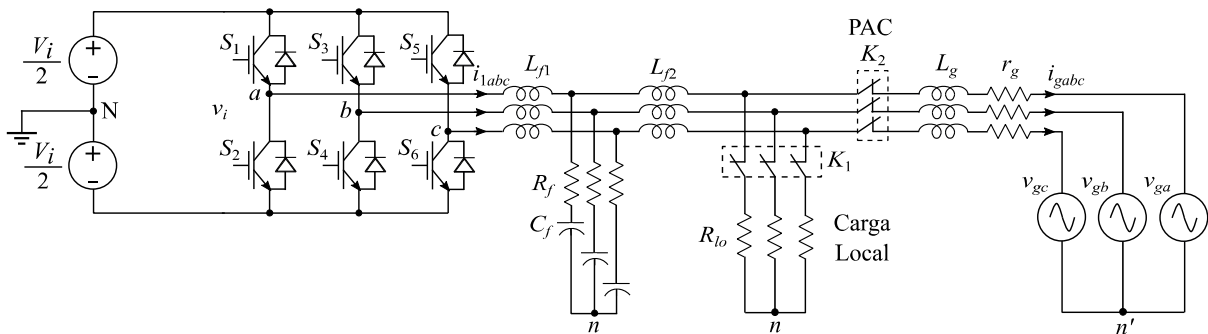
Em GD a conexão de conversores eletrônicos na rede elétrica destina-se à transferência de potência entre dois sistemas elétricos, sendo um deles a fonte e o outro a carga. Tal como já citado, a “fonte” são as fontes alternativas de energia elétrica e a “carga” a rede elétrica, quando o conversor estiver operando no modo conectado, ou uma carga local, quando operar no modo ilhado.

Ainda, como discutido no Capítulo 2, a conexão de conversores eletrônicos na rede elétrica impõe o uso de um FPB, que modifica a dinâmica do conversor e por essa razão deve ser considerado na análise.

Neste capítulo a tensão de saída da rede  $Z$  será tratada como uma fonte de tensão contínua constante ( $V_i$ ), definida no Apêndice C.1, cujo valor médio é aproximadamente igual à tensão dos capacitores  $C_z$ . A Figura 3.18 mostra o circuito de conexão com a rede elétrica que será utilizado tanto na descrição do modo conectado (seccionador  $K_2$  fechado) quanto no modo ilhado (contator  $K_1$  fechado e seccionador  $K_2$  aberto).

Ainda na Figura 3.18,  $R_{lo}$  representa a carga local e  $r_g$ ,  $L_g$  e  $v_g$  representam o circuito equivalente de Thévenin para a indutância do transformador de acoplamento (não representado) e para a rede elétrica. Nesta análise não será considerada a indutância mútua entre os indutores do filtro  $LCL$ , considerada desprezível em função da distância física entre os indutores no protótipo experimental.

Figura 3.18 – Circuito de conexão com a rede.



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma simplificação foi feita com relação à resistência série equivalente dos capacitores  $C_f$  ( $r_{cf}$ ), uma vez que  $R_f \gg r_{cf}$ ,  $r_{cf}$  foi desprezada. Outra simplificação que poderia ter sido utilizada, mas que não foi seria desconsiderar a possibilidade da carga local e considerar a

indutância à jusante do capacitor de filtro como sendo a soma de  $L_{f2}$  com  $L_g$ , simplificando consideravelmente a análise matemática.

A ponte inversora será modelada de forma semelhante à análise do lado CC, ou seja, será considerado  $r_{SW}$  como a resistência de condução para uma chave semicondutora da ponte.

Na técnica de espaço de estado, tal como já discutido, a natureza não linear de um conversor chaveado é removida pela linearização em torno do ponto médio de operação, em regime permanente. Entretanto, em sistemas CA com regime permanente senoidal esta técnica não pode ser utilizada uma vez que o valor médio é nulo. Para suplantar esta limitação utiliza-se o sistema de referência síncrono  $dq$ , obtido pela transformada de Park, a qual possibilita transformar grandezas senoidais, na sua frequência fundamental, em constantes CC que permitem o uso de métodos de linearização clássicos.

Considerando que as variáveis de estado do circuito de acoplamento com a rede (filtro  $LCL$ ) são síncronas com a rede elétrica, como é bem conhecido, os eixos  $dq$  giram com velocidade angular  $\omega_g$  e possuem posição angular igual à  $\theta_g = \omega_g t$ , portanto esta transformação requer o conhecimento de  $\theta_g$  que, tipicamente, é obtido utilizando-se um PLL, o qual sintetiza um ângulo de fase  $\theta_{PLL}$ , síncrono com  $\theta_g$ . No desenvolvimento a seguir será utilizado  $\theta_g$  ao invés de  $\theta_{PLL}$ .

As expressões a seguir apresentam as transformadas  $dq$  direta  $\mathbf{T}_{dq}$  e inversa  $\mathbf{T}_{dq}^T$ , as quais são variantes no tempo, mas invariantes em potência [77]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & \cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_g + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_g) & -\sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_g + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) \\ \cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_g + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_g + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Como a sequência zero foi desprezada, pela mesma razão já discutida na seção 2.5.1 desta tese, as transformações acima só são válidas para sistemas trifásicos a três fios.

### 3.3.1 Modo Conectado

Neste modo de operação o seccionador  $K_2$  no PAC, tal como representado na Figura 3.18, encontra-se fechado, o que resulta no circuito apresentado na Figura 3.19. Com o

objetivo de manter o equacionamento desse modo de operação o mais genérico possível, a carga local foi considerada conectada (contator  $K_1$  fechado) e a ponte inversora será representada por uma fonte de tensão instantânea, trifásica,  $v_{PWMx}$ , dada por:

$$v_{PWMx} = S_x^* \frac{V_i}{2} \quad (3.93)$$

sendo  $x = a, b$ , ou  $c$  a denominação das fases de saída do inversor e  $S_x^*$  o estado de três chaves equivalentes às seis chaves da ponte inversora, sendo  $S_a^* = 1$  a ação equivalente às chaves da perna “a”, ou seja,  $S1 = 1$  e  $S2 = 0$ ,  $S_b^* = 1$  a ação equivalente às chaves da perna “b”, ou seja,  $S3 = 1$  e  $S4 = 0$  e  $S_c^* = 1$  a ação equivalente às chaves da perna “c”, ou seja,  $S5 = 1$  e  $S6 = 0$ . Para  $S_x^* = 0$  considera-se o complemento das chaves para cada perna da ponte inversora [78]. A tensão média na entrada da ponte inversora ( $V_i$ ) está definida no Apêndice C.1.

Deve-se notar que este raciocínio é aplicado durante o ciclo de trabalho do estado ativo ( $D_a$ ), uma vez que a operação do lado CA do ZSI é definida apenas para este intervalo de operação.

Entretanto, para uma frequência de chaveamento do PWM muito maior que a frequência da rede, a variável descontínua  $S_x^*$  pode ser substituída pelo seu valor médio que, neste caso, é o ciclo de trabalho do lado CA [78], de forma que (3.93) pode ser reescrita por:

$$v_{PWMx} = m_x \frac{V_i}{2} \quad (3.94)$$

sendo  $V_i$  definida por (2.43) de forma ideal (sem perdas) e no Apêndice C.1, de forma real (com perdas) e  $m_x$  o índice de modulação para cada fase, dado por:

$$m_x = M \cos(\omega_g t + \theta_x) \quad (3.95)$$

sendo  $\omega_g = 2\pi f_g \text{ rad/s}$  a frequência angular da componente fundamental da rede e  $\theta_x = 0, -2\pi/3$  ou  $2\pi/3 \text{ rad}$  os ângulos entre as fases  $a, b$  e  $c$  respectivamente.

Recordando (2.38), ou seja, no limite  $M = D_a = 1 - D_{ST}$ , substituindo este resultado em (3.95) se obtêm o relacionamento entre os ciclos de trabalho do lado CC e CA, desta forma:

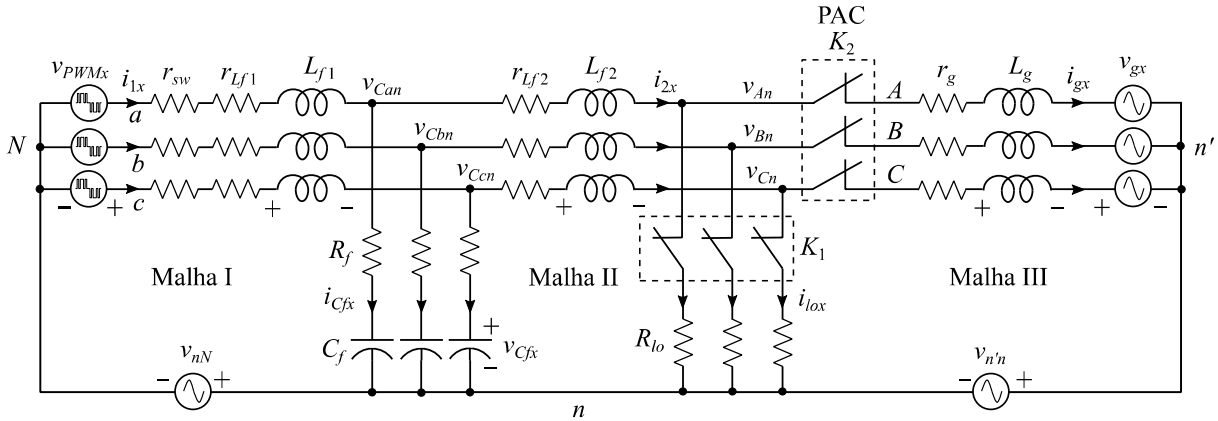
$$m_x = (1 - D_{ST}) \cos(\omega_g t + \theta_x) \quad (3.96)$$

De forma análoga ao que foi feito na análise do lado CC, na seção 3.2, a análise do lado CA também considerará dois subintervalos: o ativo,  $S_x^* = 1$  e o nulo,  $S_x^* = 0$ , tal como detalhado nas seções seguintes, nos quais análises nos referenciais  $abc$  e  $dq$  foram desenvolvidas.

### 3.3.1.1 Subintervalo Ativo

Neste subintervalo pelo menos uma chave superior da ponte inversora está ligada, comportando-se como um dos estados  $V_1$  a  $V_6$  da Tabela 2.1, de forma que o lado CC transfere potência para o lado CA, sendo válidas as expressões (3.94) e (3.95). A Figura 3.19 representa o circuito trifásico equivalente para este estado de operação.

Figura 3.19 – Circuito equivalente do conversor no modo conectado, estado ativo, com carga local conectada.



Fonte: Produção do próprio autor.

Escrevendo a LKT para as malhas I, II e III da Figura 3.19, se obtêm:

$$\text{Malha I} = \begin{cases} v_{PWMa} = v_{aN} = v_{Lf1a} + v_{rf1a} + v_{rSWa} + v_{Cca} + v_{nN} \\ v_{PWMb} = v_{bN} = v_{Lf1b} + v_{rf1b} + v_{rSWb} + v_{Ccb} + v_{nN} \\ v_{PWMc} = v_{cN} = v_{Lf1c} + v_{rf1c} + v_{rSWc} + v_{Ccn} + v_{nN} \end{cases} \quad (3.97)$$

$$\text{Malha II} = \begin{cases} v_{Cca} = v_{Lf2a} + v_{rf2a} + v_{An} \\ v_{Ccb} = v_{Lf2b} + v_{rf2b} + v_{Bn} \\ v_{Ccn} = v_{Lf2c} + v_{rf2c} + v_{Cn} \end{cases} \quad (3.98)$$

$$\text{Malha III} = \begin{cases} v_{An} = v_{Lga} + v_{rga} + v_{ga} + v_{n'n} \\ v_{Bn} = v_{Lgb} + v_{rgb} + v_{gb} + v_{n'n} \\ v_{Cn} = v_{Lgc} + v_{rgc} + v_{gc} + v_{n'n} \end{cases} \quad (3.99)$$

Sabe-se que em um sistema trifásico balanceado  $\sum v_{Lf1x} = \sum v_{rf1x} = \sum v_{Cxn} = 0$ , de forma que somando as três equações da malha I e utilizando (3.94) se obtêm:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) = \frac{V_i}{3}(m_a + m_b + m_c) \quad (3.100)$$

sendo  $v_{nN}$  a tensão de modo comum, definida como a diferença de potencial entre o neutro da carga e o ponto médio do barramento CC, tal como na Figura 3.18, mesmo que na maior parte dos inversores este ponto não seja necessário, nem está disponível [43], como é o caso do

ZSI. Observa-se que  $v_{nN}$  também é a tensão de sequência zero, que para o sistema a três fios pode-se escrever  $v_{nN} = 0$ .

Na Figura 3.19 a diferença de potencial entre os pontos  $n$  e  $n'$  é dada por:

$$v_{n'n} = \frac{1}{3}(v_{ga} + v_{gb} + v_{gc}) \quad (3.101)$$

Em um sistema trifásico balanceado sabe-se que  $v_{ga} + v_{gb} + v_{gc} = 0$ , neste caso pode-se escrever  $v_{n'n} = 0$  [70]. Cabe observar que no protótipo experimental o ponto  $n$  será conectado ao centro da estrela do transformador de acoplamento com a rede (TRAF01), o qual não está representado na Figura 3.19, mas que pode ser observado no Apêndice A.3, Figura A.3.1, na página 5 do diagrama esquemático.

A tensão de fase da rede é definida por:

$$v_{gx} = \hat{v}_g \cos(\omega_g t + \theta_x) \quad (3.102)$$

sendo  $\hat{v}_g$  a tensão de fase máxima da rede.

Escrevendo a LKC para os nós da Figura 3.19, se obtêm:

$$i_{1x} = i_{cfx} + i_{2x} \quad (3.103)$$

$$i_{2x} = i_{lox} + i_{gx} \quad (3.104)$$

Utilizando (3.103), as tensões nos ramos dos capacitores podem ser escritas por:

$$v_{cxn} = R_f i_{cfx} + v_{cfx} = R_f(i_{1x} - i_{2x}) + v_{cfx} \quad (3.105)$$

Pode-se também escrever a relação entre as correntes CC e CA como:

$$i_i = d_a i_{1a} + d_a i_{1b} + d_a i_{1c} \quad (3.106)$$

sendo  $i_i$  corrente de entrada da ponte inversora e  $d_a$  o índice de modulação para esse estado.

Escolhendo  $i_{1x}$ ,  $i_{2x}$ ,  $i_{gx}$  e  $v_{cfx}$  como variáveis de estado e ressaltando que no modo conectado usualmente não se controla a tensão no PAC ( $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$ ), a qual é imposta pela rede e que pode ser considerada como uma entrada de distúrbio. Neste modo usualmente se controla a corrente ou a potência ativa injetada na rede [79].

Reescrevendo as expressões acima se obtêm:

$$\text{Malha I} = \begin{cases} L_{f1} \frac{di_{1a}}{dt} = v_{aN} - (r_{SW} + r_{Lf1} + R_f)i_{1a} + R_f i_{2a} - v_{cfa} \\ L_{f1} \frac{di_{1b}}{dt} = v_{bN} - (r_{SW} + r_{Lf1} + R_f)i_{1b} + R_f i_{2b} - v_{cfb} \\ L_{f1} \frac{di_{1c}}{dt} = v_{cN} - (r_{SW} + r_{Lf1} + R_f)i_{1c} + R_f i_{2c} - v_{cfc} \end{cases} \quad (3.107)$$

$$\text{Malha II} = \begin{cases} L_{f2} \frac{di_{2a}}{dt} = R_f i_{1a} - (R_f + R_{l0} + r_{Lf2}) i_{2a} - R_{l0} i_{ga} + v_{Cfa} \\ L_{f2} \frac{di_{2b}}{dt} = R_f i_{1b} - (R_f + R_{l0} + r_{Lf2}) i_{2b} - R_{l0} i_{gb} + v_{Cfb} \\ L_{f2} \frac{di_{2c}}{dt} = R_f i_{1c} - (R_f + R_{l0} + r_{Lf2}) i_{2c} - R_{l0} i_{gc} + v_{Cfc} \end{cases} \quad (3.108)$$

$$\text{Malha III} = \begin{cases} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = R_{l0} i_{2a} - (R_{l0} + r_g) i_{ga} + v_{ga} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = R_{l0} i_{2b} - (R_{l0} + r_g) i_{gb} + v_{gb} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = R_{l0} i_{2c} - (R_{l0} + r_g) i_{gc} + v_{gc} \end{cases} \quad (3.109)$$

$$\text{Nó de } C_f = \begin{cases} C_f \frac{dv_{Cfa}}{dt} = i_{1a} - i_{2a} \\ C_f \frac{dv_{Cfb}}{dt} = i_{1b} - i_{2b} \\ C_f \frac{dv_{Cfc}}{dt} = i_{1c} - i_{2c} \end{cases} \quad (3.110)$$

As equações (3.107) a (3.110) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.3), desta forma a equação matricial no sistema  $abc$  é  $\mathbf{K}_{abc} \dot{\mathbf{x}}_{abc} = \mathbf{A}_{1abc} \mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B}_{1abc} \mathbf{u}_{abc}$  e pode ser escrita por:

$$\mathbf{K}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \quad (3.111)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc} = \frac{d}{dt} [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c} \ i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c} \ i_{ga} \ i_{gb} \ i_{gc} \ v_{Cfa} \ v_{Cfb} \ v_{Cfc}]^T \quad (3.112)$$



$$\mathbf{A}_{1abc} = \begin{bmatrix} -R_{T1} & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{T1} & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{T1} & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ R_f & 0 & 0 & -R_{T2} & 0 & 0 & -R_{lo} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 & 0 & -R_{T2} & 0 & 0 & -R_{lo} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 & -R_{T2} & 0 & 0 & -R_{lo} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & R_{lo} & 0 & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{lo} & 0 & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{lo} & 0 & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.113)$$

$$\mathbf{x}_{abc} = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c} \ i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c} \ i_{ga} \ i_{gb} \ i_{gc} \ v_{cfa} \ v_{cfb} \ v_{cfc}]^T \quad (3.114)$$

sendo  $R_{T1} = r_{SW} + r_{Lf1} + R_f$ ,  $R_{T2} = R_f + R_{lo} + r_{Lf2}$  e  $R_{T3} = R_{lo} + r_g$ .

$$\mathbf{B}_{1abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

$$\mathbf{u}_{abc} = [v_{aN} \ v_{bN} \ v_{cN} \ 0 \ 0 \ 0 \ v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc} \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (3.116)$$

Finalmente, de acordo com a segunda expressão de (3.3), o vetor de saída no modo conectado pode ser expresso por  $\mathbf{y}_{abc} = \mathbf{C}_{1abc}\mathbf{x}_{abc} + \mathbf{E}_{1abc}\mathbf{u}_{abc}$ , sendo:

$$\mathbf{y}_{abc} = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c} \ i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c} \ i_{ga} \ i_{gb} \ i_{gc} \ v_{cfa} \ v_{cfb} \ v_{cfc}]^T \quad (3.117)$$

$$\mathbf{C}_{1abc} = \mathbf{I}_{12 \times 12} \quad (3.118)$$

$$\mathbf{E}_{1abc} = \mathbf{0}_{12 \times 12} \quad (3.119)$$

sendo  $\mathbf{I}_{12 \times 12}$  a matriz identidade e  $\mathbf{0}_{12 \times 12}$  a matriz nula, ambas de ordem doze.

Aplicando a transformação (3.91) para as variáveis de estado se obtêm:

$$i_{1d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{1a} \cos \theta_g + i_{1b} \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{1c} \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.120)$$

$$i_{1q} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{1a} \sin \theta_g + i_{1b} \sin \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{1c} \sin \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.121)$$

Expressões similares podem ser escritas para  $i_i$ ,  $i_{2x}$  e  $i_{gx}$  nas quais se obtêm  $i_{idq}$ ,  $i_{2dq}$  e  $i_{gdq}$  respectivamente.

Em (3.107), chamando  $\Delta v_x = v_{xN} - v_{cfx}$ , de forma que pode ser definida a transformada de Park para esta diferença de potencial como:

$$\Delta v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \Delta v_a \cos \theta_g + \Delta v_b \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + \Delta v_c \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.122)$$

$$\Delta v_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \Delta v_a \sin \theta_g + \Delta v_b \sin \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + \Delta v_c \sin \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.123)$$

Diferenciando as equações (3.120) e (3.121) se obtêm:

$$\begin{aligned} \frac{di_{1d}}{dt} = & \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{di_{1a}}{dt} \cos \theta_g + \frac{di_{1b}}{dt} \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{di_{1c}}{dt} \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ & - \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_g \left[ i_{1a} \sin \theta_g + i_{1b} \sin \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{1c} \sin \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.124)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{1q}}{dt} = & -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{di_{1a}}{dt} \sin \theta_g + \frac{di_{1b}}{dt} \sin \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{di_{1c}}{dt} \sin \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ & - \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_g \left[ i_{1a} \cos \theta_g + i_{1b} \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{1c} \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.125)$$

Expressões similares podem ser escritas para as derivadas de  $i_{2x}$  e  $i_{gx}$  das quais se obtêm  $di_{2d}/dt$ ,  $di_{2q}/dt$  e  $di_{gd}/dt$ ,  $di_{gq}/dt$ , respectivamente.

Da expressão (3.107) se obtêm os valores para  $di_{1x}/dt$ , o que resulta em:

$$\frac{di_{1x}}{dt} = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} i_{1x} + \frac{R_f}{L_{f1}} i_{2x} + \frac{1}{L_{f1}} \Delta v_x \quad (3.126)$$

Da expressão (3.108) se obtêm os valores para  $di_{2x}/dt$ , o que resulta em:

$$\frac{di_{2x}}{dt} = \frac{R_f}{L_{f2}} i_{1x} - \frac{R_{T2}}{L_{f2}} i_{2x} - \frac{R_{l0}}{L_{f2}} i_{gx} + \frac{1}{L_{f2}} v_{cfx} \quad (3.127)$$

Da expressão (3.109) se obtêm os valores para  $di_{gx}/dt$ , o que resulta em:

$$\frac{di_{gx}}{dt} = \frac{R_{l0}}{L_g} i_{2x} - \frac{R_{T3}}{L_g} i_{gx} + \frac{1}{L_g} v_{gx} \quad (3.128)$$

sendo  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  e  $R_{T3}$  já definidos.

Da expressão (3.110) se obtêm os valores para  $dv_{cfx}/dt$ , que resulta em:

$$\frac{dv_{cfx}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_{1x} - \frac{1}{C_f} i_{2x} \quad (3.129)$$

Substituindo (3.126) em (3.124) e (3.125) e chamando  $\Delta v_d = v_{PWMd} - v_{Cfd}$  e  $\Delta v_q = v_{PWMq} - v_{Cfq}$ , após alguma manipulação algébrica, se obtêm:

$$L_{f1} \frac{di_{1d}}{dt} = -R_{T1}i_{1d} + R_f i_{2d} + L_{f1}\omega_g i_{1q} + v_{PWMd} - v_{Cfd} \quad (3.130)$$

$$L_{f1} \frac{di_{1q}}{dt} = -R_{T1}i_{1q} + R_f i_{2q} - L_{f1}\omega_g i_{1d} + v_{PWMq} - v_{Cfq} \quad (3.131)$$

Observa-se que o eixo direto ( $d$ ) e o eixo em quadratura ( $q$ ), são acoplados por meio dos termos  $L_{f1}\omega_g i_{1q}$  e  $L_{f1}\omega_g i_{1d}$ , respectivamente.

Deve-se observar também que as expressões (3.94) e (3.106) podem ser transformadas em:

$$v_{PWMd} = m_d \frac{V_i}{2} \quad (3.132)$$

$$v_{PWMq} = m_q \frac{V_i}{2} \quad (3.133)$$

$$i_i = d_d i_{1d} + d_q i_{1q} \quad (3.134)$$

sendo  $m_d$  e  $m_q$  as transformadas  $dq$  de (3.95).

Substituindo (3.127) nas expressões referentes à  $di_{2d}/dt$  e  $di_{2q}/dt$ , se obtêm:

$$L_{f2} \frac{di_{2d}}{dt} = R_f i_{1d} - R_{T2}i_{2d} - R_{l0}i_{gd} + L_{f2}\omega_g i_{2q} + v_{Cfd} \quad (3.135)$$

$$L_{f2} \frac{di_{2q}}{dt} = R_f i_{1q} - R_{T2}i_{2q} - R_{l0}i_{gq} - L_{f2}\omega_g i_{2d} + v_{Cfq} \quad (3.136)$$

Substituindo (3.128) nas expressões referentes à  $di_{gd}/dt$  e  $di_{gq}/dt$ , se obtêm:

$$L_g \frac{di_{gd}}{dt} = R_{l0}i_{2d} - R_{T3}i_{gd} + L_g\omega_g i_{gq} + v_{gd} \quad (3.137)$$

$$L_g \frac{di_{gq}}{dt} = R_{l0}i_{2q} - R_{T3}i_{gq} - L_g\omega_g i_{gd} + v_{gq} \quad (3.138)$$

De forma análoga às transformações das correntes, aplicando (3.91) em  $v_{Cfx}$ , se obtêm  $v_{Cfd}$  e  $v_{Cfq}$ , tal como abaixo:

$$v_{Cfd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{Cfa} \cos \theta_g + v_{Cfb} \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{Cfc} \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.139)$$

$$v_{Cfq} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{Cfa} \sin \theta_g + v_{Cfb} \sin \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{Cfc} \sin \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.140)$$

Diferenciando as equações (3.139) e (3.140) se obtêm:

$$\frac{dv_{Cfd}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{dv_{Cfa}}{dt} \cos \theta_g + \frac{dv_{Cfb}}{dt} \cos \left( \theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{dv_{Cfc}}{dt} \cos \left( \theta_g + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.141)$$

$$\begin{aligned}
& -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega_g \left[ v_{cfa} \sin\theta_g + v_{cfb} \sin\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{cfc} \sin\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
\frac{dv_{cfq}}{dt} = & -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{dv_{cfa}}{dt} \sin\theta_g + \frac{dv_{cfb}}{dt} \sin\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{dv_{cfc}}{dt} \sin\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
& -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega_g \left[ v_{cfa} \cos\theta_g + v_{cfb} \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{cfc} \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned} \tag{3.142}$$

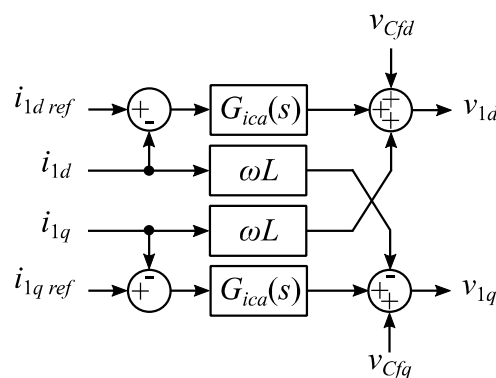
Substituindo (3.129) em (3.141) e em (3.142), se obtêm:

$$C_f \frac{dv_{cfd}}{dt} = i_{1d} - i_{2d} + C_f \omega_g v_{cfq} \tag{3.143}$$

$$C_f \frac{dv_{cfq}}{dt} = i_{1q} - i_{2q} - C_f \omega_g v_{cfd} \tag{3.144}$$

Conforme evidenciado nas equações anteriores, a mudança de coordenadas do sistema *abc* para o sistema de referência síncrono *dq* apresenta um termo de acoplamento, o qual relaciona as variáveis dos eixos *d* e *q*. Este é o maior problema encontrado nos controladores baseados no sistema de referência síncrono, pois o acoplamento das variáveis não permite controlar independentemente as variáveis dos eixos *d* e *q* [80]. A forma típica de resolver esse problema pode ser por meio de um esquema de controle tal como em [54], no qual foi utilizado um artifício para o desacoplamento dos eixos, o qual consiste em acrescentar dois termos cruzados, calculados a partir das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , representados na Figura 3.20.

Figura 3.20 - Desacoplamento dos eixos *dq*.



Fonte: Produção do próprio autor.

Os termos de acoplamento devem ser incluídos na análise, uma vez que afetam o comportamento dinâmico do sistema sempre que grandes elementos de filtro são utilizados [81], tipicamente em aplicações de alta potência. No entanto, pode-se encontrar na literatura exemplos de sistemas de controle que dispensam o esquema de desacoplamento, uma vez que

na prática confirma-se que a ausência do termo de desacoplamento tem efeito imperceptível nas variáveis controladas [80].

Desta forma, optou-se por desprezar os termos de acoplamento, sendo que as equações (3.130), (3.131), (3.135) a (3.138), (3.143) e (3.144) podem ser reescritas como:

$$L_{f1} \frac{di_{1d}}{dt} = -R_{T1}i_{1d} + R_f i_{2d} + v_{PWMd} - v_{Cfd} \quad (3.145)$$

$$L_{f1} \frac{di_{1q}}{dt} = -R_{T1}i_{1q} + R_f i_{2q} + v_{PWMq} - v_{Cfq} \quad (3.146)$$

$$L_{f2} \frac{di_{2d}}{dt} = R_f i_{1d} - R_{T2}i_{2d} - R_{lo}i_{gd} + v_{Cfd} \quad (3.147)$$

$$L_{f2} \frac{di_{2q}}{dt} = R_f i_{1q} - R_{T2}i_{2q} - R_{lo}i_{gq} + v_{Cfq} \quad (3.148)$$

$$L_g \frac{di_{gd}}{dt} = R_{lo}i_{2d} - R_{T3}i_{gd} + v_{gd} \quad (3.149)$$

$$L_g \frac{di_{gq}}{dt} = R_{lo}i_{2q} - R_{T3}i_{gq} + v_{gq} \quad (3.150)$$

$$C_f \frac{dv_{Cfd}}{dt} = i_{1d} - i_{2d} \quad (3.151)$$

$$C_f \frac{dv_{Cfq}}{dt} = i_{1q} - i_{2q} \quad (3.152)$$

As equações (3.145) a (3.152) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.3), desta forma a equação matricial no sistema  $dq$  é  $\mathbf{K}_{dq}\dot{\mathbf{x}}_{dq} = \mathbf{A}_{1dq}\mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B}_{1dq}\mathbf{u}_{dq}$  e pode ser escrita por:

$$\mathbf{K}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \quad (3.153)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq} = \frac{d}{dt} [i_{1d} \quad i_{1q} \quad i_{2d} \quad i_{2q} \quad i_{gd} \quad i_{gq} \quad v_{Cfd} \quad v_{Cfq}]^T \quad (3.154)$$

$$\mathbf{A}_{1dq} = \begin{bmatrix} -R_{T1} & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_{T1} & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & -1 \\ R_f & 0 & -R_{T2} & 0 & -R_{lo} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_f & 0 & -R_{T2} & 0 & -R_{lo} & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_{lo} & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{lo} & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.155)$$

$$\mathbf{x}_{dq} = [i_{1d} \quad i_{1q} \quad i_{2d} \quad i_{2q} \quad i_{gd} \quad i_{gq} \quad v_{cfd} \quad v_{cfq}]^T \quad (3.156)$$

$$\mathbf{B}_{1dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.157)$$

$$\mathbf{u}_{dq} = [v_{PWMd} \quad v_{PWMq} \quad 0 \quad 0 \quad v_{gd} \quad v_{gq} \quad 0 \quad 0]^T \quad (3.158)$$

O vetor de saída no sistema  $dq$ , no subintervalo ativo, é dado por:  $\mathbf{y}_{dq} = \mathbf{C}_{1dq}\mathbf{x}_{dq} + \mathbf{E}_{1dq}\mathbf{u}_{dq}$ , sendo:

$$\mathbf{y}_{dq} = [i_{1d} \quad i_{1q} \quad i_{2d} \quad i_{2q} \quad i_{gd} \quad i_{gq} \quad v_{cfd} \quad v_{cfq}]^T \quad (3.159)$$

$$\mathbf{C}_{1dq} = \mathbf{I}_{8 \times 8} \quad (3.160)$$

$$\mathbf{E}_{1dq} = \mathbf{0}_{8 \times 8} \quad (3.161)$$

Como no subintervalo ativo ocorre transferência de potência do barramento CC para a rede, é possível deduzir expressões para as potências ativa  $p_g$  e reativa  $q_g$ , no referencial síncrono  $dq$  [82], injetadas na rede, tal como abaixo.

$$p_g = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq}) \quad (3.162)$$

$$q_g = \frac{3}{2} (-v_{gd} i_{gq} + v_{gq} i_{gd}) \quad (3.163)$$

sendo  $v_{gd}$  e  $v_{gq}$  a transformada de Park das tensões da rede no PAC. Nota-se nas expressões acima que a potência ativa e a reativa dependem das quantidades  $d$  e  $q$ , de forma que não é possível controlar  $p_g$  e  $q_g$  independentemente. Isso sugere que o desacoplamento também se faz necessário entre estas equações. No entanto se  $v_{gq} = 0$ , as potências serão controladas de forma independente pelas correntes injetadas na rede,  $i_{gd}$  e  $i_{gq}$  respectivamente. Isso proporcionará o desacoplamento desejado entre as duas equações.

A condição  $v_{gq} = 0$  pode ser obtida se o eixo  $d$  estiver alinhado com a tensão da rede. Essa é uma condição comumente utilizada no controle de inversores conectados na rede [82]. Desta forma, as expressões (3.162) e (3.163) resumem-se a:

$$p_g = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gd}) \quad (3.164)$$

$$q_g = \frac{3}{2} (-v_{gd} i_{gq}) \quad (3.165)$$

Em inversores conectados na rede de distribuição normalmente a injeção de potência reativa é regulada para zero, ajustando para zero a referência da corrente de quadratura. Caso exista a necessidade do controle da potência reativa, deve-se estabelecer uma referência diferente de zero. Por outro lado, a injeção de potência ativa na rede é controlada pela corrente de eixo direto, como evidenciado em (3.164).

### 3.3.1.2 Subintervalo Nulo

Neste subintervalo as chaves superiores e inferiores da ponte inversora comportam-se como os estados  $V_0$  e  $V_7$  da Tabela 2.1, desta forma o lado CC é desconectado do lado CA e não ocorre transferência de potência entre os lados CC e CA, desta forma (3.94) pode ser reescrita como:

$$v_{PWMx} = 0 \quad (3.166)$$

A Figura 3.21 representa o circuito equivalente trifásico para este estado de operação.

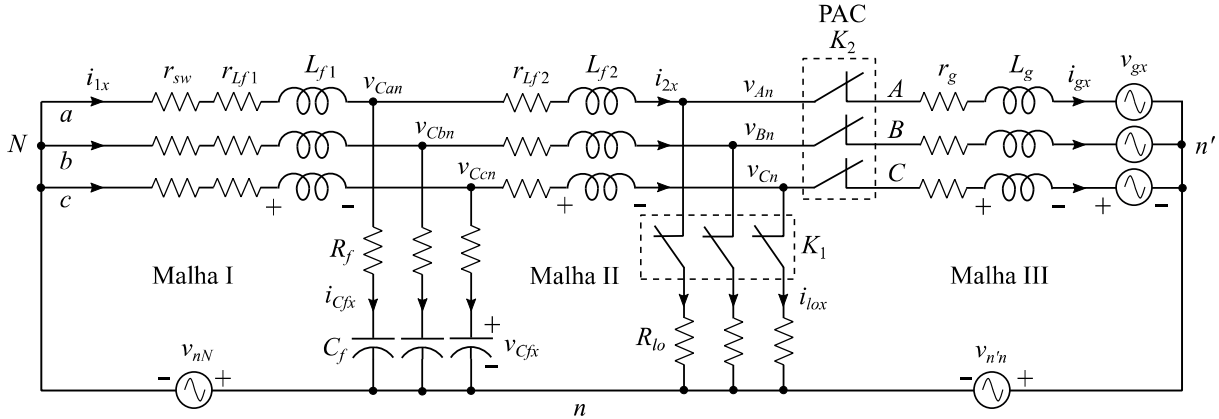
Escrevendo a LKT para as malhas I, II e III da Figura 3.21, se obtêm:

$$\text{Malha I} = \begin{cases} 0 = v_{Lf1a} + v_{rf1a} + v_{rSWa} + v_{Can} + v_{nN} \\ 0 = v_{Lf1b} + v_{rf1b} + v_{rSWb} + v_{Cbn} + v_{nN} \\ 0 = v_{Lf1c} + v_{rf1c} + v_{rSWc} + v_{Ccn} + v_{nN} \end{cases} \quad (3.167)$$

$$\text{Malha II} = \begin{cases} v_{Can} = v_{Lf2a} + v_{rf2a} + v_{An} \\ v_{Cbn} = v_{Lf2b} + v_{rf2b} + v_{Bn} \\ v_{Ccn} = v_{Lf2c} + v_{rf2c} + v_{Cn} \end{cases} \quad (3.168)$$

$$\text{Malha III} = \begin{cases} v_{An} = v_{Lga} + v_{rga} + v_{ga} + v_{n'n} \\ v_{Bn} = v_{Lgb} + v_{rgb} + v_{gb} + v_{n'n} \\ v_{Cn} = v_{Lgc} + v_{rgc} + v_{gc} + v_{n'n} \end{cases} \quad (3.169)$$

Figura 3.21 – Circuito equivalente do conversor no modo conectado, estado nulo, com carga local conectada.



Fonte: Produção do próprio autor.

Reescrevendo as expressões acima se obtêm:

$$\text{Malha I} = \begin{cases} L_{f1} \frac{di_{1a}}{dt} = -(r_{sw} + r_{Lf1} + R_f)i_{1a} + R_f i_{2a} - v_{Cfa} \\ L_{f1} \frac{di_{1b}}{dt} = -(r_{sw} + r_{Lf1} + R_f)i_{1b} + R_f i_{2b} - v_{Cfb} \\ L_{f1} \frac{di_{1c}}{dt} = -(r_{sw} + r_{Lf1} + R_f)i_{1c} + R_f i_{2c} - v_{Cfc} \end{cases} \quad (3.170)$$

$$\text{Malha II} = \begin{cases} L_{f2} \frac{di_{2a}}{dt} = R_f i_{1a} - (R_f + R_{lo} + r_{f2})i_{2a} - R_{lo} i_{ga} + v_{Cfa} \\ L_{f2} \frac{di_{2b}}{dt} = R_f i_{1b} - (R_f + R_{lo} + r_{f2})i_{2b} - R_{lo} i_{gb} + v_{Cfb} \\ L_{f2} \frac{di_{2c}}{dt} = R_f i_{1c} - (R_f + R_{lo} + r_{f2})i_{2c} - R_{lo} i_{gc} + v_{Cfc} \end{cases} \quad (3.171)$$

$$\text{Malha III} = \begin{cases} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = R_{lo} i_{2a} - (R_{lo} + r_g)i_{ga} + v_{ga} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = R_{lo} i_{2b} - (R_{lo} + r_g)i_{gb} + v_{gb} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = R_{lo} i_{2c} - (R_{lo} + r_g)i_{gc} + v_{gc} \end{cases} \quad (3.172)$$

$$\text{Nó de } C_f = \begin{cases} C_f \frac{dv_{Cfa}}{dt} = i_{1a} - i_{2a} \\ C_f \frac{dv_{Cfb}}{dt} = i_{1b} - i_{2b} \\ C_f \frac{dv_{Cfc}}{dt} = i_{1c} - i_{2c} \end{cases} \quad (3.173)$$

As equações (3.170) a (3.173) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.4), desta forma a equação matricial no sistema  $abc$  é  $\mathbf{K}_{abc} \dot{\mathbf{x}}_{abc} =$



$\mathbf{A}_{2abc}\mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B}_{2abc}\mathbf{u}_{abc}$ , sendo que  $\mathbf{K}_{abc}$ ,  $\mathbf{x}_{abc}$  e  $\mathbf{u}_{abc}$  já foram definidas por (3.111), (3.114) e (3.116) respectivamente, as demais matrizes podem ser escritas por:

$$\mathbf{A}_{2abc} = \mathbf{A}_{1abc} \quad (3.174)$$

$$\mathbf{B}_{2abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.175)$$

Finalmente, de acordo com a segunda expressão de (3.4), o vetor de saída no modo conectado pode ser expresso por  $\mathbf{y}_{abc} = \mathbf{C}_{2abc}\mathbf{x}_{abc} + \mathbf{E}_{2abc}\mathbf{u}_{abc}$ , sendo:

$$\mathbf{C}_{2abc} = \mathbf{I}_{12 \times 12} \quad (3.176)$$

$$\mathbf{E}_{2abc} = \mathbf{0}_{12 \times 12} \quad (3.177)$$

De modo análogo ao subintervalo ativo as expressões do subintervalo nulo, no sistema trifásico  $abc$ , podem ser transformadas para o sistema de referência síncrona  $dq$ , como abaixo:

$$L_{f1} \frac{di_{1d}}{dt} = -R_{T1}i_{1d} + R_f i_{2d} - v_{cfd} \quad (3.178)$$

$$L_{f1} \frac{di_{1q}}{dt} = -R_{T1}i_{1q} + R_f i_{2q} - v_{cfq} \quad (3.179)$$

$$L_{f2} \frac{di_{2d}}{dt} = R_f i_{1d} - R_{T2}i_{2d} - R_{lo}i_{gd} + v_{cfd} \quad (3.180)$$

$$L_{f2} \frac{di_{2q}}{dt} = R_f i_{1q} - R_{T2}i_{2q} - R_{lo}i_{gq} + v_{cfq} \quad (3.181)$$

$$L_g \frac{di_{gd}}{dt} = R_{lo}i_{2d} - R_{T3}i_{gd} + v_{gd} \quad (3.182)$$

$$L_g \frac{di_{gq}}{dt} = R_{lo}i_{2q} - R_{T3}i_{gq} + v_{gq} \quad (3.183)$$

$$C_f \frac{dv_{cfd}}{dt} = i_{1d} - i_{2d} \quad (3.184)$$

$$C_f \frac{dv_{cfq}}{dt} = i_{1q} - i_{2q} \quad (3.185)$$

As equações (3.178) a (3.185) podem ser escritas na forma matricial, tal como a primeira expressão de (3.4), desta forma a equação matricial no sistema de referência síncrona  $dq$  é  $\mathbf{K}_{dq}\dot{\mathbf{x}}_{dq} = \mathbf{A}_{2dq}\mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B}_{2dq}\mathbf{u}_{dq}$ , cujas matrizes podem ser escritas por:

$$\mathbf{A}_{2dq} = \mathbf{A}_{1dq} \quad (3.186)$$

$$\mathbf{B}_{2dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.187)$$

O vetor de saída no sistema de referência síncrona  $dq$ , no subintervalo nulo, é dado por:

$\mathbf{y}_{dq} = \mathbf{C}_{2dq}\mathbf{x}_{dq} + \mathbf{E}_{2dq}\mathbf{u}_{dq}$ , sendo:

$$\mathbf{C}_{2dq} = \mathbf{I}_{8 \times 8} \quad (3.188)$$

$$\mathbf{E}_{2dq} = \mathbf{0}_{8 \times 8} \quad (3.189)$$

sendo as demais matrizes já definidas na seção 3.3.1.1.

### 3.3.1.3 Análise do Valor Médio para o Lado CA no Modo Conectado

O ponto de operação em regime permanente do FPB *LCL*, no sistema de referência síncrono  $dq$ , pode ser determinado fazendo as derivadas iguais a zero e multiplicando as equações que descrevem os subintervalos ativo e nulo pelos ciclos de trabalho relativos a cada subintervalo, sendo que, a exemplo de (3.9) pode se escrever:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{dq} &= \mathbf{A}_{1dq}D_a + \mathbf{A}_{2dq}(1 - D_a) \\ \mathbf{B}_{dq} &= \mathbf{B}_{1dq}D_a + \mathbf{B}_{2dq}(1 - D_a) \\ \mathbf{C}_{dq} &= \mathbf{C}_{1dq}D_a + \mathbf{C}_{2dq}(1 - D_a) \\ \mathbf{E}_{dq} &= \mathbf{E}_{1dq}D_a + \mathbf{E}_{2dq}(1 - D_a) \end{aligned} \quad (3.190)$$

lembrando que  $D_a$  é o ciclo de trabalho médio no estado ativo e as matrizes  $\mathbf{A}_{dq}$ ,  $\mathbf{B}_{dq}$ ,  $\mathbf{C}_{dq}$  e  $\mathbf{E}_{dq}$ , são definidas respectivamente por:

$$\mathbf{A}_{dq} = \mathbf{A}_{1dq} \quad (3.191)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} D_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.192)$$

$$\mathbf{C}_{dq} = \mathbf{I}_{8 \times 8} \quad (3.193)$$

$$\mathbf{E}_{dq} = \mathbf{0}_{8 \times 8} \quad (3.194)$$

A partir das definições anteriores pode-se escrever  $\mathbf{X}_{dq} = -\mathbf{A}_{dq}^{-1}\mathbf{B}_{dq}\mathbf{U}_{dq}$ , sendo  $\mathbf{A}_{dq}^{-1}$  a matriz inversa de  $\mathbf{A}_{dq}$  e  $\mathbf{U}_{dq}$  definida abaixo:

$$\mathbf{X}_{dq} = [I_{1d} \ I_{1q} \ I_{2d} \ I_{2q} \ I_{gd} \ I_{gq} \ V_{Cfd} \ V_{Cfq}]^T \quad (3.195)$$

$$\mathbf{U}_{dq} = [V_{PWMd} \ V_{PWMq} \ 0 \ 0 \ V_{gd} \ V_{gq} \ 0 \ 0]^T \quad (3.196)$$

A partir das definições anteriores pode-se escrever o vetor de saída  $\mathbf{Y}_{dq}$  conforme abaixo:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{dq} &= [I_{1d} \ I_{1q} \ I_{gd} \ I_{gq} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T = \\ &= (-\mathbf{C}_{dq}\mathbf{A}_{dq}^{-1}\mathbf{B}_{dq} + \mathbf{E}_{dq})\mathbf{U}_{dq} \end{aligned} \quad (3.197)$$

### 3.3.1.4 Análise de Pequenos Sinais para o Lado CA no Modo Conectado

A análise para pequenos sinais neste modo de operação pode ser realizada com base na adição das perturbações conforme descrito pelo conjunto de equações (3.10), o qual pode ser rescrito para o sistema de referência  $dq$  conforme abaixo:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{dq} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}_{dq}}{dt} = \mathbf{A}_{dq}\tilde{\mathbf{x}}_{dq} + \mathbf{B}_{dq}\tilde{\mathbf{u}}_{dq} + \{(\mathbf{A}_{1dq} - \mathbf{A}_{2dq})\mathbf{X}_{dq} + (\mathbf{B}_{1dq} - \mathbf{B}_{2dq})\mathbf{U}_{dq}\}\tilde{d}_{dq} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{dq} = \mathbf{C}_{dq}\tilde{\mathbf{x}}_{dq} + \mathbf{E}_{dq}\tilde{\mathbf{u}}_{dq} + \{(\mathbf{C}_{1dq} - \mathbf{C}_{2dq})\mathbf{X}_{dq} + (\mathbf{E}_{1dq} - \mathbf{E}_{2dq})\mathbf{U}_{dq}\}\tilde{d}_{dq} \end{cases} \quad (3.198)$$

sendo as expressões matriciais abaixo definidas por:

$$\begin{aligned} &\{(\mathbf{A}_{1dq} - \mathbf{A}_{2dq})\mathbf{X}_{dq} + (\mathbf{B}_{1dq} - \mathbf{B}_{2dq})\mathbf{U}_{dq}\} \\ &= [D_a V_{PWMd} \ D_a V_{PWMq} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (3.199)$$

$$\{(\mathbf{C}_{1dq} - \mathbf{C}_{2dq})\mathbf{X}_{dq} + (\mathbf{E}_{1dq} - \mathbf{E}_{2dq})\mathbf{U}_{dq}\} = \mathbf{0}_{8 \times 1} \quad (3.200)$$

A primeira expressão de (3.198) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \\ \tilde{i}_{2d} \\ \tilde{i}_{2q} \\ \tilde{i}_{gd} \\ \tilde{i}_{gq} \\ \tilde{v}_{Cfd} \\ \tilde{v}_{Cfq} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} -R_{T1} & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_{T1} & 0 & R_f & 0 & 0 & 0 & -1 \\ R_f & 0 & -R_{T2} & 0 & -R_{lo} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_f & 0 & -R_{T2} & 0 & -R_{lo} & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_{lo} & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{lo} & 0 & -R_{T3} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \\ \tilde{i}_{2d} \\ \tilde{i}_{2q} \\ \tilde{i}_{gd} \\ \tilde{i}_{gq} \\ \tilde{v}_{Cfd} \\ \tilde{v}_{Cfq} \end{bmatrix} + \end{aligned} \quad (3.201)$$

$$+ \begin{bmatrix} D_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{PWMd} \\ \tilde{v}_{PWMq} \\ 0 \\ 0 \\ \tilde{v}_{gd} \\ \tilde{v}_{gq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_a V_{PWMd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_a V_{PWMq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

e a segunda expressão de (3.198) pode ser reescrita como:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{dq} = \mathbf{I}_{8 \times 8} \tilde{\mathbf{x}}_{dq} = [\tilde{i}_{1d} \quad \tilde{i}_{1q} \quad \tilde{i}_{2d} \quad \tilde{i}_{2q} \quad \tilde{i}_{gd} \quad \tilde{i}_{gq} \quad \tilde{v}_{cfd} \quad \tilde{v}_{cfq}]^T \quad (3.202)$$

As funções de transferência da planta, que serão utilizadas na determinação dos controladores do ZSI para o controle do sistema de GD, são obtidas a partir da equação matricial (3.201), de forma que, reescrevendo-as e determinando suas transformadas de Laplace, se obtêm:

$$s\tilde{i}_{1dq}(s) = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}}\tilde{i}_{1dq}(s) + \frac{R_f}{L_{f1}}\tilde{i}_{2dq}(s) - \frac{1}{L_{f1}}\tilde{v}_{cfdq}(s) + \frac{D_a}{L_{f1}}\tilde{v}_{PWMdq}(s) + \frac{D_a V_{PWMdq}}{L_{f1}}\tilde{d}_{dq}(s) \quad (3.203)$$

$$s\tilde{i}_{2dq}(s) = \frac{R_f}{L_{f2}}\tilde{i}_{1dq}(s) - \frac{R_{T2}}{L_{f2}}\tilde{i}_{2dq}(s) - \frac{R_{l0}}{L_{f2}}\tilde{i}_{gdq}(s) + \frac{1}{L_{f2}}\tilde{v}_{cfdq}(s) \quad (3.204)$$

$$s\tilde{i}_{gdq}(s) = \frac{R_{l0}}{L_g}\tilde{i}_{2dq}(s) - \frac{R_{T3}}{L_g}\tilde{i}_{gdq}(s) + \frac{1}{L_g}\tilde{v}_{gdq}(s) \quad (3.205)$$

$$s\tilde{v}_{cfdq}(s) = \frac{1}{C_f}\tilde{i}_{1dq}(s) - \frac{1}{C_f}\tilde{i}_{2dq}(s) \quad (3.206)$$

Manipulando algebricamente as expressões acima pode se determinar as funções de transferências em malha aberta da tensão de saída do inversor  $\tilde{v}_{PWMdq}(s)$  para corrente do indutor do lado do inversor  $\tilde{i}_{1dq}(s)$ , como sendo  $G_{idq}(s)$ , e da corrente do indutor do lado do inversor para a tensão do capacitor  $\tilde{v}_{cfdq}(s)$ , como sendo  $G_{vdq}(s)$ , respectivamente:

$$\tilde{i}_{1dq}(s) = G_{idq}(s)\tilde{v}_{PWMdq}(s) + G_{igdq}(s)\tilde{v}_{gdq}(s) \quad (3.207)$$

$$\tilde{v}_{cfdq}(s) = G_{vdq}(s)\tilde{i}_{1dq}(s) + G_{vgdq}(s)\tilde{v}_{gdq}(s) \quad (3.208)$$

sendo  $\tilde{v}_{gdq}$  um distúrbio na tensão da rede, de forma que fazendo  $\tilde{v}_{gdq} = 0$ , se obtêm:

$$G_{idq}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{1dq}(s)}{\tilde{v}_{PWMdq}(s)} \right|_{\tilde{d}_{dq}(s)=0} = \frac{D_a}{\left( sL_{f1} + R_{T1} + \frac{1}{sC_f} \right) - \frac{1}{G_a(s)} \left( R_f + \frac{1}{sC_f} \right) \left( \frac{R_f}{L_{f2}} + \frac{1}{sL_{f2}C_f} \right)} \quad (3.209)$$

sendo  $G_a(s)$  dado por:

$$G_a(s) = s + \frac{R_{T2}}{L_{f2}} + \frac{R_{l0}^2}{L_{f2}L_g} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_{T3}}{L_g}} + \frac{1}{sL_{f2}C_f} \quad (3.210)$$

$$\begin{aligned}
G_{v_{dq}}(s) &= \left. \frac{\tilde{v}_{cfdq}(s)}{\tilde{i}_{1dq}(s)} \right|_{\tilde{d}_{dq}(s)=0} = \\
&= \frac{L_{f2}L_gC_f s^2 + (L_{f2}C_f R_{T3} + L_gC_f R_{T2} - L_gC_f R_f)s + (C_f R_{T2} R_{T3} + R_{l0}^2 C_f - C_f R_f R_{T3})}{L_{f2}L_gC_f^2 s^3 + (L_{f2}C_f^2 R_{T3} + L_gC_f^2 R_{T2})s^2 + (C_f^2 R_{T2} R_{T3} + R_{l0}^2 C_f^2 + C_f R_g)s + C_f R_{T3}}
\end{aligned} \tag{3.211}$$

com  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  e  $R_{T3}$  definidos na seção 3.3.1.

Deve-se observar que as funções de transferência para  $\tilde{i}_{2dq}(s)$  não foram estabelecidas uma vez que estas correntes não serão controladas, sendo que por motivos de segurança elétrica da ponte inversora apenas as correntes nos indutores do lado do inversor ( $\tilde{i}_{1dq}$ ) e as tensões dos capacitores do filtro CA ( $v_{cfdq}$ ) são realimentadas. A Figura 3.22 mostra a resposta em frequência da função de transferência (3.209) considerando dois conjuntos de parâmetros para o filtro *LCL*.

O primeiro conjunto de parâmetros foi obtido teoricamente através do procedimento de cálculo apresentado na seção 2.9 e resumido na Tabela 2.8, cujos resultados são mostrados como “parâmetros calculados” na Figura 3.22.

O segundo conjunto de parâmetros está definido na Tabela 3.3, os quais foram utilizados na montagem do protótipo experimental, tal como indicado no Apêndice A.3. Este conjunto de parâmetros produz a resposta indicada como “parâmetros experimentais” na Figura 3.22. A escolha de valores diferentes dos calculados se deu em função do desejo de aumentar o fator de amortecimento na frequência de ressonância, aumentando-se o valor de  $R_f$  e para padronização dos indutores  $L_{f1}$  e  $L_{f2}$ , uma vez que a diferença na resposta em frequência não é significativa e atua no sentido de melhorar a resposta, reduzindo a largura de banda.

A Figura 3.23 mostra a resposta em frequência da função de transferência (3.211) também considerando dois conjuntos de parâmetros do filtro *LCL*. Novamente observa-se uma correlação aceitável entre as respostas. Nestas simulações foram utilizados os parâmetros da rede elétrica definidos na Tabela 3.4.

Ainda manipulando o conjunto de expressões (3.203) - (3.206), pode-se obter a função de transferência representada por (3.212), que representa a função de transferência da corrente à jusante da ponte inversora, em função do ciclo de trabalho.

De forma análoga às Figuras 3.22 e 3.23, a Figura 3.24 mostra a resposta em frequência da função de transferência (3.212), também considerando os dois conjuntos de parâmetros para o filtro *LCL*.

Tabela 3.3 – Definição dos elementos do filtro de linha.

Elemento	Símbolo	Unidade	Valor
Indutor do Filtro <i>LCL</i> do Lado do Inversor	$L_{f1}$	mH	2,0
Indutor do Filtro <i>LCL</i> do Lado da Rede	$L_{f2}$	mH	2,0
Resistência Série do Indutor do Lado do Inversor	$r_{Lf1}$	m $\Omega$	10,0
Resistência Série do Indutor do Lado da Rede	$r_{Lf2}$	m $\Omega$	10,0
Capacitor do Filtro <i>LCL</i>	$C_f$	$\mu$ F	20,0
Resistência Série do Capacitor	$r_{Cf}$	m $\Omega$	-
Resistência de Amortecimento	$R_f$	$\Omega$	1,0
Fator de Amortecimento	$\zeta_f$	-	0,707
Frequência de Ressonância	$f_{res}$	kHz	1,12
Ciclo de Trabalho do Estado Ativo	$D_a$	-	0,62
Carga Local	$R_{lo}$	$\Omega$	32,0

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 3.4 – Definição dos parâmetros da rede.

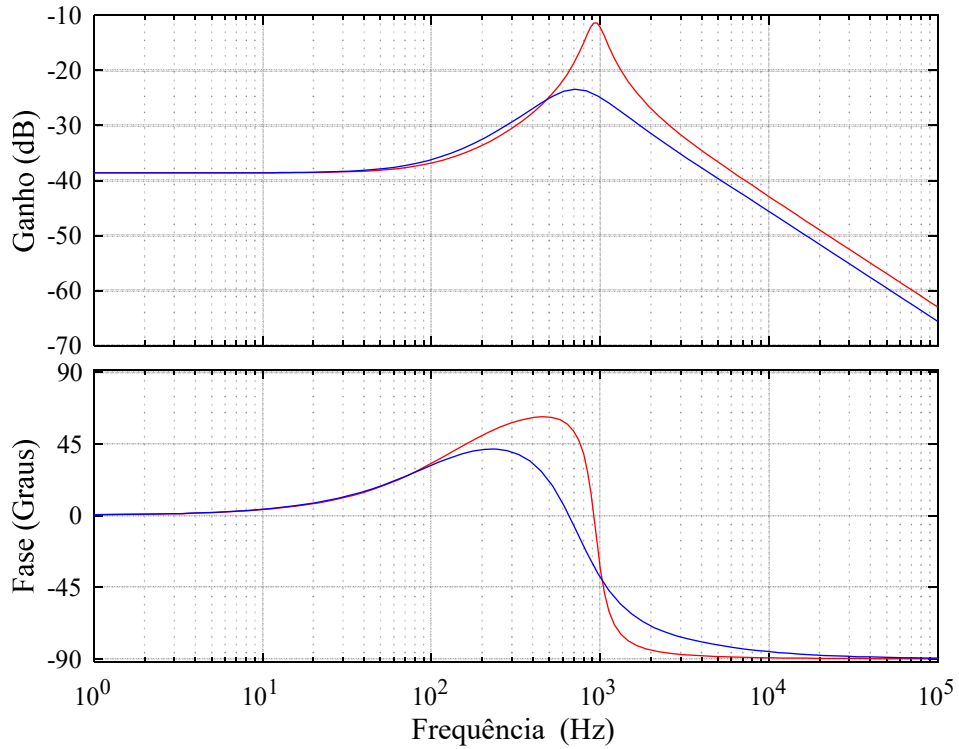
Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Tensão Eficaz da Rede Elétrica	$V_g$	V	220
Indutância Equivalente de Thévenin da Rede	$L_g$	mH	1,0
Resistência Equivalente de Thévenin da Rede	$r_g$	$\Omega$	1,0

Fonte: Produção do próprio autor.

$$G_{i1d}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{1dq}(s)}{\tilde{d}_{dq}(s)} \right|_{\substack{\tilde{v}_{gdq}(s)=0 \\ \tilde{v}_{PWMdq}(s)=0}} = \frac{D_a V_{PWMdq}}{\left[ \frac{sC_f(sL_{f1} + R_{T1}) + 1}{sC_f} \right] - \left[ \frac{C_f^2 L_g R_f^2 s^3 + (L_g C_f R_f + C_f^2 R_{T2} R_f^2) s^2 + (L_g + C_f R_f R_{T2}) s + R_{T2}}{sC_f [sC_f (sL_{f2} + R_{T2}) (sL_g + R_{T2}) + sC_f R_{lo}^2 + sL_g + R_{T2}]} \right]} \quad (3.212)$$

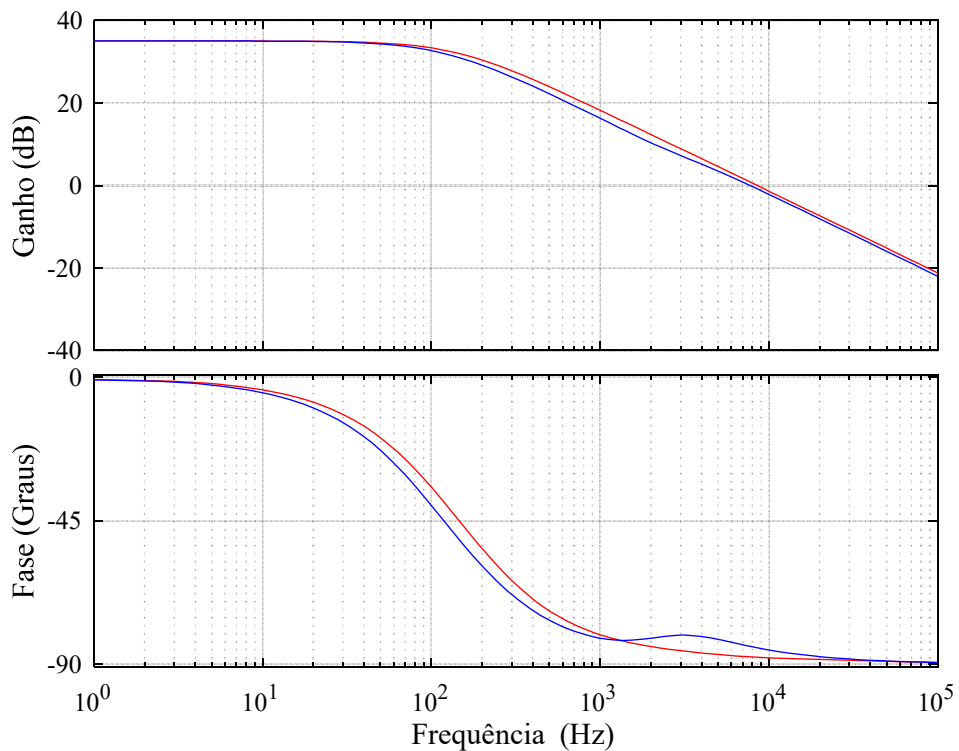
Cabe ressaltar que os parâmetros definidos na Tabela 3.4 é um caso particular, uma vez que este conversor será conectado na rede elétrica e não é possível determinar um modelo preciso desta, considerando ainda que a impedância da rede é um fator relativo à carga elétrica do sistema e aos condutores, a qual é influenciada por constantes alterações devido à entrada e saída de cargas que os sistemas de distribuição estão sujeitos, bem como são modificadas de forma aleatória, devido às expansões feitas por novas instalações consumidoras [84].

Figura 3.22 – Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência  $G_{idq}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho).



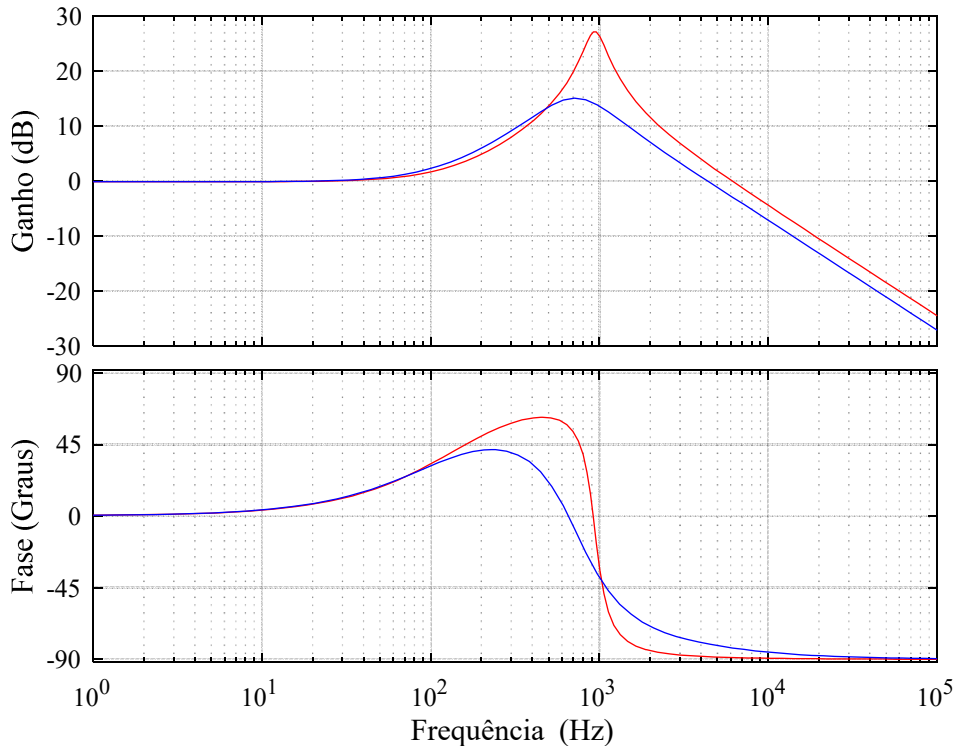
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.23 – Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência  $G_{vdq}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 3.24 – Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência  $G_{iid}(s)$ , para parâmetros experimentais (azul) e calculados (vermelho).



Fonte: Produção do próprio autor.

### 3.3.2 Modo Ilhado

Entende-se por ilhamento a região do sistema elétrico de distribuição que sofre um desligamento do alimentador principal e através de geradores locais mantém alimentada a região que foi isolada [83]. Diversas situações podem produzir ilhamento, dentre elas é possível citar as faltas ocorridas por falha no sistema, curtos-circuitos, ou desligamento por parte da concessionária para realizar manutenção nas linhas. Quando um ilhamento ou contingência ocorre, é necessário que os sistemas de GD se desconectem da rede [84].

Neste modo de operação o seccionador  $K_2$  no PAC, tal como na Figura 5.18, encontra-se aberto, de forma que a rede de distribuição não estará presente. Em contraste com o modo conectado, no modo ilhado o conversor deve controlar a tensão de saída, de forma que os limites de amplitude e frequência regulamentados sejam assegurados.

Outro aspecto importante em relação ao controle no modo ilhado, quando comparado ao modo conectado, diz respeito à necessidade de compensar componentes harmônicas. Neste sentido, ao analisar a transformada  $dq$ , observa-se que ela subtrai a informação de frequência e distorção harmônica, uma vez que, o resultado de sua aplicação consistente em variáveis



CC. Portanto, ao invés de utilizar um eixo rotativo variante no tempo e em sincronismo com a frequência da fundamental da rede, utiliza-se um eixo estacionário invariante no tempo. Assim, como é bem conhecida, a transformação  $abc-\alpha\beta$ , ou transformada de Clarke, definida pela expressão (3.213), é capaz de transformar um sistema de variáveis trifásicas em um sistema com duas variáveis senoidais, preservando as características harmônicas de amplitude ou de potência da medida. Cabe ressaltar que devido ao fato da transformada de Clarke ser invariante no tempo não há o aparecimento do acoplamento entre as variáveis, tal como na transformação  $dq$  [54].

Em uma transformação de coordenadas  $\alpha\beta$  com invariância de amplitude, a constante que multiplica a matriz de transformação é  $2/3$ , garantindo que o valor de pico no sistema  $\alpha\beta$  coincida com o do sistema  $abc$ . Por outro lado, em uma transformação com invariância de potência, a constante que multiplica a matriz de transformação é  $\sqrt{2/3}$ , garantindo que a potência no sistema  $abc$  seja conservada na mudança para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  [80]. Desta forma, para que toda potência gerada pela GD seja disponibilizada para a carga local, optou-se pela transformação  $\alpha\beta$  com invariância de potência. As expressões a seguir apresentam as transformadas  $\alpha\beta$  direta  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$  e inversa  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^T$ , respectivamente, com invariância de potência, ou seja:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.213)$$

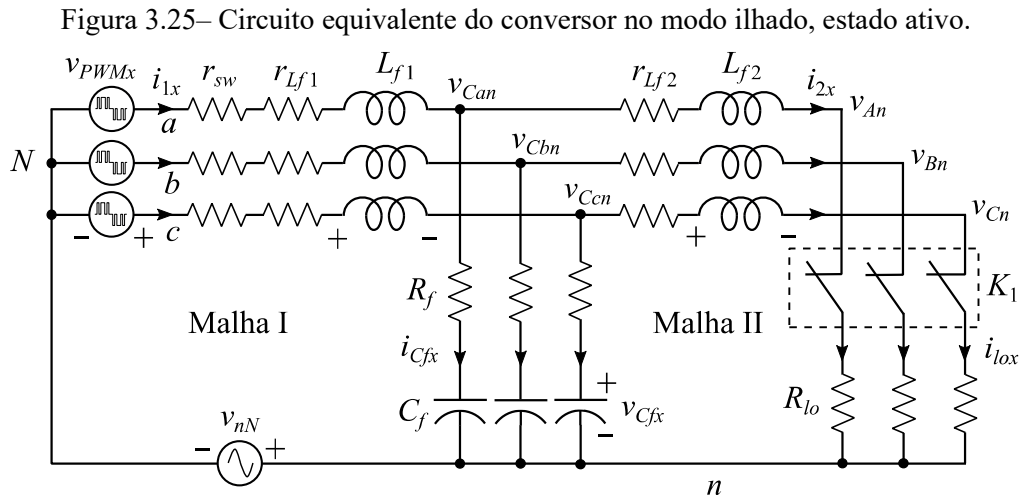
$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.214)$$

Nesta análise a sequência zero também foi desprezada, pela mesma razão já discutida na seção 2.5.1 desta tese, de forma que as transformações acima só são válidas para sistemas trifásicos a três fios.

