



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Sorocaba-SP

Rafael dos Santos

Conversor CC-CA empregando rede de impedância do tipo
Quasi-Fonte-Y

Sorocaba-SP
2020

Rafael dos Santos

**Conversor CC-CA empregando rede de impedância do tipo
*Quasi-Fonte-Y***

Dissertação apresentada ao programa de Pós
Graduação Interunidades em Engenharia Elé-
trica, como requisito parcial para a obtenção
do Título de Mestre em Engenharia Elétrica,
Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba-
UNESP

UNESP

Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba

Programa de Pós-Graduação Interunidades em Engenharia Elétrica

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Sorocaba

2020

S237c Santos, Rafael
Conversor CC-CA empregando rede de impedância do tipo
Quasi-Fonte-Y / Rafael Santos. -- Sorocaba, 2020
137 p. : il., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp),
Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba
Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Inversores
elétricos. 4. Controle preditivo. 5. Sistemas de energia fotovoltaica. I.
Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Instituto de
Ciência e Tecnologia, Sorocaba. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: **Conversor CC-CA empregando rede de impedância do tipo Quasi-Fonte-Y**

AUTOR: RAFAEL DOS SANTOS

ORIENTADOR: FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba

A handwritten signature in black ink, appearing to be "FAS", is placed over the text of the first examiner's name.

Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade de Campinas

Prof. Dr. LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Sorocaba, 05 de novembro de 2020

*Esse trabalho é dedicado à Virgem Maria,
da qual pretendo ser escravo perpétuo.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus, pelos infinitos dons concedidos durante esse mestrado. Agradeço a minha esposa Priscila, por todo suporte e compreensão, e por ser, junto com a Isabel, causa de grande alegria em minha vida. Agradeço ao meu orientador, Prof.Flávio, cujos direcionamentos muito me ensinaram durante esse árduo trabalho. Agradeço aos membros do GASI, pelas trocas de experiências. Agradeço aos funcionários da UNESP Sorocaba, por toda assistência concedida. Agradeço a CAPES ¹ pela bolsa de mestrado que recebi durante o programa de pós-graduação. Por fim, agradeço ao povo brasileiro, cujos impostos financiaram essa pesquisa e meus estudos, e do qual pretendo ser fiel servidor durante minha carreira.

¹ O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001

[...]não posso aprovar senão aqueles que buscam entre gemidos.

Pascal - O Monstro Incompreensível

Resumo

As topologias de conversores baseadas em redes de impedância apresentam soluções para algumas das limitações associadas com os inversores tradicionais, e criam possibilidades para aplicações em que custo, confiabilidade e eficiência energética são fatores críticos. Nesse sentido, esse trabalho apresenta uma metodologia de análise, projeto e controle de uma topologia particular de redes de impedância, denominada *Quasi-Fonte-Y*. Em especial, o trabalho apresenta uma análise detalhada do conversor, a partir de um estudo sobre suas etapas de funcionamento, comparação de métodos de comutação SPWM, modelo de pequenos sinais e avaliações de comportamento dinâmico no domínio do tempo e da frequência, visando a caracterização de aspectos relevantes para um projeto de controle. São apresentadas e comprovadas, por meio de simulações computacionais: a) uma proposta de projeto para o conversor *Quasi-Fonte Y*; b) uma proposta inédita de controle FCS-MPC (*Finite Control Set - Model Predictive Control*), que dispensa o projeto de fatores peso e modelos de pequenos sinais, com desempenho robusto e aplicável para controles modo tensão ou corrente.

Palavras-chave: Engenharia elétrica. Eletrônica de potência. Inversores elétricos. Controle preditivo. Sistemas de energia fotovoltaica. Redes de impedância. *Quasi-Fonte-Y*. FCS-MPC.

Abstract

Converter topologies based on impedance source networks provide solutions to some of the limitations associated with traditional inverters, and create possibilities for applications where cost, reliability and energy efficiency are critical factors. In this sense, this work presents a methodology for analysis, design and control of a particular topology of impedance network, called *Quasi-Y-Source*. In particular, the work presents a detailed analysis of the converter, based on a study on its operating stages, comparison of SPWM modulation methods, small signal model and dynamic behavior assessments in the time and frequency domain, aiming to characterize relevant aspects for a control project. The following topics are presented and verified, through computer simulations: a) a design case for the *Quasi-Y-Source* converter; b) a new proposal for FCS-MPC control (Finite Control Set - Model Predictive Control), which dispenses the design of weight factors and small signal models, with robust performance and applicable for voltage or current mode controls.

Keywords: Electrical engineering. Power electronics. Electrical inverters. Predictive control. Photovoltaic energy systems. Impedance Networks. *Quasi-Y-Source*. FCS-MPC.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Topologia do inversor VSI.	21
Figura 1.2 – Esquema genérico de um conversor baseado em redes de impedância.	22
Figura 1.3 – Classificações para conversores com redes de impedância.	22
Figura 1.4 – Conversor fonte-Z.	23
Figura 1.5 – Circuitos equivalentes para o fonte-Z: a) Visto pela fonte. b) <i>Shoot-through</i> c) Ativo.	24
Figura 1.6 – Técnicas de modulação SPWM: a) Tradicional, b) SBC, c) MBC, d) MCBC.	28
Figura 1.7 – Técnica MCBC com injeção de terceira harmônica.	31
Figura 2.1 – O inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	34
Figura 2.2 – Etapas de funcionamento do conversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	35
Figura 2.3 – Formas de onda características para o conversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	36
Figura 2.4 – Indutores acoplados: a) geometria construtiva, b) circuito elétrico equivalente, c) circuito magnético equivalente.	42
Figura 2.5 – Curvas $G(M)$, $V_s(G)$ e $D_{st}(M)$ para as técnicas SBC, MBC e MCBC.	50
Figura 2.6 – Modelo CC-CC do <i>Quasi</i> -Fonte-Y equivalente a operação como inversor.	53
Figura 2.7 – Modelo equivalente dos estados de operação: a) <i>shoot-through</i> , b) ativo.	54
Figura 2.8 – Contraste entre B e B_{ni} , considerando múltiplos δ	60
Figura 2.9 – Resposta dinâmica do conversor para uma variação de D_{st} de 0,1192 para 0,1311.	62
Figura 2.10–Resposta dinâmica do conversor para um degrau de tensão de 15 V.	63
Figura 2.11–Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_L	64
Figura 2.12–Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro M e D_{st} , mantendo-se B constante.	64
Figura 2.13–Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro $N_1:N_2:N_3$ para um δ fixo.	65
Figura 2.14–Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{C1}	65
Figura 2.15–Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{Lin}	66
Figura 2.16–Diagramas de polos e zeros para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variações dos parâmetros: a) C_1 , b) C_2 , c) D_{st} , d) δ , D_{st} com B fixo, e) L_f , f) L_{in} , g) L_m h) R_{C1} e i) R_{C2}	67
Figura 2.17–Diagramas de polos e zeros para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variações dos parâmetros: a) R_D b) R_L , c) R_{Lin} , d) R_s	68
Figura 3.1 – Formas de onda para I_{Lin} , V_{DC} , V_{fase} e I_{fase} para SBC, MBC e MCBC.	80
Figura 4.1 – Resposta de um sistema linear de primeira ordem, com fase não mínima: a) com ZSPD=1, b) com ZSPDs: 1,10 e 100.	85
Figura 4.2 – Diagrama de Bode para sistema linear com ZSPD localizados em 1, 10 e 100.	85

Figura 4.3 – Estratégias de controle de $V_{DC}(t)$, para o inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y, no modo direto: a), c), d) ou indireto: b).	87
Figura 4.4 – Diagrama de blocos para controle de $V_{C1}(t)$	88
Figura 4.5 – Diagrama de Bode para função de transferência $T(s)$	88
Figura 4.6 – Diagrama de blocos para controle de $V_{DC}(t)$	90
Figura 4.7 – Diagramas de Bode: a) $FTMA_{NC-V}$, b) $FTMA_{NC-I}$ e c) resposta ao degrau para $V_{DC}(t)$	91
Figura 4.8 – Diagramas de blocos para estratégia empregada no compensador paralelo.	92
Figura 4.9 – Resposta de $V_{C1}(t)$ aos degraus de tensão: a) 10 V em $t=1$ s, b) -8 V em $t=2$ s.	93
Figura 4.10–Exemplo da estratégia FCS-MPC.	94
Figura 4.11–Vetores de tensão no plano $\alpha\beta$	96
Figura 4.12–Proposta do controle FCS-MPC para o inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	98
Figura 4.13–Contraste entre f_{s-avg} e $cm_{t_{acum}}$	103
Figura 4.14–Esquemático para aplicação 1: Carga RL variável.	107
Figura 4.15–Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 1.	108
Figura 4.16–Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 1.	109
Figura 4.17–Variação entre f_{s-avg} sem e com $g_4()$	109
Figura 4.18–Esquemático para aplicação 2: V_{in} variável.	110
Figura 4.19–Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 2.	111
Figura 4.20–Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 2.	112
Figura 4.21–Esquemático para aplicação 3: V_{in} variável e carga não linear.	113
Figura 4.22–Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 3.	113
Figura 4.23–Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 3 - detalhe.	114
Figura 4.24–Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 3.	115
Figura 4.25–Esquemático para aplicação 4: controle de $\hat{I}_{fase}(t)$	115
Figura 4.26–Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 4.	116
Figura 4.27–Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 4.	117
Figura A.1 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> para inversor <i>Quasi</i> -Fonte Y	129
Figura B.1 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> aplicações.	130
Figura B.2 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> , no subsistema para rede de impedância <i>Quasi</i> -Fonte Y	131
Figura B.3 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> , para implementação de técnicas SPWM	132
Figura B.4 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> , para o subsistema " <i>Maximum Boost Control</i> ".	133
Figura B.5 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> , para o subsistema " <i>Maximum Constant Boost Control</i> ".	134
Figura B.6 – Diagrama de blocos utilizado no <i>Simulink</i> , para o subsistema " <i>Simple Boost Control</i> ".	135

Figura C.1 – Diagrama de blocos utilizado para geração de V_{ref-pk} no modo tensão. . . .	136
Figura C.2 – Diagrama de blocos utilizado para geração de V_{ref-pk} no modo corrente. . .	136
Figura D.1 – Diagrama de blocos para subsistema controle FCS-MPC	137

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Conversores de potência e respectivas modalidades de conversão.	20
Tabela 1.2 – Relação de topologias de conversores com redes de impedância (continua). .	25
Tabela 1.3 – Comparação entre SBC, MBC, MCBC e Injeção 3 ^a harmônica.	31
Tabela 2.1 – Configurações de acionamento do inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y e respectivos estados.	35
Tabela 2.2 – Expressões para os componentes usados no inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	48
Tabela 2.3 – Expressões para valores eficazes, médio e de pico, para o <i>Quasi</i> -Fonte-Y. . .	48
Tabela 2.4 – Comparação entre os métodos <i>SPWM</i> aplicáveis ao conversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y.	49
Tabela 2.5 – Parâmetros para obtenção das curvas B e B_{ni}	61
Tabela 2.6 – Parâmetros utilizados para simulação.	61
Tabela 2.7 – Sumário do impacto causado por alterações em elementos da rede de impe- dância.	70
Tabela 3.1 – Parâmetros de potência.	72
Tabela 3.2 – Parâmetros da rede de impedância.	74
Tabela 3.3 – Parâmetros de simulação.	80
Tabela 3.4 – Espectro de frequência de $I_{fase}(t)$ para SBC, MBC3a e MCBC3a.	81
Tabela 3.5 – Valores eficazes, médio e de pico, para o <i>Quasi</i> -Fonte-Y com técnica SBC. .	82
Tabela 3.6 – Sumário para análise comparativa entre SBC,MBC e MCBC3a.	82
Tabela 4.1 – Aplicações da técnica FCS-MPC em conversores com redes de impedância.	95
Tabela 4.2 – Configurações de chaveamento adotadas para o inversor <i>Quasi</i> -Fonte-Y. . .	96
Tabela 4.3 – Parâmetros de simulação.	106
Tabela 4.4 – Diferentes configurações de carga para aplicação 1.	107
Tabela 4.5 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 1.	108
Tabela 4.6 – Diferentes configurações de $\overline{V_{in}(t)}$ para aplicação 2.	110
Tabela 4.7 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 2.	111
Tabela 4.8 – Diferentes configurações de $\overline{V_{in}(t)}$ para aplicação 3.	113
Tabela 4.9 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 3.	114
Tabela 4.10–Configurações de R_t , R , L , E para aplicação 4 e períodos de acionamento. .	116
Tabela 4.11–Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 4.	117

Lista de abreviaturas e siglas

FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
NPC	<i>Neutral-point-clamped</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
SBC	<i>Simple Boost Control</i>
MBC	<i>Maximum Boost Control</i>
MCBC	<i>Maximum Constant Boost Control</i>
MBC3a	<i>Maximum Boost Control com injeção de terceira harmônica</i>
MCBC3a	<i>Maximum Constant Boost Control com injeção de terceira harmônica</i>
MPP	<i>Molypermalloy</i>
FFT	<i>Fast Fourier transform</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
S.I	Sistema Internacional de Unidades
THD_V	THD para tensão
THD_I	THD para corrente
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
LKT	de Kirchhoff das tensões

LKC	Lei de Kirchhoff das correntes
fmm	Força magnetomotriz
FE	Fator de espiras
FRC	Fator de resistência capacitiva
FRL	Fator de resistência indutiva
ZSPD	Zeros no semiplano direito
PID	Proporcional-integral-derivativo
FTMA	Função de transferência de malha aberta
$FTMA_{NC-I}$	Função de transferência de malha aberta não compensada de corrente
$FTMA_{NC-V}$	Função de transferência de malha aberta não compensada de tensão
MF	Margem de fase
FTH	Fonte de tensão harmônica
FCH	Fonte de corrente harmônica
RL	Carga resistiva e indutiva
$L_f C_f$	Filtro passivo, do tipo indutivo-capacitivo
RLE	Carga resistiva e indutiva, com força eletromotriz

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Modalidades de conversores de potência	19
1.2	Inversores: aplicações e limitações	19
1.3	Conversores com redes de impedância	22
1.4	O conversor Fonte-Z e demais topologias	23
1.5	Técnicas de modulação SPWM	27
1.5.1	<i>Simple Boost Control</i>	28
1.5.2	<i>Maximum Boost Control</i>	29
1.5.3	<i>Maximum Constant Boost Control</i>	29
1.5.4	Injeção de terceira harmônica	30
1.5.5	Análise comparativa	31
1.6	Justificativa de estudo para o conversor <i>Quasi</i>-Fonte-Y	31
1.7	Organização do trabalho	32
1.8	Considerações sobre notação e sistemas de unidades	33
1.9	Considerações finais	33
2	O INVERSOR <i>QUASI</i>-FONTE Y	34
2.1	Etapas de funcionamento	34
2.2	Projeto do conversor <i>Quasi</i>-Fonte-Y	36
2.2.1	Determinação de V_{C1} e V_{C2}	36
2.2.2	Determinação do fator B	38
2.2.3	Determinação de L_{in}	38
2.2.4	Determinação de $\hat{I}_{Lin}$, $\overline{I_{Lin}}$, I_{Linef}	39
2.2.5	Determinação de L_{N1}	39
2.2.6	Determinação de L_{N2} e L_{N3}	40
2.2.7	Determinação de L_m	40
2.2.8	Determinação de $\hat{I}_{LN1}$, $\overline{I_{LN1}}$, I_{LN1ef}	41
2.2.9	Determinação de $\hat{I}_{LN2}$ e $\hat{I}_{LN3}$, $\overline{I_{LN2}}$ e $\overline{I_{LN3}}$, I_{LN2ef} e I_{LN3ef}	42
2.2.10	Determinação dos capacitores C_2 e C_1	44
2.2.11	Determinação de $\hat{V}_{C2}$ e $\hat{V}_{C1}$, $\bar{V}_{C2}$ e $\bar{V}_{C1}$, V_{C2ef} e V_{C1ef}, I_{C2ef} e I_{C1ef}	44
2.2.12	Determinação de $\hat{I}_D$, $\bar{I}_D$, I_{Def} e $\hat{V}_D$	46
2.2.13	Determinação de $\hat{I}_S$, $\bar{I}_S$, I_{Sef} e $\hat{V}_S$	47
2.2.14	Sumário de expressões	47
2.3	Avaliação dos métodos de comutação	49
2.4	Análise de pequenos sinais	50

2.4.1	Considerações sobre a análise de pequenos sinais	50
2.4.2	Média por Espaço de Estados (<i>State-Space Averaging</i>)	50
2.4.3	Derivação do modelo de pequenos sinais	53
2.5	Análise no domínio do tempo e da frequência	61
2.5.1	Metodologia empregada	61
2.5.2	Resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais	62
2.6	Análise com variação paramétrica	63
2.6.1	Análise segundo resposta na frequência	63
2.6.2	Análise dinâmica no domínio do tempo	66
2.7	Considerações finais	70
3	EXEMPLO DE PROJETO	72
3.1	Parâmetros de potência	72
3.2	Parâmetros da rede de impedância	72
3.3	Determinação dos índices de modulação	74
3.4	Especificações para o projeto dos indutores acoplados	75
3.5	Especificações para o indutor L_{in}	76
3.6	Especificações para os capacitores C_1 e C_2	77
3.7	Especificações para o diodo D e carga do inversor	78
3.8	Especificações para os interruptores S do inversor	79
3.9	Especificações de rendimento	79
3.10	Simulação	80
3.11	Considerações finais	82
4	CONTROLE PREDITIVO FCS-MPC	84
4.1	Sistemas de fase não mínima	84
4.2	Levantamento das estratégias de controle	85
4.2.1	Controles direto e indireto	86
4.2.1.1	Exemplo 1 - Controle indireto com malha simples	87
4.2.1.2	Exemplo 2 - Controle indireto com malha dupla	90
4.2.2	Compensador paralelo	92
4.2.2.1	Exemplo 3 - Controle com compensador paralelo	93
4.3	A técnica FCS-MPC	93
4.4	Modelo preditivo para o inversor <i>Quasi-Fonte-Y</i>	96
4.4.1	Modelo preditivo para controle modo-tensão e modo-corrente	97
4.4.2	Modelo preditivo para rede de impedância <i>Quasi-Fonte-Y</i>	99
4.5	Proposta de controle FCS-MPC	100
4.6	Simulações	106
4.6.1	Aplicação 1: Controle modo-tensão para carga RL variável	106
4.6.2	Aplicação 2: Controle modo-tensão com estágio de entrada variável	110

4.6.3	Aplicação 3: Controle modo-tensão com cargas não lineares e tensão de entrada variável	112
4.6.4	Aplicação 4: Controle modo-corrente com carga RLE	115
4.7	Considerações finais	117
5	CONCLUSÃO	119
6	TRABALHOS FUTUROS	121
	REFERÊNCIAS	122
	APÊNDICES	128
	APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS GERAL	129
	APÊNDICE B – DIAGRAMAS DE BLOCOS ESPECÍFICOS	130
	APÊNDICE C – DIAGRAMA DE BLOCOS PARA REFERÊNCIA NOS MODOS-TENSÃO E CORRENTE.	136
	APÊNDICE D – DIAGRAMAS DE BLOCOS: CONTROLE FCS-MPC	137

1 Introdução

Nesse capítulo, apresentam-se algumas aplicações dos inversores tradicionais, e suas principais limitações. Destaca-se o papel das redes de impedância para sanar tais restrições, apresentando-se seu modo particular de operação através da análise detalhada do modo de funcionamento do inversor fonte-Z. Apresenta-se também uma relação detalhada de várias topologias de rede de impedâncias e uma análise comparativa entre as técnicas de modulação SPWM mais comuns, utilizadas em inversores com redes de impedância. Após a contextualização do problema, apresentam-se as justificativas para o estudo da topologia Quasi-Fonte-Y.

1.1 Modalidades de conversores de potência

A eletrônica de potência pode ser definida como o ramo da engenharia elétrica dedicado ao estudo e desenvolvimento de tecnologias, que permitam o processamento e o controle do fluxo de energia elétrica, provenientes das mais diversas fontes desse tipo de energia, de modo apropriado aos mais diversos tipos de cargas. O estudo dessa disciplina é desafiador, uma vez que envolve diversas áreas do conhecimento, tais como: teoria de circuitos elétricos, teoria de controle, processamento de sinais, eletrônica digital e analógica, eletromagnetismo e termodinâmica, máquinas elétricas, sistemas de potência, física de estado sólido e engenharia da computação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Devido a sua ampla aplicabilidade em sistemas de alta e baixa potência, tais como: controle de iluminação, máquinas elétricas, fontes de alimentação, veículos elétricos e sistemas de transmissão de energia elétrica, celulares, impressoras, aparelhos hospitalares, eletrodomésticos, etc., o estudo da eletrônica de potência não somente é complexo, como também interessante e de grande importância para o desenvolvimento de respostas aos mais diversos desafios energéticos atuais.

Em todas as aplicações em engenharia elétrica, há dois formatos de distribuição de energia amplamente utilizados: (a) corrente contínua (CC); (b) corrente alternada (CA). A Tabela 1.1 apresenta algumas denominações dos circuitos de eletrônica de potência, ou conversores de potência, associados aos quatro tipos possíveis de conversão de energia entre os formatos CC e CA.

1.2 Inversores: aplicações e limitações

De modo particular, os inversores são conversores de potência responsáveis pela conversão do formato de energia elétrica CC para CA. Há diversas aplicações para essa categoria de

Tabela 1.1 – Conversores de potência e respectivas modalidades de conversão.

Denominação	Conversão
Conversores <i>Buck, Boost, Buck-Boost, Ćuk, Zeta, SEPIC</i>	CC-CC
Inversor	CC-CA
Cicloconversor, gradador	CA-CA
Retificador	CA-CC

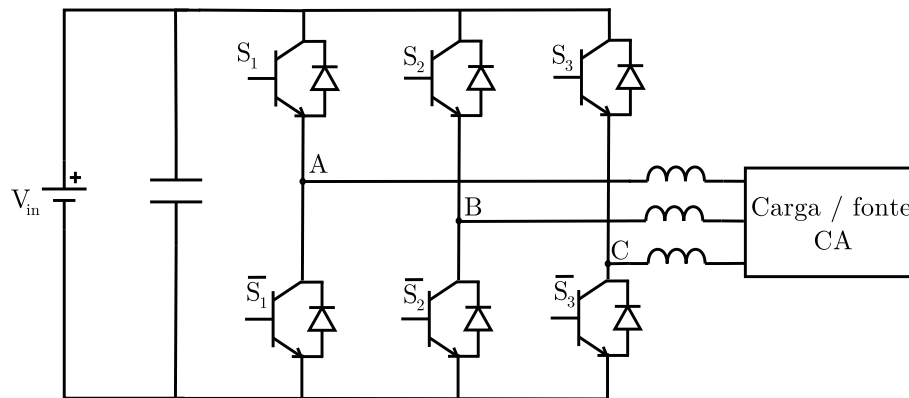
conversor de potência, com vários desafios a serem superados e de grande importância para o desenvolvimento tecnológico e econômico, tais como:

- **Controladores de motores, ou *Drivers*:** Os inversores são responsáveis por fornecer aos motores o formato de energia CA adequado para controle de velocidade e conjugado, visando maior eficiência energética. Os motores elétricos são a força que impulsiona o desenvolvimento das mais diversas indústrias (BOSE, 2002). Os atuais desafios nessa área se encontram no desenvolvimento de tecnologias que permitam maior eficiência energética e capacidade de operação flexível (MAZUR; KAY; MAZUR, 2014).
- ***Uninterruptible Power Supply (UPS)*:** Os inversores são responsáveis por distribuir a energia armazenada nos armazenadores de energia que constituem a UPS para as mais diversas aplicações. A UPS fornece energia ininterrupta e confiável para cargas sensíveis, oferecendo proteção contra interrupções de energia, sobretensões e subtensões dentre outros distúrbios elétricos. A utilização dos sistemas com UPS mais comuns incluem aplicações médicas, sistemas de suporte à vida, sistemas de armazenamento de dados e manutenção de computadores e equipamentos, equipamentos de emergência, telecomunicações, sistemas de processamento industrial, entre outros (BEKJAROV; EMADI, 2002).
- **Sistemas de tração para veículos elétricos:** Devido as mais diversas restrições presentes na matriz energética atualmente (2020) e para atender políticas globais de desenvolvimento sustentável, os veículos elétricos apresentam como principais desafios o desenvolvimento de alta eficiência energética, autonomia e baixo custo. Além disso, a integração de atuadores com eletrônica de potência não apenas melhora a confiabilidade geral do sistema, mas também reduz custo e tamanho. A tecnologia empregada nos inversores e máquinas utilizadas nos veículos elétricos desempenha um papel crucial na dinâmica do veículo e em suas características de operação (EMADI; LEE; RAJASHEKARA, 2008).
- **Sistemas de energia renováveis:** Os inversores possuem várias aplicações em sistemas de potência envolvendo painéis solares, geradores eólicos e outras fontes de energias renováveis (BLAABJERG et al., 2010). Além disso, a utilização de inversores é essencial em sistemas relacionados com compensação de distúrbios na rede elétrica (BENRABAH; XU; GAO, 2018) e geração distribuída (OLIVARES et al., 2014).

A Figura 1.1 apresenta a estrutura tradicional do inversor trifásico do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverters-VSI*). Na arquitetura VSI, uma fonte de tensão V_{in} suportada por um capacitor C , provê energia ao circuito principal do conversor, constituído de uma ponte trifásica.

Na arquitetura do circuito, os seis interruptores de potência ($S_1, S_2, S_3, \overline{S_1}, \overline{S_2}, \overline{S_3}$), são implementados tradicionalmente por um transistor de potência e um diodo antiparalelo (ou de roda livre). Todavia, os inversores VSI possuem as seguintes barreiras e limitações conceituais e teóricas:

Figura 1.1 – Topologia do inversor VSI.



- No VSI, a amplitude das tensões CA disponibilizadas à carga é limitada à tensão do barramento CC do inversor, de modo que a magnitude de tensão do barramento CC deve ser superior às tensões CA. Portanto, os VSI tradicionais são conversores de potência CC-CA do tipo abaixador, quando o fluxo de potência ocorre do estágio CC para o estágio CA, ou elevador, quando o fluxo de potência ocorre do estágio CA para o estágio CC.

Para aplicações em que a tensão V_{in} disponível possui magnitude limitada, faz-se necessário a utilização de um conversor CC-CC auxiliar, do tipo elevador, para obter a saída CA desejada. Porém, tal procedimento aumenta o custo do sistema e reduz sua eficiência.

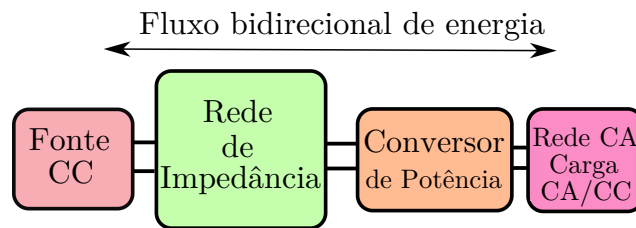
- Os interruptores inferior e superior não devem conduzir de forma conjunta para evitar a formação do laço de condução pela fonte-interruptores, representando um estado de operação proibido. A condução conjunta pode ser ocasionada por uma ação de controle indevida ou por efeitos de distúrbios causados por EMI. Apesar da utilização do tempo morto contornar o problema do acionamento simultâneo dos interruptores, a aplicação de tal técnica ocasiona distorções no formato de onda disponibilizado à carga.

Uma proposta para resolver os problemas mencionados anteriormente se encontra na classe de inversores que utilizam redes de impedância. As próximas seções abordam em mais detalhes a operação desses conversores.

1.3 Conversores com redes de impedância

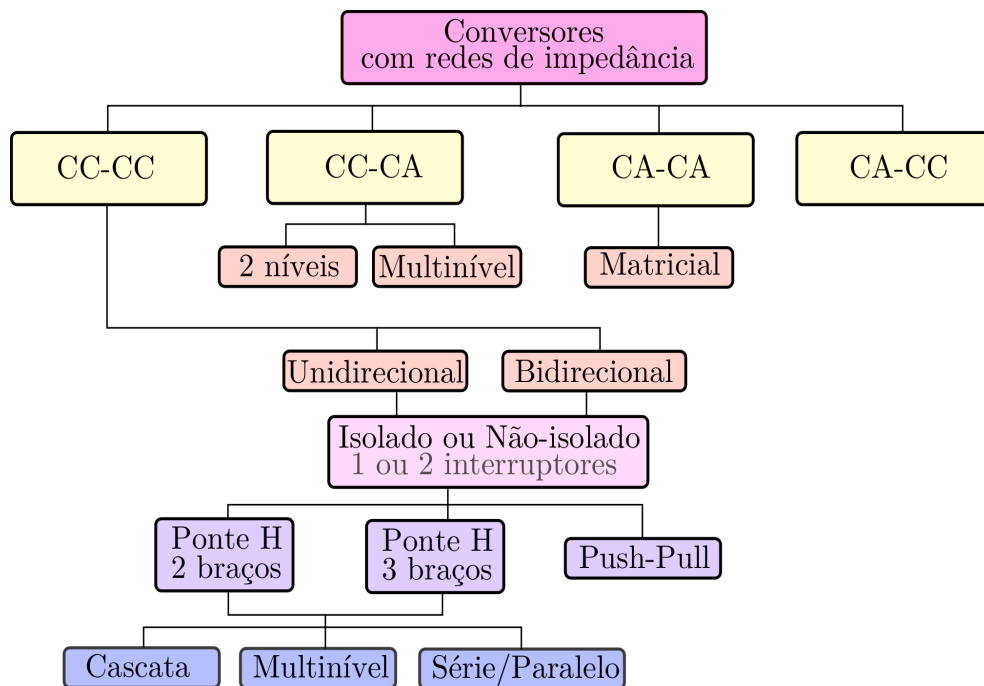
Um esquema genérico da estrutura dos conversores baseados em redes de impedância pode ser observado na Figura 1.2. Tais conversores operam em uma ampla variedade de aplicações (CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA), conforme se pode observar na Figura 1.3. Ressalta-se que a possibilidade de fluxo bidirecional de energia encontra-se apenas em algumas topologias particulares.

Figura 1.2 – Esquema genérico de um conversor baseado em redes de impedância.



Fonte – adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a)

Figura 1.3 – Classificações para conversores com redes de impedância.



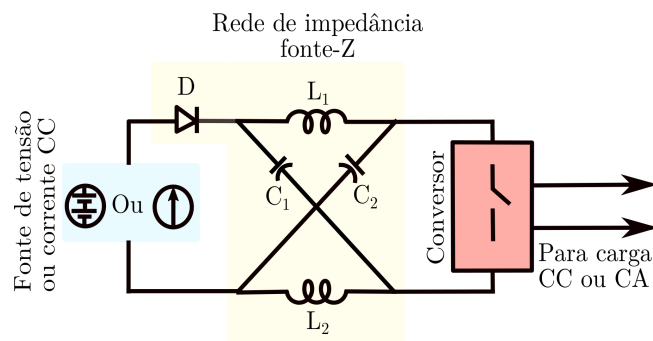
Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a).

As redes de impedância permitem que os inversores possam operar com flexibilidade, operando ora como elevadores de tensão ou como um conversor VSI tradicional. Essa possibilidade elimina o uso de conversores CC-CC intermediários entre a fonte de energia e a carga, abrindo novas oportunidades para aplicações. Logo, tem-se uma diminuição de custo e aumento de eficiência energética (GUIZANI; WASYNCZUK, 2016).

1.4 O conversor Fonte-Z e demais topologias

O inversor fonte-Z Figura 1.4 proposto por (PENG, 1999), foi a primeira topologia de inversor baseada em redes de impedância. A fonte de energia desse conversor pode ser uma fonte de tensão ou corrente e o tipo de carga pode ser CC ou CA, a depender da natureza do conversor. O modo de operação do conversor fonte-Z pode ser utilizado para a compreensão da operação de outros conversores baseados em rede de impedância.

Figura 1.4 – Conversor fonte-Z.



Fonte – Adaptado de (PENG, 1999).

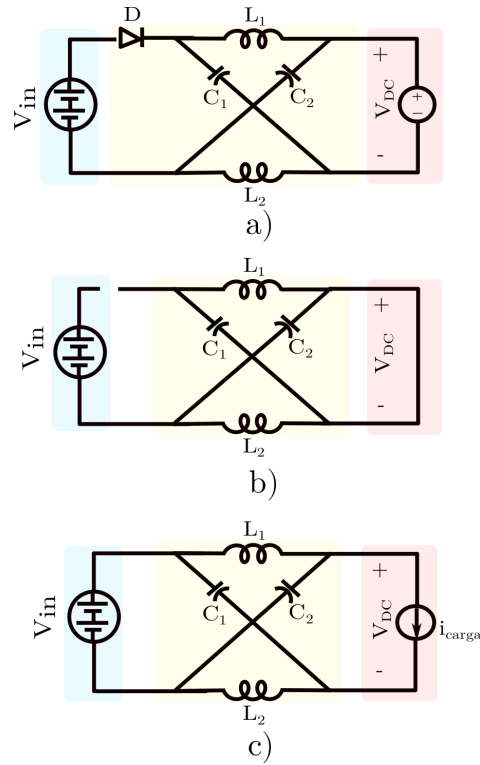
O circuito equivalente visto pela fonte de entrada é apresentado na Figura 1.5-a. Há dois estados de funcionamento: um estado de condução conjunta (*shoot-through*) Figura 1.5-b e um estado ativo Figura 1.5-c, que se alternam ciclicamente.

No estado ativo, a fonte de energia é conectada diretamente à carga. No segundo estado, os interruptores de potência são conectados diretamente (*shoot-through*) e a tensão sobre a carga torna-se nula. Ao contrário do VSI, essa situação é possível nos inversores fonte-Z, pois há um mecanismo de desconexão da fonte de alimentação com o resto do circuito promovida pela ação da rede de impedância e seus interruptores auxiliares.