Embora possam ser conectadas cargas indutivas, capacitivas ou não lineares como carga local, optou-se por utilizar uma carga resistiva equilibrada, com o intuito de simplificar o modelo dinâmico e o projeto dos controladores. No entanto, uma análise generalizada pode ser desenvolvida considerando no lugar da resistência  $R_{l0}$  uma impedância genérica  $Z_{l0}$ .

### 3.3.2.1 Subintervalo Ativo

De modo análogo ao discutido no modo conectado, neste subintervalo também ocorre transferência de potência do lado CC para o lado CA, no entanto destinado à alimentação da carga local. A Figura 3.25 representa o circuito equivalente para este estado de operação, sendo que para a finalidade desta análise, as tensões e correntes representadas nesta figura são consideradas senoidais e equilibradas, novamente desprezando-se a tensão de sequência zero, ou seja,  $v_{nN} = 0$ . Deve-se observar que as tensões no PAC,  $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ , são também as tensões de fase sobre a carga local.



Fonte: Produção do próprio autor.

A aplicação da LKT para as malhas I e II da Figura 3.25 se obtêm as mesmas expressões (3.97) e (3.98), de forma que reescrevendo, se obtêm:

$$\text{Malha I} = \begin{cases} L_{f1} \frac{di_{1a}}{dt} = -R_{T1}i_{1a} + R_f i_{2a} - v_{Cfa} + v_{aN} \\ L_{f1} \frac{di_{1b}}{dt} = -R_{T1}i_{1b} + R_f i_{2b} - v_{Cfb} + v_{bN} \\ L_{f1} \frac{di_{1c}}{dt} = -R_{T1}i_{1c} + R_f i_{2c} - v_{Cfc} + v_{cN} \end{cases} \quad (3.215)$$

$$\text{Malha II} = \begin{cases} L_{f2} \frac{di_{2a}}{dt} = R_f i_{1a} - R_{T4}i_{2a} + v_{Cfa} - v_{aN} \\ L_{f2} \frac{di_{2b}}{dt} = R_f i_{1b} - R_{T4}i_{2b} + v_{Cfb} - v_{bN} \\ L_{f2} \frac{di_{2c}}{dt} = R_f i_{1c} - R_{T4}i_{2c} + v_{Cfc} - v_{cN} \end{cases} \quad (3.216)$$

$$\text{Nó de } C_f = \begin{cases} C_f \frac{dv_{Cfa}}{dt} = i_{1a} - i_{2a} \\ C_f \frac{dv_{Cfb}}{dt} = i_{1b} - i_{2b} \\ C_f \frac{dv_{Cfc}}{dt} = i_{1c} - i_{2c} \end{cases} \quad (3.217)$$

sendo  $R_{T1}$  já definido,  $R_{T4} = R_f + r_{Lf2}$  e a corrente da carga  $i_{lox} = i_{2x}$ .

As equações diferenciais (3.215) a (3.217) podem ser reescritas no sistema ortogonal de coordenadas  $\alpha\beta$  apresentado em (3.213), no entanto, para fazer a mudança de coordenadas é útil escrever estas equações na forma matricial [80]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{R_f}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f1}} \begin{bmatrix} v_{Cfa} \\ v_{Cfb} \\ v_{Cfc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{f1}} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (3.218)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \frac{R_{T4}}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{Cfa} \\ v_{Cfb} \\ v_{Cfc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} \quad (3.219)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cfa} \\ v_{Cfb} \\ v_{Cfc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (3.220)$$

Multiplicando os dois lados das expressões acima pela matriz  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ , definida na expressão (3.213) e efetuando-se as transformações, se obtêm as equações matriciais do circuito no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  apresentadas abaixo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} + \frac{R_f}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f1}} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{f1}} \begin{bmatrix} v_{PVM\alpha} \\ v_{PVM\beta} \end{bmatrix} \quad (3.221)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} - \frac{R_{T4}}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{PAC\alpha} \\ v_{PAC\beta} \end{bmatrix} \quad (3.222)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (3.223)$$

sendo  $v_{PAC\alpha\beta}$  a transformada de Clarke para as tensões  $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ .

As equações (3.221) a (3.223) podem ser escritas tal como a primeira expressão de (3.3). Desta forma a equação matricial no sistema  $\alpha\beta$  será  $\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{1\alpha\beta}\mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{1\alpha\beta}\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  e pode ser escrita por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \\ v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} & 0 & \frac{R_f}{L_{f1}} & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} & 0 & \frac{R_f}{L_{f1}} & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} \\ \frac{R_f}{L_{f2}} & 0 & -\frac{R_{T4}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_{f2}} & 0 & -\frac{R_{T4}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \\ v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PWM\alpha} \\ v_{PWM\beta} \\ v_{PAC\alpha} \\ v_{PAC\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.224)$$

O vetor de saída no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , para o subintervalo ativo, é representado por:  $\mathbf{y}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_{1\alpha\beta}\mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{E}_{1\alpha\beta}\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ , sendo:

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} \quad (3.225)$$

$$\mathbf{C}_{1\alpha\beta} = \mathbf{I}_{6 \times 6} \quad (3.226)$$

$$\mathbf{E}_{1\alpha\beta} = \mathbf{0}_{6 \times 6} \quad (3.227)$$

Deve-se observar que a expressão (3.94) pode ser transformada em:

$$v_{PWM\alpha} = m_\alpha \frac{V_i}{2} \quad (3.228)$$

$$v_{PWM\beta} = m_\beta \frac{V_i}{2} \quad (3.229)$$

sendo  $m_\alpha$  e  $m_\beta$  as transformadas  $\alpha\beta$  de (3.95).

Como no subintervalo ativo ocorre transferência de potência do barramento CC para a carga local, é possível deduzir expressões para as potências instantâneas  $p$  e reativa  $q$ , no sistema estacionário  $\alpha\beta$  [82], tal como abaixo.

$$p = \frac{3}{2} [v_{PAC\alpha} i_{2\alpha} + v_{PAC\beta} i_{2\beta}] \quad (3.230)$$

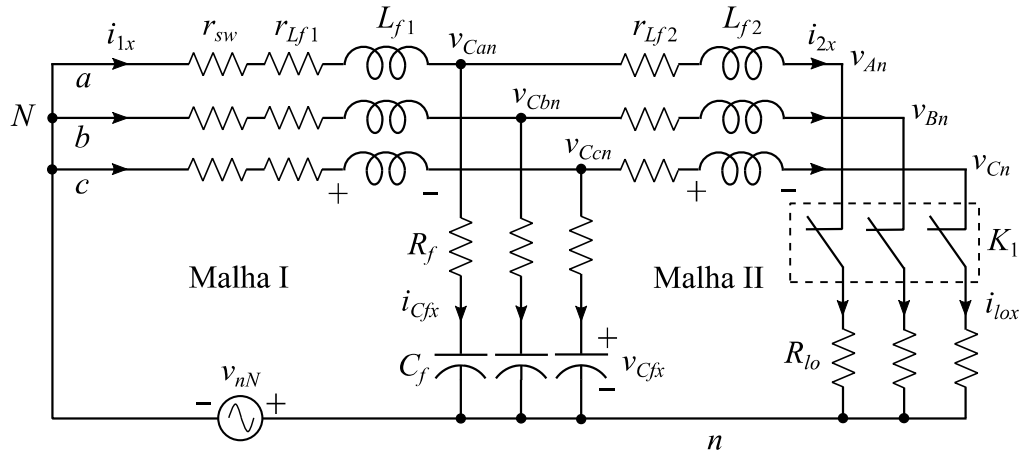
$$q = \frac{3}{2} [-v_{PAC\alpha} i_{2\beta} + v_{PAC\beta} i_{2\alpha}] \quad (3.231)$$

sendo  $v_{PAC}$  a tensão sobre a carga local, uma vez que o seccionador  $K_2$  está aberto.

### 3.3.2.2 Subintervalo Nulo

De modo análogo ao discutido no modo conectado, neste subintervalo também ocorre desconexão do lado CC e CA, portanto não ocorre transferência de potência entre os lados CC e CA, uma vez que  $v_{PWMx} = 0$ . A Figura 3.26 representa o circuito equivalente para este estado de operação.

Figura 3.26 – Circuito equivalente do conversor no modo ilhado, estado nulo.



Fonte: Produção do próprio autor.

De forma análoga ao desenvolvimento das equações do subintervalo ativo, se obtêm as expressões no subintervalo nulo no sistema ortogonal de coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} + \frac{R_f}{L_{f1}} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f1}} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} \quad (3.232)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} - \frac{R_{T4}}{L_{f2}} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{f2}} \begin{bmatrix} v_{PAC\alpha} \\ v_{PAC\beta} \end{bmatrix} \quad (3.233)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha} \\ v_{Cf\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (3.234)$$

As equações (3.232) a (3.234) podem ser escritas tal como a primeira expressão de (3.4). Desta forma a equação matricial no sistema de referência  $\alpha\beta$  será  $\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{2\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{2\alpha\beta} \mathbf{u}_{\alpha\beta}$  e pode ser escrita por:

$$\mathbf{A}_{2\alpha\beta} = \mathbf{A}_{1\alpha\beta} \quad (3.235)$$

$$\mathbf{B}_{2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.236)$$

O vetor de saída no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , para o subintervalo nulo, é representado por:  $\mathbf{y}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_{2\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{E}_{2\alpha\beta} \mathbf{u}_{\alpha\beta}$ , sendo:

$$\mathbf{C}_{2\alpha\beta} = \mathbf{I}_{6 \times 6} \quad (3.237)$$

$$\mathbf{E}_{2\alpha\beta} = \mathbf{0}_{6 \times 6} \quad (3.238)$$

sendo as demais matrizes já definidas na seção 3.3.2.1.

### 3.3.2.3 Análise do Valor Médio para o Lado CA no Modo Ilhado

Como já citado anteriormente, o sistema ortogonal de coordenadas  $\alpha\beta$  transforma um sistema senoidal trifásico em um sistema senoidal bifásico, de forma que ao utilizar este sistema de referência na análise do estágio CA as variáveis de regime permanente perdem o seu significado, uma vez que as tensões e correntes possuem valores médios nulos [73].

### 3.3.2.4 Análise de Pequenos Sinais para o Lado CA no Modo Ilhado

A análise para pequenos sinais neste modo de operação pode ser realizada com base na adição das perturbações conforme descrito pelo conjunto de equações (3.10), o qual pode ser rescrito para o sistema de referência  $\alpha\beta$  conforme abaixo:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{\alpha\beta} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \tilde{\mathbf{u}}_{\alpha\beta} + \{(\mathbf{A}_{1\alpha\beta} - \mathbf{A}_{2\alpha\beta})\mathbf{X}_{\alpha\beta} + (\mathbf{B}_{1\alpha\beta} - \mathbf{B}_{2\alpha\beta})\mathbf{U}_{\alpha\beta}\} \tilde{\mathbf{d}}_{\alpha\beta} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_{\alpha\beta} \tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} + \mathbf{E}_{\alpha\beta} \tilde{\mathbf{u}}_{\alpha\beta} + \{(\mathbf{C}_{1\alpha\beta} - \mathbf{C}_{2\alpha\beta})\mathbf{X}_{\alpha\beta} + (\mathbf{E}_{1\alpha\beta} - \mathbf{E}_{2\alpha\beta})\mathbf{U}_{\alpha\beta}\} \tilde{\mathbf{d}}_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (3.239)$$

sendo os valores médios  $\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \mathbf{0}_{6 \times 1}$ .

A primeira expressão de (3.239) pode ser reescrita como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1\alpha} \\ \tilde{i}_{1\beta} \\ \tilde{i}_{2\alpha} \\ \tilde{i}_{2\beta} \\ \tilde{v}_{cf\alpha} \\ \tilde{v}_{cf\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} & 0 & \frac{R_f}{L_{f1}} & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{T1}}{L_{f1}} & 0 & \frac{R_f}{L_{f1}} & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} \\ \frac{R_f}{L_{f2}} & 0 & -\frac{R_{T4}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_{f2}} & 0 & -\frac{R_{T4}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1\alpha} \\ \tilde{i}_{1\beta} \\ \tilde{i}_{2\alpha} \\ \tilde{i}_{2\beta} \\ \tilde{v}_{cf\alpha} \\ \tilde{v}_{cf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D_a}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{PVM\alpha} \\ \tilde{v}_{PVM\beta} \\ \tilde{v}_{PAC\alpha} \\ \tilde{v}_{PAC\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.240)$$

e a segunda expressão de (3.239) pode ser reescrita como:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\alpha\beta} = \mathbf{I}_{6 \times 6} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = [\tilde{i}_{1\alpha} \quad \tilde{i}_{1\beta} \quad \tilde{i}_{2\alpha} \quad \tilde{i}_{2\beta} \quad \tilde{v}_{cf\alpha} \quad \tilde{v}_{cf\beta}]^T \quad (3.241)$$

Reescrevendo (3.240) e determinando as transformadas de Laplace, se obtêm:

$$s\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) = -\frac{R_{T1}}{L_{f1}}\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) + \frac{R_f}{L_{f1}}\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) - \frac{1}{L_{f1}}\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s) + \frac{D_a}{L_{f1}}\tilde{v}_{PVM\alpha\beta}(s) \quad (3.242)$$

$$s\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) = \frac{R_f}{L_{f2}}\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) - \frac{R_{T4}}{L_{f2}}\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) + \frac{1}{L_{f2}}\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s) + \frac{1}{L_{f2}}\tilde{v}_{PAC\alpha\beta}(s) \quad (3.243)$$

$$s\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s) = \frac{1}{C_f}\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) - \frac{1}{C_f}\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) \quad (3.244)$$

Considerando nulo o distúrbio da corrente de carga e manipulando algebricamente as expressões acima, é possível obter a função de transferência  $G_{i\alpha\beta}(s)$  que relaciona a diferença de potencial entre a saída do inversor e a tensão sobre o capacitor do filtro *LCL*,  $\tilde{u}_{1\alpha\beta}(s)$ , definida em (3.246), para a corrente do indutor no lado do inversor,  $\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s)$ , tal como na expressão (3.247), de forma que é possível escrever:

$$\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) = G_{i\alpha\beta}(s)\tilde{u}_{1\alpha\beta}(s) + G_{ilo\alpha\beta}(s)\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) \quad (3.245)$$

$$\tilde{u}_{1\alpha\beta}(s) = D_a\tilde{v}_{PWM\alpha\beta}(s) - \tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s) \quad (3.246)$$

$$G_{i\alpha\beta}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s)}{\tilde{u}_{1\alpha\beta}(s)} \right|_{\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s)=0} = \frac{1}{sL_{f1} + R_{T1}} \quad (3.247)$$

De forma análoga, é possível obter a função de transferência  $G_{v\alpha\beta}(s)$  que relaciona a corrente do indutor do lado do inversor para a tensão no capacitor, sendo  $\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s)$  a representação da variação da tensão sobre o capacitor do filtro *LCL*, em coordenadas estacionárias, a qual se deseja controlar, de forma que:

$$\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s) = G_{v\alpha\beta}(s)\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s) + G_{vlo\alpha\beta}(s)\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s) \quad (3.248)$$

$$G_{v\alpha\beta}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{cf\alpha\beta}(s)}{\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s)} \right|_{\tilde{i}_{2\alpha\beta}(s)=0} = \frac{1}{sC_f} \quad (3.249)$$

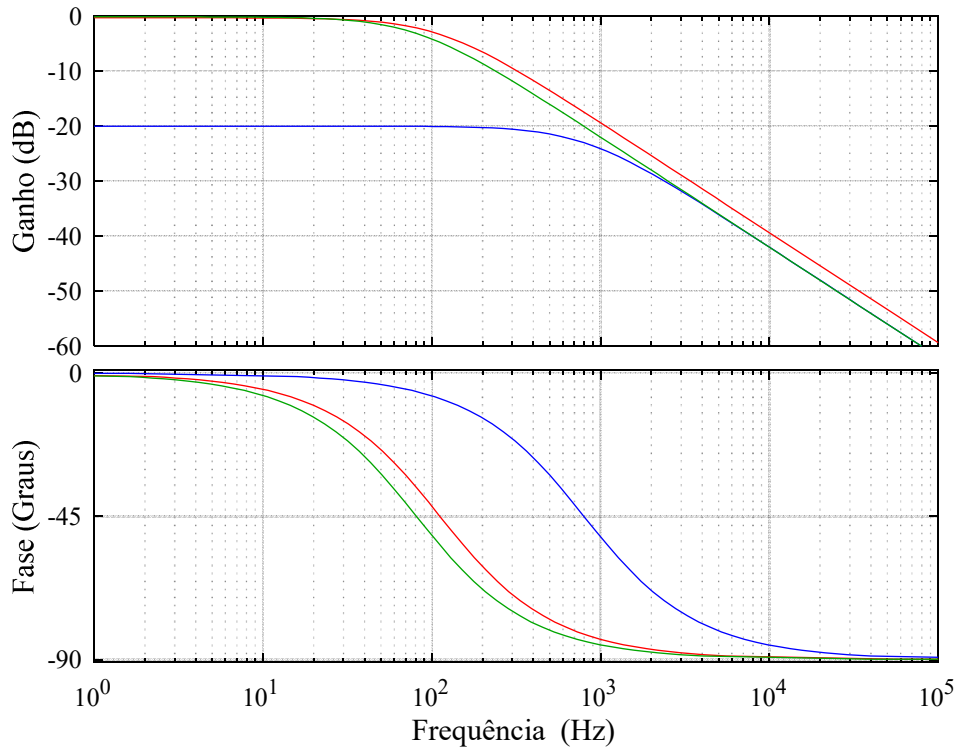
A Figura 3.27 mostra a resposta em frequência da função de transferência  $G_{i\alpha\beta}(s)$  considerando três conjuntos de parâmetros do filtro *LCL*. O primeiro é o mesmo obtido teoricamente na seção 2.9, o qual novamente é designado como “parâmetros calculados”, o segundo é o mesmo definido na Tabela 3.3, o qual é designado como “parâmetros experimentais  $R_f = 10\Omega$ ” e o terceiro, diferencia-se do segundo pela alteração do resistor de amortecimento do filtro, de  $10\Omega$  para  $1\Omega$ , designado como “parâmetros experimentais  $R_f = 1\Omega$ ”. Facilmente observa-se que a última resposta possui melhor correlação com o cálculo teórico.

### 3.4 Considerações Finais

Este capítulo abordou aspectos relacionados ao modelo em espaço de estado dos estágios CC e CA do conversor ZSI. Da análise do valor médio do lado CC extraiu-se a expressão completa da tensão aplicada na ponte inversora, indicada no Apêndice C.1, no qual

se observa a não linearidade deste conversor, proporcionada pelo acoplamento entre os lados CC e CA, por conta do produto dos ciclos de trabalho  $D_{ST}$  e  $D_a$ . Da análise de pequenos sinais do lado CC extraiu-se as funções de transferência da rede de impedância  $Z$ , para a qual foi verificada a sensibilidade à variação paramétrica.

Figura 3.27 – Diagrama de Bode em malha aberta para função de transferência  $G_{i\alpha\beta}(s)$ , para parâmetros experimentais com  $R_f = 1\Omega$  (verde),  $R_f = 10\Omega$  (azul) e calculado (vermelho).



Fonte: Produção do próprio autor.

No lado CA, o circuito proposto para interface com a rede é um filtro passa baixas  $LCL$ , que difere de muitas abordagens da literatura por conta da maior complexidade matemática de sua análise. O sistema de interface CA foi analisado com o intuito de obter um conjunto de equações que representam as características dinâmicas do sistema para duas possíveis situações de operação: operação no modo conectado, para o qual se deseja controlar a corrente, ou a potência, de saída do inversor e a operação no modo ilhado, para o qual se deseja controlar a tensão e frequência na carga local. Cabe ressaltar que a tensão no PAC, ou seja, sobre a carga local, não será diretamente controlada e sim, a tensão sobre o capacitor do filtro  $LCL$ . As funções de transferência da planta foram derivadas para os dois modos de operação, as quais serão utilizadas no Capítulo 4.



## 4. Estratégias de Controle e Resultados de Simulação

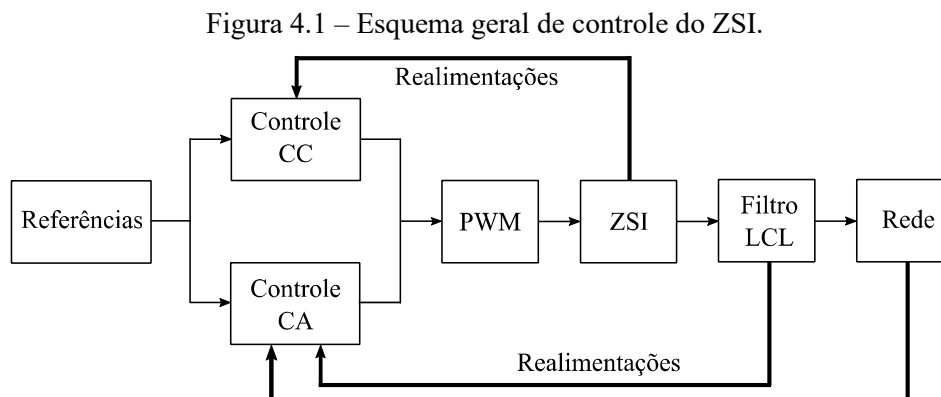
Neste capítulo serão apresentados os controladores para os lados CC e CA do ZSI, bem como será proposta uma estratégia de controle para conectar o ZSI à rede elétrica.

### 4.1 Introdução

Embora o ZSI seja considerado um conversor CC-CC e CC-CA de único estágio, os lados CC e CA devem possuir malhas de controle independentes [85], mesmo reconhecendo que existe o acoplamento entre estes lados, ou seja, o ciclo de trabalho do ST no lado CC e o índice de modulação em amplitude no lado CA, são inter-relacionados tal como ressaltado no Capítulo 3.

No lado CC, a tensão do barramento CC é indiretamente controlada ajustando-se a tensão sobre os capacitores da rede de impedância  $Z$ , uma vez que o barramento CC não pode ser diretamente controlado devido a sua natureza pulsante. No lado CA, pode-se controlar a corrente de saída do inversor, a corrente injetada na rede, a tensão de saída do inversor ou ainda a potência injetada na rede, dependendo do modo de operação. Desta forma, múltiplas malhas de controle podem ser empregadas para garantir o desempenho desejado dos lados CC e CA.

Em um ZSI a saída dos controladores dos lados CC e CA são combinadas para gerar um único sinal PWM que acionará a ponte inversora. Um diagrama geral de controle para este fim está esquematizado na Figura 4.1.



Fonte: Adaptada de [85].

O sistema de controle proposto para o lado CA poderá operar em dois modos, sendo o primeiro no ilhado<sup>3</sup> e o segundo conectado na rede de distribuição, cada qual com características particulares de controle. No modo ilhado controla-se a tensão na carga local e no modo conectado, tipicamente controla-se a potência injetada na rede.

No modo conectado, o método de controle proposto neste trabalho baseia-se na teoria da potência instantânea [87] - [89], denominado controle por orientação de tensão, VOC (do inglês *Voltage Oriented Control*), tal como em [90] - [92]. Esta estratégia proporciona o controle da potência injetada na rede de forma mais simples que as estratégias baseadas no decaimento de frequência e tensão (*droop*), sendo que uso da estratégia VOC no ZSI não foi proposta na literatura.

Vários trabalhos analisam um inversor, tipicamente o VSI, conectado à rede de distribuição utilizando o sistema estacionário de coordenadas  $\alpha\beta$  com o objetivo de reduzir a complexidade da análise matemática e a carga computacional, necessárias à implementação do sistema síncrono de coordenadas  $dq$  como, por exemplo, em [93] - [96]. No entanto, no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  as variáveis de controle e os sinais de realimentação são grandezas senoidais, portanto variantes no tempo, de forma que para obter erro nulo em regime permanente a largura de banda da planta, em malha fechada, deve ser consideravelmente maior que a frequência da rede de distribuição [82].

Por outro lado, no sistema síncrono de coordenadas  $dq$ , o erro nulo em regime permanente pode ser obtido pela inclusão do termo integrador no compensador da malha, uma vez que as variáveis de controle são quantidades CC. Comparado com o sistema de referência  $\alpha\beta$ , o sistema de controle em coordenadas  $dq$  requer um mecanismo de sincronização com a rede, obtido por meio de uma estrutura PLL.

Sabe-se que controladores PI clássicos não fornecem desempenho suficiente operando com referências senoidais, tal como no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  [97], pois o compensador PI possui ganho infinito apenas na frequência zero e ganho finito nas demais frequências, o que permite obter erro nulo de regime apenas nas variáveis de corrente contínua, além do risco de saturação do integrador, uma vez que qualquer componente CC na realimentação dos sinais de corrente pode saturar o integrador e deteriorar o desempenho do controle, situação bastante comum na prática, relacionada a erros na medição e condicionamento dos sinais de corrente [80]. Assim sendo, controladores P+R são frequentemente utilizados para rastrear

---

<sup>3</sup> A detecção de ilhamento não será tratada neste trabalho. Uma discussão sobre esse tema pode ser encontrada em [86].

referencias senoidais nesse sistema de coordenadas [96], [98] e [99], para evitar os problemas relacionados ao compensador linear.

Na literatura encontram-se diversos tipos de controladores, tais como os lineares, não lineares com histerese, preditivos, *fuzzy*, redes neurais, entre outros, tal como reportado em [100] e [101]. No entanto, nesta tese, os compensadores lineares foram escolhidos para controlar o ZSI operando no modo conectado devido ao fato de funcionarem de forma satisfatória para o objetivo de sintetizar correntes senoidais na saída do conversor conectado à rede, tal como em [80].

A operação no modo ilhado utilizará controladores P+R, uma vez que o referencial a ser utilizado será o estacionário  $\alpha\beta$ , dada a necessidade de sintetizar e controlar tensões senoidais com baixas distorções harmônicas na carga local, conforme já antecipado. É importante observar que, segundo [93], o controlador P+R no sistema estacionário  $\alpha\beta$  apresenta a mesma resposta em frequência do controlador PI atuando no sistema síncrono  $dq$ .

Nesta tese as estruturas de controle dos lados CC e CA são baseadas em malhas em cascata, sendo a malha de tensão externa à malha de corrente, sendo os controladores discretizados pelo método de Tustin. No lado CC, a malha de tensão regula a tensão sobre  $C_z$  e fornece a referência para o controle de corrente, que regulará a corrente sobre  $L_z$  e será responsável por gerar o ciclo de trabalho do ST. No lado CA, quando no modo ilhado, o controlador de tensão sobre  $C_f$  fornece a referência para o controle de corrente através de  $L_{f1}$  para gerar os índices de modulação de cada fase, o qual será combinado com  $D_{ST}$  para ser aplicado no modulador PWM. Já no modo conectado, controladores de potência ativa e reativa fornecem as referências para o controle da corrente no indutor  $L_{f1}$ . Nos dois modos o uso da dupla malha de controle é decorrente da necessidade de manter a corrente média no indutor  $L_{f1}$  igual à zero.

## 4.2 Controle do Lado CC

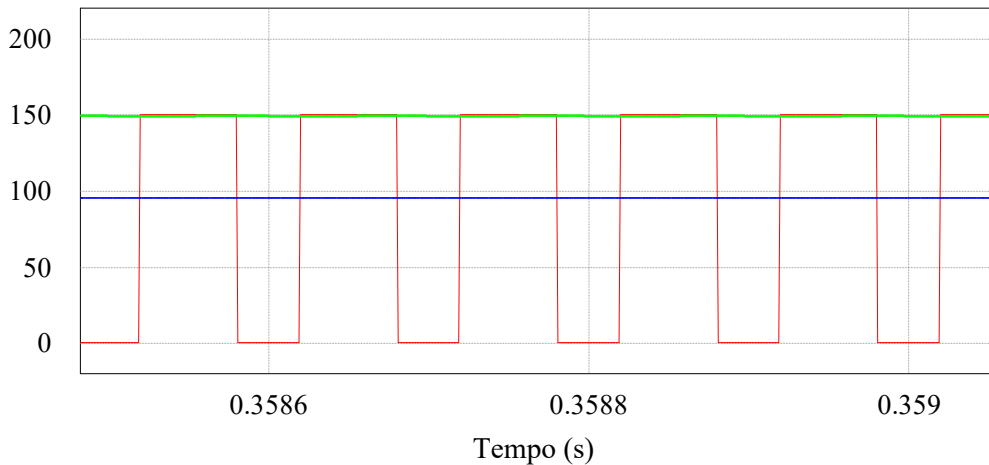
O controle da tensão do barramento CC ( $v_i$ ) de um ZSI tem sido extensivamente estudado, sendo que estes trabalhos podem basicamente ser divididos em duas estratégias: controle indireto e direto da tensão do barramento CC, tanto por meio de uma malha de tensão, ou de duas malhas em cascata de tensão e corrente.

A estratégia indireta [30], [31], [50], [74], [102], [103], caracteriza-se pelo controle da tensão sobre o capacitor da rede Z ( $V_{Cz}$ ), ao invés de controlar a tensão instantânea na entrada

da ponte inversora  $v_i$ , a qual possui natureza pulsante em função dos curtos-circuitos provocados pelos instantes de ST, tal como exemplificado na Figura 4.2, a qual foi simulada no PSIM<sup>®</sup> a partir dos elementos definidos na Tabela 3.1.

Por outro lado, a estratégia direta [104] - [108] caracteriza-se pelo controle da tensão do barramento CC. Para contornar o inconveniente da pulsação de  $v_i$ , a referência [104] propõe um método para controlar a tensão de pico de  $v_i$  por meio da inclusão de um circuito detector de pico, seguido de um FPB inseridos no circuito de amostragem e realimentação de  $v_i$ . A Figura 4.2 também mostra a resposta deste detector de pico e a Figura 4.3 mostra o efeito de um distúrbio aplicado na tensão de entrada, em malha aberta, tanto na tensão de pico do barramento CC, quanto na tensão do capacitor  $C_z$ . Como desvantagens do método baseado na detecção da tensão de pico, pode-se ressaltar o atraso inserido pelo FPB na amostragem e maior sensibilidade ao distúrbio, tal como exemplificado na Figura 4.3.

Figura 4.2 – Tensões típicas do barramento CC, tensão instantânea na entrada da ponte inversora  $v_i$  (vermelho), tensão de pico (verde) e tensão média no capacitor  $C_z$ ,  $V_{Cz}$  (azul).



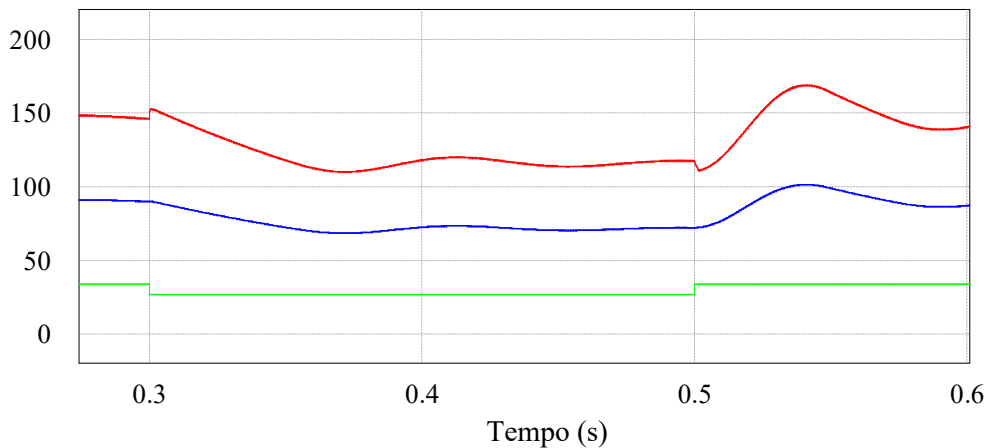
Fonte: Produção do próprio autor.

Dada estas desvantagens, neste trabalho optou-se pelo controle indireto, sendo o compensador do lado CC projetado para regular a tensão dos capacitores da rede Z.

Assumindo a rede Z simétrica, considera-se a mesma tensão média sobre os capacitores  $C_{z1}$  e  $C_{z2}$ , desta forma  $V_{Cz1} = V_{Cz2} = V_{Cz}$ , assim sendo, pode-se escolher qualquer um dos capacitores para realimentar a malha de tensão. De forma análoga, a corrente sobre os indutores  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$  são iguais, o que permite escrever  $I_{Lz1} = I_{Lz2} = I_{Lz}$ , desta forma, qualquer dos indutores pode ser utilizado para realimentação. As expressões (3.73) e (3.74) representam as combinações lineares das funções de transferência da planta do lado CC, com

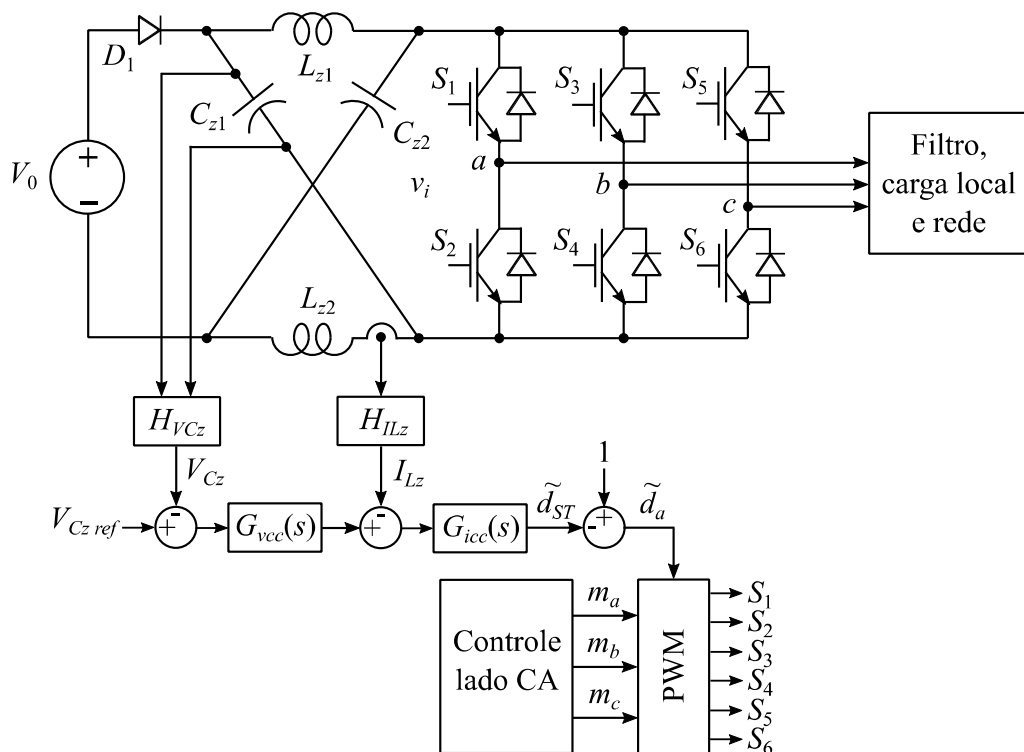
relação às fontes de perturbações e as expressões (3.85) e (3.89) definem suas respectivas funções de transferência em malha aberta, as quais foram consideradas na determinação dos compensadores CC de tensão  $G_{vcc}(s)$  e de corrente  $G_{icc}(s)$ , tal como representado na Figura 4.4. Por outro lado, a Figura 4.5 mostra o sistema de controle em malha fechada do lado CC para pequenos sinais.

Figura 4.3 – Efeito do distúrbio (afundamento de 20%) na tensão de entrada  $V_0$  (verde) em malha aberta, na tensão de pico do barramento CC (vermelho) e na tensão média no capacitor  $C_z$  (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.4 – Estratégia de controle do lado CC.



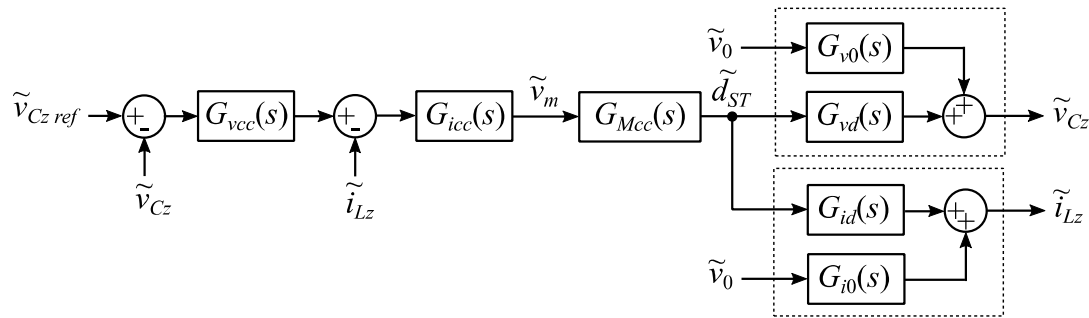
Fonte: Produção do próprio autor.

Os sensores e condicionadores de sinais, responsáveis pela medição da tensão do capacitor  $C_z$  e da corrente do indutor  $L_z$ , possuem as seguintes funções de transferência:

$$H_{VCz}(s) = \frac{1}{85} \frac{V}{V} \quad (4.1)$$

$$H_{ILz}(s) = \frac{1}{8,5} \frac{V}{A} \quad (4.2)$$

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da malha de controle do lado CC.



Fonte: Produção do próprio autor.

O ganho do modulador visto pelo lado CC pode ser obtido a partir da expressão (2.72) e escrito como:

$$G_{Mcc}(s) = \frac{D_{ST}}{v_m} = \frac{2}{V_{tri}} \quad (4.3)$$

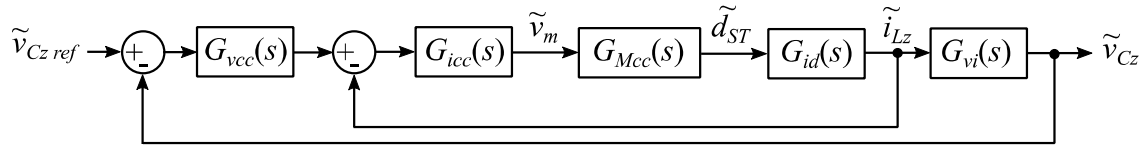
Isso se deve à excursão disponível para as ações de controle  $V_p$  e  $V_n$  que é igual à  $V_{tri}$ , ou seja, os limites que definem o máximo e mínimo ciclo de trabalho de curto-circuito são determinados, idealmente entre 0 e  $V_{tri}$  para  $V_p$  e entre 0 e  $-V_{tri}$  para  $V_n$ . Graficamente essa excursão pode ser visualizada na Figura 2.17, sendo que o mesmo raciocínio vale para o controle de elevação modificado citado na seção 2.4.4, Figura 2.25. Deve-se observar que se  $V_p$  tender à zero,  $D_{ST}$  tenderá ao máximo, por outro lado, se  $V_p$  tender à  $V_{tri}$ ,  $D_{ST}$  tenderá a zero.

Ainda na Figura 4.5, desprezando o distúrbio da fonte de entrada ( $\tilde{v}_0$ ), rearranjando a função de transferência da planta de corrente e reescrevendo a planta de tensão  $G_{vd}(s)$  como  $G_{vi}(s) = G_{vd}(s)/G_{id}(s)$ , pode-se redefinir o diagrama de blocos da malha de controle do lado CC como na Figura 4.6.

Os compensadores de tensão  $G_{vcc}(s)$  e de corrente  $G_{icc}(s)$  podem ser projetados de acordo com procedimentos estabelecidos na literatura sobre controle linear. O primeiro passo no projeto do compensador de um conversor chaveado é o posicionamento da frequência de

cruzamento ( $\omega_{co}$ ), que é a frequência na qual o ganho em malha aberta do sistema é unitário e que define a largura de banda do sistema em malha fechada. Diferentes definições de largura de banda podem ser encontradas na literatura, sendo que para pequenos sinais a largura de banda coincide com a frequência de cruzamento [73].

Figura 4.6 – Redefinição do diagrama de blocos da malha de controle do lado CC.



Fonte: Produção do próprio autor.

Segundo a teoria da amostragem, a largura de banda de um sistema chaveado deve ser inferior à metade da frequência de chaveamento, mas na prática é usual considerar a frequência de cruzamento uma década abaixo da frequência de chaveamento, o que contribui para minimizar a ondulação causada pelo chaveamento na saída do sistema e, além disso, considerando a malha externa uma década abaixo da interna, ocorre um desacoplamento dos controladores, minimizando a influência entre eles [80].

Utilizando o *Control System Designer* do Matlab<sup>®</sup>, os compensadores de corrente e tensão foram simulados para atender aos requisitos especificados nas Tabelas 4.1 e 4.2 respectivamente, do qual se obtêm:

$$G_{icc}(s) = 0,24 \quad (4.3)$$

$$G_{vcc}(s) = 0,3 + \frac{55}{s} \quad (4.4)$$

Estas expressões estão na forma  $G(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$ , sendo  $K_p$  o ganho da parcela proporcional e  $K_I$  o ganho da parcela integral do controlador PI.

A margem de ganho do controlador de corrente é infinita uma vez que a planta de corrente pode ser aproximada por um sistema de segunda ordem, pois o ângulo de fase da função de transferência em malha aberta não cruza  $-180^\circ$ .

A Figura 4.7 ilustra o desempenho do controlador da malha de corrente do lado CC, mostrando as respostas em frequência em malha aberta e fechada, controlada por  $G_{icc}(s)$ . Nesta figura observa-se que a frequência de cruzamento está ajustada em 1037Hz, ou seja, bem próximo do requisito de projeto para este parâmetro, que deve estar uma década abaixo da frequência de chaveamento do PWM.

A Figura 4.8 mostra o mapa de polos e zeros para a planta e malha fechada de corrente e a Figura 4.9 mostra o lugar das raízes para a malha fechada. Por estas figuras observa-se que se trata de um subsistema de fase mínima, que tende à estabilidade, como representado na resposta ao degrau unitário, Figura 4.10, no entanto com erro em regime permanente por se tratar de um controlador proporcional.

Tabela 4.1 – Requisitos de projeto do controlador de corrente do lado CC.

Parâmetros	Especificação	Projeto
Frequência de chaveamento	9kHz	9kHz
Frequência de cruzamento	900Hz	1037Hz
Tempo de subida	Menor que 10ms	1ms
Tempo de estabilização	Menor que 100ms	88,4ms
Erro em estado estacionário	Menor que 5%	2%
Sobre sinal	Menor que 30%	25%
Margem de ganho	Maior que 6dB	Infinita
Margem de fase	Maior que 30°	96,8°

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 4.2 – Requisitos de projeto do controlador de tensão do lado CC.

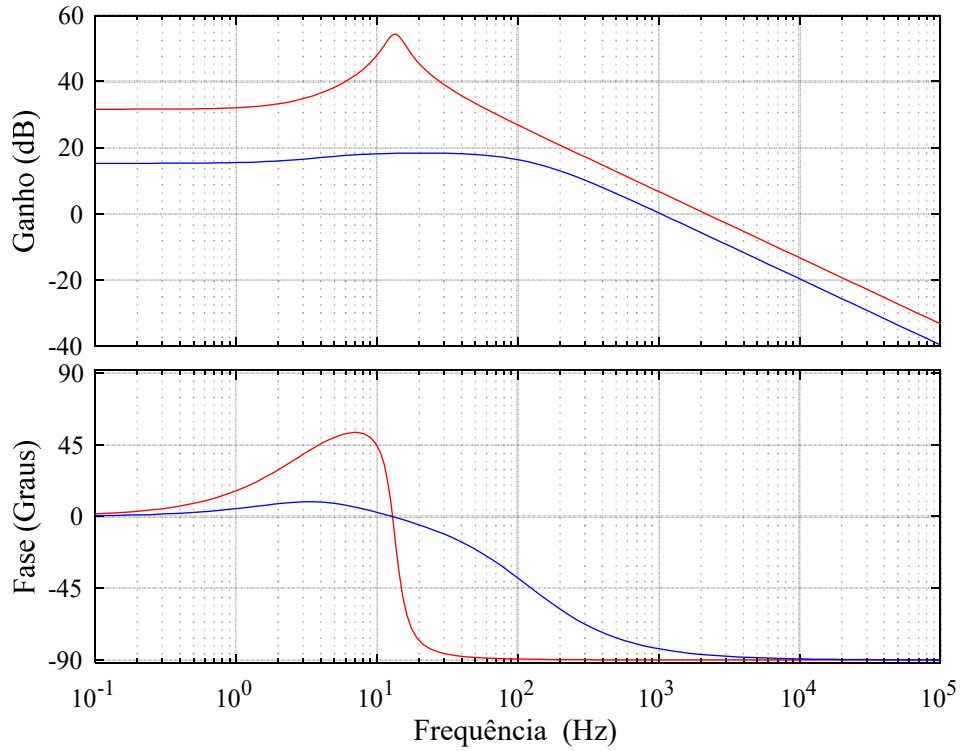
Parâmetros	Especificação	Projeto
Frequência de cruzamento	Menor que 90Hz	22,28Hz
Tempo de subida	Menor que 50ms	23ms
Tempo de estabilização	Menor que 200ms	120ms
Erro em estado estacionário	Menor que 2%	0%
Sobre sinal	Menor que 10%	5%
Margem de ganho	Maior que 6dB	18dB
Margem de fase	Maior que 30°	30,5°

Fonte: Produção do próprio autor.

As especificações dos requisitos de projeto basearam-se na referência [110], a qual postula que em um sistema de malhas de controle em cascata, a frequência de cruzamento da malha externa (neste caso, a malha de tensão) deve situar uma década abaixo da frequência de amostragem e a malha interna (malha de corrente), uma década abaixo da externa. A definição dos tempos de subida, tempo de estabilização, erro em regime permanente e sobre sinal, foram especificados em função das respostas dinâmicas das malhas, esperadas para cada controlador. Os limites para as margens de ganho e fase seguiram a definição de [110].

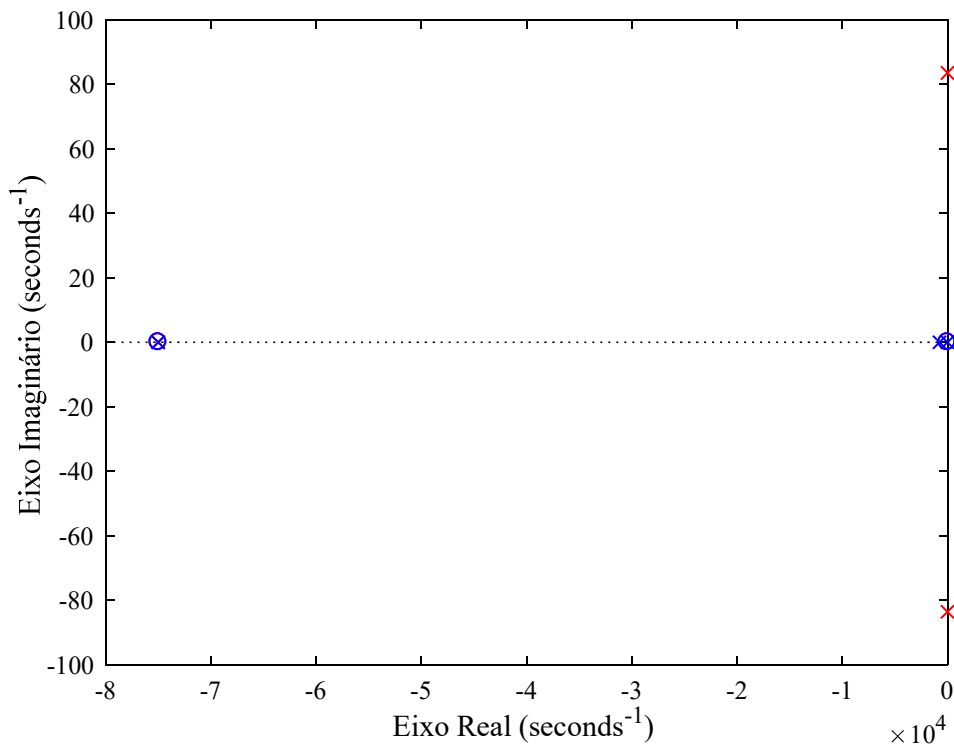


Figura 4.7 – Diagrama de Bode para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

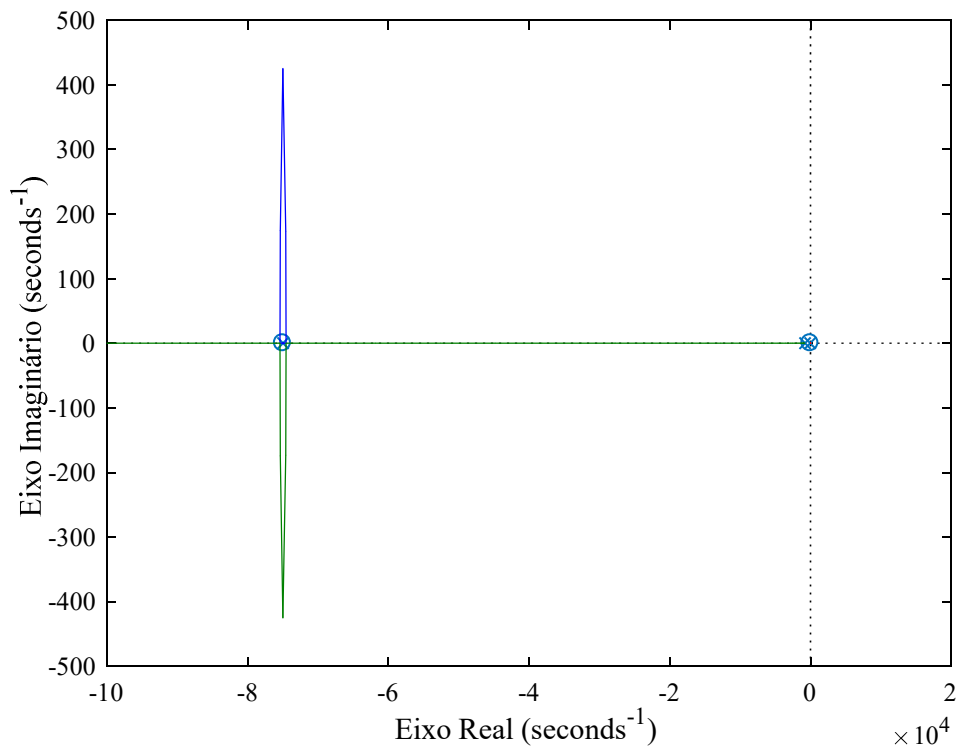
Figura 4.8 – Mapa de polos e zeros para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.11 mostra a resposta em frequência da planta de tensão em malha aberta  $G_{vd}(s)$  e em malha fechada, controlada pelo compensador  $G_{vcc}(s)$ , na qual se observa que a frequência de cruzamento foi ajustada em 22,28Hz, ou seja, mais de uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente. Isso mostra que a banda passante da malha externa é muito menor que a banda passante da malha interna, o que garante a estabilidade da estratégia de controle em cascata, pois quanto maior a distância entre as frequências de cruzamento das malhas externa e interna mais estável será o sistema [109].

Figura 4.9 – Lugar das raízes para malha de corrente do lado CC, em malha fechada.

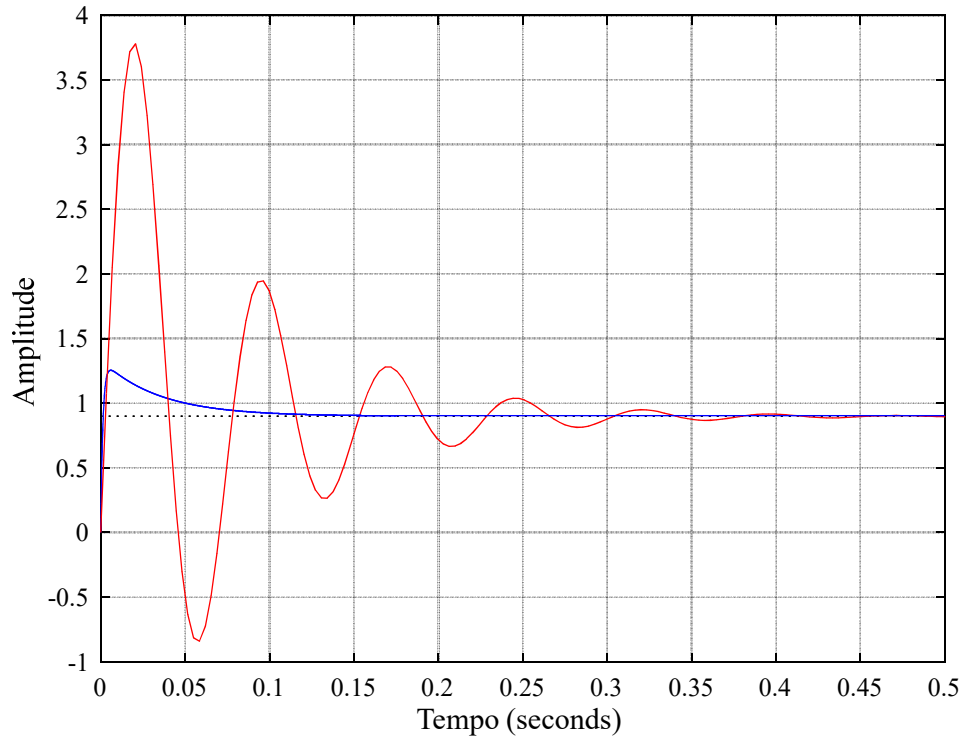


Fonte: Produção do próprio autor.

Aplicações que envolvem fontes de energia renováveis, tais como painéis fotovoltaicos (PV) ou células a combustível (CaC), não exigem que a banda passante do controle seja elevada, pois as mudanças não ocorrem constantemente e de forma instantânea. Portanto 22,28Hz é uma frequência de cruzamento adequada para a malha de tensão.

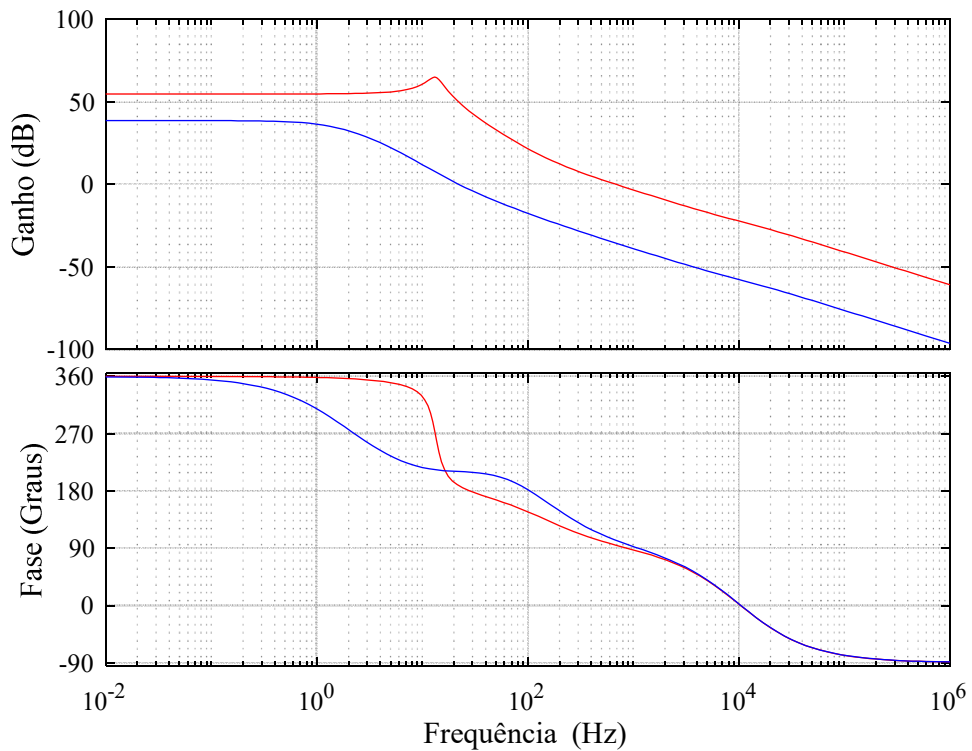
Tal como antecipado na Figura 3.7 a planta de tensão possui zero no RHP, evidenciado aqui pelas Figuras 4.12 e 4.13, mapa de polos e zeros e lugar das raízes, respectivamente, sendo que a presença deste zero no semiplano direito dificulta a sintonia do compensador da malha de tensão. No entanto, a Figura 4.14 mostra as respostas ao degrau tanto em malha aberta como em malha fechada, na qual se observa um bom ajuste da malha de tensão.

Figura 4.10 – Resposta ao degrau para malha de corrente do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em *pu*.



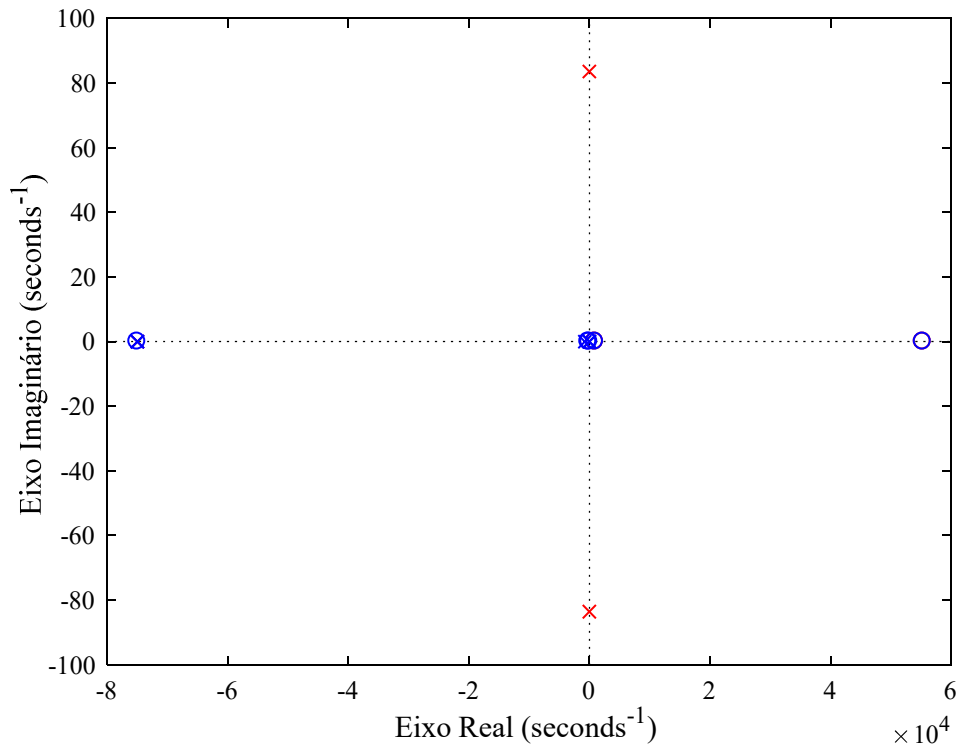
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.11 – Diagrama de Bode para malha de tensão do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



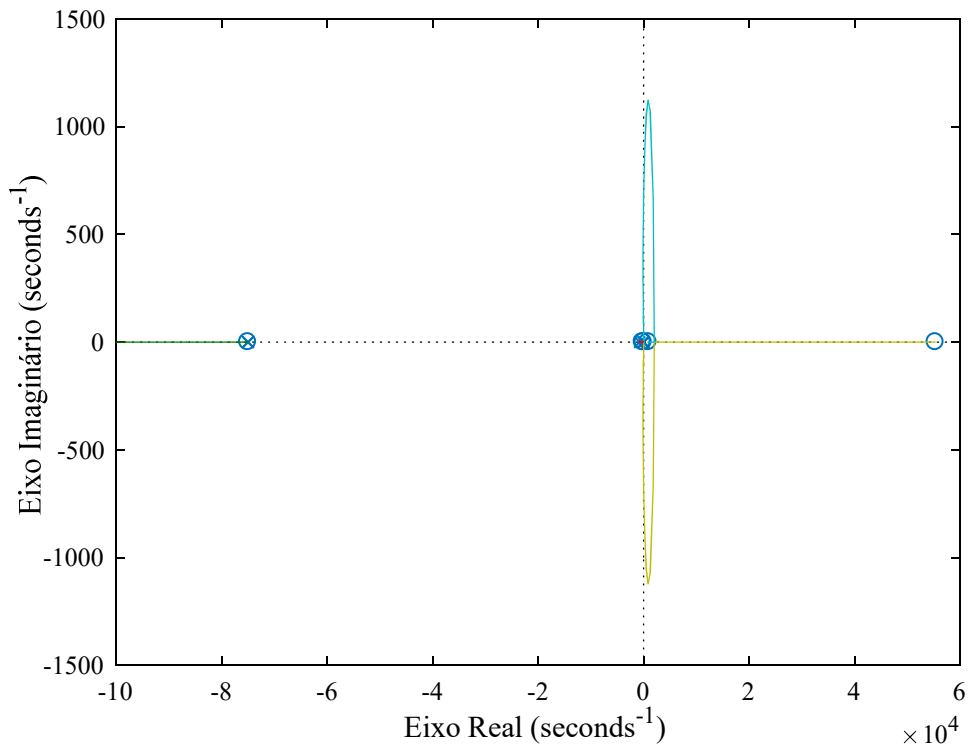
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.12 – Mapa de polos e zeros para malha de tensão do lado CC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



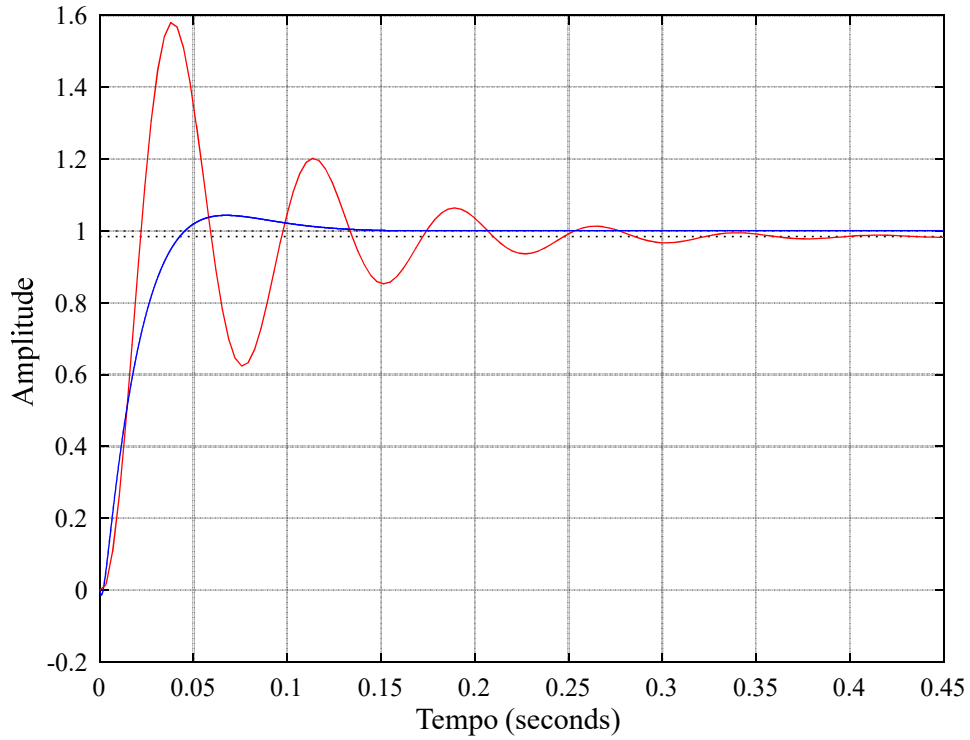
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.13 – Lugar das raízes para malha de tensão do lado CC, em malha fechada.

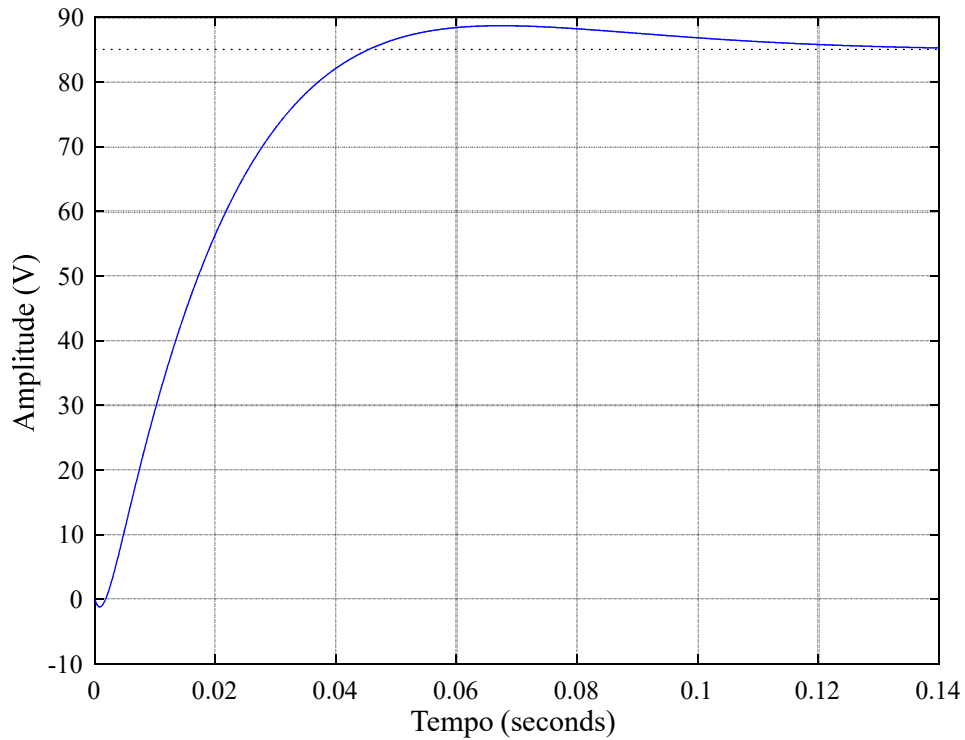


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.14 – Resposta ao degrau para malha de tensão do lado CC,  
 (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em pu e (b) malha fechada em Volts.



(a)



(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

No ajuste da malha de tensão buscou-se um compromisso entre a margem de ganho, a margem de fase e o tempo de estabilização. Estas características estão de acordo com as especificações da Tabela 4.2.

As Figuras 4.15 e 4.16 mostram a resposta temporal do controle do lado CC, tanto no transitório quanto em regime, bem como na presença de distúrbios.

A Figura 4.15(a) mostra o comportamento dinâmico da malha de controle de tensão sobre  $C_z$  ( $V_{Cz}$ ), para um afundamento de 20% na tensão de entrada. A tensão CC de entrada  $V_0$  foi inicialmente ajustada para 34V e  $V_{Cz\ ref}$  para 85V, após o afundamento de tensão  $V_0$  passou para 27,2V. Nesta figura pode-se observar a variação na tensão instantânea no capacitor,  $v_{Cz}$ , com posterior recuperação ao nível pré-ajustado. A Figura 4.15(b) complementa essa simulação, mostrando o efeito deste distúrbio na entrada da ponte inversora, sendo a tensão instantânea  $v_i$  pulsante e a tensão média  $V_i$  constante, de forma que se pode observar uma boa correlação entre a tensão média no capacitor  $C_z$  e a tensão média na entrada da ponte inversora, sendo o erro médio simulado de 2,6%.

De forma análoga, a Figura 4.16 mostra o comportamento dinâmico para uma elevação de 20% na tensão de entrada, com resultados semelhantes ao apresentado na Figura 4.15, sendo  $V_0$  inicialmente ajustada para 34V,  $V_{Cz\ ref} = 85V$ , após a elevação de tensão  $V_0$  passou para 40,2V. Neste caso também é possível observar a recuperação da variável controlada.