No estado de condução conjunta, há a ocorrência de um armazenamento de energia nos elementos indutivos e capacitivos que constituem a rede de impedância. Quando o conversor volta a operar sob o estado ativo, a energia armazenada é disponibilizada à carga sob a forma de uma força eletromotriz com magnitude maior que a fonte de energia primária do conversor V_{in} .

Considerando a operação como conversor CC-CC, a tensão de pico disponibilizada pelo conversor é definida de acordo com a equação (1.1), em que: V_{in} : Tensão de entrada, D_{st} : Razão cíclica de *shoot-through*, V_{DC} : Tensão de pico disponibilizada ao conversor e B : Fator de ganho que depende do tipo de topologia que é utilizada.

No conversor fonte-Z, B_{FZ} é definido pela equação (1.2) e o fator D_{st-FZ} é definido pela equação (1.3), sendo T_0 o intervalo de condução e T o período de chaveamento. Teoricamente, ajustando-se o fator B_{FZ} , através da modulação de D_{st-FZ} , pode-se obter ganhos de tensão idealmente ilimitados, como se pode observar na equação (1.1). Evidentemente, deve-se levar

Figura 1.5 – Circuitos equivalentes para o fonte-Z: a) Visto pela fonte. b) *Shoot-through* c) Ativo.

Fonte – Adaptado de (PENG, 1999)

em consideração as limitações e restrições de operação dos dispositivos empregados, tais como perdas em condução, estresses de tensão e temperatura nos interruptores de potência.

$$V_{DC-FZ} = \frac{1}{1 - BD_{st}} V_{in} \quad (1.1)$$

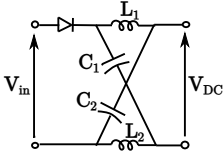
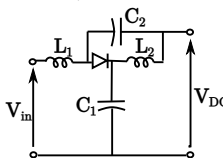
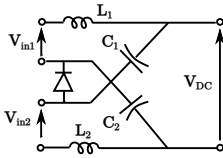
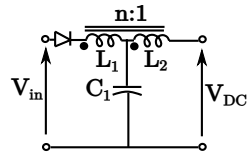
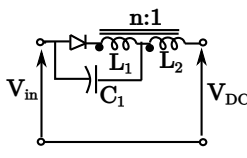
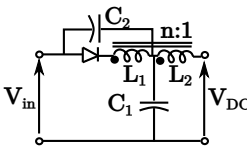
$$B_{FZ} = \frac{1}{1 - 2D_{st}} V_{in} \quad (1.2)$$

$$D_{st-FZ} = \frac{T_0}{T} \quad (1.3)$$

Diferentes topologias surgiram a partir da recombinação do arranjo original do conversor fonte-Z e de seus elementos armazenadores de energia. Os objetivos de tais recombinações eram reduzir o número de componentes, aumentar o ganho de tensão, obter alta densidade de energia e otimizar a estrutura para atender os requisitos de uma determinada aplicação. Pode-se citar como exemplos desses requisitos a necessidade de corrigir condução descontínua na entrada do conversor ou operar com mais de uma fonte de tensão (SHULTS; HUSEV; ZAKIS, 2015).

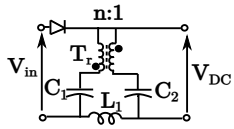
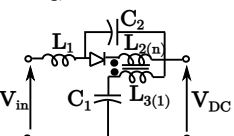
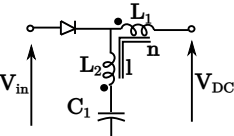
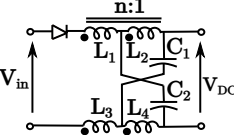
A Tabela 1.2 apresenta uma relação das principais topologias de conversores com redes de impedância que podem ser encontradas na literatura, trazendo uma relação de diferentes definições de B e esforços de tensão em diodos e capacitores. De fato, destaca-se a atuação dos capacitores por conta de sua importância em projetos de controle em malha fechada em conversores com redes de impedância (SIWAKOTI et al., 2014b).

Tabela 1.2 – Relação de topologias de conversores com redes de impedância (continua).

Topologia	Fórmulas	Comentários
 a) Fonte Z  b) Quasi-Fonte Z	• Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-2D_{st}} \quad (1.4)$ • Tensão nos capacitores: $V_{C1,2} = V_{in} \frac{1-D_{st}}{1-2D_{st}} = V_C \quad (1.5)$ $V_{C2} = V_{in} \frac{D_{st}}{1-2D_{st}} = V_C - V_{in} \quad (1.6)$ • Tensão no diodo: $V_{C2} = V_{in} \frac{D_{st}}{1-2D_{st}} = V_C - V_{in} \quad (1.7)$	1. Somente um componente magnético; 2. Menores perdas no núcleo e condutores; 3. Menor volume; 4. Forma de corrente na entrada: a) Fonte Z: descontínua; b) Quasi-fonte Z: contínua. 5. Aplicações: energias renováveis, <i>drivers</i> de motores.
 c) Fonte Z embarcado	• Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-2D_{st}} \quad (1.8)$ • Tensão nos capacitores: $V_{C1} = V_{in} \frac{1-D_{st}}{1-2D_{st}} = V_C \quad (1.9)$ $V_{C2} = V_{in} \frac{D_{st}}{1-2D_{st}} \quad (1.10)$ • Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{1}{1-2D_{st}} \quad (1.11)$	1. Condução contínua; 2. Suporta mais de uma fonte de energia; 3. Possibilita uso de fontes assimétricas; 4. L_1 e L_2 atuam como filtros na entrada; 5. Menores valores de capacitância; 6. Aplicação em sistemas fotovoltaicos.
 d) T (Trans) Fonte Z  e) T-Quasi Fonte Z  e) T-Quasi Fonte Z (condução contínua)	• Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.12)$ • Tensão nos capacitores: $V_{C1} = V_{in} \frac{nD_{st}}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.13)$ • Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{n}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.14)$	1. Utiliza indutor com derivação central; 2. Modo de condução: a) Trans-fonte-Z: descontínuo; b) Trans-Quasi-Z: contínuo. 3. Vantagens: a) Preservação dos interruptores; b) Maiores ganhos de tensão. 4. Desvantagem: a) Presença de indutância de dispersão.

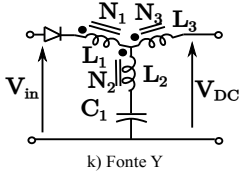
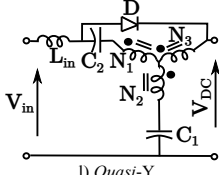
Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a)

Tabela 1.2 - Relação de topologias de conversores com redes de impedância (continua).

Topologia	Fórmulas	Comentários
 g) LCCT Fonte Z  h) LCCT Quasi-Fonte Z	Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.15)$ Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{1-D_{st}}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.16)$ Tensão nos capacitor C2: $V_{C1} = V_{in} \frac{n}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.17)$ Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{n}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.18)$	1. Rede LCCT composta por indutor, capacitor, capacitor, transformador; 2. Previne a saturação do núcleo magnético; 3. Apenas o indutor L_1 armazena energia; 4. O conversor LCCT Fonte-Z apresenta forma descontinua de corrente na entrada.
 i) Fonte Z Gama	Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-\frac{n}{n-1}D_{st}} \quad (1.19)$ Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{1-D_{st}}{1-\frac{n}{n-1}D_{st}} \quad (1.20)$ Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{1}{n(1-D_{st})-1} \quad (1.21)$	1. Corrente descontinua na entrada; 2. Vantagem: Utiliza apenas um capacitor; 3. Desvantagens: a) Indutância de dispersão; b) Maiores esforços nos interruptores.
 j) Fonte Z T	Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-(2+n+m)D_{st}} \quad (1.22)$ Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{(1+n+m)D_{st}}{1-(2+n+m)D_{st}} \quad (1.23)$ Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{1+n+m}{1-(2+n+m)D_{st}} \quad (1.24)$	1. Condução descontinua na entrada; 2. Topologia com alto valor de ganho de tensão; 3. Presença de mais elementos que outras topologias; 4. Correntes de ressonância podem ocasionar transitórios elevados.

Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a)

Tabela 1.2 - Relação de topologias de conversores com redes de impedância (conclusão).

Topologia	Fórmulas	Comentários
 k) Fonte Y	• Fator de ganho: $B = \frac{1}{1 - \frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} D_{st}} \quad (1.25)$ • Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{1 - D_{st}}{1 - \frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} D_{st}} \quad (1.26)$ • Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{\frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} - 1}{1 - \frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} D_{st}} \quad (1.27)$	1. Condução descontínua na entrada; 2. Topologia com alto valor de ganho de tensão; 3. Presença de indutância de dispersão.
 l) Quasi-Y	• Fator de ganho: $B = \frac{1}{1 - \frac{N_1 + N_2}{N_2 - N_3} D_{st}} \quad (1.28)$ • Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{1 - D_{st}}{1 - \frac{N_1 + N_2}{N_2 - N_3} D_{st}} \quad (1.29)$ • Tensão no capacitor C2: $V_{C2} = V_{in} \frac{\frac{N_1 + N_3}{N_2 - N_3} D_{st}}{1 - \frac{N_1 + N_2}{N_2 - N_3} D_{st}} \quad (1.30)$	1. Altos valores de ganho de tensão; 2. Permite operação com elevados valores de índice de modulação; 3. Apresenta todas vantagens do conversor Y tradicional; 4. Condução contínua na entrada; 5. Capacitores C_1 e C_2 previnem o efeito de saturação no núcleo do transformador.

Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a)

1.5 Técnicas de modulação SPWM

Diversas técnicas SPWM podem ser empregadas nos conversores CC-CA com rede de impedância. As aplicações mantêm as propriedades dos conversores, porém, adaptações são necessárias para inclusão do estado de condução conjunta, não existente nas metodologias SPWM tradicionais Figura 1.6-a.

Assim, se realizará uma breve discussão a respeito do modo de operação dessas técnicas de modulação aplicadas a um inversor trifásico com rede de impedância e as principais expressões matemáticas envolvidas. As técnicas de modulação mais utilizadas são: *Simple Boost Control* (SBC) Figura 1.6-b, *Maximum Boost Control* (MBC) Figura 1.6-c e *Maximum Constant Boost Control* (MCBC) Figura 1.6-d.

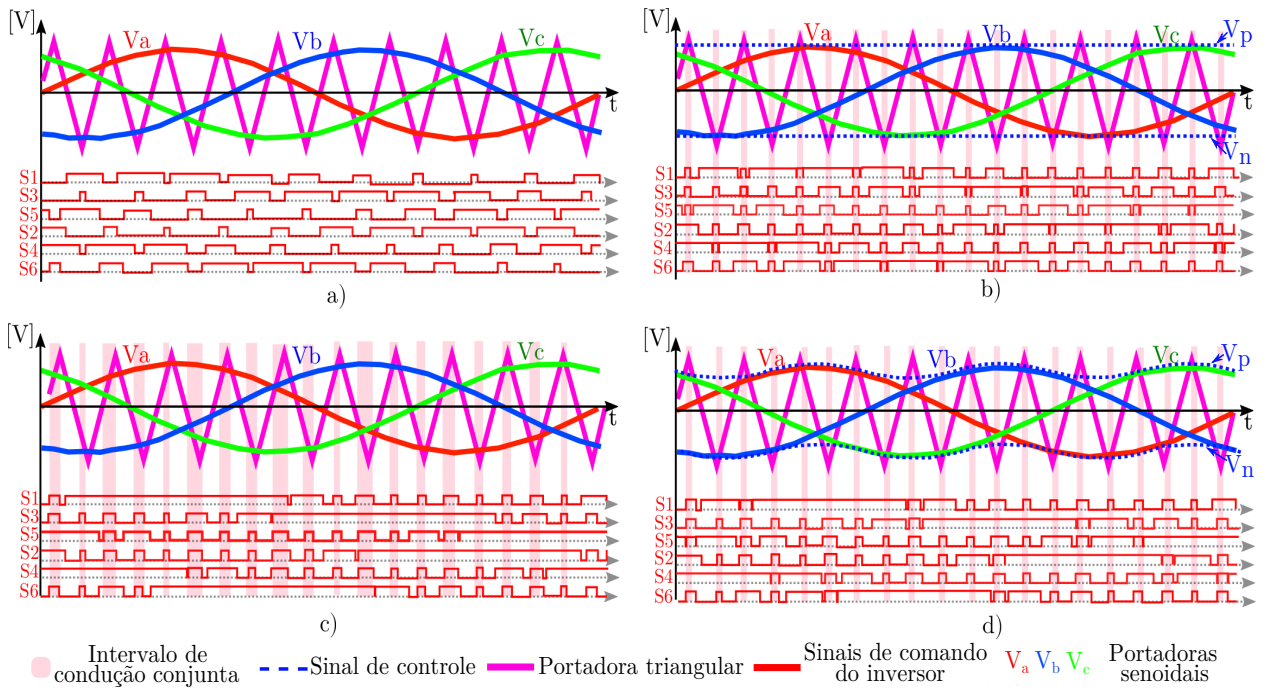
Generalizando-se a expressão exposta na equação (1.1), pode-se dizer que a relação de ganho de tensão G em um conversor baseado em rede de impedância pode ser dada por (1.31),

em que $\hat{V}_1$: Tensão de pico da componente fundamental de fase da carga do inversor e M : Índice de modulação. O estresse de tensão V_s sobre os interruptores de potência de um conversor com rede de impedância pode ser generalizado por (1.32).

$$G = MB = \frac{2\hat{V}_1}{V_{DC}} \quad (1.31)$$

$$V_s = BV_{DC} \quad (1.32)$$

Figura 1.6 – Técnicas de modulação SPWM: a) Tradicional, b) SBC, c) MBC, d) MCBC.



Fonte – O próprio autor.

1.5.1 Simple Boost Control

A técnica SBC se baseia na utilização de dois sinais de controle constantes (V_p e V_n), que são iguais ou superiores ao valor de pico de cada um dos três sinais senoidais que são utilizados pelo sistema de controle do inversor.

Quando a portadora de controle triangular possui magnitude superior ao sinal de controle constante V_p ou valor inferior ao sinal de controle constante V_n , o inversor é comandado a atuar em modo de condução *shoot-through*, considerando intervalos de tempo periódicos, com o dobro da frequência da portadora triangular e com mesma duração. Quando essas condições não são satisfeitas, o inversor opera de acordo com o sistema de controle SPWM tradicional.

Para esse sistema de controle, D_{st} diminui à medida que se aumenta o valor do índice de modulação M , e aumenta a medida que o fator M diminui conforme (1.33) e (1.34). Assim,

caso haja necessidade de se obter elevados valores de G , deve-se operar com baixos índices de modulação M , e elevados valores de ganho B , o que a partir da equação (1.32), se revela como um cenário mais oneroso para operação dos interruptores de potência.

$$D_{st-SBC} = 1 - M \quad (1.33)$$

$$M = 1 - D_{st-SBC} \leq 1 \quad (1.34)$$

1.5.2 Maximum Boost Control

A técnica MBC é similar a técnica SPWM tradicional, porém usa dos instantes alocados para comutação nula para colocar os interruptores do inversor em modo de condução *shoot-through*. Assim, é possível se obter os máximos valores de B para diferentes valores de M .

Desse modo, o circuito passa a operar em *shoot-through* quando a portadora triangular é maior que o máximo valor das três curvas senoidais de referência (V_a, V_b, V_c) ou menor que o mínimo valor das três curvas de referência senoidais.

Devido a natureza do controle, a razão cíclica D_{st} varia a cada ciclo, ocasionado ondulações de baixa frequência em V_{DC} . De acordo com (SIWAKOTI et al., 2014b), tal fenômeno ocasiona um sobredimensionamento dos indutores e capacitores, elevando o volume e custo da rede de impedância.

Logo, para essa técnica de controle define-se uma razão cíclica média, definida por (1.35). Comparando-se as equações (1.36) com (1.34), conclui-se que é possível obter maiores valores de índice para M com a técnica MBC. Assim, a partir da equação (1.32), isso implica em menores esforços de tensão sobre os interruptores de potência.

$$D_{st-MBC} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (1.35)$$

$$M_{MBC} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}(1 - D_{st-MBC}) \leq 1 \quad (1.36)$$

1.5.3 Maximum Constant Boost Control

A estratégia MCBC é caracterizada por permitir o máximo B , enquanto mantém D_{st} constante. Nessa técnica de controle, há cinco curvas de modulação, que consistem nos três sinais de referência de tensão (V_a, V_b, V_c) com frequência f , e dois sinais adicionais, V_p e V_n .

Quando a portadora triangular possui valor superior ou inferior, respectivamente, a V_p e V_n , o inversor opera em *shoot-through*. As curvas V_p e V_n possuem uma frequência equivalente a $3f$. Logo, V_p e V_n podem ser descritos de acordo com (1.37)-(1.38) e (1.39)-(1.40) respectivamente. O fator M é definido por (1.42).

Essa técnica de controle permite um ganho de tensão mais elevado que a técnica SBC e ligeiramente inferior ao MBC. Entretanto, possui a propriedade de manter D_{st} constante, o que proporciona melhor qualidade de energia entregue pelo conversor e um projeto de rede de impedância menos volumoso e custoso.

$$V_p = \sqrt{3}M + M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (1.37)$$

$$V_p = M \sin(\theta), \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (1.38)$$

$$V_n = M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (1.39)$$

$$V_n = M \sin(\theta) - \sqrt{3}M, \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (1.40)$$

$$D_{st-MCBC} = \frac{1 - \sqrt{3}M}{2} \quad (1.41)$$

$$M_{MCBC} = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D_{MCBC}) \leq 1 \quad (1.42)$$

1.5.4 Injeção de terceira harmônica

Proposta originalmente por (GRANT; HOULDSWORTH, 1984), quando aplicado as técnicas MBC e MCBC, a injeção de terceira harmônica permite estender o índice de modulação M , redefinindo seu intervalo operação linear de $[0 - 1]$ para $[0 - 2\frac{\sqrt{3}}{3}]$. Logo, a injeção de terceira harmônica permite a obtenção de maiores magnitudes de $\hat{V}_1$.

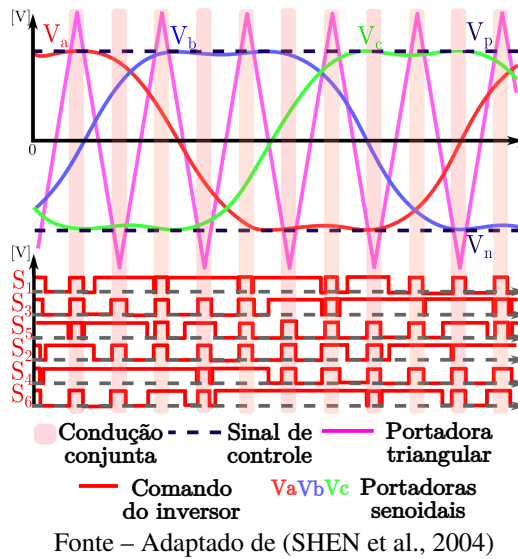
Nesse modo de operação, adicionam-se componentes senoidais ($V_{3h,a,b,c}$) com magnitude igual a $\frac{1}{6}$ da magnitude das portadoras senoidais de controle V_a , V_b e V_c e com frequência três vezes maior ($3\omega_1$). Logo, as portadoras senoidais resultantes tem a forma: $V_{3h,a,b,c}(\omega t) = V_{a,b,c}(\omega_1 t) + \frac{1}{6}V_{a,b,c}(3\omega_1 t)$. Nessas condições, a portadora resultante, tem seu valor de pico estabelecido em $\frac{\sqrt{3}}{2}M$ e valor de vale em $-\frac{\sqrt{3}}{2}M$. A forma de operação com emprego da terceira harmônica pode ser observada na Figura 1.7.

Quando aplicada conjuntamente com a técnica MCBC, essa técnica de controle permite que os sinais de comando V_p e V_n sejam lineares, facilitando assim a implementação do controle do conversor (SHEN et al., 2004). Nessas condições, a razão cíclica é definida pela equação (1.43). Quando utilizada com MBC a razão cíclica é definida por (1.44). Logo, essa técnica de controle permite que o estresse de tensão sobre os interruptores de potência seja menor, quando comparado com as demais técnicas de controle até então apresentadas, uma vez que com o incremento de M , há uma redução do período de condução em *shoot-through*.

$$D_{MCBC3a} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (1.43)$$

$$D_{MBC3a} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (1.44)$$

Figura 1.7 – Técnica MCBC com injeção de terceira harmônica.



1.5.5 Análise comparativa

A Tabela 1.3 apresenta um resumo das vantagens e desvantagens das técnicas SPWM modificadas, apresentadas anteriormente. Os comentários podem ser naturalmente estendidos para aplicação dessas técnicas em qualquer conversor com redes de impedância.

Tabela 1.3 – Comparação entre SBC, MBC, MCBC e Injeção 3ª harmônica.

Técnica	Vantagens	Desvantagens
SBC	1) Simples implementação. 2) D_{st} constante.	1) Maior estresse de tensão nos interruptores. 2) Altos valores de D_{st} .
MBC	Maiores ganhos de tensão.	1) D_{st} variável. 2) Conversores mais volumosos e caros.
MCBC	1) Baixos valores para D_{st} . 2) D_{st} constante.	Ganhos de tensão inferiores a MBC.
3ª harmônica	1) Incremento do índice M . 2) Preserva vantagens da técnica original (MBC ou MCBC).	Não resolve problemas associados as técnicas MBC e MCBC.

Fonte – O próprio autor.

1.6 Justificativa de estudo para o conversor *Quasi-Fonte-Y*

Para os conversores com redes de impedância, um grande desafio é o de se obter elevados valores de G sem um aumento excessivo no período de *shoot-through*. Além de um estresse de tensão adicional, longos períodos de condução conjunta pioram os níveis de qualidade de energia fornecidas a carga, uma vez que podem proporcionar distorções indesejadas no formato da tensão sintetizada pelo inversor.

Outro desafio está relacionado com a rede de impedância em si, que pode vir a conter vários componentes, o que faz com que seu custo aumente. Para tratar esses desafios algumas técnicas foram desenvolvidas, focando na interligação dos componentes, modo de realização da comutação dos interruptores de potência e na utilização de acoplamento magnético.

Os conversores baseados em transformadores ou em indutores acoplados magneticamente, possuem algumas características interessantes, tais como reduzidos números de dispositivos, maior densidade de energia e menor custo. Esses conversores fazem uso da relação entre o número de espiras dos transformadores ou indutores para se aumentar B , mantendo-se os interruptores de potência em *shoot-through* por menor tempo o que reduz os esforços de tensão (LOH; BLAABJERG, 2013).

O conversor *Quasi*-Fonte-Y, proposto por (SIWAKOTI; BLAABJERG; LOH, 2015), é um tipo de topologia que contém um indutor acoplado e promove formas de corrente de entrada contínuas, menores estresse em fontes de energia renováveis e reduzidos esforços de tensão sobre os interruptores que compõe a ponte inversora, utilizando-se de componentes mais baratos.

Também apresenta como vantagens: altos valores de ganho de tensão e reduzidos valores de D_{st} para um mesmo ganho de tensão B , justificando-se assim um estudo mais aprofundado sobre essa topologia, dada a escassez de pesquisas sobre esse conversor na literatura disponível até o presente momento.

1.7 Organização do trabalho

O presente trabalho está organizado da seguinte maneira:

- No capítulo 2, se estabeleceu uma proposta de metodologia de projeto para a rede de impedância *Quasi*-Fonte Y, incluindo contribuições relacionadas ao projeto do indutor acoplado. Conduziu-se uma avaliação comparativa dos métodos SPWM modificados aplicados ao inversor *Quasi*-Fonte-Y. Foi efetuada uma descrição da aplicação do método de média por espaço de estados, para obtenção do modelo de pequenos sinais, levando-se em consideração efeitos associados com resistência série equivalente.

Para a compreensão dos aspectos dinâmicos do conversor, foram conduzidas análises no domínio do tempo e frequência, avaliando as implicações de mudanças paramétricas dos componentes da rede de impedância, em questões relacionadas à complexidade de controle, estabilidade relativa e comportamento dinâmico. A condução desses estudos se mostrou fundamental para a determinação do projeto e controle do conversor, abordadas nos capítulos 3 e 4 respectivamente.

- No capítulo 3, estabeleceu-se uma metodologia de projeto da rede de impedância, levando-se em consideração diferentes aspectos práticos, tais como especificações e viabilidade.

Foram efetuadas análises comparativas para as técnicas SBC, MBC3a e MCBC3a com relação as suas implicações nas figuras de mérito e projeto da rede de impedância

- No capítulo 4, exemplificou-se as limitações das técnicas tradicionais de controle, quando aplicadas ao inversor *Quasi*-Fonte-Y. Foi introduzida uma proposta inédita de um controle FCS-MPC adaptado para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, operando com diversos tipos de carga no modo-tensão ou modo-corrente, com modelo preditivo para rede de impedância *Quasi*-Fonte-Y e sem a necessidade da utilização de fatores de peso. A metodologia apresentada utiliza um recurso de penalização dinâmica, para controle do barramento CC do inversor. Além disso, a técnica implementada aprimora a proposta por (CORTÉS et al., 2009b), utilizando o mesmo número de sensores e simplificando o projeto do controlador, ao dispensar a utilização do observador de estados.

1.8 Considerações sobre notação e sistemas de unidades

Salvo quando expressamente definido no corpo do texto, a seguinte notação é empregada no presente trabalho, para representação de uma variável genérica X , nas seguintes condições: a) valor de pico: $\hat{X}$; b) valor médio: $\bar{X}$; c) valor eficaz: X_{ef} .

Todas as unidades adotadas nesse trabalho estão representadas conforme o Sistema Internacional de Unidades (S.I).

1.9 Considerações finais

Esse capítulo explorou os conversores baseados em redes de impedância, tratando suas principais topologias, equações e características. O levantamento das classificações, topologias e técnicas de modulação serviu para identificar as diversas características desses conversores e suas principais aplicações. Verificou-se que as redes de impedância com acoplamento magnético são propostas interessantes para a redução do período de condução conjunta e diminuição do número de elementos que constituem a rede de impedância. Destacou-se o conversor *Quasi*-Fonte-Y e foram apresentadas justificativas para seu estudo.

Destacam-se como contribuições do presente capítulo: (a) levantamento das principais bibliografias relacionadas ao tema; (b) análise comparativa e consequente avaliações realizadas para os métodos SPWM modificados (SBC, MBC e MCBC), com ou sem injeção de terceira harmônica, relativas a facilidade de implementação, desvantagens associadas, estresse de tensão nos condutores da ponte inversora e ganhos de tensão.

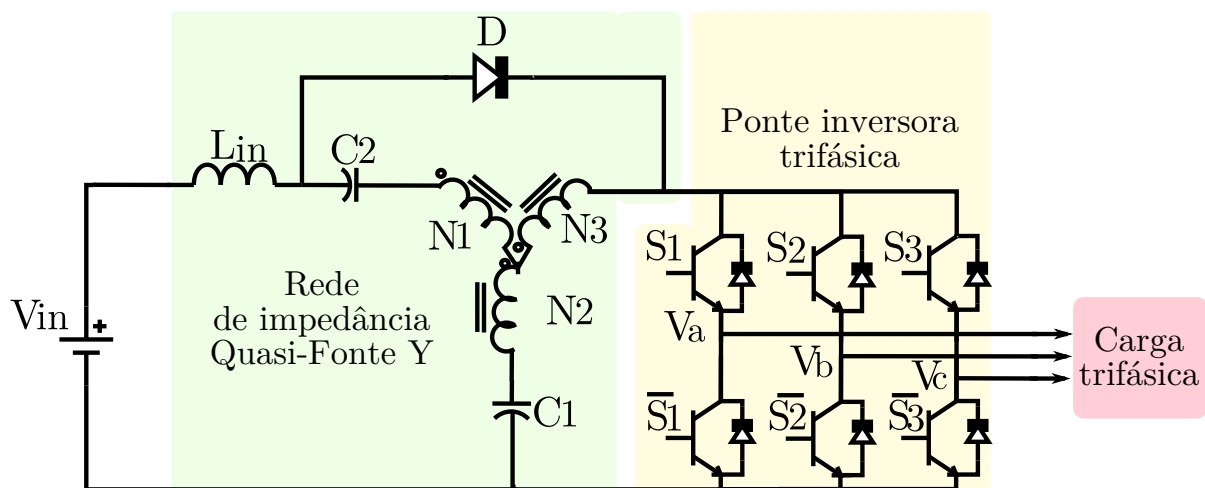
2 O inversor *Quasi-Fonte Y*

Esse capítulo trata de um estudo aprofundado sobre o conversor Quasi-Fonte-Y operando como inversor trifásico (CC-CA). São abordados os seguintes tópicos: (a) etapas de funcionamento; (b) dimensionamento dos componentes constitutivos da rede de impedância; (c) avaliação dos métodos SPWM aplicados ao Quasi-Fonte-Y; (d) análise de pequenos sinais, utilizando o método da média do espaço de estados; (e) análise dinâmica no domínio do tempo e pela resposta em frequência, com e sem alteração de parâmetros, utilizando mapa de polos e zeros e diagramas de Bode.

2.1 Etapas de funcionamento

O diagrama esquemático do *Quasi-Fonte-Y*, em configuração trifásica de 3 braços, é apresentado na Figura 2.1. Há duas etapas de funcionamento definidas pelas diferentes configurações dos interruptores S_1, S_2, S_3 e $\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$. Esses estados são definidos como: a) *Shoot-Through* ou b) Ativo. A Tabela 2.1 mostra as diferentes combinações de chaveamento para o inversor e os estados equivalentes. O estado nulo é um caso particular do ativo, em que a carga é desconectada da fonte.

Figura 2.1 – O inversor *Quasi-Fonte-Y*.



Fonte – O próprio autor.

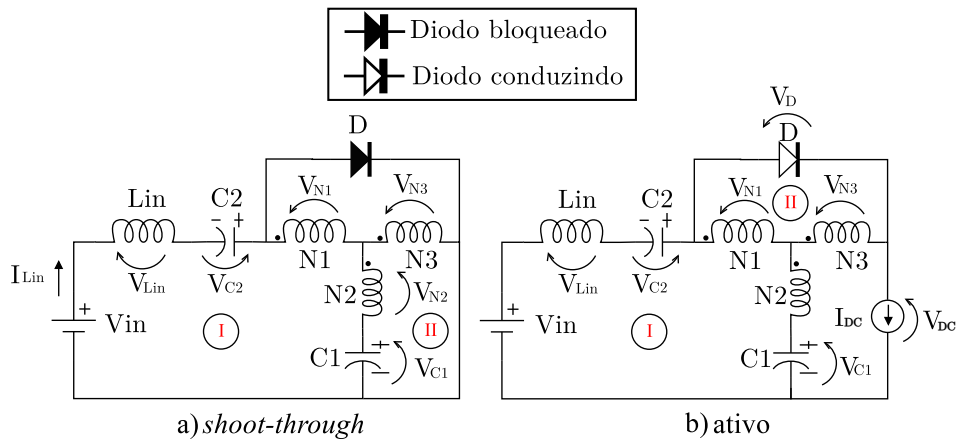
Tabela 2.1 – Configurações de acionamento do inversor *Quasi-Fonte-Y* e respectivos estados.

Estado	S1	S2	S3	$\overline{S1}$	$\overline{S2}$	$\overline{S3}$
Nulo	1	0	1	0	1	0
	0	1	0	1	0	1
Ativo	1	0	0	1	0	1
	1	0	1	0	0	1
	0	1	1	0	0	1
	0	1	1	0	1	0
	0	1	0	1	1	0
	1	0	0	1	1	0
	1	0	0	1	1	0
<i>Shoot-through</i>	0	0	1	1	0	0
	0	0	0	0	1	1
	0	0	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1

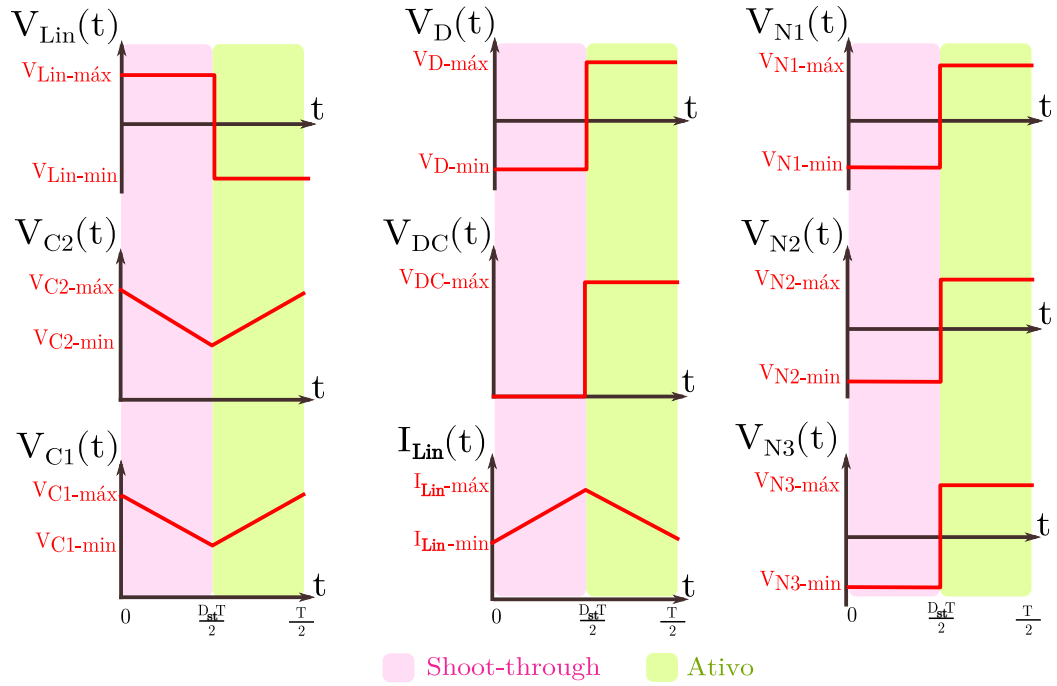
Fonte – O próprio autor

As formas de onda típicas do conversor *Quasi-Fonte-Y*, quando controlado com técnicas de modulação SPWM, estão representadas na Figura 2.3. A partir da análise das técnicas SPWM analisadas no capítulo 1, pode-se observar que o período de *shoot-through* ocorre duas vezes por período de chaveamento T . Dessa forma, as formas de onda são analisadas até $\frac{T}{2}$.