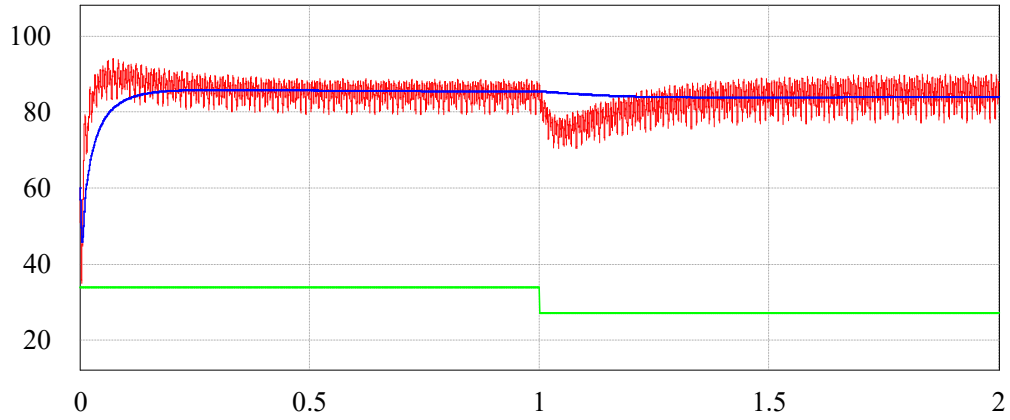
A Tabela 6.3 especifica os zeros e polos das funções de transferência das malhas fechadas de corrente e tensão, os quais foram representados graficamente nas Figuras 4.8 e 4.12, respectivamente.

Tabela 4.3 – Zeros e polos das malhas CC em malha fechada.

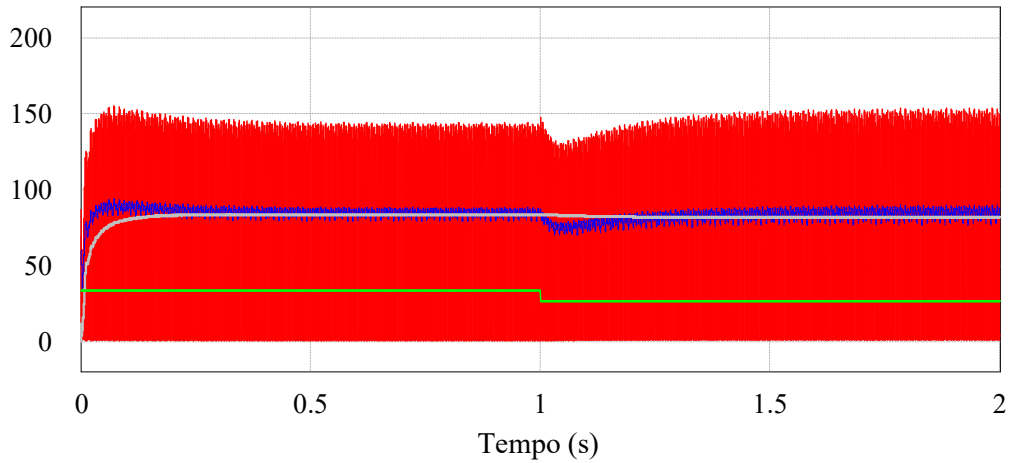
Malha	Zeros ( $\times 10^4$ )	Polos ( $\times 10^4$ )
$G_{icc\_mf}(s) = \frac{i_{Lz}(s)}{i_{Lz\_ref}(s)}$	-7,4995	-7,4993
	-0,0020	-0,0769
		-0,0029
		-7.4995
$G_{vcc\_mf}(s) = \frac{v_{Cz}(s)}{v_{Cz\_ref}(s)}$	-7,4995	-7.4995
	-0,0183	-0.0768
	-0,0020	-0.0021
	0,0933	-0.0020
	5,5316	-0.0009

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.15 – Comportamento dinâmico da malha de tensão para um afundamento de 20% na tensão de entrada, (a) tensão CC de entrada  $V_0$  (verde), tensão em  $C_z$  instantânea  $v_{Cz}$  (vermelho) e média  $V_{Cz}$  (azul) e (b) tensão instantânea na ponte inversora  $v_i$  (vermelho) e média  $V_i$  (cinza), comparada com a tensão em  $C_z$ ,  $v_{Cz}$  (azul).



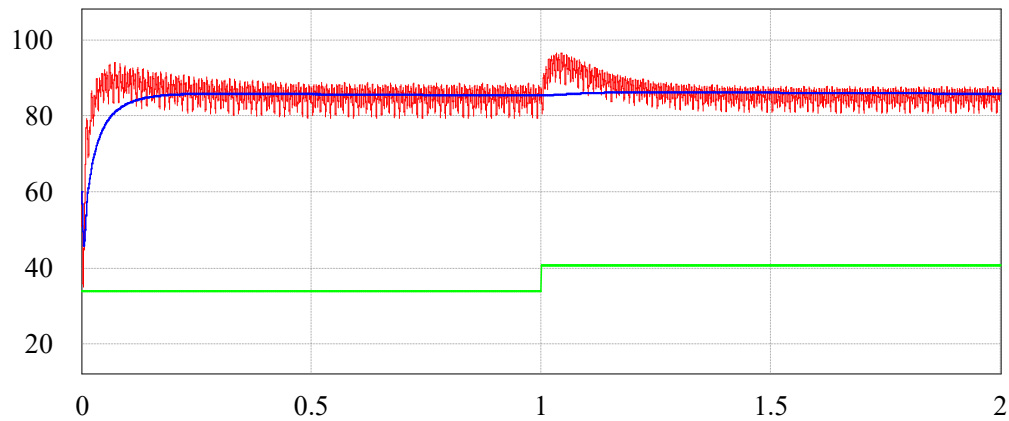
(a)



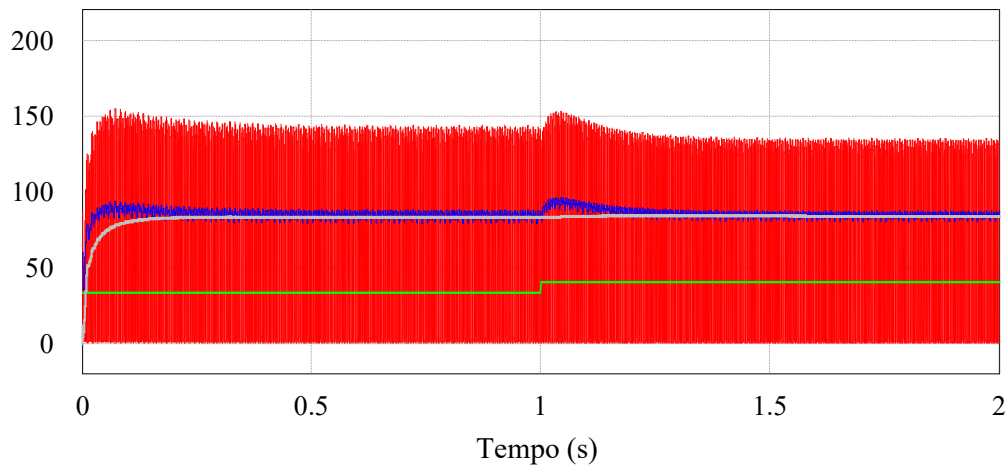
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.16 – Comportamento dinâmico da malha de tensão para uma elevação de 20% na tensão de entrada, (a) tensão CC de entrada  $V_0$  (verde), tensão instantânea em  $C_z$ ,  $v_{Cz}$  (vermelho) e média  $V_{Cz}$  (azul) e (b) tensão instantânea na ponte inversora  $v_i$  (vermelho) e média  $V_i$  (cinza), comparada com a tensão em  $C_z$ ,  $v_{Cz}$  (azul).



(a)



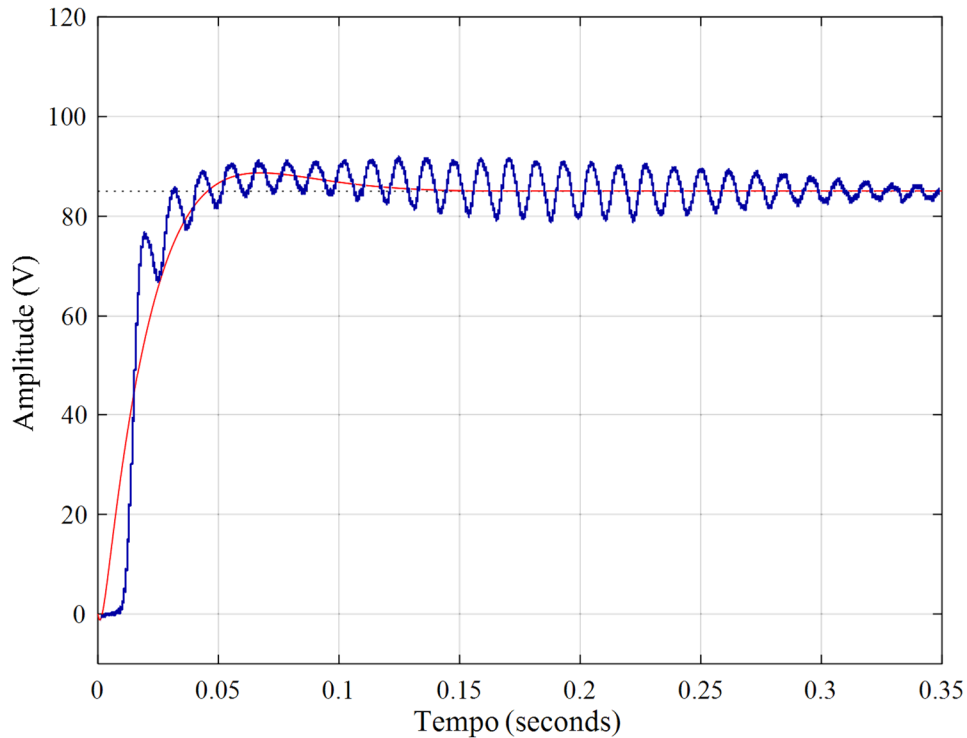
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

A figura 4.17 mostra a sobreposição da resposta ao degrau da malha fechada de controle de tensão  $V_{Cz}$ , obtida no Matlab<sup>®</sup> a partir do modelo teórico, com a tensão instantânea sobre  $C_z$ , obtida no PSIM<sup>®</sup> a partir do modelo chaveado. Esta comparação mostra uma boa correlação entre ambas.



Figura 4.17 – Comparação da tensão no capacitor  $C_z$  pelos modelos teórico - Matlab<sup>®</sup> (vermelho) e chaveado - PSIM<sup>®</sup> (azul).



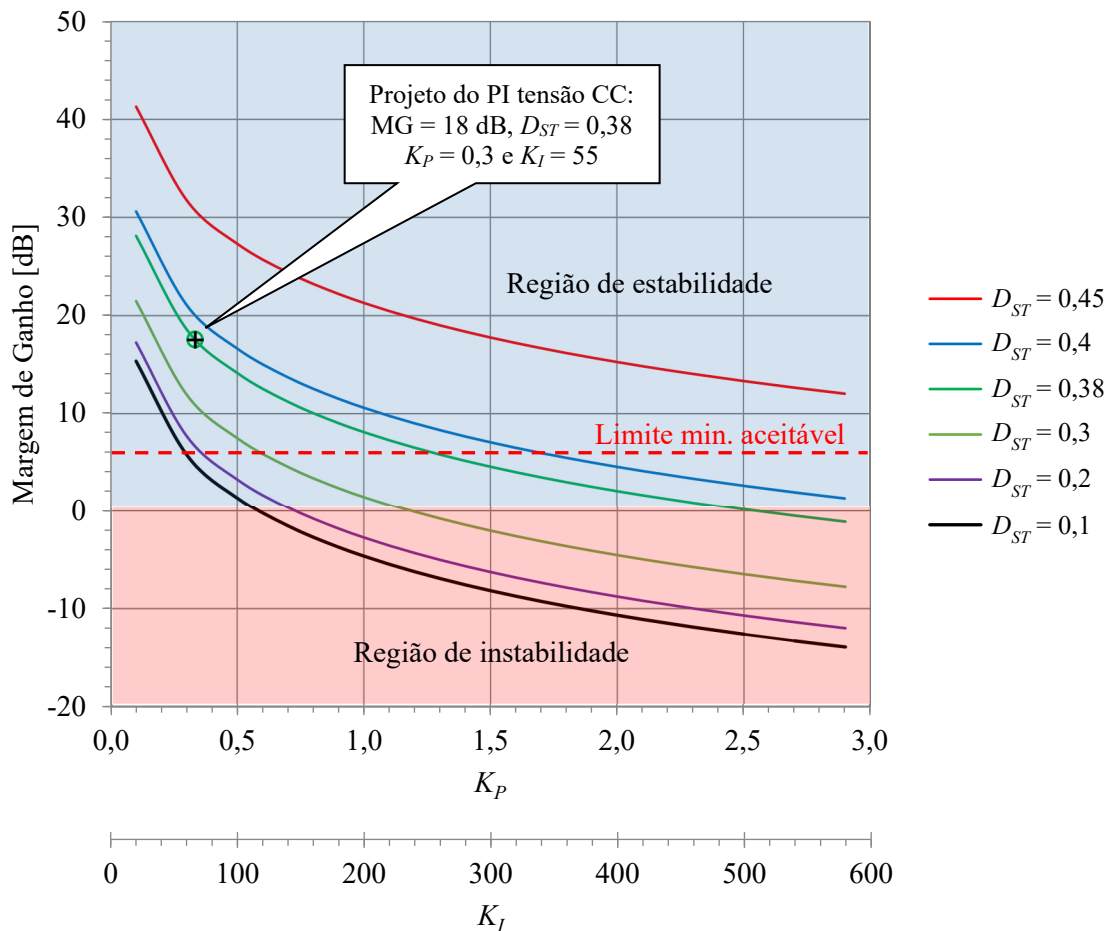
Fonte: Produção do próprio autor.

Utilizando as funções de transferência das plantas do lado CC e os controladores projetados, pode-se verificar a margem de estabilidade do sistema proposto em função da variação do  $D_{ST}$  e dos ganhos dos controladores de tensão e corrente CC.

Desta forma, as Figuras 4.18 e 4.19 mostram a variação da margem de ganho (MG) e da margem de fase (MF), respectivamente, em função da variação de  $D_{ST}$ ,  $K_P$  e  $K_I$  do controlador de tensão, delimitando as regiões de estabilidade e instabilidade. Nestas figuras também está indicado o ponto no qual o controlador de tensão CC foi projetado, que pode ser comparado com os limites desejáveis para margem de ganho e de fase, tal como sugeridos por [110].

O conhecimento das trajetórias das margens de ganho e de fase, em função da variação dos parâmetros das Figuras 4.18 e 4.19 é um recurso interessante para análise da estabilidade da malha considerada e fornece uma boa noção da tolerância à variação paramétrica.

Figura 4.18 – Variação da margem de ganho em função da variação de  $D_{ST}$ ,  $K_P$  e  $K_I$ , para o controlador de tensão CC.

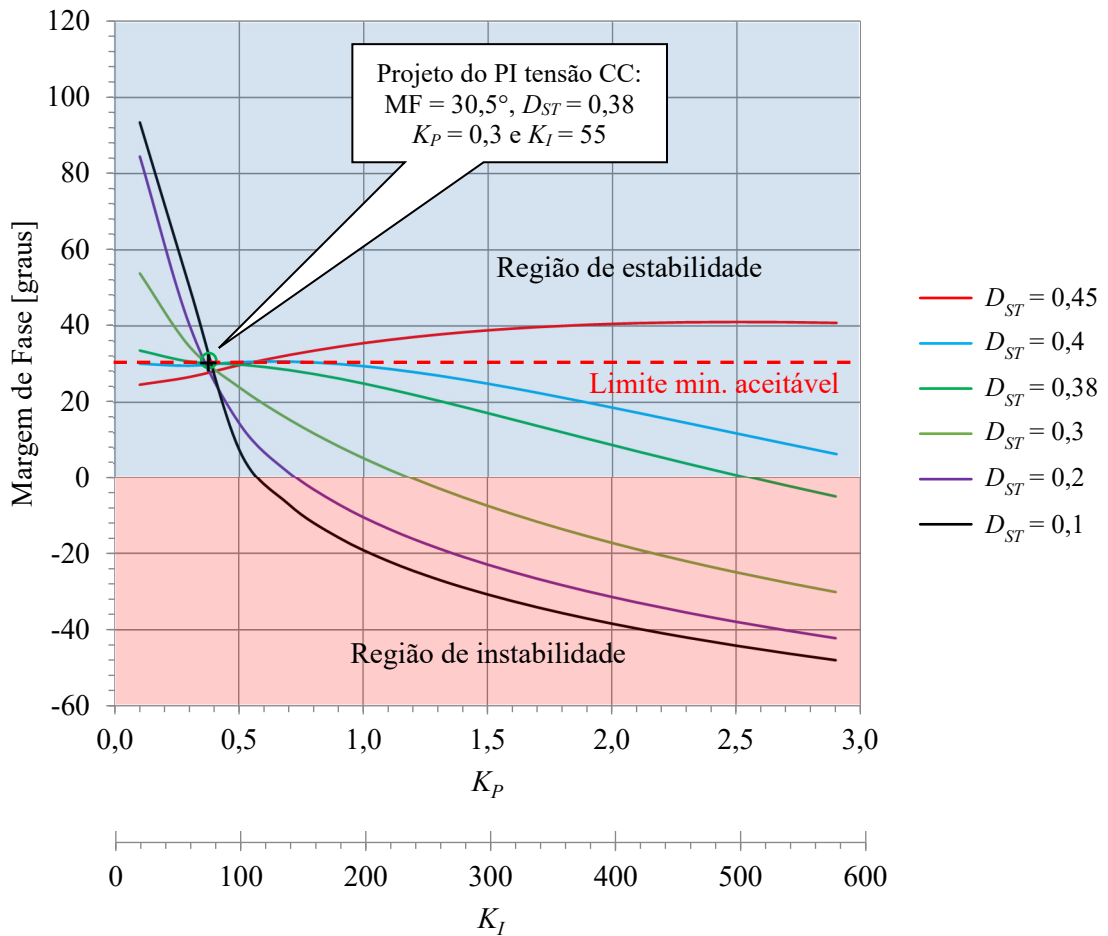


Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 4.18 observa-se que existe uma tolerância de 12dB para se atingir o limite mínimo aceitável de 6dB para a margem de ganho. Considerando  $D_{ST} = 0,38$ , tal como utilizado no projeto do controlador de tensão, o valor limite dos ganhos seriam  $K_P = 1,3$ ,  $K_I = 260$ . No entanto, se for utilizado um  $D_{ST}$  maior observa-se que todos os parâmetros possuem uma maior margem de variação antes de atingir o limite mínimo aceitável. Vale observar que  $D_{ST} = 0,38$  foi convenientemente escolhido para obter a tensão do barramento CC desejada.

Por outro lado, na Figura 4.19, observa-se que não existe tolerância para variação da margem de fase, uma vez que o controlador foi projetado com  $MF = 30,5^\circ$  para  $D_{ST} = 0,38$  e o limite mínimo aceitável é  $30^\circ$ . Utilizando esta figura como ferramenta de projeto observa-se que para  $D_{ST} = 0,38$  não é possível escolher outra combinação de parâmetros muito mais satisfatória para aumentar significativamente a margem de fase.

Figura 4.19 – Variação da margem de fase em função da variação de  $D_{ST}$ ,  $K_P$  e  $K_I$ , para o controlador de tensão CC.



Fonte: Produção do próprio autor.

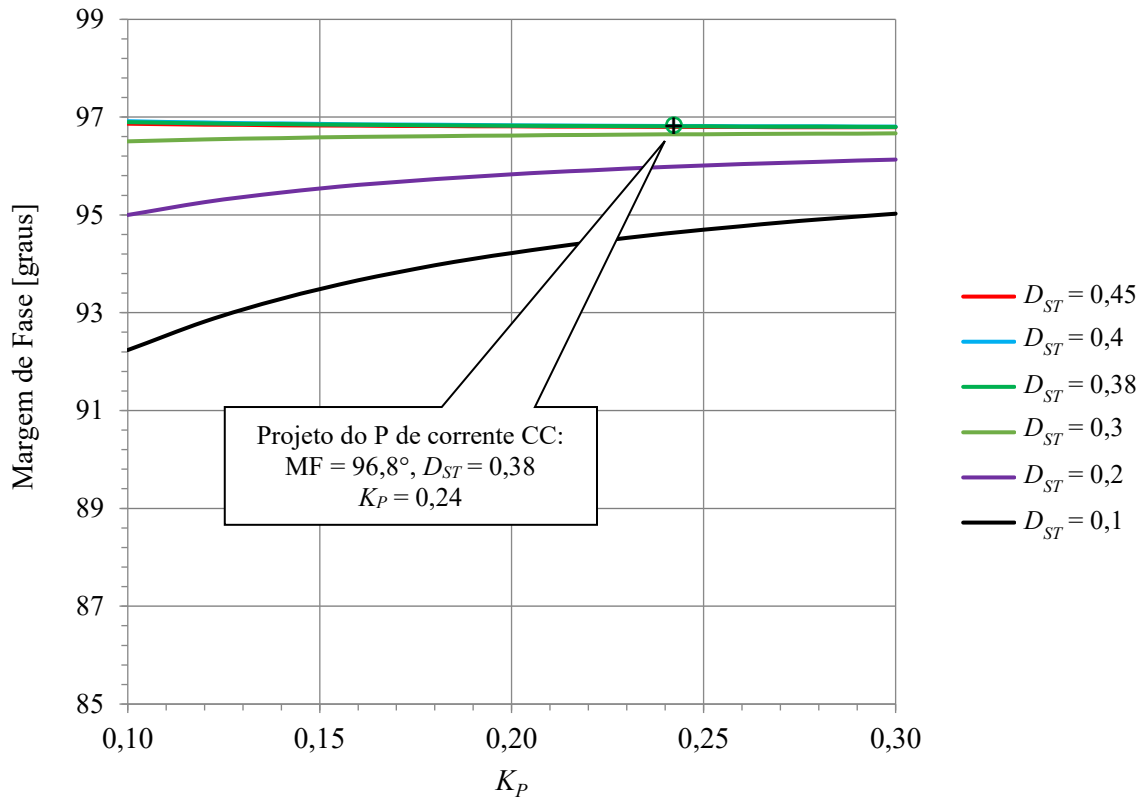
Aplicando a mesma ideia ao controlador de corrente, se obtêm a Figura 4.20, a qual mostra a variação da margem de fase em função de  $D_{ST}$  e do ganho proporcional de corrente.

Para o ciclo de trabalho considerado observa-se que existe  $66^\circ$  de tolerância para variação da margem de fase. Não é possível desenhar a variação da margem de ganho para o controlador de corrente, semelhante à Figura 4.18, uma vez que a margem de ganho para este controlador é infinita, tal como já discutido.

Outra forma de verificar a robustez do projeto dos controladores em função da variação paramétrica é permitir que a indutância da rede  $Z$  ( $L_Z$ ) varie. Para tanto, foi simulado uma variação de  $\pm 20\%$  em torno do valor nominal de  $L_Z$ , especificado como 10mH, mantendo todos os controladores com seus ganhos nominais, tal como em (4.3) e (4.4). A Figura 4.21 mostra a variação da margem de ganho e da margem de fase quanto  $L_Z$  diverge do seu valor nominal. Novamente pode-se observar que existe uma boa tolerância à variação da margem de ganho, mas não com relação à margem da fase. Esta figura sugere que uma indutância

menor seria mais adequada do ponto de vista de robustez do controlador à variação paramétrica.

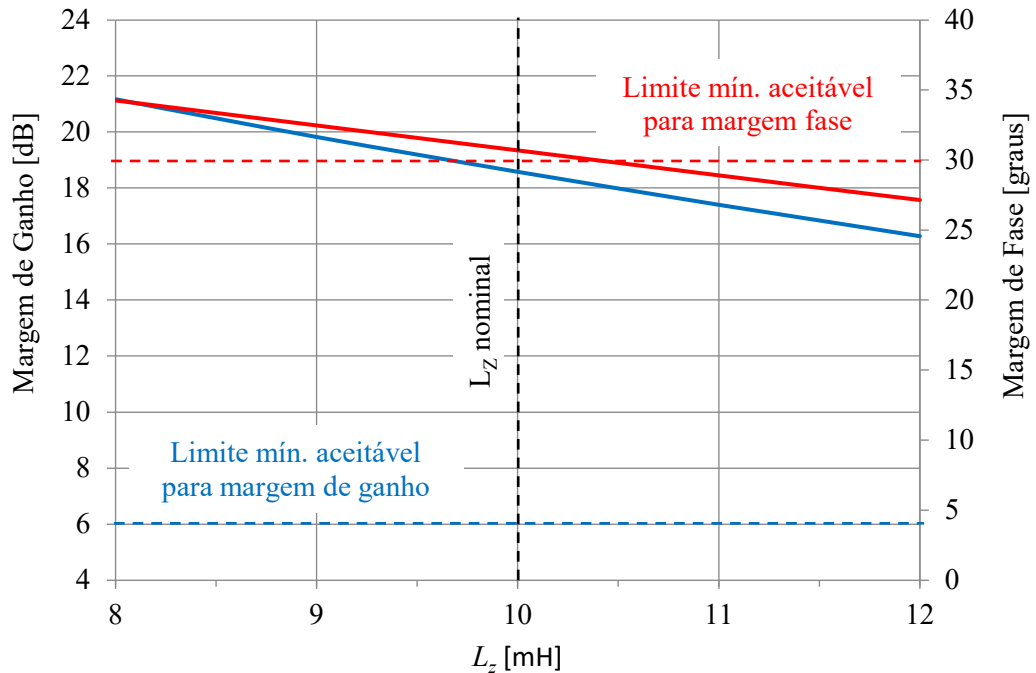
Figura 4.20 – Variação da margem de fase em função da variação de  $D_{ST}$  e  $K_P$  para o controlador de corrente CC.



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma análise semelhante foi feita considerando a variação da capacitância da rede Z ( $C_z$ ). Foi simulada uma variação de 20% em torno do valor nominal de  $C_z$ , especificado como 825 $\mu$ F, mantendo todos os controladores com seus ganhos nominais, tal como na análise anterior. A Figura 4.22 mostra a variação da margem de ganho e da margem de fase quanto  $C_z$  diverge do seu valor nominal.

Figura 4.21 – Variação da margem de ganho (azul) e de fase (vermelho) em função da variação de  $L_z$



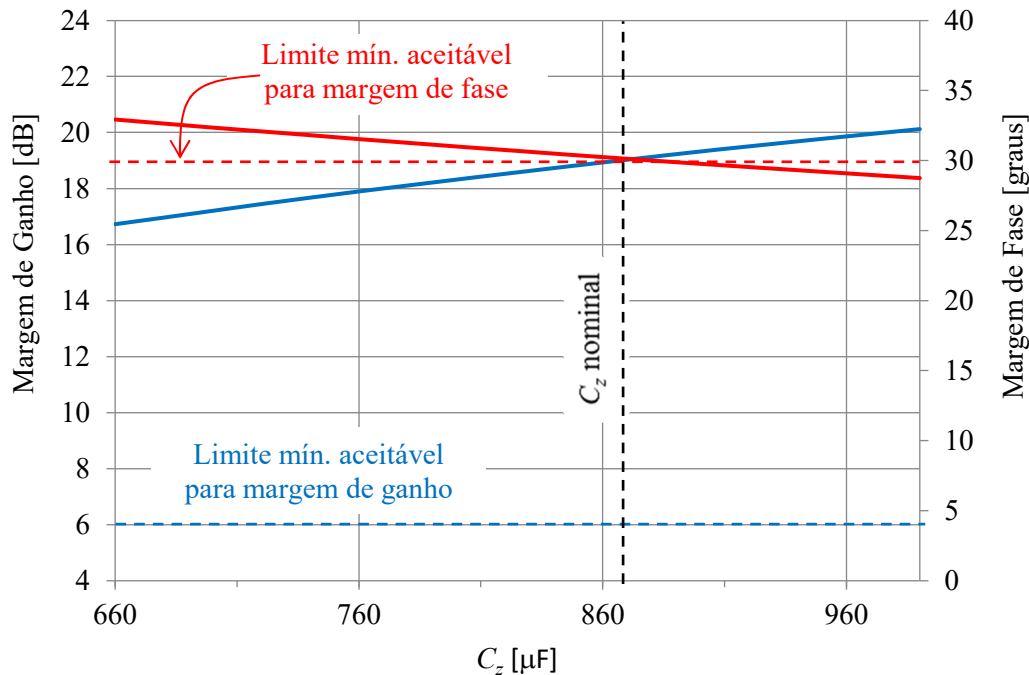
Fonte: Produção do próprio autor.

Comparando as Figuras 4.21 e 4.22, observa-se que a variação da margem de ganho possui comportamento oposto quando  $L_z$  ou  $C_z$  é variado, de forma que, um aumento de  $L_z$  provoca um decréscimo na margem de ganho e um aumento de  $C_z$  provoca um aumento da margem de ganho.

Isso pode ser explicado analisando a função de transferência em malha aberta da planta de tensão, definida como  $G_{vi}(s) = G_{va}(s)/G_{id}(s)$ , que é a divisão das expressões (3.80) por (3.82). Além disso, considerando que de acordo com [110] a definição da margem de ganho para essa malha é  $MG = 20\log(1/|G_{vi}|)$ , é possível observar que margem de ganho é inversamente proporcional à  $L_z$  e diretamente proporcional à  $C_z$ , corroborando com o comportamento das margens de ganho das Figuras 4.21 e 4.22.

Isso posto, pode-se dizer as Figuras 4.18 - 4.22 constituem uma ferramenta de análise interessante para o sistema de controle proposto para o lado CC.

Figura 4.22 – Variação da margem de ganho (azul) e de fase (vermelho) em função da variação de  $C_z$ .



Fonte: Produção do próprio autor.

## 4.3 Controle do Lado CA

### 4.3.1 Modo Ilhado

Um sistema de GD pode operar de forma ilhado tal como já antecipado na seção 3.3.2. Neste modo de operação, no qual o seccionador  $K_2$  da Figura 4.23 está aberto, o ZSI comporta-se como uma fonte de tensão [39], garantindo que os limites de amplitude e frequência regulamentados sejam atendidos no PAC, que neste caso alimenta uma carga local.

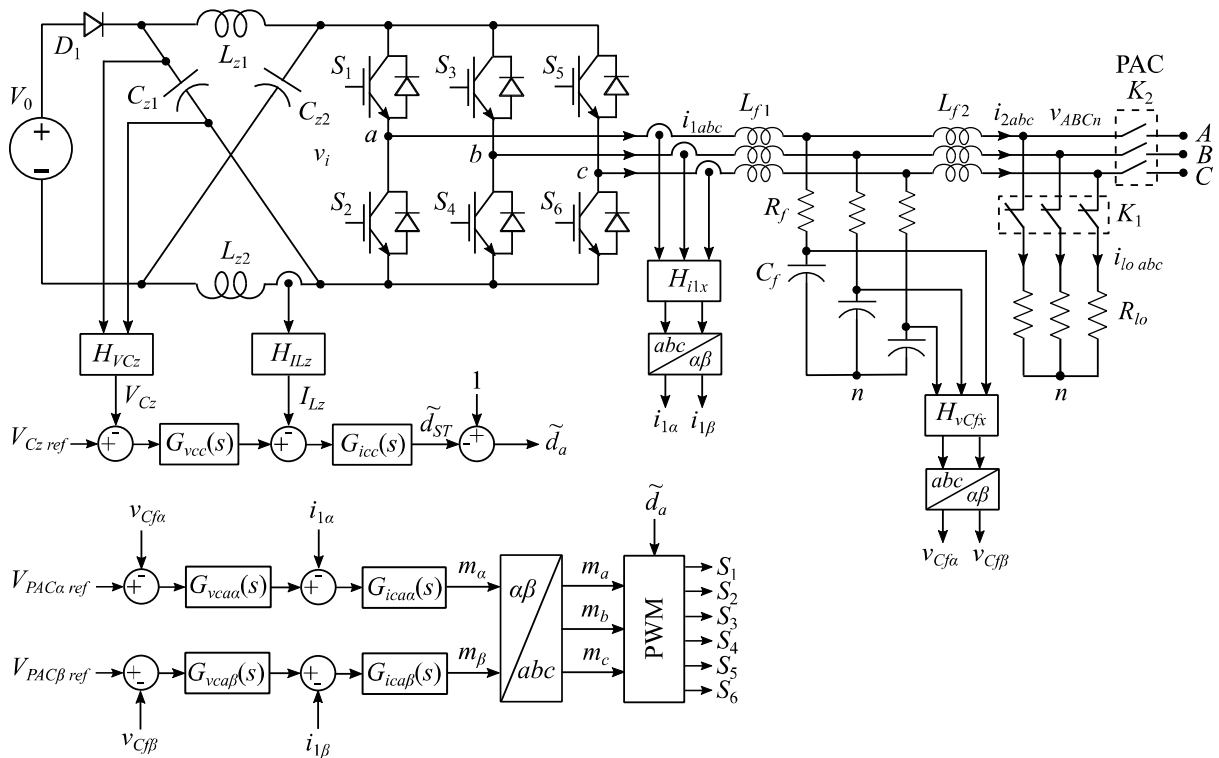
O controle do lado CA no modo ilhado utiliza malhas em cascata, sendo que a malha interna de corrente regula a corrente sobre o indutor  $L_{f1}$ , enquanto a malha externa de tensão controla a tensão sobre  $C_f$ , sendo esta tensão igual à  $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ , ou seja, as tensões de fase no PAC, as quais coincidem com as tensões de fase sobre a carga local, desprezando-se a queda de tensão sobre  $R_f$ .

Como antecipado na seção 4.1, os controladores do lado CA no modo ilhado serão implementados no sistema estacionário de coordenadas  $\alpha\beta$ . Com isso, as tensões e correntes presentes no PAC, no sistema trifásico  $abc$ , serão convertidas em um sistema senoidal

bifásico, isso dificulta que compensadores lineares atuem com erro em regime permanente nulo.

A malha de controle do lado CA no modo ilhado, indicada na Figura 4.23, está representada de forma simplificada na Figura 4.24, a qual mostra as malhas de controle em cascata, sendo as funções de transferência das plantas de corrente e tensão,  $G_{i\alpha\beta}(s)$  e  $G_{v\alpha\beta}(s)$  definidas por (3.247) e (3.249), respectivamente.

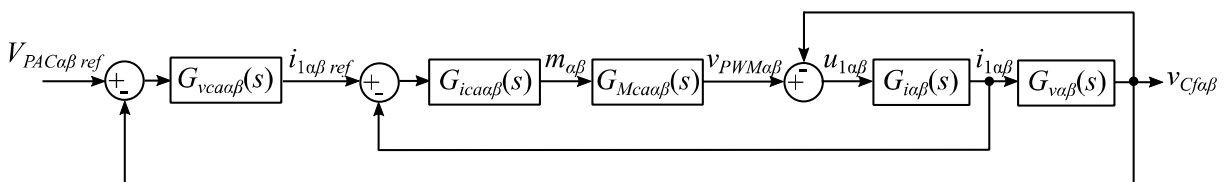
Figura 4.23 – Estratégia de controle no modo ilhado.



Fonte: Produção do próprio autor.

Deve-se observar que a saída da Figura 4.24 é a tensão sobre os capacitores do FPB LCL, à jusante da ponte inversora, uma vez que a queda de tensão sobre  $L_{f2}$  é desprezível.

Figura 4.24 – Diagrama de blocos da malha de controle do lado CA no modo ilhado.



Fonte: Produção do próprio autor.

Os sensores e condicionadores de sinais, responsáveis pela medição da tensão dos capacitores  $C_{zx}$  e das correntes dos indutores  $L_{f1}$ , no modo ilhado, possuem as seguintes funções de transferência:

$$H_{v_c f_x}(s) = \frac{1}{46} \frac{V}{V} \quad (4.5)$$

$$H_{i_{1x}}(s) = \frac{1}{5} \frac{V}{A} \quad (4.6)$$

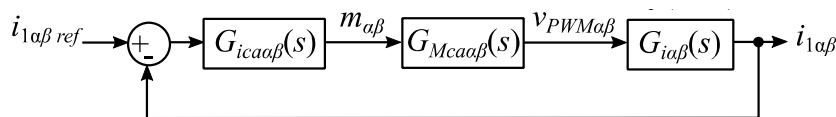
Em um VSI o ganho do modulador PWM é dado por  $V_{CC}/2$  [52], no entanto como já citado, em um conversor ZSI a tensão instantânea na entrada da ponte inversora  $v_i$  possui natureza pulsante, razão pela qual se optou nesse trabalho pelo controle da tensão sobre o capacitor da rede Z ( $V_{Cz}$ ), uma vez que as Figuras 4.15(b) e 4.16(b) indicam uma boa correlação entre a tensão média sobre o capacitor  $C_z$  e a tensão média na entrada da ponte inversora. Desta forma, de acordo com (3.228) e (3.229) o ganho do modulador PWM visto pelo lado CA no referencial estacionário,  $G_{Mca\alpha\beta}(s)$ , pode ser escrito como:

$$G_{Mca\alpha\beta}(s) = \frac{\tilde{v}_{PWM\alpha\beta}(s)}{\tilde{m}_{\alpha\beta}(s)} = \frac{V_i}{2} \cong \frac{V_{Cz}}{2} \quad (4.7)$$

Da Figura 4.25 extrai-se a malha interna de corrente que pode ser analisada de forma simplificada, considerando a parcela oscilante da tensão sobre  $C_f$  como um distúrbio. Desprezando-se este distúrbio, a Figura 4.25 representa esta malha na qual  $G_{ica\alpha\beta}(s)$  é um controlador proporcional definido utilizando-se o *Control System Designer* do Matlab<sup>®</sup>.

$$G_{ica\alpha\beta}(s) = 0,3 \quad (4.8)$$

Figura 4.25 – Diagrama de blocos simplificado da malha de corrente do lado CA no modo ilhado.



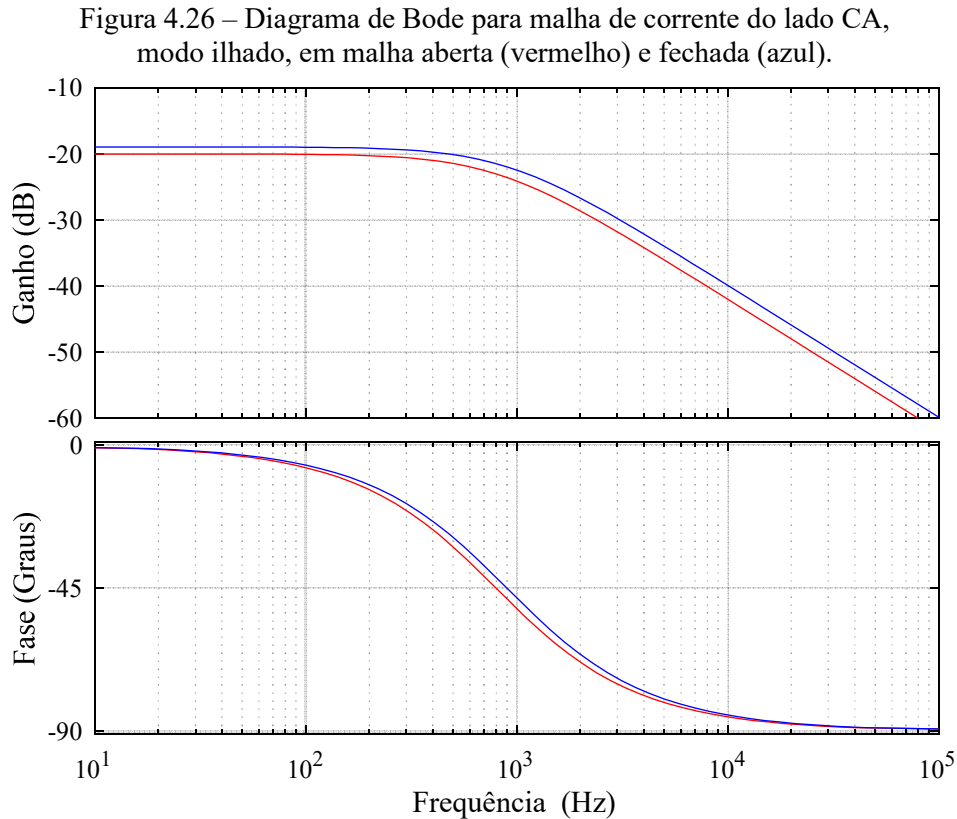
Fonte: Produção do próprio autor.

Uma vez projetado o compensador de corrente pode-se determinar a função de transferência em malha fechada para a corrente do indutor  $L_{f1}$ , que após a transformada de Clarke torna-se  $\tilde{i}_{1\alpha}$  e  $\tilde{i}_{1\beta}$ , tal como na expressão a seguir:

$$G_{ica\alpha\beta\_mf}(s) = \frac{\tilde{i}_{1\alpha\beta}(s)}{\tilde{i}_{1\alpha\beta\_ref}(s)} = \frac{1,275}{0,002s + 11,3} \quad (4.9)$$



A Figura 4.26 ilustra a resposta em frequência da malha de corrente CA no modo ilhado em malha aberta,  $G_{i\alpha\beta}(s)$  e a resposta em frequência da malha fechada,  $G_{i\alpha\beta mf}(s)$ , controlada pelo compensador  $G_{i\alpha\beta}(s)$ .



Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme antecipado na seção 4.1, controladores P+R serão utilizados para rastrear a referência senoidal da tensão no PAC. Nestes controladores, a parcela integral de um PI clássico é substituída por uma parcela ressonante (R), sendo que na frequência de ressonância o controlador P+R não possui atraso de fase. Na frequência fundamental, possui ganho infinito e erro nulo em regime permanente [85].

De acordo com [103] e [121] o controlador P+R é definido como:

$$G_{PR}(s) = K_{P\_PR} + K_{R_0} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.10)$$

sendo  $K_{P\_PR}$  o ganho proporcional do controlador P+R,  $K_{R_0}$  o ganho da parcela ressonante na frequência fundamental e  $\omega_0$  a frequência angular da componente fundamental.

O segundo termo de (4.10) é denominado integrador generalizado [112], o qual integra a entrada senoidal apenas nas frequências muito próximas à frequência de ressonância.

Como característica adicional, os controladores P+R permitem a compensação seletiva de harmônicos, obtida pela ligação em paralelo de diversos integradores generalizados, sintonizados para ressonar na frequência desejada, de tal forma que (6.10) pode ser reescrita genericamente como:

$$G_{PR}(s) = K_{P\_PR} + \sum_{h=0,3,5,\dots}^n K_{R_h} \frac{s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (4.11)$$

sendo  $h$  a ordem da harmônica a ser compensada e  $K_{R_h}$  o ganho ressonante individual para cada harmônica.

Neste controlador o ganho proporcional é ajustado da mesma forma que em um PI clássico, sendo que seu valor está relacionado à estabilidade do sistema e de acordo com [110] deve ser ajustado para fornecer margem de fase adequada. Com relação ao ajuste dos ganhos  $K_{R_h}$ , o principal aspecto a ser considerado é o compromisso entre a filtragem seletiva das componentes harmônicas de interesse e a resposta dinâmica, os quais devem ser ajustados com valores relativamente altos para minimizar o erro em estado estacionário [95]. Uma prática comum é ajustar as parcelas ressonantes com ganhos idênticos para todas as harmônicas [112].

De acordo com [54], os ganhos das parcelas ressonantes podem ser determinados por:

$$K_{R_h} = 4,4 \frac{K_{P\_PR}}{t_{r_h}} \quad (4.12)$$

sendo  $t_{r_h}$  o tempo de resposta desejado para a frequência de interesse, o qual é ajustado entre 10% e 90% da resposta ao degrau.

No entanto, os autores de [93] e [111] ao propor o controlador P+R perceberam que (4.10) é uma expressão ideal e não pode ser realizada fisicamente, uma vez que não possui elementos com perdas, podendo levar o sistema à instabilidade. Uma alternativa prática é obtida pela aproximação de um integrador ideal por um FPB de alto ganho, conforme a expressão a seguir:

$$G_{PR}(s) = K_{P\_PR} + \sum_{h=0,3,5,\dots}^n K_{R_h} \frac{\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (4.13)$$

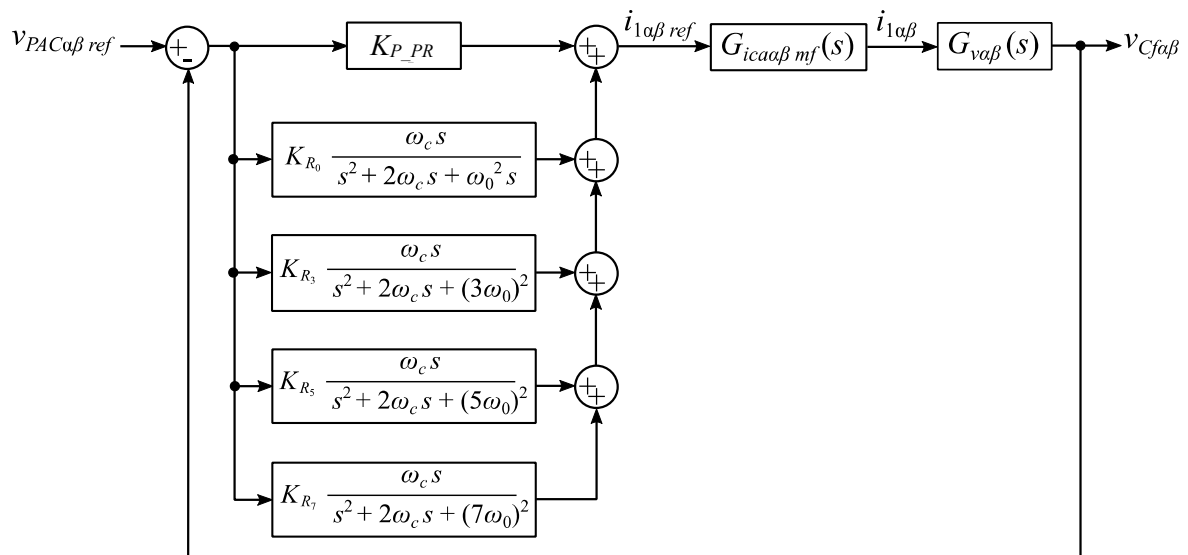
sendo  $\omega_c$  a frequência de corte, com  $\omega_c \ll \omega_0$ , cuja função é limitar o ganho e a largura de banda em torno das frequências de ressonância. No entanto, o uso de  $\omega_c$  muito baixo torna o filtro muito sensível a variações de frequência, acarretando respostas transientes lentas e dificultando sua implementação. Valores entre 5 e 15 *rad/s* fornecem uma boa relação de compromisso [95].

A expressão (4.13) é conhecida como controlador P+R não ideal, a qual apresenta ganho finito nas frequências de ressonância, mas ainda suficientemente alto para assegurar baixo erro em estado estacionário [95]. A partir desta expressão se obtêm o controlador de tensão  $G_{vca\alpha\beta}(s)$ , para o modo de operação ilhado, conforme:

$$G_{vca\alpha\beta}(s) = K_{P\_PR} + K_{R_0} \frac{\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} + \sum_{h=3,5,7\dots} K_{R_h} \frac{\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (4.14)$$

A malha de controle da tensão do lado CA no modo ilhado está representada de forma simplificada na Figura 4.27, para compensação até a sétima harmônica, a qual mostra a malha fechada de corrente (Figura 4.25) representada pela função de transferência  $G_{ica\alpha\beta mf}(s)$  e a planta por  $G_{va\beta}(s)$ .

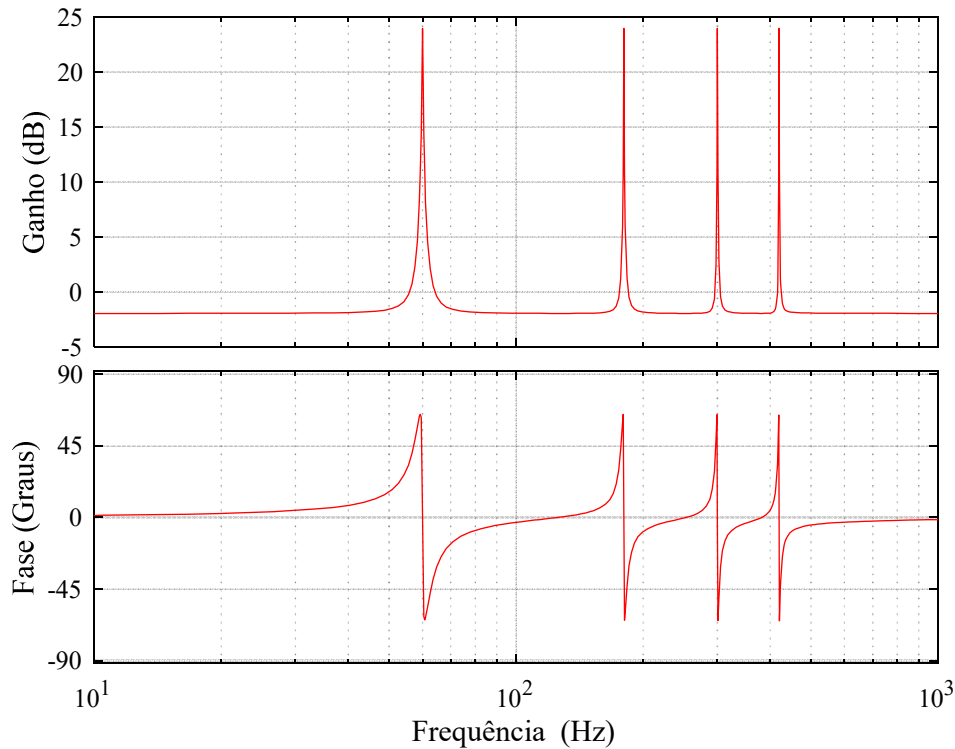
Figura 4.27 – Diagrama de blocos simplificado da malha de tensão do lado CA no modo ilhado.



Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando que o controlador P+R foi projetado com  $K_{P\_PR} = 4$ ,  $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$  e  $t_{r_0} = 0,677 \text{ ms}$ , portanto de acordo com (4.12)  $K_{R_0} = 26$  para a frequência fundamental (60 Hz) e  $K_{R_h} = 400$  para a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas, que tipicamente estão presentes na saída dos inversores. A Figura 4.28 mostra o diagrama de Bode em malha aberta para o P+R de tensão ajustado nas condições especificadas acima e a Figura 4.29 mostra as respostas em frequência para a malha de controle de tensão no PAC, tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

Figura 4.28 – Diagrama de Bode do controlador P+R em malha aberta para  $h = 1^a, 3^a, 5^a$  e  $7^a$  harmônicas.



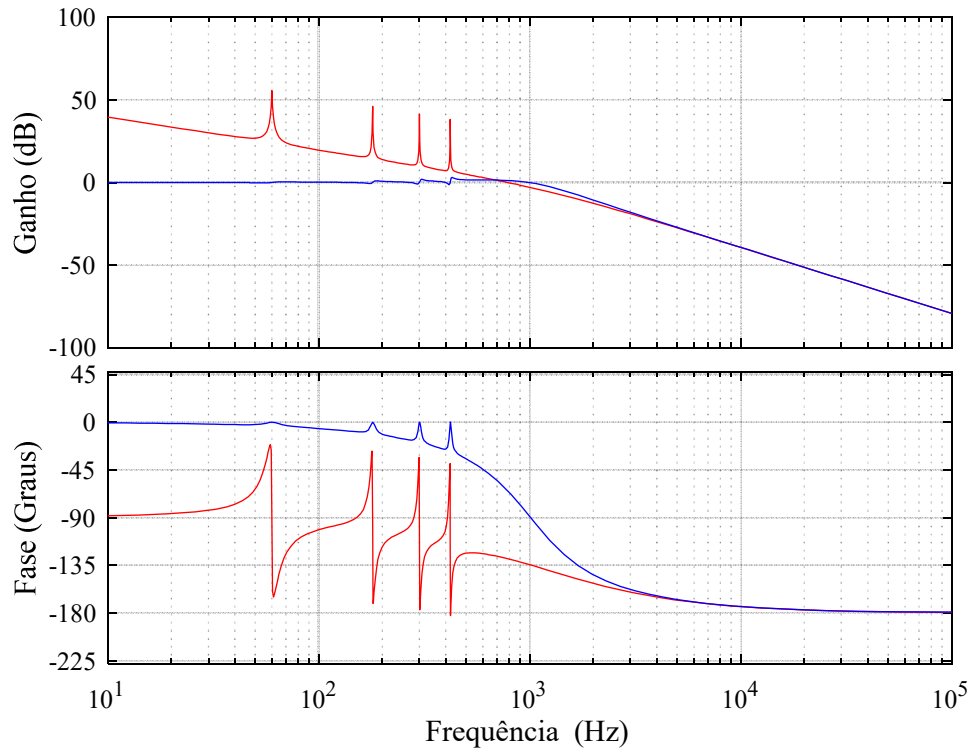
Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.30 mostra a resposta ao degrau na qual se observa que o controlador P+R, mesmo com limitação do ganho nas frequências de ressonância, conseguiu minimizar o erro em regime permanente. Nessa figura pode-se observar ainda que como a função de transferência  $G_{v\alpha\beta}(s)$  simplesmente integra a tensão no capacitor, expressão (3.249), sua resposta em malha aberta tende ao infinito.

A Figura 4.31 mostra a simulação no PSIM<sup>®</sup> da Figura 4.23, considerando  $\hat{v}_{PAC\alpha\beta ref} = 85V$  para corroborar com os valores obtidos no Capítulo 3, sendo que a Figura 4.31(a) mostra as formas de ondas instantâneas para as tensões de linha no PAC, neste caso, na carga local, cujo valor de pico obtido foi 85,4V e a Figura 4.31(b) mostra as correntes de fase na carga local. Nestas figuras os elementos de compensação de harmônicas foram desabilitados no controlador P+R.

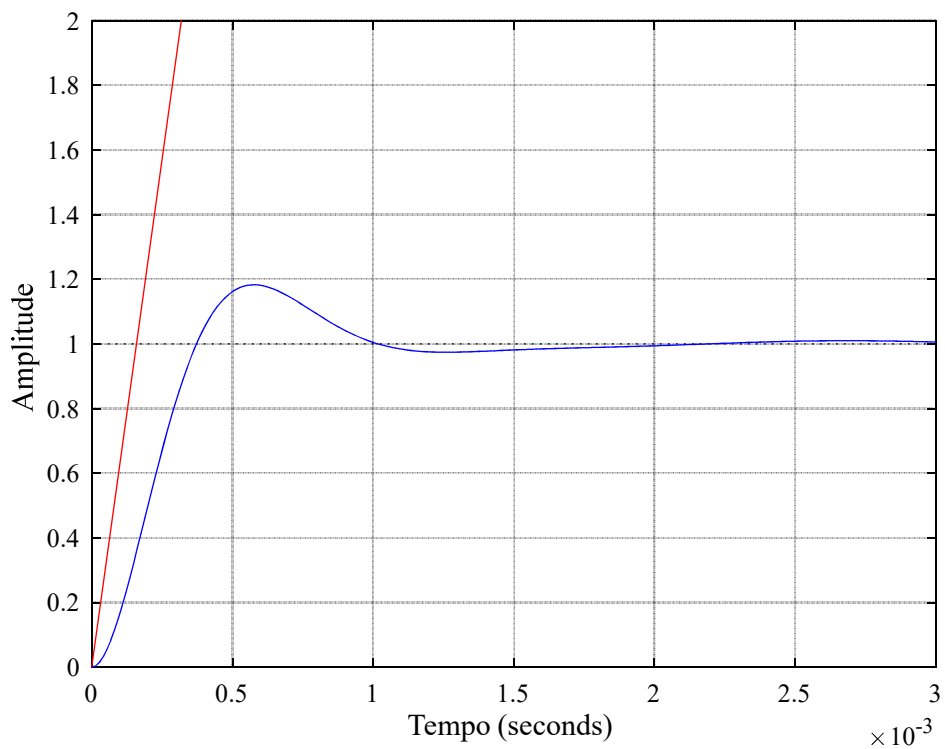
Já na Figura 4.32 a compensação de harmônicas para as componentes  $h = 1^a, 3^a, 5^a$  e  $7^a$  foi habilitada de tal forma que, visualmente, a tensão e a corrente melhor se aproximam de uma função senoidal.

Figura 4.29 – Diagrama de Bode para malha de tensão do lado CA, no modo ilhado, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.30 – Resposta ao degrau para malha de tensão do lado CA no modo ilhado, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) em pu.

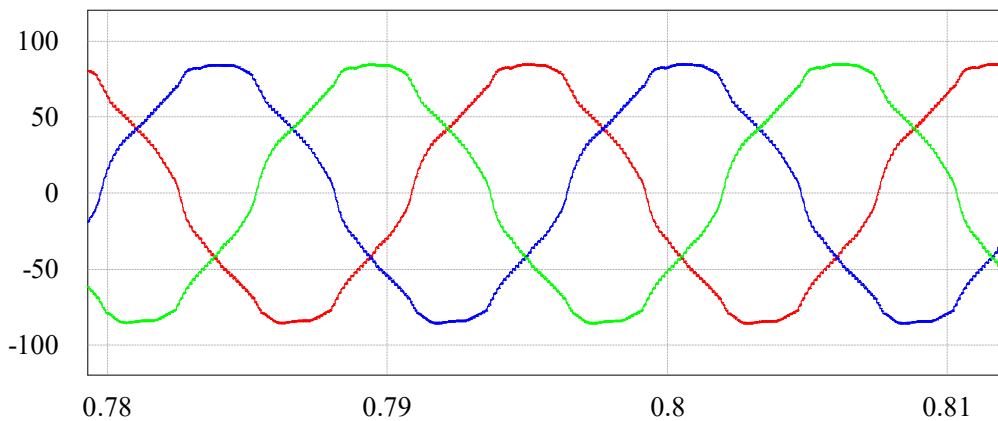


Fonte: Produção do próprio autor.

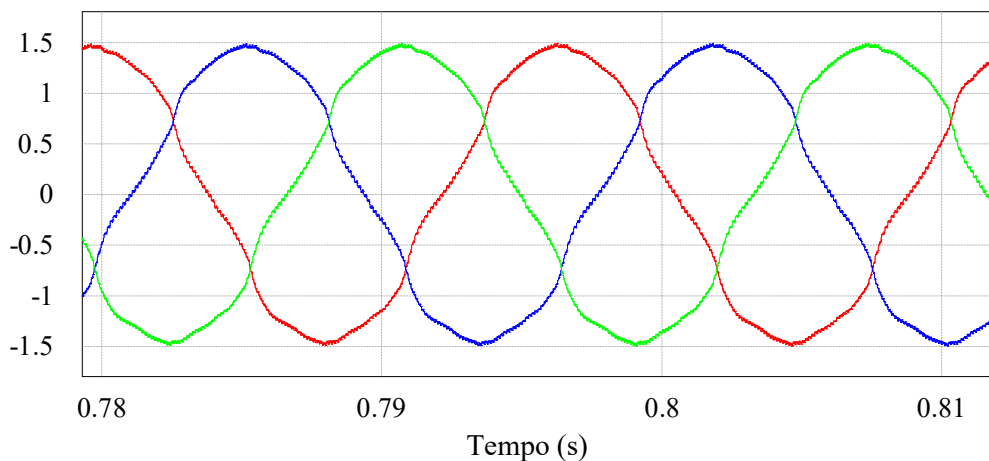
Para quantificar essa “melhor aparência” nas formas de onda da Figura 4.32, as Figuras 4.33 e 4.34 fornecem a transformada rápida de Fourier (FFT) para a tensão de linha no PAC e para a corrente de fase na carga local, respectivamente, de forma que a Figura 4.33(c) mostra uma redução significativa do nível das harmônicas de tensão, sendo 78,2% de redução para a 5ª harmônica e 82,8% para a 7ª. A Figura 4.34(c) mostra a redução do nível das harmônicas de corrente, sendo 77,2% de redução para a 5ª harmônica e 76,4% para a 7ª.

A Figura 4.35 mostra o comportamento dinâmico da malha de controle do lado CA da Figura 4.23, com compensação de harmônicos, sendo que no instante 0,4s foi aplicado um degrau de carga de 100% e no instante 0,6s foi feita uma rejeição de carga de 50%. Nos dois casos observa-se o transitório, com posterior recuperação da amplitude especificada pela referência  $v_{PAC\alpha\beta ref}$ .

Figura 4.31 – (a) Tensão de linha no PAC  $v_{AB}$  (vermelho),  $v_{BC}$  (azul) e  $v_{CA}$  (verde) e (b) corrente de fase na carga local  $i_{loa}$  (vermelho),  $i_{lob}$  (azul) e  $i_{loc}$  (verde), sem compensação de harmônicas, no modo ilhado.



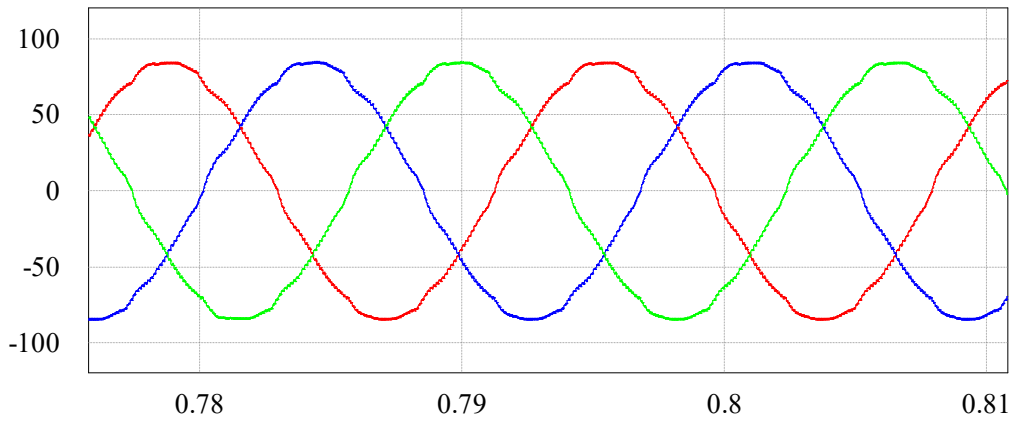
(a)



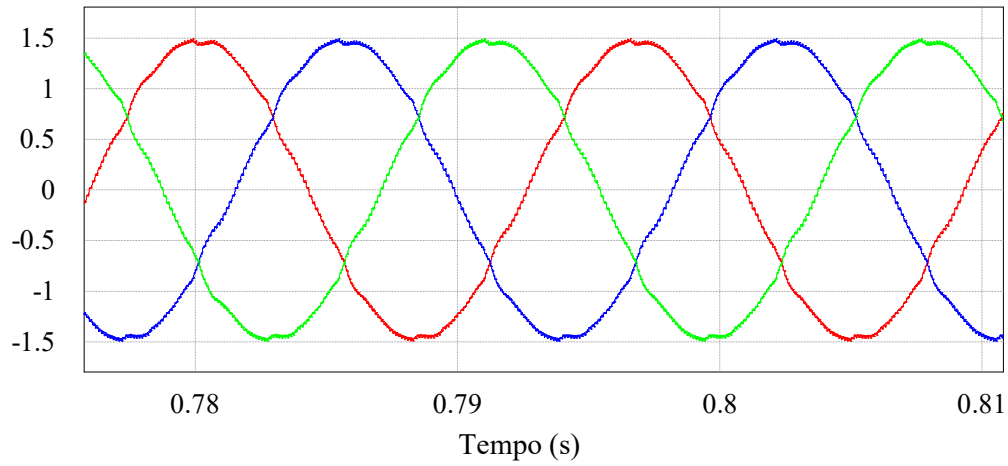
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.32 – (a) Tensão de linha no PAC  $v_{AB}$  (vermelho),  $v_{BC}$  (azul) e  $v_{CA}$  (verde) e (b) corrente de fase na carga local  $i_{loa}$  (vermelho),  $i_{lob}$  (azul) e  $i_{loc}$  (verde), com compensação de harmônicas, no modo ilhado.



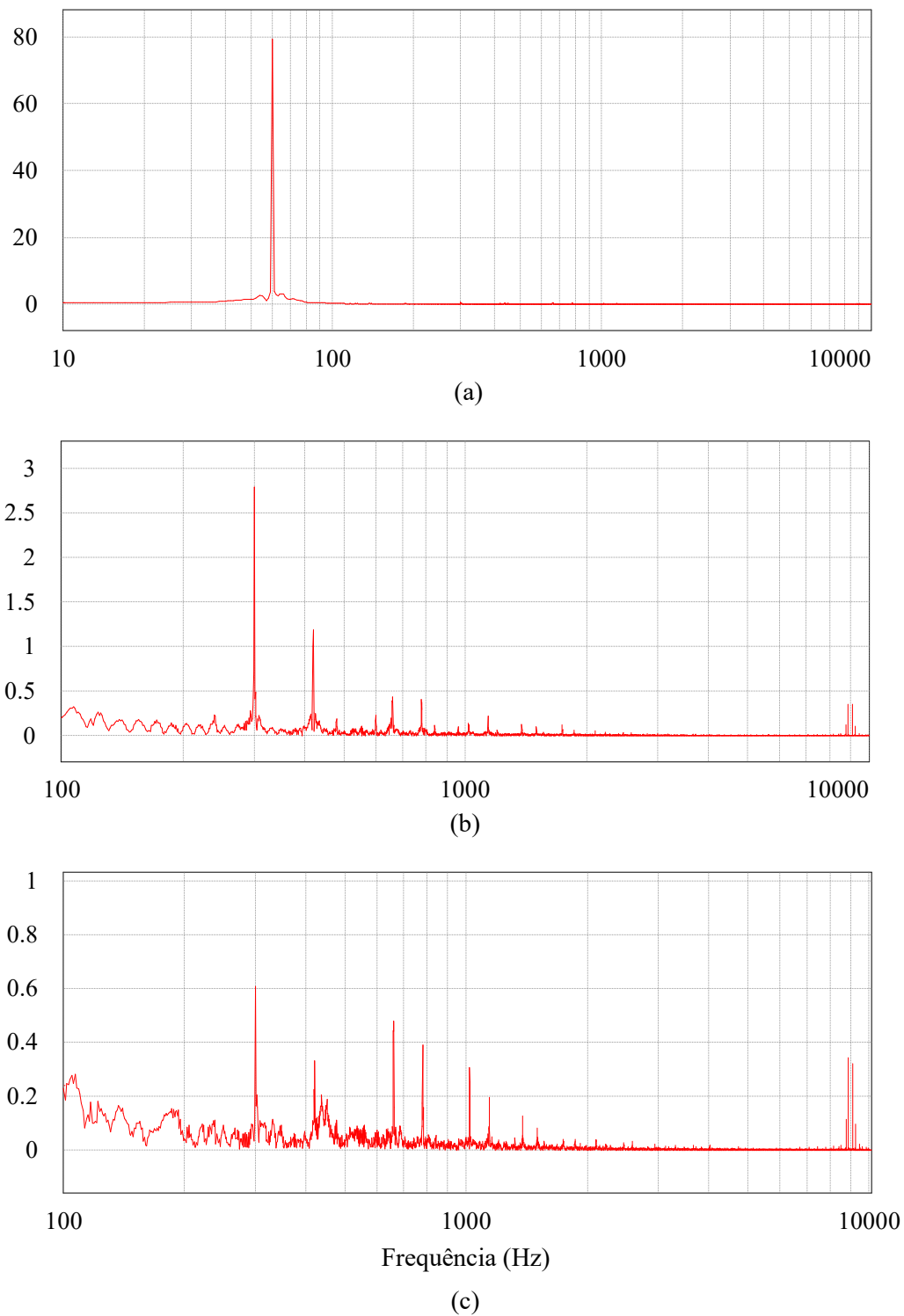
(a)



(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

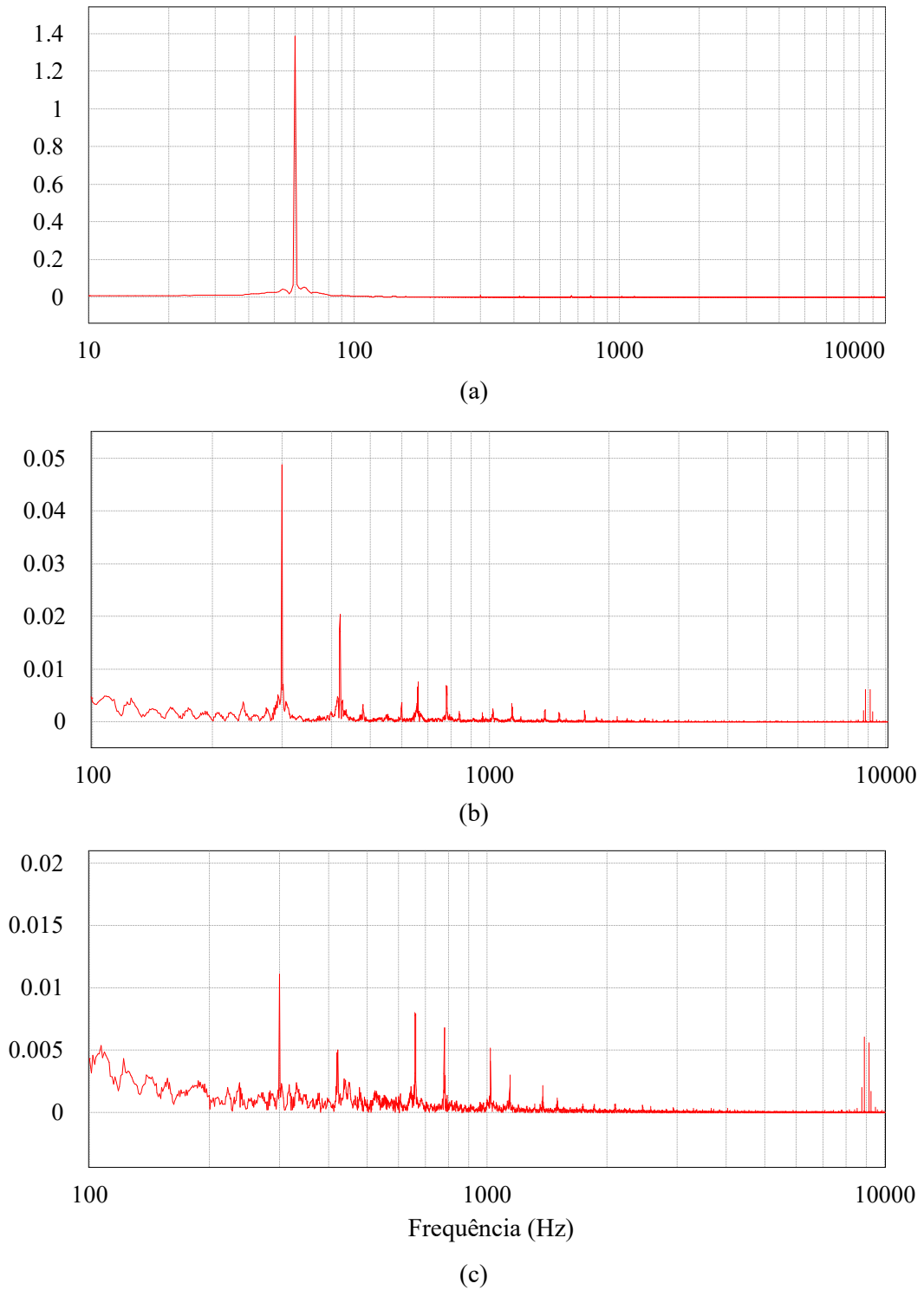
Figura 4.33 – FFT da tensão de linha  $v_{AB}$  no PAC, (a) espectro geral, (b) detalhe das componentes harmônicas sem compensação e (c) detalhe das componentes harmônicas com compensação.