Logo, o intervalo $[0 - D_{st}\frac{T}{2}]$ representa a operação do conversor no estado de *shoot-through* e $[D_{st}\frac{T}{2} - \frac{T}{2}]$ no estado ativo. Os circuitos equivalentes para esses dois estados de funcionamento podem ser observados na Figura 2.2. A partir das formas de ondas típicas, se irá prosseguir com a determinação analítica das expressões que regem o dimensionamento dos componentes que formam a rede de impedância desse conversor.

Figura 2.2 – Etapas de funcionamento do conversor *Quasi-Fonte-Y*.

Fonte – O próprio autor.

Figura 2.3 – Formas de onda características para o conversor *Quasi-Fonte-Y*.

Fonte – O próprio autor.

2.2 Projeto do conversor *Quasi-Fonte-Y*

Essa seção apresenta a metodologia adotada para o projeto dos seguintes elementos e suas expressões auxiliares: (a) indutor de entrada L_{in} ; (b) indutâncias dos indutores acoplados L_{N1}, L_{N2}, L_{N3} ; (c) indutância de magnetização L_m ; (d) capacitores C_1 e C_2 .

Adicionalmente, serão determinadas as expressões de valores eficazes e médios de tensões e correntes dos diversos componentes que formam a rede de impedância.

2.2.1 Determinação de V_{C1} e V_{C2}

Aplicando-se a LKT na malha II (ver Figura 2.2-a), durante o estado de *shoot-through* tem-se a expressão para V_{N1} definida por (2.1).

$$V_{N1.st} = V_{C1} \frac{N_1}{N_3 - N_2} \quad (2.1)$$

Aplicando-se a LKT para as malhas I e II (ver Figura 2.2-a), chega-se a expressão para V_{Lin} durante o estado de *shoot-through* definida por (2.2).

$$V_{Lin.st} = V_{in} + V_{C2} - V_{C1} - V_{N1} \frac{(N_1 + N_2)}{N_1} \quad (2.2)$$

Por meio da análise do circuito sob o regime de condução ativa (Figura 2.2-b), obtém-se a expressão para V_{N1} durante o estado ativo por (2.3).

$$V_{N1.a} = V_{C2} \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad (2.3)$$

Da mesma forma que o determinado na equação (2.2), a expressão para V_{Lin} durante o estado ativo é dada por (2.4).

$$V_{Lin.a} = V_{in} + V_{C2} - V_{C1} - V_{N1} \frac{(N_1 + N_2)}{N_1} \quad (2.4)$$

Sabendo-se que a tensão média sob um indutor em regime permanente é dado por (2.5) e considerando-se as formas de ondas adotadas na Figura 2.3 relacionadas com a representação do conversor em regime permanente, chega-se a (2.6). Logo, conclui-se (2.7).

$$\overline{V_L} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_L(t) D_{st} T = \frac{2}{T} L \left[i \left(\frac{D_{st} T}{2} \right) - i(0) + i \left(\frac{T}{2} \right) - i \left(\frac{D_{st} T}{2} \right) \right] \quad (2.5)$$

$$i \left(\frac{T}{2} \right) = i(0) \quad (2.6)$$

$$\overline{V_L} = 0 \quad (2.7)$$

Realizando-se uma média ponderada a partir das equações (2.1) com (2.3) e (2.2) com (2.4), utilizando-se do concluído em (2.7), chega-se a (2.8). Utilizando-se da relação expressa em (2.9) em (2.8) chega-se a (2.10).

$$\frac{\frac{V_{C1} D_{st} T}{2} \frac{N_1}{N_3 - N_2} + \frac{V_{C2} T (1 - D_{st})}{2} \frac{N_1}{N_1 + N_3}}{\frac{T}{2}} = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \frac{N_1 + N_3}{N_2 - N_3} \left(\frac{D_{st}}{1 - D_{st}} \right) \quad (2.9)$$

$$V_{C2} = V_{C1} - V_{in} \quad (2.10)$$

Partindo do concluído em (2.10) e considerando-se a relação (2.9) chega-se a (2.11).

$$\frac{V_{C1} - V_{in}}{V_{C1}} = \frac{N_1 + N_3}{N_2 - N_3} \left(\frac{D_{st}}{1 - D_{st}} \right) \quad (2.11)$$

Assim, as expressões para V_{C1} e V_{C2} são dadas por (2.12) e (2.13), com δ definido por (2.14).

$$V_{C1} = \frac{V_{in}(1 - D_{st})}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.12)$$

$$V_{C2} = V_{in} \frac{D_{st}\delta}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.13)$$

$$\delta = \frac{N_1 + N_2}{N_2 - N_3} \quad (2.14)$$

2.2.2 Determinação do fator B

Aplicando-se a LKT durante a fase ativa obtém-se (2.15).

$$V_{DC} = V_{in} - V_{Lin} \quad (2.15)$$

Aplicando-se a equação (2.3) em (2.15), obtém-se (2.16).

$$V_{DC} = V_{C1} + V_{C2} \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1 + N_3} \right) \quad (2.16)$$

Aplicando-se as equações (2.12) e (2.13) na expressão (2.16) obtém-se (2.17). Desse modo, define-se fator B por (2.18).

$$V_{DC} = \frac{V_{in}}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.17)$$

$$B = \frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.18)$$

2.2.3 Determinação de L_{in}

A tensão sobre o indutor L_{in} é dada por (2.19).

$$V_{Lin} = L_{in} \frac{dI_{Lin}}{dt} \quad (2.19)$$

Considerando-se o comportamento da corrente I_{Lin} conforme a Figura 2.3, pode-se escrever (2.20).

$$\frac{dI_{Lin}}{D_{st}T} = \frac{\Delta I_{Lin}}{\frac{D_{st}T}{2}} = \frac{\Delta I_{Lin-max} - I_{bLin-min}}{\frac{D_{st}T}{2}} \quad (2.20)$$

Aplicando as relações (2.12) e (2.13) em (2.2) chega-se a definição de L_{in} por (2.21), sendo f_s a frequência de comutação do conversor e δ' definido por (2.22)

$$L_{in} = \frac{V_{in}[1 - \frac{\delta'}{1-D_{st}\delta}]D_{st}}{2\Delta I_{Lin}f_s} \quad (2.21)$$

$$\delta' = \frac{N_1 + N_3}{N_3 - N_2} \quad (2.22)$$

2.2.4 Determinação de $\hat{I}_{Lin}$, $\overline{I_{Lin}}$, I_{Linef}

Uma vez que a corrente que atravessa o indutor L_{in} é a corrente I_{Lin} , a corrente média presente no indutor L_{in} é dada pela equação (2.23). A partir da Figura 2.3 e considerando-se (2.23), determina-se a corrente de pico presente no indutor L_{in} por (2.24).

$$\overline{I_{Lin}} = \overline{I_b} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (2.23)$$

$$\hat{I}_{Lin} = \frac{2P_o + \Delta I_b V_{in}}{2V_{in}} \quad (2.24)$$

Assim, através da equação (2.24) determina-se o valor eficaz de I_{Lin} por meio de (2.25).

$$I_{Linef} = \overline{I_{Lin}} + \frac{\Delta I_b}{\sqrt{3}} \quad (2.25)$$

2.2.5 Determinação de L_{N1}

Durante o *shoot-through*, partindo da equação (2.1) e da Figura 2.3 chega-se a expressão (2.26).

$$L_{N1} = \frac{V_{N1}D_{st}T}{2\Delta I_b} \quad (2.26)$$

Aplicando a relação (2.12) na equação (2.1) chega-se a (2.27).

$$V_{N1} = \left(\frac{N_1}{N_3 - N_2}\right) \frac{V_{in}(1 - D_{st})}{1 + D_{st}\delta} \quad (2.27)$$

Agora, aplicando (2.27) em (2.26), obtém-se a expressão (2.28) para L_{N1} . O módulo é acrescentado para neutralizar o fato de que durante o período de *shoot-through* V_{N1} é negativo, o que consequentemente resultaria em um valor de indutância negativo.

$$L_{N1} = \left| \frac{V_{in}(1 - D_{st})N_1}{(N_3 - N_2) + D_{st}(N_2 + N_1)} \frac{D_{st}}{2\Delta I_b f} \right| \quad (2.28)$$

2.2.6 Determinação de L_{N2} e L_{N3}

A expressão da indutância de um indutor genérico pode também ser dada por (2.29). O parâmetro Φ , que é o fluxo magnético que está contido no indutor, é definido por (2.30). O parâmetro c_1 depende da construção do núcleo do indutor e N é o número de espiras do indutor.

$$L = \frac{N\Phi}{i} = N^2 c_1 \quad (2.29)$$

$$\Phi = c_1 N i \quad (2.30)$$

Assim sendo, sabendo que o núcleo do arranjo de indutores acoplados existente no conversor *Quasi-Fonte-Y* é comum às 3 bobinas, o fator c_1 é comum à determinação da indutância dos três indutores. Logo as três indutâncias estão relacionadas entre si, pelas relações (2.31) a (2.32), sendo que os fatores N_2 e N_3 são, respectivamente, o número de espiras presentes nos indutores L_{N2} e L_{N3} .

$$L_3 = \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2 L_1 \quad (2.31)$$

$$L_2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_1 \quad (2.32)$$

Dessa forma, partindo das definições dadas pelas equações (2.31) e (2.32), considerando-se (2.28), as expressões para L_{N2} e L_{N3} são dadas por (2.33) e (2.34) respectivamente.

$$L_{N2} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \left| \frac{V_{in}(1 - D_{st})N_1}{(N_3 - N_2) + D_{st}(N_2 + N_1)} \frac{D_{st}}{2\Delta I_b f} \right| \quad (2.33)$$

$$L_{N3} = \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2 \left| \frac{V_{in}(1 - D_{st})N_1}{(N_3 - N_2) + D_{st}(N_2 + N_1)} \frac{D_{st}}{2\Delta I_b f} \right| \quad (2.34)$$

2.2.7 Determinação de L_m

Considerando que o núcleo dos indutores acoplados pode ser tratado como um circuito magnético uniforme, ou seja, a relutância de entreferro esta incorporada no corpo do núcleo, a expressão para a relutância equivalente ($\mathcal{R}$) é dada por (2.35).

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (2.35)$$

Tal que: l : Comprimento do circuito magnético, μ_0 : Permeabilidade magnético no vácuo, μ_r : Permeabilidade magnética relativa do material empregado na construção do núcleo e A : Área da seção transversal do núcleo.

O valor da indutância de magnetização L_m é equivalente a L_{N1} , uma vez que toda a energia armazenada no núcleo dos indutores acoplados provém da bobina primária N_1 . O número de espiras N_1 deve ser ajustado para manter essa relação, de acordo com a equação (2.36). De acordo com (WITULSKI, 1995), a expressão para a indutância de magnetização dos indutores acoplados (L_m) é dada por (2.37).

$$N_1 = \sqrt{\mathcal{R}L_{N1}} \quad (2.36)$$

$$L_m = \frac{(N_1)^2 \mu_0 \mu_r A}{l} \quad (2.37)$$

2.2.8 Determinação de $\hat{I}_{LN1}$, $\overline{I}_{LN1}$, I_{LN1ef}

A corrente que circula pelo indutor L_{N1} , durante o *shoot-through* é idêntica a corrente I_{Lin} . Considerando-se a corrente média do capacitor em um período de comutação é dada por (2.38) e as formas de ondas adotadas na Figura 2.3 como a representação do conversor em regime permanente, chega-se a (2.39). Assim, conclui-se (2.40).

$$\overline{I_C} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_C(t) D_{st} T = \frac{2}{T} C \left[v\left(\frac{D_{st}T}{2}\right) - v(0) + v\left(\frac{T}{2}\right) - v\left(\frac{D_{st}T}{2}\right) \right] \quad (2.38)$$

$$v\left(\frac{T}{2}\right) = v(0) \quad (2.39)$$

$$\overline{I_C} = 0 \quad (2.40)$$

Assim, como o indutor L_{N1} está em série com o capacitor C_1 durante todo o período de funcionamento do conversor, chega-se a (2.41).

$$\overline{I_{LN1}} = 0 \quad (2.41)$$

Durante o estado de condução ativa, pelo concluído em (2.40), decorre (2.42), tal que I_{LN1st} : corrente que circula pelo indutor L_{N1} durante o ciclo de *shoot-through* e I_{LN1a} : corrente que circula pelo indutor L_{N1} durante o ciclo ativo.

$$I_{LN1st} \frac{D_{st}T}{2} = I_{LN1a} \frac{(1 - D_{st})T}{2} \quad (2.42)$$

Pela definição da corrente eficaz, o desenvolvimento leva a (2.43).

$$I_{LN1ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{LN1}^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{D_{st}T}{2}} I_{Lin}^2 dt \right] + \left[\int_{\frac{D_{st}T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left(\frac{-I_{Lin} D_{st}}{1 - D_{st}} \right)^2 dt \right]} \quad (2.43)$$

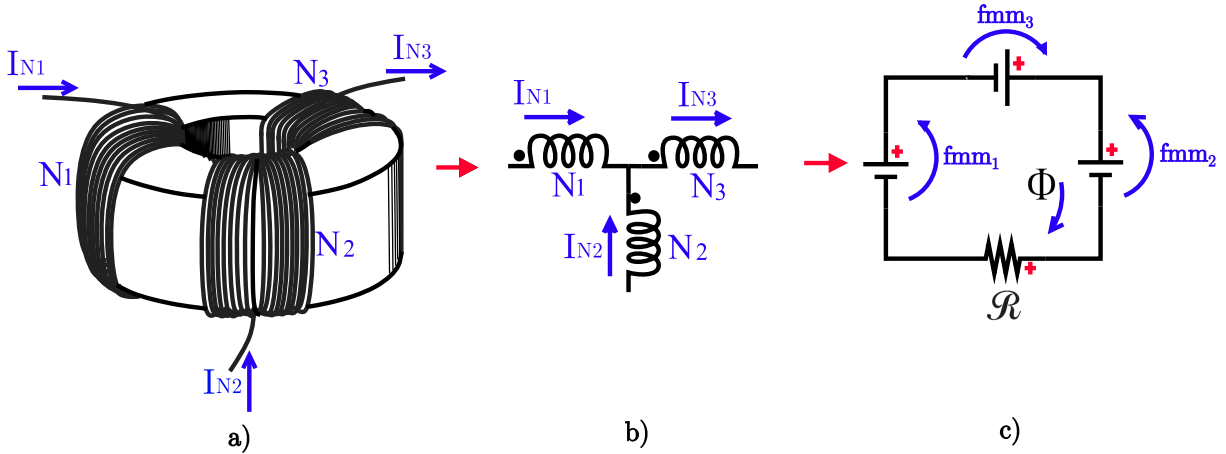
Logo, considerando-se uma baixa ondulação na corrente I_{Lin} e desenvolvendo-se a expressão (2.43), determina-se I_{LN1ef} a partir de (2.44).

$$I_{LN1ef} = I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1 - 2D_{st})}{1 - D_{st}}} \quad (2.44)$$

2.2.9 Determinação de $\hat{I}_{LN2}$ e $\hat{I}_{LN3}$, $\overline{I}_{LN2}$ e $\overline{I}_{LN3}$, I_{LN2ef} e I_{LN3ef}

Na Figura 2.4-c tem-se o circuito magnético equivalente do arranjo de indutores acoplados, obtido através da geometria construtiva e circuito equivalente, em que $f_{mm1,2,3}$ representa a força magnetomotriz das bobinas dos indutores acoplados. Logo, a partir da Figura 2.4, considerando-se a analogia entre circuitos magnéticos e circuitos elétricos, chega-se a (2.45).

Figura 2.4 – Indutores acoplados: a) geometria construtiva, b) circuito elétrico equivalente, c) circuito magnético equivalente.



Fonte – O próprio autor.

Para simplificação dos cálculos, considerou-se um acoplamento magnético ideal (ou seja $\mathcal{R} \approx 0 \frac{1}{H}$), embora para efeitos de armazenamento de energia no núcleo, o valor de $\mathcal{R}$ não pode ser desprezado. De fato, essa aproximação é empregada em (FOROUZESH et al., 2016) e também é adotada neste trabalho. Entretanto, a dedução obtida é uma aproximação do valor real. Assim, a partir de (2.45) obtém-se (2.46).

$$f_{mm1} = f_{mm2} - f_{mm3} + \mathcal{R}\Phi \quad (2.45)$$

$$N_1 I_{N1} = N_2 I_{N2} - N_3 I_{N3} \quad (2.46)$$

Aplicando-se a LKC na Figura 2.4-c) obtém-se (2.47). Aplicando a relação (2.46) em (2.47) chega-se a expressão de I_{N3} , dada pela relação (2.48). Assim, aplicando (2.48) em (2.47), obtém-se a expressão para I_{N2} , dada por (2.49).

$$I_{N2} = I_{N3} - I_{N1} \quad (2.47)$$

$$I_{N3} = I_{N1}\delta \quad (2.48)$$

$$I_{N2} = I_{N1}\delta' \quad (2.49)$$

Assim sendo, a expressão para $\hat{I}_{LN2}$ é determinada por (2.50).

$$\hat{I}_{LN2} = \hat{I}_{LN1}\delta' = -\frac{2P_o + \Delta I_b V_{in}}{2V_{in}}\delta' \quad (2.50)$$

Como o indutor L_{N2} está em série com o capacitor C_1 durante todo o período de funcionamento do conversor, I_{LN2} é determinado do mesmo modo que I_{LN1} , ou seja pela expressão (2.51).

$$I_{LN2}^- = 0 \quad (2.51)$$

A partir de (2.44) e de (2.49), a expressão para I_{L2ef} é dada por (2.52).

$$I_{L2ef} = I_{LN1ef}\delta' = \bar{I}_b \sqrt{\frac{D_{st}(1 - D_{st}) - D_{st}^2}{1 - D_{st}}}\delta' \quad (2.52)$$

De acordo com a equação (2.48), a expressão para $\hat{I}_{LN3}$ é dada por (2.53).

$$\hat{I}_{LN3} = \hat{I}_{LN1}\delta = \frac{2P_o + \Delta I_b V_{in}}{2V_{in}}\delta \quad (2.53)$$

Considerando-se (2.48), e sabendo-se que $I_{LN1}^- = 0$, conclui-se que o valor médio em I_{LN3} é nulo também, conforme (2.54).

$$I_{LN3}^- = 0 \quad (2.54)$$

Analogamente, a expressão para I_{LN3ef} é dada por (2.55).

$$I_{LN3ef} = I_{LN1ef}\delta = \bar{I}_b \sqrt{\frac{D_{st}(1 - D_{st}) - D_{st}^2}{1 - D_{st}}}\delta \quad (2.55)$$

2.2.10 Determinação dos capacitores C_2 e C_1

Durante o *shoot-through* a corrente I_{Lin} que percorre o capacitor C_2 pode ser escrita por (2.56).

$$I_{Lin} = C_2 \frac{dV_{C2}}{D_{st}T} \quad (2.56)$$

Considerando-se a Figura 2.3, chega-se a (2.57) e (2.58).

$$\frac{\Delta V_{C2}}{\left(\frac{D_{st}T}{2}\right)} = \frac{dV_{C2}}{D_{st}T} \quad (2.57)$$

$$\Delta V_{C2} = \int_0^{\frac{D_{st}T}{2}} dV_{C2} \quad (2.58)$$

Assim, a corrente I_{Lin} pode também ser escrita como (2.59). Logo, a partir das equações (2.56), (2.57) e (2.59) conclui-se (2.60), em que o fator ΔV_{C2} deve ser considerado com baixa magnitude, uma vez que o comportamento esperado de tensão sobre o capacitor C_2 deve ser semelhante ao observado na Figura 2.3 para que a expressão (2.60) tenha validade.

$$I_b(t) = 2 \frac{\Delta I_b t}{D_{st}T} + \left(\bar{I}_b - \frac{\Delta I_b}{2}\right) \quad (2.59)$$

$$C_2 = \frac{\bar{I}_b D_{st}}{2 \Delta V_{C2} f} \quad (2.60)$$

Durante o *shoot-through*, considerando-se uma baixa ondulação para C_1 tem-se as relações dadas por (2.61).

$$I_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{D_{st}T} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{\left(\frac{D_{st}T}{2}\right)} = \frac{2C_1 \Delta V_{C1}}{D_{st}T} \quad (2.61)$$

Sabendo que $I_{N2} = I_{C1}$ e $I_{N1} = I_{Lin}$ durante o *shoot-through*, considerando-se I_{Lin} com uma ondulação suficientemente baixa, tem-se a expressão para C_1 dada por (2.62).

$$C_1 = -\frac{I_{Lin}^- D_{st} \delta'}{2 \Delta V_{C1} f} = -\delta' C_2 \quad (2.62)$$

2.2.11 Determinação de $\hat{V}_{C2}$ e $\hat{V}_{C1}$, $\bar{V}_{C2}$ e $\bar{V}_{C1}$, V_{C2ef} e V_{C1ef} , I_{C2ef} e I_{C1ef}

A partir da Figura 2.3 a expressão para $\hat{V}_{C2}$ é dada por (2.63).

$$\hat{V}_{C2} = \bar{V}_{C2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \quad (2.63)$$

Aplicando (2.13) em (2.63) obtém-se a expressão para $\hat{V}_{C2}$, dada por (2.64).

$$\hat{V}_{C2} = \frac{2V_{in}D_{st}\delta + \Delta V_{C2}(1 - D_{st}\delta)}{2(1 - D_{st}\delta)} \quad (2.64)$$

A expressão para $\bar{V}_{C2}$ é a mesma que (2.13), logo define-se (2.65).

$$\bar{V}_{C2} = \frac{V_{in}D_{st}\delta}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.65)$$

Considerando que C_2 opera sob baixa ondulação, vale a expressão dada por (2.66).

$$V_{C2ef} = \bar{V}_{C2} \quad (2.66)$$

Como C_2 está em série com L_{N1} a expressão para I_{C2ef} é a mesma que (2.44). Assim I_{C2ef} é dada pela por (2.67).

$$I_{C2ef} = I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1 - 2D_{st})}{1 - D_{st}}} \quad (2.67)$$

A expressão para $\hat{V}_{C1}$ é dada por (2.68).

$$\hat{V}_{C1} = \bar{V}_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (2.68)$$

Aplicando (2.12) em (2.68) obtém-se a expressão para $\hat{V}_{C1}$, dada por (2.69).

$$\hat{V}_{C1} = \frac{2V_{in}(1 - D_{st})\delta + \Delta V_{C1}(1 - D_{st}\delta)}{2(1 - D_{st}\delta)} \quad (2.69)$$

A expressão para $\bar{V}_{C1}$ é a mesma que (2.12), logo define-se $\bar{V}_{C1}$ por (2.70).

$$\bar{V}_{C1} = \frac{V_{in}(1 - D_{st})}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.70)$$

Considerando-se uma baixa ondulação de tensão em C_1 , tem-se a expressão para V_{C1ef} determinada por (2.71).

$$V_{C1ef} = \bar{V}_{C1} \quad (2.71)$$

A expressão para I_{C1ef} é a mesma que (2.52), uma vez que C_2 está em série com L_{N2} . Logo, define-se I_{C1ef} por (2.72).

$$I_{C1ef} = -I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1 - 2D_{st})}{1 - D_{st}}} \delta' \quad (2.72)$$

2.2.12 Determinação de $\hat{I}_D$, $\bar{I}_D$, I_{Def} e $\hat{V}_D$

Considerando-se o balanço de cargas em C_2 , obtém-se a expressão para $\hat{I}_D$, dada por (2.73).

$$\hat{I}_D = I_{Lin}^+ \left(\frac{1}{1 - D_{st}} \right) \quad (2.73)$$

Considerando-se que durante o período de *shoot-through* o diodo não conduz, a expressão para $\bar{I}_D$ é dada por (2.74).

$$\bar{I}_D = \hat{I}_D(1 - D_{st}) \quad (2.74)$$

Pela definição da corrente eficaz, a expressão para I_{Def} é dada por (2.75). Logo, a expressão para I_{Def} é conforme (2.76).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_D^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{D_{st}T}{2}} 0 dt \right] - \left[\int_{\frac{D_{st}T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left(I_{Lin}^+ \frac{1}{1 - D_{st}} \right)^2 dt \right]} \quad (2.75)$$

$$I_{Def} \approx \frac{I_{Lin}^-}{\sqrt{1 - D_{st}}} \quad (2.76)$$

Durante o estado ativo, aplicando a LKT no circuito da Figura 2.2-b, obtém-se a expressão para $\hat{V}_D$, dada por (2.77).

$$\hat{V}_D = V_{in} \left(\frac{1 - \delta}{1 - \delta D_{st}} \right) \quad (2.77)$$

2.2.13 Determinação de $\hat{I}_S$, $\bar{I}_S$, I_{Seff} e $\hat{V}_S$

Considerando-se o balanço de cargas no capacitor C_1 , um comportamento ideal dos indutores acoplados e uma aproximação de baixa ondulação para $I_{Lin}(t)$, pode-se afirmar que durante o período de *shoot-through*, $I_S \approx \delta I_{Lin}$, e que durante o período ativo, $I_S \approx \frac{-\delta' I_{Lin} D_{st}}{D_{st}'}$. Assim, a expressão para I_{Seff} pode ser obtida para (2.78). Porém, nota-se que tal expressão é definida para o pior caso, já que, devido ao modo de condução no estado nulo, em que $I_S = 0$ A, a corrente $I_S(t)$ não permanece constante ao longo do ciclo ativo. Assim um fator de correção de $\frac{1}{2}$ é adotado para levar em consideração o modo de condução no estado nulo.

$$I_{Seff} = \frac{I_{Lin} D_{st}}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{\delta^2}{D_{st}} + \frac{\delta'^2}{D_{st}'}}} \quad (2.78)$$

A expressão para $\hat{I}_S$ é decorrente da definição de (2.78) e é determinada por (2.79).

$$\hat{I}_S = \delta \hat{I}_{Lin} \quad (2.79)$$

A expressão para $\bar{I}_S$ é determinada por (2.80), levando-se em consideração o fator de correção por conta do estado de condução nulo.

$$\bar{I}_S = \frac{\bar{I}_{Lin} D_{st} (2\delta - 1)}{2} \quad (2.80)$$

A expressão para $\hat{V}_S$ é determinada pela definição de V_{DC} , definida em (2.17). Logo define-se $\hat{V}_S$ pela expressão (2.81).

$$\hat{V}_S = \frac{V_{in}}{1 - D_{st}\delta} \quad (2.81)$$

2.2.14 Sumário de expressões

A Tabela 2.2 apresenta um sumário para determinação dos componentes da rede de impedância do inversor *Quasi-Fonte-Y*, enquanto a Tabela 2.3 apresenta um sumário para as expressões que regem os valores eficazes, médios e de pico para diversas grandezas.

Tabela 2.2 – Expressões para os componentes usados no inversor *Quasi-Fonte-Y*.

Componente	Expressão
L_{in}	$\frac{V_{in}[1 - \frac{\delta'}{1-D_{st}\delta}]D_{st}}{2\Delta i_B f}$
L_{N1}	$ \frac{V_{in}(1-D_{st})N_1}{(N_3-N_2)+D_{st}(N_2+N_1)} \frac{D_{st}}{2\Delta I_{bf}} $
L_{N2}	$(\frac{N_2}{N_1})^2 L_{N1}$
L_{N3}	$(\frac{N_3}{N_1})^2 L_{N1}$
L_m	$\frac{(N_1)^2 \mu_0 \mu_r A}{l}$
C_2	$\frac{\bar{I}_b D_{st}}{2\Delta V_{C2} f}$
C_1	$-\delta' C_2$

Fonte – O próprio autor.

Tabela 2.3 – Expressões para valores eficazes, médio e de pico, para o *Quasi-Fonte-Y*.

Fator	Expressão	Fator	Expressão
$\hat{I}_{Lin}, \hat{I}_{LN1}$	$\frac{2P_o + \Delta I_{Lin} V_{in}}{2V_{in}}$	I_{C2ef}	$I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1-2D_{st})}{1-D_{st}}}$
$\overline{I_{Lin}}$	$\frac{P_o}{V_{in}}$	$\hat{V}_{C1}$	$\bar{V}_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2}$
I_{Linef}	$\overline{I_{Lin}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2\sqrt{3}}$	$\bar{V}_{C1}, V_{C1ef}$	$\frac{V_{in}(1-D_{st})}{1-D_{st}\delta}$
$\hat{V}_{Lin}$	$\frac{V_{in}(1-\delta')}{1-d_{SBC}\delta}$	I_{C1ef}	$-I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1-2D_{st})}{1-D_{st}}} \delta'$
$\overline{I_{LN1,2,3}}$	0	$\hat{I}_D$	$\hat{I}_{Lin}(\frac{1}{1-D_{st}})$
I_{L1ef}	$I_{Lin}^- \sqrt{\frac{D_{st}(1-2D_{st})}{1-D_{st}}}$	$\bar{I}_D$	$\hat{I}_D(1-D_{st})$
$\hat{I}_{LN2}$	$\hat{I}_{LN1}\delta'$	I_{Def}	$\frac{\bar{I}_{Lin}}{\sqrt{1-D_{st}}}$
I_{L2ef}	$I_{LN1ef}\delta'$	$\hat{V}_D$	$V_{in} \left(\frac{1-\delta}{1-\delta D_{st}} \right)$
$\hat{I}_{LN3}$	$\hat{I}_{LN1}\delta$	I_{Sef}	$\frac{I_{Lin} D_{st}}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{\delta^2}{D_{st}} + \frac{\delta'^2}{D_{st}}}}$
I_{L3ef}	$I_{LN1ef}\delta$	$\hat{I}_S$	$\delta \hat{I}_{Lin}$
$\hat{V}_{C2}$	$\frac{2V_{in} D_{st} \delta + \Delta V_{C2}(1-D_{st}\delta)}{2(1-D_{st}\delta)}$	$\bar{I}_S$	$\frac{\bar{I}_{Lin} D_{st}(2\delta-1)}{2}$
$\bar{V}_{C2}, V_{C2ef}$	$\frac{V_{in} D_{st} \delta}{1-D_{st}\delta}$	$\hat{V}_S$	$\frac{V_{in}}{1-D_{st}\delta}$
$\hat{V}_{N1}$	$\frac{N_1}{N_2-N_3} \bar{V}_{C1}$	$\hat{V}_{N2}, \hat{V}_{N3}$	$\frac{N_2}{N_1} \hat{V}_{N1}, \frac{N_3}{N_1} \hat{V}_{N1}$

Fonte – O próprio autor.

2.3 Avaliação dos métodos de comutação

A Tabela 2.4 mostra os métodos de comutação baseados em SPWM que podem ser aplicados ao conversor *Quasi-Fonte-Y*. Nesta tabela, é possível comparar as diferentes expressões para D_{st} , B , G , V_s , M . A Figura 2.5 foi sintetizada considerando-se $V_{in} = 22$ V, M definido no intervalo $[0, 1.15]$ e δ definido no intervalo $[2, 6]$. Os casos analisados se aplicam aos seguintes métodos: SBC, MBC, e MCBC. O termo "3a" denota adição de terceira harmônica.

O emprego de um índice de modulação M que não pertença ao intervalo definido para cada técnica de comutação, desconsiderando perdas de energia de qualquer natureza, proporciona ganhos de tensão que tendem ao infinito. Pelo fato desse cenário ser totalmente desfavorável, esse aspecto deve ser levado em consideração ao se controlar o conversor. Na Tabela 2.4 esse intervalo está definido para cada técnica de comutação (ver fator M).

Tabela 2.4 – Comparação entre os métodos *SPWM* aplicáveis ao conversor *Quasi-Fonte-Y*.

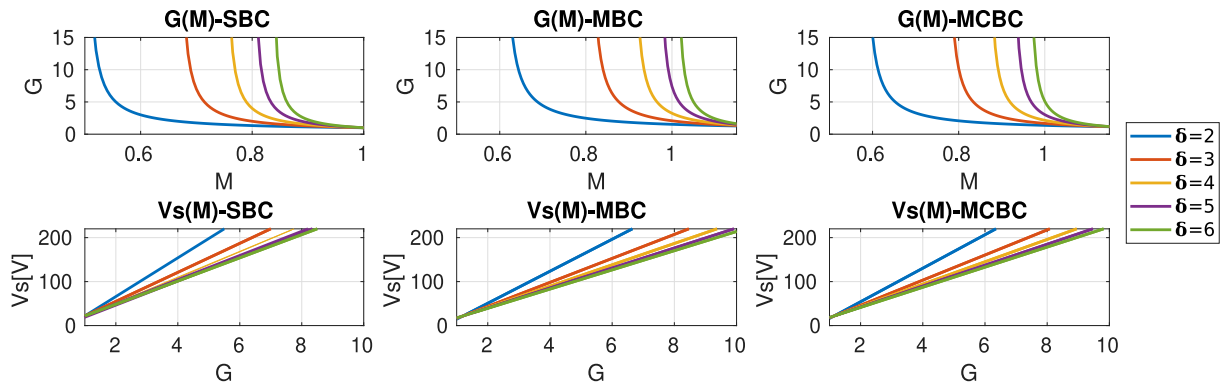
Fator	SBC	MBC	MBC3a	MCBC	MCBC3a
D_{st}	$1 - M$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$1 - \frac{\sqrt{3}M}{2}$	$1 - \frac{\sqrt{3}M}{2}$
B	$\frac{1}{1 + \delta(M-1)}$	$\frac{1}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{1}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{1}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$	$\frac{1}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$
G	$\frac{M}{1 + \delta(M-1)}$	$\frac{\frac{2\pi}{M}}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{\frac{2\pi}{M}}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{\frac{2\pi}{M}}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$	$\frac{\frac{2\pi}{M}}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$
V_s	$\frac{V_{in}}{1 + \delta(M-1)}$	$\frac{V_{in}}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{V_{in}}{1 + \delta(\frac{3\sqrt{3}M}{2\pi} - 1)}$	$\frac{V_{in}}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$	$\frac{V_{in}}{1 + \delta(\frac{\sqrt{3}M}{2} - 1)}$
M :	$(\frac{\delta-1}{\delta}, 1]$	$(\frac{2\pi(\delta-1)}{3\sqrt{3}\delta}, 1]$	$(\frac{2\pi(\delta-1)}{3\sqrt{3}\delta}, \frac{2\sqrt{3}}{3}]$	$(\frac{2(\delta-1)}{\sqrt{3}\delta}, 1]$	$(\frac{2(\delta-1)}{\sqrt{3}\delta}, \frac{2\sqrt{3}}{3}]$

Fonte – O próprio autor.

No conversor *Quasi-Fonte-Y*, o fator D_{st} deve ser superior a $\frac{1}{\delta}$. A utilização de um fator D_{st} inferior gera o mesmo problema especificado anteriormente. Na Tabela 2.4, o intervalo para o fator D_{st} está definido para cada técnica de comutação.

De acordo com a Figura 2.5, valores mais elevados de δ proporcionam menores esforços de tensão sobre os interruptores, para um mesmo ganho G . Isso ocorre devido a operação em períodos reduzidos no regime de *shoot-through*. Além disso, tem-se maiores valores de G para um mesmo M , uma vez que a variável δ é maior.

Quanto a utilização de injeção de 3a. harmônica, a técnica MBC apresenta esforços de tensão sobre os interruptores ligeiramente inferiores aos proporcionados pela técnica MCBC. Porém, há diferenças significativas quanto a magnitude de G . A medida que δ é elevado, maior será essa diferença de G . Apesar do MBC permitir um ganho de tensão bem maior que o MCBC para um mesmo valor de M , verifica-se que oscilação de D_{st} proporciona maiores esforços de tensão e corrente nos componentes da rede de impedância para MBC quando comparado a MCBC. Logo, a técnica de comutação baseada em MBC é mais interessante para cenários em que se deseja valorizar G em detrimento da vida útil dos interruptores. Contudo, a técnica MCBC traz um compromisso interessante com relação a G vs vida-útil dos interruptores.

Figura 2.5 – Curvas $G(M)$, $V_s(G)$ e $D_{st}(M)$ para as técnicas SBC, MBC e MCBC.

Fonte – O próprio autor.

2.4 Análise de pequenos sinais

2.4.1 Considerações sobre a análise de pequenos sinais

O projeto de um conversor de potência deve levar em consideração o seu comportamento quando há alterações nas suas condições de funcionamento. Para se garantir que os requisitos do projeto sejam cumpridos para diversos cenários de operação, é necessário realizar um controle em malha fechada. Esse tipo de controle se baseia no modelo de pequenos sinais que revela diferentes aspectos dinâmicos relacionados com a manutenção da estabilidade da operação do conversor, tanto no domínio tempo quando no domínio da frequência.

Há uma série de métodos para se realizar a análise de pequenos sinais em conversores de potência, incluindo, segundo levantamento feito por (SIWAKOTI et al., 2014b): Média por espaço de estados (*State-Space Averaging*), Média por Modulação de largura de pulso no interruptor (*Switch PWM*), *Signal Flow Graph* e o método do fator de energia (*Energy Factor*). Cada método possui as suas vantagens e desvantagens e deve ser escolhido de acordo com a topologia do conversor. Entre esses métodos, o utilizado na presente análise foi o da Média por Espaço de Estados, por conta de sua melhor capacidade em lidar com equações diferenciais de mais alta ordem, ocasionadas por uma quantidade maior de elementos armazenadores de energia (LUO; YE, 2005), tal como é o caso do inversor *Quasi-Fonte-Y*.

2.4.2 Média por Espaço de Estados (*State-Space Averaging*)

O método da Média por Espaço de Estados foi desenvolvido por (MIDDLEBROOK; CUK, 1976) e é popular para a elaboração de análise dinâmica de conversores de potência. Nessa seção, apresenta-se de modo abreviado essa metodologia.

Inicialmente, considera-se que o conversor opera em dois estados distintos, determinados pela razão cíclica de *shoot-through*. No caso do conversor *Quasi-Fonte-Y* há o primeiro período

de operação, com duração igual $D_{st}\frac{T}{2}$ que determina o modo de operação no estado de *shoot-through*. A seguir, há o segundo período de operação, com duração igual a $(1 - D_{st})\frac{T}{2}$ que determina o modo de operação no estado ativo. Assim sendo, esquematiza-se o método a seguir:

1. Determina-se a descrição no espaço de estados para cada etapa de operação. Durante o período $D_{st}\frac{T}{2}$, para $0 < t < D_{st}\frac{T}{2}$ tem-se as relações (2.82) e (2.83).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1x(t) + B_1u(t) \quad (2.82)$$

$$y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \quad (2.83)$$

Durante o período $(1 - D_{st})\frac{T}{2}$, para $D_{st}\frac{T}{2} < t < (1 - D_{st})\frac{T}{2}$ tem-se as relações (2.84) e (2.85).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2x(t) + B_2u(t) \quad (2.84)$$

$$y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \quad (2.85)$$

2. Determina-se uma equação de espaços de estados média, realizando-se uma média no tempo das equações (2.82)-(2.85) durante um período de chaveamento. Obtém-se então (2.86) e (2.87), que apesar de representarem a operação em espaço de estados média, ainda não representa um modelo linearizado:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A'x(t) + B'u(t) \quad (2.86)$$

$$y(t) = C'x(t) + E'u(t) \quad (2.87)$$

Tal que:

$$A' = A_1D_{st} + A_2(1 - D_{st}) \quad (2.88)$$

$$B' = B_1D_{st} + B_2(1 - D_{st}) \quad (2.89)$$

$$C' = C_1D_{st} + C_2(1 - D_{st}) \quad (2.90)$$

$$E' = E_1D_{st} + E_2(1 - D_{st}) \quad (2.91)$$

3. Lineariza-se o modelo descrito pelas equações (2.86) e (2.87) em torno de um ponto de operação CC. Pequenas perturbações CA são introduzidas no regime de operação CC. Assim, tem-se as definições de variáveis dados por (2.92)-(2.95), em que as letras maiúsculas

representam os valores no ponto de operação CC e as letras minúsculas representam as perturbações CA.

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (2.92)$$

$$y(t) = Y + \hat{y}(t) \quad (2.93)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) \quad (2.94)$$

$$d(t) = D_{st} + \hat{d}(t) \quad (2.95)$$

Substituindo as variáveis assim definidas nas equações (2.86) e (2.87) e simplificando, as expressões para o modelo em regime permanente são obtidas pelas relações (2.96) e (2.97)

$$X = -A'^{-1}B'U \quad (2.96)$$

$$Y = (-C'A'^{-1}B' + E')U \quad (2.97)$$

E em pequenos sinais obtém-se as relações (2.98) e (2.99).

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A'\hat{x}(t) + B'\hat{u}(t) + B_d\hat{d}(t) \quad (2.98)$$

$$\hat{y}(t) = C'\hat{x}(t) + E'\hat{u}(t) + E_d\hat{d}(t) \quad (2.99)$$

Tal que as variáveis B_d e E_d , presentes em (2.98) e (2.99) são definidas por (2.100)-(2.101).

$$B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \quad (2.100)$$

$$E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U \quad (2.101)$$

4. As funções de transferência são obtidas através da aplicação da transformada de Laplace sobre as equações (2.98) e (2.99). Assim, obtém-se a expressão para a função de transferência das variáveis de estado com relação a entrada por (2.102).

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{u}(s)} = (sI - A')^{-1}B' \quad (2.102)$$

A função de transferência das variáveis de estados com relação a razão cíclica por (2.103).

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A')^{-1}B_d \quad (2.103)$$

A expressão para função de transferência da saída com relação a entrada é definida por (2.104).

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}(s)} = C'(sI - A')^{-1}B' + E' \quad (2.104)$$

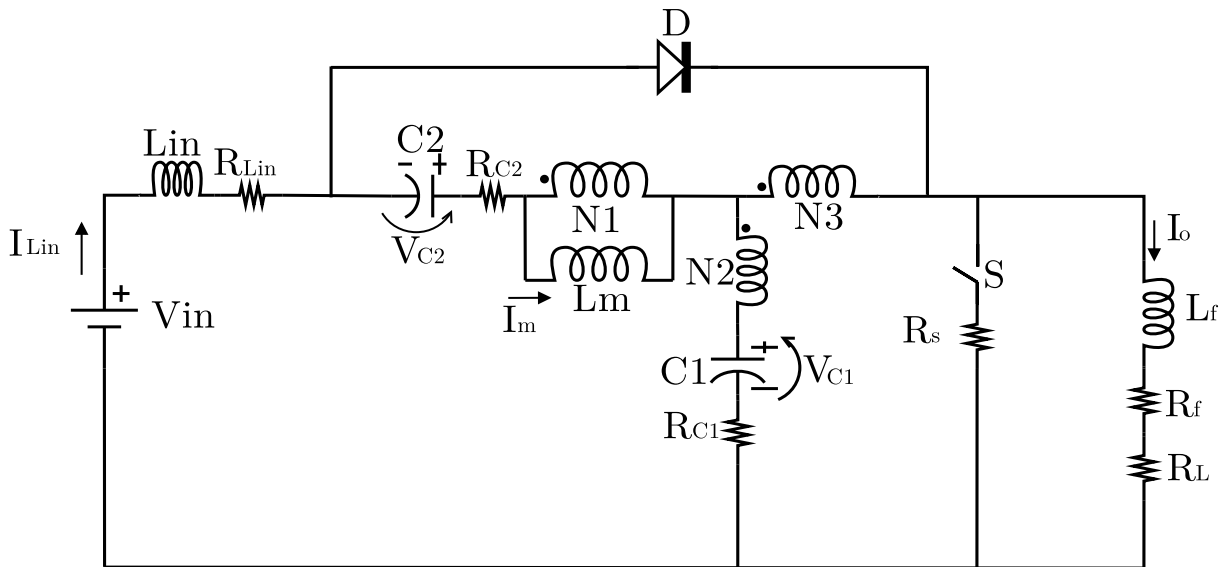
A expressão para a função de transferência da saída com relação à razão cíclica é definida por (2.105).

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = C'(sI - A')^{-1}B_d + E_d \quad (2.105)$$

2.4.3 Derivação do modelo de pequenos sinais

Aplicando o exposto em (LIU; HU; XU, 2005) e (LOH et al., 2007) para o *Quasi-Fonte-Y* operando como inversor, pode-se modelá-lo como um conversor CC-CC equivalente, representado na Figura 2.6. Para se representar a potência da carga trifásica P_o , a resistência R_L é definida por (2.106), em que $D'_{st} = 1 - D_{st}$.

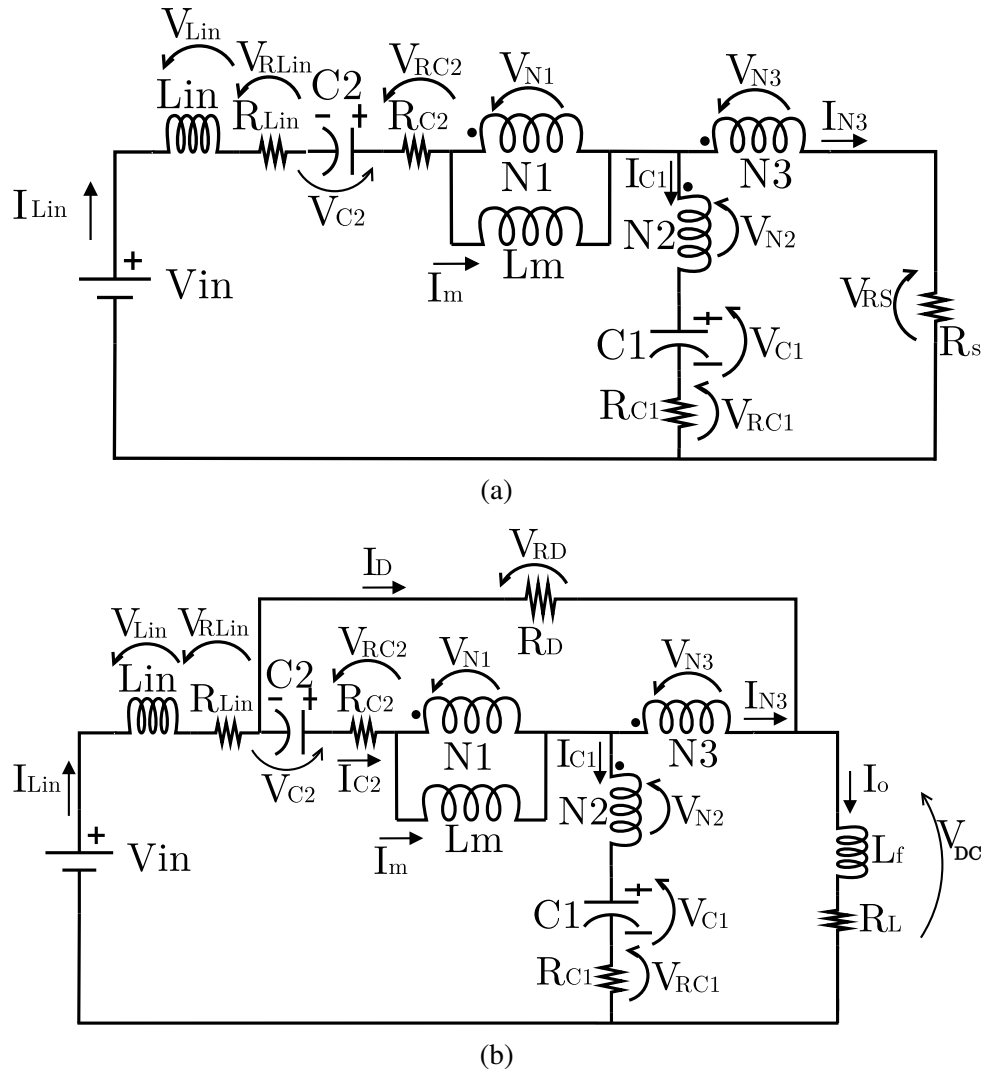
Figura 2.6 – Modelo CC-CC do *Quasi-Fonte-Y* equivalente a operação como inversor.



Fonte – O próprio autor.

$$R_L = \frac{\overline{V_{DC}}^2}{P_o} = \frac{(BD'_{st}V_{in})^2}{P_o} \quad (2.106)$$

Desse modo, obtém-se dois circuitos equivalentes, referentes aos dois períodos de funcionamento do conversor, conforme Figura 2.7-a e Figura 2.7-b. Em (2.107) definem-se as variáveis para se modelar o conversor *Quasi-Fonte-Y* utilizando-se espaço de estados.

Figura 2.7 – Modelo equivalente dos estados de operação: a) *shoot-through*, b) ativo.

Fonte – O próprio autor.

$$x(t) = \left[I_{Lin}, I_o, I_m, V_{C1}, V_{C2} \right]^T, y(t) = V_{DC}, u(t) = V_{in} \quad (2.107)$$

Aplicando a LKT no circuito exposto na Figura 2.7-a, tem-se as relações (2.108)-(2.109).

$$V_{in} - V_{Lin} - V_{RLin} - V_{RC2} + V_{C2} - V_{N1} \left(\frac{N_1 + N_2}{N_1} \right) - V_{RC1} + V_{C1} = 0 \quad (2.108)$$

$$V_{C1} + V_{RC1} + V_{N1} \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) - V_{Rs} = 0 \quad (2.109)$$

Aplicando a LKC no circuito exposto na Figura 2.7-a, obtém-se (2.110).

$$I_{Lin} = I_{C1} + I_{N3} = I_{N1} + I_m \quad (2.110)$$

Além disso, há a equação ideal dos indutores acoplados, definida por (2.111):

$$N_1 I_{N1} + N_2 I_{N2} + N_3 I_{N3} = 0 \quad (2.111)$$

Operando com as equações (2.108) e (2.111) obtém-se as equações (2.112) a (2.117) que descrevem o regime de operação durante o estado de *shoot-through*.

$$\begin{aligned} \frac{dI_{Lin}}{dt} = \frac{V_{Lin}}{L_{in}} - \frac{I_{Lin}}{L_{in}}(R_{Lin} + R_{C2} + \delta^2 R_s + R_{C1} \delta'^2) + \frac{V_{C2}}{L_{in}} - \\ \frac{V_{C1} \delta'}{L_{in}} + \frac{I_m}{L_{in}} \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right) (\delta R_s - R_{C1} \delta') \end{aligned} \quad (2.112)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_m}{dt} = \frac{I_{Lin}}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right) (\delta R_s - \delta' R_{C1}) - \frac{I_m}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right)^2 (R_s + R_{C1}) + \\ - V_{C1} \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right) L_m \end{aligned} \quad (2.113)$$

$$\frac{dI_o}{dt} = 0 \quad (2.114)$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_{Lin} \delta'}{C_1} - I_m \left(\frac{N_1}{C_1 (N_3 - N_2)} \right) \quad (2.115)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{-I_{Lin}}{C_2} \quad (2.116)$$

$$V_{DC} = I_{Lin} \delta R_s - I_m \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right) R_s \quad (2.117)$$

Aplicando a LKT no circuito exposto na Figura 2.7-b, tem-se as relações (2.118)-(2.121):

$$V_{in} - V_{Lin} - V_{RLin} - V_{RC2} + V_{C2} - V_{N1} \left(\frac{N_1 + N_2}{N_1} \right) - V_{RC1} - V_{C1} = 0 \quad (2.118)$$

$$V_{RC1} + V_{C1} + V_{N1} \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) = 0 \quad (2.119)$$

$$V_{C2} - V_{RC2} - V_{N1} \left(\frac{N_1 + N_3}{N_1} \right) + V_{RD} = 0 \quad (2.120)$$

$$V_{in} - V_{Lin} - V_{RLin} - V_{RD} - V_{DC} = 0 \quad (2.121)$$

Aplicando a LKC no circuito exposto na Figura 2.7-b, tem-se as relações (2.122)-(2.125):

$$I_{Lin} = I_{C2} + I_D \quad (2.122)$$

$$I_{C2} = I_{C1} + I_{N3} \quad (2.123)$$

$$I_{C2} = I_{N1} + I_m \quad (2.124)$$

$$I_D + I_{N3} = I_o \quad (2.125)$$

Operando com as equações (2.118)-(2.125) e (2.111) obtém-se as equações (2.126) a (2.131) para o regime de operação ativo.

$$\begin{aligned} \frac{dI_{Lin}}{dt} = & \frac{V_{in}}{L_{in}} - \frac{I_{Lin}}{L_{in}} \left(R_{Lin} - \frac{R_D \delta}{\delta'} + R_{C1} + \frac{(R_{C2} + R_D \delta)}{\delta'^2} \right) - \\ & \frac{I_o}{L_{in}} \left(-R_{C1} + \frac{R_{C2}}{\delta'^2} - \frac{R_D \delta}{\delta'^2} \right) - \frac{I_m N_1}{L_{in}} \left(\frac{R_D}{\delta'(N_2 - N_3)} - \frac{(R_{C2} - R_D)}{\delta'(N_1 + N_3)} \right) - \\ & \frac{V_{C1}}{L_{in}} + \frac{V_{C2}}{L_{in} \delta'} \end{aligned} \quad (2.126)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_o}{dt} = & \frac{V_{C1}}{L_f} + \frac{I_{Lin}}{L_f} \left(R_{C1} + \frac{(R_{C2} + R_D \delta)}{\delta'^2} \right) - \\ & \frac{I_o}{L_f} \left(R_{C1} - \frac{(R_{C2} - R_D)}{\delta'^2} + R_L + R_f \right) - \frac{I_m}{L_f} \left(\frac{N_1(R_{C2} - R_D)}{\delta'(N_1 + N_3)} \right) - \frac{V_{C2}}{\delta' L_f} \end{aligned} \quad (2.127)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_m}{dt} = & \frac{V_{C2}}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_1 + N_3} \right) - I_{Lin} \frac{N_1(R_{C2} + R_D \delta)}{L_m \delta'(N_1 + N_3)} - \\ & I_o \frac{N_1(R_{C2} - R_D)}{L_m \delta'(N_1 + N_3)} - I_m \frac{N_1^2(R_{C2} - R_D)}{L_m \delta'(N_1 + N_3)(N_2 - N_3)} \end{aligned} \quad (2.128)$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_{Lin}}{C_1} - \frac{I_o}{C_1} \quad (2.129)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{I_{Lin}}{\delta' C_2} + \frac{I_o}{\delta' C_2} + \frac{I_m}{\delta' C_2} \left(\frac{N_1}{N_2 - N_3} \right) \quad (2.130)$$

$$\begin{aligned} V_{DC} = & V_{C1} + I_{Lin} \left(R_{C1} + \frac{(R_{C2} + R_D \delta)}{\delta'^2} \right) - \\ & I_o \left(R_{C1} - \frac{(R_{C2} - R_D)}{\delta'^2} \right) - I_m \left(\frac{N_1(R_{C2} - R_D)}{\delta'(N_1 + N_3)} \right) - \frac{V_{C2}}{\delta'} \end{aligned} \quad (2.131)$$

Através das equações (2.112)-(2.117) determinam-se as matrizes A_1, B_1, C_1 e E_1 pelas equações (2.132)-(2.135):

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_{Lin} + R_{C2} + \delta^2 R_S + R_{C1} \delta'^2)}{L_{in}} & 0 & \frac{N_1(\delta R_S - R_{C1} \delta')}{L_{in}(N_2 - N_3)} & \frac{-\delta'}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{N_1(\delta R_S - \delta' R_{C1})}{L_m(N_2 - N_3)} & 0 & \frac{-\left(\frac{N_1}{N_2 - N_3}\right)^2 (R_S + R_{C1})}{L_m} & \frac{-N_1}{L_m(N_2 - N_3)} & 0 \\ \frac{\delta'}{C_1} & 0 & \frac{-N_1}{C_1(N_3 - N_2)} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.132)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.133)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \delta R_s & 0 & \frac{-N_1 R_s}{N_2 - N_3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.134)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.135)$$

Através das equações (2.126)-(2.131) determinam-se as matrizes A_2, B_2, C_2 e E_2 pelas equações (2.136)-(2.139):

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{Lin} + \frac{R_D \delta}{\delta'} - R_{C1} - \left(\frac{R_{C2} + R_D \delta}{\delta'^2}\right)}{L_{in}} & \frac{R_{C1} + \frac{R_D \delta - R_{C2}}{\delta'^2}}{L_{in}} & -\frac{N_1}{L_{in} \delta'} \left(\frac{R_D}{N_2 - N_3} + \frac{R_D - R_{C2}}{N_1 + N_3} \right) & \frac{-1}{L_{in}} & \frac{1}{L_{in} \delta'} \\ \frac{R_{C1} \delta'^2 + R_{C2} + R_D \delta}{L_f \delta'^2} & \frac{-R_{C1} \delta'^2 + R_{C2} - R_D - R_L \delta'^2 - R_f \delta'^2}{L_f \delta'^2} & \frac{-N_1(R_{C2} - R_D)}{L_f \delta' (N_1 + N_3)} & \frac{1}{L_f} & \frac{-1}{L_f \delta'} \\ \frac{-N_1(R_{C2} + R_D \delta)}{L_m \delta' (N_1 + N_3)} & \frac{-N_1(R_{C2} + R_D)}{L_m \delta' (N_1 + N_3)} & \frac{-N_1^2(R_{C2} - R_D)}{L_m \delta' (N_1 + N_3)(N_2 - N_3)} & 0 & \frac{N_1}{L_m(N_1 + N_3)} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\delta' C_2} & \frac{1}{\delta' C_2} & \frac{N_1}{\delta C_2(N_2 - N_3)} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.136)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.137)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} R_{C1} + \frac{R_{C2} + R_D \delta}{\delta'^2} & -R_{C1} + \frac{R_{C2} - R_D}{\delta'^2} & \frac{-N_1(R_{C2} - R_D)}{\delta' (N_1 + N_3)} & 1 & -\frac{1}{\delta'} \end{bmatrix} \quad (2.138)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.139)$$

Determinadas as matrizes A_1, B_1, C_1 e E_1 e A_2, B_2, C_2 e E_2 , seguindo-se o passo 3 do método da média de espaços de estados descrita na seção anterior, obtém-se as matrizes A', B', C', E', B_d, E_d que podem ser simplifiadamente representadas por (2.140) e (2.141). Os fatores α, β, γ são definidos pelas equações (2.142)-(2.144). Os termos $a_{11} - a_{55}, b_{11} - b_{51}, c_{11} - c_{15}, b_{d11} - b_{d51}$ e ϵ , representam o conteúdo das matrizes A', B', C', B_d, E_d , respectivamente, aqui simplifiadamente representados, tal que o subscrito representa, sequencialmente, a posição na linha e coluna da matriz.

$$A' = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_3 & \alpha_4 \end{bmatrix} B' = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} C' = \begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \end{bmatrix} E' = 0 \quad (2.140)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \beta_{d1} \\ \beta_{d2} \end{bmatrix} E_d = \epsilon \quad (2.141)$$

$$\alpha_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \alpha_2 = \begin{bmatrix} a_{14} & a_{15} & 0 \\ a_{24} & a_{25} & 0 \\ a_{34} & a_{35} & 0 \end{bmatrix} \alpha_3 = \begin{bmatrix} a_{41} & a_{42} & a_{43} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \alpha_4 = \begin{bmatrix} a_{44} & a_{45} & 0 \\ a_{54} & a_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.142)$$

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \\ b_{31} \end{bmatrix} \beta_2 = \begin{bmatrix} b_{41} \\ b_{51} \\ 0 \end{bmatrix} \beta_{d1} = \begin{bmatrix} b_{d11} \\ b_{d21} \\ b_{d31} \end{bmatrix} \beta_{d2} = \begin{bmatrix} b_{d41} \\ b_{d51} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.143)$$

$$\gamma_1 = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \end{bmatrix} \gamma_2 = \begin{bmatrix} c_{14} & c_{15} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.144)$$

Desse modo, seguindo-se o procedimento exposto no passo 4 do método da média do espaço de estados apresentado previamente, representa-se as funções de transferência $\frac{x(s)}{u(s)}$, $\frac{x(s)}{d(s)}$, $\frac{y(s)}{u(s)}$ e $\frac{y(s)}{d(s)}$ por (2.145)-(2.148).

$$\frac{x(s)}{u(s)} = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_2\beta_2 - \alpha_4\beta_1 + \beta_1s}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + \alpha_1s + \alpha_4 - s^2} \\ -\frac{\alpha_3\beta_1 - \alpha_1\beta_2 + \beta_2s}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + \alpha_1s + \alpha_4 - s^2} \end{bmatrix} \quad (2.145)$$

$$\frac{x(s)}{d(s)} = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_2\beta_{d2} - \alpha_4\beta_{d1} + \beta_{d1}s}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + (\alpha_1 + \alpha_4)s - s^2} \\ -\frac{\alpha_3\beta_{d1} - \alpha_1\beta_{d2} + \beta_{d2}s}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + (\alpha_1s + \alpha_4)s - s^2} \end{bmatrix} \quad (2.146)$$

$$\frac{y(\hat{s})}{u(\hat{s})} = -\frac{s(\beta_1\gamma_1 + \beta_2\gamma_2) - \alpha_1\beta_2\gamma_2 + \alpha_2\beta_2\gamma_1 + \alpha_3\beta_1\gamma_2 - \alpha_4\beta_1\gamma_1}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + (\alpha_1 + \alpha_4)s - s^2} \quad (2.147)$$

$$\frac{y(\hat{s})}{d(\hat{s})} = -\frac{(\alpha_1\alpha_4 - \alpha_2\alpha_3)\epsilon - (\alpha_1\gamma_2 + \alpha_2\gamma_1)\beta_{d2} + (\alpha_3\gamma_2 - \alpha_4\gamma_1)\beta_{d1} - ((\alpha_1 - \alpha_4)\epsilon + \beta_{d1}\gamma_1 + \beta_{d2}\gamma_2)s + \epsilon s^2}{\alpha_2\alpha_3 - \alpha_1\alpha_4 + (\alpha_1 + \alpha_4)s - s^2} \quad (2.148)$$

Os valores em regime permanente, presentes na matriz X , podem ser aproximados desprezando o produto de resistências série equivalente ou da razão cíclica D_{st} por qualquer resistência série equivalente ($R_{C1,2}$, R_D , R_S , R_{Lin}). Além disso, desconsiderou-se produtos cuja ordem de magnitude é desprezível frente aos maiores fatores dos denominadores ou numeradores dos elementos da matriz X . Desse modo, pode-se escrever as expressões (2.149)-(2.153) que representam as grandezas em regime permanente, em que $k_1 - k_4$ estão definidos nas equações (2.156)-(2.159).

$$\overline{I_{Lin}} = \frac{V_{in}\delta'^2 D'}{R_D\delta'^2 + R_{Lin}(\delta'^2 D') + R_L(\delta'^4 D^2 + 2DD'\delta'^3 + \delta'^2(D_{st} - 1)^2) + R_f\delta'^2} \quad (2.149)$$

$$\overline{I_o} = \frac{V_{in}\delta'^2(D_{st}\delta' + D'_{st})}{R_D\delta'^2 + R_{Lin}(\delta'^2 D') + R_L(\delta'^4 D^2 + 2DD'\delta'^3 + \delta'^2(D_{st} - 1)^2) + R_f\delta'^2} \quad (2.150)$$

$$\overline{I_m} = 0 \quad (2.151)$$

$$\overline{V_{C1}} = \frac{-V_{in}(N_2 - N_3)(\delta'^3(R_L D_{st}^2 + R_f) + \delta'^4 R_L D D')}{k_1 + k_2 + k_3 + k_4} \quad (2.152)$$

$$\overline{V_{C2}} = \frac{-V_{in}(N_1 + N_3)R_L D_{st}(\delta'^3 D' + \delta'^4 D)}{k_1 + k_2 + k_3 + k_4} \quad (2.153)$$

$$\hat{V}_{DC-ni} = \frac{\overline{V_{C1}}}{(1 - D_{st})} \quad (2.154)$$

$$B_{ni} = \frac{\hat{V}_{DC-ni}}{V_{in}} \quad (2.155)$$

$$k_1 = \delta'^3 \left((R_{Lin}(N_2(2D_{st} - 1) + N_3(1 - 2D_{st})) + \right. \\ \left. R_L(N_2(-1 + 3D_{st} - 3D_{st}^2) + N_3(1 - 3D_{st} + 5D_{st}^2) + 2N_1(D_{st}^2 - D_{st}^3) - \right. \\ \left. R_f N_2) \right) \quad (2.156)$$

$$k_2 = \delta'^4 \left(R_L(N_2(-2D_{st} + 4D_{st}^2 - 2D_{st}^3) + N_3(2D_{st} - 4D_{st}^2 + 3D_{st}^3) + N_1D_{st}^3) - 2R_f D_{st} N_2 \right) \quad (2.157)$$

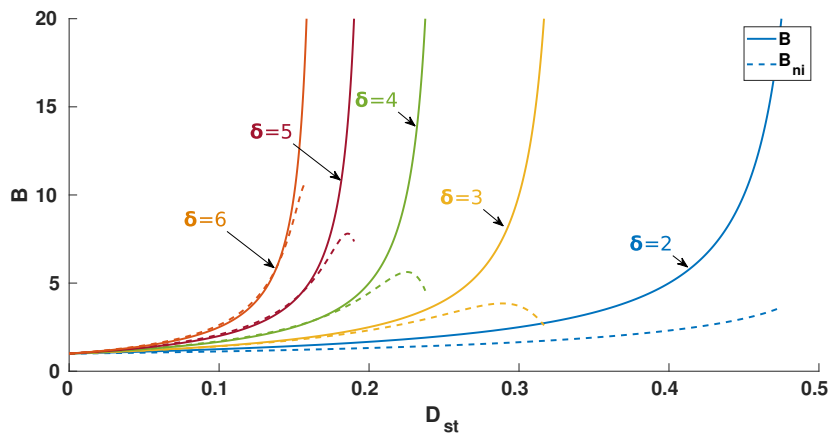
$$k_3 = \delta'^2 (R_L(N_1(D_{st} - 2D_{st}^2) + N_3D_{st})) \quad (2.158)$$

$$k_4 = \delta'^5 (R_L(N_2(-D_{st}^2 + D_{st}^3) + N_3(D_{st}^2 - D_{st}^3))) \quad (2.159)$$

A partir da expressão (2.152), e considerando que $\overline{V_{DC}} = \overline{V_{C1}}$, determina-se (2.154) por meio da definição do valor médio e forma de onda característica de $\hat{V}_{DC}$. Logo, pode-se determinar o ganho de tensão B_{ni} , que contempla as não idealidades do circuito, manifestadas por resistências série equivalente. A Figura 2.8 ilustra o contraste entre o ganho de tensão B ideal, ou seja desconsiderando a presença de resistências série equivalente, e B_{ni} , para vários fatores δ . Os valores utilizados para obter a curva estão dispostos na Tabela 2.5.