Fonte: Produção do próprio autor.

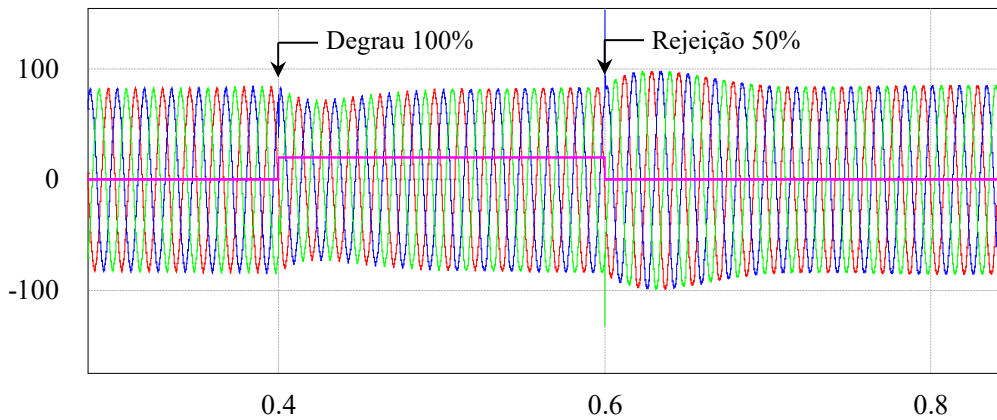


Figura 4.34 – FFT da corrente de fase  $i_{lo a}$  na carga local, (a) espectro geral, (b) detalhe das componentes harmônicas sem compensação e (c) detalhe das componentes harmônicas com compensação.

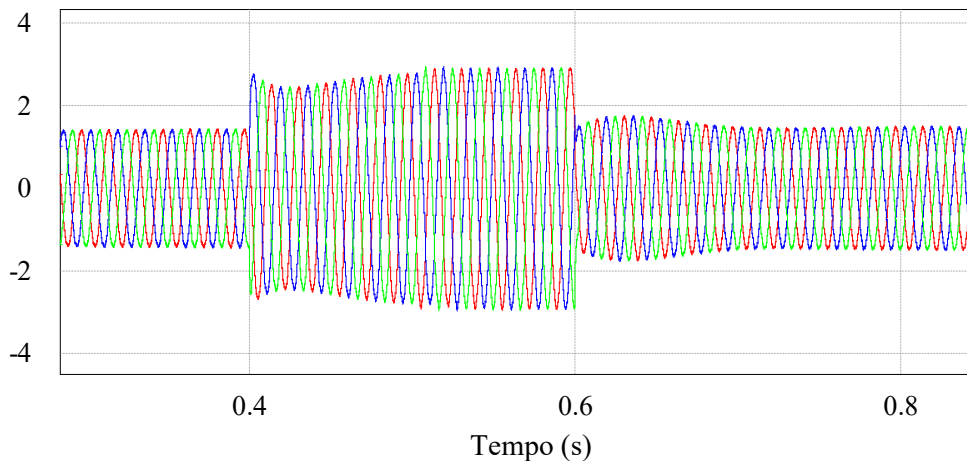


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.35 – Respostas dinâmicas das malhas de controle para degrau e rejeição de carga, no modo ilhado, (a) tensão de linha no PAC, sendo  $v_{AB}$  (vermelho),  $v_{BC}$  (azul),  $v_{CA}$  (verde) e pulso de carga (magenta) e (b) corrente de fase na carga local, sendo  $i_{loa}$  (vermelho),  $i_{lob}$  (azul) e  $i_{loc}$  (verde).



(a)



(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

### 4.3.2 Modo Conectado

Tal como já estabelecido, grande parte dos sistemas de GD proveniente de fontes alternativas conectados na rede elétrica utilizam conversores eletrônicos de potência como elementos de interface. O aumento no interesse nesta modalidade de geração de energia abre oportunidades para melhorar sua integração e controle quando conectados na rede, sendo o objetivo desta conexão injetar, ou em alguns casos particulares, absorver potência na rede.

Neste sentido, o controle da tensão do barramento CC do conversor, em conjunto com o controle da potência, é uma característica importante para balancear o fluxo de potência de acordo com as necessidades da carga, de forma que, uma variação na corrente de saída do inversor provoca uma reação na tensão do barramento CC e vice-versa.

O controle de potência em um conversor eletrônico conectado na rede é baseado na teoria da potência instantânea, também conhecida como teoria  $pq$ , a qual foi proposta em 1983 por Akagi, Kanazawa e Nabae [87], no entanto somente em 1984 após a apresentação de outro trabalho pelos mesmos autores é que esta teoria se tornou efetivamente conhecida [88].

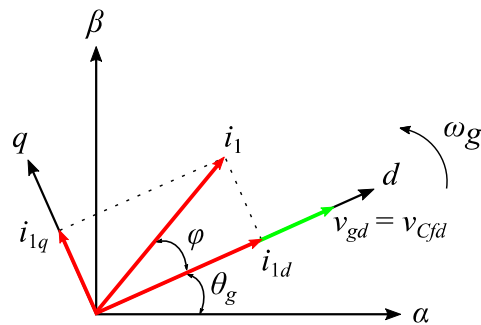
A estratégia de controle proposta neste trabalho para o ZSI conectado na rede elétrica considera o controle da potência por meio de uma malha fechada por orientação de tensão, no referencial síncrono, do inglês *Synchronous Reference Frame - Voltage Oriented Control* (SRF-VOC), o qual ainda não foi proposto para este conversor e se caracteriza como uma contribuição deste trabalho.

O método VOC tem sua origem na técnica de controle por orientação de campo, do inglês *Field Oriented Control* (FOC), desenvolvida para máquinas elétricas de indução a qual é caracterizada por possuir bom desempenho dinâmico e estático, simplicidade de implementação, de forma que o VOC pode ser utilizado em conversores conectados na rede para balancear o fluxo de potência entre os lados CC e CA [90] - [92] e recebe este nome quando a tensão da rede ( $v_g$ ) está orientada no eixo  $d$  [113], tal como representado na Figura 4.36. Essa figura mostra o caso particular no qual a corrente de saída do inversor ( $i_{1d}$ ) está alinhada com  $v_g$ , que é igual à  $v_{cfd}$ , indicando fator de potência unitário.

Para os conversores conectados na rede a aplicação do VOC é mais interessante que o método do controle direto de potência, do inglês *Direct Power Control* (DPC), inspirado no controle direto de conjugado, do inglês *Direct Torque Control* (DTC), também desenvolvido para máquinas de indução, uma vez que o DPC requer frequência de chaveamento variável e alta taxa de amostragem, o que implica na necessidade de processadores e conversores analógico/digital (ADC) muito rápidos [114].

Desta forma, o VOC é adequado ao controle das correntes de saída do conversor, além da regulação das potências ativa e reativa com controle antecipatório da tensão do capacitor de filtro ( $V_{cfdq}$ ) [92] e [93]. Neste trabalho, o controle da corrente é implementado no referencial síncrono  $dq$  para que se possa eliminar o erro em regime permanente via controladores PI, os quais possuem desempenho satisfatório na regulação das variáveis CC. Esta estratégia garante resposta transiente suficientemente rápida e bom desempenho estático, devido às malhas internas de corrente, conseqüentemente seu desempenho dependerá da qualidade da estratégia de controle da corrente [114].

Figura 4.36 – Diagrama vetorial do SRF-VOC.



Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 4.37, à jusante da ponte inversora, a malha de controle externa do VOC consiste dos PI para potência ativa  $G_P(s)$  e potência reativa  $G_Q(s)$ , na qual se observa que a saída de  $G_P(s)$  sofre influência do controlador de tensão do barramento CC,  $G_{vcc}(s)$ , sendo a referência da corrente em quadratura,  $i_{1d\ ref}$ , obtida pela contribuição da malha de controle da potência ativa e da malha de tensão CC, cuja saída é  $I_{CC\ ref}$ , as quais participam do controle da corrente de eixo direto,  $G_{icad}(s)$  e que controla o fluxo de potência ativa entre os lados CC e CA [113].

Esta influência garante que a corrente do barramento CC possa ser mantida dentro da faixa operacional do conversor quando a energia é transferida do inversor para a rede [89].

As potências instantâneas ativa e reativa produzidas pelo conversor são dadas pelas expressões (3.164) e (3.165) e de acordo com a Figura 4.37, são calculadas para gerar os sinais de realimentação de potência  $p_g$  e  $q_g$  para os controladores  $G_P(s)$  e  $G_Q(s)$ , respectivamente. As saídas destes controladores geram as referências das correntes ativa e reativa na saída do inversor, de forma que a componente de eixo direto da corrente controla a potência ativa injetada na rede e a componente em quadratura, a reativa. Os valores de  $i_{1d\ ref}$  e  $i_{1q\ ref}$  podem mudar de acordo com os valores ajustados para as referências  $P_{ref}$  e  $Q_{ref}$ .

Deve ser observado que nessa estrutura de controle a referência da potência reativa ( $Q_{ref}$ ) pode ser ajustada para zero, quando se deseja operação com fator de potência unitário, ou pode ser uma referência negativa, quando se deseja um fator de potência em avanço, ou também pode ser ajustada para um valor positivo, quando se deseja operar o conversor com fator de potência em atraso [115].

A estratégia de controle da potência utilizando VOC é particularmente interessante quando comparada ao método de injeção de potência via decaimento de tensão e frequência

(*droop*), pois permite eliminar operações aritméticas e trigonométricas, dois controladores proporcional e integral (PI), bem como uma transformação de referencial *abc-dq*, diminuindo o esforço de projeto e computacional. A título de comparação, a Figura 4.38 representa uma estrutura de controle baseada em *droop* na qual está destacado o estágio adicional de controle, o qual não é utilizado não VOC.

Da figura 4.37 é possível extrair a Figura 4.39, a qual evidencia a malha de controle do SRF-VOC, mostrando a influência do controle da tensão CC na malha CA, como também ressalta a planta (filtro *LCL*) e a não linearidade imposta pelo inversor.

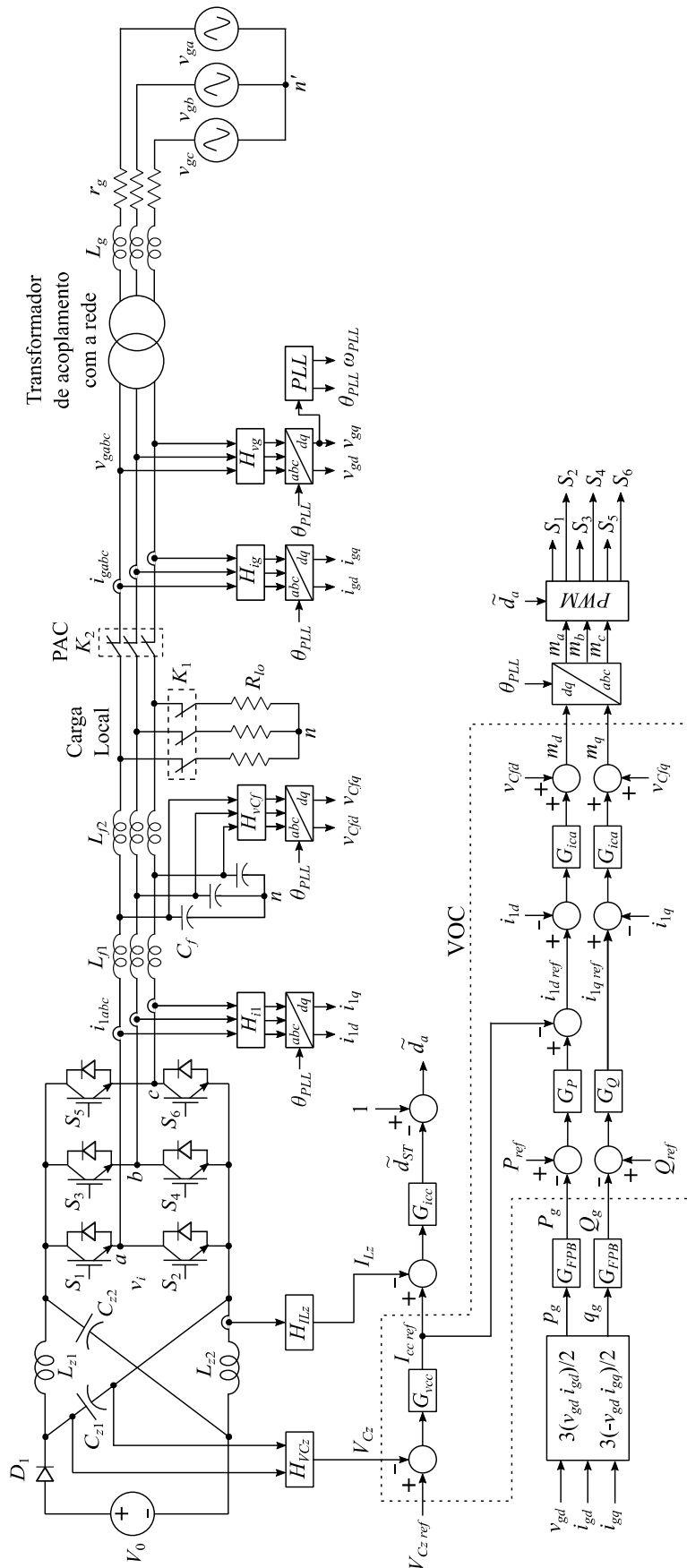
Ainda na Figura 4.39, claramente observam-se os cinco controladores PI que compõe esta estrutura de controle, sendo o PI de tensão CC,  $G_{vcc}(s)$ , o PI regulador da potência ativa,  $G_p(s)$ , o PI regulador da potência reativa,  $G_Q(s)$ , o PI regulador da corrente de eixo direto,  $G_{icad}(s)$  e o PI regulador da corrente de eixo em quadratura,  $G_{icaq}(s)$ , sendo a malha interna de corrente e a externa a de potência.

Nas saídas dos reguladores de corrente é somado  $V_{Cfdq}$  como termo antecipatório para reduzir o esforço de controle e para melhorar a resposta dinâmica do sistema [116].

Nessa estrutura de controle os controladores de potência fornecem as referências para a malha de corrente e o controlador de corrente gera os índices de modulação para cada fase do inversor ( $m_x$ ), os quais serão combinados com o  $D_{ST}$  (ou  $D_a$ ) para gerar as referências no modulador PWM. O uso da dupla malha de controle é decorrente da necessidade de manter a corrente nos indutores do filtro *LCL* sob controle e com média igual à zero, com isso evita-se a saturação do transformador utilizado para conectar o sistema de GD à rede.

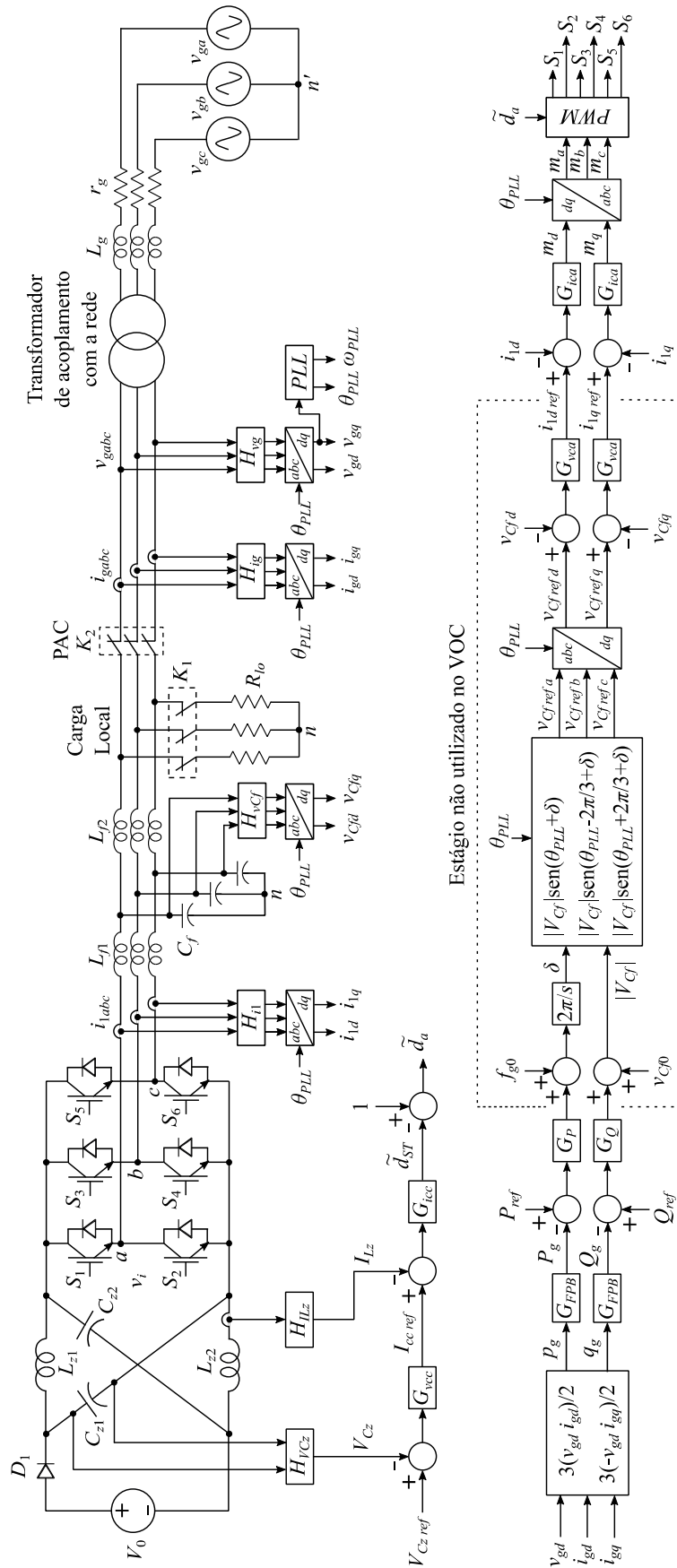
Tal como já antecipado, os controladores do lado CA no modo conectado são implementados no sistema síncrono de coordenadas *dq*, sendo a corrente na saída do ZSI regulada utilizando este referencial, ou seja, as variáveis  $i_{1x}$  são convertidas e realimentadas como  $i_{1d}$  e  $i_{1q}$ . Consequentemente, um PLL é usado para calcular a posição angular instantânea  $\theta_{PLL}$ , requerida para transformar o sistema de referência *abc* no *dq* e vice-versa. Como as tensões e correntes senoidais do sistema *abc* são convertidas em grandezas contínuas no sistema de coordenadas *dq*, isso permite que compensadores lineares atuem com erro nulo em regime permanente. Para o caso da transferência de operação do modo ilhado para o modo conectado na rede, após a sincronização do ângulo de fase do sistema de GD com a rede, a chave  $K_2$  no PAC é fechada, finalizando o processo de transferência entre estes modos de operação sendo que, após essa manobra, faz-se necessário o controle do fluxo de potência ativa e reativa no PAC.

Figura 4.37 – Estratégia de controle no modo conectado utilizando VOC.



Fonte: Produção do próprio autor.

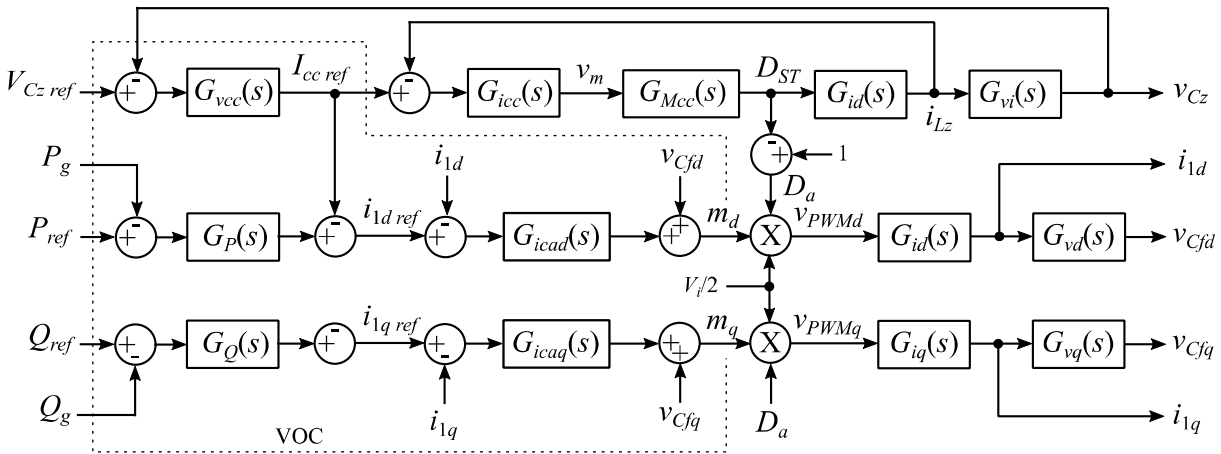
Figura 4.38 – Estratégia de controle no modo conectado utilizando *droop*.



Fonte: Produção do próprio autor.

De acordo com [117], a realimentação da corrente CA pode ser feita tanto com as correntes na saída do inversor,  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$  e  $i_{1c}$ , quanto com as correntes injetadas na rede,  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$  e  $i_{gc}$ . Neste trabalho optou-se por realimentar as correntes nos indutores  $L_{f1}$  do filtro  $LCL$ , desta forma mantem-se controlada as correntes de saída do inversor.

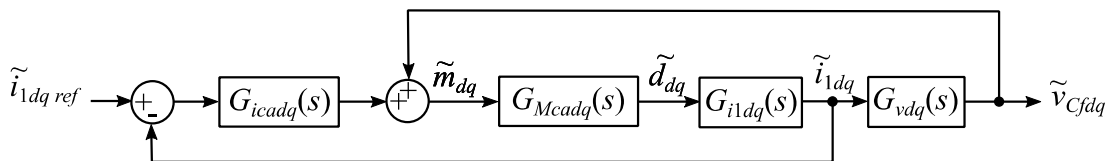
Figura 4.39 – Detalhe da malha de controle do SRF-VOC.



Fonte: Produção do próprio autor.

A partir da Figura 4.39 destaca-se a malha interna de corrente, representada de forma simplificada na Figura 4.40, sendo que no projeto desse controlador considerou-se a realimentação da tensão do capacitor do filtro  $LCL$  ( $v_{Cfdq}$ ) como um distúrbio.

Figura 4.40 – Diagrama de blocos da malha de corrente do lado CA.



Fonte: Produção do próprio autor.

De (3.132) e (3.133) é possível escrever o ganho do modulador PWM visto pelo lado CA no sistema de referência síncrono,  $G_{Mcadq}(s)$ , como:

$$G_{Mcadq}(s) = \frac{\tilde{d}_{dq}(s)}{\tilde{m}_{dq}(s)} = \frac{V_i}{2} \cong \frac{V_{Cz}}{2} \quad (4.15)$$

sendo  $V_i/2$  o valor representativo do ponto médio do barramento CC, tal como sugerido na Figura 3.18.



Os sensores e condicionadores de sinais, responsáveis pela medição da tensão dos capacitores  $C_{fx}$  e das correntes dos indutores  $L_{f1}$ , no modo conectado, possuem as seguintes funções de transferência:

$$H_{v_{cfx}}(s) = \frac{1}{46} \frac{V}{V} \quad (4.16)$$

$$H_{i_{1x}}(s) = \frac{1}{5} \frac{V}{A} \quad (4.17)$$

O controlador da malha de corrente  $G_{icadq}(s)$  deve ser projetado para atender aos critérios de largura de banda e margem de fase, sendo a largura de banda normalmente limitada a 1/10 da frequência de chaveamento  $f_{sw}$  [118].

Desprezando-se o distúrbio causado por  $v_{cfdq}$  e utilizando o *Control System Designer* do Matlab<sup>®</sup>, o compensador de corrente foi simulado para atender aos requisitos especificados na Tabela 4.4, de tal forma que:

$$G_{icadq}(s) = 0,0638 + \frac{2000}{s} \quad (4.18)$$

Tal como já exposto, a expressão acima está na forma  $G(s) = K_P + \frac{K_I}{s}$ , com  $K_P$  e  $K_I$  já definidos.

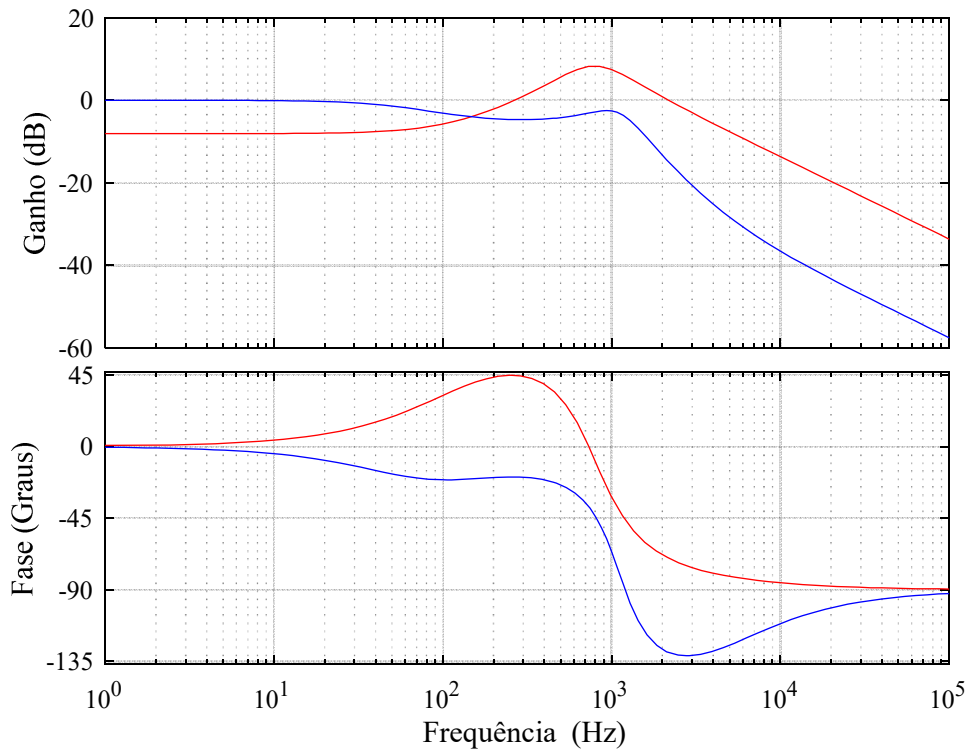
Tabela 4.4 – Requisitos de projeto do controlador de corrente, lado CA, modo conectado.

Parâmetros	Especificação	Projeto
Frequência de chaveamento	9kHz	9kHz
Frequência de cruzamento	900Hz	1,1kHz
Tempo de subida	Menor que 100µs	15µs
Tempo de estabilização	Menor que 500µs	100µs
Erro em estado estacionário	Menor que 2%	0%
Sobre sinal	Menor que 10%	3%

Fonte: Produção do próprio autor.

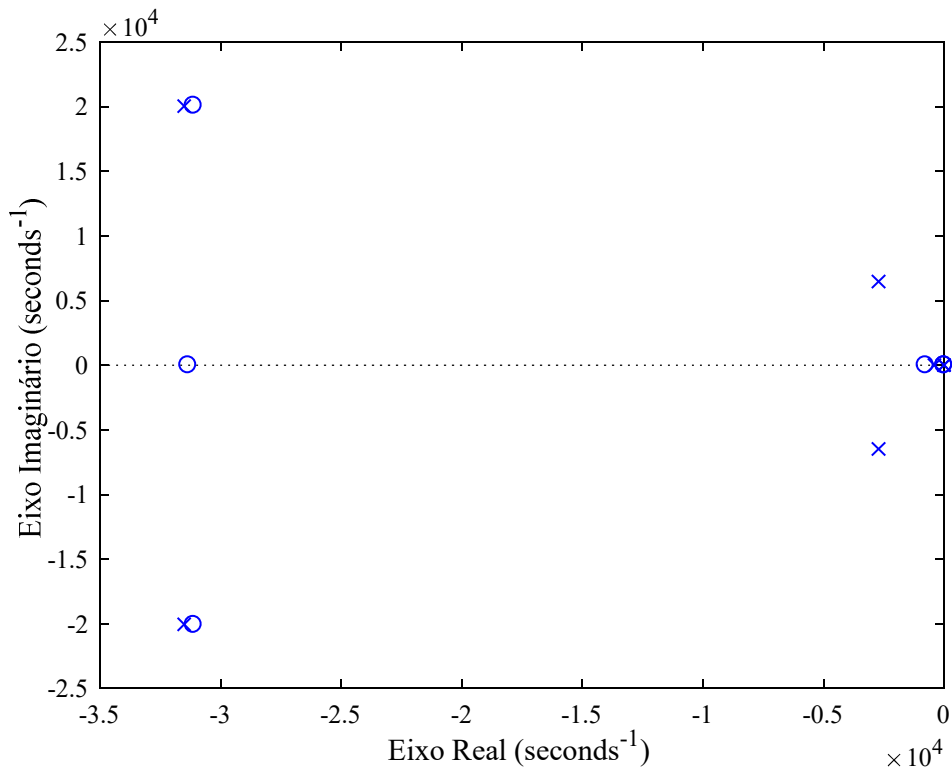
As Figuras 4.41 - 4.44 ilustram o desempenho do controlador da malha de corrente CA no modo conectado, sendo que a resposta em frequência da planta em malha aberta,  $G_{i_{1d}}(s)$  e a resposta em frequência em malha fechada,  $G_{ica_{mf}}(s)$ , controlada pelo compensador  $G_{icadq}(s)$ , estão representadas na Figura 4.41, o mapa de polos e zeros está representado na Figura 4.42 e a resposta ao degrau na Figura 4.43, cujas respostas em malha fechada atendem aos requisitos da Tabela 4.4.

Figura 4.41 – Diagrama de Bode para malha de corrente do lado CA, modo conectado em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).



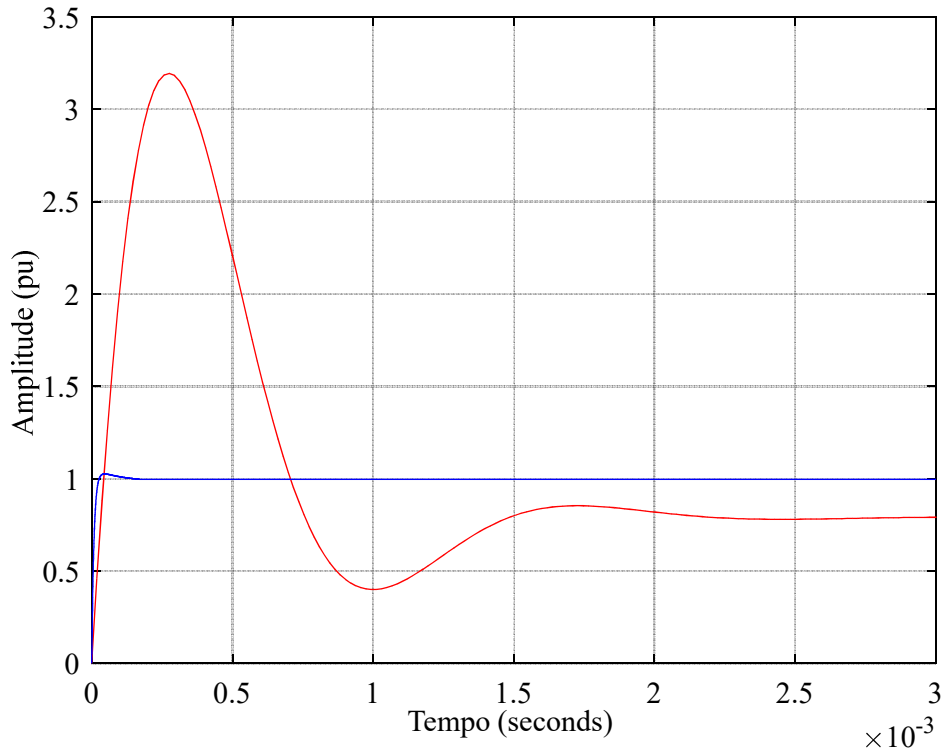
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.42 – Mapa de polos e zeros para malha de corrente do lado CA, modo conectado em malha fechada.

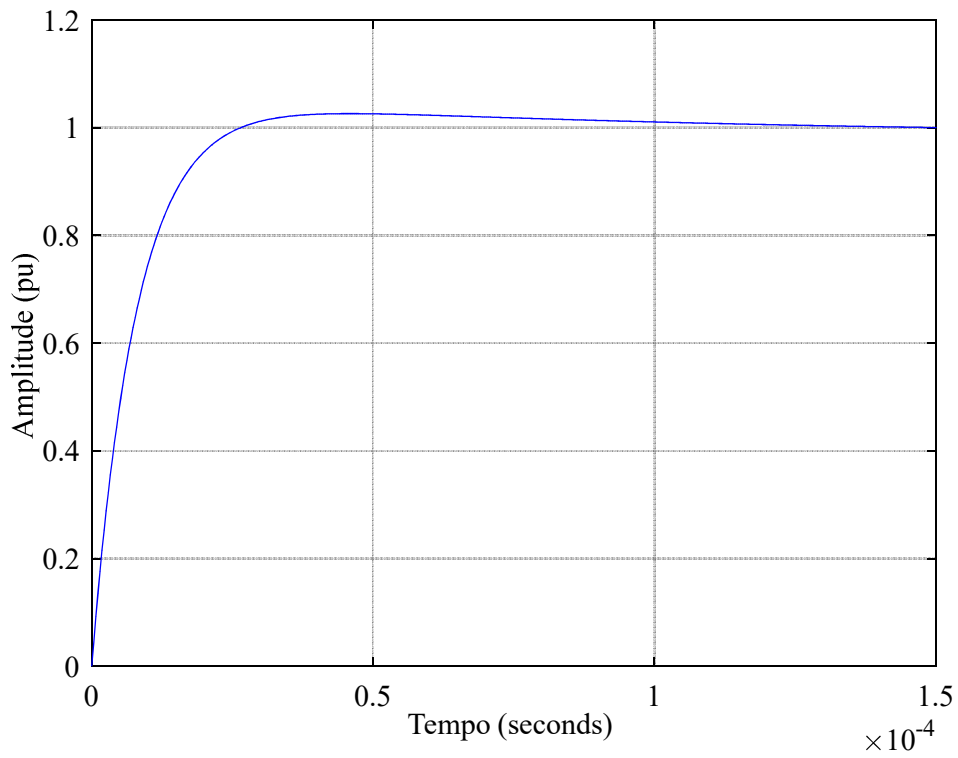


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.43 – Resposta ao degrau para malha de corrente do lado CA modo conectado, (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul) e (b) detalhe da resposta em malha fechada.



(a)



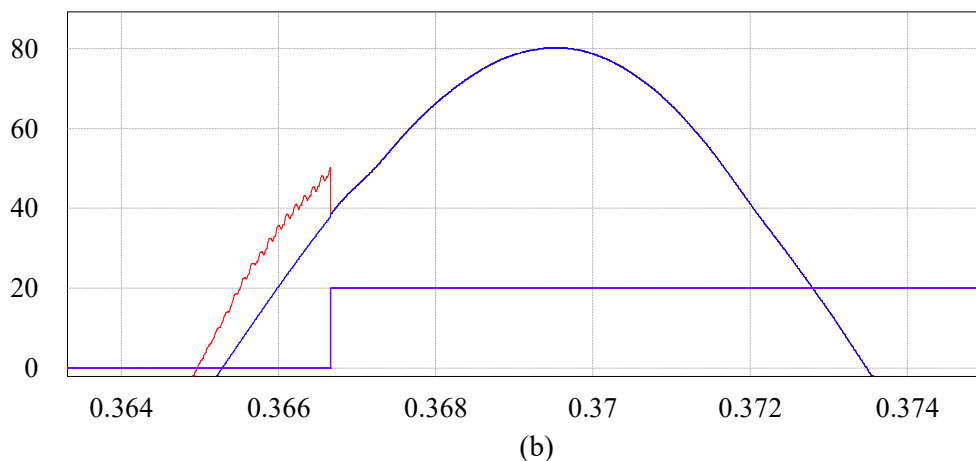
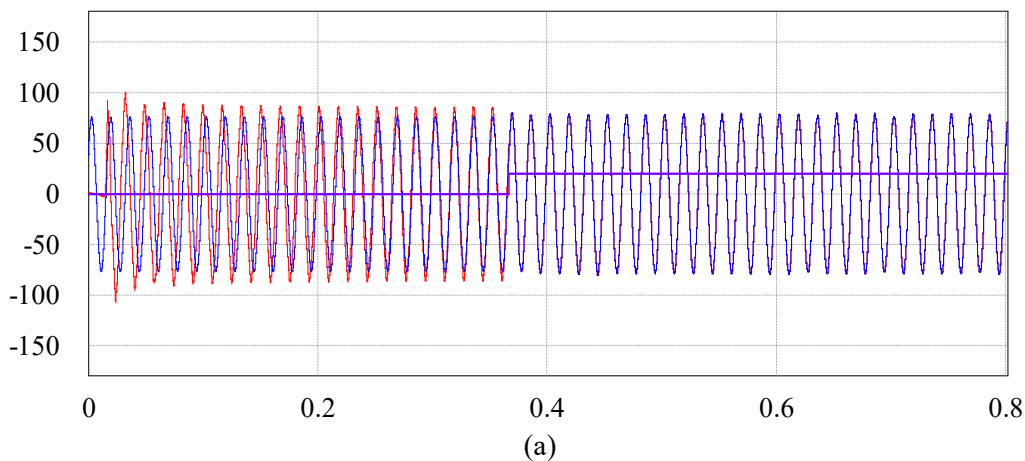
(b)

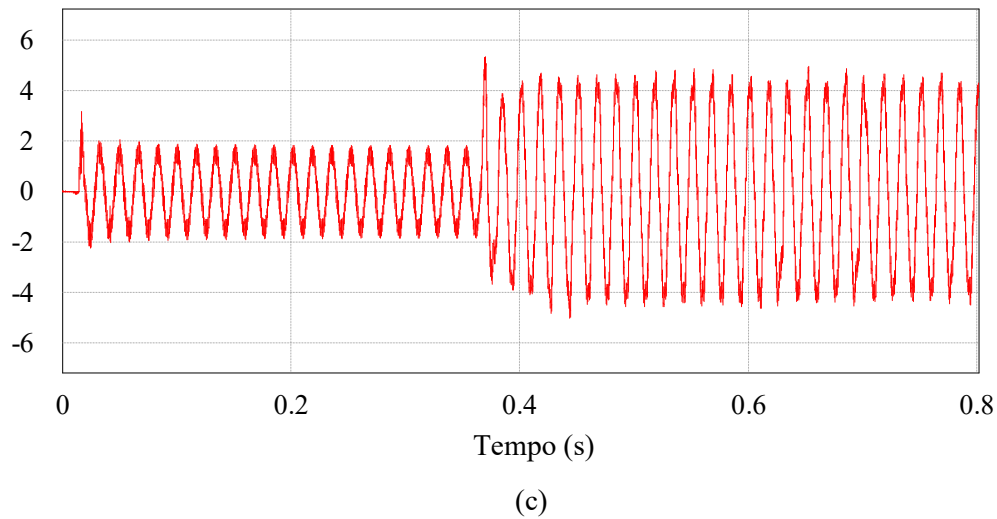
Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.44 mostra a resposta dinâmica da malha de corrente, sendo a Figura 4.44(a) a tensão de linha para uma das fases de saída do FPB,  $v_{AB}$ , comparando-a com uma das fases de tensão de linha na rede,  $v_{gab}$  e um sinal lógico mostrando o instante da conexão. A Figura 4.44(b) destaca o instante da conexão para estes mesmos sinais, ressaltando a diferença de fase intencional entre as duas tensões. Já a Figura 4.44(c) mostra o transiente de corrente na saída do inversor para a fase “a”,  $i_{1a}$ , no instante da conexão. O nível de corrente antes da conexão deve-se à carga local que está conectada.

A malha externa de controle representada de forma simplificada na Figura 4.45, mostra as malhas de controle da potência ativa e reativa, sendo  $G_P(s)$  e  $G_Q(s)$  seus respectivos controladores. De acordo com [113], deve-se observar na Figura 4.45(a) a influência da saída do controlador de tensão do barramento CC,  $i_{CC\ ref}$ , na geração da referência de corrente da saída do inversor, no eixo em quadratura,  $i_{1d\ ref}$ , tal como esperado na estratégia VOC.

Figura 4.44 – Resposta dinâmica da malha de corrente no modo conectado, (a) tensão de linha  $v_{AB}$  na saída do FPB (vermelho), tensão da rede  $v_{gab}$  (azul) e sinal indicando o instante da conexão (roxo), (b) detalhe do instante de conexão, mostrando a diferença de fase entre a tensão de saída do inversor e a tensão da rede e (c) corrente de saída do inversor  $i_a$ .





Fonte: Produção do próprio autor.

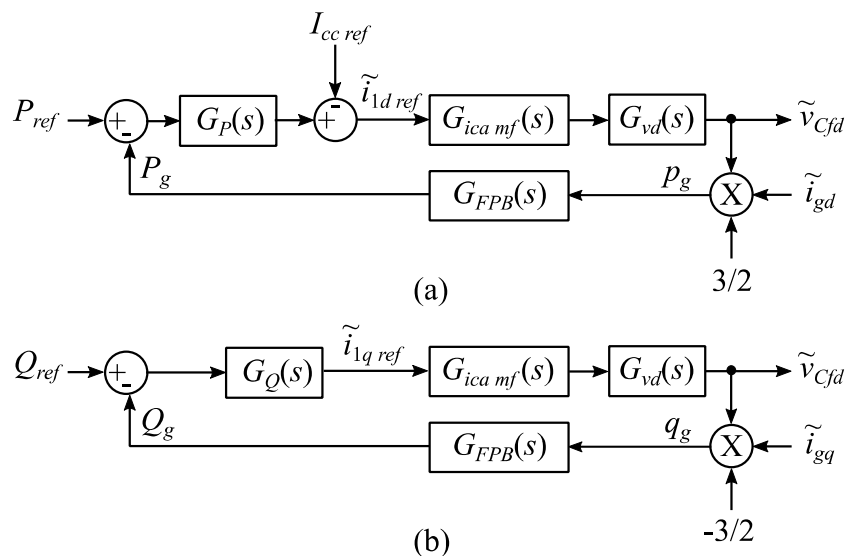
O FPB para obtenção das potências médias  $P_g$  e  $Q_g$  é definido por:

$$G_{FPB}(s) = \frac{P_g}{p_g} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{4.19}$$

$$G_{FPB}(s) = \frac{Q_g}{q_g} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{4.20}$$

sendo  $\omega_c$  sua frequência angular de corte, que deve ser no mínimo dez vezes menor que a frequência oscilatória da potência instantânea, que no caso do sistema elétrico com frequência nominal de 60Hz é 120Hz, então  $f_c = 12\text{Hz}$  e  $\omega_c = 24\pi \text{ rad/s}$  [119]. Lembrando que as potências instantâneas  $p_g$  e  $q_g$  foram definidas por (3.164) e (3.165), respectivamente.

Figura 4.45 - Malhas de controle de potência, (a) ativa e (b) reativa.



Fonte: Produção do próprio autor.

Utilizando o *Control System Designer* do Matlab<sup>®</sup>, os compensadores de potência ativa e reativa foram simulados para atender aos requisitos da Tabela 4.5, de tal forma que:

$$G_P(s) = 1,21 + \frac{110,52}{s} \quad (4.21)$$

$$G_Q(s) = 0,77 + \frac{76,34}{s} \quad (4.22)$$

Tabela 4.5 – Requisitos de projeto dos controladores de potência.

Parâmetros	Especificação	Projeto $G_P(s)$	Projeto $G_Q(s)$
Frequência de cruzamento	Menor que 90 Hz	24Hz	15Hz
Tempo de subida	Menor que 50 ms	14ms	15ms
Tempo de estabilização	Menor que 100 ms	50ms	80ms
Erro em estado estacionário	Menor que 2%	0%	0%
Sobre sinal	Menor que 10%	6%	2%

Fonte: Produção do próprio autor.

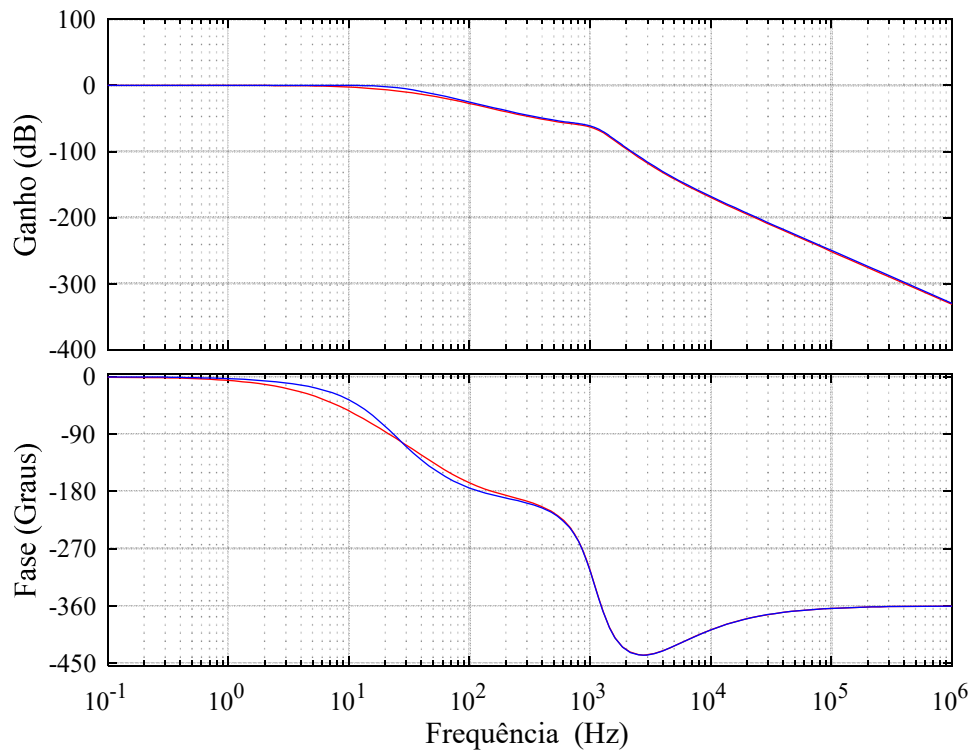
As Figuras 4.46 - 4.51 ilustram o desempenho dos controladores da malha de potência ativa no modo conectado. A resposta em frequência da planta de potência ativa em malha aberta e a resposta em frequência da malha fechada, controlada pelo compensador  $G_P(s)$ , estão representadas na Figura 4.46(a), sendo que a Figura 4.46(b) compara as respostas em frequência das malhas de corrente e potência ativa, na qual claramente se observa que a frequência de cruzamento da malha de potência está a mais de uma década abaixo da malha de corrente, tal como requerido no projeto.

O mapa de polos e zeros está representado na Figura 4.47 e a resposta ao degrau na Figura 4.48, cujas respostas em malha fechada atendem aos requisitos da Tabela 4.5.

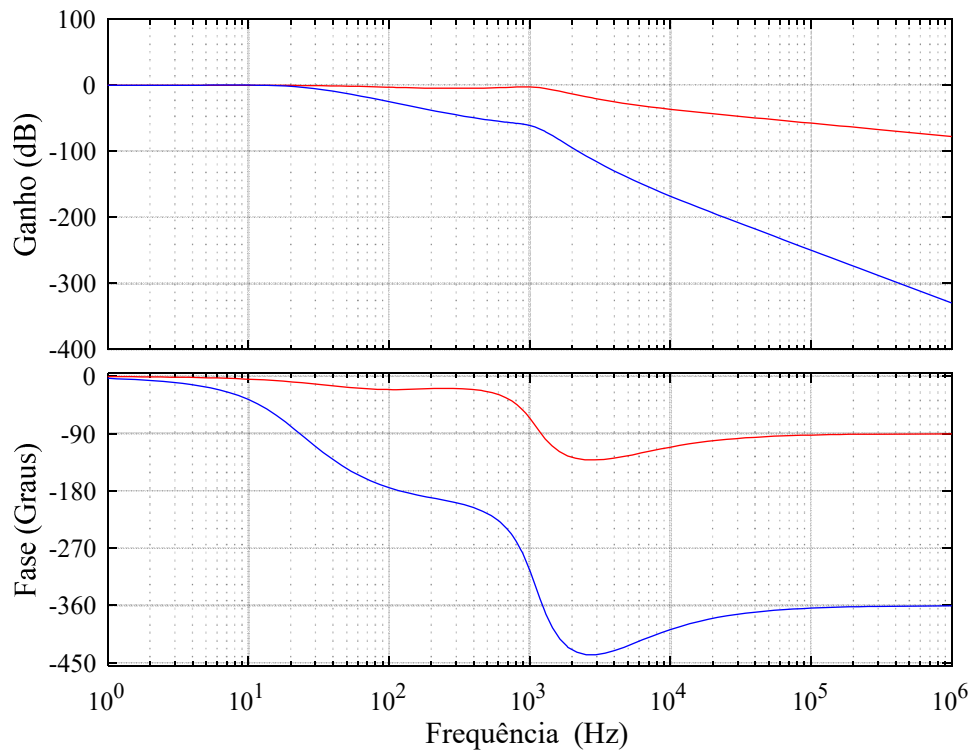
Deve-se observar que  $G_P(s)$  tem pouca influência na resposta em frequência da malha de potência, apenas ajustando a banda de passagem para o devido desacoplamento com a malha de corrente, da mesma forma a resposta ao degrau, na Figura 4.48, a qual ajusta a dinâmica durante o transiente.

A Figura 4.49 mostra uma sequência de simulação da malha de potência ativa com o objetivo de ilustrar o controle de potência injetada na rede. A Figura 4.49(a) mostra a reação do barramento CC aos transitórios impostos pelo lado CA. No lado CA, na Figura 4.49(b), observa-se uma das tensões de linha na saída do inversor e na rede, a qual se mantém estável durante o degrau de potência ativa injetada na rede.

Figura 4.46 – Diagrama de Bode para malha de potência ativa no modo conectado VOC, (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul), (b) comparativo entre as malhas de corrente (vermelho) e potência ativa (azul).



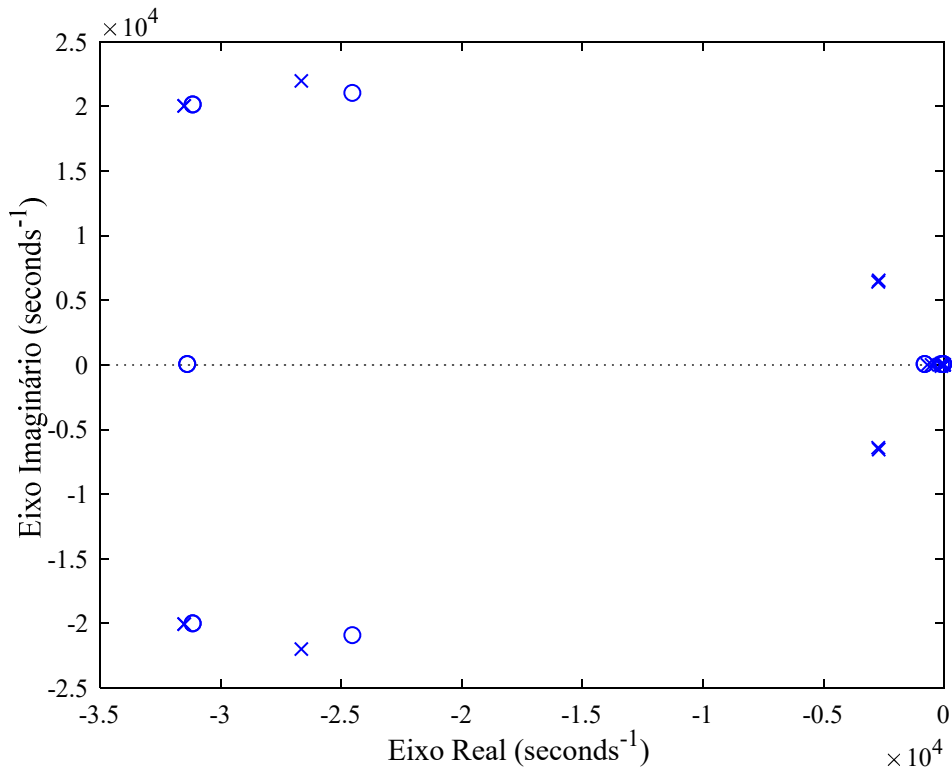
(a)



(b)

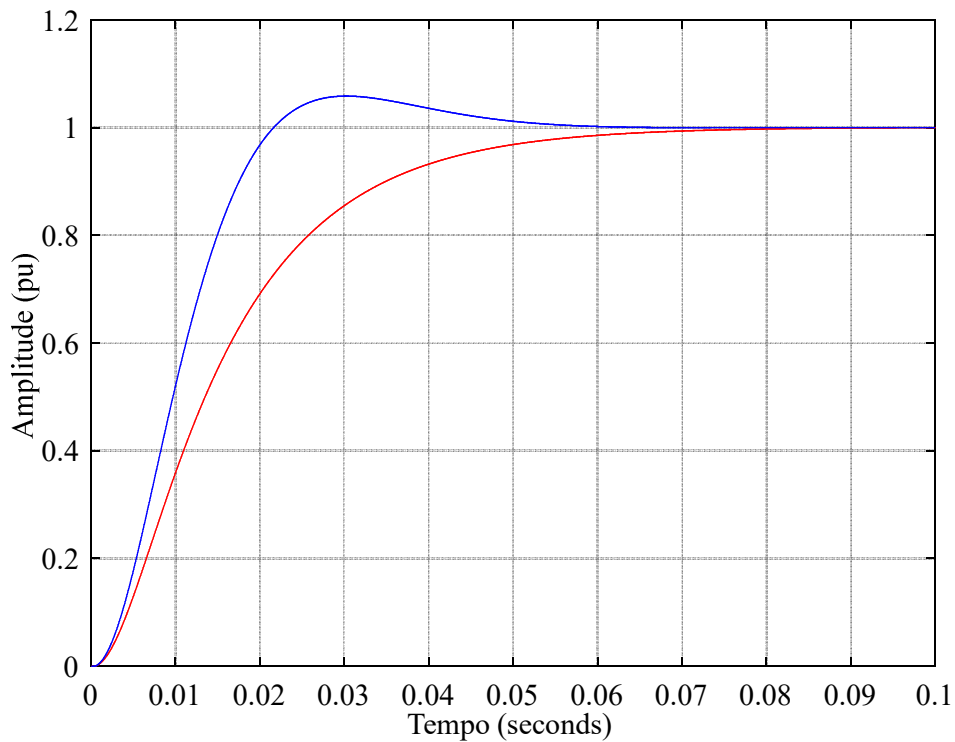
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.47 – Mapa de polos e zeros para malha de potência ativa, modo conectado VOC, em malha fechada.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.48 – Resposta ao degrau unitário para malha de potência ativa, modo conectado VOC, em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).

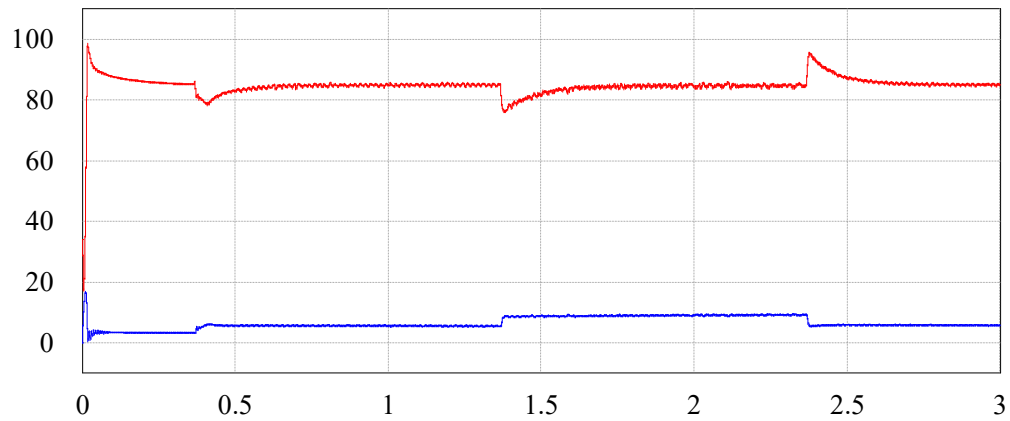


Fonte: Produção do próprio autor.

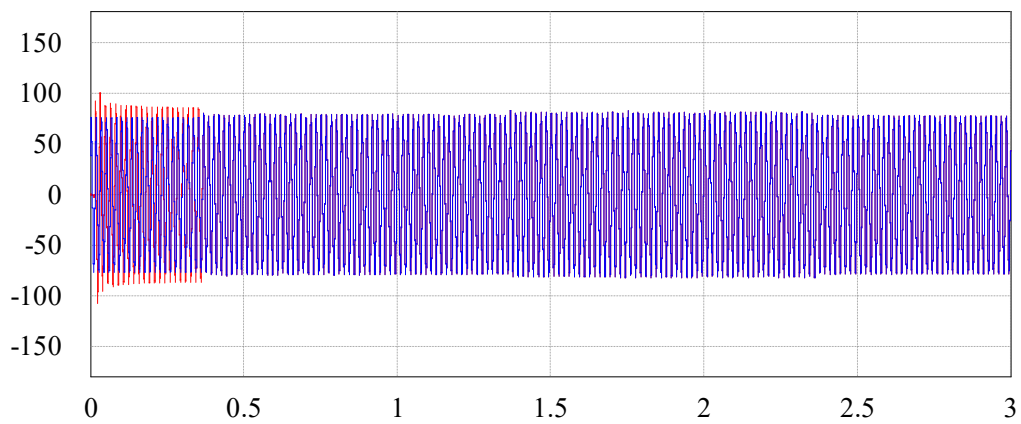


A Figura 4.49(c) mostra uma fase da corrente injetada na rede, a Figura 4.49(d) detalha a tensão e corrente na saída do inversor após a conexão e a Figura 4.49(e) a potência ativa injetada na rede, a qual rastreia a mudança da referência de potência ( $P_{ref}$ ).

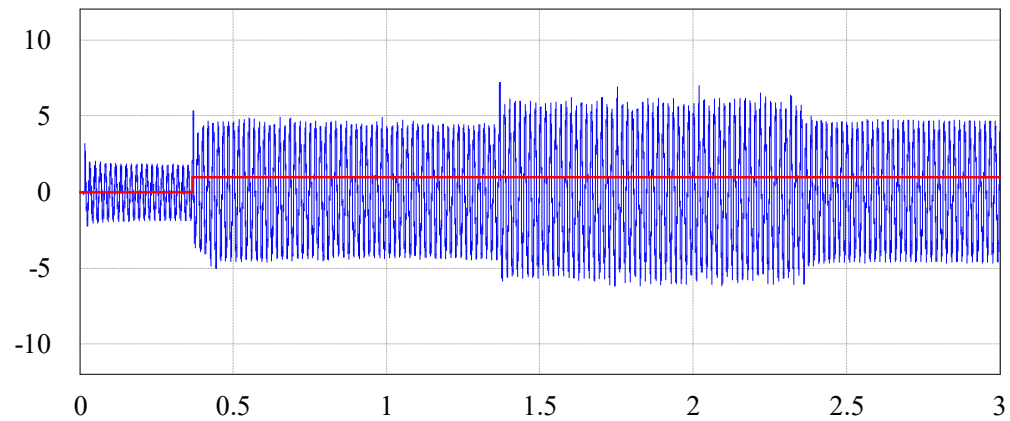
Figura 4.49 – Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa para degrau de potência no modo conectado VOC, (a) tensão  $V_{Cz}$  (vermelho) e corrente  $I_{Lz}$  (azul) no lado CC, (b) tensões na saída do inversor  $v_{ab}$  (vermelho) e na rede  $v_{gab}$  (azul), (c) corrente injetada na rede  $i_a$  e sinal indicando o instante de conexão (vermelho) e (d) potência injetada na rede  $P_g$  (vermelho) e sinal de referência da potência ativa  $P_{ref}$  (azul).



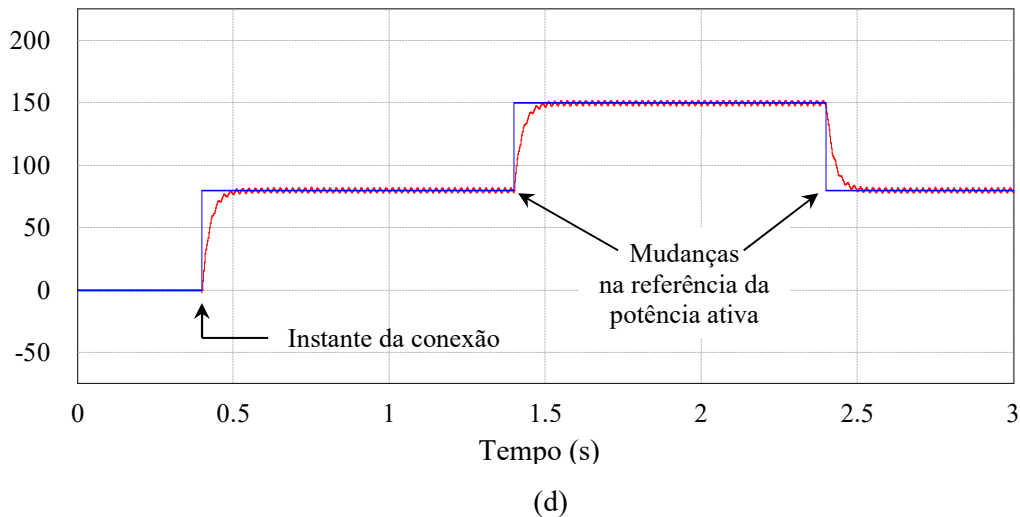
(a)



(b)



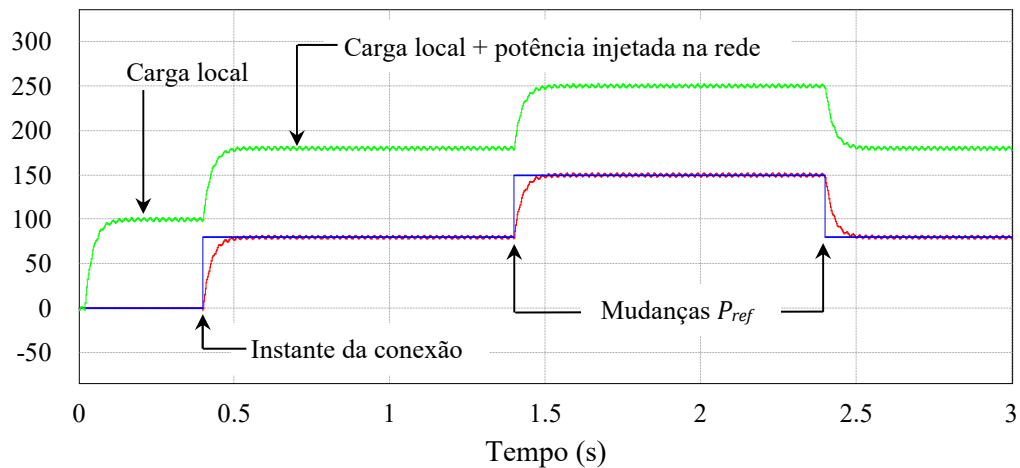
(c)



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.50 mostra com mais detalhes a potência total na saída do inversor, que é maior do que a potência injetada na rede, uma vez que antes da chave do PAC existe a potência consumida pela carga local. Esta figura ainda destaca apenas a potência injetada na rede, mostrando os instantes de conexão e de mudança na referência da potência ativa.

Figura 4.50 – Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa, detalhes da potência na saída do inversor (verde) e injetada na rede (vermelho), com rastreamento da referência (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

No intervalo de tempo antes da conexão, o inversor alimenta apenas a carga local, sendo que após a conexão, soma-se a esta potência aquela injetada na rede. Um intervalo de 1s após a conexão foi comandado uma mudança na referência da malha de potência ativa (aumentando a potência injetada na rede), sendo que após 1s, voltou-se à referência anterior. Durante esta manobra observa-se na Figura 4.49(b) que a tensão permaneceu constante,

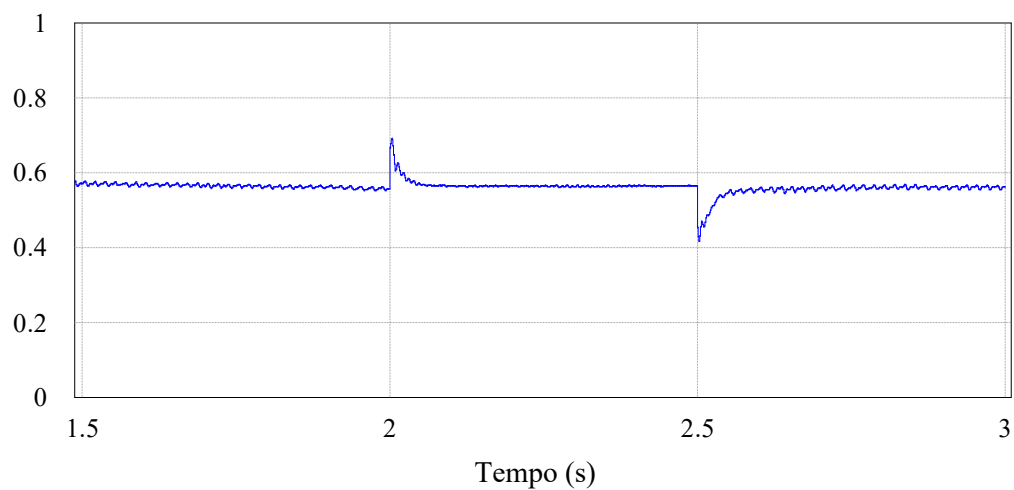
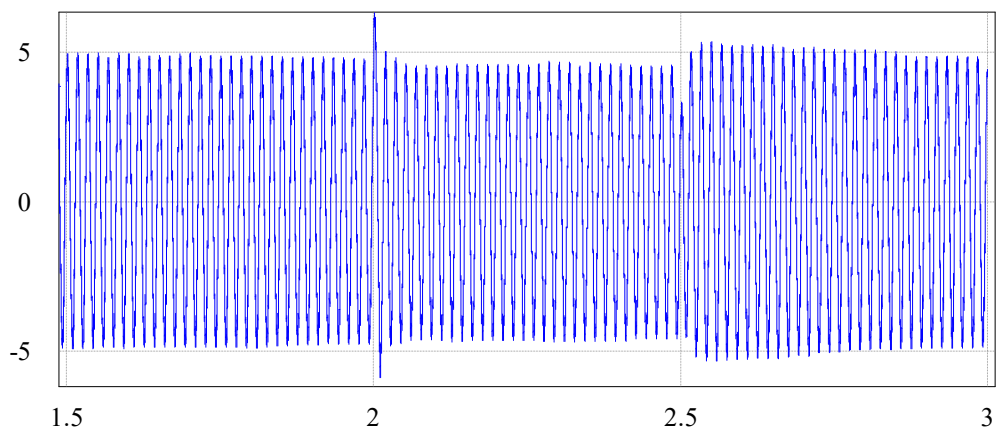
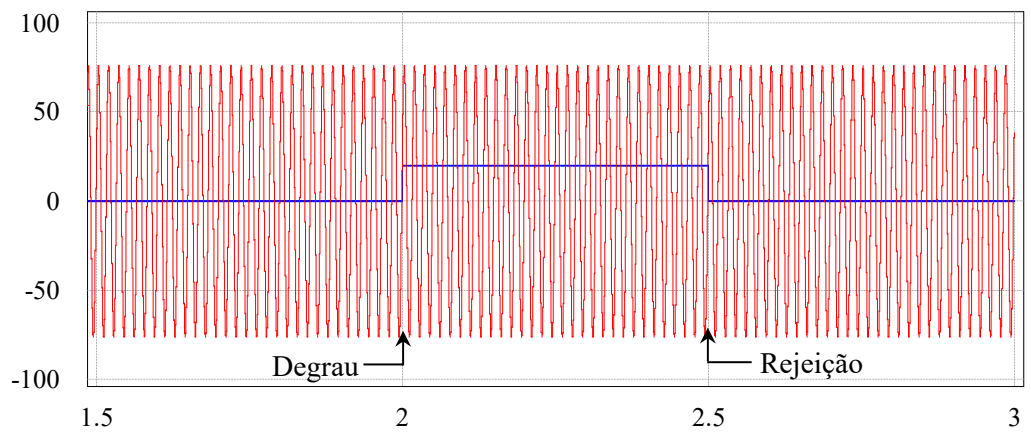
porém a corrente injetada sofreu um aumento, tal como na Figura 4.49(c), com o objetivo de aumentar a potência injetada na rede.