Pode-se verificar que a medida que o fator δ aumenta, o conversor opera com reduzidos períodos de *shoot-through* D_{st} . Tal como se era de esperar, há uma redução nas perdas ocasionadas por esforços de corrente e tensão ocasionadas durante esse período. No entanto, o aumento de B faz com que haja um aumento nas perdas ôhmicas, uma vez que a magnitude das correntes presentes no conversor também aumenta. Portanto, B_{ni} cresce até um ponto B_{ni-max} relativo a D_{st-max} , e para $D_{st} > D_{st-max}$, B_{ni} passa a diminuir, tal que D_{st-max} depende de δ .

Figura 2.8 – Contraste entre B e B_{ni} , considerando múltiplos δ .



Fonte – O próprio autor.

Tabela 2.5 – Parâmetros para obtenção das curvas B e B_{ni} .

Variável	Valor	Variável	Valor
V_{in}	100 V	R_L	200 Ω
N_1	100	R_{Lin}	0,42 Ω
N_2	100	R_f	0,5 Ω
N_3	33	B	[1,20]

2.5 Análise no domínio do tempo e da frequência

2.5.1 Metodologia empregada

A análise no domínio do tempo e da frequência é efetuada a partir de simulações utilizando-se do modelo de pequenos sinais obtido na seção anterior. Essa análise foi efetuada nos *softwares* *Simulink* e *MATLAB*, utilizando os parâmetros definidos na Tabela 2.6, tal que a parte das variáveis já definidas anteriormente define-se f como a frequência da senoide sintetizada no inversor.

Tabela 2.6 – Parâmetros utilizados para simulação.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_{in}	50 V	R_L	60 Ω
$\hat{V}_{ac}$	109 V	C_1	390 μF
$N_1 : N_2 : N_3$	45:30:15	C_2	98 μF
δ	5	L_f	0,5 mH
f	50 Hz	R_D	87,5 m Ω
f_s	24,41 kHz	R_s	25 m Ω
ΔI_b	0,4 A	R_{C2}	17,66 m Ω
$\Delta V_{C1,2}$	0,1 V	R_{C1}	70,65 m Ω
P_o	200 W	R_f	0,42 m Ω
M	1,017	R_{Lin}	2,77 Ω
D_{st}	0,1192	L_m	0,46 mH
B	2,475	L_{in}	3,32 mH

Fonte – O próprio autor.

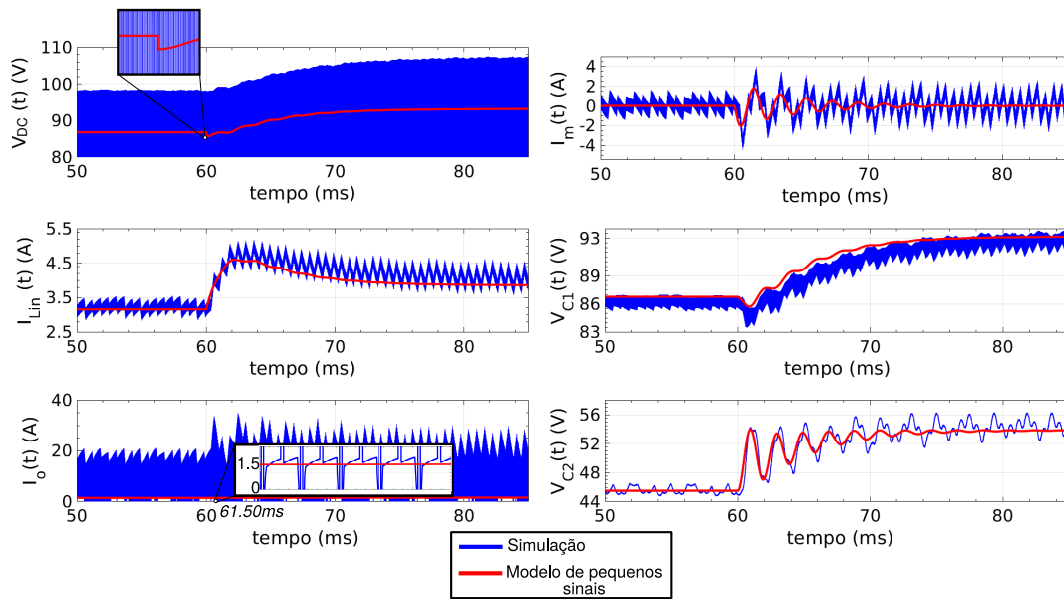
Para separar o problema do dimensionamento da rede de impedância da análise nos domínios do tempo e frequência, considerou-se as condições de operação semelhantes as propostas por (SIWAKOTI; BLAABJERG; LOH, 2015). Logo, o inversor está operando uma carga trifásica de 30 Ω – 200 W, com tensão de pico, por fase, de 109 V, com a presença de um filtro indutivo L_f na saída do inversor de 0,5 mH. As resistências R_D e R_S foram retiradas dos *datasheets* dos componentes C3D25170H e CCS050M12CM2 respectivamente. Para o cálculo da indutância

de magnetização, utilizou-se de informações retiradas do *datasheet* de um núcleo toroidal de Molypermalloy (MPP) C055863A2. Para o dimensionamento das resistências série equivalente dos capacitores e indutores, considerou-se que para 1 F de capacitância, tem-se $180,5 \Omega$ de resistência série equivalente, e para cada 1 H de indutância, tem-se $833,3 \Omega$ de resistência série equivalente. A obtenção desses parâmetros se deu a partir da relação capacitância/resistência e indutância/resistência série equivalente presente no trabalho desenvolvido por (FOROUZESH et al., 2016).

2.5.2 Resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais

A Figura 2.9 exibe o comportamento da resposta dinâmica do sistema para uma variação em D_{st} de 0,1192 para 0,1311 (elevação em 10% do valor original). A Figura 2.10 exibe o comportamento da resposta dinâmica do sistema perante uma variação em V_{in} de 50 V para 65 V (elevação de 30% do valor original).

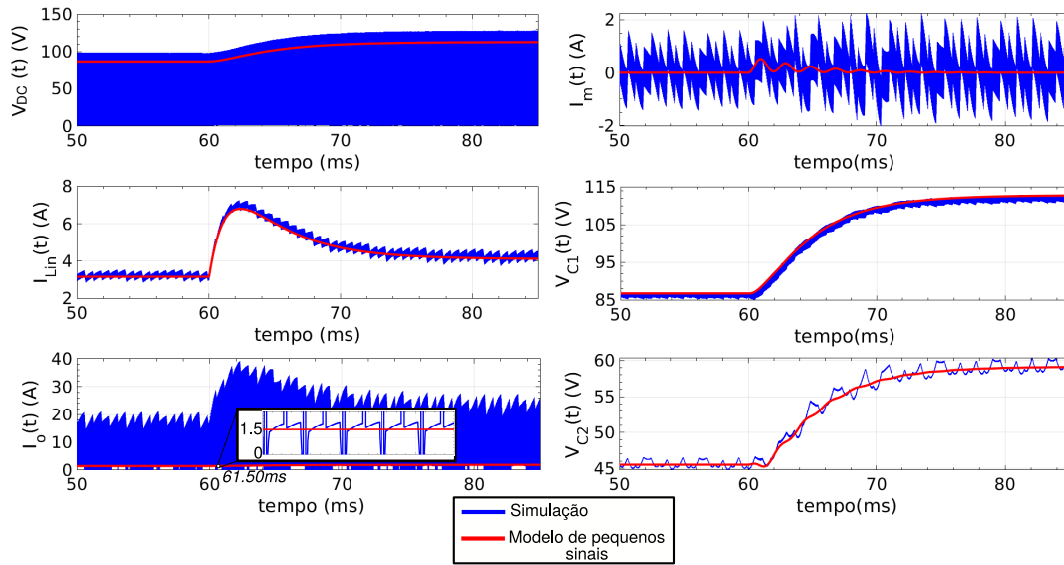
Figura 2.9 – Resposta dinâmica do conversor para uma variação de D_{st} de 0,1192 para 0,1311.



Fonte – O próprio autor.

Na Figura 2.9 evidencia-se o fenômeno causado pelo efeito de fase não mínima, tal como se pode observar no gráfico da variável $V_{DC}(t)$. Além disso, pode-se observar no gráfico da variável $I_o(t)$, que o modelo de pequenos sinais descreve o comportamento da corrente I_o apenas durante o período ativo. No entanto, realizando-se uma análise sob o circuito elétrico equivalente do conversor durante o período de *shoot-through*, conclui-se que um modelo total da variável $I_o(t)$ pode ser obtido utilizando-se a função de transferência $I_{Lin}(t)$ com uma ampliação de ganho por δ .

Figura 2.10 – Resposta dinâmica do conversor para um degrau de tensão de 15 V.



Fonte – O próprio autor.

2.6 Análise com variação paramétrica

Segundo (SIWAKOTI et al., 2014b), várias técnicas de controle para os conversores empregando rede de impedância se baseiam na observação do comportamento dinâmico do capacitor. No que diz respeito ao conversor *Quasi-Fonte-Y*, o capacitor C_1 tem grande importância para implementação de técnicas de controle.

Nesse sentido, análises no domínio da frequência, por meio da elaboração de diagramas de Bode e análises no domínio do tempo, por meio da observação de mapas de polos e zeros, foram efetuadas afim de se compreender como o comportamento do capacitor C_1 é alterado mediante a variação de alguns parâmetros.

O emprego desses instrumentos de análise permite obter conclusões sobre diferentes critérios, tais como estabilidade relativa por meio da análise das margens de ganho e fase e aspectos dinâmicos por meio da localização dos polos e zeros da função de transferência em malha aberta (DISTEFANO; STUBBERUD; WILLIAMS, 2012).

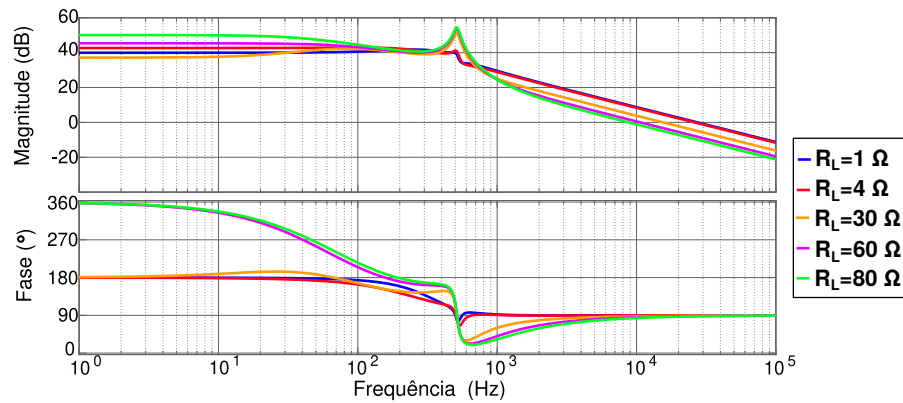
As simulações foram realizadas alterando-se apenas um parâmetro por vez, sendo os demais idênticos aos da Tabela 2.6. Nas análises considerou-se o comportamento da função de transferência $G(s) = \frac{V_{C1}}{D_{st}}(s)$ em malha aberta, sem a atuação de nenhum compensador.

2.6.1 Análise segundo resposta na frequência

Nas Figura 2.11-Figura 2.15, pode-se observar o comportamento do capacitor C_1 com relação a variação dos seguintes parâmetros: R_L , M , D_{st} , δ , $N_1:N_2:N_3$, R_{C1} , R_{C2} , R_{Lin} . Pode-se concluir que:

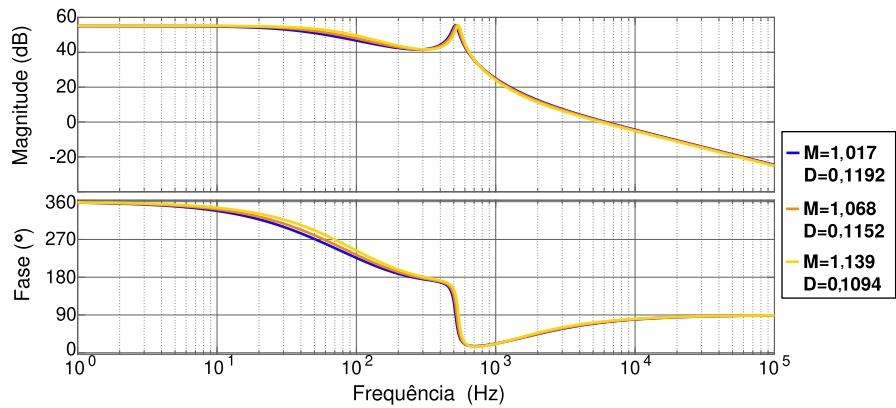
1. A medida que R_L aumenta, tem-se uma diminuição da banda passante, o que implica que há um tempo de assentamento maior e menor sobressinal e oscilação durante o transitório.
2. A medida que M , D_{st} são alterados, não há mudança significativa na frequência de cruzamento e consequentemente na banda passante.

Figura 2.11 – Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_L .



Fonte – O próprio autor.

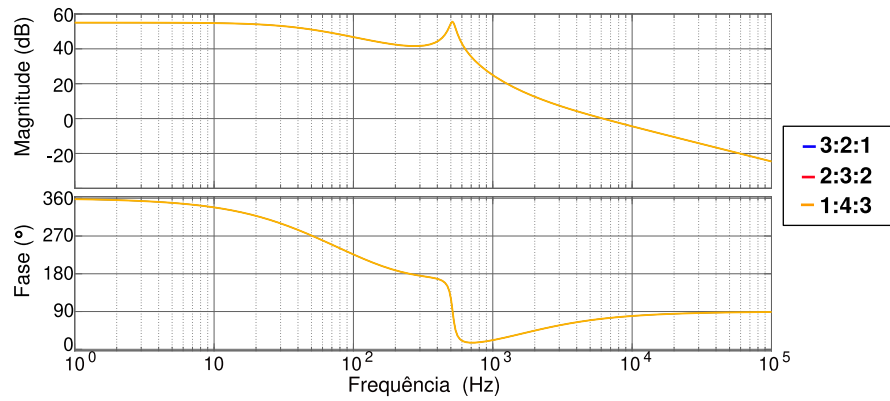
Figura 2.12 – Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro M e D_{st} , mantendo-se B constante.



Fonte – O próprio autor.

3. Mantendo-se δ fixo e alterando-se a proporção de espiras utilizadas, nota-se que não há nenhuma alteração na frequência de cruzamento, banda passante, magnitude e frequência de picos de ressonância. Logo, pode-se concluir que a alteração da proporção de espiras não afeta a dinâmica do sistema, para um δ fixo.
4. A alteração da resistência série equivalente R_{C1} não promoveu uma mudança significativa na frequência de cruzamento nem na banda passante da função de transferência. Contudo, com o aumento de R_{C1} , nota-se uma diminuição significativa da magnitude do ganho de ressonância. Esse comportamento decorre da natural atenuação de sobressinal devido ao efeito amortecedor da resistência sobre a dinâmica.

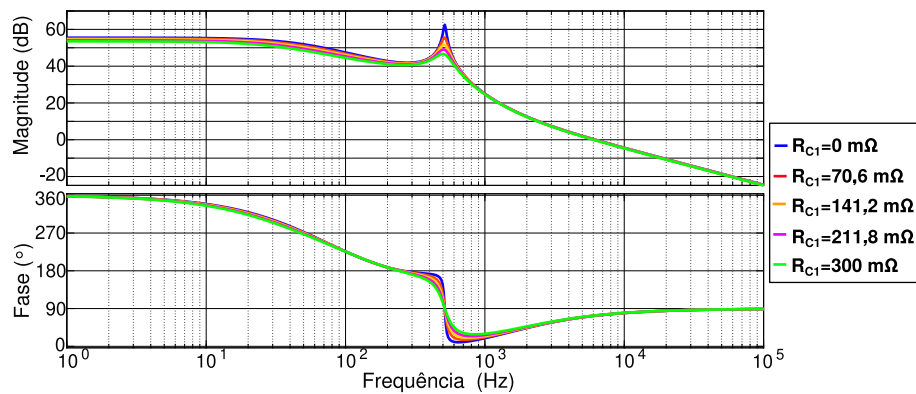
Figura 2.13 – Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro $N_1:N_2:N_3$ para um δ fixo.



Fonte – O próprio autor.

5. A medida que se aumenta R_{Lin} tem-se uma diminuição da frequência de cruzamento, e consequentemente da banda passante. Isso demonstra o efeito de amortecimento que o acréscimo dessa resistência traz. Para R_{Lin} nulo, o pico de ganho acontece para uma frequência inferior a valores superiores de R_{Lin} . Para esses, a medida que se aumenta o valor da resistência, tem-se uma diminuição do valor de ganho, indicando novamente o efeito de amortecimento.
6. A alteração das resistências série equivalente R_{C2} , R_D e R_S não ocasionaram mudanças significativas nas propriedades dinâmicas e de estabilidade relativa de $G_{VC1}/D_{st}(s)$, logo seus respectivos diagramas de Bode não foram incluídos aqui.

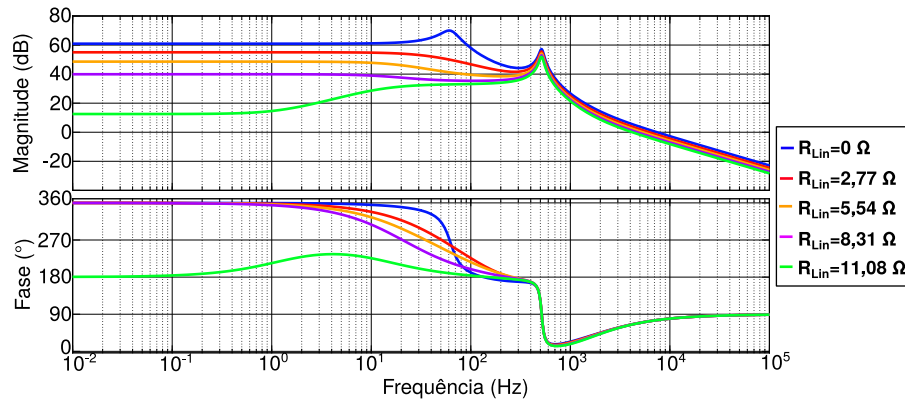
Figura 2.14 – Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{C1} .



Fonte – O próprio autor.

7. A margem de ganho e fase, para todas as alterações efetuadas, se manteve negativa, implicando que nenhuma alteração paramétrica pôde tornar o controle do sistema estável em malha fechada.

Figura 2.15 – Diagrama de Bode para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{Lin} .



Fonte – O próprio autor.

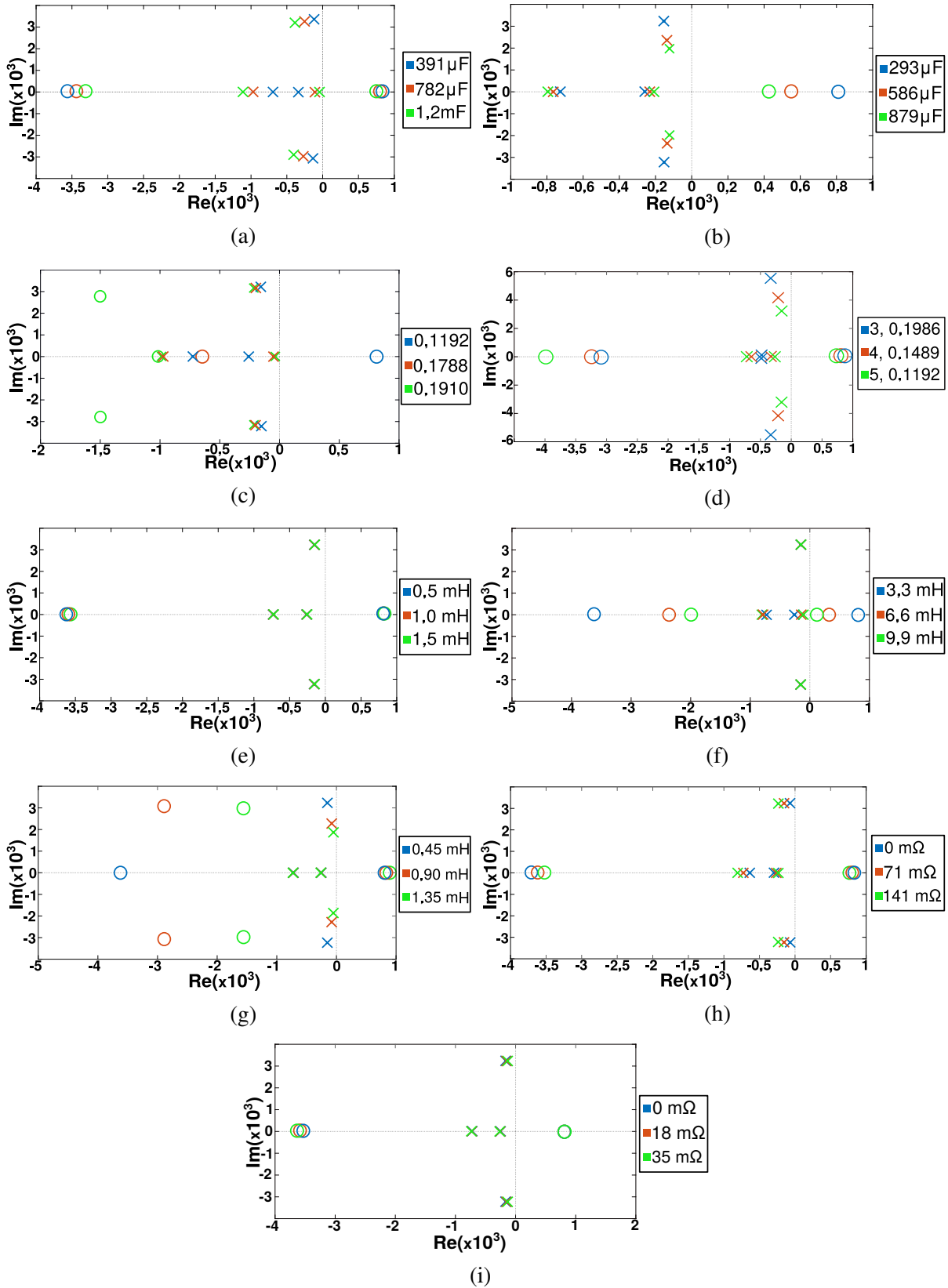
2.6.2 Análise dinâmica no domínio do tempo

Na Figura 2.16 e Figura 2.17 pode-se observar o comportamento da tensão sobre o capacitor C_1 com relação a variação dos seguintes parâmetros: C_1 , C_2 , D_{st} , δ , δ e D_{st} para um B fixo. Também se promoveu a variação dos fatores L_f , L_{in} , L_m , R_{C1} , R_{C2} , R_D , R_L , R_{Lin} e R_S . As seguintes conclusões podem ser efetuadas:

1. O aumento de L_{in} proporciona uma aproximação dos polos reais, zeros reais e zeros do semiplano direito ao eixo imaginário do plano complexo, porém há uma estagnação dos polos conjugados dominantes. Isso implica em um aumento do efeito de fase não mínima, o que aumenta as restrições de controle em malha fechada. Há um aumento do fator de amortecimento e uma redução na resposta oscilatória, e uma relativa estagnação dos tempos de subida, pico e assentamento.
2. O aumento de L_m proporciona uma aproximação dos polos conjugados aos eixos real e imaginário do plano complexo. Os polos e zeros reais não tem influência significativa sobre a dinâmica do sistema. Observa-se também um afastamento dos zeros do semiplano direito da origem. Nesse sentido, há uma diminuição do efeito de fase não mínima, e menores restrições no controle em malha fechada. Porém, o aumento de L_m proporciona um maior amortecimento, o que diminui a resposta oscilatória, aumenta o tempo de subida e de pico, bem como o tempo de assentamento, tornando o sistema mais lento.
3. O aumento de L_f não altera significativamente a posição dos polos conjugados, reais no plano complexo, embora haja uma aproximação dos zeros reais do eixo imaginário e um afastamento dos zeros do semiplano direito da origem. Nesse sentido, há uma leve diminuição do efeito de fase não mínima e consequentemente menores restrições de controle. No entanto, se mantém o fator de amortecimento, resposta oscilatória e tempos de subida, pico e assentamento.

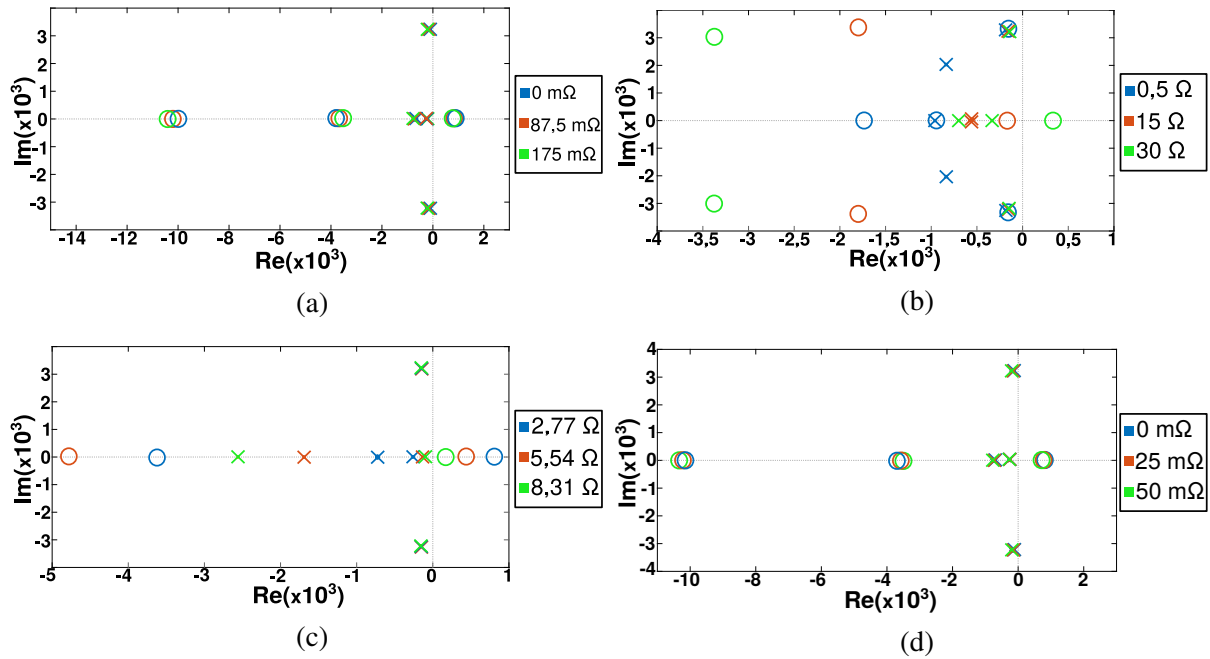
Figura 2.16 – Diagramas de polos e zeros para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variações dos parâmetros:

a) C_1 , b) C_2 , c) D_{st} , d) δ , D_{st} com B fixo, e) L_f , f) L_{in} , g) L_m h) R_{C1} e i) R_{C2} .



Fonte – O próprio autor.

Figura 2.17 – Diagramas de polos e zeros para $\frac{G_{VC1}}{D_{st}}(s)$ com variações dos parâmetros:
a) R_D b) R_L , c) R_{Lin} , d) R_s .



Fonte – O próprio autor.

4. O aumento de C_1 faz com que os polos conjugados se afastem do eixo imaginário e se aproximem do eixo real. Os polos e zeros reais, bem como os zeros do semiplano direito se aproximam do eixo imaginário. Logo, tem-se um aumento do efeito de fase não mínima e maiores restrições no controle em malha fechada. Há um aumento no fator de amortecimento, o que diminui a resposta oscilatória. Há um aumento no tempo de subida e tempo de pico, embora tenha uma diminuição no tempo de assentamento. No entanto, a elevação de C_1 proporciona uma redução no *ripple* de tensão sobre esse elemento.
5. O aumento de C_2 faz com que os polos conjugados se aproximem do eixo imaginário e do eixo real. Os polos e zeros reais, bem como os zeros do semiplano direito se aproximam do eixo imaginário. Logo, tem-se um aumento do efeito de fase não mínima e maiores restrições no controle em malha fechada. Há um aumento no fator de amortecimento, o que diminui a resposta oscilatória. Há um aumento no tempo de subida e tempo de pico e no tempo de assentamento. No entanto, a elevação de C_2 proporciona uma redução no *ripple* de tensão sobre esse elemento.
6. O aumento de D_{st} faz com que haja um afastamento dos polos conjugados do eixo imaginário e uma aproximação do eixo real. Os polos reais aproximam-se rapidamente do eixo imaginário, enquanto a aproximação dos zeros reais a esses eixos é menor. Observa-se também uma aproximação dos zeros do semiplano direito do eixo imaginário. Assim, há um aumento no efeito de fase não mínima, porém para alguns valores de D_{st} esse efeito deixa de ocorrer. Consequentemente, as restrições de controle aumentam para determinados

valores de D_{st} e diminuem para outros. Há um aumento do fator de amortecimento e uma diminuição na resposta oscilatória. Os tempos de subida e pico aumentam, ao passo que o tempo de assentamento diminui.

7. O aumento de δ faz com que os polos conjugados aproximem-se do eixo imaginário e real, embora não haja impacto significativo dos polos e zeros reais. Observa-se também uma aproximação dos zeros do semiplano direito à origem do plano complexo. Logo, há um aumento significativo do efeito de fase não mínima, principalmente quando δ passa de 3 para 4. As restrições de controle aumentam. O fator de amortecimento cai, o que aumenta a resposta oscilatória. Os tempos de subida, pico e assentamento diminuem.
8. O aumento de R_L propociona uma leve aproximação dos polos conjugados aos eixos real e imaginário. Os polos, zeros reais e zeros do semiplano direito aproximam-se do eixo imaginário. Nota-se que para valores menores de R_L não afetam o efeito de fase não mínima, embora valores maiores proporcionam esse efeito. Assim, há restrições de controle apenas para alguns valores de R_L . Não há mudanças siginificativas no fator de amortecimento, resposta oscilatória e tempos de subida, pico e assentamento.
9. O aumento de R_{C1} propociona um afastamento dos polos conjugados do eixo imaginario. Porém, os polos e zeros reais, e os zeros do semiplano direito, aproximam-se do eixo imaginário. Nota-se então um aumento do efeito de fase não mínima, e maiores restrições de controle. Há também um aumento no fator de amortecimento, e uma diminuição da resposta oscilatória. Os tempos de subida, pico e assentamento diminuem.
10. O aumento de R_{C2} propociona uma aproximação dos polos conjugados do eixo imaginario. Não há impacto significativo dos polos reais e há um afastamento dos zeros reais do eixo imaginário. Os zeros do semiplano direito ficam estagnados. Logo, não há alteração sob o efeito de fase não mínima devido a variações em R_{C2} e consequentemente não há mudanças quanto a restrição de controle. Observa-se uma leve diminuição no fator de amortecimento e tempo de subida e pico e um leve aumento na resposta oscilatória e tempo de assentamento.
11. O aumento de R_{Lin} não altera a localização dos polos conjugados, embora tenha-se uma aproximação dos polos e zeros reais e zeros do semiplano direito ao eixo imaginário. Há assim um aumento no efeito de fase não mínima e maiores restrições de controle. Observa-se também um aumento no fator de amortecimento e uma diminuição da resposta oscilatória. Os tempos de subida, pico e assentamento aumentam.
12. O aumento de R_D e R_S proporcionam uma aproximação dos polos conjugados ao eixo real e um afastamento do eixo imaginário. Para R_D os polos reais se afastam do eixo imaginário enquanto que para R_S há uma aproximação ao eixo imaginário. Para ambos, há uma aproximação dos zeros e zeros do semiplano direito à origem do plano complexo.

Logo, há um aumento no efeito de fase não mínima e maiores restrições de controle. Nota-se também um aumento no fator de amortecimento e uma diminuição na resposta oscilatória. O tempo de subida e de pico aumentam e o tempo de assentamento diminui.

A Tabela 2.7 mostra um resumo da discussão dessa subseção, em que o símbolo + indica um aumento do efeito ou do valor, o símbolo – indica diminuição do efeito ou do valor e o símbolo * indica que o efeito é válido apenas para uma gama de valores.

Tabela 2.7 – Sumário do impacto causado por alterações em elementos da rede de impedância.

Parâmetro	Mudança	Fase não Mínima	Restrições de controle	Fator Amortecimento	Resp. Oscilatória	Tempo de subida	Tempo de pico	Tempo de Assentamento
L_{in}	+	+	+	+	-	cte	cte	cte
L_m	+	-	-	+	-	+	+	+
L_f	+	-	-	cte	cte	cte	cte	cte
C_1	+	+	+	+	-	+	+	-
C_2	+	+	+	+	-	+	+	+
D_{st}	+	+	+	+	-	+	+	-
R_L	+	+	+	+	-	+	-	+
R_{C1}	+	+	+	+	-	-	-	-
R_{C2}	+	cte	cte	-	+	-	-	+
R_{Lin}	+	+	+	+	-	+	+	+
R_D	+	+	+	+	-	+	+	-
R_S	+	+	+	+	-	+	+	-

Fonte – O próprio autor.

2.7 Considerações finais

Esse capítulo buscou analisar detalhadamente os diferentes aspectos envolvidos na operação e dimensionamento do conversor *Quasi*-Fonte-Y. Descreveu-se em detalhes as etapas de funcionamento do conversor, avaliou-se os principais métodos SPWM para controle de comutação quanto a vantagens e desvantagens de cada um. Realizou-se uma análise abrangente acerca do dimensionamento dos elementos que compõem a rede de impedância, levando-se em consideração as principais formas de onda do conversor. Utilizou-se a técnica da Média do Espaço de Estados para se efetuar uma análise em pequenos sinais do conversor através da utilização de um modelo fundamentado na operação como conversor CC-CC. Várias análises foram efetuadas tanto no domínio da frequência, através do diagrama de Bode, quanto no domínio do tempo, através do mapa de polos e zeros, afim de avaliar o comportamento dinâmico do conversor e o efeito da variação dos parâmetros da rede de impedância no que diz respeito a diferentes critérios de performance, em particular a questão da estabilidade em malha fechada. Dos estudos efetuados, conclui-se:

1. A estratégia de modulação MCBC3a é mais interessante para a atuação do conversor *Quasi*-Fonte-Y para cargas resistivo-indutivas (RL). Os baixos esforços de tensão nos

interruptores da ponte inversora, aliados com a facilidade de implementação do sistema de geração de razão cíclica de *shoot-through* quando se utiliza injeção de 3a. harmônica e a ausência de componentes harmônicas de baixa tensão no barramento CC tornam essa técnica mais interessante do que as outras disponíveis.

2. O dimensionamento dos componentes que compõem a rede de impedância deve levar em consideração critérios como: *ripple*, tamanho, custo e critérios de performance, tais como fator de amortecimento e oscilação durante o transitório. Além disso, a determinação desses elementos afetam as margens de estabilidade do sistema e isso deve ser levado em consideração no momento no projeto de compensadores.
3. A técnica da Média de Espaço de Estados revelou-se eficiente para a obtenção de uma descrição abrangente do funcionamento do conversor por meio de um modelo de pequenos sinais. Os métodos de *Switch PWM* e *Energy Factor* também foram utilizados para a análise em pequenos sinais, porém se revelaram limitados para a análise de sistemas de ordem maior ou igual a 3, uma vez que a ordem do sistema é determinada pelo número de indutores e capacitores da rede de impedância. Além disso, a derivação do modelo de pequenos sinais levou em consideração as resistências série equivalente dos capacitores e indutores afim de se avaliar o impacto da variação desses parâmetros na performance do conversor e especialmente no controle em malha fechada, uma vez que esses parâmetros são variáveis em componentes reais.
4. Nenhuma variação paramétrica provou-se suficiente para fazer com que a função de transferência $\frac{V_{C1}}{D_{st}}$ permanecesse estável em malha fechada para qualquer ganho de laço. Ao contrário do demonstrado por (FOROUZESH et al., 2016) para outros conversores baseados em redes de impedância, o conversor *Quasi-Fonte-Y* não tem sua estabilidade alterada por conta da variação paramétrica de componentes.

Destacam-se como contribuições do presente capítulo: (a) proposta de uma metodologia de projeto para a rede de impedância *Quasi-Fonte-Y*; (b) contribuições com relação ao projeto dos indutores acoplados; (c) avaliação e comparação dos métodos SPWM modificados aplicados ao inversor *Quasi-Fonte-Y*, levando-se em consideração diferentes valores para δ ; (d) descrição da aplicação do método de média por espaço de estados, para obtenção do modelo de pequenos sinais do inversor *Quasi-Fonte-Y*, levando-se em consideração efeitos associados com resistência série equivalente; (e) análises no domínio do tempo e frequência, avaliando as implicações de mudanças paramétricas dos componentes da rede de impedância, em questões relacionadas à complexidade de controle, estabilidade relativa e comportamento dinâmico.

3 Exemplo de Projeto

Nesse capítulo, exemplifica-se a metodologia de projeto do inversor Quasi-Fonte-Y, apresentada no capítulo anterior, considerando o dimensionamento de uma aplicação envolvendo a utilização de uma carga RL trifásica, a três fios. A metodologia apresentada pode ser modificada para outros objetivos de projeto. Ao final desse capítulo, análises e simulações computacionais foram efetuadas de modo a avaliar a conformidade obtida com o emprego da metodologia de projeto proposta.

3.1 Parâmetros de potência

Para a tensão de entrada V_{in} , foi escolhido o valor de 100 V, uma vez que essa magnitude de tensão também possibilita menores ordens de grandeza para corrente elétrica. Assim, tem-se uma redução no volume do conversor e facilidade de compra de dispositivos para a rede de impedância, especialmente os capacitores C_1 e C_2 .

Visto que é comum encontrar-se valores eficazes de tensão de linha V_{ll} entre 200 V até 380 V, optou-se por determinar como tensão de linha eficaz do inversor a grandeza de 220 V, com uma frequência de operação de 60 Hz. A potência máxima P_o a ser processada pelo conversor, será de 500 W. A configuração da carga RL é definida por $R_L = 96,8 \Omega$ e $L_f = 1,5$ mH. Os parâmetros de potência da rede de impedância são sumariamente apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros de potência.

V_{in}	100 V
V_{ll}	220 V_{RMS}
P_o	500 W
f	60 Hz
R_L	96,8 Ω
L_f	1,5 mH

Fonte – O próprio autor.

3.2 Parâmetros da rede de impedância

Como avaliado no capítulo precedente, o fator de proporção de espiras δ tem um impacto direto sobre as restrições de controle, principalmente devido ao efeito de fase-não-mínima. O aumento desse fator proporciona maiores limitações de controle. Para se diminuir estas restrições, adotou-se $\delta = 3$.

Há diferentes combinações de espiras que resultam em um mesmo δ . Porém, conclui-se após a avaliação de pequenos sinais, que valores mais elevados de indutância de magnetização (L_m), proporcionam menores restrições de controle. Como essa indutância está associada com o número de espiras da bobina primária dos indutores acoplados, escolheu-se como proporção de espiras aquela que possui o maior número de espiras primárias, para $\delta = 3$ i.e., $N_1:N_2:N_3 = 3:3:1$.

A frequência da portadora triangular foi definida como $f_{tri} = 24$ kHz. Além disso, a frequência de operação deve ser determinada de modo a se obter um índice de modulação de frequência ($m_f = \frac{f_{tri}}{f}$) inteiro, de modo a se evitar conteúdo harmônico de baixa frequência na carga do inversor, conforme abordado em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

O fator de espiras (FE) especifica o multiplicador de espiras para cada bobina dos indutores acoplados. Nesse projeto, adotou-se $FE = 33$, conforme indicado pelo fornecedor utilizado. Além disso, o FE incrementa a indutância de magnetização L_m , o que promove melhores condições de controle. Logo, considerando-se uma proporção de espiras de 3:3:1, tem-se um total de espiras para cada bobina designado por $N_1:N_2:N_3 = 100:100:33$.

Para o projeto do indutor e do capacitor, adotou-se como valores de *ripple* de corrente (ΔI) e de tensão (ΔV) 35% e 0,0226% respectivamente. Esses valores devem ser ajustados de acordo com a disponibilidade de componentes no mercado. Por exemplo, quanto maior o valor de ΔV , menores serão os valores de capacitância utilizados para C_1 e C_2 , o que garante algumas vantagens no comportamento dinâmico do sistema, como redução no tempo de subida, assentamento, *overshoot* e efeito de fase não mínima. Porém, na prática é difícil encontrar capacitores com baixo valor de capacitância para elevados valores de corrente eficaz, uma vez que os capacitores são utilizados nos ramos de potência do circuito.

Do mesmo modo, os valores de ΔI devem ser dimensionados levando em consideração questões como volume do indutor, taxa de distorção harmônica de corrente na carga (THD_I) e magnitude da componente de corrente de *ripple*. O aumento de ΔI garante indutâncias menores, porém há de se levar em consideração que a operação sob valores de V_{in} mais elevados, por si só já garantem indutâncias mais elevadas e maior complexidade de controle ao sistema. De modo geral, deve-se buscar trabalhar com valores de indutância e capacitância inferiores. Tal medida proporciona atenuação do efeito de fase não mínima, promove pouca oscilação de tensão em baixa frequência no barramento CC do inversor, menor volume e maior velocidade de resposta do sistema.

Para simular o efeito de resistências série equivalente nos circuitos, adotou-se "fatores de resistência". Estes foram determinados empiricamente, de acordo com os itens disponíveis no mercado. Da mesma forma, esses valores podem ser ajustados para acomodar uma situação específica de trabalho, dependendo dos componentes disponíveis para projeto. Desse modo, não se é possível realizar uma padronização para o estabelecimento de tais fatores. Nesse trabalho adotou-se como fator de resistência capacitiva $FRC = 198,53 \Omega/F$ e como fator de resistência indutiva $FRL = 50 \Omega/H$.

Os indutores acoplados, ao contrário do transformador que idealmente não armazena energia e a transfere totalmente em um mesmo ciclo de operação, deve armazenar energia na forma de campo magnético. Logo deve-se escolher uma permeabilidade magnética relativa (μ_r) baixa (< 500) para seu núcleo. Para esse projeto, escolheu-se um núcleo *sendust*, com $\mu_r = 125$.

Nesse projeto, adotou-se como referência um núcleo com geometria toroidal, feito do material ferromagnético do tipo *sendust*, com permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 125$ e saturação máxima de campo magnético $B_{sat} = 1,05$ T. Quanto ao dimensionamento do núcleo mais informações podem ser encontradas em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007) e (KAZIMIERCZUK; SEKIYA, 2009).

As resistências equivalentes em condução do diodo (R_D) e da ponte inversora (R_s) foram definidas como $R_D = 100$ m Ω e $R_s = 62,5$ m Ω , baseando-se no diodo RHRP8120 e no IGBT IRG4PF50WD. Por fim, o dimensionamento da rede de impedância, conforme equações disponíveis na Tabela 2.2 e Tabela 2.3, requer que a razão cíclica de *shoot-through* D_{st} seja constante. Isso ocorre para as técnicas de controle SBC e MCBC, mas não para MBC. Para as técnicas de controle com D_{st} variável, pode-se empregar fatores de correção (FS) nas equações de projeto da rede, ou simulações computacionais, a depender da aplicação. Os parâmetros de potência da rede de impedância estão sumariamente apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros da rede de impedância.

δ	3	FRC	198,53 Ω/F
$N_1:N_2:N_3$	3:3:1	FRL	50 Ω/H
f_{tri}	24 kHz	μ_r	125
FE	33	B_{sat}	1,05 T
$\Delta I, \Delta V$	35 %, 0,0226 %	R_m	10 G Ω
R_D, R_S	100 m Ω , 62,5 m Ω	FS	1,0

Fonte – O próprio autor.

3.3 Determinação dos índices de modulação

A seguir são determinados o ganho de tensão do inversor G por (3.1) e os índices de modulação para as técnicas de controle SPWM: SBC, MBC e MCBC por (3.2), (3.3) e (3.4) respectivamente.

Nesse projeto, utilizou-se o índice de modulação M_{SBC} , atrelado à técnica SBC, pois entre as técnicas SPWM, a SBC é a que apresenta maiores tempos de condução em *shoot-through*, o que implica em maiores esforços de corrente e tensão sobre o conversor. No entanto, outros índices podem ser utilizados se o conversor for projetado para operar com uma técnica de modulação específica.

$$G = 2 \frac{V_{ll} \sqrt{\frac{2}{3}}}{V_{in}} = 3,593 \quad (3.1)$$

$$M_{SBC} = G \frac{\delta - 1}{G\delta - 1} = 0,735 \quad (3.2)$$

$$M_{MBC} = G \frac{1 - \delta}{1 - \left(\frac{3G\delta\sqrt{3}}{2\pi}\right)} = 0,908 \quad (3.3)$$

$$M_{MCBC} = G \frac{1 - \delta}{1 - \frac{G\delta\sqrt{3}}{2}} = 0,862 \quad (3.4)$$

3.4 Especificações para o projeto dos indutores acoplados

A seguir serão apresentados os principais parâmetros para o projeto dos indutores acoplados. Com a posse dos parâmetros determinados em (3.10)-(3.21), pode-se encomendar o projeto do indutor para fornecedores especializados nesse serviço, sem a necessidade do estudo e determinação da geometria do núcleo. Caso seja do interesse do leitor construir esse dispositivo por conta própria, métodos interessantes para esse projeto estão disponíveis em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007), (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003), (DIANA, 2012), (DIXON, 2001) e (CASTELARI, 2014).

A corrente média na entrada do conversor é definida por (3.5), baseando-se no princípio de conservação de potência, assumindo um conversor com eficiência ideal. A oscilação de corrente, pico a pico, na corrente de entrada é determinada por (3.6). A razão cíclica de *shoot-through*, para a técnica SBC, é determinada por (3.7). A tensão de pico no barramento CC $\hat{V}_{DC}$ é determinada por (3.8). A determinação da tensão sobre o capacitor C_1 é dada por (3.9).

$$\overline{I_{in}} = \frac{P_o}{V_{in}} = 5 \text{ A} \quad (3.5)$$

$$\Delta I_{in} = \Delta I I_{in} = 1,75 \text{ A} \quad (3.6)$$

$$D_{st-SBC} = 1 - M_{SBC} = 0,265 \quad (3.7)$$

$$\hat{V}_{DC} = 2 \frac{V_{ll} \sqrt{\frac{2}{3}}}{M_{SBC}} = 488,787 \text{ V} \quad (3.8)$$

$$V_{C1} = \frac{(\hat{V}_{DC}(\delta - 1) + V_{in})}{\delta} = 359,191 \text{ V} \quad (3.9)$$

As correntes de pico em cada uma das bobinas são expressas por (3.10), (3.11) e (3.12).

$$\hat{I}_{N1} = \overline{I_{in}} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 5,88 \text{ A} \quad (3.10)$$

$$\hat{I}_{N2} = \hat{I}_{N1}(\delta - 1) = 11,75 \text{ A} \quad (3.11)$$

$$\hat{I}_{N3} = \hat{I}_{N1}(\delta) = 17,63 \text{ A} \quad (3.12)$$

As correntes eficazes em cada uma das bobinas são determinadas de acordo com as equações (3.13), (3.14) e (3.15). Por conta da atuação dos capacitores C_1 e C_2 , as componentes de corrente CC nas bobinas dos indutores acoplados são nulas.

$$I_{N1rms} = \overline{I_{in}} \sqrt{\frac{D_{st-SBC}(1 - D_{st-SBC}) - D_{st-SBC}^2}{1 - D_{st-SBC}}} = 3,00 \text{ A} \quad (3.13)$$

$$I_{N2rms} = I_{N1rms} (\delta - 1) = 6,01 \text{ A} \quad (3.14)$$

$$I_{N3rms} = I_{N1rms} (\delta) = 9,01 \text{ A} \quad (3.15)$$

A indutância da bobina primária dos indutores acoplados é determinada por (3.16). A indutância das demais bobinas são dadas por (3.17) e (3.18).

$$L_{N1} = \frac{V_{in}(1 - D_{st-SBC})D_{st-SBC}N1}{(N2 - N3 - D_{st-SBC}(N2 - N1))2\Delta I_{in}f_{tri}} = 346,082 \mu H \quad (3.16)$$

$$L_{N2} = \left(\frac{N2}{N1}\right)^2 L_{N1} = 346,082 \mu H \quad (3.17)$$

$$L_{N3} = \left(\frac{N3}{N1}\right)^2 L_{N1} = 37,688 \mu H \quad (3.18)$$

Por fim, as equações que expressam as máximas tensões em cada uma das bobinas estão dadas em (3.19), (3.20) e (3.21).

$$V_{N1max} = FS\left(\left(\frac{N1}{N2 - N3}\right)V_{C1}\right) = 538,89 \text{ V} \quad (3.19)$$

$$V_{N2max} = V_{N1max}\left(\frac{N2}{N1}\right) = 538,89 \text{ V} \quad (3.20)$$

$$V_{N3max} = V_{N1max}\left(\frac{N3}{N1}\right) = 179,63 \text{ V} \quad (3.21)$$

3.5 Especificações para o indutor L_{in}

A indutância do indutor L_{in} é dada por (3.22).

$$L_{in} = V_{in}D_{st-SBC} \frac{(1 - (\frac{1-\delta}{1-D_{st-SBC}\delta}))}{2\Delta I_{in}f_{tri}} = 3.4 \text{ mH} \quad (3.22)$$

As correntes de pico, eficaz e de *ripple* são determinadas pelas equações (3.23), (3.24) e (3.25) respectivamente.

$$I_{Lin} = I_{N1} = 5,88 \text{ A} \quad (3.23)$$

$$I_{Lin,ms} = \overline{I_{in}} + \frac{\Delta I_{in}}{\sqrt{3}} = 5,51 \text{ A} \quad (3.24)$$

$$I_{ripple} = \Delta I_{in} = 1,75 \text{ A} \quad (3.25)$$

A tensão máxima no indutor L_{in} é determinada por (3.26):

$$V_{Lin,max} = \frac{V_{in}(1 - (1 - \delta))}{1 - D_{st-SBC}\delta} = 1077,80 \text{ V} \quad (3.26)$$

3.6 Especificações para os capacitores C_1 e C_2

O *ripple* de tensão no capacitores C_1 e C_2 é dado por (3.27).

$$\Delta V_C = \Delta V_{V_{C1}} = 0,081 \text{ V} \quad (3.27)$$

A capacitância dos capacitores C_1 e C_2 são dadas por (3.29) e (3.28).

$$C_2 = \frac{\overline{I_{in}} D_{st-SBC}}{2 \Delta V_C f_{tri}} = 340,792 \text{ } \mu F \quad (3.28)$$

$$C_1 = -(1 - \delta) C_2 = 681,584 \text{ } \mu F \quad (3.29)$$

As tensões máxima, média e eficaz para o capacitor C_1 são determinadas pelas expressões (4.42), (3.31) e (3.32). Para o capacitor C_2 são determinadas por (3.33), (3.34) e (3.35).

$$V_{C1,max} = \overline{V_{C1}} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 359,26 \text{ V} \quad (3.30)$$

$$\overline{V_{C1}} = V_{C1} = 359,25 \text{ V} \quad (3.31)$$

$$V_{C1,rms} = \overline{V_{C1}} = 359,25 \text{ V} \quad (3.32)$$

$$V_{C2,max} = \frac{2V_{in}D_{st-SBC} + \Delta V_{C2}(1 - D_{st-SBC}\delta)}{2(1 - D_{st-SBC}\delta)} = 259,26 \text{ V} \quad (3.33)$$

$$\overline{V_{C2}} = \left(\frac{V_{in}D_{st-SBC}\delta}{1 - D_{st-SBC}\delta} \right) = 259,26 \text{ V} \quad (3.34)$$

$$V_{C2,rms} = \overline{V_{C2}} = 259,26 \text{ V} \quad (3.35)$$

A expressão para as correntes eficazes para o capacitor C_1 e C_2 são dadas pelas expressões (3.36) e (3.37) respectivamente.

$$I_{C1rms} = I_{N2rms} = 6,01 \text{ A} \quad (3.36)$$

$$I_{C2rms} = I_{N1rms} = 3,00 \text{ A} \quad (3.37)$$

Uma vez que o período de *shoot-through* ocorre duas vezes por período da portadora triangular, a frequência de *ripple* nos capacitores C_1 , C_2 e no indutor L_{in} é dada por (3.38).

$$f_{ripple} = 2f_{tri} = 48 \text{ kHz} \quad (3.38)$$

3.7 Especificações para o diodo D e carga do inversor

A tensão reversa máxima repetitiva para o diodo D é dada pela expressão (3.39)

$$V_{Dr} = V_{in} \left(1 - \frac{(1 - D_{st-SBC})\delta}{1 - D_{st-SBC}\delta} \right) = 977,78 \text{ V} \quad (3.39)$$

A corrente de pico repetitiva, média e eficaz são determinadas por (3.40) (3.41) e (3.42).

$$\hat{I}_D = \hat{I}_{in} \left(\frac{1}{1 - D_{st-SBC}} \right) = 8,00 \text{ A} \quad (3.40)$$

$$\overline{I}_D = \hat{I}_D (1 - D_{st-SBC}) = 5,88 \text{ A} \quad (3.41)$$

$$I_{Drms} = \overline{I}_D \frac{\sqrt{1 - D_{st-SBC}}}{1 - D_{st-SBC}} = 5,83 \text{ A} \quad (3.42)$$

As parcelas resistiva e indutiva da carga R_L conectada ao inversor são determinadas por (3.43) e (3.44), respectivamente. A corrente de pico na carga, por fase, é determinada por (3.45).

$$R_{carga} = \frac{V_{ll}^2}{P_o} = 96,8 \text{ } \Omega \quad (3.43)$$

$$L_{carga} = \frac{R_{carga} \cos(\phi)}{2\pi f} = 30,8 \text{ mH} \quad (3.44)$$

$$\hat{I}_{carga} = \frac{P_o \sqrt{2}}{\sqrt{3} V_{ll}} = 1,856 \text{ A} \quad (3.45)$$

3.8 Especificações para os interruptores S do inversor

A tensão reversa máxima repetitiva para S é dada pela expressão (3.46)

$$V_{Sr} = \frac{V_{in}}{1 - D_{st-SBC}\delta} = 488,787 \text{ V} \quad (3.46)$$

A corrente de pico repetitiva, média e eficaz são determinadas por (3.47) (3.48) e (3.49).

$$\hat{I}_S = \delta \hat{I}_{Lin} = 17,64 \text{ A} \quad (3.47)$$

$$\overline{I}_S = \frac{\overline{I}_{Lin} D_{st-SBC} (2\delta - 1)}{2} = 3,313 \text{ A} \quad (3.48)$$

$$I_{Srms} = \frac{I_{Lin} D_{st}}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{\delta^2}{D_{st}} + \frac{\delta'^2}{D'_{st}}}} = 4,16 \text{ A} \quad (3.49)$$

3.9 Especificações de rendimento

As resistências série equivalentes do conversor estão discriminadas a seguir, sendo obtidas de acordo com os índices FRL e FRC. A partir dessas resistências, se determina um modelo simplificado para determinação do rendimento do conversor, ou seja que despreza as perdas associadas com os processos de entrada em condução e bloqueio dos interruptores de potência, que será utilizado durante as simulações e estabelecimento de metodologias de controle. O elemento associado a resistência série equivalente está demarcado no subscrito das equações (3.50)-(3.55).

$$R_{C1} = FRC * C_1 = 135,1 \text{ m}\Omega \quad (3.50)$$

$$R_{C2} = FRC * C_2 = 67,5 \text{ m}\Omega \quad (3.51)$$

$$R_{Lin} = FRL * L_{in} = 170,1 \text{ m}\Omega \quad (3.52)$$

$$R_{N1} = FRL * L_{N1} = 85,1 \text{ m}\Omega \quad (3.53)$$

$$R_{N2} = FRL * L_{N2} = 85,1 \text{ m}\Omega \quad (3.54)$$

$$R_{N3} = FRL * L_{N3} = 0,95 \text{ m}\Omega \quad (3.55)$$

A expressão para perdas em condução é determinada por (3.56). O rendimento estimado do conversor é definido em (3.57).

$$P_{perda} = I_{Lin,rms}^2 R_{Lin} + I_{C1,rms}^2 R_{C1} + I_{C2,rms}^2 R_{C2} + I_{D,rms}^2 R_D \\ + I_{N1,rms}^2 R_{N1} + I_{N2,rms}^2 R_{N2} + I_{N3,rms}^2 R_{N3} = 18,64 \text{ W} \quad (3.56)$$

$$\eta = \frac{P_o - P_{perda}}{P_o} = 96,27\% \quad (3.57)$$

3.10 Simulação

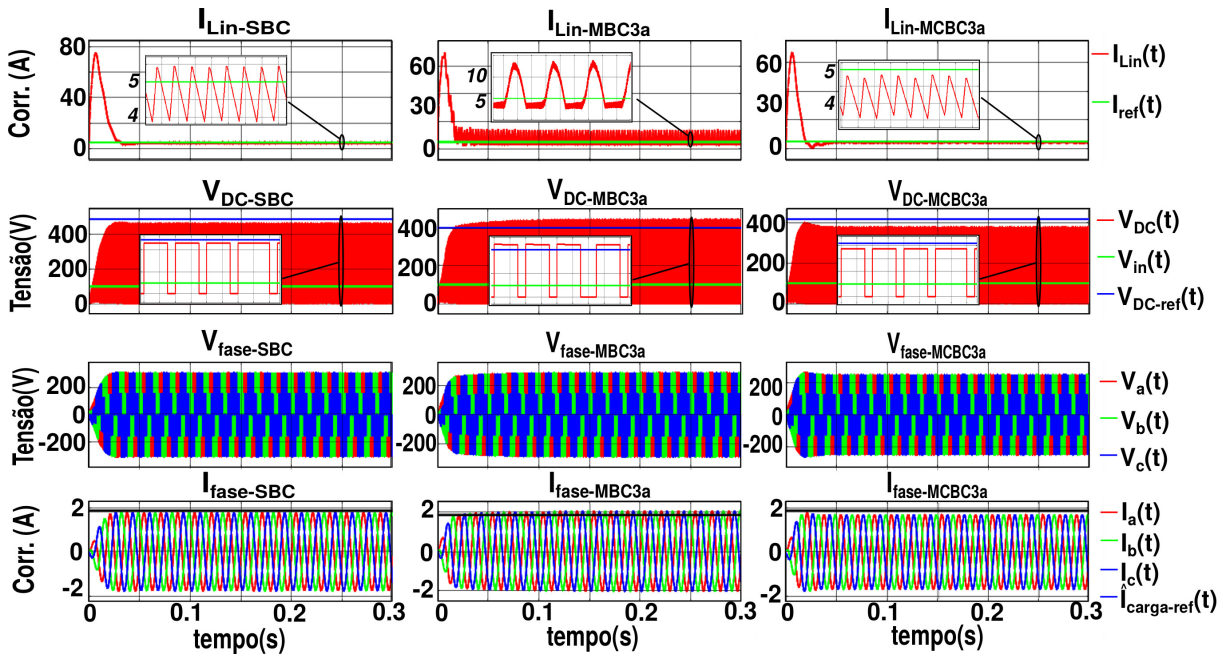
Para verificar a viabilidade do projeto, a operação do conversor foi simulada utilizando as técnicas de modulação SBC, MBC3a e MCBC3a. Os resultados de simulação podem ser observados na Figura 3.1 e Tabela 3.4, em que para análise de distorção harmônica total (THD_I) as componentes harmônicas relativas a corrente de fase, representadas por $\hat{I}_{h_x}$, em que x representa a ordem harmônica, foram consideradas até a ordem 51. Os parâmetros de simulação são apresentados na Tabela 3.3. Os diagramas de blocos utilizados para a realização das simulações se encontram no Figura A.1 e Figura B.6.

Tabela 3.3 – Parâmetros de simulação.

Tempo simulação	0,30 s
<i>Solver</i>	ode5
<i>step</i>	0,5 μ s - fixo
amostra FFT	200 ms-300 ms
ciclos analisados	6 @ 60 Hz

Fonte – O próprio autor.

Figura 3.1 – Formas de onda para I_{Lin} , V_{DC} , V_{fase} e I_{fase} para SBC, MBC e MCBC.



Fonte – O próprio autor.

Tabela 3.4 – Espectro de frequência de $I_{fase}(t)$ para SBC, MBC3a e MCBC3a.

Componente harmônica	SBC	MBC3a	MCBC3a
$\hat{I}_{h1}$ (A)	1,74	2,01	1,67
$\hat{I}_{h5}$ (A)	0,00	0,02	0,00
$\hat{I}_{h7}$ (A)	0,00	0,02	0,00
$\hat{I}_{h11}$ (A)	0,00	0,01	0,00
$\hat{I}_{h13}$ (A)	0,00	0,01	0,00
THD_I (%)	0,23	1,80	0,29

Comparando as técnicas com relação a corrente de entrada I_{Lin} , fica evidente que um procedimento de pré-carga do conversor deve ser adotado, para evitar-se magnitudes excessivas de corrente durante o período de inicialização. Uma proposta para tal procedimento será apresentada no capítulo 4. Além disso, o método MBC3a apresenta maior *ripple* de corrente, devido a variação de D_{st} fornecido por este método, enquanto SBC e MCBC3a tiveram comportamento semelhante.

A variação de D_{st} eleva o valor da corrente eficaz que percorre os componentes da rede, tornando o projeto da rede de impedância mais volumoso e custoso, corroborando as análises efetuadas na seção 1.5.5 do capítulo 1. Todavia, a técnica MBC3a apresenta um tempo de assentamento para I_{Lin} inferior às técnicas SBC e MCBC3a. A técnica SBC promove maiores valores de pico de corrente durante o transitório, seguido por MBC3a e MCBC3a. A presença de valores de pico para todas as técnicas indica a característica de fase não mínima dos conversores com redes de impedância com elementos magneticamente acoplados.

Comparando as técnicas em relação a tensão no barramento CC do inversor V_{DC} , todos os métodos apresentaram erros de regime permanente, ocasionados pela presença de resistências série equivalente nos elementos componentes da rede de impedância e pela variação de D_{st} , sendo essa última causa mais evidente para o MBC3a, pela mesma razão apresentada anteriormente. Além disso, nota-se que para atender as mesmas especificações de projeto, as magnitudes de $\hat{V}_{DC}$ para as técnicas SBC, MBC3a e MCBC3a são distintas. Logo, verifica-se maiores esforços de tensão V_s nos interruptores de potência para a técnica SBC, seguido de MCBC3a e MBC3a, corroborando as análises efetuadas na seção 2.3 do capítulo 2.

A Tabela 3.4 apresenta o espectro harmônico de $I_{fase}(t)$. Considerou-se 6 ciclos de 60 Hz e para o cálculo da THD_I adotou-se a componente harmônica até ordem 51, para efetuação das análises. A oscilação de baixa frequência de V_{DC} , promovida pela técnica MBC3a, cria componentes harmônicas de maiores magnitudes quando comparado aquelas geradas pelas técnicas SBC e MCBC3a. Tal fato fica evidente quando se observa o espectro harmônico relativo a MBC3a para I_{fase} , que possui um índice THD_I superior as demais técnicas. A técnica SBC apresentou o menor THD_I para corrente de carga I_{fase} , seguido da técnica MCBC3a e MBC3a.

A Tabela 3.5 resume as grandezas envolvidas no projeto da rede de impedância *Quasi-Fonte-Y*, evidenciando a validade dos valores das grandezas elétricas obtidos teoricamente com os resultados de simulação, entre parênteses, considerando a técnica de modulação SBC. Pode-

se concluir que há forte correspondência entre os valores, indicando a validade das hipóteses assumidas durante as análises. Por fim a Tabela 3.6 resume as principais características de performance para as técnicas SBC, MBC3a e MCBC3a. A qualidade do desempenho é mensurada proporcionalmente em relação a quantidade de estrelas (*).

Tabela 3.5 – Valores eficazes, médio e de pico, para o *Quasi*-Fonte-Y com técnica SBC.

Fator	Teórico/Simulação	Fator	Teórico/Simulação
$\hat{I}_{Lin}, \hat{I}_{LN1}$	5,88 (5,40) A	I_{C2ef}	3,00 (2,776) A
$\overline{I_{Lin}}$	5,00 (4,636) A	$\hat{V}_{C1}$	359 (341) V
I_{Linef}	5,51 (4,66) A	$\bar{V}_{C1}, V_{C1ef}$	359 (341) A
V_{Linmax}	1078 (1016) V	I_{C1ef}	6,01 (5,48) A
$\overline{I_{LN1,2,3}}$	0 A	$\hat{I}_D$	8,00 (8,67) A
I_{L1rms}	3,00 (2,78) A	$\bar{I}_D$	5,88 (4,82) A
$\hat{I}_{LN2}$	11,75 (11,38) A	I_{Def}	5,83 (5,62) A
I_{LN2ef}	6,01 (5,48) A	$\hat{V}_D$	978 (917) V
$\hat{I}_{LN3}$	17,63 (16,62) A	I_{Sef}	4,16 (4,58) A
I_{L3ef}	9,01 (8,24) A	$\hat{I}_S$	17,63 (18,77) A
$\hat{V}_{C2}$	259,26 (241,40) V	$\bar{I}_S$	3,31 (2,17) A
$\bar{V}_{C2}, V_{C2ef}$	259,26 (241,20) V	$\hat{V}_S$	488,89 (442,80) V
$\hat{V}_{N1}$	539 (507) V	$V_{N2}, \hat{V}_{N3}$	539 (508) V, 180 (169) V

Fonte – O próprio autor.

Tabela 3.6 – Sumário para análise comparativa entre SBC,MBC e MCBC3a.

Categoria	Aspectos	SBC	MBC3a	MCBC3a
Regime transitório	I_{Lin-pk}	*	**	***
	V_{DC-pk}	*	**	***
	Duração	*	***	**
Ripple	I_{Lin}	**	*	***
	V_{DC}	**	*	***
THD	I_{fase}	***	*	**
Esforços	V_s	*	**	***
Projeto	Volume & custo	**	*	***

Fonte – O próprio autor.

3.11 Considerações finais

Esse capítulo apresentou um exemplo de projeto do conversor *Quasi*-Y utilizando-se de modulações SPWM modificadas para a criação do estado de *shoot-through*. Diversas justificativas foram apresentadas para a escolha dos parâmetros do projeto, o que lança orientações gerais para projetos com objetivos distintos. Os resultados de simulação apresentaram resultados que

corroboraram as hipóteses levantadas e uma breve análise comparativa entre a utilização das técnicas SPWM modificadas foi efetuada.

Destacam-se como contribuições do presente capítulo: (a) metodologia de projeto levando-se em consideração diferentes aspectos práticos a serem considerados no projeto da rede de impedância, tais como especificações e viabilidade; (b) análise comparativa para as técnicas SBC, MBC3a e MCBC3a com relação as suas implicações nas figuras de mérito e projeto da rede de impedância.

4 Controle preditivo FCS-MPC

Esse capítulo apresenta a estratégia de controle preditivo baseado em modelo (Model Predictive Control-MPC) e sua derivação utilizada em conversores de potência, baseada em conjunto de controle finito (Finite Control Set Model Predictive Control- FCS-MPC). Os seguintes tópicos serão abordados: (a) características de sistemas de fase não mínima; (b) levantamento de estratégias de controle utilizadas em conversores com redes de impedância; (c) introdução aos principais conceitos do controle FCS-MPC; (d) apresentação de um modelo preditivo para o inversor Quasi-Fonte-Y, visando o controle de corrente ou tensão, em uma carga resistivo-indutiva trifásica; (e) proposta de uma estratégia de controle FCS-MPC, contendo uma metodologia para a definição de fatores de peso, que compõe a função-custo e um procedimento de inicialização; (f) simulações para corroborar as hipóteses levantadas.