Já a Figura 4.51 mostra uma sequência de simulação da malha de potência ativa com o objetivo de ilustrar o efeito da mudança de carga na saída do inversor, após o PAC, mantendo a referência da potência ativa inalterada. Na Figura 4.51(a) observa-se uma das tensões de linha no PAC,  $v_{AB}$ , a qual não sofre variação durante o transitório de carga uma vez que a tensão é imposta pela rede e a Figura 4.51(b) mostra a corrente injetada na rede,  $i_a$ , a qual praticamente não se altera durante o transitório, com o objetivo de manter constante a potência injetada na rede. Já a Figura 4.51(c) mostra a potência ativa injetada na rede em  $pu$ , também razoavelmente constante, com pequenos transientes nos instantes de conexão e desconexão da carga, devido à ação do controlador  $G_P(s)$ .

Em resumo, esta sequência de simulação mostra que a potência ativa injetada na rede permanece constante durante a manobra de carga, tal como convém a uma malha de controle de potência.

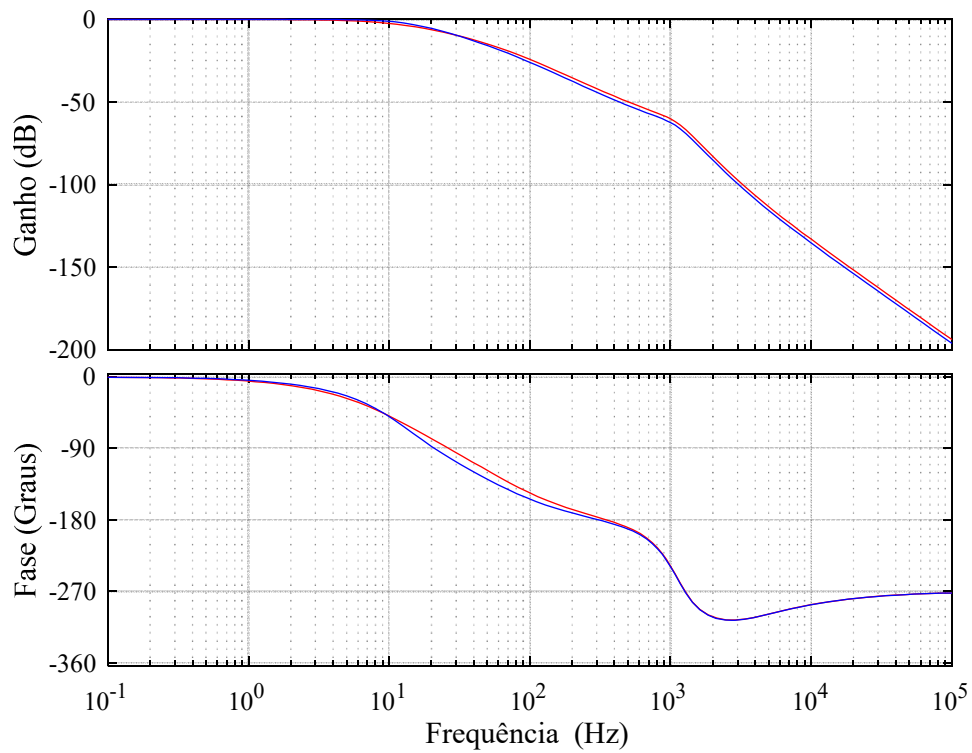
As Figuras 4.52 - 4.54 ilustram o desempenho dos controladores da malha de potência reativa no modo conectado. A resposta em frequência da planta de potência reativa em malha aberta e a resposta em frequência da malha fechada de potência controlada pelo compensador  $G_Q(s)$ , estão representadas na Figura 4.52(a), sendo que a Figura 4.52(b) compara as respostas em frequência das malhas de corrente e potência reativa, na qual claramente se observa que a frequência de cruzamento da malha de potência está a mais de uma década abaixo da malha de corrente, tal como requerido no projeto.

Figura 4.51 – Resposta dinâmica da malha de controle de potência ativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, (a) tensão na saída do FPB  $v_{AB}$  (vermelho) e intervalo de variação da carga (azul), (b) corrente injetada na rede  $i_a$  e (c) potência ativa injetada na rede em  $pu$ .

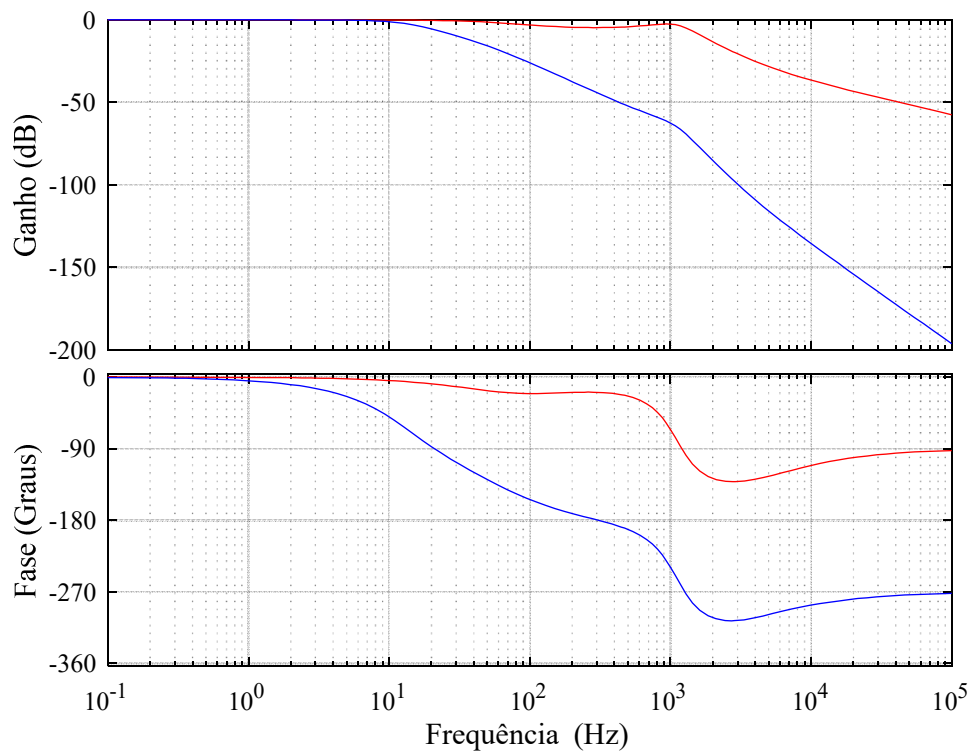


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.52 – Diagrama de Bode para malha de potência reativa, modo conectado  
 (a) em malha aberta (vermelho) e fechada (azul), (b) comparativo entre as malhas de corrente (vermelho) e potência reativa (azul).



(a)

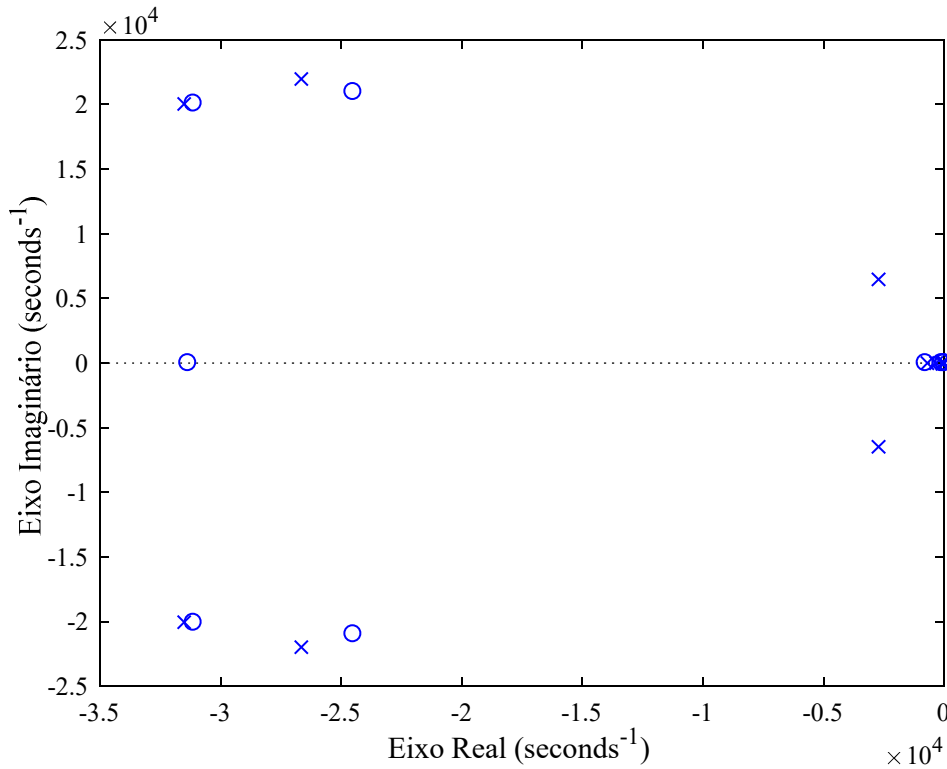


(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

O mapa de polos e zeros está representado na Figura 4.53, a resposta ao degrau na Figura 4.54, cujas respostas em malha fechada atendem aos requisitos da Tabela 4.5.

Figura 4.53 – Mapa de polos e zeros para malha de potência reativa, modo conectado em malha fechada.

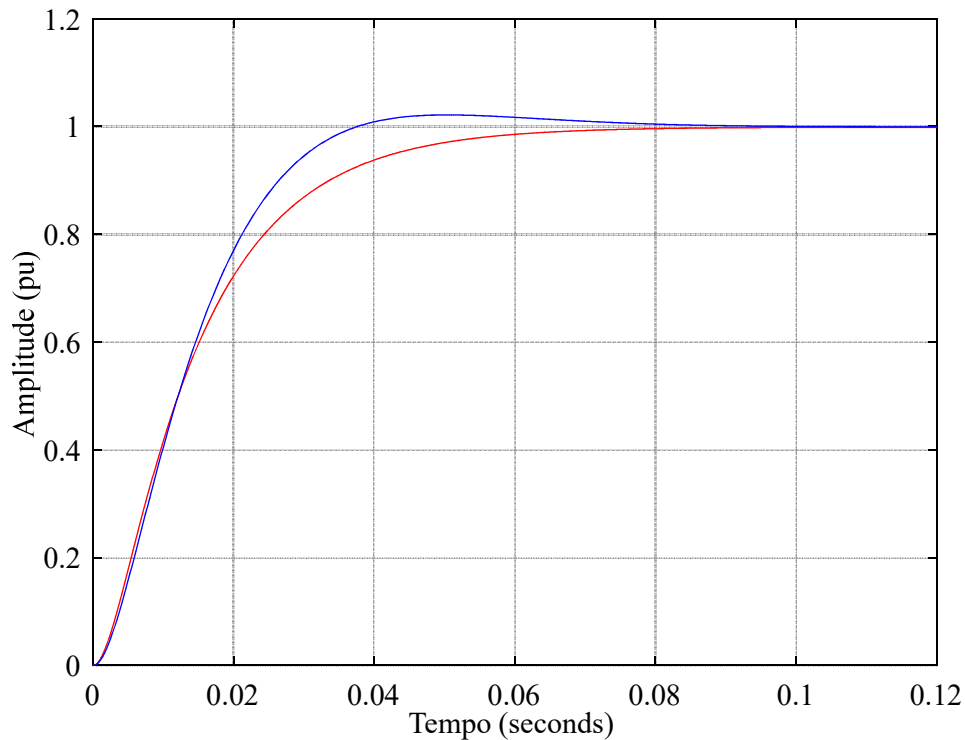


Fonte: Produção do próprio autor.

As Figuras 4.55 e 4.56 mostram uma sequência de simulação da malha de potência reativa com o objetivo de ilustrar o controle de reativo absorvido e injetado na rede. Desta forma a Figura 4.55 mostra a resposta dinâmica da malha de controle de potência reativa, sendo que a Figura 4.55(a) mostra a reação do barramento CC quando sujeito aos transitórios impostos no lado CA. Na Figura 4.55(b) observa-se uma das tensões de linha na saída do FPB e na rede, as quais permanecem estáveis durante os transitórios. A Figura 4.55(c) mostra uma fase da corrente injetada na rede e a Figura 4.55(d) a potência reativa absorvida e injetada na rede, a qual rastreia a mudança da referência de potência ( $Q_{ref}$ ) com aceitável precisão.

Ainda na Figura 4.55(d), durante o intervalo de tempo antes da conexão, a potência reativa não é medida. Durante um intervalo de 1s após a conexão, absorve-se um reativo de 100Var.

Figura 4.54 – Resposta ao degrau para malha de potência reativa, modo conectado em malha aberta (vermelho) e fechada (azul).

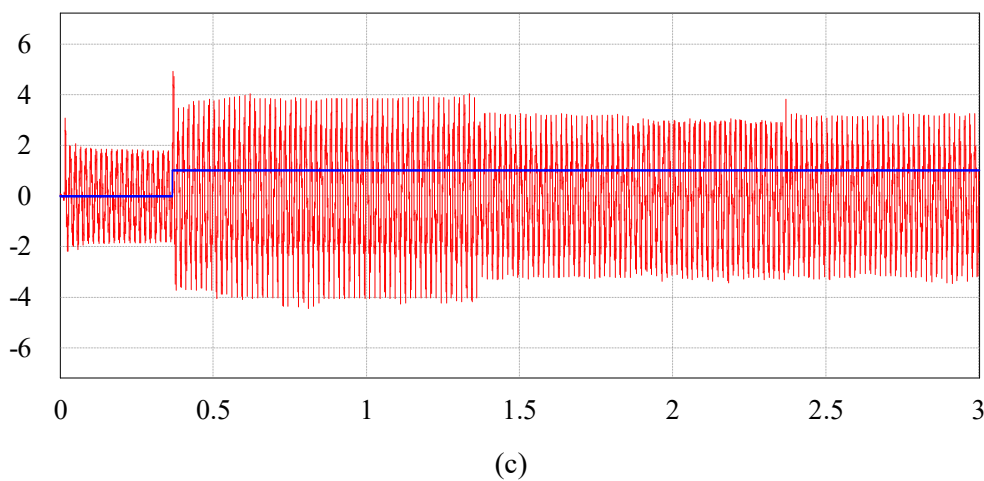
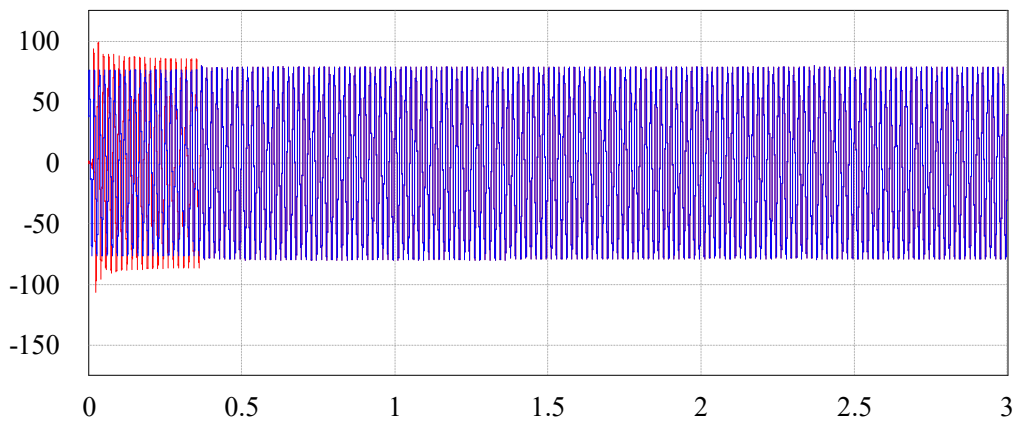
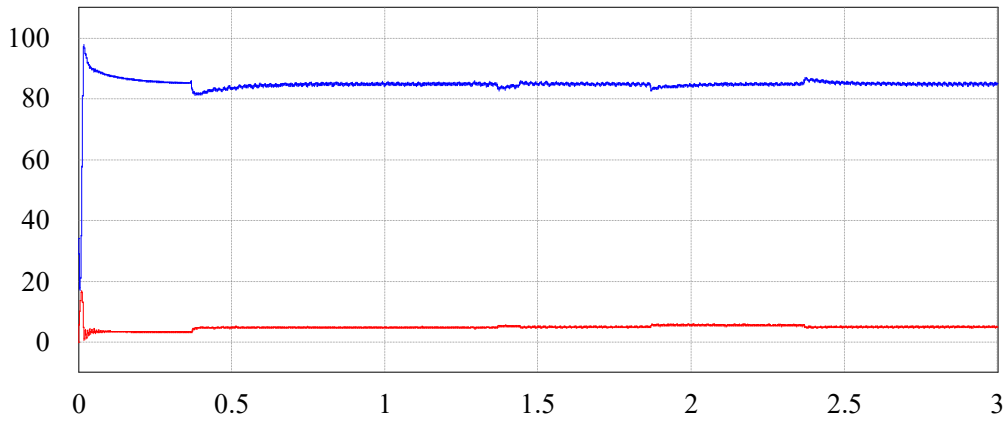


Fonte: Produção do próprio autor.

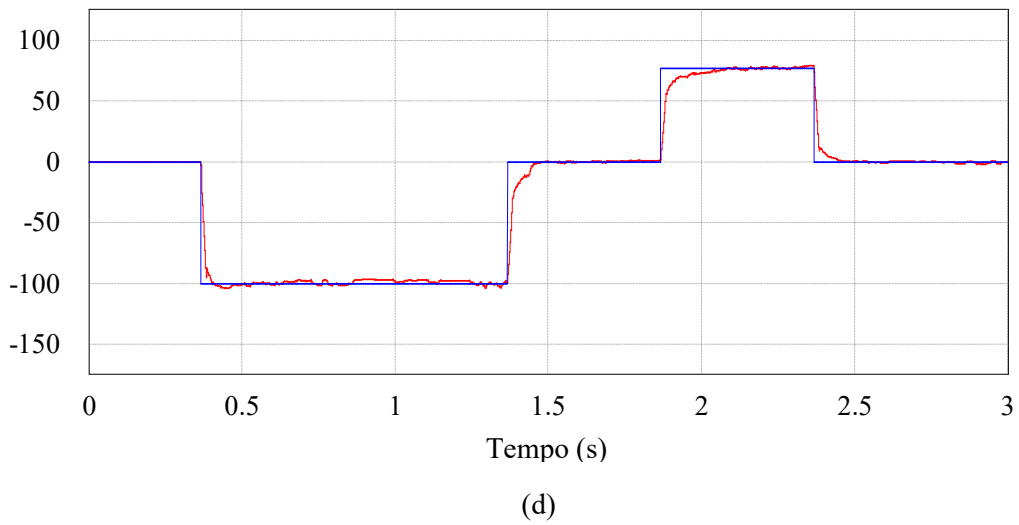
Em um intervalo de 1s após a conexão foi comandado uma mudança na referência da malha de potência reativa,  $Q_{ref} = 0$ , para operação com fator de potência unitário. Meio segundo após, nova alteração foi feita em  $Q_{ref}$  para injetar na rede 77Var. Sendo que, após meio segundo nesta condição, voltou-se à referência anterior para manter o fator de potência unitário. A Figura 4.55(d) mostra essa manobra e a compara com  $Q_{ref}$ .

Já a Figura 4.56 mostra uma sequência de simulação da malha de potência reativa, com o objetivo de ilustrar o efeito da mudança de carga indutiva na saída do inversor, mantendo-se a referência da potência reativa constante em 140Var. Desta forma, na Figura 4.56(a) observa-se uma das tensões de linha no PAC,  $v_{AB}$ , e na rede,  $v_{gab}$ , ambas sincronizadas, sobrepostas e em regime permanente. A Figura 4.56(b) mostra uma fase da corrente injetada na rede,  $i_a$ , e o intervalo de variação da carga, sendo que a Figura 4.56(c) mostra a potência reativa total (soma das três fases) injetada na rede, para  $Q_{ref} = 140$ . Nesta última figura observa-se que mesmo na presença de um degrau e rejeição de carga indutiva, a potência reativa permaneceu constante.

Figura 4.55 – Resposta dinâmica da malha de controle de potência reativa para mudança de referência no modo conectado, (a) tensão  $V_{Cz}$  (azul) e corrente  $I_{Lz}$  (vermelho) no lado CC, (b) tensões no PAC  $v_{AB}$  (vermelho) e rede  $v_{gab}$  (azul), (c) corrente injetada na rede  $i_a$  (vermelho) e sinal de conexão (azul) e (d) potência reativa  $Q_g$  (vermelho) e sinal de referência da potência reativa  $Q_{ref}$  (azul).

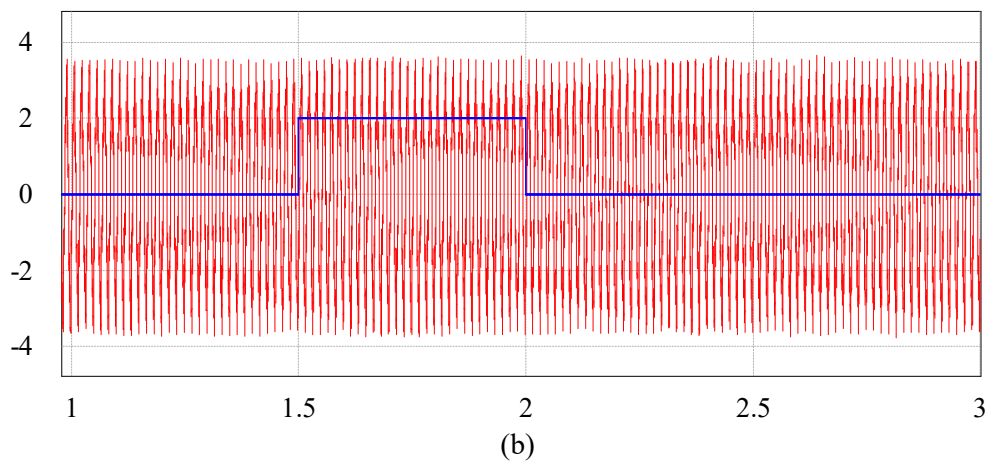
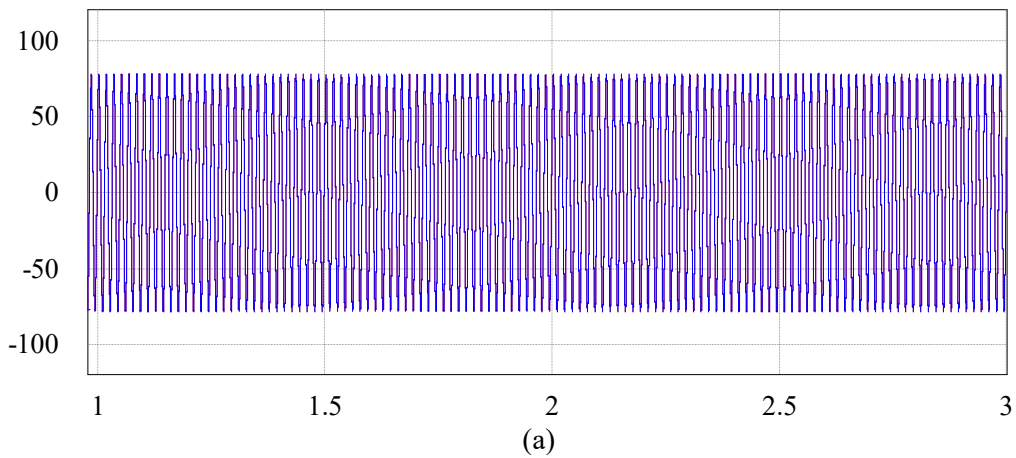


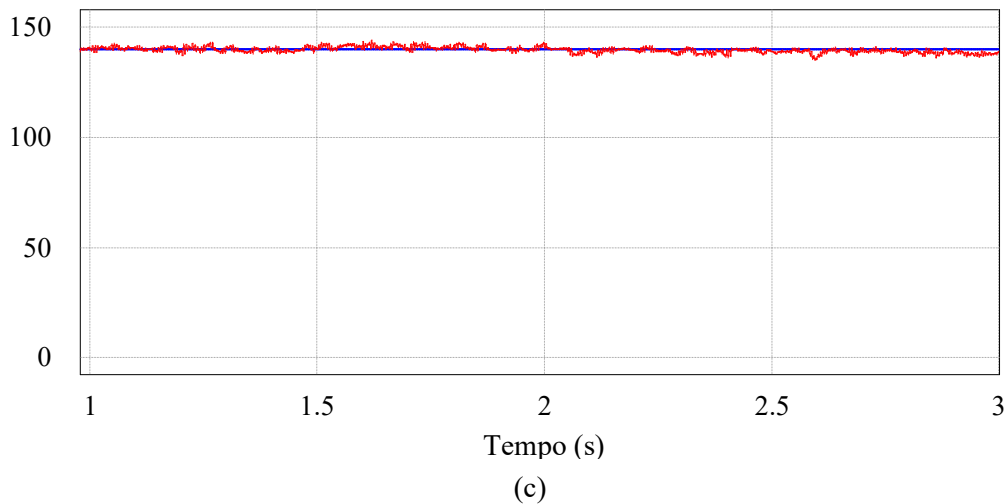




Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.56 – Resposta dinâmica da malha de controle de potência reativa, para degrau e rejeição de carga indutiva no modo conectado, (a) tensões do inversor e rede sobrepostas, (b) corrente injetada na rede (vermelho) e o intervalo de variação da carga (azul) e (c) potência reativa (vermelho) e sinal de referência da potência reativa  $Q_{ref}$  (azul).





Fonte: Produção do próprio autor.

### 4.3.3 Sincronismo com a Rede

Para conectar o sistema de GD na rede elétrica é essencial que ambos os sistemas estejam sincronizados (em fase) no momento da conexão, o que é feito através de um *Phase-Locked Loop* (PLL).

O conceito do PLL foi originalmente publicado por Appleton em 1923 e Bellescize em 1932 para recepção síncrona de rádio. Na década de 1970 a descrição teórica do PLL foi bem estabelecida, no entanto seu uso não era largamente disseminado pela dificuldade de implementação.

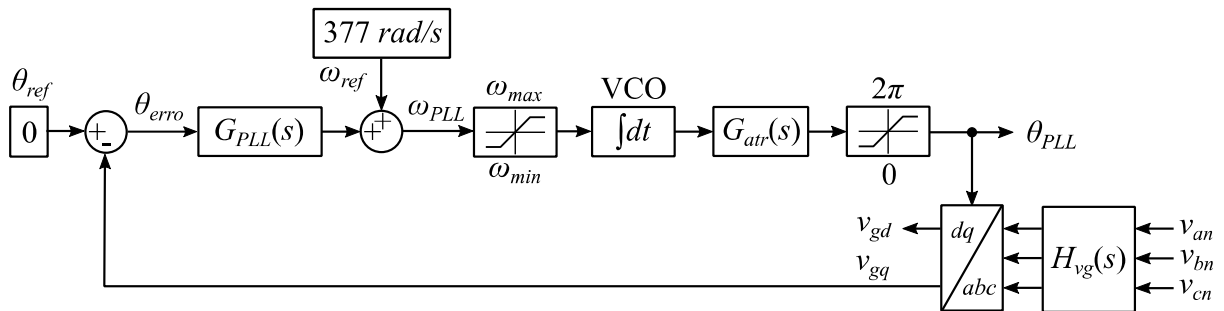
Com o rápido desenvolvimento dos circuitos integrados no fim desta década, as aplicações do PLL tornaram-se comuns em dispositivos de comunicação, ao mesmo tempo em que foi iniciado o uso desta técnica no controle de velocidade de motores síncronos [120].

No início dos anos 2000 iniciou-se o uso do PLL para sincronismo de conversores eletrônicos conectados na rede, desde então inúmeras técnicas foram propostas [121] - [124], o qual pode ser descrito e implementado nos sistemas de coordenadas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

Independentemente das várias possibilidades para se implementar um PLL, não é objetivo deste trabalho discutir o desempenho desta função, tais como a rapidez e precisão no rastreamento de fase, a imunidade a distúrbios, imunidade à presença de harmônicos e ou desequilíbrios de fase, tal como estudado nas referências supracitadas. Desta forma, optou-se por implementar a estratégia SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame – PLL*), ou  $dq$ -PLL, representado na Figura 4.57, cujo desempenho é suficiente para os propósitos deste trabalho.

Nesta figura, o valor de referência de fase,  $\theta_{ref} = 0 \text{ rad}$ , é comparado com  $v_{gq}$ , que representa a fase da rede no referencial síncrono  $dq$ . O resultado dessa comparação,  $\theta_{erro}$ , passa pelo compensador PI,  $G_{PLL}(s)$ , sendo que o sinal de controle gerado por este compensador causa uma variação de frequência em relação à frequência central do PLL,  $\omega_{ref} = 377 \text{ rad/s}$ , para sistemas elétricos de 60Hz, gerando a frequência angular do PLL,  $\omega_{PLL}$ . Por fim, integrando esta frequência se obtêm ângulo de fase  $\theta_{PLL}$ , em  $rad$ .

Figura 4.57 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.



Fonte: Produção do próprio autor.

Várias normas nacionais e internacionais especificam limites para a frequência da rede, tanto para operação em condições normais quanto para transientes [125]. Considerando a ABNT NBR 16149:2013 [126] que especifica, para conexão de sistemas fotovoltaicos na rede elétrica de distribuição, uma variação em regime permanente de 59,9 a 60,1Hz e de 57,5 a 62Hz para distúrbios. Já o Prodist Módulo 8 [127], especifica esta mesma condição em regime e de 56,5 a 66Hz para condições extremas. Na Figura 4.57 um saturador limita  $\omega_{PLL}$  nos limites máximos do Prodist.

Para a correta representação de um PLL digital deve-se considerar uma função relacionada ao atraso de amostragem [128],  $G_{atr}(s)$ , dada por:

$$G_{atr}(s) = \frac{1}{1 + T_{sw}s} \quad (4.23)$$

Considerando o compensador da malha do PLL,  $G_{PLL}(s)$ , como um PI, se obtêm um sistema em malha fechada de terceira ordem:

$$G_{PLL\,mf}(s) = \frac{K_p s + K_i}{T_{sw} s^3 + s^2 + K_p s + K_i} \quad (4.24)$$

No diagrama mostrado na Figura 4.57, o bloco de atraso pode ser desconsiderado na função de transferência de malha fechada devido à alta taxa de amostragem.

Considerando que a frequência de amostragem é alta o suficiente para impor pequenos passos de amostragem, o sistema de terceira ordem dado pela expressão (4.24) pode ser reduzido à forma canônica de um sistema de segunda ordem, tal como em (4.25), sem prejudicar a capacidade de controle [128].

Tal simplificação é possível desde que o polo relativo à frequência de amostragem, situado no lado esquerdo do plano  $s$ , esteja longe da origem e dos outros dois polos dominantes. Desta forma, comparando a equação característica de uma função de transferência do 2º grau com a equação característica da função de transferência de malha fechada do PLL (6.24), os ganhos do PI (4.27) e (4.28) podem ser ajustados escolhendo-se os valores mais apropriados da frequência natural ( $\omega_n$ ) e do fator de amortecimento ( $\zeta$ ), que usualmente é feito entre 0,5 e 1,0 [128], então:

$$G_{PLL\,mf}(s) = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I} \quad (4.25)$$

$$s^2 + K_P s + K_I = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4.26)$$

$$K_P = 2\zeta\omega_n \quad (4.27)$$

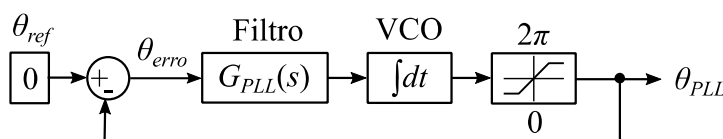
$$K_I = \omega_n^2 \quad (4.28)$$

Desta forma, a Figura 4.57 reduz-se simplificada na Figura 4.58.

Utilizando o *Control System Designer* do Matlab®, o filtro da malha do PLL foi simulado para atender aos requisitos especificados na Tabela 4.6, de tal forma que:

$$G_{PLL}(s) = 25 + \frac{355}{s} \quad (4.29)$$

Figura 4.58 - Diagrama de blocos simplificado do SRF-PLL.



Fonte: Produção do próprio autor.

O sensor e condicionador de sinal responsável pela medição da tensão da rede já foi definido na seção 4.3.1.

As Figuras 4.59 - 4.61 ilustram o desempenho da malha do PLL utilizando o Matlab®, sendo a resposta em frequência, com e sem a função de atraso, representada pela Figura 4.59. A Figura 4.60(a) mostra o mapa de polos e zeros sem a função atraso, para ressaltar a posição dos polos próximos à origem e a Figura 4.60(b) mostra o mapa de polos e zeros da malha

fechada com a função atraso, na qual se observa que o polo relativo à frequência de amostragem está longe dos polos dominantes.

A Tabela 4.7 especifica os polos e zeros da malha do PLL.

Tabela 4.6 – Requisitos de projeto do filtro do PLL.

Parâmetros	Especificação	Projeto
Frequência de cruzamento	Menor que 10Hz	6Hz
Frequência natural	Menor que 20 rad/s	18,84 rad/s
Tempo de subida	Menor que 50ms	46ms
Tempo de estabilização	Menor que 500ms	256ms
Erro em estado estacionário	Menor que 2%	0%
Fator de amortecimento	$0,5 < \zeta < 1,0$	0,66

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 4.7 – Zeros e polos da malha do PLL.

Malha	Zeros	Polos ( $\times 10^3$ )
Com atraso de amostragem	-14,2	-9,975 -0,0125 $\pm$ j0,0414
Sem atraso de amostragem	-14,2	-12,5 $\pm$ j14,1

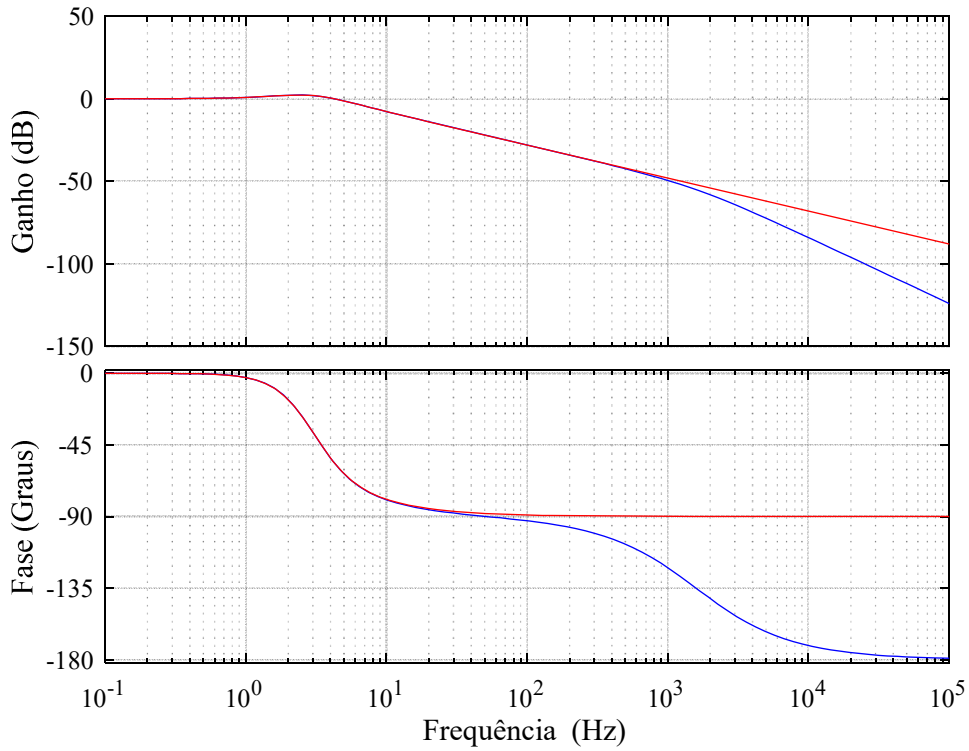
Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.61 mostra a resposta ao degrau unitário para o comportamento da fase, na qual se buscou um compromisso entre estabilidade, sobre sinal e tempo de acomodação. No entanto, deve-se observar que reduzindo a frequência de malha fechada  $\omega_n$ , o PLL torna-se menos sensível a ruídos e distorções harmônicas presentes na rede.

Contudo, uma redução significativa da frequência de corte de malha fechada significa tornar a resposta transitória do PLL lenta, por outro lado, um aumento na frequência de corte implica em um aumento no sobressinal, o que pode levar a uma resposta dinâmica indesejada. Desta forma, há um compromisso entre obter uma rápida resposta dinâmica e um reduzido sobressinal [110].

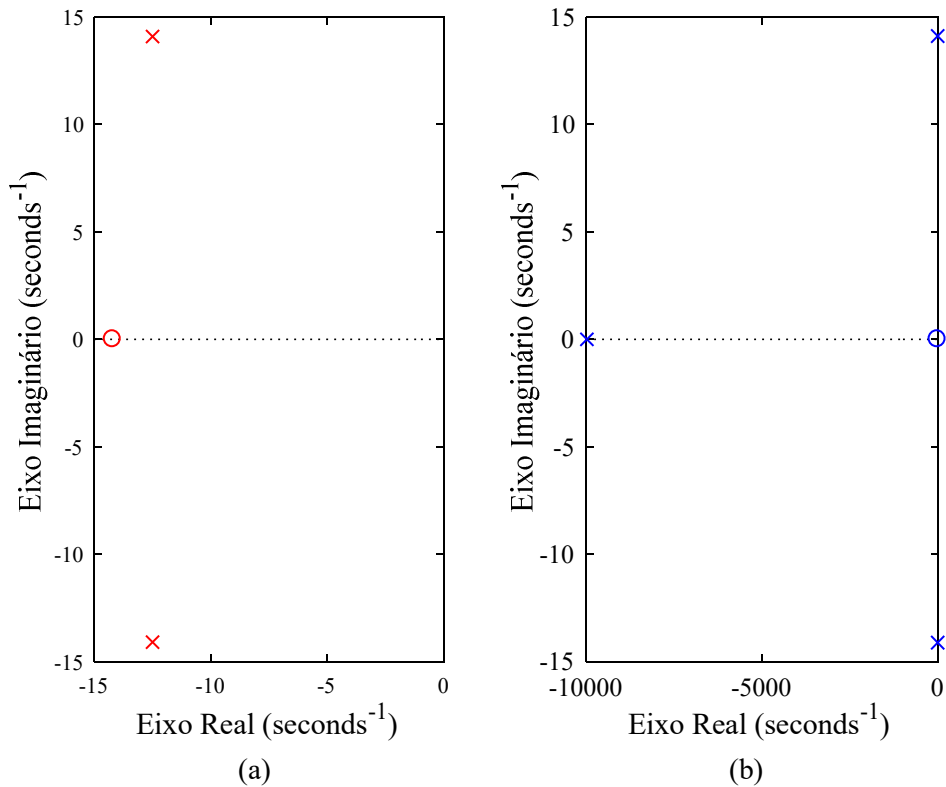
As Figuras 4.62 - 4.65 ilustram o desempenho da malha do PLL, utilizando o PSIM<sup>®</sup>. A Figura 4.62 mostra a relação entre a fase sintetizada pelo PLL,  $\theta_{PLL}$  e a tensão da rede, ambas normalizadas, sendo que a Figura 4.62(a) mostra um detalhe do transitório e a Figura 4.62(b) o regime permanente, na qual se observa que já ocorreu o sincronismo. Na figura 4.63 observa-se a busca pelo sincronismo de fase entre a tensão de saída do inversor e a rede.

Figura 4.59 – Diagrama de Bode para malha do SRF-PLL, sem atraso de amostragem (vermelho) e com atraso (azul).



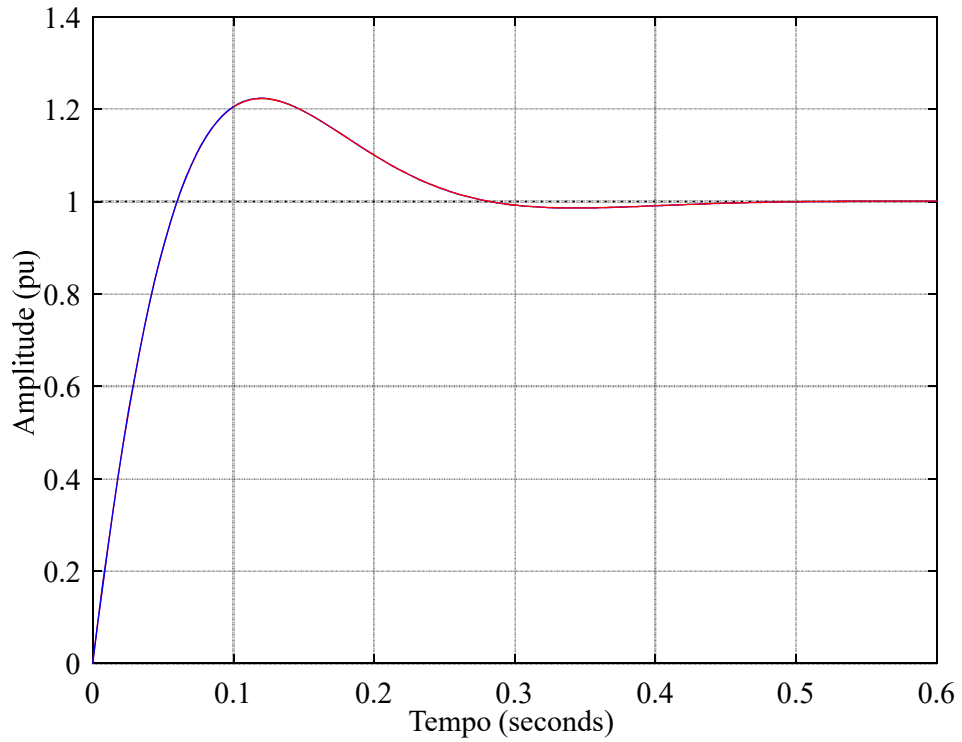
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.60 – Mapa de polos e zeros para malha do SRF-PLL, (a) sem atraso e (b) com atraso.



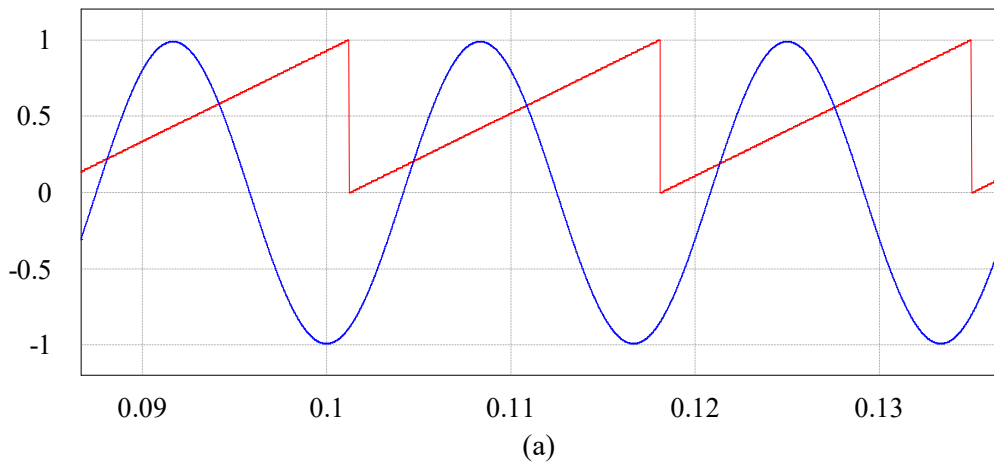
Fonte: Produção do próprio autor.

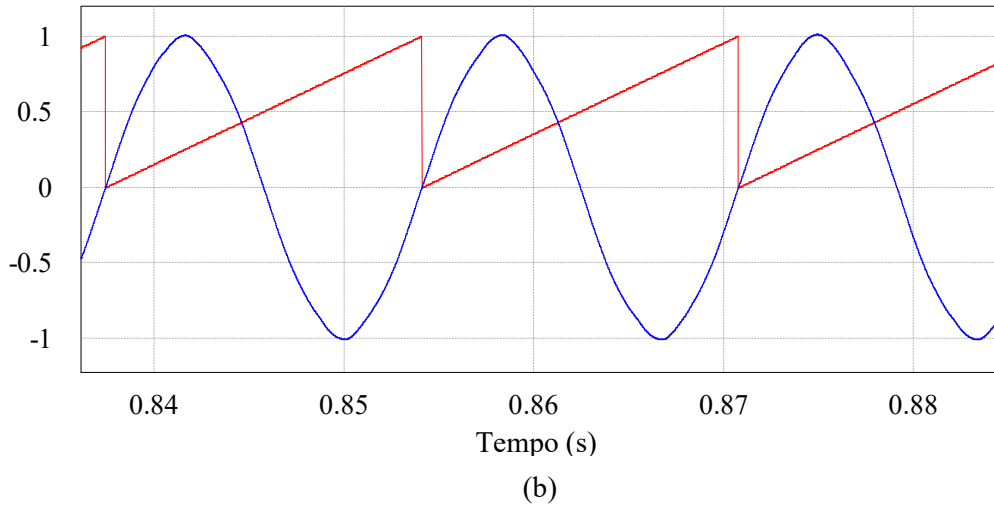
Figura 4.61 – Resposta ao degrau para malha do SRF-PLL, sem atraso de amostragem (vermelho) e com atraso (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.62 – Relação entre a fase sintetizada pelo PLL  $\theta_{PLL}$  (vermelho) e a tensão da rede  $v_{gbc}$  normalizada (azul), (a) não sincronizada e (b) sincronizada.





Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.64 mostra a convergência das variáveis  $v_{gd}$  e  $v_{gq}$  que, de acordo com a Figura 4.57, estão envolvidas na malha do PLL, sendo que após a transformação  $abc/dq$ ,  $v_{gd}$  representa a amplitude da tensão rede (considerando a mudança de escala imposta pela transformação de Park) e  $v_{gq}$  a fase. Finalmente, a Figura 4.65 mostra a estabilização do erro de fase e da frequência do PLL.

Uma vez que o ângulo para sincronismo ( $\theta_{PLL}$ ) é sintetizado, as tensões de referência no PAC ( $v_{Xn_{ref}}$ ), com  $X \in \{A, B, C\}$ , são geradas de acordo com as expressões abaixo:

$$v_{An_{ref}} = \hat{v}_{An_{ref}} \text{sen}(\theta_{PLL}) \quad (4.30)$$

$$v_{Bn_{ref}} = \hat{v}_{Bn_{ref}} \text{sen}\left(\theta_{PLL} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.31)$$

$$v_{Cn_{ref}} = \hat{v}_{Cn_{ref}} \text{sen}\left(\theta_{PLL} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.32)$$

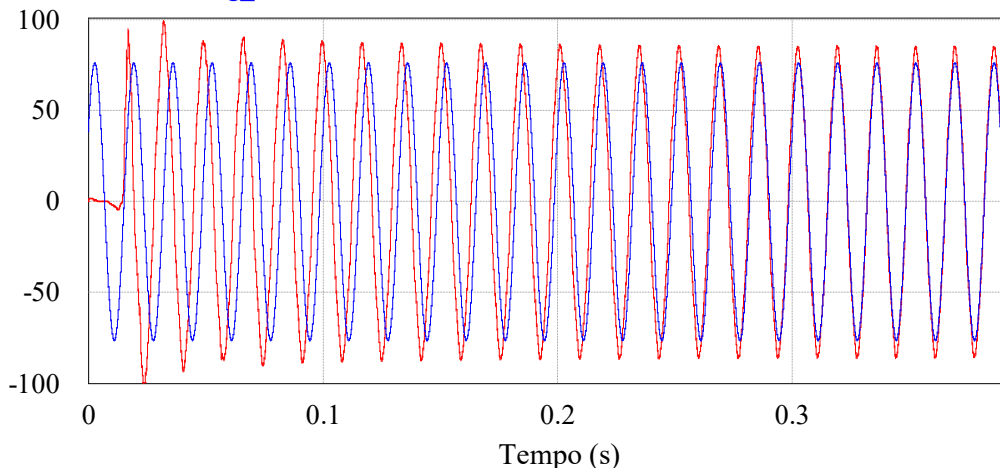
sendo  $\hat{v}_{Xn_{ref}}$  o valor máximo da tensão de referência.

O processo de sincronismo do conversor com a rede é ativado apenas quando este estiver ilhado e se deseja voltar ao modo conectado. Este processo só deve ser iniciado se a tensão e a frequência da rede estiverem dentro dos limites aceitáveis, tal como será abordado na seção seguinte.

O conversor é considerado ilhado se a chave  $K_2$  estiver aberta, o que ocorre em duas situações: (1) no processo de partida do conversor e, (2) na ocorrência de uma falha na rede elétrica, quando o conversor é desconectado do PAC, neste caso a carga local continua a ser alimentada pelo conversor. No entanto, uma condição de mal funcionamento do conversor pode levar a um ilhamento intencional.

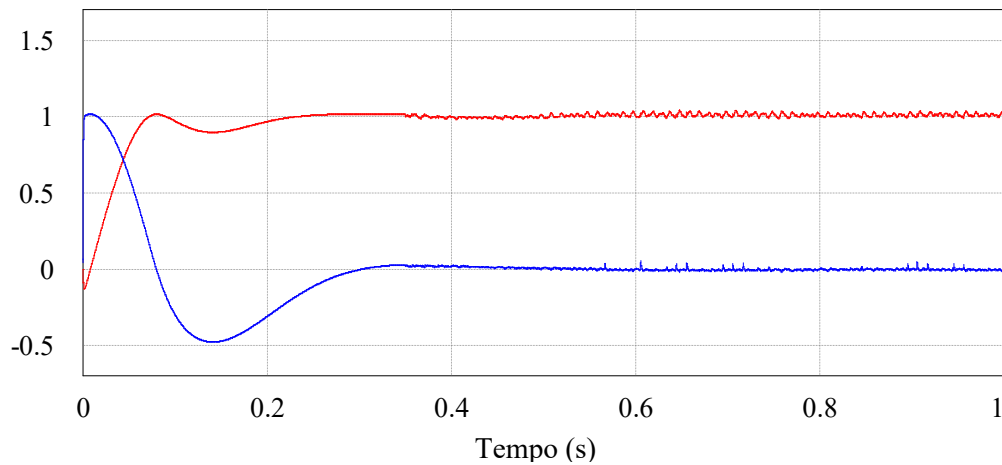


Figura 4.63 – Sincronismo entre tensão de saída no PAC  $v_{AB}$  (vermelho) e a rede  $v_{gab}$  (azul).



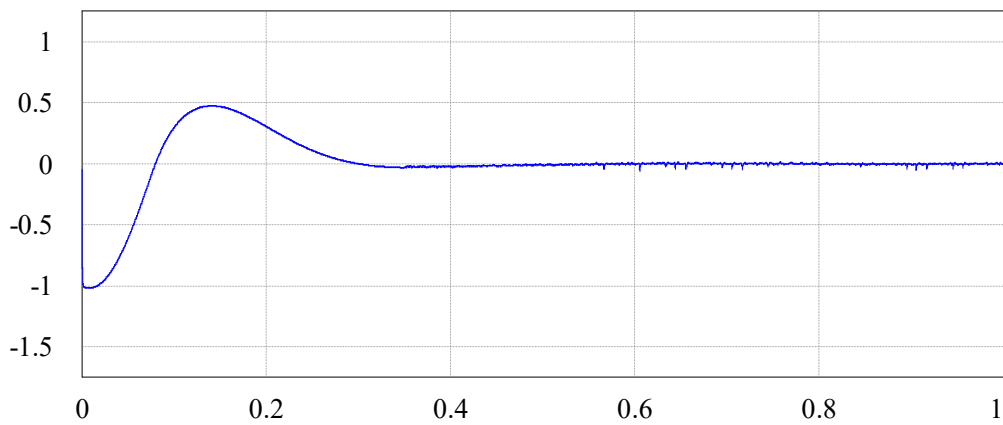
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.64 – Resposta dinâmica das variáveis  $v_{gd}$  (vermelho) e  $v_{gq}$  (azul).

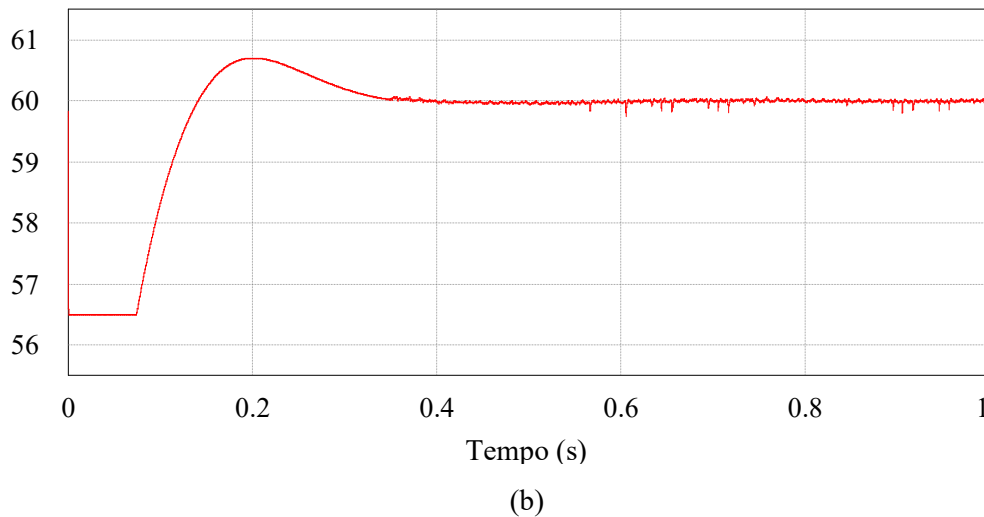


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4.65 – Estabilização do (a) erro de fase (azul) e (b) da frequência do PLL (vermelho).



(a)



Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.3.4 Conexão com a Rede Elétrica

Para se conectar um GD na rede elétrica é necessário que sua tensão de saída seja compatível em amplitude, frequência e fase com a rede na qual será conectado. Para tanto, faz-se necessário um algoritmo que verifique esta compatibilidade, por meio de valores estabelecidos em norma, tal como em [62] e que comande o seccionador  $K_2$ , no PAC. Este algoritmo está representado na Figura 4.66, o qual é executado a cada interrupção do PWM.

Para uma melhor estabilidade do algoritmo de conexão, utiliza-se a média da frequência angular do PLL ( $W_{PLL}$ ), dada pela expressão:

$$W_{PLL} = \frac{1}{m_i} \sum_{n_i=0}^{m_i-1} \omega_{PLL}(n_i) \quad (4.33)$$

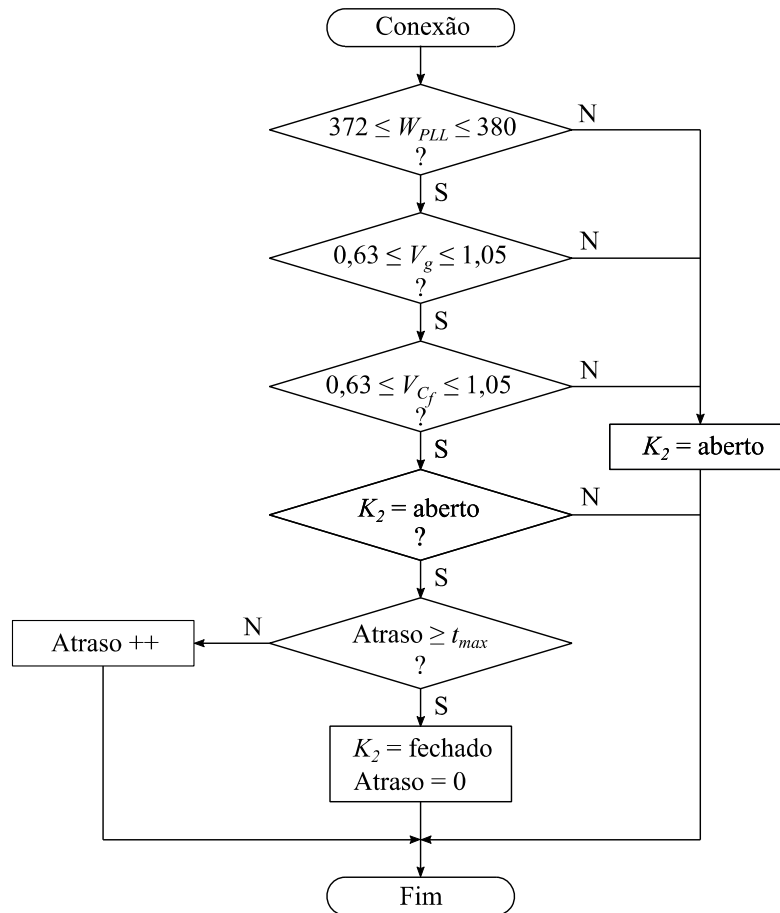
sendo  $m_i$  o número de pontos para o cálculo numérico da média, definido por  $m_i = \lfloor Kf_{sw}/f_g \rfloor$  e  $K$  é o número de ciclos da rede. Neste trabalho utilizou-se  $K = 2$ , que fornece uma boa relação de precisão e taxa de atualização do valor médio.

A comparação entre a tensão de saída do sistema de GD com a tensão da rede se dá pelos valores eficazes destes dois parâmetros,  $V_{Cf}$  e  $V_g$  respectivamente, calculados na forma discreta pela expressão a seguir [129]:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{m_i} \sum_{n_i=0}^{m_i-1} v(n_i)^2} \quad (4.34)$$

Por fim, uma vez que  $W_{PLL}$ ,  $V_{Cf}$  e  $V_g$  estejam dentro da tolerância permitida, o algoritmo ainda aguarda um tempo definido por  $t_{max}$ , para garantir a estabilidade destes parâmetros antes de fechar  $K_2$ . Neste trabalho  $t_{max}$  foi ajustado para vinte ciclos da rede. O instante de conexão está representado pela Figura 4.67, sendo o sinal lógico “Conexão” o comando para fechar o contator  $K_2$ .

Figura 4.66 – Algoritmo de conexão da GD com a rede.

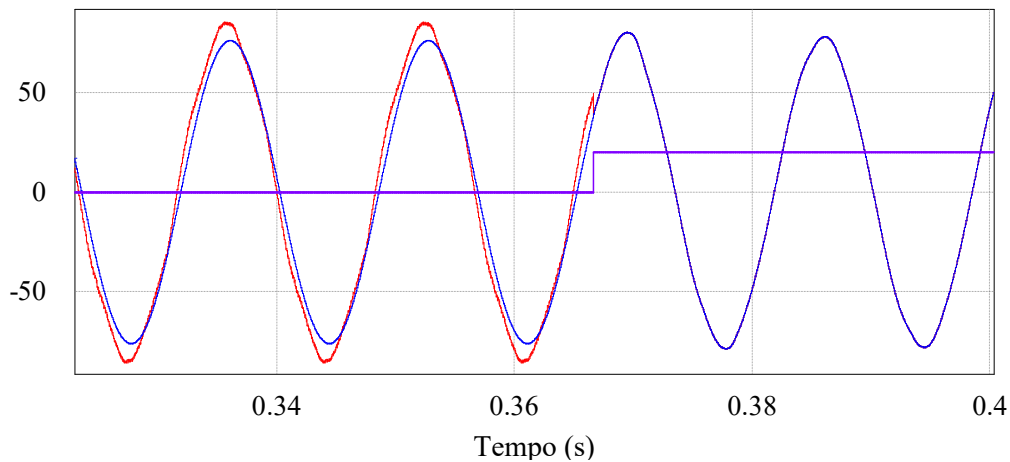


Fonte: Adaptada de [84].

A transferência de potência ativa depende diretamente da diferença de fase entre o sistema de GD e a rede, conhecida como ângulo de potência, fluindo do lado com ângulo em avanço para o lado oposto, isso é conseguido ajustando-se na malha do PLL  $\theta_{ref}$  levemente superior à zero. Já a transferência de potência reativa depende das amplitudes das tensões dos dois lados (inversor e rede) e flui do lado de maior amplitude para o lado de menor amplitude [113].

Na Figura 4.67 pode-se observar que a tensão na saída do inversor  $v_{ab}$  está adiantada com relação à tensão da rede  $v_{gab}$ , de forma que o ZSI irá injetar potência ativa na rede, bem como se observa que a amplitude de  $v_{ab}$  é maior que  $v_{gab}$ , de forma que o ZSI irá injetar potência reativa na rede.

Figura 4.67 – Instante de conexão do GD com a rede, mostrando uma das tensões de linha na saída do inversor,  $v_{ab}$  (vermelho), uma das tensões de linha da rede  $v_{gab}$  (azul) e um sinal lógico que indica o instante em que o algoritmo de conexão decide fechar  $K_2$  (roxo).



Fonte: Produção do próprio autor.

## 4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento das malhas de controle dos lados CC e CA, sendo o último nos modos ilhado e conectado.

No modo CC, uma extensa consideração sobre o controle do ZSI foi feita, uma vez que este conversor depende fundamentalmente da malha passiva do lado CC, bem como foi proposta uma análise da estabilidade.

No modo CA ilhado, foi demonstrado a interação entre o controle do lado CC com o CA, que combinados geram os sinais e acionamento da ponte inversora. A estratégia de controle deste modo explorou o uso de controladores P+R para rastrear referências senoidais, no referencial estacionário  $\alpha\beta$ , bem como a filtragem seletiva de componentes harmônicas.

No modo CA conectado, foi apresentada uma estratégia para controlar a injeção de potência na rede, tanto ativa quanto reativa, interconectada com o lado CC, através da técnica de orientação de tensão no referencial síncrono, SRF-VOC.

A aplicação desta técnica é inédita quando utilizada no conversor ZSI.

O estudo apresentado neste capítulo não teve a intenção de explorar a exaustão todas as técnicas de controle aplicáveis ao ZSI, nem exaurir aquelas aplicáveis aos inversores conectados na rede elétrica, mas sim apresentar uma estrutura de controle inter-relacionando os lados CC e CA do ZSI, com o intuito de reduzir o esforço de projeto das malhas de controle no modo conectado, o qual é alcançado pelo uso da estratégia VOC.



## 5. Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta os resultados experimentais para validar o desenvolvimento teórico apresentado nesta tese.

### 5.1 Resultados Experimentais

As análises teóricas desenvolvidas nos capítulos anteriores foram validadas por meio de resultados experimentais, obtidos por meio do protótipo apresentado no Apêndice A, os quais mostram a operação do ZSI considerando as diferentes estratégias de controle apresentadas no Capítulo 4.

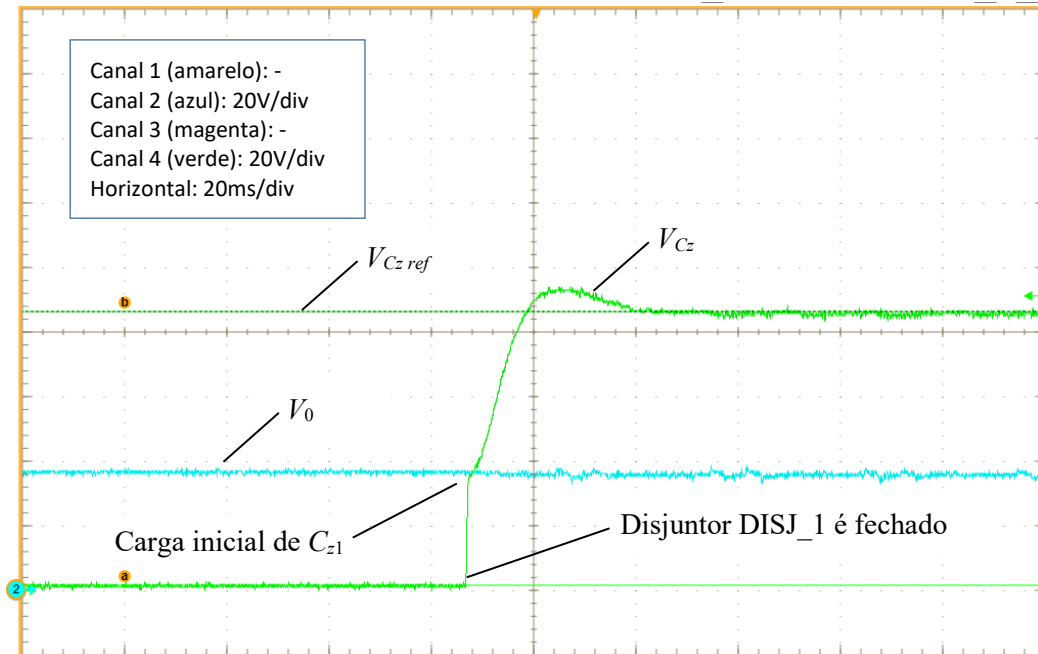
#### 5.1.1 Controle do Lado CC

Conforme descrito na seção 4.2, o objetivo do controle do lado CC é regular a tensão dos capacitores da rede Z e limitar a corrente nos indutores da rede Z. Para tanto, nesta seção será examinado o desempenho desta malha de controle, tal como definida no Capítulo 4.

Neste sentido, a Figura 5.1 mostra o resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  ( $V_{Cz}$ ) e a tensão da fonte de entrada ( $V_0$ ). No instante em que o disjuntor DISJ\_1 do protótipo experimental é fechado (Figura A.3.1, página 1) ocorre o transitório de partida, com um sobre sinal de 7% e o controlador da malha CC regula a tensão no capacitor  $C_{z1}$  para o valor especificado em  $V_{Cz\ ref}$ . Deve-se observar que os capacitores da rede Z estavam carregados com  $V_0$  no instante da partida. Ainda nesta figura observa-se o ganho estático do lado CC do ZSI (fator *boost*  $B$ ) igual a 2,5, como definido na expressão (2.43), uma vez que  $V_{Cz} \cong V_i$ . A Figura 5.2(a) mostra o resultado experimental para a corrente no indutor  $L_{z1}$  e a Figura 5.2(b) mostra o detalhe da ondulação da corrente neste indutor ( $\Delta I_{Lz}$ ), em regime permanente. Já Figura 5.3 mostra o resultado experimental para a corrente de entrada ( $I_0$ ), na qual se observa a natureza pulsante dessa corrente, tal como esperado para o ZSI.