4.1 Sistemas de fase não mínima

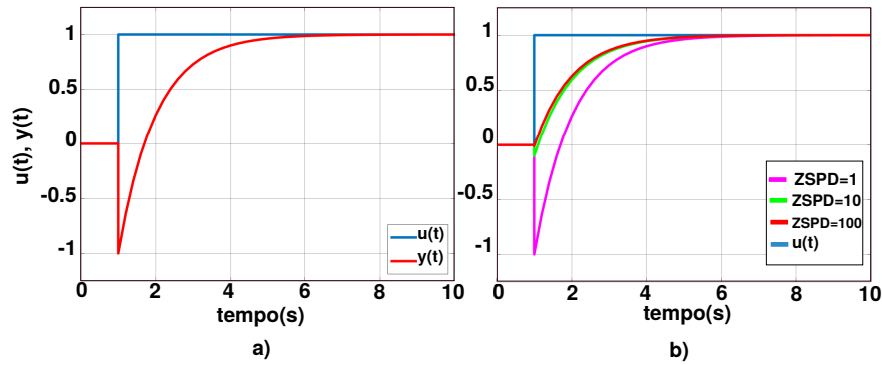
Sistemas lineares de fase não-mínima caracterizam-se por apresentarem zeros no semi-plano direito (ZSPD) do plano complexo. Os conversores de potência do tipo *boost* ou *buck-boost* apresentam esse comportamento, tal como se pode observar nos trabalhos desenvolvidos por (CHEN et al., 2010), (LEYVA-RAMOS et al., 2009), (HUANG; LIU, 2016) entre outros.

Essa característica faz com que a resposta do sistema inicialmente se comporte de maneira oposta a sua entrada, ocasionando atraso de transporte entre saída e entrada e aumentando o erro entre o valor atual e de referência da variável controlada, levando o controlador a tomar decisões de controle indesejadas. Esse comportamento também é denominado na literatura como *undershoot*, *inverse response* (UREN; SCHOOR, 2011) ou "*wrong way response*" (ZHAO, 2012).

Logo, considerando-se, por exemplo, que um sistema $G(s)$ seja excitado por um determinado sinal de entrada $u(t)$ positivo, sua resposta $y(t)$ será negativa, durante um determinado período transitório. A Figura 4.1-a ilustra esse exemplo para um sistema linear com polo e zero reais, localizado em -1 e 1 respectivamente.

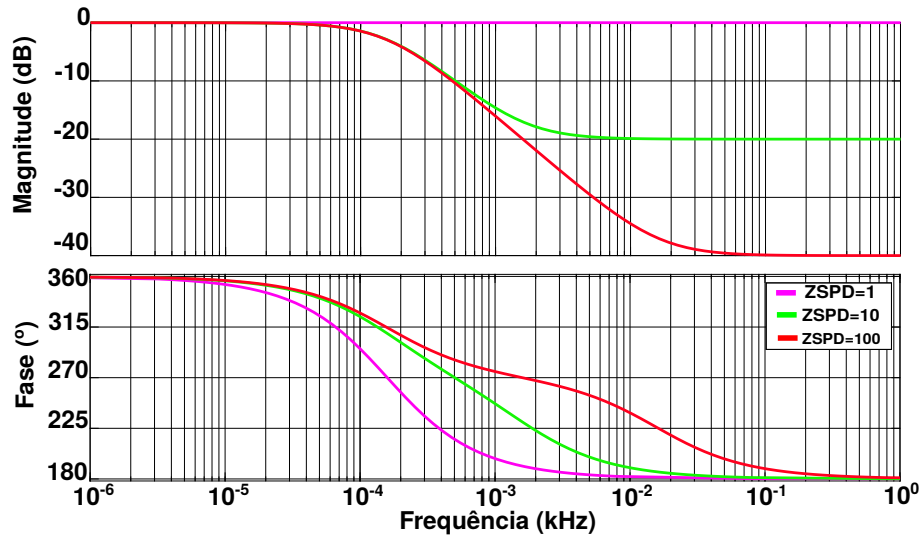
Também pode-se concluir, por meio da Figura 4.1-b, que a localização do ZSPD influencia a resposta transitória do sistema, aumentando o efeito de oposição frente a entrada $u(t)$, ou seja, acentua o efeito de fase não mínima. Assim, quanto mais próximo o ZSPD se encontra da origem, maior será o efeito de fase não mínima. O posicionamento do ZSPD também irá influenciar a atenuação da resposta do sistema para diferentes frequências. Conforme se pode observar na Figura 4.2, quanto mais próximo da origem o ZSPD, maior é o atraso de fase, quanto mais distante da origem maior será a atenuação para altas frequências.

Figura 4.1 – Resposta de um sistema linear de primeira ordem, com fase não mínima: a) com ZSPD=1, b) com ZSPDs: 1,10 e 100.



Fonte – O próprio autor

Figura 4.2 – Diagrama de Bode para sistema linear com ZSPD localizados em 1, 10 e 100.



Fonte – O próprio autor

Outras características associadas ao ZSPD não serão abordados nessa seção. Todavia, o leitor pode encontrar um estudo mais aprofundado sobre a dinâmica dos sistemas de fase não mínima no trabalho desenvolvido por (LEVY et al., 2009). Os efeitos avaliados até aqui apresentam importância fundamental para a avaliação das estratégias de controle que costuma-se utilizar para os conversores com redes de impedância.

4.2 Levantamento das estratégias de controle

Há duas variáveis de controle para os inversores com redes de impedância: (a) razão cíclica de *shoot-through* (D_{st}), responsável pela regulação de $V_{DC}(t)$ (estágio CC); (b) índice de modulação linear M , responsável pela sintetização da tensão para carga CA (estágio CA).

O controle de apenas uma variável, D_{st} ou M , tal como se pode observar nos trabalhos

desenvolvidos por (TANG; XIE; ZHANG, 2009) e (YANG et al., 2008), não garante um desempenho satisfatório do inversor *Quasi*-Fonte-Y, uma vez que a regulação de $V_{DC}(t)$ é essencial para um efetivo fornecimento de energia à carga CA, bem como para preservação dos componentes da rede de impedância e ponte inversora (SIWAKOTI et al., 2014b).

Nesse contexto, o controle do estágio CC pode ser feito de modo direto, isso é, através da mensuração direta de $V_{DC}(t)$, ou de modo indireto, através da estimativa indireta de $V_{DC}(t)$, por meio de medições de corrente ou tensão, obtidas em outros componentes que constituem a rede de impedância, tais como capacitores, indutores e estágio de entrada.

Uma vez estabelecido o controle do estágio CC, pode-se utilizar técnicas bem estabelecidas na literatura para o controle do estágio CA, dependendo da aplicação desejada. Sendo assim, essa seção irá focar apenas nas estratégias de controle para regulação de $V_{DC}(t)$.

4.2.1 Controles direto e indireto

A Figura 4.3 apresenta estratégias comumente encontradas na literatura para o controle direto ou indireto, adaptadas para o inversor *Quasi*-Fonte-Y. A seguir, avalia-se cada uma dessas estratégias quanto a suas viabilidades e limitações:

- **Estratégia a):** A partir da medição de $V_{C1}(t)$ e do estabelecimento de um valor de referência $V_{C1}^*(t)$, um sinal de erro $e(t)$ é processado pelo bloco $G_c(s)$, que corresponde ao controlador utilizado. O bloco $G_c(s)$ pode ser determinado a partir da junção de compensadores do tipo atraso e avanço de fase.

A partir do exposto em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007), a função do compensador atraso de fase é a de melhorar a capacidade de regulação de $V_{DC}(t)$, tornando-o mais robusto frente a distúrbios em V_{in} e/ou condições de corrente na carga CA trifásica.

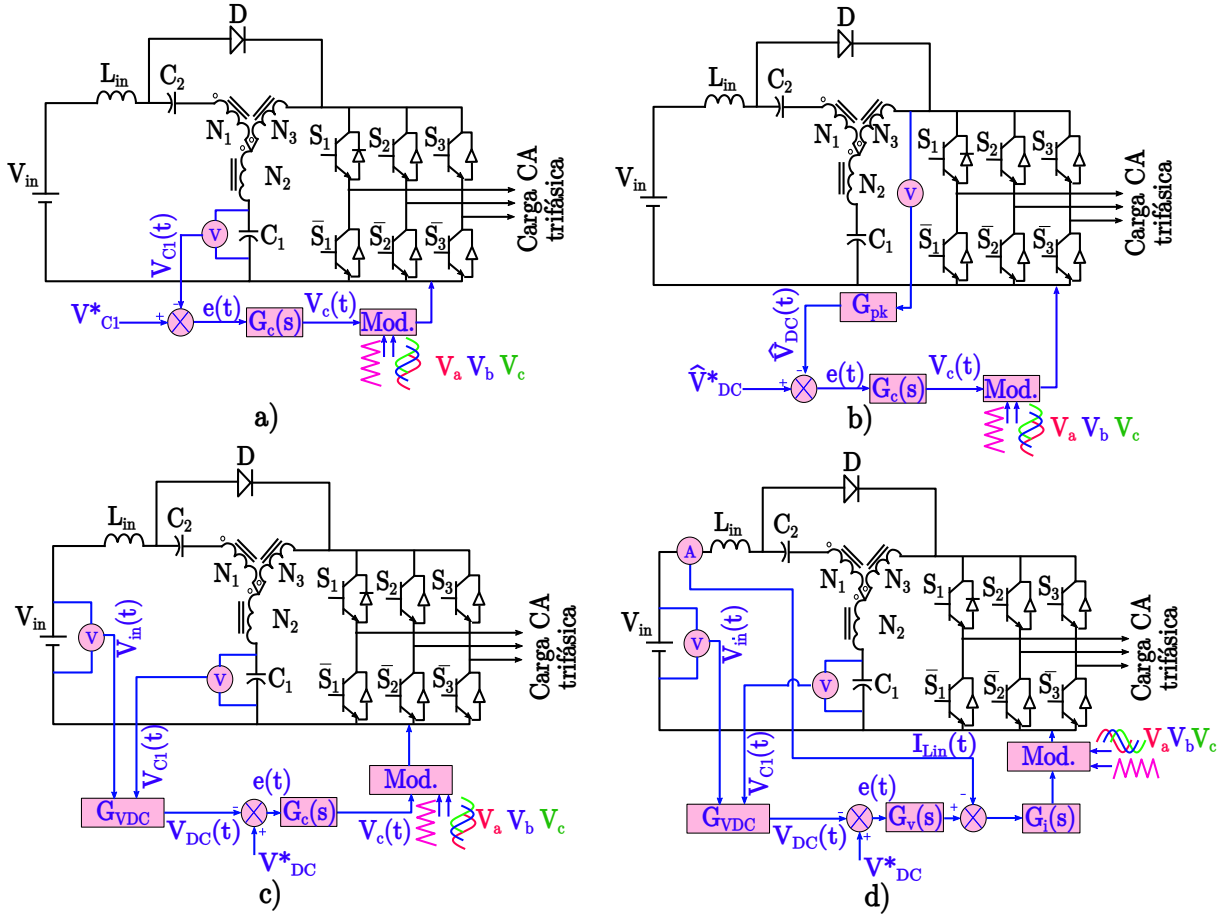
Já a função do compensador avanço de fase é a de incrementar o fator de qualidade Q , de acordo com o estabelecimento de polos e zeros que propiciem uma resposta do tipo criticamente amortecida ou sub-amortecida, melhorando o desempenho dinâmico do controle de $V_{DC}(t)$.

A expressão para o fator Q é dada por (4.1), em que se relaciona a margem de fase MF da função de transferência de malha aberta não compensada ($FTMA_{NC}$), e ζ , que representa o fator de amortecimento da variável controlada.

$$Q = \frac{\sqrt{\cos MF}}{\sin MF} = \frac{1}{2\zeta} \quad (4.1)$$

De acordo com (BARBI, 2007), um desempenho dinâmico satisfatório pode ser obtido com a especificação de $45^\circ \leq MF \leq 90^\circ$ e uma margem de ganho acima de 6 dB.

Figura 4.3 – Estratégias de controle de $V_{DC}(t)$, para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, no modo direto: a), c), d) ou indireto: b).



Fonte – O próprio autor

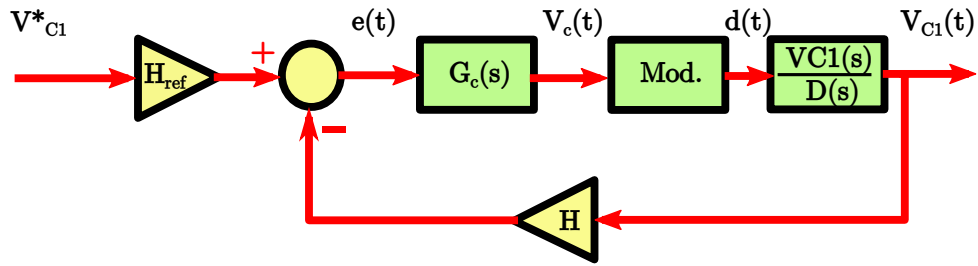
O bloco *Mod.* representa o modulador SPWM, que pode utilizar as técnicas SBC, MBC ou MCBC, com ou sem injeção de terceira harmônica. Logo, o sinal de controle $V_c(t)$, proveniente de $G_c(s)$, representaria, por exemplo, os sinais V_p e V_n da estratégia MCBC3a. As portadoras V_a, V_b, V_c são utilizadas para o controle do estágio CA.

O atraso de fase em baixas frequências, inserido pela presença do ZSPD, no inversor *Quasi*-Fonte-Y, dificulta o projeto de $G_c(s)$ com bandas passantes adequadas. Assim, tem-se uma resposta dinâmica insatisfatória, conjuntamente com baixas margens de estabilidade relativa, isso é, com possibilidade de tornar-se facilmente instável. O exemplo 1 ilustra as limitações de controle comentadas previamente.

4.2.1.1 Exemplo 1 - Controle indireto com malha simples

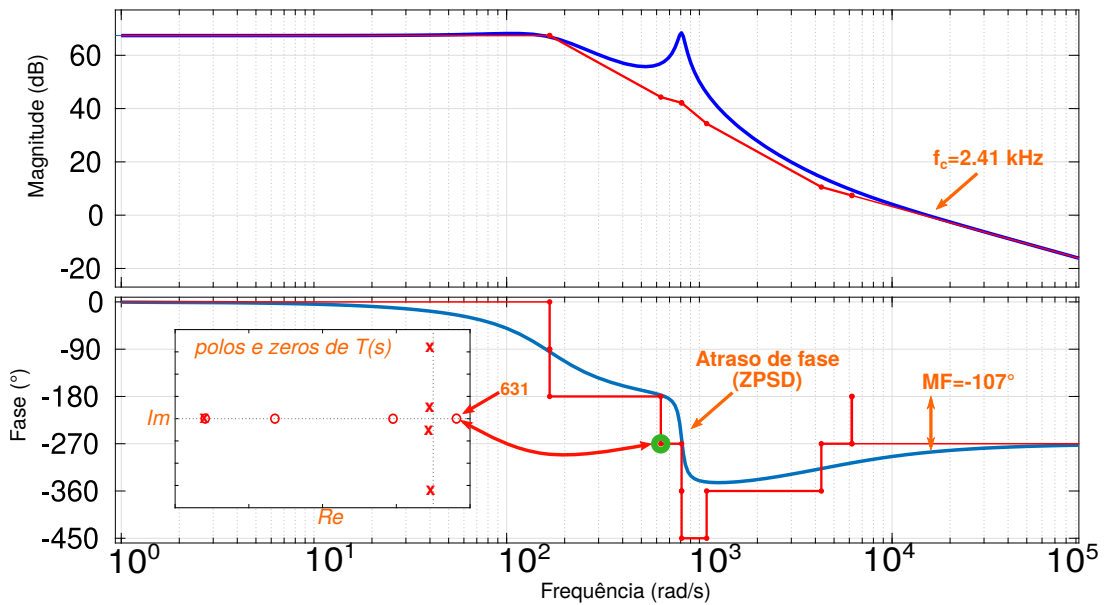
A Figura 4.4 ilustra o diagrama de blocos equivalente para aplicação de uma técnica de controle indireto, considerando-se a compensação de $V_{DC}(t)$ por meio de $V_{C1}(t)$, uma vez que $\hat{V}_{DC}(t) = \frac{V_{C1}(t)\delta - V_{in}(t)}{\delta - 1}$.

A Figura 4.5 apresenta o diagrama de Bode para a função de transferência de malha

Figura 4.4 – Diagrama de blocos para controle de $V_{C1}(t)$.

Fonte – O próprio autor

aberta compensada $FTMA_C$ $T(s) = G_c(s) Mod \frac{V_{C1}(s)}{D(s)} H$, em que H representa o ganho do transdutor de tensão, obtida com os valores apresentados no capítulo 3, com o bloco $Mod.$ definido como $Mod. = \frac{2}{\hat{V}_{tri}}$, em que $\hat{V}_{tri}$ é a componente de pico da portadora triangular, conforme proposta de (DING et al., 2007) e $G_c(s) = 203$.

Figura 4.5 – Diagrama de Bode para função de transferência $T(s)$.

Fonte – O próprio autor

Também pode-se notar na Figura 4.5 as assíntotas utilizadas para construção do diagrama de Bode, em vermelho, de modo a se destacar os efeitos causados pelos polos e zeros de $T(s)$ para diferentes frequências.

Como se pode observar, a MF , para frequência de cruzamento $f_c = 2,4$ kHz, ou seja uma década abaixo de $f_s = 24$ kHz, é definida por -107° . Para se obter $MF \geq 45^\circ$, afim de se melhorar o desempenho do controlador durante o período transitório, necessita-se de um avanço de fase de 152° em 2,4 kHz.

Isso ocorre, pois, como se pode observar na Figura 4.5, o ZSPD localizado em 631 insere um atraso de fase em $\omega = 631$ rad/s = 100,43 Hz, o que auxilia a MF a ser mais negativa

em $f_c = 2, 4$ kHz. Todavia, ainda que se utilizasse controladores digitais, que possam superar as aplicações inerentes aos dispositivos analógicos (BUSO; MATTARELLI, 2006), a adição excessiva de MF pode resultar em uma f_c elevada, piorando a qualidade da resposta dinâmica durante o período transitório.

- **Estratégias b) e c):** Na estratégia b), o bloco G_{pk} representa os circuitos necessários para detecção de $\hat{V}_{DC}(t)$, possibilitando o controle direto de $V_{DC}(t)$. Pelo fato de $\hat{V}_{DC}(t)$ ter uma natureza pulsante, a detecção dos valores de pico é mais complexa quando comparada com o emprego de outras estratégias que utilizam sinais não pulsantes, como $V_{C1}(t)$ por exemplo. Nesse sentido, a presença de G_{pk} insere complexidades adicionais na malha de controle e pode ser considerada como uma desvantagem para essa estratégia.

Todavia, esse esquema permite uma resposta dinâmica mais rápida frente a distúrbios em V_{in} e na carga CA trifásica (SIWAKOTI et al., 2014b). Na estratégia c), o bloco G_{VDC} atua na detecção de $V_{DC}(t)$ a partir das medidas $V_{in}(t)$ e $V_{C1}(t)$, evitando-se as dificuldades relacionadas com a detecção de $\hat{V}_{DC}(t)$. Como exemplos de controladores direto, pode-se citar o trabalho desenvolvido por (DING et al., 2008), que utiliza um controlador PID tipo *Fuzzy*.

Entretanto, conforme abordado em (CAMARGOS, 2002), o desenvolvimento da modelagem do problema de acordo com a lógica *fuzzy*, apresenta como desvantagens as dificuldades relacionadas com o estabelecimento de regras de inferência e a inexatidão matemática de comportamentos do conversor definidos por expressões linguísticas, o que por sua vez se revela como um fator limitador de sua aplicação.

Por outro lado, o projeto desenvolvido por (GUO et al., 2013) utiliza uma estratégia SPWM modificada, conforme proposta por (DING et al., 2007), para implementação de controle indireto. Porém, o atraso de fase introduzido pela presença do ZSPD, como mencionado previamente, inviabiliza o projeto do controlador para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, pelas mesmas razões apresentadas no item a).

- **Estratégia d):** Essa estratégia utiliza um esquema de controle multimalhas, que permite a regulação de $V_{DC}(t)$, pela malha externa, através da regulação $I_{Lin}(t)$, pela malha interna. Os trabalhos desenvolvidos por (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007), (ELLABBAN; MIERLO; LATAIRE, 2011b) e (ELLABBAN; MIERLO; LATAIRE, 2011a), de modo geral, utilizam a seguinte metodologia para o projeto do controle multimalhas: (a) compensação da malha interna, responsável pelo controle da corrente, através do projeto de um controlador $G_{ci}(s)$, através do ajuste da frequência de corte $f_{ci} = \frac{f_s}{10}$, com margem de fase no intervalo $45^\circ \leq MF \leq 90^\circ$; (b) compensação da malha externa, responsável pela regulação de tensão, através do projeto do controlador $G_{vi}(s)$, com frequência de corte $f_{cv} = \frac{f_s}{100}$ e margem de fase no intervalo $45^\circ \leq MF \leq 90^\circ$.

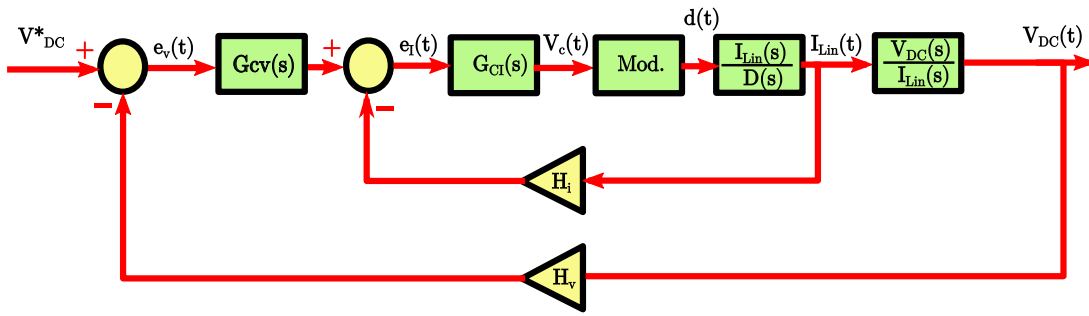
A diferença entre as frequências de corte f_{cv} e f_{ci} , é responsável pelo desacoplamento dinâmico entre as malhas externa e interna, o que permite o controle independente de

$V_{DC}(t)$ e $I_{Lin}(t)$. No entanto, embora os trabalhos anteriormente citados obtenham sucesso quando aplicados a rede de impedância do tipo fonte-Z, o mesmo não se verifica facilmente para as redes de impedância do tipo *Quasi*-Fonte-Y. Isso ocorre pois, uma vez que a presença do ZSPD no rede Fonte-Z costuma estar mais distante da origem quando comparado com a rede *Quasi*-Fonte-Y, tem-se uma redução no efeito de fase não mínima, e consequentemente facilita-se o projeto dos compensadores $G_v(s)$ e $G_i(s)$. O exemplo 2 ilustra as limitações de controle comentadas previamente.

4.2.1.2 Exemplo 2 - Controle indireto com malha dupla

A Figura 4.6 ilustra o diagrama de blocos equivalente para aplicação de uma técnica de controle indireto, considerando-se o controle de $V_{DC}(t)$ a partir das medições de V_{in} e $V_{C1}(t)$.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos para controle de $V_{DC}(t)$.



Fonte – O próprio autor

Os blocos $G_{cv}(s)$ e $G_{ci}(s)$ representam os controladores de tensão (malha externa) e corrente (malha interna). Os blocos H_i e H_v representam os ganhos inseridos pelos transdutores de tensão e corrente, respectivamente.

Os blocos $\frac{I_{Lin}(s)}{d(s)}$ e $\frac{V_{DC}(s)}{I_{Lin}(s)}$ representam, respectivamente, as funções de transferência que modelam o comportamento do conversor. Em particular, a função de transferência $\frac{V_{DC}(s)}{I_{Lin}(s)}$ pode ser obtida por $\frac{V_{DC}(s)}{d(s)} / \frac{I_{Lin}(s)}{d(s)}$.

Para o projeto, necessita-se obter as expressões para as funções de transferência de malha aberta não compensadas de corrente ($FTMA_{NC-I}$) e tensão ($FTMA_{NC-V}$), descritas matematicamente por (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$FTMA_{NC-I} = Mod(s)G_{CI}(s)\frac{I_{Lin}(s)}{D(s)}H_i(s) \quad (4.2)$$

$$FTMA_{NC-V} = \frac{1}{H_i}G_{CV}(s)\frac{V_{DC}(s)}{I_{Lin}(s)}H_v(s) \quad (4.3)$$

Considerando-se o desacoplamento dinâmico, uma vez que $f_{cv} \ll f_{ci}$, a malha interna pode ser representada por $\frac{1}{H_i}$ na expressão (4.3). Para a malha interna, especifica-se $f_{ci} = 2,4$ kHz, com uma margem de fase $MF = 60^\circ$. Calcula-se o módulo e fase para $FTMA_{NC-I}(2\pi f_{ci})$, e a seguir, projeta-se o compensador $G_{ci}(s)$, com a formulação descrita por (4.4). Os parâmetros w_z e K_c são obtidos por (4.5) e (4.6) respectivamente.

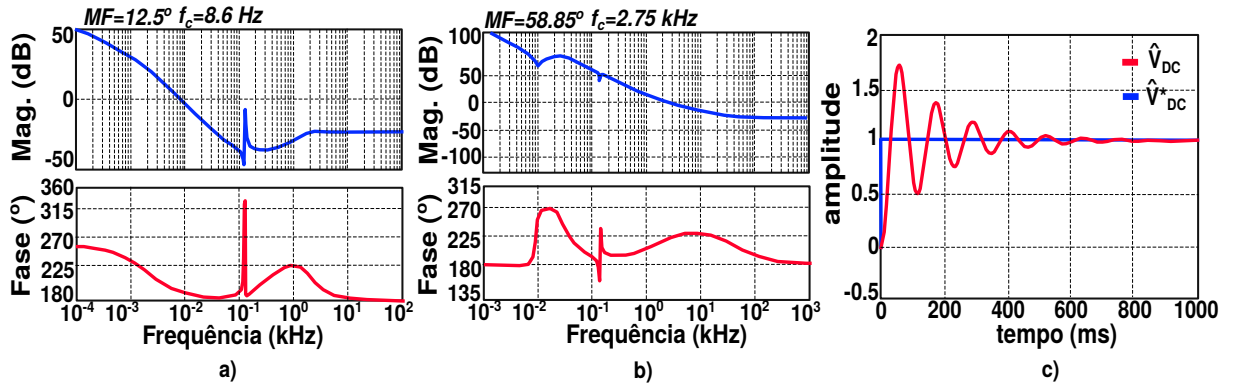
$$G_{ci} = K_c \left(\frac{s + w_z}{s} \right) \quad (4.4)$$

$$w_z = \frac{2\pi f_c}{\tan(MF - 90^\circ - \angle FTMA_{NC-I}(j2\pi f_c))} \quad (4.5)$$

$$K_c = \frac{2\pi f_c}{\sqrt{(2\pi f_c)^2 + (w_z)^2}} \frac{1}{|FTMA_{NC-I}(j2\pi f_c)|} \quad (4.6)$$

O mesmo procedimento é repetido para o projeto do controlador $G_{cv}(s)$, utilizando as relações (4.4)-(4.6), porém com $f_{cv} = 240$ Hz e $MF = 60^\circ$. A Figura 4.7 mostra os resultados de simulação para o controlador implementado. Nota-se na Figura 4.7-b, que o projeto do compensador $G_{ci}(s)$ para a malha interna foi relativamente bem sucedido, com $f_{ci} = 2,75$ kHz e $MF = 58,85^\circ$.

Figura 4.7 – Diagramas de Bode: a) $FTMA_{NC-V}$, b) $FTMA_{NC-I}$ e c) resposta ao degrau para $V_{DC}(t)$.



Fonte – O próprio autor

Entretanto, como se pode notar na Figura 4.7-a, o parâmetro $f_{cv} = 8,6$ Hz e $MF = 12,5^\circ$ estão distantes dos objetivos de projeto, uma vez que o sistema se torna instável quando $f_{cv} \approx 240$ Hz, por conta da atuação do ZSPD.

Embora o controle esteja estável em malha fechada, o tempo de resposta do sistema é lento, na ordem de centenas de milissegundos, muito superior ao período de chaveamento T . Além disso, há uma sobrelevação de $V_{DC}(t)$ de até 150%, o que é demasiadamente elevado para uma aplicação de conversão de potência.

Tal comportamento de resposta poderia ser mitigado se o ZSPD fosse afastado da origem, com o projeto de uma rede de impedância que diminuísse os efeitos associados com a fase não mínima.

Isso poderia ser feito, por exemplo, com a utilização de menores capacitâncias e indutâncias, contudo, há uma inviabilidade prática para obtenção desses dispositivos, conforme comentários realizados no capítulo 3.

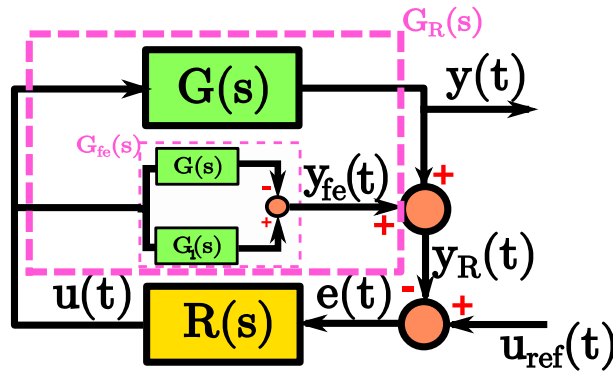
4.2.2 Compensador paralelo

O compensador paralelo, tal como o abordado nos trabalhos de (GESSING, 2004) e (GAVINI, 2013), pode ser utilizado para minimizar a complexidade do projeto de um controlador a ser utilizado em sistemas de fase não mínima. Essa estratégia é baseada no controlador de Smith, que é adotada para o controle de sistemas com atraso de transporte (SMITH, 1958).

A Figura 4.8 apresenta o diagrama de blocos empregado para utilização do compensador paralelo. A estratégia se baseia na modelagem de um bloco $G_{fe}(s) = G_1(s) - G(s)$, em que $G(s)$ representa a planta que deve ser controlada.

A modelagem de $G_{fe}(s)$ serve para facilitar o projeto de $R(s)$, uma vez que o sinal de retroalimentação $y_R(t)$, utilizado para se realizar o controle, é definido pela saída da função de transferência $G_R(s) = G_{fe}(s) + G(s) = G_1(s)$.

Figura 4.8 – Diagramas de blocos para estratégia empregada no compensador paralelo.



Fonte – O próprio autor

Logo, o projeto de $R(s)$ é definido somente em termos da resposta de $G_1(s)$, desacoplando-se o efeito de fase não mínima de $G(s)$ e suas implicações no projeto do controlador.

Para a regulação de $V_{DC}(t)$, poderia-se adotar $G_1(s)$ como uma planta de primeira ordem, do tipo $\frac{K_0}{\tau s + 1}$, com $K_0 = G(0)$, e τ ajustado de acordo com os requerimentos de tempo de resposta do sistema.

O bloco $\overline{V_{C1}}$ é utilizado para a obtenção da resposta completa do sistema, pois representa o valor médio de $V_{C1}(t)$. Ressalta-se que a saída de $\frac{V_{C1}(s)}{D(s)}$ relaciona-se somente com a resposta de pequenos sinais, $V_{C1}(t)$.

Contudo, problemas relacionados com uma modelagem imperfeita de $G_{fe}(s)$, ou as dificuldades associadas com a atualização do modelo diante do cenário de alterações paramétricas

na rede de impedância, que modificariam $G(s)$, tornam complexa sua aplicação no inversor *Quasi*-Fonte-Y. O exemplo 3 ilustra uma implementação da estratégia de controle paralelo.

4.2.2.1 Exemplo 3 - Controle com compensador paralelo

Deseja-se controlar $V_{DC}(t)$ por meio de $V_{C1}(t)$. Considerando os parâmetros de projeto apresentados no capítulo 3, define-se a função de transferência $\frac{V_{C1}(s)}{D(s)}$ por (4.7).

$$\frac{V_{C1}(s)}{D(s)} = \frac{-26047(s + 6184)(s + 4294)(s + 1091)(s - 631)}{(s + 6190)(s^2 + 193,4s + 2,793 \cdot 10^4)(s^2 + 64,09s + 6,539 \cdot 10^5)} \quad (4.7)$$

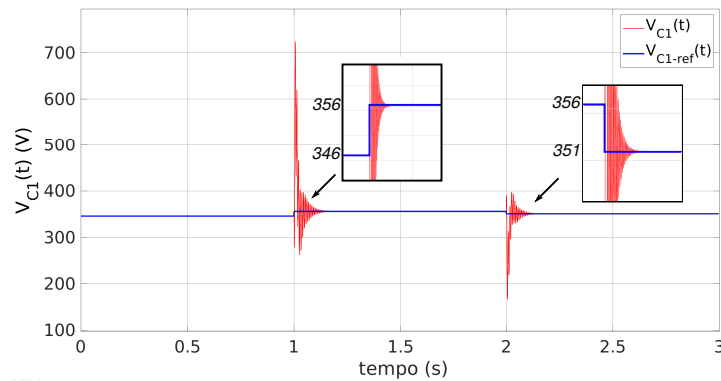
$$G(0) = 4213,27 \quad (4.8)$$

$$G_1(s) = \frac{4213,27}{0,25s + 1} \quad (4.9)$$

Logo, a partir de (4.7), define-se $G(0)$ por (4.8). Adotando $\tau = 0,25$, de acordo com o exemplo abordado em (GESSING, 2004), e considerando (4.8), define-se $G_1(s)$ por (4.9).