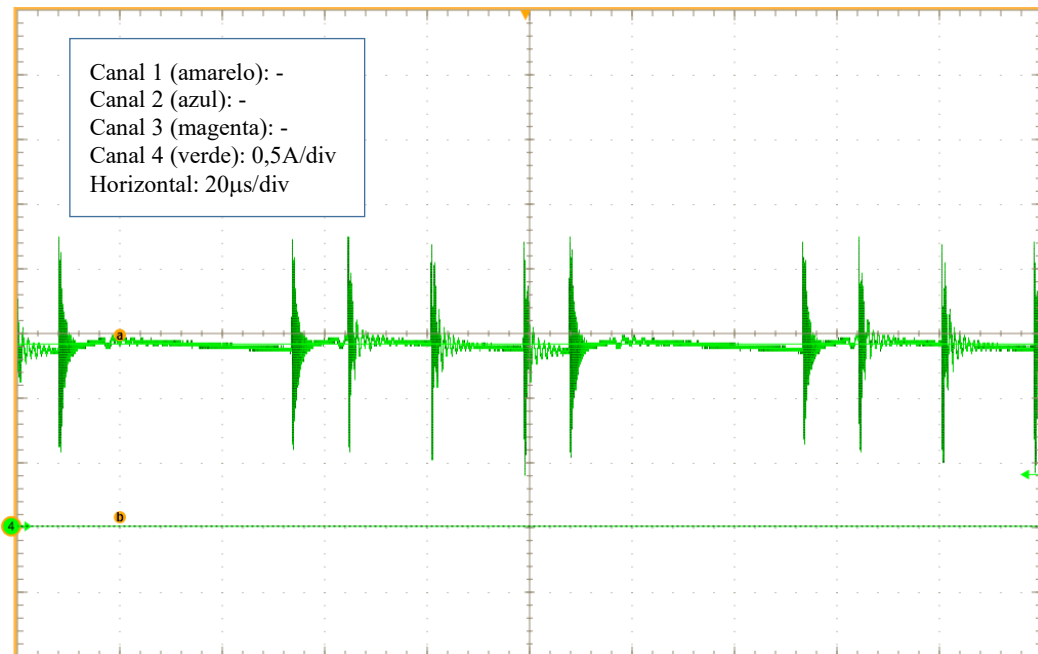
De forma análoga, a Figura 5.4 mostra a tensão instantânea do barramento CC ( $v_i$ ) que também possui natureza pulsante, devido aos instantes de curto-circuito provocados pela condução cruzada (ST).

Figura 5.1 – Resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$ ,  $V_{Cz}$  durante o transiente de partida (verde) comparada com a tensão CC de entrada  $V_0$  (azul).



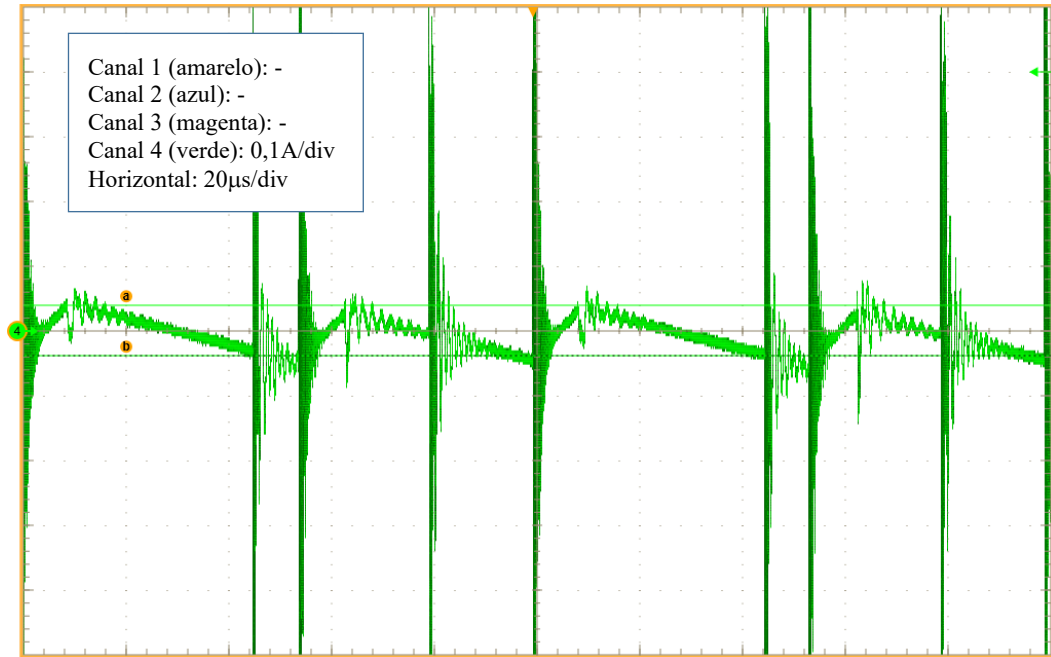
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.2 – Resultado experimental para corrente no indutor  $L_{z1}$ ,  
 (a) corrente média  $I_{Lz}$  e (b) ondulação  $\Delta I_{Lz}$ .



(a)

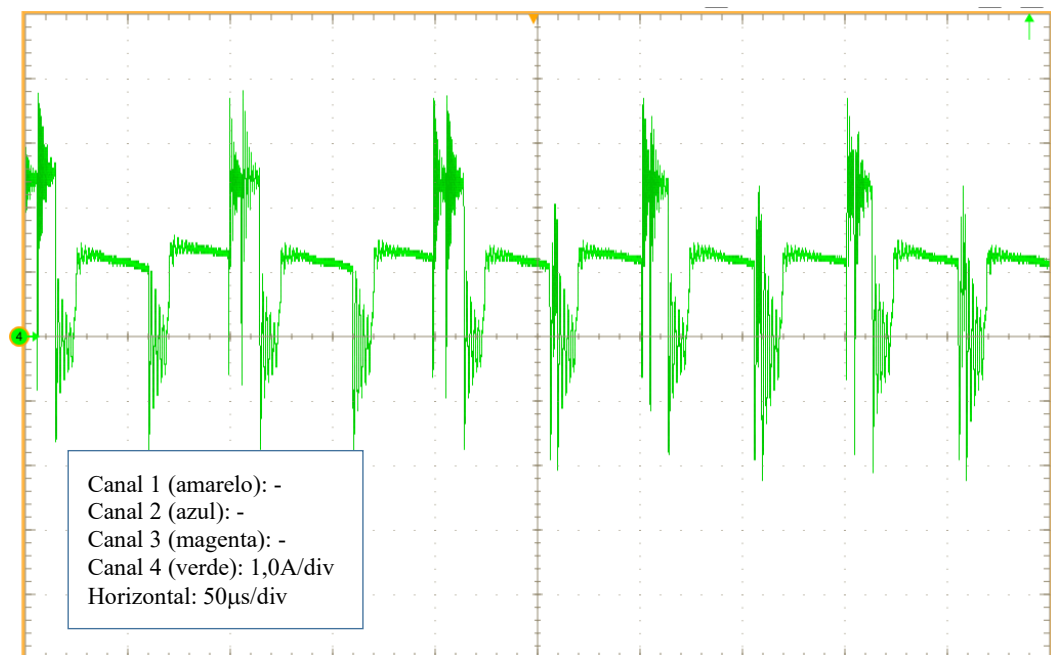




(b)

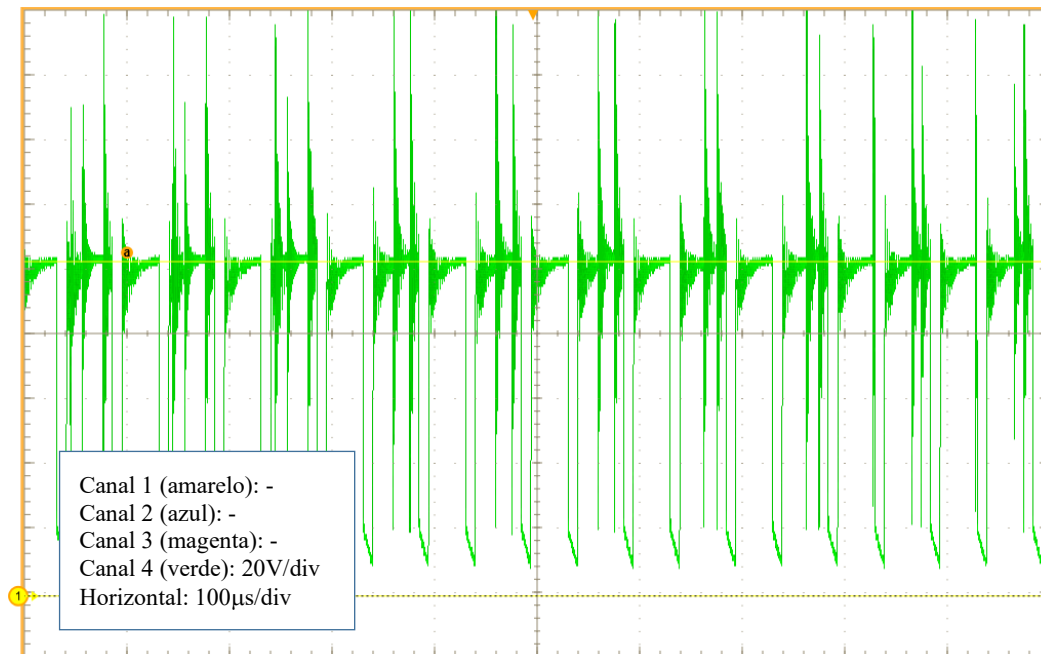
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.3 – Resultado experimental para corrente na fonte de entrada ( $I_0$ ).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.4 – Resultado experimental para tensão instantânea do barramento CC ( $v_i$ ).



Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se observar nas Figuras 5.2 a 5.4 grandes oscilações nos momentos de transição, isso é devido principalmente às indutâncias parasitas do protótipo experimental, no qual cabos relativamente longos foram utilizados na montagem do estágio de potência, entre o filtro da rede Z e a ponte inversora.

A Figura 5.5 mostra o resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  durante duas manobras de carga. A primeira trata-se de um aumento de carga de  $98\Omega$  para  $32\Omega$  e a segunda de uma rejeição parcial de carga, mudando de  $32\Omega$  para  $98\Omega$ . Como pode ser observado o controle do lado CC consegue estabilizar a tensão no capacitor  $C_{z1}$ , indicando uma regulação de carga satisfatória. Ainda nesta figura observa-se a tensão CC de entrada ( $V_0$ ) e a variação da corrente no indutor  $L_{z1}$ , em função da manobra na carga.

Já a Figura 5.6 mostra o resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  devido a variações na tensão CC de entrada. Sendo que a Figura 5.6(a) mostra um afundamento permanente de 20% na tensão de entrada e a conseqüente resposta transitória na tensão do capacitor  $C_{z1}$ , com sub sinal (*undershoot*) de 11%. Por outro lado, a Figura 5.6(b) mostra uma elevação permanente de 20% na tensão de entrada e sua respectiva resposta transitória na tensão do capacitor  $C_{z1}$ , com um sobressinal (*overshoot*) de 15%.

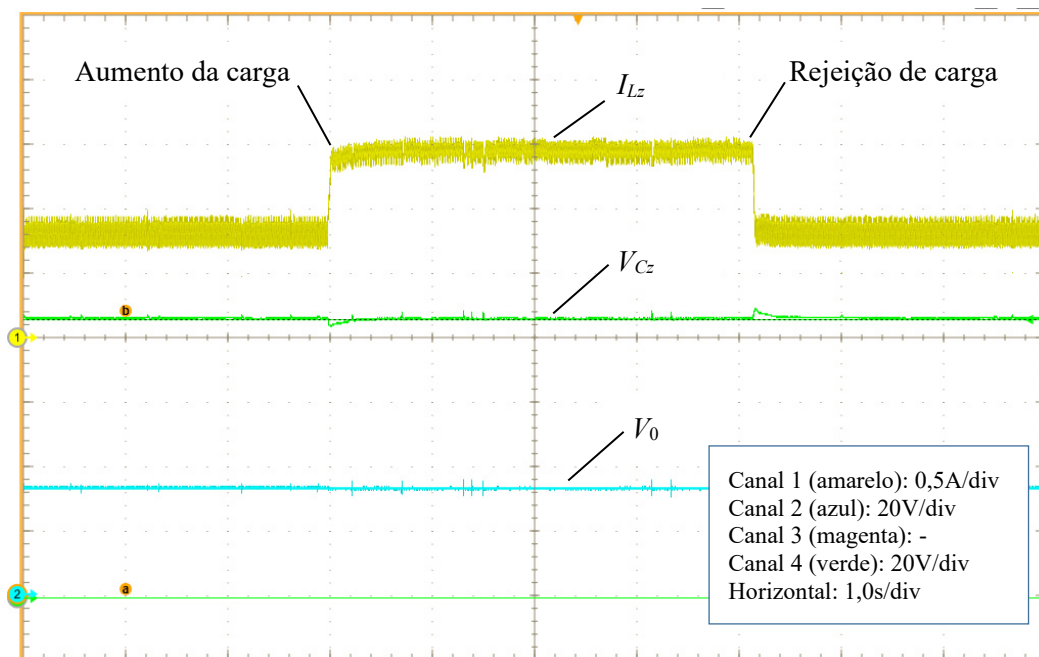
Para confirmar o desempenho da malha de controle do lado CC, a Figura 5.7 mostra o resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  quando a entrada CC é submetida a

um afundamento e elevação transitórios. Desta forma, a Figura 5.7(a) mostra a resposta transitória para um afundamento temporário de 20% em  $V_0$  e a Figura 5.7(b) mostra a resposta transitória para uma elevação temporária de 20% em  $V_0$ . Em ambas as situações pode-se observar que a malha de controle CC reestabelece o valor da tensão no capacitor, tal como especificado em  $V_{Cz\ ref}$ .

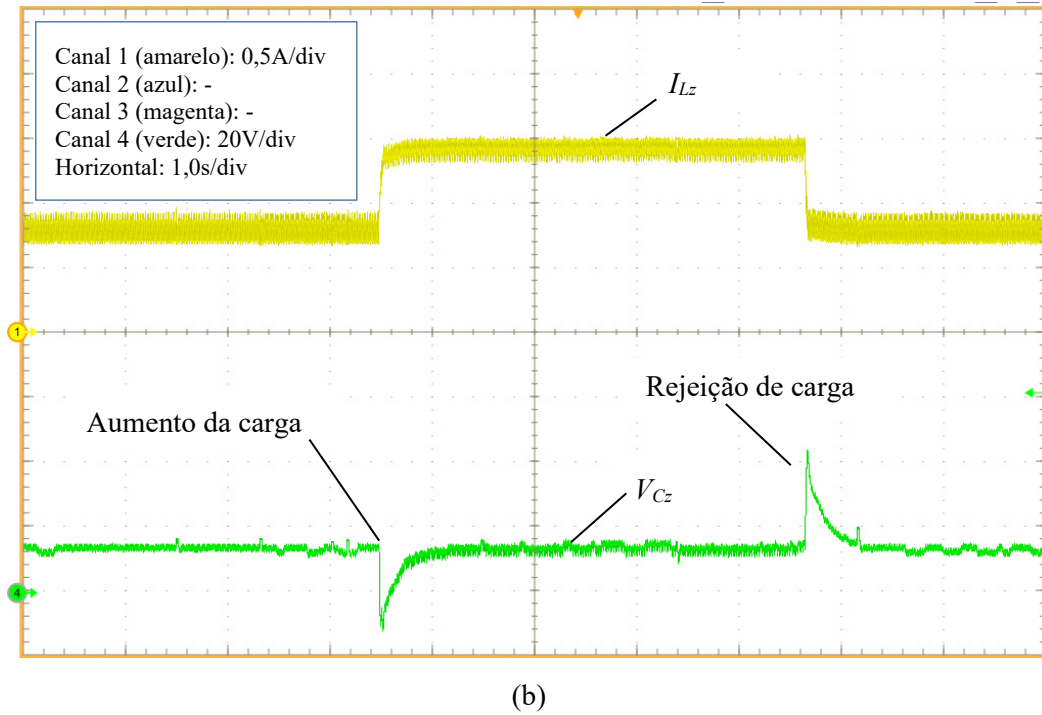
Por meio das Figuras 5.6 e 5.7 pode-se constatar o desempenho adequado da malha de controle CC, no que diz respeito a variações na tensão de entrada, indicando uma regulação de linha satisfatória.

De forma geral pode-se dizer que as Figuras 5.1 a 5.7 representam adequadamente o comportamento da malha de controle do lado CC do ZSI, tal como projetada na seção 4.2, bem como a principal característica do conversor ZSI, que é possibilidade de operar no modo elevador de tensão, proporcionando uma tensão CC na entrada da ponte inversora maior que a tensão na entrada do conversor, ou seja, o fator *boost*. Essa característica foi ressaltada na Figura 5.1, mas também pode ser observada na Figura 5.5(a). O fator *boost* também está implicitamente representado nas Figuras 5.6 e 5.7, no entanto deve-se notar que o controlador ajusta automaticamente o fator *boost*, reduzindo ou aumentando, para manter a tensão no capacitor  $C_{z1}$  constante.

Figura 5.5 – Resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  ( $V_{Cz}$ ) sob variação de carga (a) distúrbios em  $V_{Cz}$  devido ao aumento da carga e à rejeição de carga, (b) detalhe dos distúrbios.

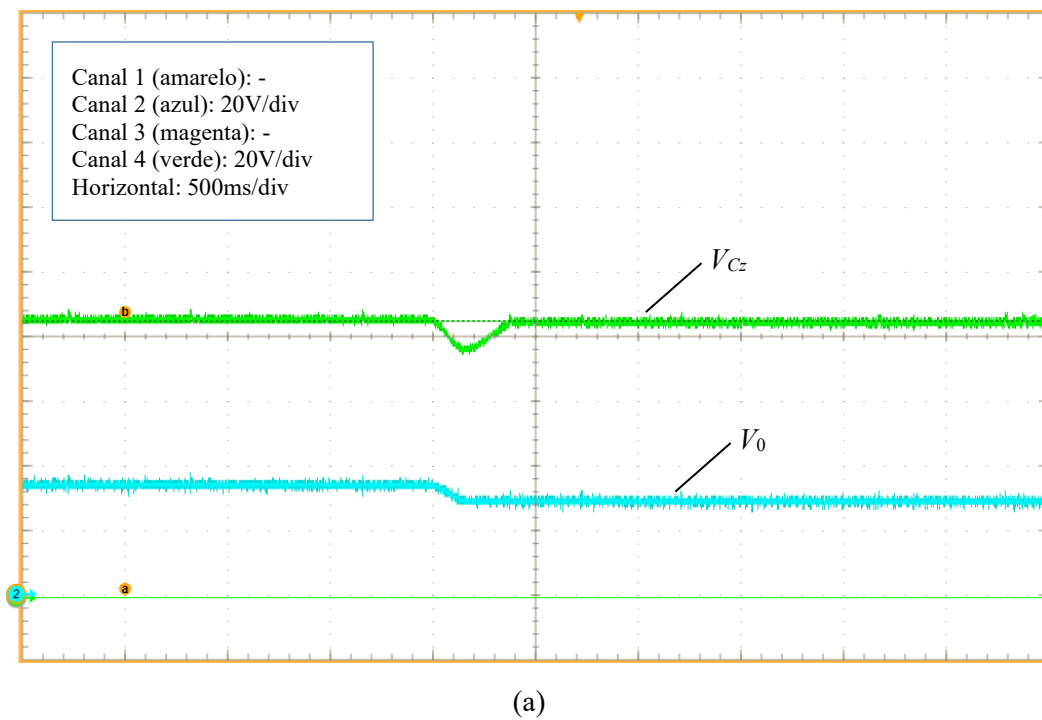


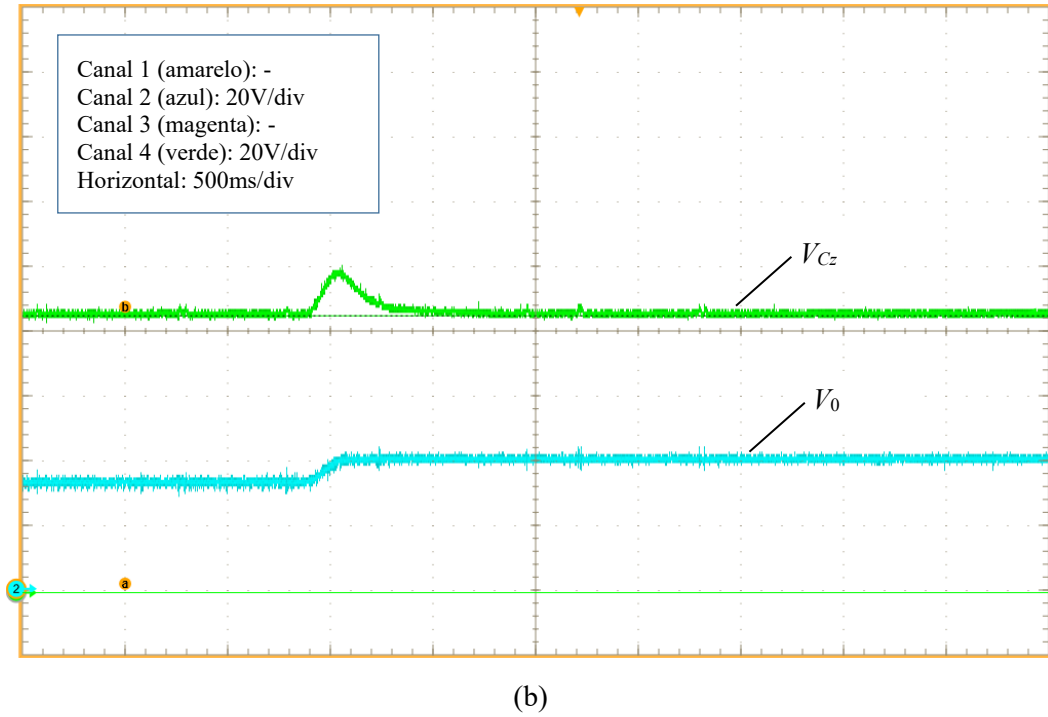
(a)



Fonte: Produção do próprio autor.

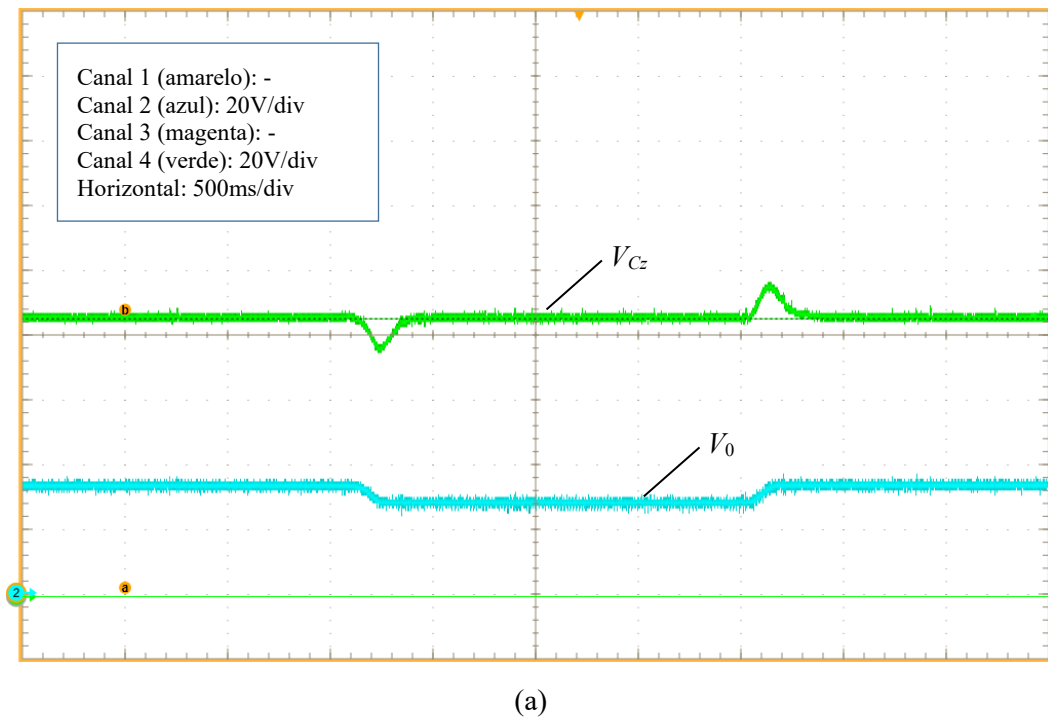
Figura 5.6 – Resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  (verde) sob variação da tensão de entrada (azul), sendo (a) para um afundamento de 20% em  $V_0$  e (b) para uma elevação de 20% em  $V_0$ .

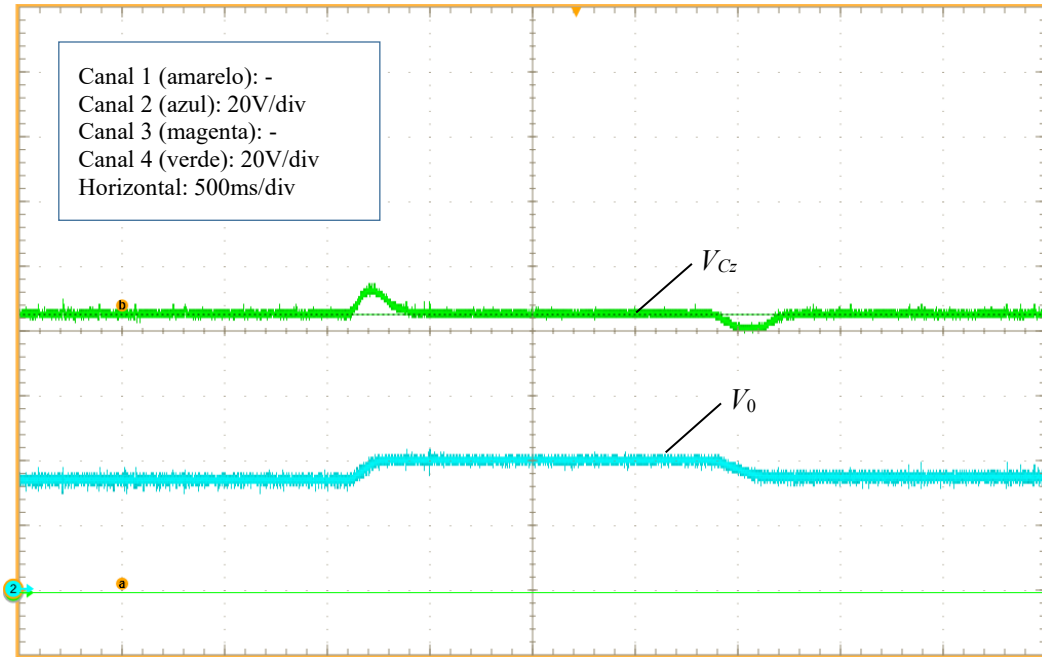




Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.7 – Resultado experimental para tensão média no capacitor  $C_{z1}$  (verde) sob variação da tensão de entrada (azul), sendo (a) para um pulso de -20% em  $V_0$  e (b) para um pulso de +20% em  $V_0$ .





(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

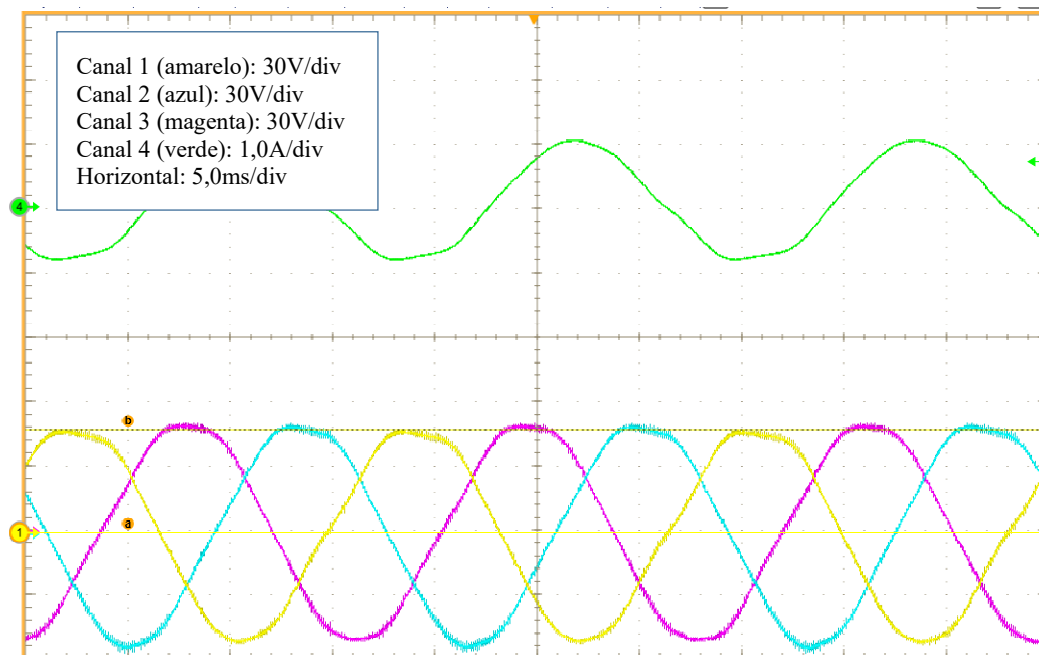
### 5.1.2 Controle no Modo Ilhado

Conforme descrito na seção 4.3.1, o objetivo do controle do lado CA no modo ilhado é regular a tensão dos capacitores do FPB  $LCL$  e limitar a corrente nos indutores deste filtro. Para tanto, nesta seção será examinado o desempenho desta malha de controle, tal como definida no Capítulo 4.

Neste sentido, a Figura 5.8 mostra o resultado experimental para as tensões de fase na carga local ( $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ ) e a corrente na fase  $a$ , sem a ação do controle P+R, as quais corroboram com a Figura 4.31.

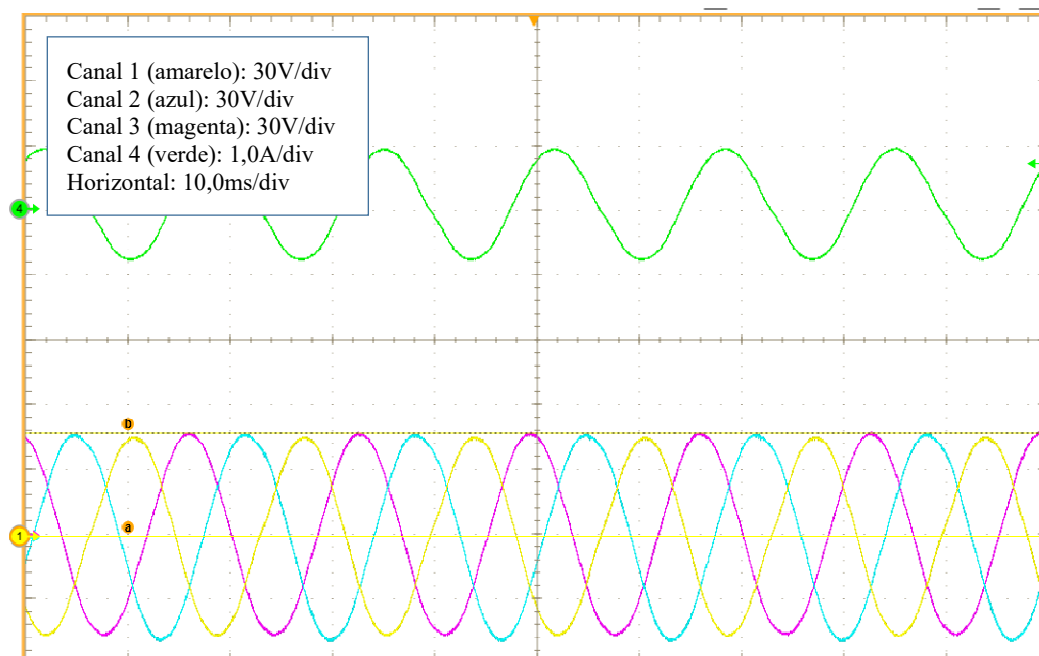
Habilitando a malha de controle, as formas de onda na carga se modificam de acordo com a Figura 5.9, a qual mostra novamente as tensões de fase na carga local ( $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ ) e a corrente na fase  $a$ , agora com a ação do controle P+R. Estas formas de onda se aproximam significativamente de tensões senoidais, também corroborando com a Figura 4.32. Para verificar essa melhor qualidade nas formas de onda, a Figura 5.10 mostra a FFT para a tensão da fase  $a$  no PAC, sem e com compensação.

Figura 5.8 – Resultado experimental para as tensões de fase na carga local e corrente na fase *a*, sem compensação.



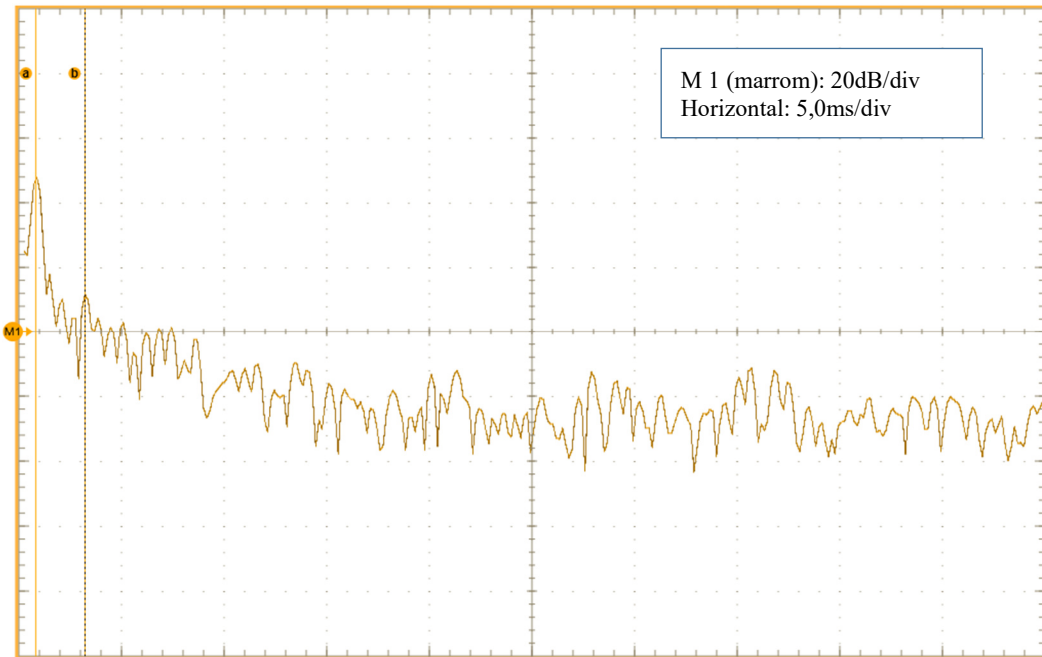
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.9 – Resultado experimental para as tensões de fase na carga local e corrente na fase *a*, com compensação.

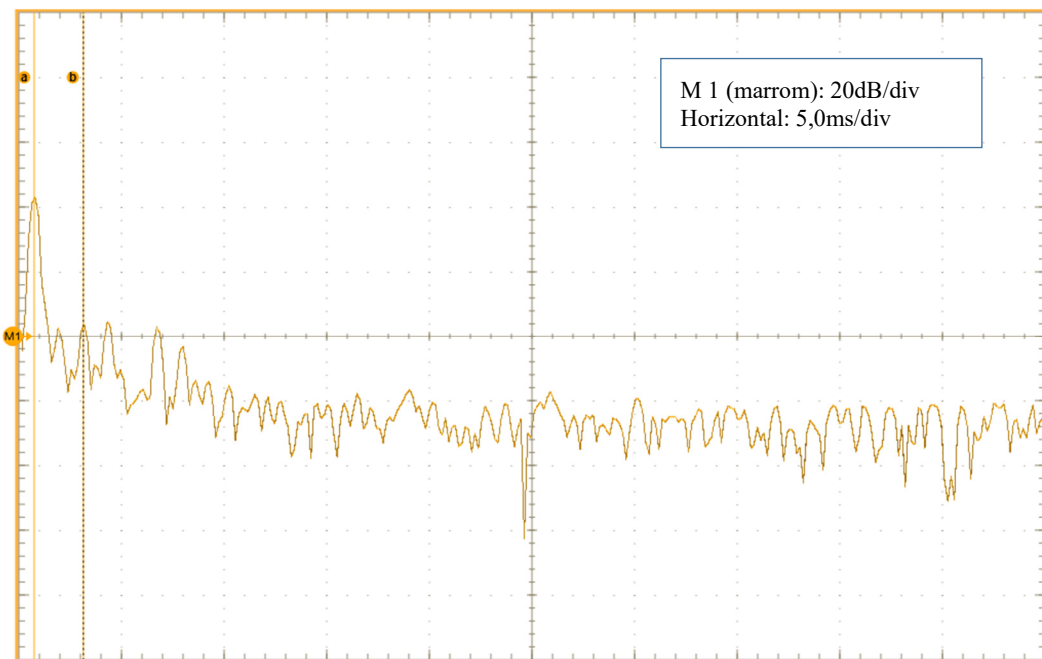


Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.10 – Resultado experimental da FFT para a tensão de fase ( $v_{An}$ ),  
(a) sem compensação e (b) com compensação.



(a)



(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

Ainda na Figura 5.10, está evidenciado pelo cursor do osciloscópio a quinta harmônica, sendo que na operação sem compensação de harmônicos, Figura 5.10(a), o nível desta componente é 10dB e com a compensação reduziu para 4dB, implicando em uma atenuação



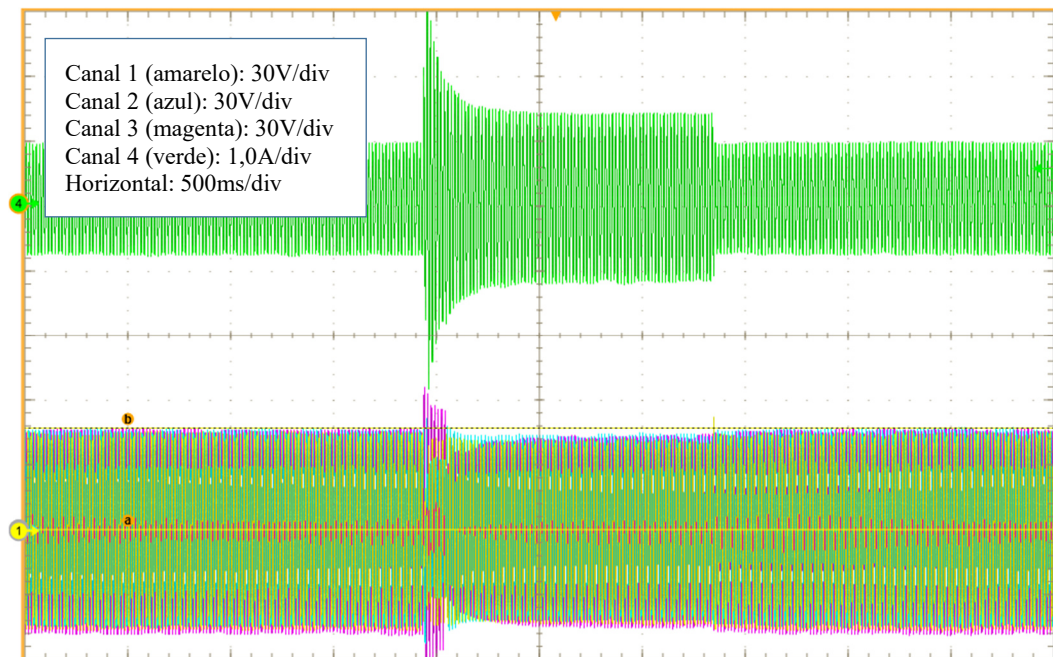
de 2 vezes. Comparando com a Figura 4.33(b) e (c) observa-se que a atenuação da quinta harmônica via simulação foi de 2,7 vezes, o que evidencia uma correlação razoável.

A Figura 5.11 mostra o resultado experimental para um degrau de aproximadamente 70% na carga local, sendo a carga inicial  $32\Omega$  e após o degrau  $10\Omega$ . A Figura 5.11(a) mostra no traço superior a corrente na fase  $a$ ,  $i_a$ , e o traço inferior as tensões de fase  $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$  no PAC, sem controle, a Figura 5.11(b) mostra os mesmos sinais com o controle P+R ativo e a Figura 5.11(c) mostra o comportamento durante uma rejeição de carga também com P+R ativo.

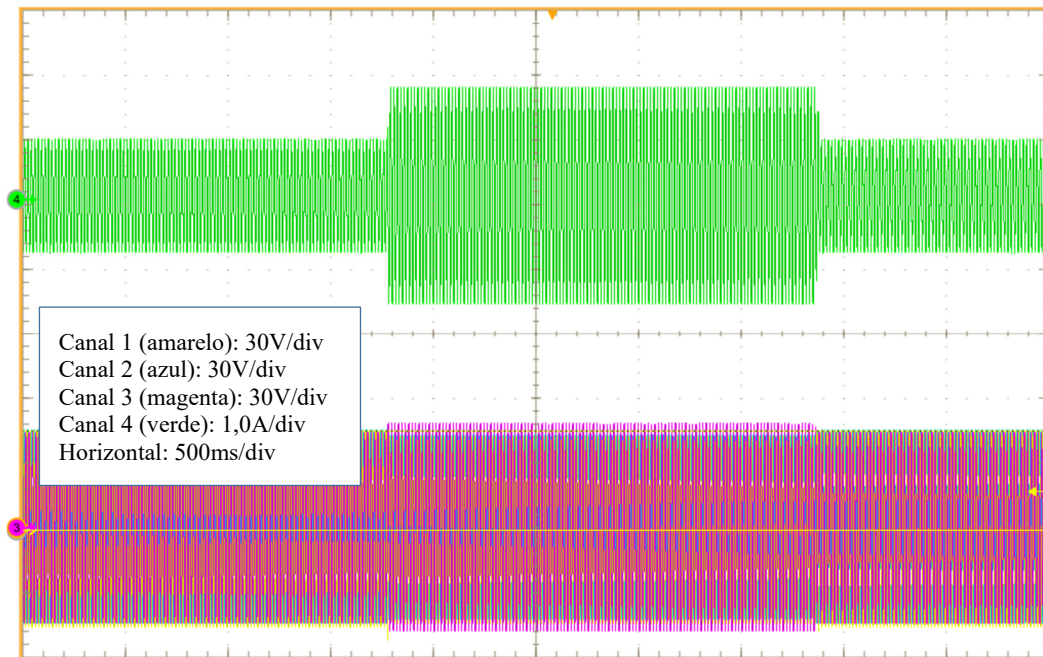
Com o controle ativo, observa-se que mesmo com uma variação significativa na carga, a tensão no PAC se altera muito pouco, com um transitório desprezível e, portanto, mostrando uma boa regulação.

Desta forma, por meio das Figuras 5.8 - 5.11 demonstra-se o funcionamento adequado do conversor ZSI operando no modo ilhado para sintetizar formas de onda senoidais no PAC.

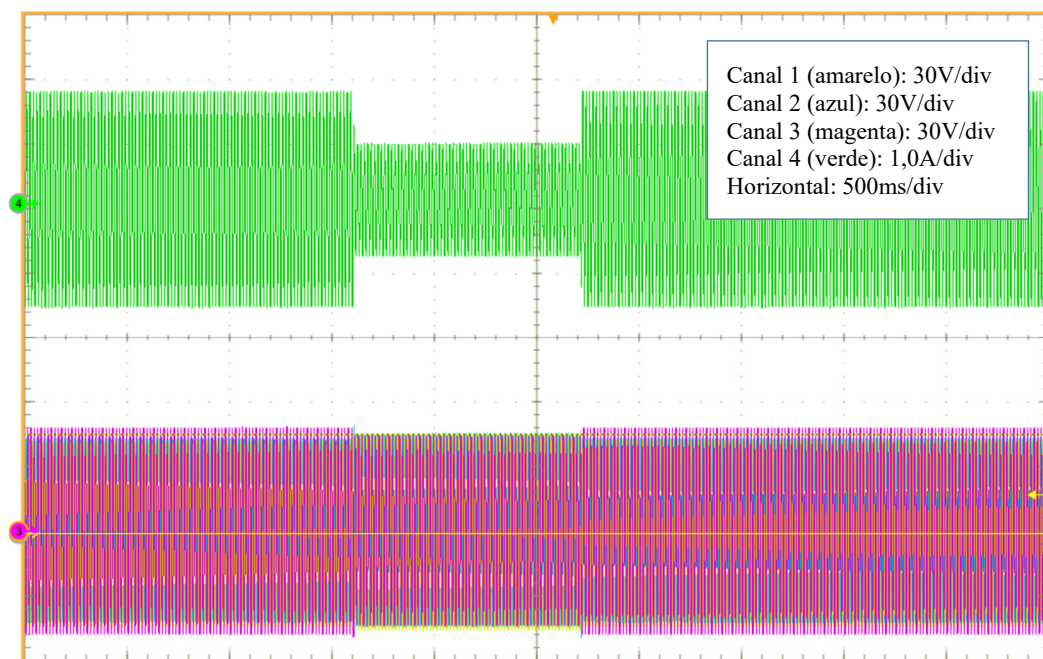
Figura 5.11 – Resultado experimental para variação de carga  
(a) degrau sem compensação, (b) degrau com compensação e (c) rejeição com compensação.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Produção do próprio autor.

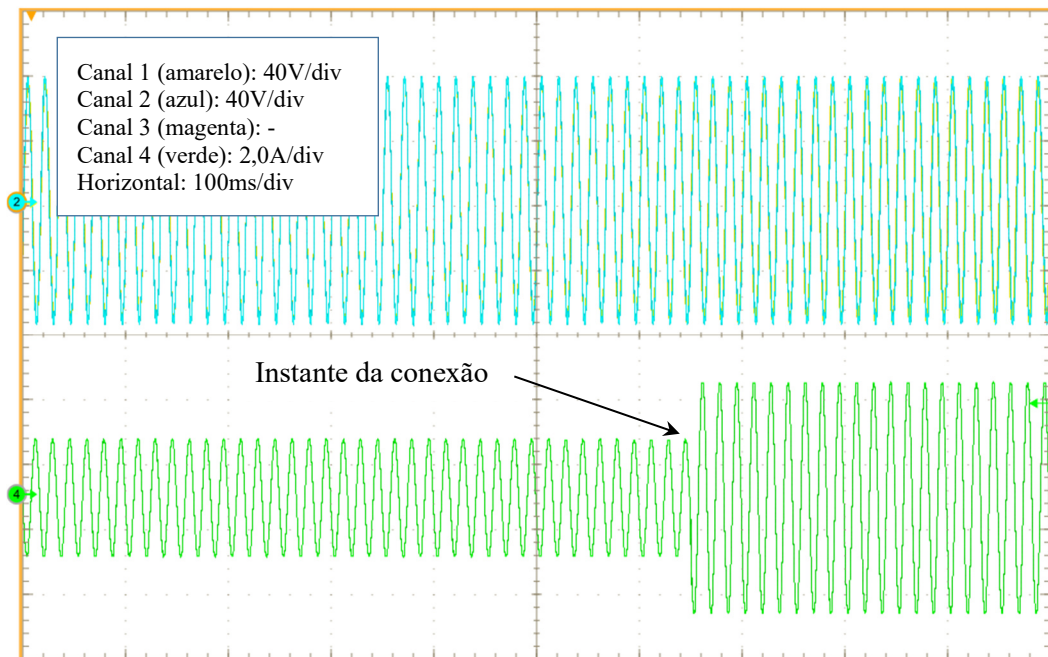
### 5.1.3 Controle no Modo Conectado

Conforme descrito na seção 4.3.2, o objetivo do controle do lado CA no modo conectado é regular o fluxo de potência injetada na rede operando a partir da estratégia VOC, no sentido de reduzir o esforço computacional e de sintonia das malhas de controle. Para

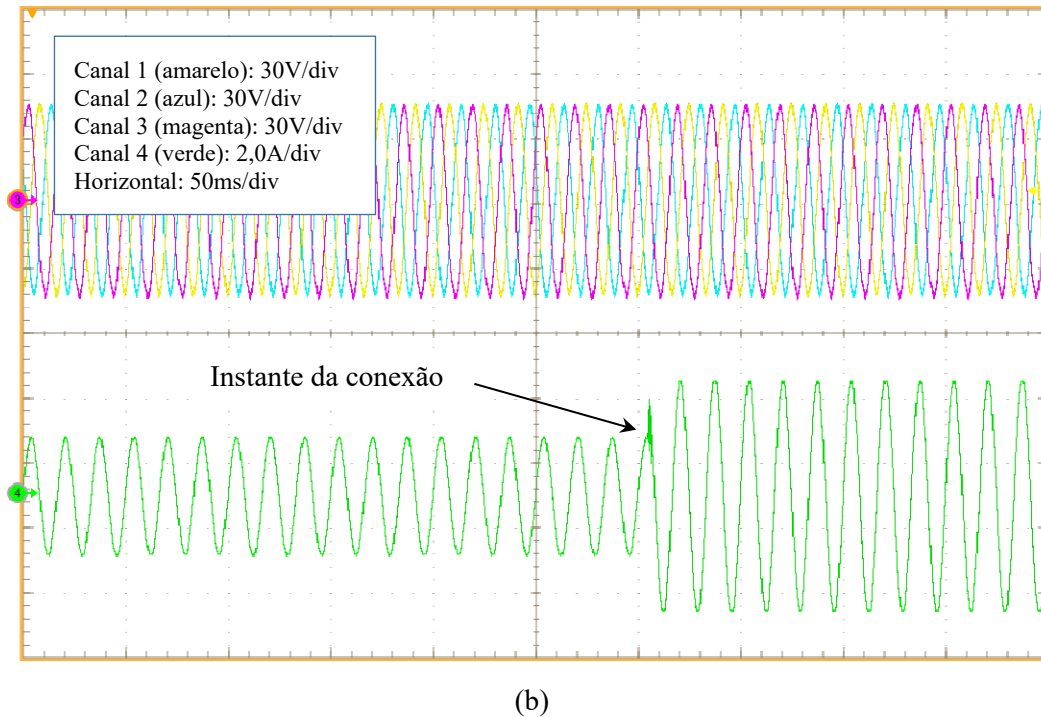
tanto, nessa seção será examinado o desempenho da estratégia de controle proposta nesta tese, tal como definida no Capítulo 4.

Neste sentido, a Figura 5.12(a) mostra no traço superior o resultado experimental para as tensões de linha  $v_{AB}$  e  $v_{gab}$ , à montante e à jusante do contator  $K_2$ , no PAC, representando as tensões geradas pelo inversor e a da rede, respectivamente, mostrando o sincronismo entre ambas, bem como mostra no traço inferior a corrente injetada na rede para a fase  $c$ , capturando o instante da conexão. Já a Figura 5.12(b) mostra no traço superior o resultado experimental para as tensões de fase no PAC ( $v_{An}$ ,  $v_{Bn}$  e  $v_{Cn}$ ) e no traço inferior a corrente na fase  $c$ , as quais corroboram com a Figura 4.44.

Figura 5.12 – Resultado experimental para as tensões no PAC e corrente na fase  $c$ , (a) tensões de linha à montante e à jusante de  $K_2$  e (b) tensões trifásicas de fase à jusante de  $K_2$ .



(a)



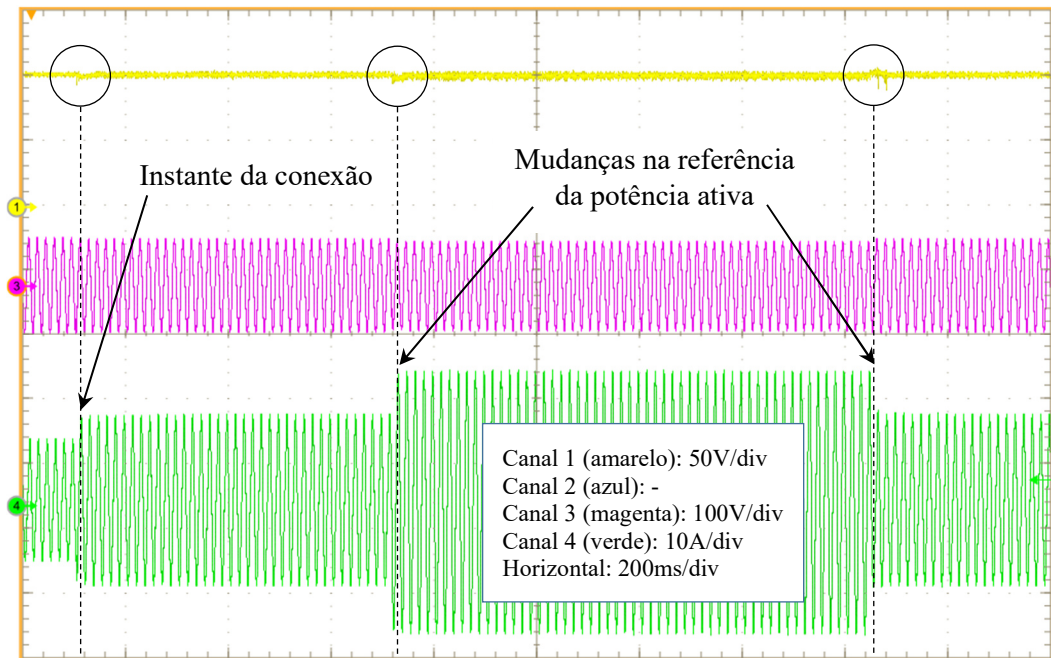
Fonte: Produção do próprio autor.

Já a Figura 5.13 mostra o desempenho da malha de potência operando no modo VOC, tal como especificada na seção 4.3.2, sendo que na Figura 5.13(a) o traço 1 (amarelo) registra a tensão em um dos capacitores  $C_z$  ( $V_{Cz}$ ), na qual se observa os transientes mínimos nos instantes da conexão com a rede e nas mudanças da referência da potência ativa ( $P_{ref}$ ).

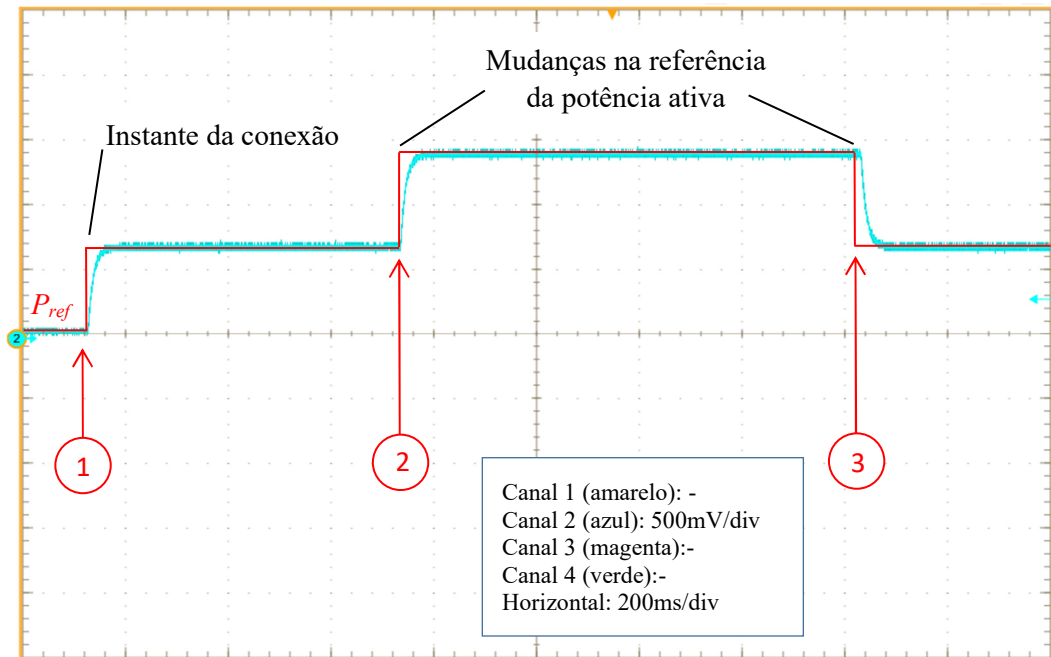
Nesta mesma figura, o traço 3 (magenta) mostra a tensão de linha no PAC ( $v_{AB}$ ), na qual se observa boa regulação da tensão nos instantes da conexão com a rede e nas mudanças de referência da potência ativa. Por fim, o traço 4 (verde) mostra as variações da corrente na fase  $a$  injetada na rede, devido às variações provocadas na referência da potência ativa. Essa medida foi feita à montante da chave do PAC, ou seja, é a medida da corrente no indutor  $L_{f2}$  ( $i_{Lf2}$ ), sendo que a corrente elétrica presente antes do instante da conexão refere-se à corrente drenada do inversor pela carga local, que estava conectada. A Figura 5.13(b) complementa a Figura 5.13(a), a qual mostra um sinal de saída do conversor digital/analógico (DAC) do microcontrolador, representando o cálculo da potência injetada na rede ( $P_g$ ) a partir da conexão no instante 1, sendo que em dado momento é aplicado um degrau positivo na referência da potência ativa, instante 2, com conseqüente reação do controlador. Após aproximadamente 900ms (intervalo de tempo escolhido arbitrariamente), no instante 3,  $P_{ref}$  (mostrado em vermelho) é comandado ao valor anterior ao degrau. Em ambas as alterações de

$P_g$  observa-se um bom rastreo da referência. Nesta figura, a relação entre as escalas de tensão na saída do DAC e a potência ativa é:  $0,5V \equiv 585W$ .

Figura 5.13 – Resultado experimental da malha de controle de potência ativa para degrau de potência no modo conectado, (a) tensão no capacitor  $C_2$  (amarelo), tensão de linha no PAC  $v_{AB}$  (magenta) e corrente injetada na rede  $i_{L2}$ , (verde), (b) potência injetada na rede  $P_g$  e  $P_{ref}$ .



(a)

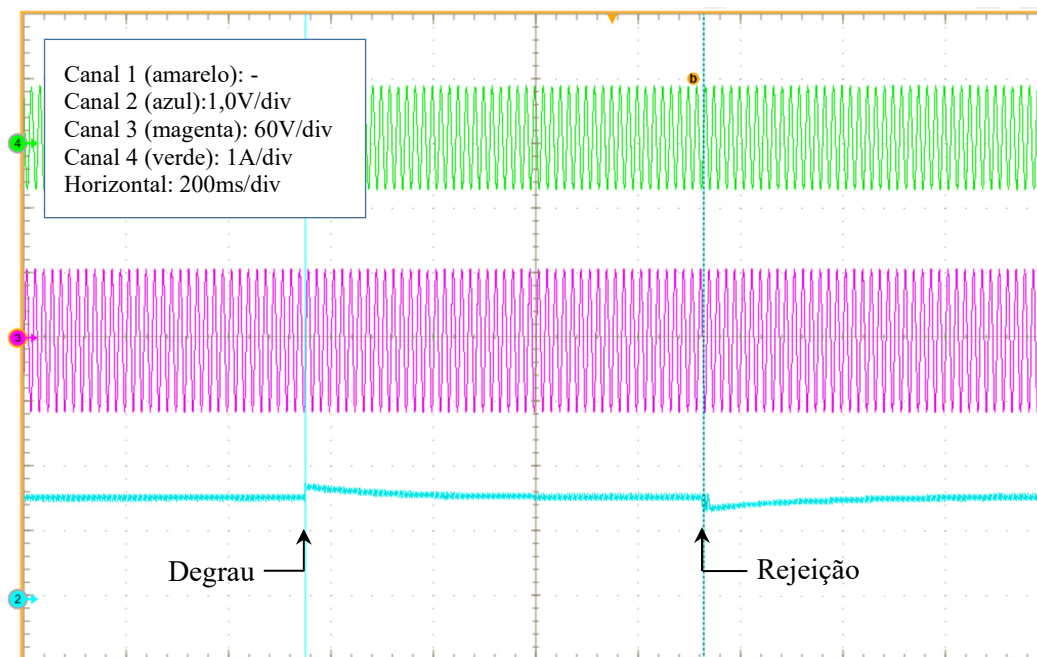


(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 5.14 mostra o resultado experimental para variações de carga no lado da rede, ou seja, à jusante do PAC, forçando um degrau e uma rejeição de carga. Durante o transitório de carga a corrente injetada na rede,  $i_{Lf2}$  (canal 4) e a tensão de linha no PAC,  $v_{AB}$  (canal 3), permanecem constante para manter a potência injetada na rede constante (canal 2), uma vez que não houve alteração em  $P_{ref}$ . Nesse modo de operação o ZSI funciona como uma “fonte de potência de constante”.

Figura 5.14 – Resultado experimental da malha de controle de potência ativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, corrente injetada na rede  $i_{Lf2}$  (verde), tensão de linha no PAC  $v_{AB}$  (magenta) e potência injetada na rede  $P_g$  (azul), em pu.



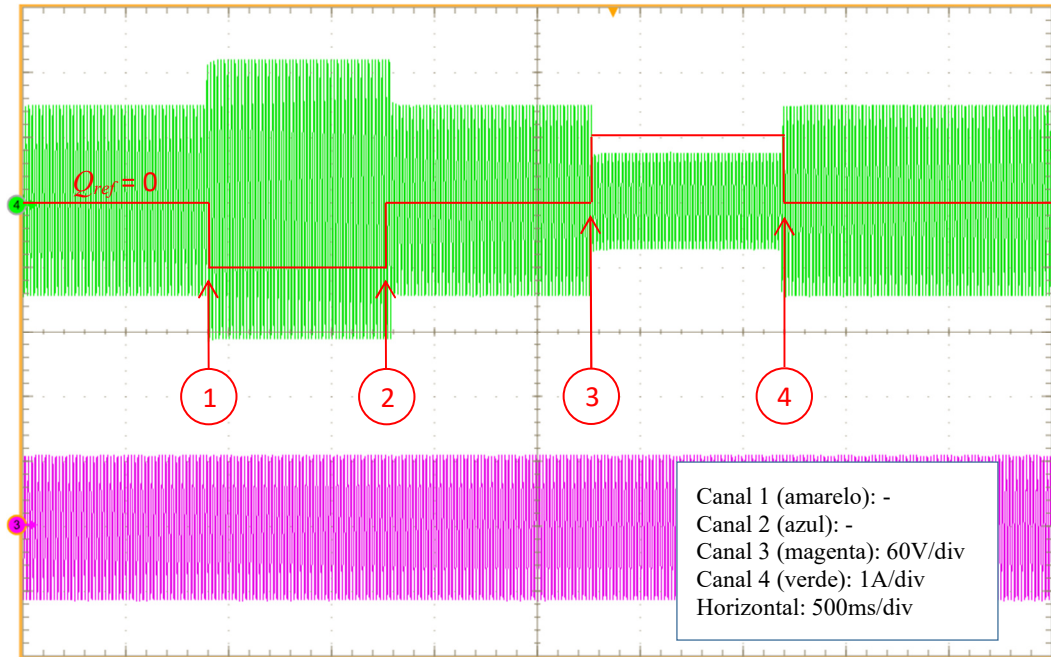
Fonte: Produção do próprio autor.

Uma característica interessante dos inversores conectados na rede elétrica é a possibilidade destes equipamentos injetar, ou absorver potência reativa, simultaneamente à produção de potência ativa. Neste sentido, a Figura 5.15 mostra o resultado experimental da operação da malha de potência reativa, com o objetivo de avaliar o controle de reativo injetado e absorvido na rede.

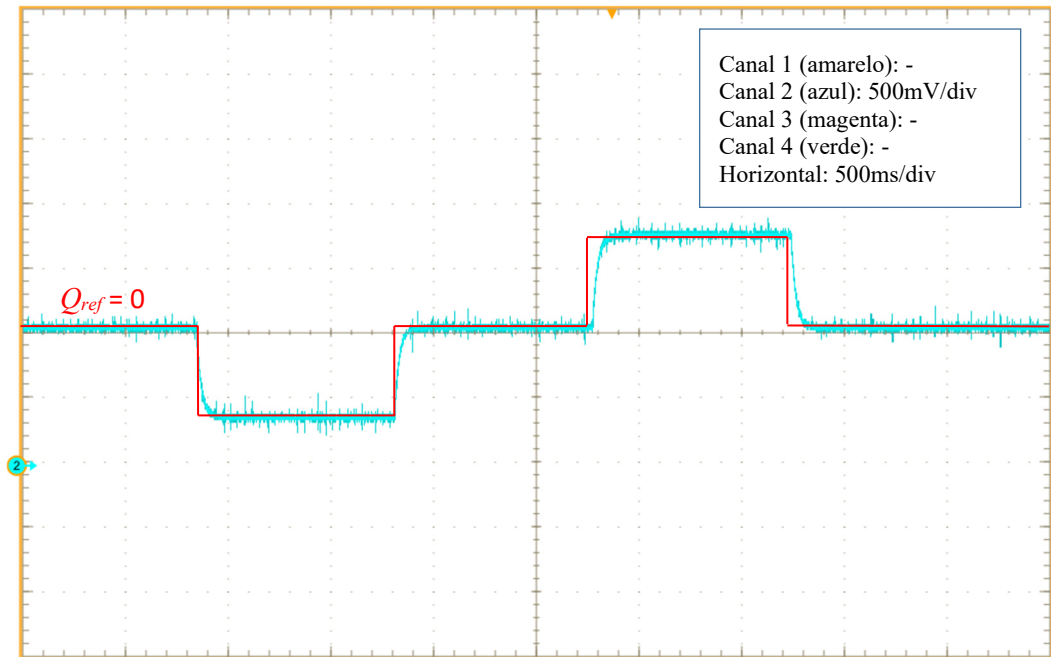
A Figura 5.15(a) mostra a captura da corrente na fase  $a$ ,  $i_a$  (canal 4), na qual foi sobreposto o sinal de referência da potência reativa,  $Q_{ref}$  (vermelho), sendo destacados quatro instantes. Considerando que a malha foi inicializada com  $Q_{ref} = 0$ , no instante 1, a referência foi alterada para  $Q_{ref} < 0$ , forçando o ZSI a operar com fator de potência negativo, portanto

injetando reativo na rede. No instante 2,  $Q_{ref}$  volta à zero, ou seja, volta a operar com fator de potência unitário.

Figura 5.15 – Resultado experimental da malha de controle de potência reativa para mudança de referência no modo conectado, (a) corrente na fase  $a$   $i_a$  (verde),  $Q_{ref}$  (vermelho), tensão de linha no PAC  $v_{AB}$  (magenta) e (b) potência reativa  $Q_g$  em pu (azul).



(a)



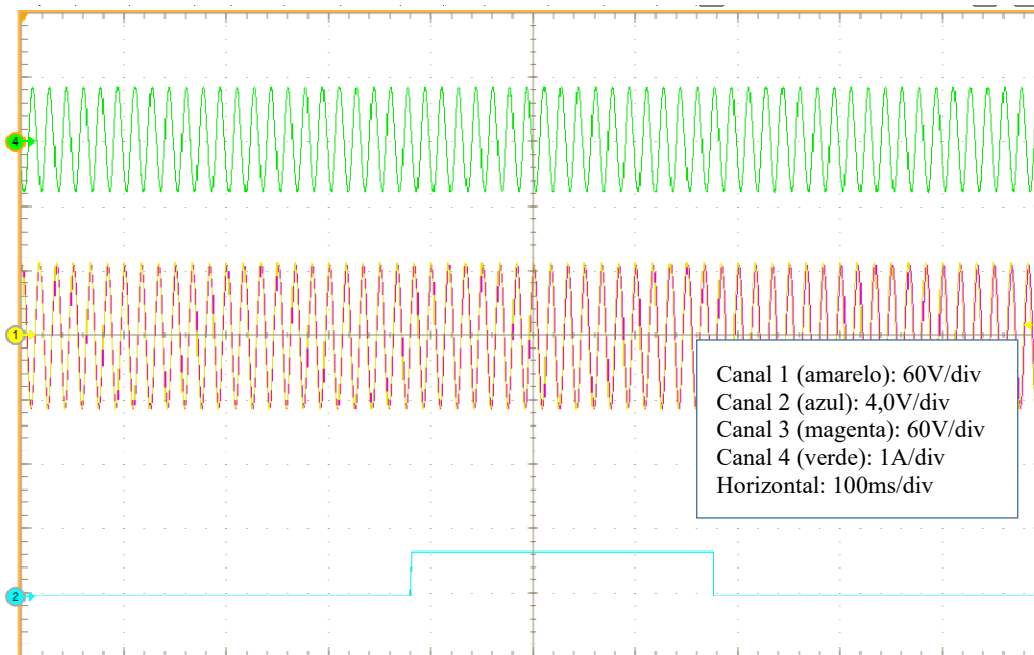
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

No instante 3, a referência foi alterada para  $Q_{ref} > 0$ , forçando o ZSI a operar com fator de potência positivo, portanto absorvendo reativo na rede. No instante 4,  $Q_{ref}$  volta à zero. Ainda na Figura 5.15(a), foi capturado uma das tensões de linha no PAC,  $v_{AB}$  (canal 3), a qual permaneceu estável durante as mudanças na referência da potência reativa. A Figura 5.15(b) mostra a potência reativa em  $pu$  (azul), na saída do DAC, absorvida e injetada na rede, a qual rastreia a mudança da referência de potência reativa (vermelho).

A Figura 5.16 mostra o resultado experimental da malha de potência reativa, com o objetivo de ilustrar o efeito da mudança de carga indutiva na saída do inversor, após o PAC, mantendo-se a referência da potência reativa constante. Nesta mesma figura, o traço 3 (magenta) mostra a tensão de linha no PAC ( $v_{AB}$ ), o traço 1 (amarelo) mostra a tensão de linha na rede ( $v_{gab}$ ), sobrepostas e sincronizadas. O traço 4 (verde) mostra uma fase da corrente injetada na rede ( $i_a$ ) e o traço 2 (azul) um sinal de referência gerado no DAC para marcar o intervalo de variação da carga. Foi possível observar que mesmo na presença do degrau e rejeição de carga não houve variação da tensão no PAC e/ou da corrente injetada na rede, uma vez que a potência reativa permaneceu constante.

Figura 5.16 – Resultado experimental da malha de controle de potência reativa para degrau e rejeição de carga no modo conectado, corrente injetada na rede  $i_{L2}$  (verde), tensões de linha no PAC  $v_{AB}$  (magenta) e na rede  $v_{gab}$  (amarelo) sobrepostas e sinal de referência do degrau de carga (azul).



Fonte: Produção do próprio autor.



## 5.2 Considerações Finais

Neste capítulo foram mostrados os resultados experimentais para validar as estratégias de controle propostas nesta tese, sendo que foram abordados os controles dos lados CC e CA, este último nos modos ilhado e conectado na rede.

No lado CC demonstrou-se a operação do ZSI no modo *boost*, no lado CA ilhado, verificou-se a eficácia na operação dos controladores P+R com eliminação de harmônicos para sintetizar senóides com baixa distorção no PAC. No modo CA conectado na rede, verificou-se a operação do VOC, na qual a tensão do barramento CC e a amplitude da tensão CA no PAC permaneceram inalteradas, mesmo na presença de manobra de carga, com menor complexidade na malha de controle, quando comparado a estratégias convencionais de controle de potência.



## 6. Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

Este capítulo conclui esta tese de doutorado.

### 6.1 Conclusões

Esta tese de doutorado apresentou no contexto da GD o conversor eletrônico ZSI operando a partir de fontes primárias CC, tais como painéis fotovoltaicos, células a combustível, ou armazenadores de energia.

Inicialmente, foi apresentado o princípio de funcionamento deste conversor, objeto de estudo deste trabalho, que funciona como um conversor CC-CC + CC-CA de único estágio. Posteriormente foram discutidas as técnicas de elevação de tensão CC suportadas por este conversor e por fim, uma comparação com o VSI, sendo que a grande vantagem do ZSI sobre o VSI é a possibilidade de operar no modo elevador de tensão, ou seja, sintetiza-se uma tensão de saída CA com amplitude maior que a tensão CC de entrada. Outras vantagens inerentes a este conversor são o aumento na confiabilidade do estágio de potência, devido à redução do número de chaves quando comparado a sistemas de duplo estágio, bem como é imune ao problema de condução cruzada na ponte inversora, catastrófico no VSI.

Uma vez apresentado o ZSI, foram extraídos os modelos matemáticos de valores médios e de pequenos sinais, levando a uma análise aprofundada do modelo dinâmico deste conversor, tanto no lado CC, quanto no lado CA para os referenciais  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ , nos modos ilhado e conectado na rede. A abordagem utilizada levou em consideração todas as perdas e não linearidades impostas por este conversor, evidenciando a complexidade da expressão completa do ganho deste conversor, bem como o forte acoplamento entre os lados CC e CA. Esse acoplamento é superficialmente abordado na literatura, que tipicamente considera os lados CC e CA desacoplados para minimizar o esforço matemático durante seu modelamento. A análise matemática criteriosa do conversor ZSI é uma importante contribuição desta tese.

Outro resultado importante, a análise desenvolvida mostrou a limitação do ganho do ZSI na conversão CC-CC, quando opera no modo elevação de tensão. Essa limitação é negligenciada por muitos autores que publicaram sobre este conversor. Conforme discutido neste trabalho, a simplicidade das expressões utilizadas na literatura que regem os parâmetros básicos do ZSI, tais como  $I_{Lz}$ ,  $V_{Cz}$  e  $V_i$ , contrastam com a complexidade das expressões com perdas apresentada nos Apêndices B e C. O erro médio cometido entre a consideração exata

(com perdas) apresentada neste trabalho e a ideal (sem perdas), tipicamente utilizada na literatura, é de 5%, para o conjunto de dados apresentados.

Aparentemente um erro de 5% pode não justificar o aumento de complexidade da análise exata, no entanto, a análise ideal traz consigo uma inconsistência prática que fica oculta na simplicidade desta análise. No Capítulo 3, a Figura 3.3(a), mostra que idealmente o ganho de tensão do ZSI tende ao infinito, quando o ciclo de trabalho do estado ST se aproxima de 50%, entretanto na prática, elevados ganhos de tensão não são atingidos no ZSI, tal como mostrado nessa mesma figura.

Esta tese também propôs o uso de uma estrutura de controle para o lado CC, acoplada ao controle do lado CA, denominada SRF-VOC (*Synchronous Reference Frame – Voltage Oriented Control*), até então não utilizada no ZSI.

A partir do SRF-VOC foi proposta uma estratégia de controle para injeção de potência na rede, quando o ZSI opera no modo conectado. Esta técnica é estruturalmente mais simples do que aquelas tradicionalmente utilizadas, tal como no *droop*, poupando cálculos trigonométricos, uma transformação *dq* e a sintonia e processamento de dois controladores. O uso do SRF-VOC no ZSI também constitui uma contribuição deste trabalho.

No lado experimental, foi construída uma bancada com todos os elementos necessários à operação do ZSI, com flexibilidade para atender a trabalhos futuros utilizando esta topologia e suas variações. Resultados experimentais em malha fechada foram obtidos para demonstrar a habilidade deste conversor em executar as estratégias de controle ora propostas.

Como desvantagens do ZSI pode-se ressaltar a dificuldade da sintonia do controlador de tensão CC, dado que a planta possui um zero no semi plano direito, a inserção do *shoot-through* nos sinais de comando das chaves semicondutoras não é nativo dos microcontroladores (MCU) comercialmente disponíveis e deve ser feito externamente ao dispositivo, bem como, as soluções comerciais para acionamento das chaves (*gate drives*) possuem proteção contra condução cruzada e não permitem a inserção do *shoot-through*.

Como conclusão geral, cabe ressaltar a “conveniência” desse conversor o qual executa duas funções em um único estágio, característica importante em dois segmentos emergentes: a geração fotovoltaica de baixa potência, tipicamente para uso residencial e veículos elétricos, como enfatizado em [130], sendo o custo, a confiabilidade, o peso e o volume características essenciais. No entanto, passados 20 anos da proposta deste conversor ele ainda não é utilizado comercialmente.

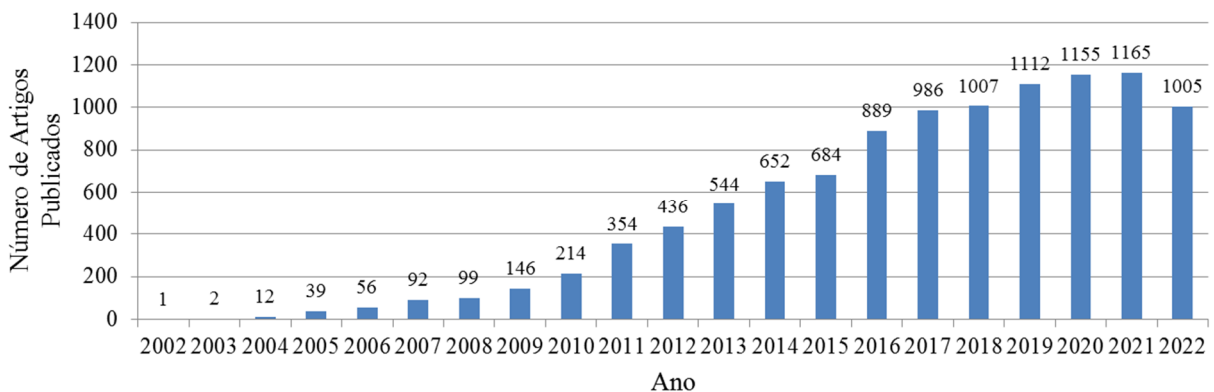
A referência [131] discute exatamente esse ponto, ou seja, porque os inversores *buck-boost* não são empregados. Apesar da extensa análise realizada pelos autores para justificar

que a abordagem com dois estágios (CC-CC + CC-CA) é mais vantajosa que quando comparada às topologias de estágio único, tipicamente o ZSI e suas variantes, acredito houve uma sub estimativa das consequências de se utilizar sistemas de duplo estágio, tais como: a necessidade de dois invólucros, dois sistemas de dissipação de calor, dois processadores, duas fontes CC de baixo sinal, conectores de potência industriais (por vezes mais caros que os semicondutores de potência), cabos de conexão, entre outros.

Um motivo que talvez possa explicar a falta de uso comercial para os ZSC, que não foi considerado pelos autores de [131], é o fato de que o ZSI foi patenteado pelo seu inventor, Fang Z. Peng [16], o que certamente funciona como barreira para a exploração comercial. Curiosamente essa patente expira em 2023, uma vez que o prazo de proteção concedido ao inventor é de 20 anos e contado a partir da data do depósito do pedido junto ao instituto de patente.

Por fim, é conveniente mencionar o interesse acadêmico no conversor ZSI e nas topologias derivadas do modelo proposto por Peng em 2002 [10], até a data de conclusão deste trabalho. A Figura 6.1 mostra a evolução da publicação de artigos nas bases de dados do IEEE, IET, Springer, ScienceDirect e Energies, pesquisa realizada em dezembro de 2022, na qual pode-se concluir que apesar dos 20 anos da sua proposição, trata-se de um tema de interesse.

Figura 6.1 – Interesse acadêmico pelo conversor ZSI e topologias derivadas.



Fonte: Produção do próprio autor.

## 6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Após a conclusão deste trabalho de doutorado, ficam como sugestões para trabalhos futuros os seguintes temas:

1. Implementar outras estratégias de elevação de tensão, tais como o MBC, MCBC e ZSVM operando com SRF-VOC.
2. Implementar a reversão do fluxo de potência, para transformar o ZSI em um conversor bidirecional, viabilizando o uso de armazenadores de energia;
3. Alterar a estrutura do conversor para as configurações q-ZSI e Trans-Z e reaplicar as estratégias de controle.

## Referências Bibliográficas

- [1] B. Kroposki, C. Pink, R. DeBlasio, H. Thomas, M. Simões, P. Sen, “*Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems*,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 3, September 2010.
- [2] Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012.
- [3] T. Ackermann, G. Andersson, L. Soder, “*Distributed generation: a definition*,” Elsevier Electric Power Systems Research, no. 57, pp 195–204, 2001.
- [4] F. Blaabjerg, Z. Chen, S. Kjaer, “*Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 5, September 2004.
- [5] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. Ma, X. Wang, “*Power Electronics – The Key Technology for Renewable Energy System Integration*,” IEEE 4<sup>th</sup> International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Palermo, Italy, November 2015.
- [6] REN21, “Renewables 2021 – Global Status Report”, *online*, disponível em: <http://ren21.net>
- [7] T. Diniz, “*Expansão da Indústria de Geração Eólica no Brasil: Uma Análise à Luz da Nova Economia das Instituições*,” *online*, disponível em: <http://www.ipea.gov.br>
- [8] ANEEL/ABSOLAR, *online*, disponível em <http://www.absolar.org.br>
- [9] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, H. Thomas, “*Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems - Part I: Systems and Topologies*,” National Renewable Energy Laboratory, Technical Report NREL/TP-581-42672, March 2008.
- [10] F. Z. Peng, “*Z-source Inverter*,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, March/April 2003.
- [11] F.Z. Peng, “*Z-source Inverter*,” IEEE Industry Applications Conference, 37<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, 2002.
- [12] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, “*Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 699-716, February 2015.
- [13] R. J. B. Santana, “*Inversor de fonte de impedância para aplicações em fontes de energia renovável, Dissertação de Mestrado*” Universidade de Lisboa, Lisboa, 2013.
- [14] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, F. Blaabjerg, O. Ellabban, P. C. Loh, *Impedance Source Power Electronic Converters*, Wiley, 2016.
- [15] A. Florescu, O. Stocklosa, M. Teodorescu, C. Radoi, D.A. Stoichescu, S. Rosu, “*The Advantages, Limitations and Disadvantages of Z-Source Inverter*,” IEEE International Semiconductor Conference, pp. 483-486, 2010.

- [16] F. Z. Peng, "Impedance Source Converter," U.S. Patent 7,130,205 B2, Oct. 31, 2006.
- [17] J. Anderson, F. Z. Peng, "*Four Quasi-Z-Source Inverters*," IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), June 2008.
- [18] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, S. Yang, "*Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part II: Review of Control and Modulation Techniques*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1887-1906, April 2015.
- [19] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, "*Control System Design of Battery-Assisted Quasi-Z-Source Inverter for Grid-Tie Photovoltaic Power Generation*," IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 4, no. 4, pp. 994-1001, October 2013.
- [20] W. Qian, F. Z. Peng, H. Cha, "*Trans-Z-Source Inverters*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 12, pp. 3453-3462, December 2011.
- [21] R. Strzelecki, M. Adamowicz, N. Strzelecka, W. Bury, "*New Type T-Source Inverter*," 6th International Conference-Workshop - Compatibility and Power Electronics, Spain, pp. 191-195, May 2009.
- [22] H. Xu, F. Z. Peng, L. Chen, X. Wen, "*Analysis and Design of Bi-Directional Z-Source Inverter for Electrical Vehicles*," Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1252-1257, 2008.
- [23] J. Rabkowski, "*The bidirectional Z-source inverter for energy storage application*," IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [24] J. Zakis, D. Vinnikov, O. Husev, I. Rankis, "*Dynamic Behaviour of qZS-based Bi-directional DC/DC Converter in Supercapacitor Charging Mode*," IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2012.
- [25] M. Olszewski, "*Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicle*," Oak Ridge National Laboratory, Washington, D.C., Report FY2005, August 2005.
- [26] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, "*Control of a Bidirectional Z-Source Inverter for Electric Vehicle Applications in Different Operation Modes*," Journal of Power Electronics, vol. 11, no. 2, March 2011.
- [27] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, "*Control of a Bidirectional Z-Source Inverter for Hybrid Electric Vehicles in Motoring, Regenerative Braking and Grid Interface Operations*," IEEE Electrical Power & Energy Conference, 2010.
- [28] Y. Yu, Q. Zhang, B. Liang, X. Liu, S. Cui, "*Analysis of a Single-Phase Z-Source Inverter for Battery Discharging in Vehicle to Grid Applications*," Energies, pp. 2224-2235, vol. 4, December 2011.
- [29] D. Vilathgamuwa, X. Wang, K. Tseng, C. Gajanayake, "*Z-source Inverter Based Grid-interface For Variable-speed Permanent Magnet Wind Turbine Generators*," IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2008.



- [30] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, “*Capacitor Voltage Control Techniques of the Z-source Inverter: A Comparative Study*,” EPE Journal, vol. 21, no. 4, December 2011.
- [31] Q. V. Tran, T. W. Chun, J. R. Ahn, H. H. Lee, “*Algorithms for controlling both the DC boost and AC output voltage of Z-source inverter*,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 5, pp. 2745–2750, October 2007.
- [32] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh, “*Modeling and design of multi-loop closed loop controller for Z-source inverter for distributed generation*,” Proceeding of IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1–7, June 2006.
- [33] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, and F. Z. Peng, “*A direct peak DC-link boost voltage control strategy in Z-source inverter*,” Proceeding of IEEE Applications on Power Electronics Conference, pp. 648–653, March 2007.
- [34] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, F. Z. Peng, “*A PID control strategy for DC-link boost voltage in Z-source inverter*,” Proceeding of IEEE Application on Power Electronics Conference, pp. 1145–1148, March 2007.
- [35] J. Liu, S. Jiang, D. Cao, F. Z. Peng, “*A Digital Current Control of Quasi-Z-Source Inverter with Battery*,” IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 9, no. 2, May 2013.
- [36] A. Ayad, M. Hashem, C. Hacklt, R. Kennel, “*Proportional-Resonant Controller Design for Quasi-Z-Source Inverters with LC Filters*,” IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, October 2016.
- [37] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, F. Peng, “*A Direct DC-link Boost Voltage PID-like Fuzzy Control Strategy in Z-Source Inverter*,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, August 2008.
- [38] T. Wu, C. Chang, L. Lin, G. Yu, Y. Chang, “*DC-Bus Voltage Control with a Three-Phase Bidirectional Inverter for DC Distribution Systems*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, April 2013.
- [39] T. Vandoorn, B. Meersman, L. Degroote, B. Renders, L. Vandeveldel, “*A Control Strategy for Islanded Microgrids with DC-Link Voltage Control*,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 2, 2011.
- [40] P. Nascimento F., T. dos Santos Barros, M. Reis, M. Villalva, E. Ruppert F., “*Strategy for modeling a 3-phase grid-tie VSC with LCL filter and controlling the DC-link voltage and output current considering the filter dynamics*,” IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, July 2015.
- [41] S. Eren, M. Pahlevani, A. Bakhshai, P. Jain, “*An Adaptive Droop DC-Bus Voltage Controller for a Grid-Connected Voltage Source Inverter with LCL Filter*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, February 2015.
- [42] B. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2002.
- [43] N. Mohan, T. Underland, W. Robbins, Power Electronics Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, 1995.

- [44] M. Shen, F. Peng, “*Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter with Small Inductance or Low Power Factor*,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 89-96, January 2008
- [45] M. Hanif, M. Basu, K. Gaughan, “*Understanding the operation of a Z-source inverter for photovoltaic application with a design example*,” IET Power Electronics, vol. 4, iss. 3, pp. 278–287, 2011.
- [46] F. Peng, M. Shen, Z. Qian, “*Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, July 2005.
- [47] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Peng, L. Tolbert, D. Adams, “*Maximum Constant Boost Control of the Z-Source Inverter*,” IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, 2004.
- [48] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Peng, L. Tolbert, D. Adams, “*Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress*,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, pp. 770-778, May/June 2006.
- [49] F. Bradaschia, “*Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, 2012.
- [50] A. Abdelhakim, F. Blaabjerg, P. Mattavelli, “*Modulation Schemes of the Three-Phase Impedance Source Inverters - Part I: Classification and Review*,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 8, August 2018.
- [51] P. Loh, D. Vilathgamuwa, Y. Lai, G. Chua, Y. Li, “*Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters*,” IEEE Industry Applications Conference, 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, 2004.
- [52] D. Holmes, T. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice, IEEE Press - Wiley Interscience, 2003.
- [53] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, F. Peng, “*Overview of Space Vector Modulations for Three-Phase Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 2098-2107, April 2014.
- [54] S. Buso, P. Mattavelli, Digital Control in Power Electronics, Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [55] S. Yang, X. Ding, F. Zhang, F. Peng, Z. Qian, “*Unified Control Technique for Z-Source Inverter*,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2008.
- [56] E. Hendawi, F. Khater, A. Shaltout, “*Analysis, Simulation and Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Inverter*,” 9th International Conference on Applications of Electrical Engineering, March 2010.
- [57] M. Kubeitari, A. Alhusayn, M. Alnabar, “*Space Vector PWM Simulation for Three Phase DC/AC Inverter*,” International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 6, no.12, 2012.
- [58] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, “*Experimental Study of the Shoot-Through Boost Control Methods for the Z-Source Inverter*,” EPE Journal, vol. 21, no. 2, June 2011.

- [59] J. Jokipii, "Dynamic Characteristics of Grid-Connected Three-Phase Z-Source Inverter in Photovoltaic Applications," Tese de Doutorado, Tampere University of Technology, 2016.
- [60] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Peng, D. Adams, "Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1453–1463, July 2007.
- [61] IEEE Std. 519-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, March 2014.
- [62] IEEE Std. P1547-2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Standards Coordinating Committee 21.
- [63] G. M. Ruiz; N. Muñoz, J. B. Cano, "Modeling, analysis and design procedure of LCL filter for grid connected converters," IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications, 2015.
- [64] R. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, C. Bak, "A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, pp 54-69, 2016.
- [65] M. Huang, F. Blaabjerg, Y. Yang, W. Wu, "Step by Step Design of a High Order Power Filter for Three-Phase Three-Wire Grid-connected Inverter in Renewable Energy System," IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2013.
- [66] K. Ahmed, S. Finney, B. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," Journal of Electrical Power Quality and Utilization, vol. XIII, no. 2, 2007.
- [67] H. Cha, T. Vu, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter," Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2010.
- [68] X. Renzhong, X. Lie, Z. Junjun, D. Jie, "Design and Research on the LCL Filter in Three-Phase PV Grid-Connected Inverters," International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 5, No. 3, June 2013.
- [69] C. E. Almeida, "Controle de Corrente em Tempo Discreto e seus Efeitos Sobre o Amortecimento de filtros LCL em Retificadores PWM," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2010.
- [70] C. Bao, W. Li, X. Wang, X. Ruan, D. Yang, D. Pan, Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters, Springer Singapore, 2017.
- [71] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 2, pp. 1225-1232, March/April 2014.
- [72] R. D. Middlebrook, S. Čuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1976.

- [73] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer Nature Publisher, Third Edition, 2020.
- [74] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh, "Development of a Comprehensive Model and a Multiloop Controller for Z-Source Inverter DG Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2352-2359, August 2007.
- [75] J. Liu, J. Hu, L. Xu, "Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter – Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, No. 5, September 2007.
- [76] V. P. Galigekere, M. K. Kazimierczuk, "Small-Signal Modeling of Open-Loop PWM Z-Source Converter by Circuit-Averaging Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, No. 3, March 2013.
- [77] P. M. Anderson, A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*, IEEE Press, 2003.
- [78] N. Abdel-Rahim, J. E. Quaiçoe, "Modeling and analysis of a feedback control strategy for three-phase voltage-source utility interface systems," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 1994.
- [79] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, No. 11, November 2012.
- [80] M. G. Villalva, "Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica," *Tese de Doutorado*, Universidade Estadual de Campinas, 2010.
- [81] A. Aapro, "Modeling Dynamics of Photovoltaic Inverter with LCL-Type Grid Filter," *Dissertação de Mestrado*, Tampere University of Technology, 2014.
- [82] A. Yazdani, R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control and Applications*, John Wiley & Sons, 2010.
- [83] R. S. Kunte, W. Gao, "Comparison and review of islanding detection techniques for distributed energy resources," *IEEE 40th North American Power Symposium*, 2008.
- [84] A. F. Q. Gonçalves, "Sistema de Geração Distribuída Controlado em Tensão e Potência e Utilizado de Forma Isolada ou Conectada à Rede de Distribuição," *Tese de Doutorado*, Universidade de São Paulo, 2015.
- [85] A. N. Francees, "Advanced Control Techniques of Impedance Source Inverters for Distributed Generation Applications," *Tese de Doutorado*, Technischen Universität München, Munich, 2017.
- [86] M. S. C. de Carvalho, "Análise de Técnicas de Detecção de Ilhamento Ativas em Sistemas de Geração Distribuída Baseados em Inversores Fonte de Tensão," *Dissertação de Mestrado*, Universidade São Paulo, São Carlos, 2017.
- [87] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits," *International Power Electronics Conference*, Tokio, p. 1375-1386, 1983.

- [88] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, “*Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage elements*,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-20, March 1984.
- [99] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- [90] S. A. Zulkifli, “*Voltage Oriented Controller Using Dual Loops Control for Power Flow in Distributed Generation Network*,” IEEE 10<sup>th</sup> Asian Control Conference, September 2015.
- [91] E. Suhara, M. Nandakumar, “*Voltage Oriented Control of Three Phase PWM Rectifier with Bus Clamped Space Vector PWM*,” IEEE International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing, 2015.
- [92] R. Kadri, J. P. Gaubert, G. Champenois, “*An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control*,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 1, January 2011.
- [93] D. N. Zmood, D. G. Holmes, “*Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, No. 3, May 2003.
- [94] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, M. Savaghebi, J. E. Garcia, R. Teodorescu, “*Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters*,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, No. 4, April 2013.
- [95] M. Shahparasti, M. Mohamadian, A. Yazdian, A. A. Ahmad, M. Amini, “*Derivation of a Stationary-Frame Single-Loop Controller for Three-Phase Standalone Inverter Supplying Nonlinear Loads*,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, No. 9, September 2014.
- [96] C. Tarasantisuk, S. Kumsup, W. Piyarat, K. Witheepanich, “*Stationary frame current regulation using Proportional Resonant controller for single phase grid connected inverter*,” 13<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2016.
- [97] M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “*Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values*,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, January 2006.
- [98] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P.C. Loh, “*Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*,” IEEE Proceeding on Electronics Power Applications, Vol. 153, No. 5, September 2006.
- [99] M. Ebad, B-Mun Song, “*Improved design and control of proportional resonant controller for three-phase voltage source inverter*,” IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2012.

- [100] S. Tahir, J. Wang, M. Baloch, G. Kaloi, “*Digital Control Techniques Based on Voltage Source Inverters in Renewable Energy Applications: A Review*,” *Electronics*, Vol 7, No. 2, February 2018.
- [101] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, “*Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, October 2006.
- [102] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, “*Design and Implementation of a DSP Based Dual-Loop Capacitor Voltage Control of the Z-Source Inverter*,” *International Review of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 1, Jan-Feb. 2011.
- [103] K. Tsang, W. Chan, “*Decoupling controller design for Z-source inverter*”, *IET Power Electronics*, vol. 8, iss. 4, pp. 536–545, 2015.
- [104] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, Bin Cui, F. Z. Peng, “*A Direct Peak DC-link Boost Control Strategy for Z-Source Inverter*,” *IEEE Applied Power Electronics Conference*, February-March 2007.
- [105] Y. Tang, J. Wei, S. Xie, “*A New Direct Peak DC-link Voltage Control Strategy of Z-source Inverters*,” *25<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, February 2010.
- [106] G. Sen, M. Elbuluk, “*Voltage and Current Programmed Modes in Control of the Z-Source Converter*,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 2, pp. 680-687, March-April 2010.
- [107] O. Ellabban, J. Van Mierlo, P. Lataire, “*A DSP-Based Dual-Loop Peak DC-link Voltage Control Strategy of the Z-Source Inverter*,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 9, September 2012.
- [108] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang, “*Feedforward plus feedback control of the improved Z-source inverter*,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 2009.
- [109] V. T. Odaguiri, “*Modelagem e Estratégia de Controle do Inversor Fonte Z*”, *Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina*, 2018.
- [110] k. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, Pearson Education do Brasil, Quarta Edição, 2010.
- [111] D. N. Zmood, D. G. Holmes, G. Bode, “*Frequency domain analysis of three phase linear current regulators*,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 2, March-April 2001.
- [112] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, J. Allmeling, “*Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions*,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 2, March-April 2002.
- [113] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, 2011.

- [114] M. Kasmierkowski, F. Blaabjerg, R. Krishnan, *Control in Power Electronics, Selected Problems*, Elsevier Science, USA, 2002.
- [115] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, John Wiley & Sons, Inc, Canada 2011.
- [116] M. Zarif, M. Monfared, “*Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers*,” *Electrical Power and Energy Systems*, No. 64, July 2014.
- [117] J. Dannehl, C. Wessels, F. W. Fuchs, “*Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers with LCL Filters*,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 2, February 2009.
- [118] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, “*Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey*,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, October 1998.
- [119] J. P. Bonaldo, J. A. Pomilio, H. K. M. Paredes, “*Modelagem e Análise Dinâmica de Inversor Fonte de Tensão e Controladores de Droop*,” XX Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte, setembro 2014.
- [120] G. Hsieh, J. Hung, “*Phase-Locked Loop Techniques – A Survey*,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 6, December 1996.
- [121] X. Guo, W. Wu, H. Gu, “*Phase locked loop and synchronization methods for grid interfaced converters: a review*,” *Przeglad Elektrotechniczny*, No. 4, 2011.
- [122] M. K. Ghartemani, *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2014.
- [123] F. M. Gardner, *Phase Lock Techniques*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [124] L. R. Limongi, R. Bojoi, C. Pica, F. Profumo, A. Tenconi, “*Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications*,” *Power Conversion Conference – Nagoya*, 2007.
- [125] H. H. Figueira, H. L. Hey, L. Schuch, C. Rech, L. Michels, “*Brazilian Grid-Connected Photovoltaic Inverters Standards - A Comparison with IEC and IEEE*,” *IEEE 24<sup>th</sup> International Symposium on Industrial Electronics*, June 2015.
- [126] Norma ABNT Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, ABNT NBR 16149:2013.
- [127] Resolução Normativa nº 395/2009 da Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica.
- [128] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, R. Q. Machado, “*Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL*,” *Eletrônica de Potência*, Vol. 10, No. 1, julho 2005.
- [129] G. E. Mog, E. P. Ribeiro, “*One Cycle AC RMS Calculations for Power Quality Monitoring under Frequency Deviation*,” *IEEE 11<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power*, September 2004.

- [130] A. Emadi, *Advanced Electric Drive Vehicles*, CRC Press, Third Edition, 2017.
- [131] P. R. Tripathi, P. Thakura, R. K. Keshri, S. Ghosh, J. M. Guerrero, “*Twenty-Five Years of Single-Stage Buck–Boost Inverters - Development and Challenges*”, IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2022.
- [132] Semikron, SKM 100GB063D Superfast NPT-IGBT Module datasheet
- [133] AVX, FFVI6J2756K Medium Power Polypropylene Capacitor datasheet
- [134] Magmattec, Especificação de Indutores Toroidais
- [135] Epcos, CBB66 - Single Capacitor P2 Aluminum Can Oval datasheet, 2010
- [136] STMicroelectronics, STM32F303 Arm®-based Cortex®-M4 32b MCU+FPU, up to 256KB Flash+48KB SRAM, 4 ADCs, 2 DAC ch., 7 comp, 4 PGA, timers, 2.0-3.6 V datasheet
- [137] LEM, LV 25-P Voltage Transducer datasheet
- [138] LEM, LA 55-P Current Transducer datasheet
- [139] Semikron, SKPC22/2 Printed Circuit Board for SKHI 21A and SKHI 22A/B drivers datasheet
- [140] Semikron, SKHI 22 A/B(R) Hybrid Dual IGBT Driver datasheet
- [141] Industrial Fiber Optics, Inc., IF E96E Plastic Fiber Optic Red LED datasheet
- [142] Industrial Fiber Optics, Inc., IF D96F Plastic Fiber Optic Photologic Detector datasheet



# Apêndices

## A. Protótipo Experimental

### A.1 Objetivo do Protótipo

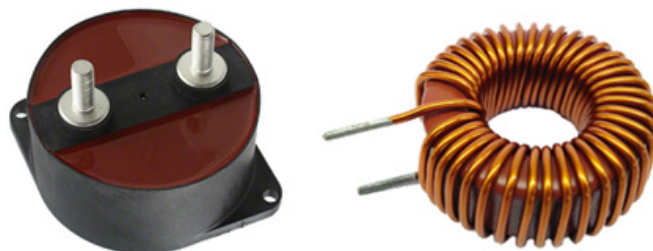
O protótipo experimental foi construído com o objetivo de validar as estratégias de controle propostas, tanto para operação no modo ilhado quanto no conectado.

### A.2 Descrição do Protótipo

O Apêndice A.3, Figura A.3.1, apresenta o diagrama elétrico detalhado do protótipo experimental, desde a entrada CC até a conexão com a rede. Neste sentido, a entrada CC identificada por +V0 e -V0, aceita tensões contínuas na faixa de 30 a 100V é seccionada pelo disjuntor bipolar CC DISJ\_1. O diodo do ZSI é implementado por um dos diodos internos ao módulo IGBT SKM100GB063D, fabricado pela Semikron [132], denominado no diagrama por CHAVE\_CC. O IGBT em antiparalelo com o diodo funciona como a chave ativa para uma possível reversão do fluxo de potência, a qual não foi explorada neste trabalho. Como fonte de entrada, foi utilizado uma fonte CC de alta capacidade de corrente, disponível no laboratório, com saída fixa em 34V.

A próxima etapa do circuito de potência é o filtro da malha Z, o qual foi implementado por capacitores CA de filme de polipropileno C1 e C2, fabricados pela AVX, adequados à operação de conversores chaveados, os quais possuem alta capacidade de surtos de tensão [133] e por indutores toroidais L1 e L2, fabricados pela Magmattec [134], ambos representados na Figura A.2.1.

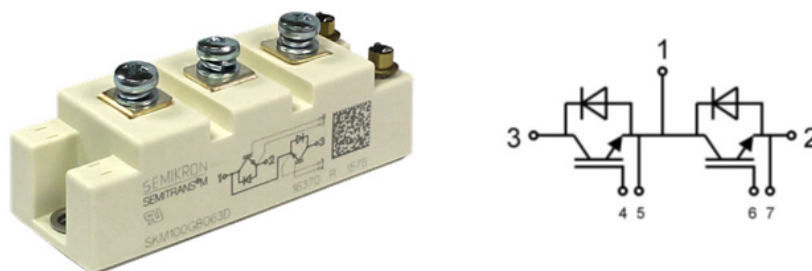
Figura A.2.1 – Elementos passivos da malha Z,  $C_z$  e  $L_z$  (imagens fora de escala).



Fonte: Adaptada de [133] e [134].

Após o filtro Z, a ponte inversora foi implementada por três módulos IGBT SKM100GB063D contendo cada módulo dois transistores IGBTs e dois diodos em antiparalelo, representados na Figura A.2.2. A Figura A.4.8 [132] traz as principais características deste dispositivo.

Figura A.2.2 – Módulo IGBT e diagrama de conexão interna.



Fonte: Adaptada de [132].

A jusante da ponte inversora encontra-se o filtro *LCL* de acoplamento com a rede, contendo seis indutores toroidais da Magmattec, sendo dois por fase e três capacitores CA, da série CBB66 [135], Figura A.2.3.

Figura A.2.3 – Capacitor CA de filme de propileno do filtro *LCL*.



Fonte: Adaptada de [135].

Após o filtro *LCL* encontra-se a carga local implementada por uma carga resistiva trifásica, ajustável de 50W a 5kW, Figura A.2.4, na sequência encontra-se o contator trifásico de acoplamento com a rede,  $K_2$ , no PAC. A jusante do contator foi adicionado um transformador isolador, TRAF01, com relação de transformação 1:2, potência nominal de 1,8kVA, sendo o primário e secundário conectados em estrela com centros acessíveis, Figura

A.2.5(a). Após o TRAF01 foi conectado um disjuntor trifásico, DISJ\_3, e após este um VARIAC autotransformador, TRAF02, Figura A.2.5(b), para compatibilização com a tensão da rede, caso necessário.

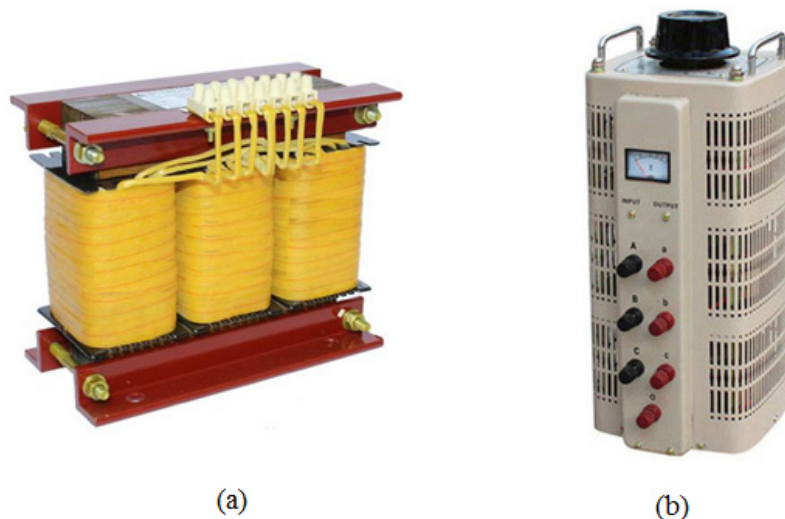
Figura A.2.4 – Carga local ajustável de 50W a 5kW.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para controlar o conversor ZSI fazem-se necessários circuitos eletrônicos para aquisição de sinais e controle. O Apêndice A.4 apresenta os diagramas elétricos de todas as placas eletrônicas do protótipo, sendo a principal aquela que hospeda o microcontrolador STM32H743, fabricado pela STMicroelectronics, para tanto foi utilizado o kit de desenvolvimento STM32F3 DISCOVERY [136], responsável pela conversão dos sinais analógicos de realimentação, por executar o *firmware* de controle do conversor e pela geração os pulsos de disparo dos IGBTs, Figura A.2.6.

Figura A.2.5 – Transformadores trifásicos, (a) para isolamento, (b) autotransformador para acoplamento com a rede (imagens fora de escala).



Fonte: Produção do próprio autor.

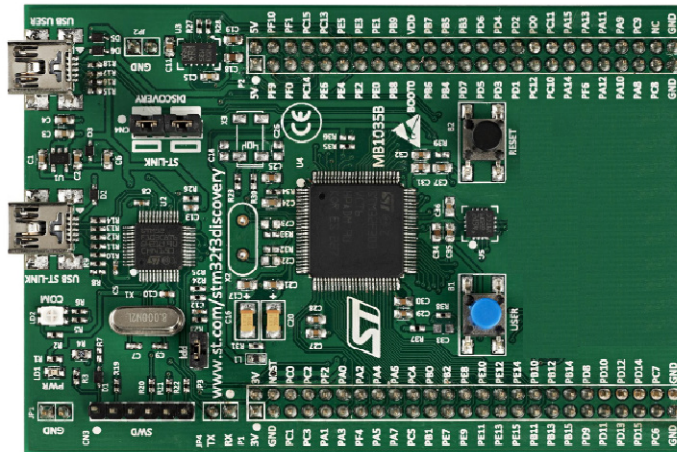
Cinco placas de condicionamento de sinais analógicos (CSA), com quatro canais cada, são utilizadas para medição de tensão e corrente, tanto no lado CC quanto no CA, identificadas por CAS1 - CSA5. Cada canal pode ser configurado como entrada de tensão ou corrente, dependendo do sensor montado. Os sinais medidos por cada placa estão indicados na Tabela A.2.1.

Tabela A.2.1 – Identificação dos sinais analógicos nas placas CSA.

CSA	Canal							
	A		B		C		D	
Sensor	Sinal	Sensor	Sinal	Sensor	Sinal	Sensor	Sinal	
1	LV25-P	$v_D$	LV25-P	$V_{Cz}$	LA55-P	$I_{Lz}$	LA55-P	$I_0$
2	LA55-P	$I_{1a}$	LA55-P	$I_{1b}$	LA55-P	$I_{1c}$	Reserva	-
3	LV25-P	$V_{Cfa}$	LV25-P	$V_{Cfb}$	LV25-P	$V_{Cfc}$	Reserva	-
4	LA55-P	$I_{ga}$	LA55-P	$I_{gb}$	LA55-P	$I_{gc}$	Reserva	-
5	LV25-P	$V_{an}$	LV25-P	$V_{bn}$	LV25-P	$V_{cn}$	Reserva	-

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.2.6 – Placa STM32F3 DISCOVERY que hospeda o MCU.



Fonte: Adaptada de [136].

A Figura A.2.7 representa uma das placas CSA, a qual foi desenvolvida pelo Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), a qual tem sido utilizada pelo grupo de pesquisa do Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LFAPE), do Departamento de Engenharia Elétrica (SEL) da EESC-USP. O Apêndice A.4, Figura A.4.1 fornece detalhes deste circuito.

Cada canal da placa CSA possui um circuito de condicionamento analógico, detalhado no Apêndice A.4, Figura A.4.1, cujos ganhos foram ajustados de acordo com os sinais a serem medidos, especificados na Tabela A.2.2.

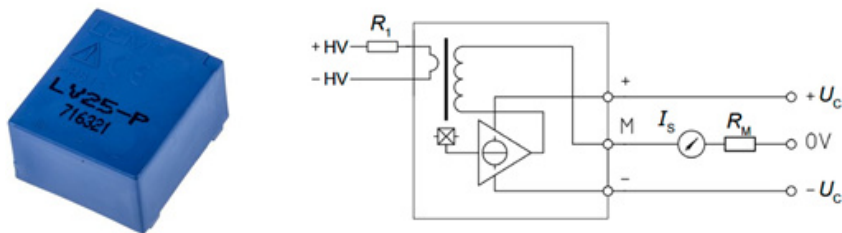
Figura A.2.7 – Placa de condicionamento de sinais analógicos (CSA).



Fonte: Produção do próprio autor.

Os sensores de tensão do tipo Hall, LV 25-P, fabricado pela LEM [137], são adequados para medir tensões na faixa de 10 a 500V, erro de linearidade menor que 0,2% e isolamento de 2,5kV. A Figura A.2.8 ilustra esse sensor.

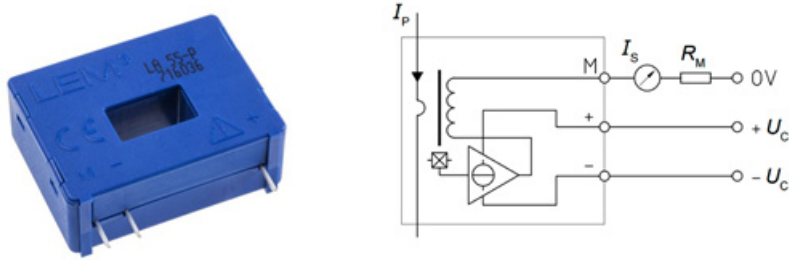
Figura A.2.8 – Sensor Hall para medição de tensão e diagrama de conexão.



Fonte: Adaptada de [137].

Os sensores de corrente do tipo Hall, LA 55-P, fabricado pela LEM [138], são adequados para medir correntes na faixa de 0 a 50A, erro de linearidade menor que 0,15% e isolamento de 2,5kV. A Figura A.2.9 ilustra esse sensor.

Figura A.2.9 – Sensor Hall para medição de corrente e diagrama de conexão.



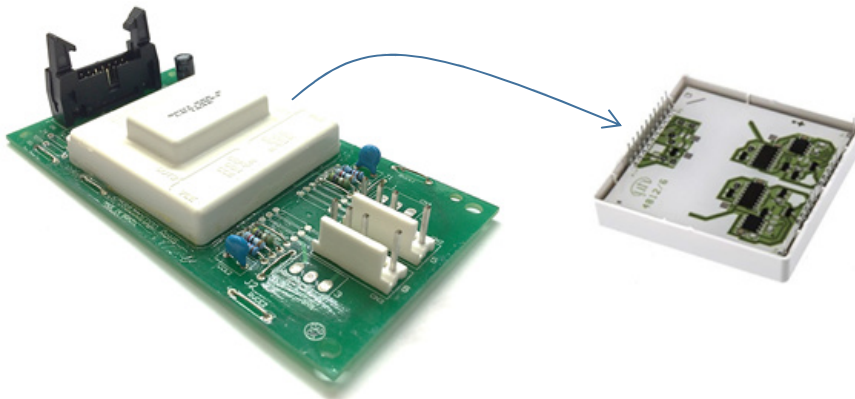
Fonte: Adaptada de [138].

Tabela A.2.2 – Ganho dos canais analógicos das placas CSA.

CSA	Canal							
	A		B		C		D	
Sinal	Ganho	Sinal	Ganho	Sinal	Ganho	Sinal	Ganho	
1	$v_D$	1/34 V/V	$V_{Cz}$	1/85 V/V	$I_{Lz}$	1/8,5 V/V	$I_0$	1/8,5 V/V
2	$I_{1a}$	1/5 V/A	$I_{1b}$	1/5 V/A	$I_{1c}$	1/5 V/A	-	-
3	$V_{Cfa}$	1/46 V/V	$V_{Cfb}$	1/46 V/V	$V_{Cfc}$	1/46 V/V	-	-
4	$I_{ga}$	1/5 V/A	$I_{gb}$	1/5 V/A	$I_{gc}$	1/5 V/A	-	-
5	$V_{an}$	1/46 V/V	$V_{bn}$	1/46 V/V	$V_{cn}$	1/46 V/V	-	-

Fonte: Produção do próprio autor.

Três placas para acionamento dos *gates* dos IGBTs da ponte inversora são utilizadas, uma para cada perna da ponte, SKH\_A, SKH\_B e SKH\_C, a referência do fabricante é SKHIPC22BR, fabricadas pela Semikron [139], representada na Figura A.2.10, a qual utiliza o módulo SKHI 22A/B(R), também fabricado pela Semikron [140].

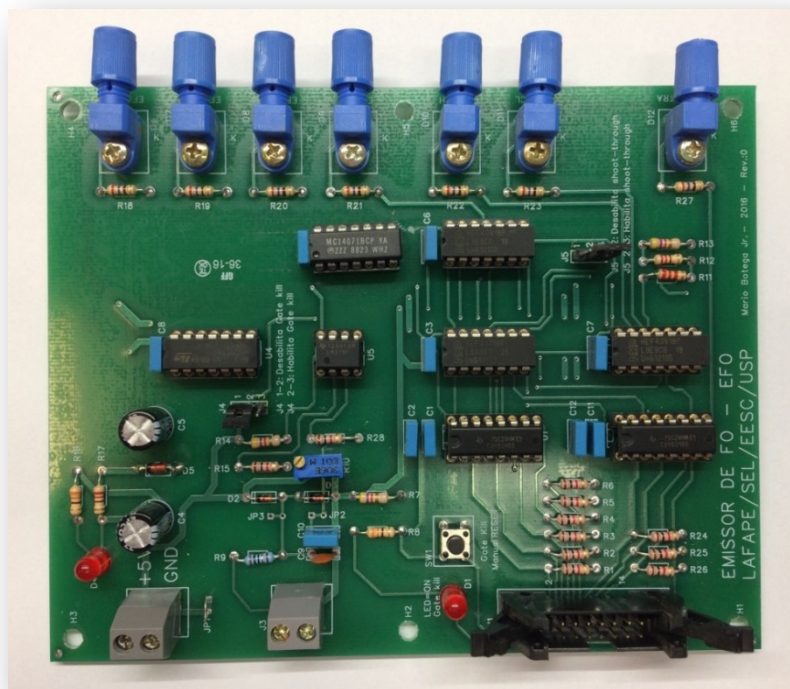
Figura A.2.10 – Placa de acionamento de *gate* dos IGBTs, SKHIPC22BR, com detalhe da parte inferior do módulo de disparo SKHI 22A/B(R).

Fonte: Adaptada de [139] e [140].

O módulo SKHI 22A/B(R) tem capacidade para acionar dois IGBTs, um no lado de baixo e outro no lado de cima da ponte inversora, com corrente média de saída de 40mA, corrente pulsada na saída até 8A, frequência de chaveamento até 50kHz, isolamento entre entrada e saída de 2,5kV, compatíveis com IGBTs com  $V_{CE}$  máximo de 1200V. Apêndice A.4, Figuras A.4.5 - A.4.7 fornecem detalhes deste circuito.

A interface entre a placa STM32F3 DISCOVERY e a placa de acionamento de *gate* dos IGBTs é feita por meio de duas outras placas. A primeira placa de interface digital, EFO, representada na Figura A.2.11, desenvolvida no LAFAPE, cujo circuito está detalhado no Apêndice A.4, Figura A.4.2, a qual insere o sinal de *Shoot Through* no sinal do PWM gerado pelo MCU. Outra função da EFO é funcionar como um emissor de fibra óptica, por meio do LED IF-E96E, o qual emite luz visível com comprimento de onda de 645nm [141]. Em função da distância entre o MCU e as placas de acionamento dos *gates* dos IGBT optou-se por transmitir os sinais de disparo via fibra óptica.

Figura A.2.11 – Placa interface digital EFO.

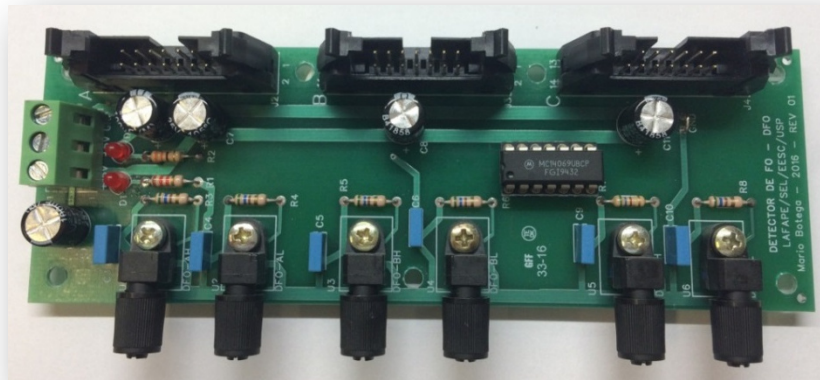


Fonte: Produção do próprio autor.

A segunda placa de interface digital, DFO, representada na Figura A.2.12, também desenvolvida no LAFAPE, cujo circuito está detalhado no Apêndice A.4, Figura A.4.3. O objetivo desta placa é receber o sinal óptico da fibra e convertê-lo para elétrico por meio do

fotodetector IF-D96F [142]. O Apêndice A.5 mostra o painel completo do conversor ZSI, nas Figuras A.5.1 e A.5.2. A saída da placa DFO é conectada em três placas SKHIPC22BR, uma para cada braço da ponte inversora. A conexão entre o MCU gerador dos sinais PWM e os *gate drivers* por meio de fibra óptica aumenta a imunidade a ruído do conversor bem como aumenta a segurança elétrica entre os estágios de controle e potência.

Figura A.2.12 – Placa interface digital DFO.



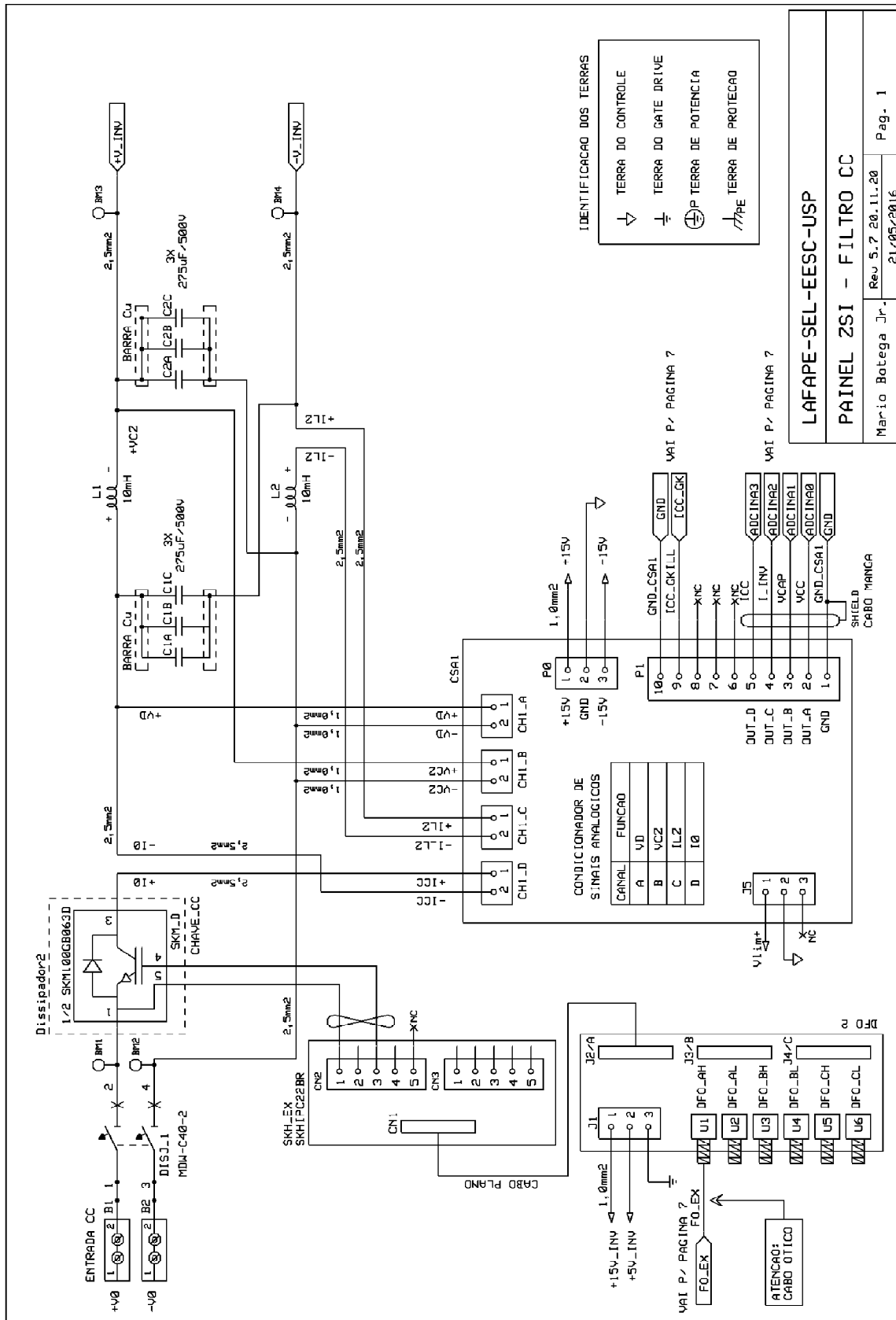
Fonte: Produção do próprio autor.



### **A.3 Diagrama Elétrico do Protótipo Experimental**

A seguir será apresentado o esquema elétrico do protótipo experimental construído para validar os resultados teóricos.

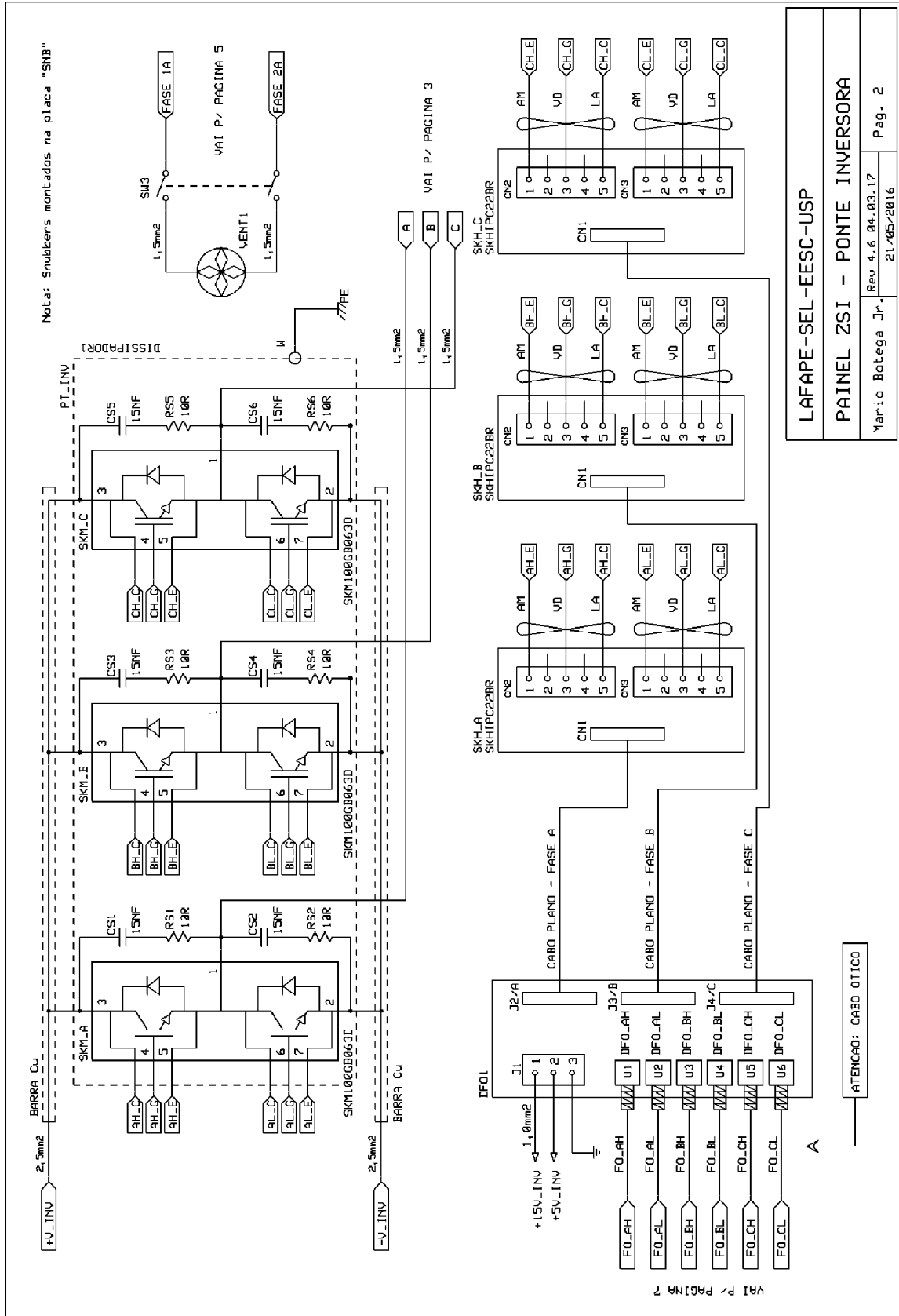
Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental.



LAFAPE-SEL-EESC-USP  
 PAINEL ZSI - FILTRO CC  
 Mario Bottega Jr.  
 Rev 5.7 20.11.20  
 21/05/2016  
 Pag. 1

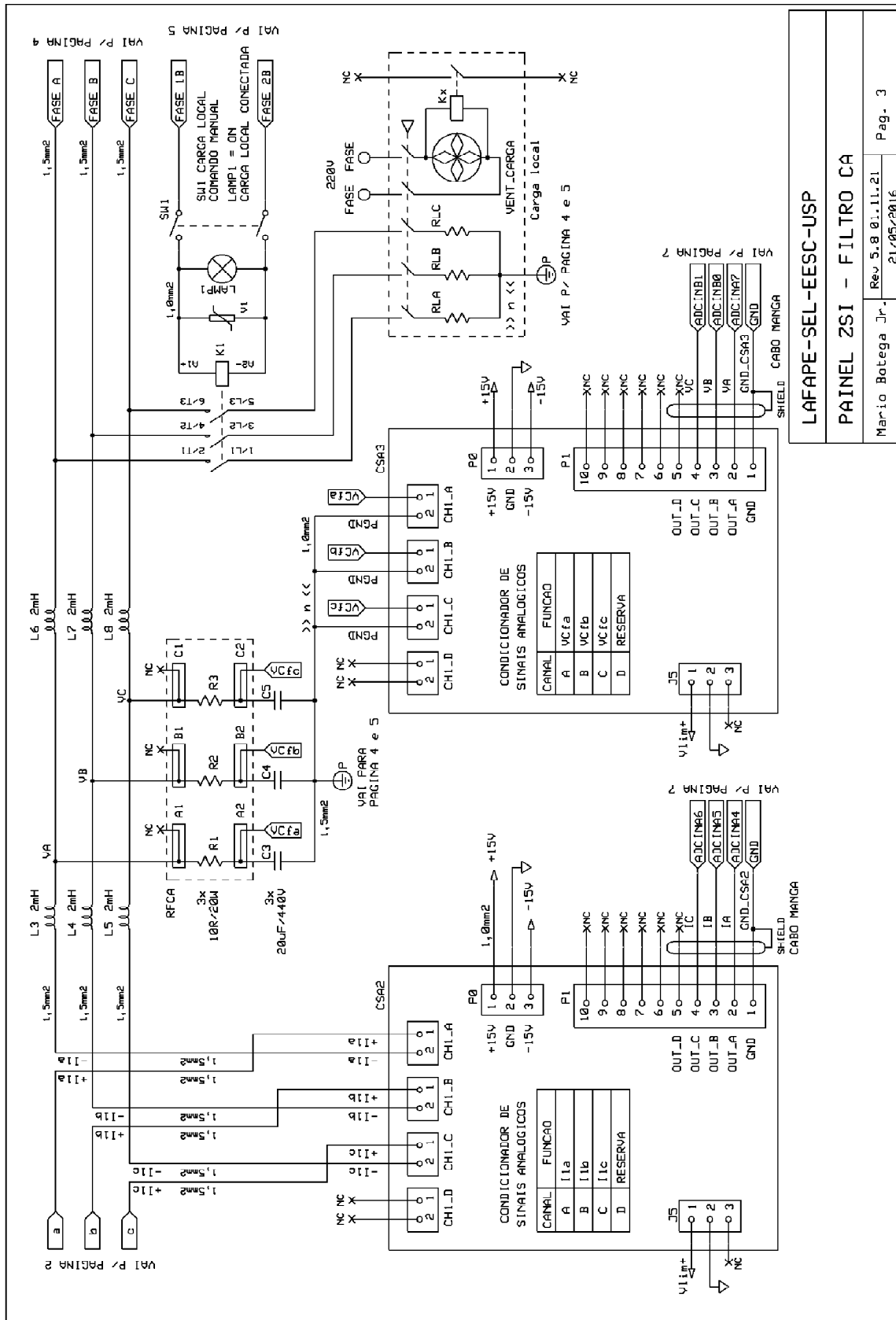
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

LAFAPE-SEL-EESC-USP

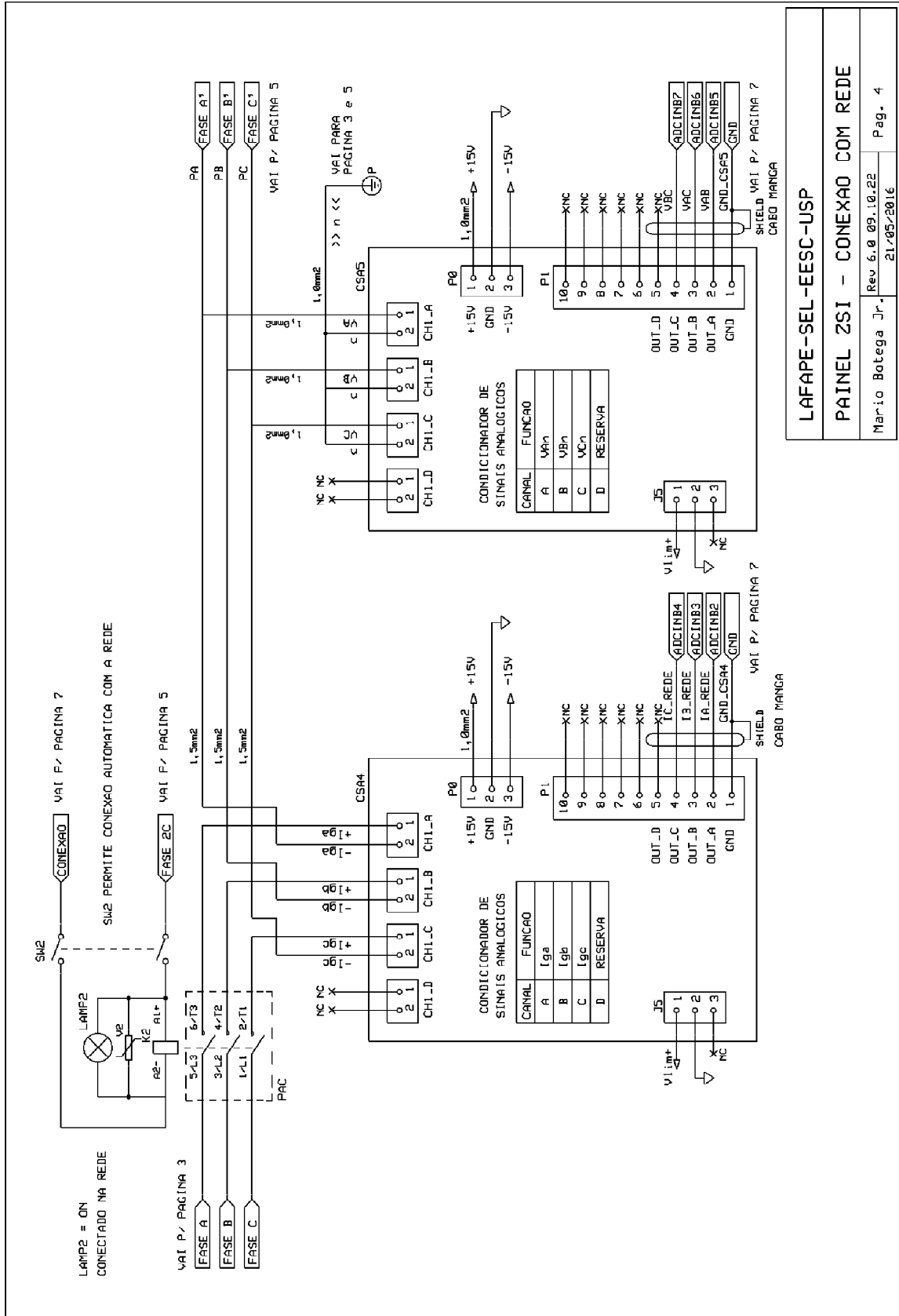
PAINEL ZSI - FILTRO CA

Rev. 5.8 01.11.21  
21/05/2016

Pag. 3

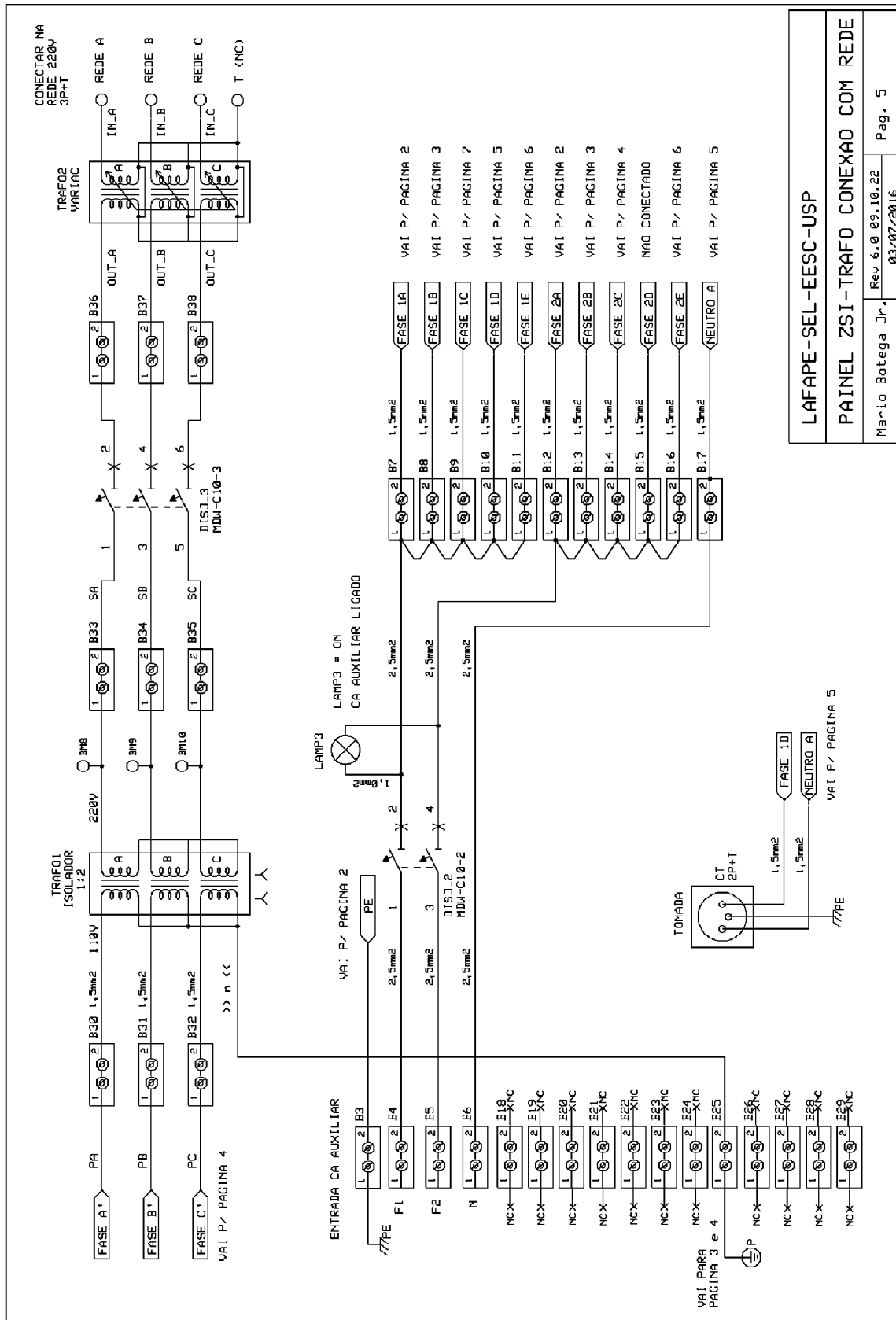
Mario Botega Jr.

Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

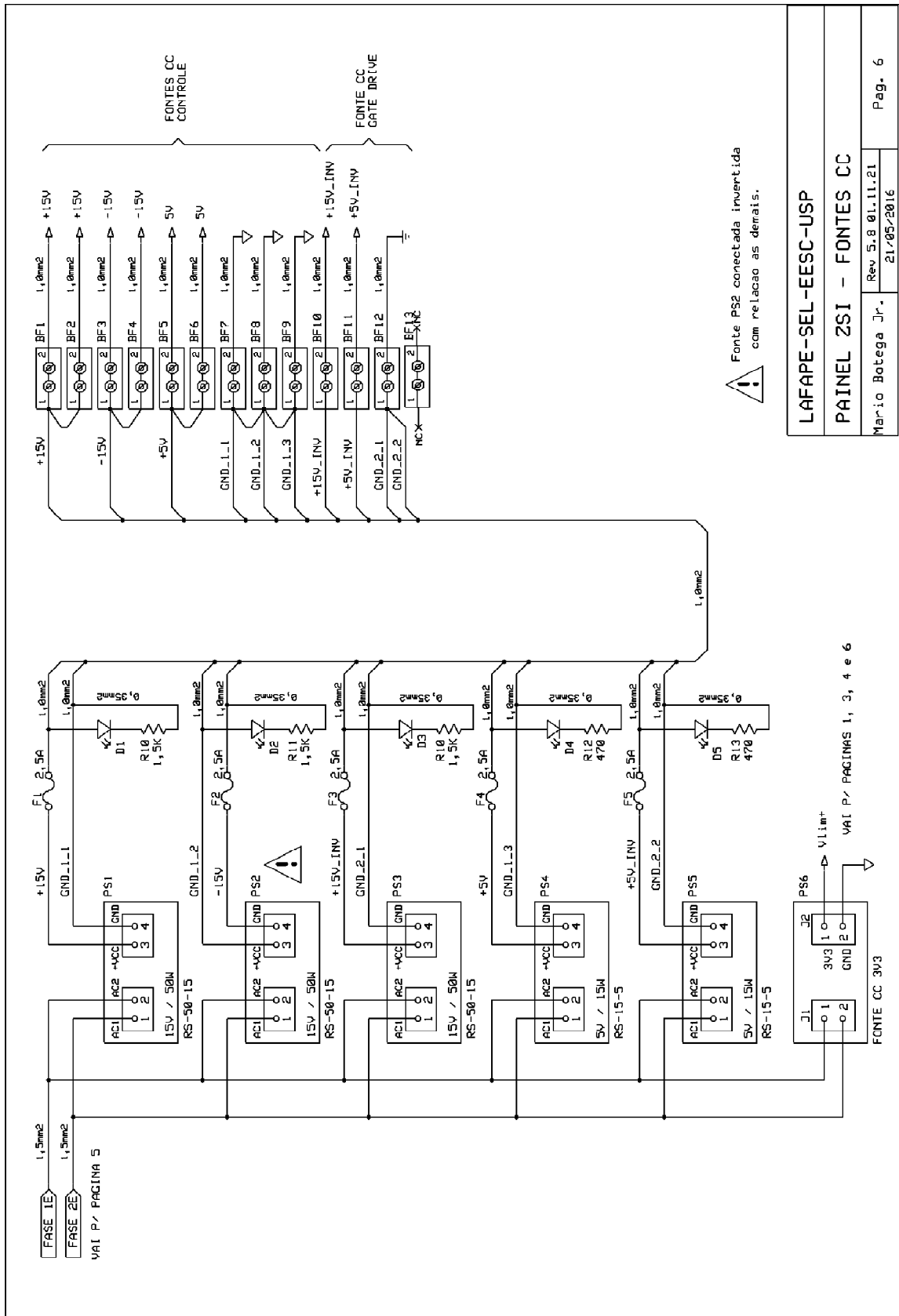
Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



<b>LAFAPE-SEL-EESC-USP</b>	
<b>PAINEL ZSI-TRAFO CONEXÃO COM REDE</b>	
Mario Bottega Jr.	Rev. 6.0 09.10.22
	03/07/2016
	Pag. 5

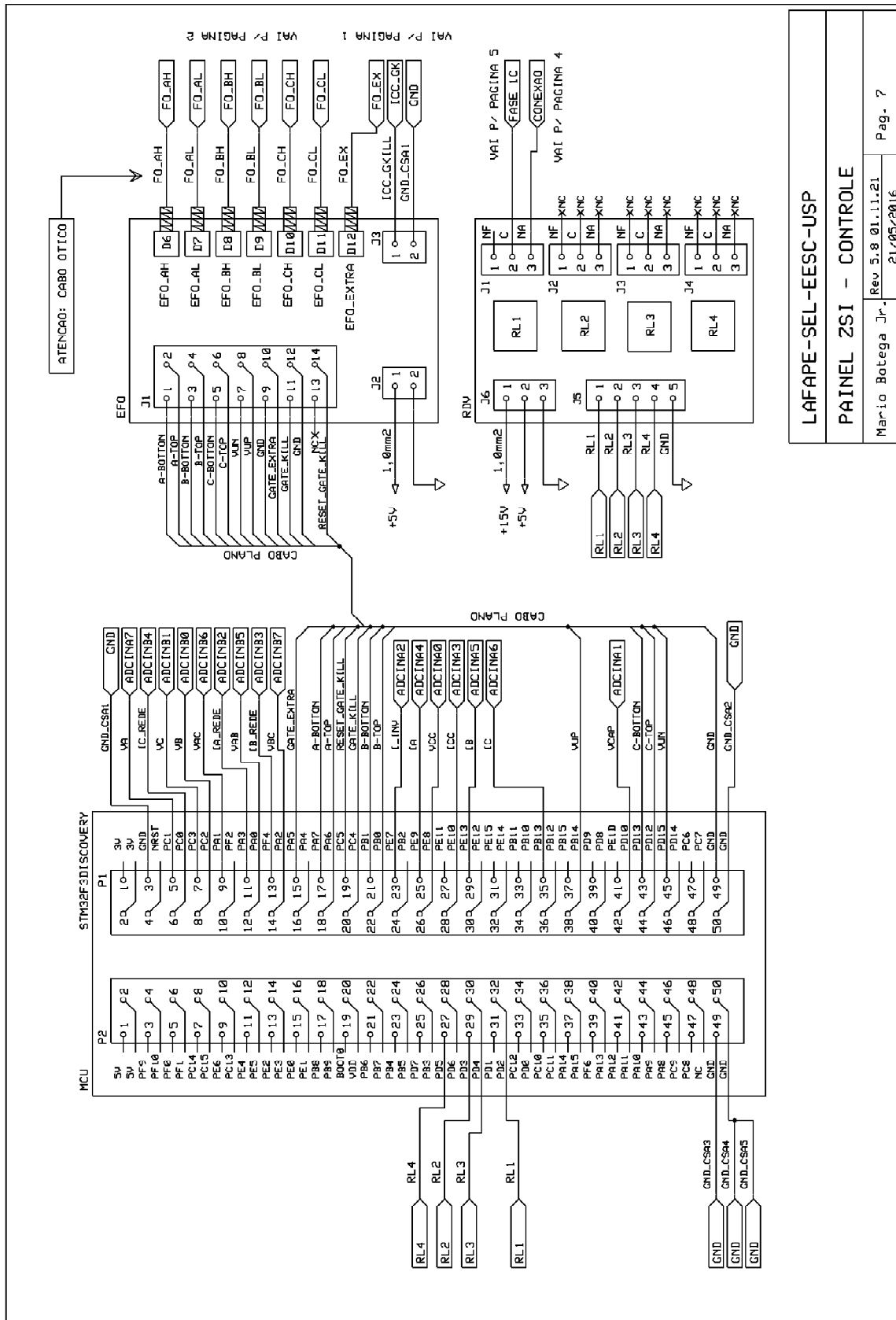
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.3.1 – Diagrama esquemático do protótipo experimental, continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

LAFAPE-SEL-EESC-USP  
PAINEL ZSI - CONTROLE  
Mario Botega Jr. Rev 5.8 01.11.21 Pag. 7  
21/05/2016

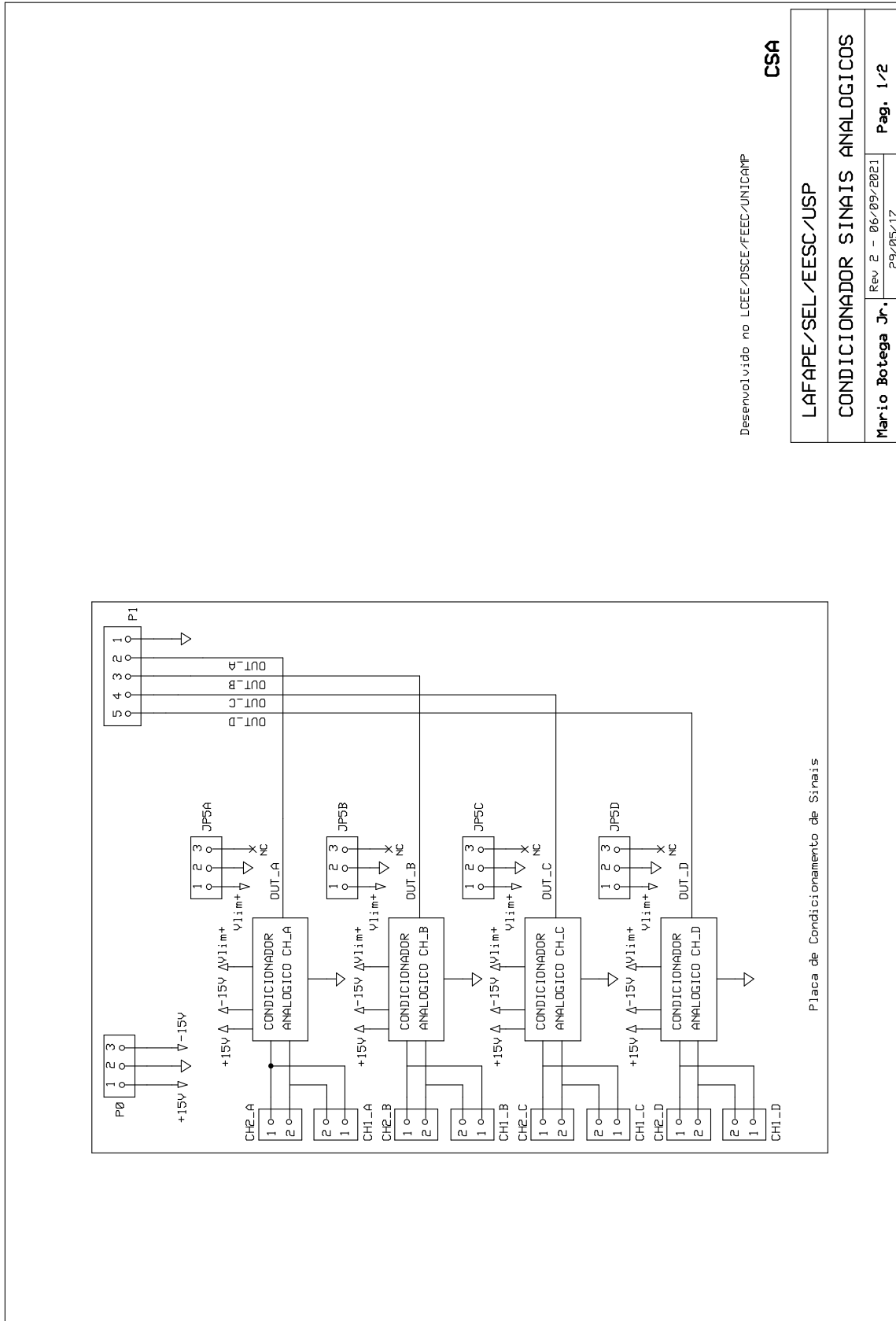


#### A.4 Diagramas Elétricos das Placas Eletrônicas

Algumas placas eletrônicas foram desenvolvidas, ou adquiridas, para a construção do protótipo do ZSI, são elas:

CSA	Condicionador de Sinais Analógicos
EFO	Emissor de Fibra Óptica
DFO	Detector de Fibra Óptica
RDV	Relé <i>Drive</i>
SKH	IGBT <i>Drive</i>
MCU	<i>Micro Controller Unit</i> [136]

Figura A.4.1 – Diagrama esquemático do Condicionador de Sinais Analógicos (CSA).



Desenvolvido no LCEE/DSCE/FEEC/UNICAMP

**CSA**

LAFAPE/SEL/EEESC/USP

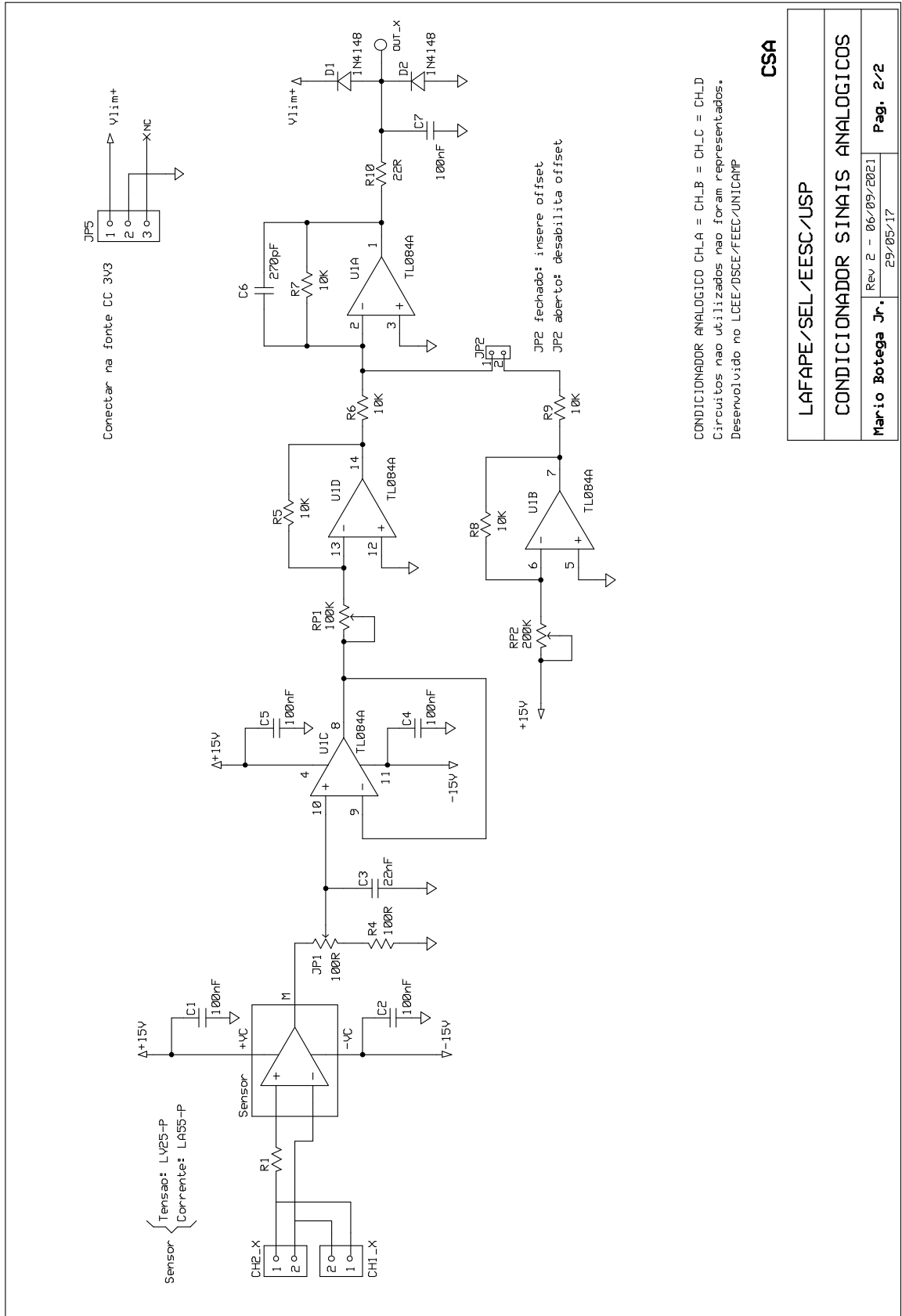
CONDICIONADOR SINAIS ANALOGICOS

Mario Botega Jr.	Rev 2 - 06/09/2021
	29/05/17

Pag. 1/2

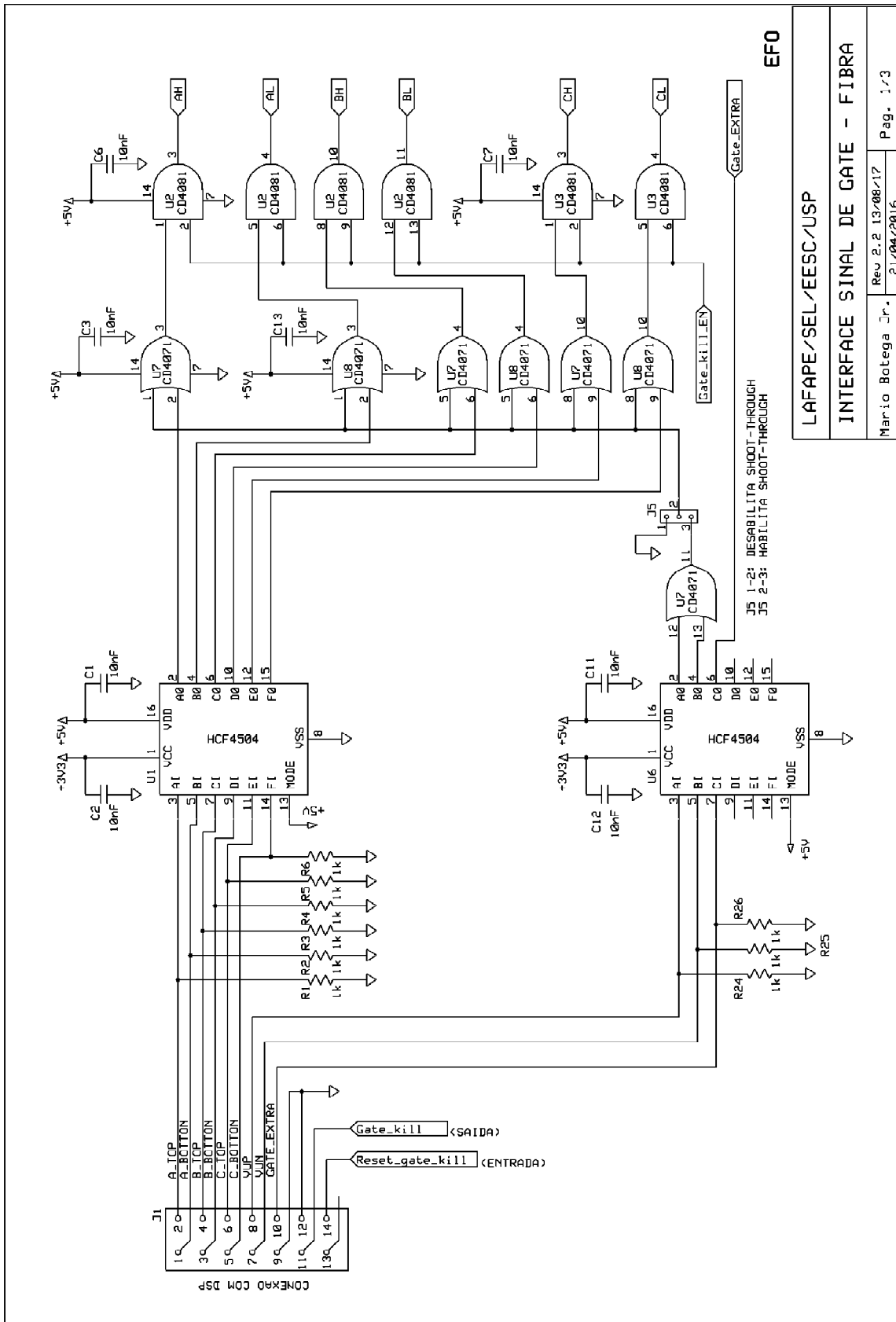
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.1 - Diagrama esquemático do Condicionador de Sinais Analógicos (CSA), continuação.



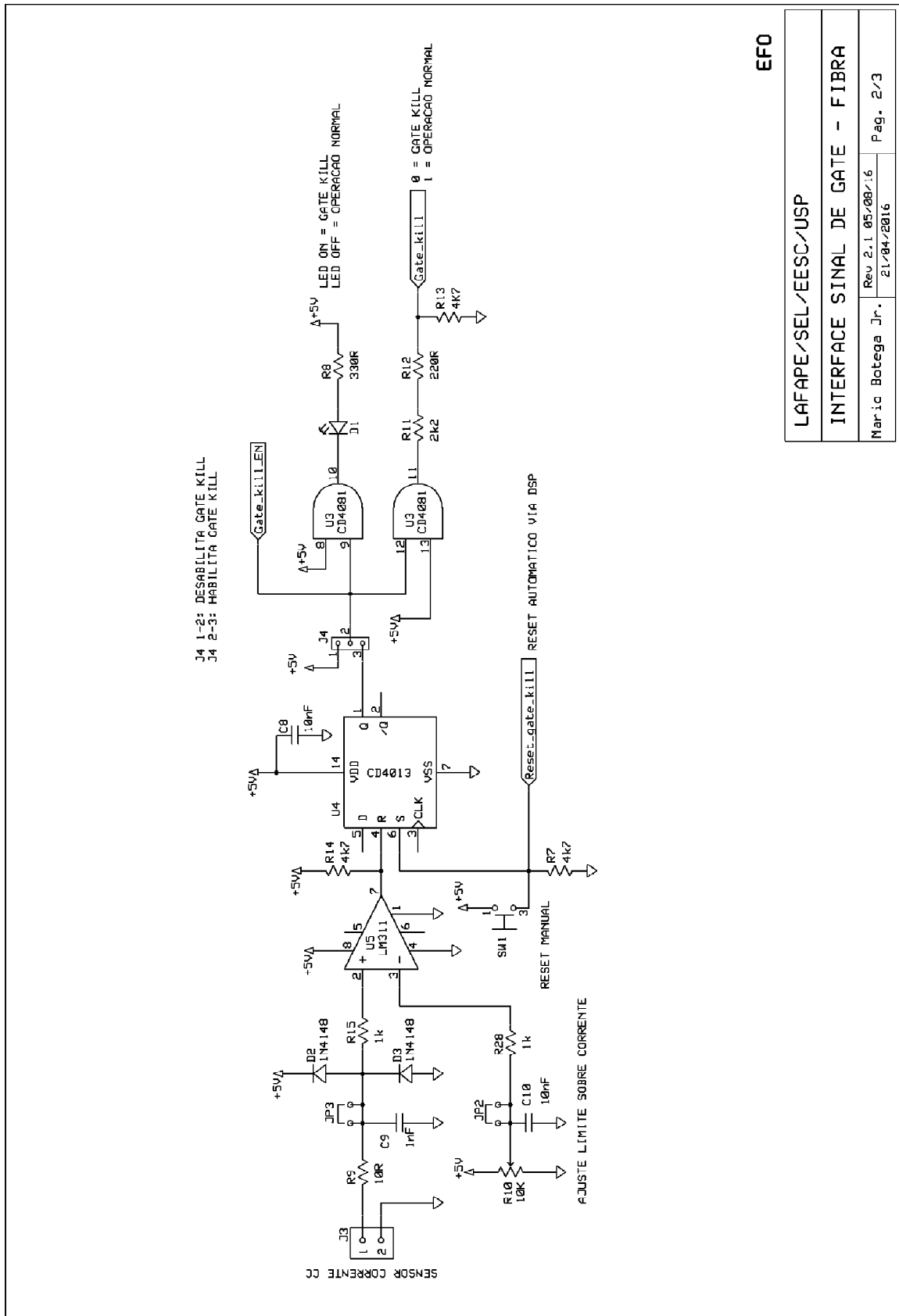
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.2 - Diagrama esquemático do Emissor de Fibra Óptica (EFO).



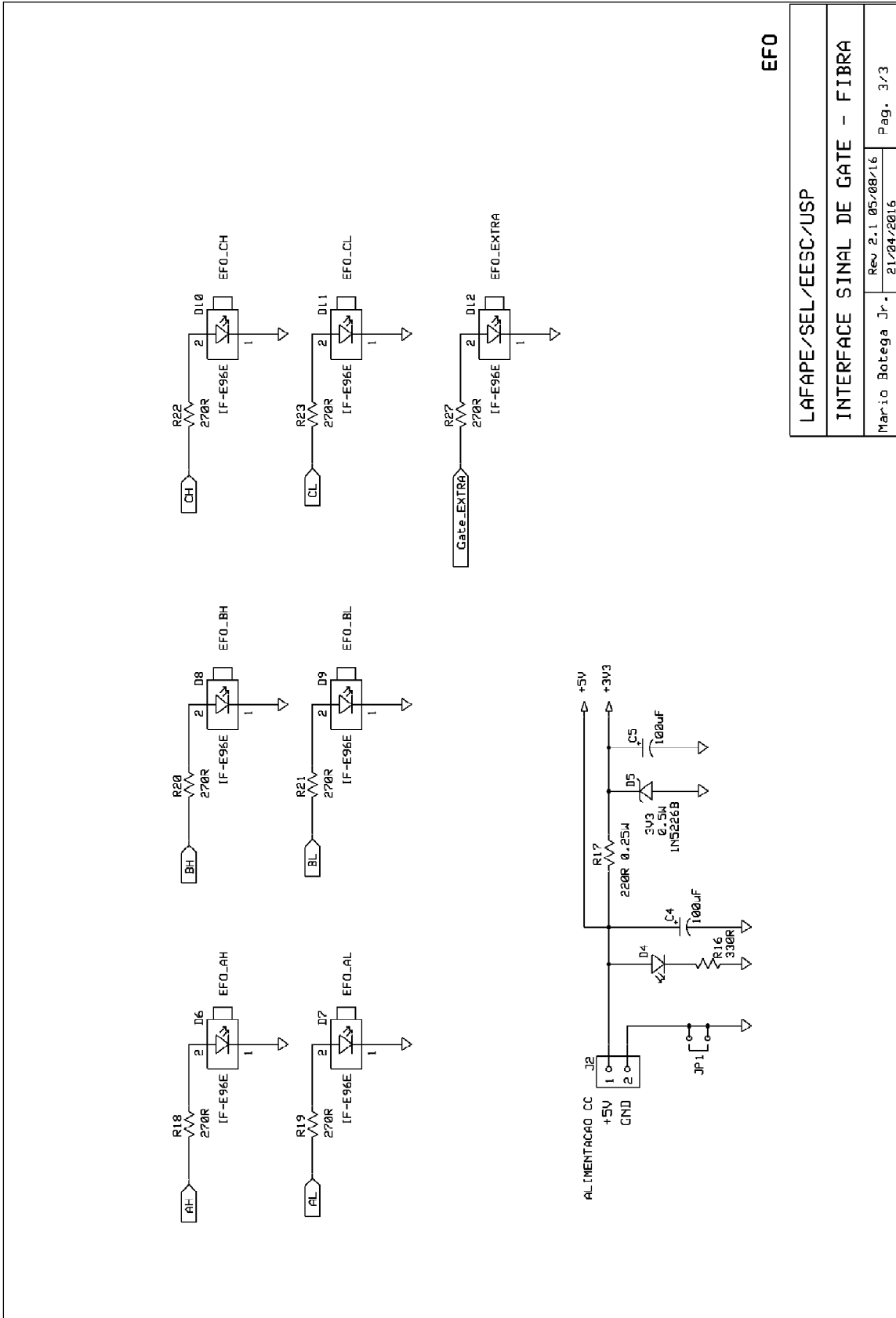
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.2 - Diagrama esquemático do Emissor de Fibra Óptica (EFO), continuação.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.2 - Diagrama esquemático do Emissor de Fibra Óptica (EFO), continuação.

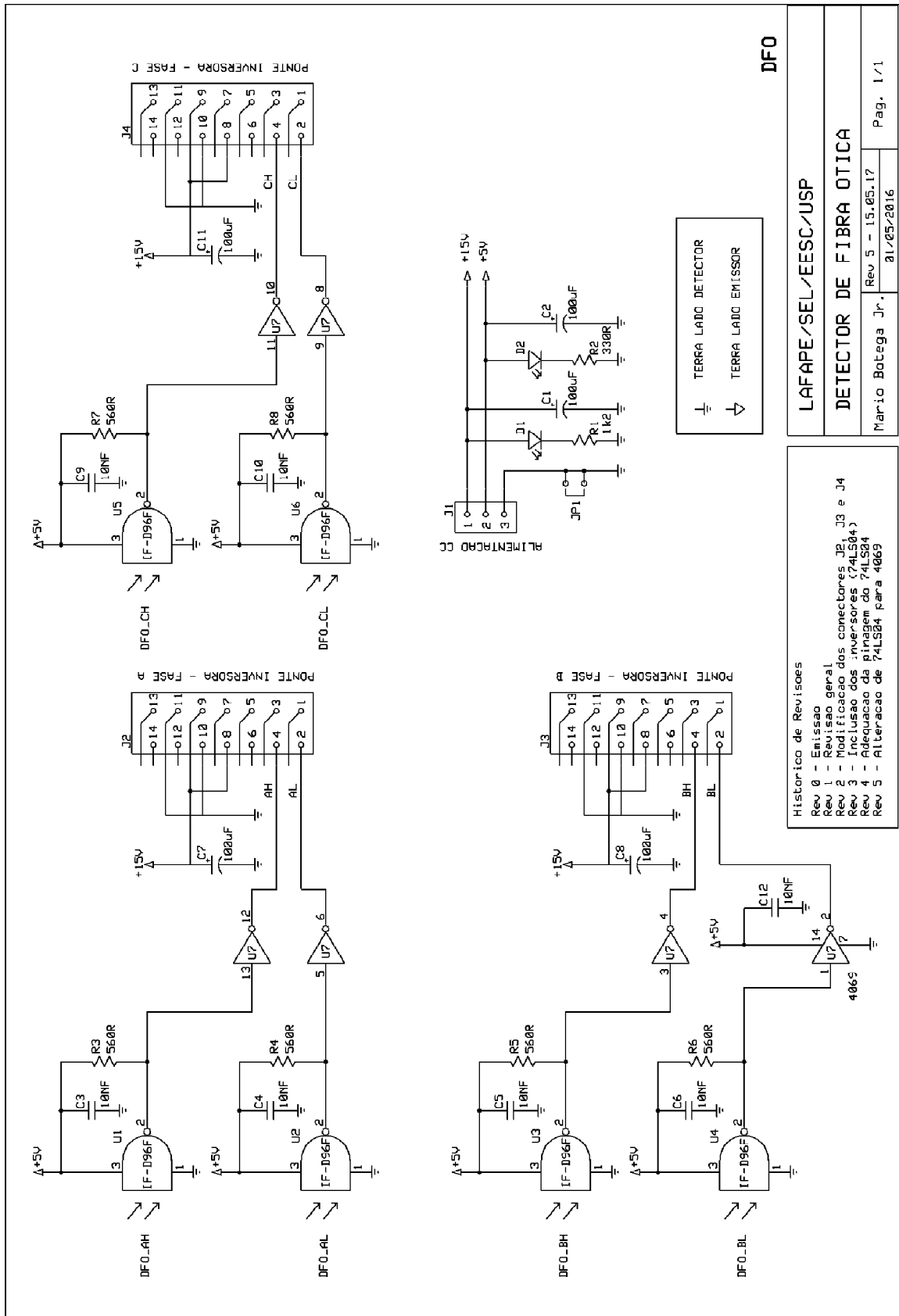


EFO

LAFAPE/SEL/EESC/USP	
INTERFACE SIGNAL DE GATE - FIBRA	
Mario Botega Jr.	Rev 2.1 05/08/16
	21/04/2016
	Pag. 3/3

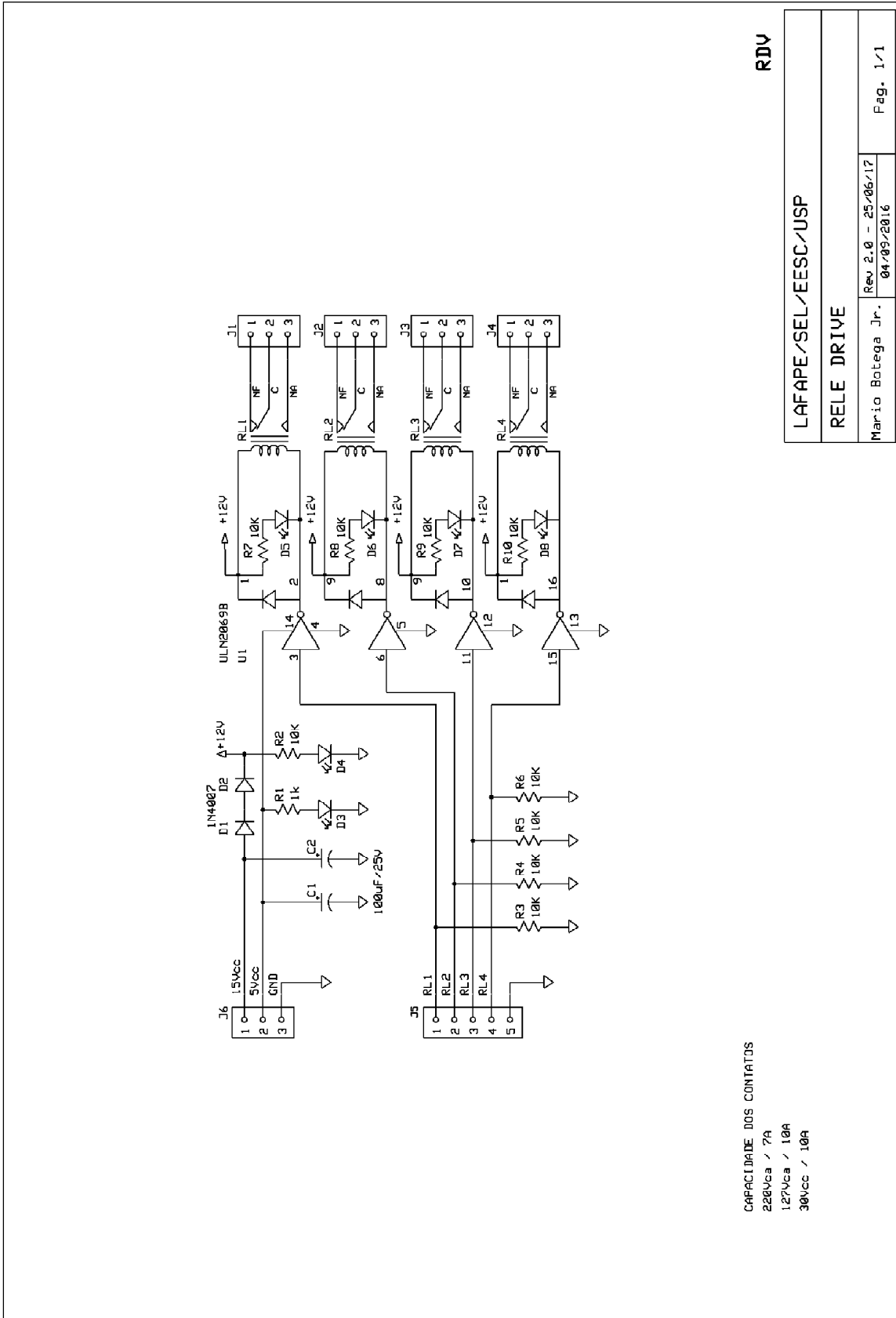
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.3 - Diagrama esquemático do Detector de Fibra Óptica (DFO).



Fonte: Produção do próprio autor.

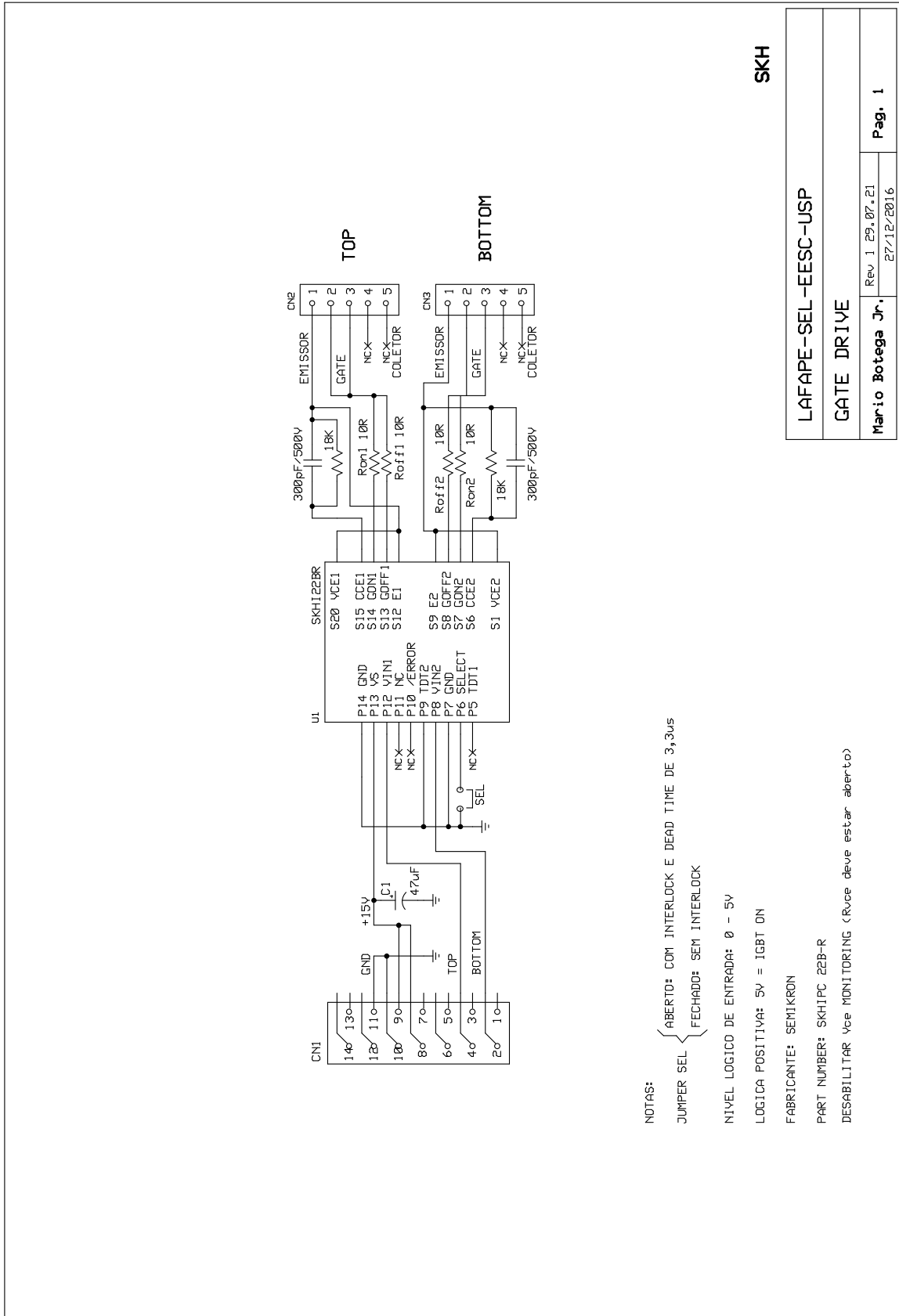
Figura A.4.4 - Diagrama esquemático do acionador de relés (RDV).



Fonte: Produção do próprio autor.



Figura A.4.5 - Diagrama esquemático do acionador de gate dos IGBTs (SKH).



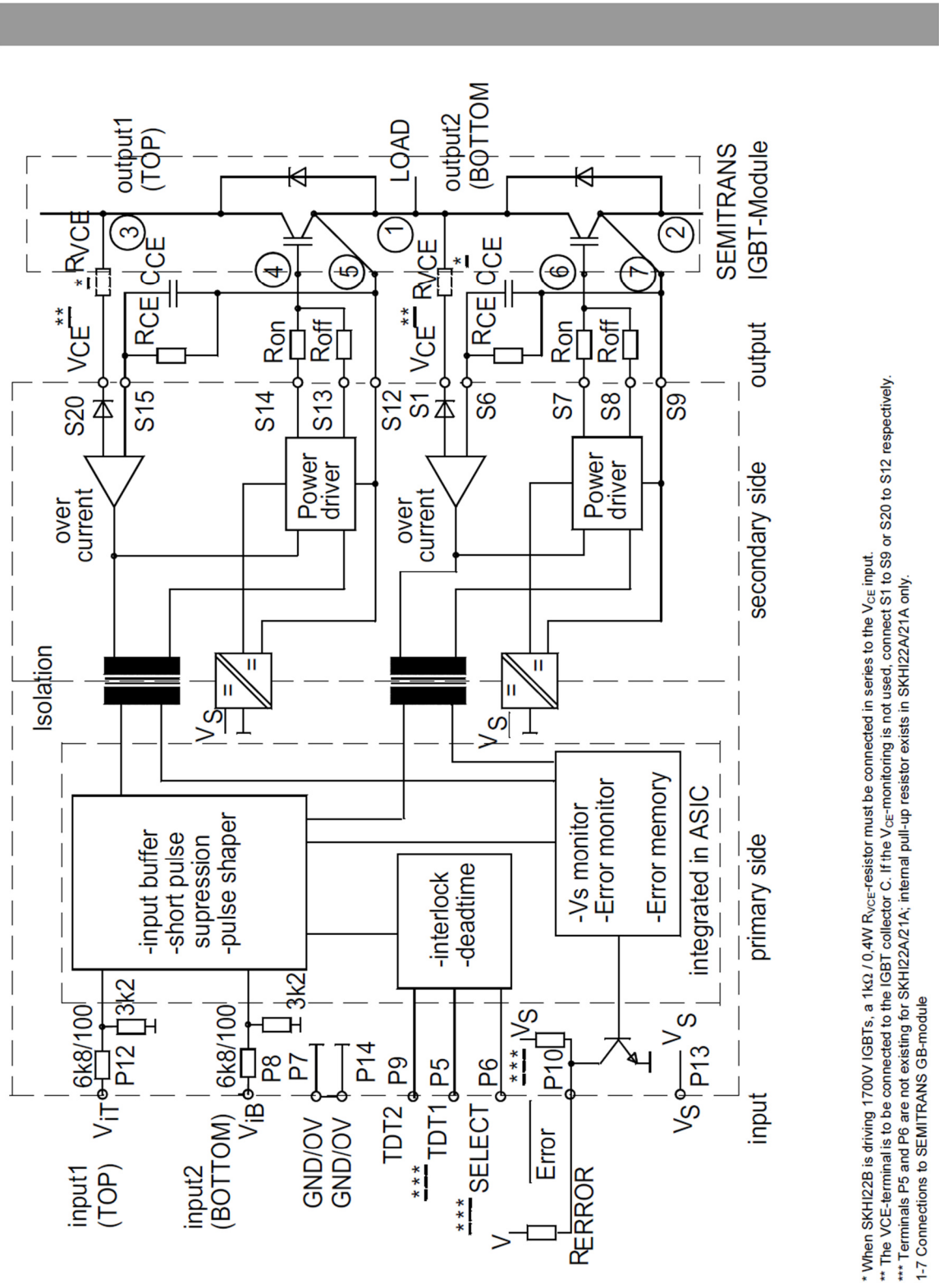
NOTAS:  
 JUMPER SEL { ABERTO: COM INTERLOCK E DEAD TIME DE 3,3us  
 FECHADO: SEM INTERLOCK  
 NIVEL LOGICO DE ENTRADA: 0 - 5V  
 LOGICA POSITIVA: 5V = IGBT ON  
 FABRICANTE: SEMIKRON  
 PART NUMBER: SKH1PC 22B-R  
 DESABILITAR Vce MONITORING (Rvce deve estar aberto)

SKH

LAFAPE-SEL-EESC-USP	
GATE DRIVE	
Mario Botega Jr.	Pag. 1
Rev. 1 29.07.21	27/12/2016

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.4.6 - Diagrama interno do módulo de disparo SKHI 22A/B(R) e circuito de conexão típico.



Fonte: Adaptada de [139].

Figura A.4.7 - Especificação do módulo de disparo SKHI 22A/B(R).

## SKHI 22 A / B (R) ...



SEMIDRIVER™

## Hybrid Dual IGBT Driver

## SKHI 22 A / B (R)

Preliminary Data

## Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22B has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by  $V_{CE}$  monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch / output

## Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial applications

1) see fig. 6

2) At  $R_{CE} = 18 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{CE} = 330 \text{ pF}$ 

## Absolute Maximum Ratings

Symbol	Conditions	Values	Units
$V_S$	Supply voltage prim.	18	V
$V_{IH}$	Input signal volt. (High) SKHI 22A	$V_S + 0,3$	V
	SKHI 22B	$5 + 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	40	mA
$f_{max}$	max. switching frequency	50	kHz
$V_{CE}$	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1200	V
$dv/dt$	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ $\mu$ s
$V_{isolIO}$	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	2500	Vac
$V_{isol12}$	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
$R_{Gonmin}$	Minimum rating for $R_{Gon}$	3	$\Omega$
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for $R_{Goff}$	3	$\Omega$
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 <sup>1)</sup>	$\mu$ C
$T_{op}$	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
$T_{stg}$	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

## Characteristics

 $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_S$	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
$I_{SO}$	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
$V_i$	Input signal voltage SKHI 22A on/off		15 / 0		V
	SKHI 22B on/off		5 / 0		V
$V_{IT+}$	Input threshold voltage (High) SKHI 22A	10,9	11,7	12,5	V
	SKHI 22B	3,5	3,7	3,9	V
$V_{IT-}$	Input threshold voltage (Low) SKHI 22A	4,7	5,5	6,5	V
	SKHI 22B	1,5	1,75	2,0	V
$R_{in}$	Input resistance SKHI 22A		10		k $\Omega$
	SKHI 22B		3,3		k $\Omega$
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
$R_{GE}$	Internal gate-emitter resistance		22		k $\Omega$
$f_{ASIC}$	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(err)}$	Error input-output propagation time		0,6		$\mu$ s
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		9		$\mu$ s
$t_{TD}$	Top-Bot Interlock Dead Time SKHI 22A	3,3		4,3	$\mu$ s
	SKHI 22B		no interlock	4,3	$\mu$ s
$V_{CEsat}$	Reference voltage for $V_{CE}$ -monitoring		5 <sup>2)</sup>	10	V
$C_{ps}$	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40^{\circ}\text{C}$		2,0		$10^6 \text{ h}$
w	weight		45		g

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

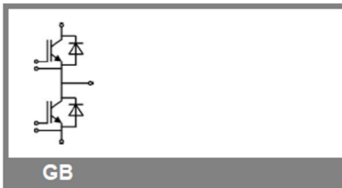
Figura A.4.8 - Especificação do módulo de IGBT SKM100GB63D.

**SKM 100GB063D****SEMITRANS® 2****Superfast NPT-IGBT Module****SKM 100GB063D****Features**

- N channel, homogeneous Silicon structure (NPT- Non punch through IGBT)
- Low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting if term. G is clamped to E
- Pos. temp.-coeff. of  $V_{CEsat}$
- Very low  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$ ,  $C_{res}$
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper Bonding Technology without hard mould
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

**Typical Applications\***

- Switching (not for linear use)
- Switched mode power supplies
- UPS
- Three phase inverters for servo / AC motor speed control
- Pulse frequencies also above 10 kHz

**GB**

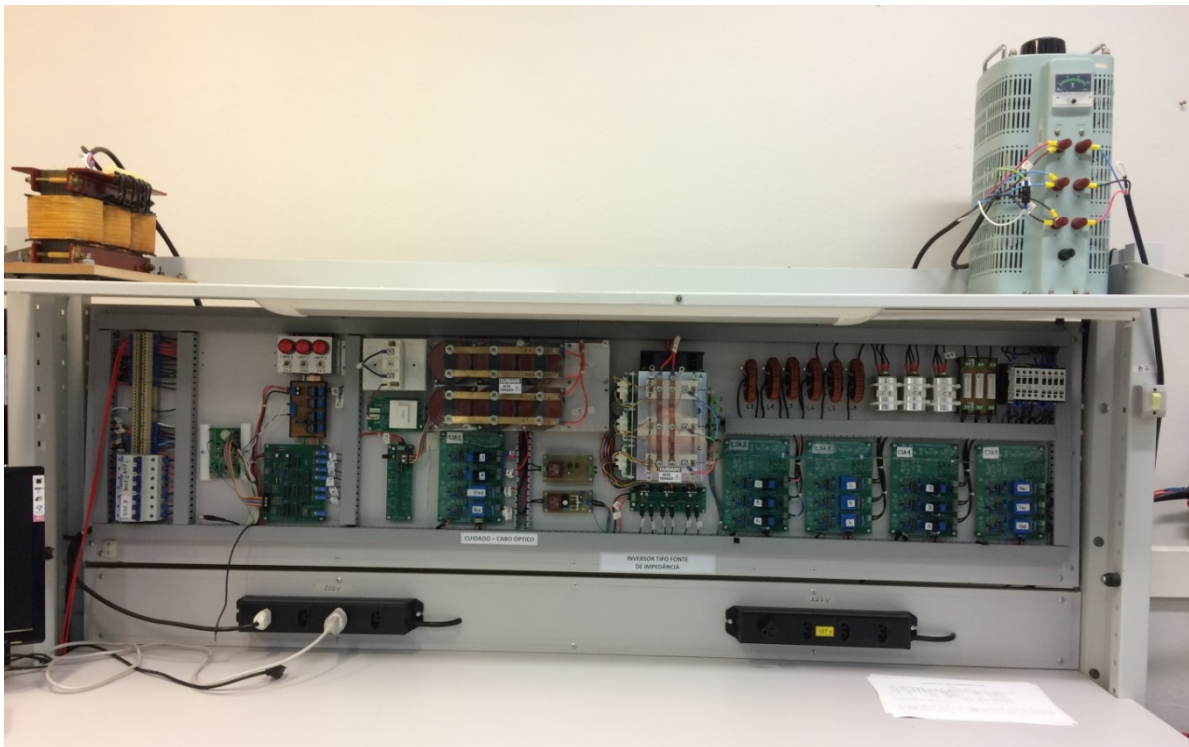
Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified		
Symbol	Conditions	Values	Units	
<b>IGBT</b>				
$V_{CES}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	600	V	
$I_c$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	130	A
		$T_{case} = 70\text{ }^\circ\text{C}$	100	A
$I_{CRM}$	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	200	A	
$V_{GES}$		$\pm 20$	V	
$t_{psc}$	$V_{CC} = 300\text{ V}$ ; $V_{GE} \leq 20\text{ V}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 600\text{ V}$	10	$\mu\text{s}$	
<b>Inverse Diode</b>				
$I_F$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100	A
		$T_{case} = 80\text{ }^\circ\text{C}$	75	A
$I_{FRM}$	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	200	A	
$I_{FSM}$	$t_p = 10\text{ ms}$ ; sin. $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	720	A	
<b>Module</b>				
$I_{t(RMS)}$		200	A	
$T_{vj}$		- 40 ... + 150	$^\circ\text{C}$	
$T_{stg}$		- 40 ... + 125	$^\circ\text{C}$	
$V_{isol}$	AC, 1 min.	2500	V	

Characteristics		$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>IGBT</b>					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$ , $I_c = 2\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$ , $V_{CE} = V_{CES}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0,1	0,3	mA
$V_{CE0}$		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1,05		V
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	1		V
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	10,5		$\text{m}\Omega$
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	14		$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 100\text{ A}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,1	2,5	V
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,4	2,8	V
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$		5,6		nF
$C_{oes}$		0,6		nF	
$C_{res}$		0,4		nF	
$Q_G$	$V_{GE} = 0\text{ V} - +15\text{ V}$		240		nC
$R_{Gint}$	$T_j = \text{ }^\circ\text{C}$		0		$\Omega$
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 10\text{ }\Omega$	$V_{CC} = 300\text{ V}$ $I_c = 100\text{ A}$	50		ns
$t_r$			40		ns
$E_{on}$			4		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 10\text{ }\Omega$	$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	300		ns
$t_t$			35		ns
$E_{off}$			3		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,27	K/W

## A.5 Foto do Protótipo Experimental

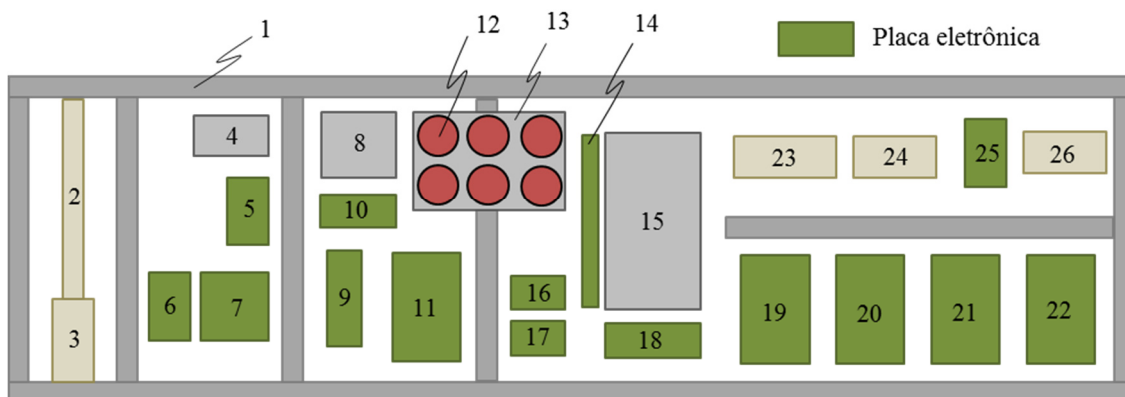
O protótipo experimental construído no LAFAPE está retratado na Figura A.5.1, sendo os principais componentes identificados no layout mostrado na Figura A.5.2 e referenciados na Tabela A.5.1.

Figura A.5.1 – Bancada do protótipo experimental.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A.5.2 – Layout do protótipo experimental.



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela A.5.1 – Principais componentes do painel.

#	Componente
1	Canaleta plástica
2	Régua de bornes
3	Disjuntores de entrada
4	Chaves e sinalizadores luminosos
5	Relé <i>drive</i>
6	Placa do MCU
7	Placa EFO
8	Diodo D1 e chave para reversão do fluxo de potência
9	Placa DFO para reversão do fluxo de potência
10	Placa de <i>gate drive</i> para reversão do fluxo de potência
11	Placa CSA1
12	Capacitores $C_z$
13	Indutores $L_z$ (sob os capacitores)
14	Placa de <i>gate drive</i> para ponte inversora
15	Ponte inversora trifásica
16	Placa de sinalização
17	Fonte de alimentação 3V3
18	Placa DFO
19	Placa CSA2
20	Placa CSA3
21	Placa CSA4
22	Placa CSA5
23	Indutores do filtro <i>LCL</i>
24	Capacitores do filtro <i>LCL</i>
25	Resistores de amortecimento do filtro <i>LCL</i>
26	Contatores de saída ( $K_1, K_2$ )

Fonte: Produção do próprio autor.

## B. Definição das Expressões do Vetor $\mathbf{X}$

### B.1 Vetor $X_{CC}$

As expressões dos valores médios das variáveis de estado são dadas por:

$$\mathbf{X} = [I_{L1} \quad I_{L2} \quad V_{C1} \quad V_{C2} \quad I_l]^T \quad (\text{B.1})$$

Resolvendo a equação matricial  $\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU}$ , se obtêm:

$$I_{L1} = I_{L2} = \left[ \frac{2D_a^3 + D_a^2(D_{ST} - D_a)}{\text{Den1}} \right] (V_0 - V_{D1}) \quad (\text{B.2})$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \text{Den1} = & (r_{L1} + r_{L2} + r_{C1} + r_{C2} + 3r_{D1} + r_l)D_a^3 + r_l D_{ST}^3 \\ & + (r_{L1} + r_{L2} + 2r_{ST} - r_l)D_a^2 D_{ST} \\ & + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_{ST} - r_l)D_a D_{ST}^2 \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$V_{C1} = V_{C2} = \left[ \frac{\text{Num1} + \text{Num2} + \text{Num3}}{\text{Den2}} \right] (V_0 - V_{D1}) \quad (\text{B.4})$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \text{Num1} = & D_a [(r_{L2} + r_{C1} + 2r_{D1})D_a^3 \\ & + (r_{L1} + r_{L2} + 2r_{C2} + 2r_{D1} + 2r_{ST})D_a^2 D_{ST} \\ & + (r_{L1} + r_{C1} + 2r_{ST})D_a D_{ST}^2] \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{aligned} \text{Num2} = & -D_a [(r_{L2} + r_{C1} + 2r_{D1})D_a^3 \\ & + (r_{L2} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_{ST} - r_l)D_a^2 D_{ST} \\ & + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_{ST})D_a D_{ST}^2 + r_l D_{ST}^3] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

$$\begin{aligned} \text{Num3} = & D_a [(r_{L1} + r_{C2} + r_{D1} + r_l)D_a^3 + (r_{L1} - r_{C2} - r_{D1})D_a^2 D_{ST} \\ & - r_l D_a D_{ST}^2] \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

$$\begin{aligned} \text{Den2} = & [(r_{L1} + r_{L2} + r_{C1} + r_{C2} + 3r_{D1} + r_l)D_a^4 \\ & + (2r_{L1} + 2r_{L2} + r_{C1} + r_{C2} + 3r_{D1} + 2r_{ST})D_a^3 D_{ST} \\ & + (r_{L1} + r_{L2} + r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 4r_{ST} - 2r_l)D_a^2 D_{ST}^2 \\ & + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_{ST})D_a D_{ST}^3 + r_l D_{ST}^4] \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

$$I_l = \left[ \frac{2D_a(D_a^2 - D_a D_{ST}) - D_a(D_a^2 - 2D_a D_{ST} + D_{ST}^2)}{\text{Den3}} \right] (V_0 - V_{D1}) \quad (\text{B.9})$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \text{Den3} = & [(r_{L1} + r_{L2} + r_{C1} + r_{C2} + 3r_{D1} + r_l)D_a^3 \\ & + (r_{L1} + r_{L2} + 2r_{ST} - r_l)D_a^2 D_{ST} \\ & + (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_{ST} - r_l)D_a D_{ST}^2 + r_l D_{ST}^3] \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$





## C. Definição das Expressões do Vetor $\mathbf{Y}$

### C.1 Vetor $\mathbf{Y}_{CC}$

O vetor  $\mathbf{Y}$  define o valor médio da tensão de saída, obtida resolvendo-se a equação matricial  $\mathbf{Y} = (-\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}$ .

$$\mathbf{Y} = V_i = D_a \{ [G_1 + G_2 + G_3](V_0 - V_{D1}) \} + D_{ST} I_l r_{ST} \quad (\text{C.1})$$

Sendo:

$$G_1 = \left[ \left( \frac{\text{Num1} - \text{Num2}}{\text{Den1}} \right) + \left( \frac{\text{Num3} + \text{Num4} - \text{Num5}}{\text{Den2}} \right) \right] - 1 \quad (\text{C.2})$$

$$G_2 = \left[ \left( \frac{\text{Num6} - \text{Num7}}{\text{Den1}} \right) + \left( \frac{\text{Num8} + \text{Num9} - \text{Num10}}{\text{Den2}} \right) \right] \quad (\text{C.3})$$

$$G_3 = \left[ \left( \frac{\text{Num11} + \text{Num12}}{\text{Den1}} \right) + \left( \frac{\text{Num13} + \text{Num14} + \text{Num15}}{\text{Den2}} \right) \right] \quad (\text{C.4})$$

Os termos dos numeradores e denominadores são dados por:

$$\text{Num1} = D_a [D_a^3 (r_{L1} - 2r_{C1} - r_{C2} - r_{D1} - r_l) + D_a^2 D_{ST} (r_{L1} + 2r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + 2r_l) - D_a D_{ST}^2 r_l] \quad (\text{C.5})$$

$$\text{Num2} = D_a [D_a^3 (r_{L1} + r_{C2} + 2r_{D1} + r_l) + D_a^2 D_{ST} (r_{L1} + 3r_{C1} + 2r_{C2} + 3r_{D1} + 2r_{ST} + r_l) + D_a D_{ST}^2 (-r_{C1} - r_{C2} - r_{D1} + 2r_{ST} - 2r_l)] \quad (\text{C.6})$$

$$\text{Num3} = D_a^3 (r_{C1} + r_{D1}) \quad (\text{C.7})$$

$$\text{Num4} = D_a^3 (r_{C2} + r_{D1}) \quad (\text{C.8})$$

$$\text{Num5} = D_a (D_a^2 - D_{ST} D_a) (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1}) \quad (\text{C.9})$$

$$\text{Num6} = D_a [D_a^3 (r_{L2} - r_{C1} - 2r_{C2} - r_{D1} - r_l) + D_a^2 D_{ST} (r_{L2} + r_{C1} + 2r_{C2} + r_{D1} + 2r_l) - 2D_a D_{ST}^2 r_l] \quad (\text{C.10})$$

$$\text{Num7} = D_a [D_a^3 (r_{L2} + r_{C1} + 2r_{D1} + r_l) + D_a^2 D_{ST} (r_{L2} + 2r_{C1} + 3r_{C2} + 3r_{D1} + 2r_{ST} + r_l) + D_a D_{ST}^2 (-r_{C1} - r_{C2} - r_{D1} + 2r_{ST} - 2r_l)] \quad (\text{C.11})$$

$$\text{Num8} = \text{Num3} \quad (\text{C.12})$$

$$\text{Num9} = \text{Num4} \quad (\text{C.13})$$

$$\text{Num10} = \text{Num5} \quad (\text{C.14})$$

$$\text{Num11} = D_a [D_a^3 (r_{L2} + r_{C1} + 2r_{D1}) + D_a^2 D_{ST} (r_{L1} + r_{L2} + 2r_{C2} + 2r_{D1} + 2r_{ST}) + D_a D_{ST}^2 (r_{L1} + r_{C1} + 2r_{ST})] \quad (\text{C.15})$$

$$\text{Num12} = D_a [D_a^3 (r_{L1} + r_{C2} + 2r_{D1}) + D_a^2 D_{ST} (r_{L1} + r_{L2} + 2r_{C1} + 2r_{D1} + 2r_{ST}) + D_a D_{ST}^2 (r_{L2} + r_{C2} + 2r_{ST})] \quad (\text{C.16})$$

$$Num13 = D_a^2(D_{ST} - D_a)(r_{C1} + r_{D1}) \quad (C.17)$$

$$Num14 = D_a^2(D_{ST} - D_a)(r_{C2} + r_{D1}) \quad (C.18)$$

$$Num15 = D_a(D_{ST}^2 - 2D_{ST}D_a + D_a^2)(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1}) \quad (C.19)$$

$$\begin{aligned} Den1 = & D_a^4(r_{L1} + r_{L2} - r_{C1} - r_{C2} + r_{D1} - r_l) \\ & + D_a^3D_{ST}(2r_{L1} + 2r_{L2} + 3r_{C1} + 3r_{C2} + 5r_{D1} + 2r_{ST} + 2r_l) \\ & + D_a^2D_{ST}^2(r_{L1} + r_{L2} + 3r_{C1} + 3r_{C2} + 3r_{D1} + 4r_{ST}) \\ & + D_aD_{ST}^3(-r_{C1} - r_{C2} - r_{D1} + 2r_{ST} - 2r_l) + D_{ST}^4r_l \end{aligned} \quad (C.20)$$

$$\begin{aligned} Den2 = & D_a^3(r_{L1} + r_{L2} - r_{C1} - r_{C2} + r_{D1} + r_l) \\ & + D_a^2D_{ST}(r_{L1} + r_{L2} + 4r_{C1} + 4r_{C2} + 4r_{D1} + 2r_{ST} + 3r_l) \\ & + D_aD_{ST}^2(-r_{C1} - r_{C2} - r_{D1} + 2r_{ST} - 3r_l) + D_{ST}^3r_l \end{aligned} \quad (C.21)$$

## D. Coeficientes das Funções de Transferência do Lado CC

### D.1 Coeficientes do Conjunto de Equações Diferenciais (3.65) - (3.72)

$$a_1 = D_a(r_{L1} + r_{C2} + r_{D1}) + D_{ST}(r_{L1} + r_{C1} + r_{ST}) \quad (D.1)$$

$$a_2 = D_a r_{D1} + D_{ST} r_{ST} \quad (D.2)$$

$$a_3 = V_{C1} + V_{C2} + V_{D1} - V_0 + (-r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L1} + (r_{D1} - r_{ST})I_{L2} \quad (D.3)$$

$$b_1 = D_a r_{D1} + D_{ST} r_{ST} \quad (D.4)$$

$$b_2 = D_a(r_{L2} + r_{C1} + r_{D1}) + D_{ST}(r_{L2} + r_{C2} + r_{ST}) \quad (D.5)$$

$$b_3 = V_{C1} + V_{C2} + V_{D1} - V_0 + (r_{D1} - r_{ST})I_{L1} + (r_{C1} - r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L2} \quad (D.6)$$

$$e_1 = I_{L1} + I_{L2} - I_l \quad (D.7)$$

$$f_1 = D_a(r_{C2} + r_{D1}) + D_{ST} r_{ST} \quad (D.8)$$

$$f_2 = D_a(r_{C1} + r_{D1}) + D_{ST} r_{ST} \quad (D.9)$$

$$f_3 = D_a(r_{C1} + r_{C2} + r_{D1} + r_l) + D_{ST} r_l \quad (D.10)$$

$$f_4 = V_{C1} + V_{C2} + V_{D1} - V_0 + (r_{C2} + r_{D1} - r_{ST})I_{L1} + (r_{C1} + r_{D1} - r_{ST})I_{L2} - (r_{C1} + r_{C2} + r_{D1})I_l \quad (D.11)$$

Coeficientes considerando a rede Z simétrica:

$$a'_1 = D_a(r_{Lz} + r_{Cz} + r_{D1}) + D_{ST}(r_{Lz} + r_{Cz} + r_{ST}) \quad (D.12)$$

$$a'_2 = D_a r_{D1} + D_{ST} r_{ST} \quad (D.13)$$

$$a'_3 = 2V_{Cz} + V_{D1} - V_0 + 2(r_{D1} - r_{ST})I_{Lz} \quad (D.14)$$

$$e'_1 = 2I_{Lz} - I_l \quad (D.15)$$

$$f'_1 = D_a(r_{Cz} + r_{D1}) + D_{ST} r_{ST} \quad (D.16)$$

$$f'_2 = D_a(r_{Cz} + r_{D1}) + D_{ST} r_{ST} \quad (D.17)$$

$$f'_3 = D_a(2r_{Cz} + r_{D1} + r_l) + D_{ST} r_l \quad (D.18)$$

$$f'_4 = 2V_{Cz} + V_{D1} - V_0 + 2(r_{Cz} + r_{D1} - r_{ST})I_{Lz} - (2r_{Cz} + r_{D1})I_l \quad (D.19)$$

### D.2 Coeficientes do Conjunto de Equações (3.75) - (3.78)

Coeficientes para  $G_{v0}(s)$ :

$$g_1 = L_l[(D_a - D_{ST})D_a + D_a^2 L_z] \quad (D.20)$$

$$g_2 = f'_3(D_a - D_{ST})D_a - D_a^2(f'_1 + f'_2) \quad (D.21)$$

$$g_3 = L_l L_z C_z \quad (D.22)$$

$$g_4 = L_l C_z(a'_1 + a'_2) + L_z C_z f'_3 \quad (D.23)$$

$$g_5 = C_z f'_3(a'_1 + a'_2) + 2L_z D_a^2 + L_l(D_{ST} - D_a)^2 \quad (D.24)$$

$$g_6 = 2D_a^2(a'_1 + a'_2) + f'_3(D_{ST} - D_a)^2 + D_a(D_{ST} - D_a)(f'_1 + f'_2) \quad (D.25)$$

Coeficientes para  $G_{vd}(s)$ :

$$h_1 = L_l L_z e'_1 \quad (D.26)$$

$$h_2 = -L_l(a'_1 + a'_2)e'_1 - L_z f'_3 e'_1 + L_z f'_4 D_a + L_l(D_a - D_{ST})a'_3 \quad (D.27)$$

$$h_3 = -(a'_1 + a'_2)f'_3 \cdot e'_1 + (a'_1 + a'_2)f'_4 D_a + (D_a - D_{ST})f'_3 a'_3 - (f'_1 + f'_2)a'_3 D_a \quad (D.28)$$

$$h_4 = g_3 \quad (D.29)$$

$$h_5 = g_4 \quad (D.30)$$

$$h_6 = g_5 \quad (D.31)$$

$$h_7 = g_6 \quad (D.32)$$

Coeficientes para  $G_{i0}(s)$ :

$$j_1 = L_l C_z \quad (D.33)$$

$$j_2 = C_z f'_3 D_a \quad (D.34)$$

$$j_3 = D_a^2 \quad (D.35)$$

$$j_4 = g_3 \quad (D.36)$$

$$j_5 = g_4 \quad (D.37)$$

$$j_6 = g_5 \quad (D.38)$$

$$j_7 = g_6 \quad (D.39)$$

Coeficientes para  $G_{id}(s)$ :

$$k_1 = L_l C_z a'_3 \quad (D.40)$$

$$k_2 = C_z f'_3 a'_3 - L_l e'_1 (D_{ST} - D_a) \quad (D.41)$$

$$k_3 = 2D_a^2 a'_3 - e'_1 f'_3 (D_{ST} - D_a) + f'_4 (D_{ST} - D_a) D_a \quad (D.42)$$

$$k_4 = g_3 \quad (D.43)$$

$$k_5 = g_4 \quad (D.44)$$

$$k_6 = g_5 \quad (D.45)$$

$$k_7 = g_6 \quad (D.46)$$