A Figura 4.9 mostra os resultados de simulação, para resposta de $V_{C1}(t)$ mediante degraus de tensão em $V_{C1}^*(t)$: (a) 10 V em $t = 1$ s, (b) -8 V em $t = 2$ s. Nota-se que embora em regime permanente, o erro de estado estacionário seja praticamente nulo, durante o transitório, o desempenho é insatisfatório, devido aos elevados valores de *overshoot* e *undershoot* em $V_{C1}(t)$.

Figura 4.9 – Resposta de $V_{C1}(t)$ aos degraus de tensão: a) 10 V em $t = 1$ s, b) -8 V em $t = 2$ s.



Fonte – O próprio autor.

4.3 A técnica FCS-MPC

Como se pôde concluir a partir dos exemplos apresentados na seção anterior, sistemas com fase não mínima apresentam complexidades para serem controlados. Todavia, o controle preditivo baseado em modelo (*Model Predictive Control*-MPC), especialmente a categoria relacionada com conjuntos finitos (*Finite Control Set Model Predictive Control*-FCS-MPC) se

destaca como uma alternativa interessante para atenuar as complexidades inerentes do controle inversor Quasi-Fonte Y.

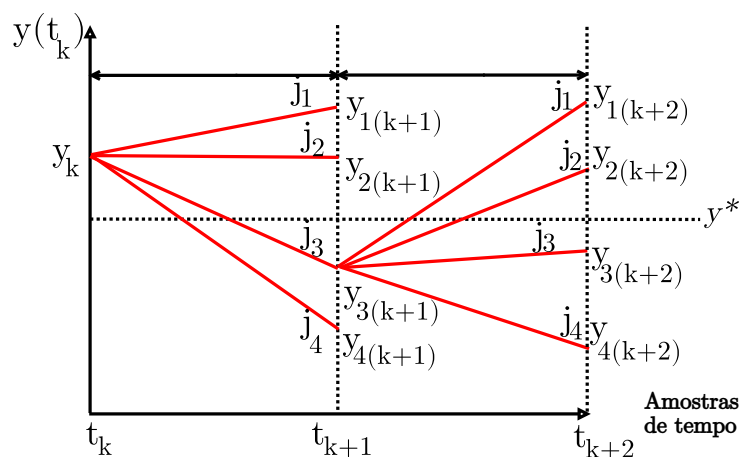
No trabalho desenvolvido por (VAZQUEZ et al., 2014), o controle FCS-MPC apresenta uma implementação simples, propicia uma boa capacidade de regulação de controle incluindo múltiplas restrições, além de uma robustez frente a efeitos de fase não mínima. Todas essas características tornam essa técnica de controle interessante para conversores de potência, especialmente para o caso do inversor *Quasi-Fonte-Y*.

O controle preditivo foi desenvolvido nos anos 1970 por (RICHALET et al., 1978), e constitui-se como um conjunto de técnicas de controle discreto. De acordo com (KARAMANAKOS, 2013), os principais elementos do controle MPC são: (a) um modelo matemático da planta a ser controlada; (b) a resolução de um problema de controle ótimo, através da avaliação de um conjunto de ações de controle possíveis, por meio da definição de uma função-custo que engloba as ações e os objetivos de controle; (c) uma política de regressão de horizonte, na qual apenas a ação de controle ideal, ou seja, a que apresenta menor valor de função-custo, é aplicada à planta a cada instante de amostragem.

Embora a estratégia MPC apresente uma série de vantagens, esse esquema ainda permanece pouco explorado considerando aplicações em eletrônica de potência, uma vez que uma grande quantidade de cálculos são necessários por amostra, o que torna essa técnica inviável para aplicação em sistemas de alta frequência, tal como é o caso dos conversores de potência.

Algumas soluções, como a utilização da variação do MPC, denominado GPC (*Generalized Predictive Control*), resolvem o problema de otimização analiticamente, o que permite sua implementação em sistemas de alta frequência (KENNEL; LINDER; LINKE, 2001), embora haja limitações quanto a inclusão de restrições de controle (VAZQUEZ et al., 2014).

Figura 4.10 – Exemplo da estratégia FCS-MPC.



Fonte – O próprio autor.

Devido à natureza discreta dos conversores de potência, o problema de otimização pode ser simplificado, pois existe um número finito de ações de controle possíveis a serem

implementadas. Para cada previsão de controle, uma função de custo é calculada, a fim de se avaliar qual melhor corresponde aos objetivos de controle.

Dessa forma, a ação de controle com o menor custo é escolhida e aplicada ao conversor. Tal é o funcionamento básico da técnica FCS-MPC (KOURO et al., 2008). Graças ao desenvolvimento do controle digital, técnica FCS-MPC e tecnologias de processamento de sinais digitais, uma série de aplicações foram desenvolvidas para eletrônica de potência, tal como se pode ver nos trabalhos apresentados em (VAZQUEZ et al., 2014) e (VAZQUEZ et al., 2016).

A técnica FCS-MPC tem a capacidade de operar com diversas variáveis, distúrbios, restrições de controle e qualquer outra característica que possa ser modelada matematicamente e inserida na função-custo.

A estratégia de operação da técnica FCS-MPC pode ser observada na Figura 4.10, em que a variável de controle y_k , na amostra de tempo k , é controlada por 4 ações de controle diferentes (j_1, j_2, j_3, j_4), para obter a melhor correspondência entre y_{k+1} e o valor de referência y^* no instante t_{k+1} . No caso ilustrado na Figura 4.10, para t_{k+1} a ação de controle j_3 seria escolhida. Esse processo se repete para as próximas amostras.

Algumas aplicações da técnica FCS-MPC em conversores com redes de impedância estão descritas na Tabela 4.1. Até o presente momento (2020), a maioria das aplicações concentra sua análise na rede de impedância do tipo Fonte-Z e sua variação *Quasi-Z*.

Embora o trabalho desenvolvido por (SHEHATA, 2017) utilize a técnica FCS-MPC para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, há uma descrição incompleta de como o modelo preditivo foi obtido, dificultando a reprodução e aplicação da técnica. Portanto, a seção 4.4 tem como objetivo apresentar em detalhes como essa técnica pode ser aplicada ao inversor *Quasi*-Fonte-Y, considerando como objetivos de controle a regulação indireta de $V_{DC}(t)$, por meio do controle de $V_{C1}(t)$, conjuntamente com a regulação de I_{Lin} , para o controle de corrente ou tensão CA fornecida para uma carga trifásica, a três fios.

Tabela 4.1 – Aplicações da técnica FCS-MPC em conversores com redes de impedância.

Referência	Rede de impedância
(BAYHAN; ABU-RUB; BALOG, 2016)	<i>Quasi-Z</i>
(BAKEER; ISMEIL; ORABI, 2016)	<i>Quasi-Z</i>
(SAJADIAN; AHMADI, 2016)	Fonte-Z
(BAYHAN et al., 2016)	<i>Quasi-Z</i>
(MOSA et al., 2013)	<i>Quasi-Z</i>
(THOMAS, 2016)	Fonte-Y
(MO; LOH; BLAABJERG, 2011)	Fonte-Z
(SHEHATA, 2017)	<i>Quasi</i> -Fonte-Y

Fonte – O próprio autor

4.4 Modelo preditivo para o inversor *Quasi-Fonte-Y*

No inversor *Quasi-Fonte-Y*, existem quinze configurações possíveis de estados para ativar os interruptores da ponte inversora, sendo que seis configurações são classificados como estados ativos, duas como estados nulos e sete como estados de *shoot-through*. Cada configuração de acionamento dos interruptores corresponde a um vetor de tensão ($V_0 - V_7$) no plano $\alpha\beta$, conforme Figura 4.11. A Tabela 4.2 apresenta a relação existente entre as configurações de acionamento, os vetores de tensão e os estados de condução.

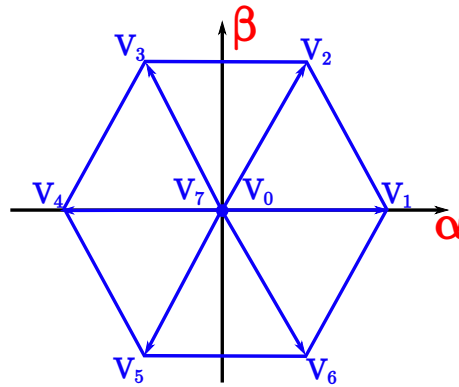
Neste trabalho, a configuração dos interruptores durante o estado de *shoot-through*, foi definida como sendo a de todos os interruptores da ponte inversora ativados simultaneamente, e o estado nulo como sendo a dos interruptores $\overline{S_1}, \overline{S_2}, \overline{S_3}$ do inversor desligados. Tal procedimento, otimiza o desempenho do controlador FCS-MPC, pois há uma redução no número de cálculos realizados.

Tabela 4.2 – Configurações de chaveamento adotadas para o inversor *Quasi-Fonte-Y*.

Estado	$V_o(k)$	S_1	S_2	S_3	$\overline{S_1}$	$\overline{S_2}$	$\overline{S_3}$
Nulo	V_0	1	1	1	0	0	0
<i>Shoot-through</i>	V_7	1	1	1	1	1	1
ativo	V_1	1	0	0	1	0	1
ativo	V_2	1	0	1	0	0	1
ativo	V_3	0	1	1	0	0	1
ativo	V_4	0	1	1	0	1	0
ativo	V_5	0	1	0	1	1	0
ativo	V_6	1	0	0	1	1	0

Fonte – O próprio autor.

Figura 4.11 – Vetores de tensão no plano $\alpha\beta$.



Fonte – O próprio autor

O modelo preditivo do inversor *Quasi-Fonte-Y* baseia-se na aproximação de Euler, para as equações diferenciais que descrevem o comportamento do circuito, como exemplificado em

(4.10), em que $x(k)$ é o valor atual da variável, $x(k+1)$ é o valor a ser predito da variável $x(k)$, e T_s é o período de amostragem.

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.10)$$

Ressalta-se que, quanto menor for o valor de T_s , mais eficiente será a resposta do controle FCS-MPC, por conta do menor atraso entre a coleta das amostras necessárias para o cálculo e a ação de controle. Todavia, a operação com pequenos valores de T_s exige um maior poder de processamento do controlador digital.

Da mesma forma, sabendo-se que a expressão para corrente em um capacitor hipotético C pode ser descrita por $I_C = C \frac{dV_C(t)}{dt}$ e da tensão em um indutor hipotético L por $V_L = L \frac{dI_L(t)}{dt}$, as expressões que descrevem a predição da tensão do capacitor C e corrente no indutor L , podem ser aproximadas por (4.11) e (4.12), respectivamente, em que R_C representa a resistência série equivalente do capacitor C .

$$V_C(k+1) = I_C(k) \left(\frac{T_s}{C} - R_C \right) + V_C(k) \quad (4.11)$$

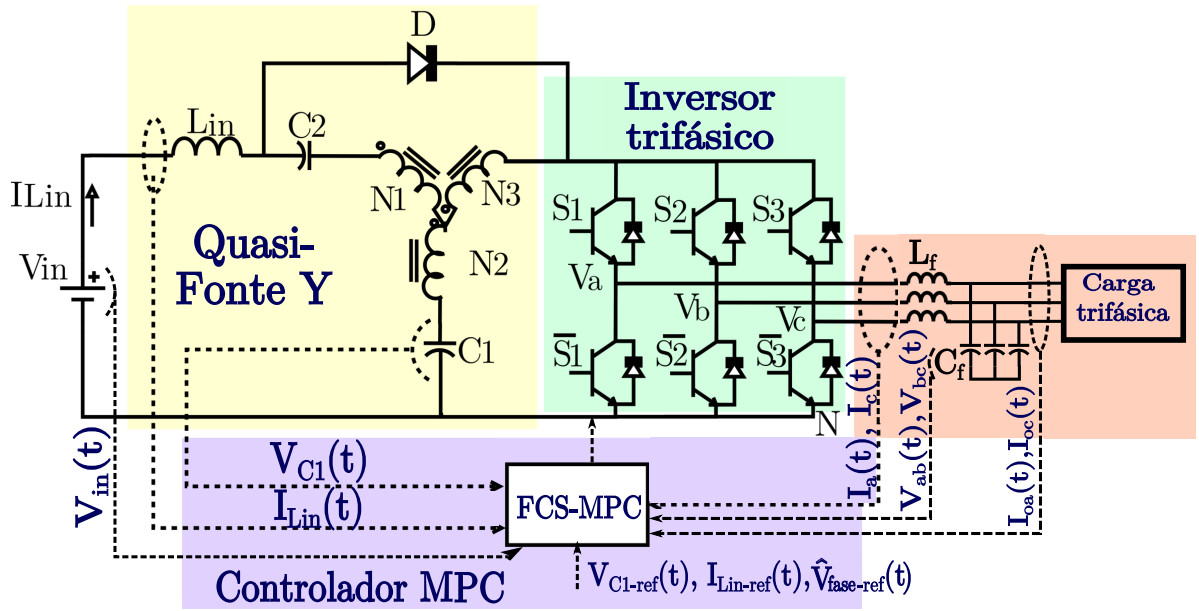
$$I_L(k+1) = V_L(k) \frac{T_s}{L} + I_L(k) \quad (4.12)$$

4.4.1 Modelo preditivo para controle modo-tensão e modo-corrente

No controle modo-tensão, deseja-se controlar a tensão disponibilizada pelo inversor para uma carga CA. O esquemático para a aplicação dessa técnica é apresentado pela Figura 4.12. O controle com modo-tensão descrito a seguir e proposto por (CORTÉS et al., 2009b), é realizado para aplicações em que se deseja um fornecimento de tensão CA com baixa taxa de distorção harmônica, como é caso de cargas sensíveis, como UPS, ou *drivers* de motores.

Contudo, o mesmo esquemático da Figura 4.12 pode ser utilizado para realização do controle modo-corrente, em que deseja-se controlar a corrente disponibilizada para carga CA. Para tal, basta ajustar a referência $\hat{V}_{fase-Ref}(t)$ apropriadamente, a depender da magnitude da corrente elétrica que se deseja disponibilizar à carga e de suas características. Esse tipo de controle, cuja descrição é baseada em (RODRIGUEZ; CORTES, 2012), pode ser utilizado para regulação do fornecimento de potência a cargas passivas, injeção de potência ou até mesmo em compensação de componentes não-ativas, presentes em uma rede elétrica.

Sendo $\mathbf{I}_f$, o vetor trifásico de corrente de fase localizada antes do filtro $L_f C_f$, $\mathbf{I}_o$ o vetor trifásico de corrente localiza após o filtro $L_f C_f$, e $\mathbf{V}_{Cf}$ o vetor trifásico de tensão sobre cada um dos capacitores C_f , pode-se escrever as relações (4.13)-(4.15), em que $a = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j$.

Figura 4.12 – Proposta do controle FCS-MPC para o inversor *Quasi*-Fonte-Y.

Fonte – O próprio autor.

$$\mathbf{I}_f = \frac{2}{3}(I_{fa} + aI_{fb} + a^2I_{fc}) \quad (4.13)$$

$$\mathbf{V}_{Cf} = \frac{2}{3}(V_{cfa} + aV_{cfb} + a^2V_{cfc}) \quad (4.14)$$

$$\mathbf{I}_o = \frac{2}{3}(I_{oa} + aI_{ob} + a^2I_{oc}) \quad (4.15)$$

Também pode-se descrever as equações (4.16) e (4.17), com relação ao filtro $L_f C_f$, em que $\mathbf{V}_o = \mathbf{S}(k)\hat{V}_{DC}$ é o vetor trifásico das tensões de fase do inversor.

$$L_f \frac{d\mathbf{I}_f(t)}{dt} = \mathbf{V}_o - \mathbf{V}_{Cf} \quad (4.16)$$

$$C_f \frac{d\mathbf{V}_{Cf}}{dt} = \mathbf{I}_f - \mathbf{I}_o \quad (4.17)$$

A descrição das equações(4.16)-(4.17) na forma de espaço de estados, é dada por (4.18), com $\dot{\mathbf{x}}$ definido por (4.19), e as matrizes A_f , B_f , B_{fd} por (4.20).

$$\dot{\mathbf{x}} = A_f \mathbf{x} + B_f \mathbf{V}_o + B_{fd} \mathbf{I}_o \quad (4.18)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = [\dot{\mathbf{I}}_f, \dot{\mathbf{V}}_{Cf}]^T \quad (4.19)$$

$$A_f = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \quad B_f = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad B_{fd} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}^T \quad (4.20)$$

Logo, a equação de predição para $\mathbf{x}(k)$ é definida por (4.21), em que as matrizes A_q, B_q, B_{dq} são definidas por (4.22)-(4.24).

$$\mathbf{x}(k+1) = A_q \mathbf{x}(k) + B_q \mathbf{V}_o(k) + B_{dq} \mathbf{I}_o(k) \quad (4.21)$$

$$A_q = e^{A_f T_s} \quad (4.22)$$

$$B_q = \int_0^{T_s} e^{A_f \tau} B d\tau \quad (4.23)$$

$$B_{dq} = \int_0^{T_s} e^{A_f \tau} B_d d\tau \quad (4.24)$$

Tomando-se a equação (4.21), e as definições (4.22)-(4.24), a expressão para predição de $V_{Cf}(k+1)$ é dada por (4.25), em que os subscritos, representados pelo par ordenado xy , representam o elemento pertencente a linha x e coluna y da matriz declarada.

$$\mathbf{V}_{Cf}(k+1) = A_{q21} \mathbf{I}_{fa}(k) + A_{q22} \mathbf{V}_{cf}(k) + B_{q21} \mathbf{V}_o(k) + B_{dq21} \mathbf{I}_o(k) \quad (4.25)$$

Por fim, o método proposto por (CORTÉS et al., 2009b) utiliza um observador de estados para obter $\mathbf{I}_o(k)$, com o objetivo de se reduzir o número de sensores de corrente utilizado. Contudo, considerando sistemas equilibrados, pode-se dispensar tal procedimento, e se utilizar a mesma quantidade de sensores de medição, a partir de $I_a(t), I_c(t), V_{ab}(t), V_{bc}(t), I_{oa}(t), I_{oc}(t)$. Desse modo, as grandezas $V_{Cfa,b,c}(k)$ e $I_{ob}(k)$ podem ser obtidas pelas equações (4.26)-(4.30). Tal procedimento, além de utilizar o mesmo número de sensores que (CORTÉS et al., 2009b), facilita o projeto de controle, uma vez que dispensa o projeto do observador de estados.

$$V_{ca}(k) = -(V_{ab}(k) - V_{bc}(k)) \quad (4.26)$$

$$V_{Cfa}(k) = \frac{V_{ab}(k) - V_{ca}(k)}{3} \quad (4.27)$$

$$V_{Cfb}(k) = \frac{V_{ab}(k) - V_{bc}(k)}{3} \quad (4.28)$$

$$V_{Cfc}(k) = \frac{V_{bc}(k) - V_{ca}(k)}{3} \quad (4.29)$$

$$I_{ob}(k) = -(I_{oa}(k) + I_{oc}(k)) \quad (4.30)$$

4.4.2 Modelo preditivo para rede de impedância *Quasi-Fonte-Y*

A partir das expressões (4.11) e (4.12), e baseando-se na mesma metodologia descrita em (MOSA et al., 2013) e (MOSA; BALOG; ABU-RUB, 2016), considerando-se a operação

no estado ativo, representado através do circuito da Figura 2.2-b, e as Leis de Kirchhoff de corrente e tensão, descreve-se as expressões para a predição de $V_{C1-a}(k+1)$ e $I_{Lin-a}(k+1)$ por meio de (4.31) e (4.32), em que $I_{DC}(k)$ é definido como a corrente do barramento CC da ponte inversora e determinado por meio de (4.33), com S_1, S_2, S_3 podendo assumir os valores 1, quando o interruptor correspondente for ativado, ou 0 quando for desativado.

$$V_{C1-a}(k+1) = (I_{Lin}(k) - I_{DC}(k))\left(\frac{T_s}{C_1} - R_{C1}\right) + V_{C1}(k) \quad (4.31)$$

$$I_{Lin-a}(k+1) = (V_{in}(k) - I_{Lin}(k)R_{Lin} - V_{DC}(k))\frac{T_s}{L_{in}} + I_{Lin}(k) \quad (4.32)$$

$$I_{DC}(k) = S_1 I_a(k) + S_2 I_b(k) + S_3 I_c(k) \quad (4.33)$$

De modo semelhante, durante a operação no estado nulo, em que $V_{DC} = 0$ V, pode-se obter as expressões (4.34) e (4.35) para as variáveis $V_{C1-n}(k+1)$ e $I_{Lin-n}(k+1)$.

$$V_{C1-n}(k+1) = I_{Lin}(k)\left(\frac{T_s}{C_1} - R_{C1}\right) + V_{C1}(k) \quad (4.34)$$

$$I_{Lin-n}(k+1) = (-I_{Lin}(k)(R_{Lin} + R_{C1}) + (V_{in}(k) - V_{C1}(k))\frac{\delta}{\delta - 1})\frac{T_s}{L} + I_{Lin}(k) \quad (4.35)$$

Para a operação no estado de *shoot-through*, pode-se obter as expressões (4.36) e (4.37) para as variáveis $V_{C1-st}(k+1)$ e $I_{Lin-st}(k+1)$.

$$V_{C1-st}(k+1) = I_{Lin}(k)(1 - \delta)\left(\frac{T_s}{C_1} - R_{C1}\right) + V_{C1}(k) \quad (4.36)$$

$$I_{Lin-st}(k+1) = (I_{Lin}(k)(\delta^2 R_{N3} - R_{C1}(\delta - 1)^2 - R_{Lin} - R_{C2}))\frac{T_s}{L} + I_{Lin}(k) \quad (4.37)$$

4.5 Proposta de controle FCS-MPC

Um desafio na utilização da técnica FCS-MPC reside na determinação dos fatores de peso que são utilizados na função-custo. O presente trabalho apresenta uma nova metodologia, que dispensa o projeto de fatores de peso, embora até o presente momento não haja na literatura um método analítico consolidado para sua definição (DRAGIČEVIĆ; NOVAK, 2018). Os passos a seguir abordam a metodologia desenvolvida:

1. Para se garantir o comportamento desejado nos regimes permanente e transitório, é necessário definir restrições de controle, que são matematicamente modeladas como funções-custo. Neste trabalho, foram usadas 3 restrições de controle, dadas pelas funções $g_1()$, $g_2()$, $g_3()$, conforme descrito nas expressões (4.38), (4.39) e (4.40). Conforme apresentado em (CORTÉS et al., 2009a), a normalização das funções $g_1()$, $g_2()$, $g_3()$ é realizada para se equilibrar

a influência das diferentes variáveis envolvidas na função-custo e dispensar a utilização de fatores de peso.

$$g_1(k) = \frac{|\mathbf{V}_{Cf-ref} - \mathbf{V}_{Cf}|}{|\mathbf{V}_{Cf-ref}|} \quad (4.38)$$

$$g_2(k) = \frac{|V_{C1-ref} - V_{C1}(k+1)|}{V_{C1-ref}} \quad (4.39)$$

$$g_3(k) = \frac{|I_{Lin-ref} - I_{Lin}(k+1)|}{I_{Lin-ref}} \quad (4.40)$$

2. Enquanto $V_{C1}(t) \leq V_{C1-Ref}(t)$, deseja-se motivar a condução em *shoot-through*, para que a tensão do barramento $V_{DC}(t)$ se eleve e alcance o valor de referência. Por outro lado, enquanto $V_{C1}(t) > V_{C1-Ref}(t)$, deseja-se desmotivar a condução em *shoot-through*, para que a tensão $V_{DC}(t)$ seja reduzida e não haja demasiados esforços de tensão nos interruptores da ponte inversora.

De acordo com o levantamento efetuado em (LI et al., 2012), pode-se afirmar que para se manter um valor mínimo de razão cíclica de *shoot-through* conjuntamente com um máximo valor de índice modulação linear M, o intervalo de magnitude para $V_{C1}(t)$ pode ser definido aproximadamente por $1,65 \hat{V}_{1-fase}$ até $2,0 \hat{V}_{1-fase}$, em que $\hat{V}_{1-fase}$ representa o valor de pico da componente de tensão de frequência fundamental da carga.

Embora valores superiores possam ser utilizados, a presente proposta adota o intervalo sugerido, para se evitar sobretensões no barramento CC do inversor, e consequentemente nos interruptores do inversor. Logo, estabelece-se as relações (4.41) e (4.42) para os valores mínimo e máximo para V_{C1-ref} . De fato, $V_{C1}(t)$ não necessita permanecer fixo em um único valor de referência, por estar em função de $\hat{V}_{1-fase}$. Com a mudança de $\hat{V}_{1-fase}$, altera-se a potência P_o no estágio de saída do inversor, o que consequentemente proporciona uma mudança na razão cíclica de *shoot-through*, modificando o valor de $V_{C1}(t)$. Conquanto que o controlador respeite o intervalo estabelecido em (4.41) e (4.42), haverá atendimento à carga respeitando as figuras de mérito estabelecidas para aplicação.

$$V_{C1-min} = 1,65 \hat{V}_{1-fase} \quad (4.41)$$

$$V_{C1-max} = 2 \hat{V}_{1-fase} \quad (4.42)$$

Logo, quando $V_{C1}(t) > V_{C1-min}$, o valor da função custo associado ao vetor de acionamento de *shoot-through* será penalizado de acordo com a função $\epsilon(V_{C1}(t))$, de modo que se diminua a frequência de ocorrência de condução conjunta. Enquanto $V_{C1} < V_{C1-min}$ a função de penalização permanece desativada. A função $\epsilon(V_{C1}(t))$ é dinâmica, e se torna mais severa à medida que a diferença entre $V_{C1}(t)$ e V_{C1-min} aumenta e inversamente proporcional à diferença entre V_{C1-max} e V_{C1-min} , de acordo com (4.43). Quando

$V_{C1}(t) > V_{C1-max}$ o vetor de acionamento de *shoot-through* é temporariamente desabilitado, por meio da definição $\epsilon(V_{C1}(t)) = 1000$, até que $V_{C1}(t) < V_{C1-min}$. Assim, uma vez que $V_{C1}(t)$ ultrapasse V_{C1-max} , o vetor de acionamento de *shoot-through* só ocorrerá novamente quando $V_{C1}(t) \leq V_{C1-min}$. Esse procedimento é útil para se obter um desempenho satisfatório durante os períodos transitório e permanente.

$$\epsilon(V_{C1}(t)) = \frac{V_{C1}(t) - V_{C1-min}}{V_{C1-max} - V_{C1-min}} \quad (4.43)$$

- Adicionalmente, como se pôde observar na Figura 3.1, há necessidade de um procedimento de inicialização para o inversor *Quasi-Fonte-Y*, uma vez que $I_{Lin}(t)$, pode assumir valores superiores a dez vezes o valor nominal. Desse modo, para $t \leq t_i$ define-se uma rampa para $\hat{V}_{fase-Ref}(t)$ com inclinação definida por $\frac{\hat{V}_{fase-Ref}}{t_i}$, evitando-se sobrecorrentes desnecessárias durante o período de inicialização, uma vez que $I_{Lin-Ref}$, para $t \leq t_i$, é definido por (4.44) em que P_{max} e $V_{fase-max}$ são a máxima potência e tensão de fase disponibilizadas pelo conversor.

$$I_{Lin-Ref-t \leq t_i} = P_{max} \frac{\hat{V}_{fase-Ref}(t)}{\hat{V}_{fase-max}} \quad (4.44)$$

- Uma característica típica do controle FCS-MPC é a alta frequência de chaveamento, que pode ser prejudicial aos interruptores da ponte inversora. Conforme (AGUIRRE et al., 2017), há muitas estratégias disponíveis na literatura para tratar tal problema.

Contudo, a presente proposta irá utilizar a versão modificada da metodologia denominada "*Simple penalization*", expressa pela função de custo g_4 , em (4.45) em que j representa os vetores de acionamento sob avaliação, e $S_j(i)$, $S_{k-1}(i)$ representam o valor lógico, *i.e* "1" quando o interruptor está acionado e "0" quando desligado, das portas de acionamento dos interruptores $i = 1, 3, 5$ da ponte inversora, para o vetor de acionamento sob avaliação e o utilizado na última amostra, respectivamente.

O denominador λ_{fs} é definido como 100 nessa proposta, mas pode ser definido de diferentes modos, a depender das limitações da frequência de chaveamento da aplicação em particular, sendo que quanto menor for λ_{fs} , menor será a frequência de chaveamento média. Nesse sentido, o leitor pode encontrar mais informações sobre a metodologia de projeto de fatores de peso descrita em (CORTÉS et al., 2009a).

Desse modo, somente os vetores de acionamento que promovem a menor quantidade de comutações serão escolhidos, promovendo a menor frequência de chaveamento média f_{s-avg} por interruptor, definida pela média móvel do número de comutações presentes em uma determinada janela de inspeção T_w , normalmente definida como o período fundamental da carga CA, conforme expressa em (4.46). Como se pode observar, o estabelecimento

da média móvel utilizada se baseia no algoritmo *sliding-window*, conforme abordado em (MATHEWORKS, 2020b).

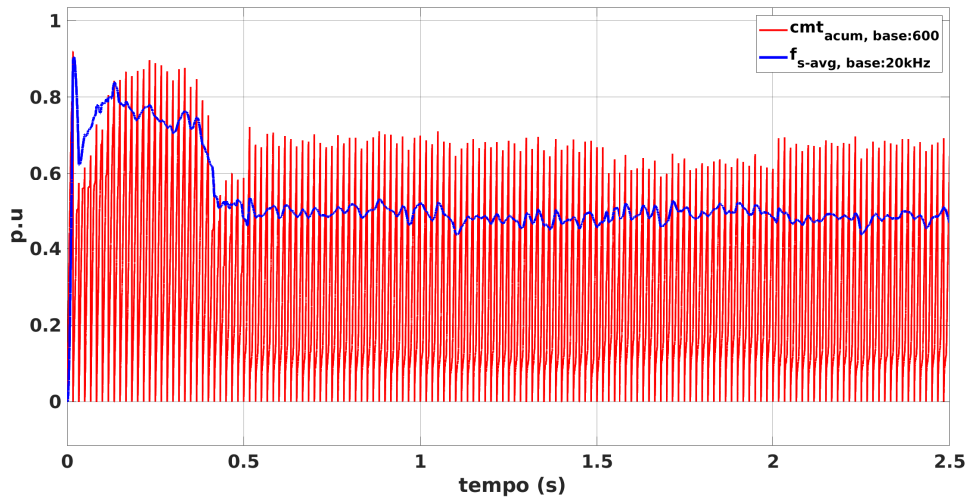
Assim, f_{s-avg} é estabelecido a partir da contagem do número de comutações acumuladas que ocorrem na ponte inversora durante o período de chaveamento T_s . O número máximo de comutações que pode ocorrer, por interruptor durante T_s , é dado por 3, no caso em que, comparado com o vetor de acionamento da última amostra, todos os ramos da ponte inversora trifásica possuem ao menos 1 interruptor com nível lógico modificado. O número mínimo é 0, ou seja, quando os estados lógicos de todos os interruptores permanecem inalterados, quando comparado a amostra atual com a última amostra.

Como o número de comutações se altera dinamicamente a cada período de amostragem, a utilização da média móvel indica com maior fidelidade a tendência de crescimento ou diminuição de f_{s-avg} , quando comparada com a utilização de uma média absoluta, que se baseia somente no número total de comutações acumuladas ocorridas durante o período T_w .

Embora a obtenção da frequência de comutação instantânea dos interruptores seja complexa, com a utilização de uma média móvel pode-se prever a tendência de elevação ou diminuição da frequência de chaveamento por meio de f_{s-avg} .

A ação de controle passa a se basear sobre essa tendência, tal como se pode observar na Figura 4.13, obtida a partir da aplicação 1, a ser explorada nas próximas seções, em que cmt_{acum} representa o número de comutações relativas ao interruptor S_1 da ponte inversora, acumuladas durante 1 ciclo de 60 Hz. As grandezas estão representadas em p.u, com fator base para f_{s-avg} definido em 20 kHz, e para cmt_{acum} definido em 600 comutações. Nota-se que as tendências de aumento e diminuição do número de comutações é captado satisfatoriamente por f_{s-avg} .

Figura 4.13 – Contraste entre f_{s-avg} e cmt_{acum} .



Fonte – O próprio autor.

Adicionalmente, quando $f_{s-avg} > f_{max}$, em que f_{max} é a máxima frequência de comutação permitida por interruptor, o vetor de acionamento j é definido para o estado de condução nulo, evitando elevadas frequências de comutação nos interruptores.

$$g_4 = \frac{1}{\lambda_{fs}} \frac{\sum_{i=1}^{3,5} |S_j(i) - S_{k-1}(i)|}{3} \quad (4.45)$$

$$f_{s-avg} = \frac{1}{3T_w} \sum_{k=\frac{T_w}{T_s}}^k \sum_{i=1}^{3,5} |S_j(i) - S_{k-1}(i)| \quad (4.46)$$

5. Finalmente, no modo-tensão, a referência para $\hat{V}_{fase-Ref}$ é definida por um valor constante, por exemplo $\hat{V}_{fase-Ref} = 127\sqrt{2}$, e no modo-corrente por (4.47), em que: Z_l é a impedância da carga CA, $\hat{I}_{fase-Ref}$ é a corrente de fase que se deseja disponibilizar e $\hat{E}_{fase}$ é a magnitude da força contra-eletromotriz, tensão de fase da rede ou outra tensão equivalente, da carga CA utilizada.

A partir de (4.47), e considerando-se um rendimento η no processo de conversão de energia, estima-se a referência para corrente de entrada, para o modo-corrente ($I_{Lin-RefMC}$) é definido através de (4.48). Para o modo-tensão, a definição de $I_{Lin-RefMT}$ é dada por (4.49), em que $P_o(t)$ é a potência ativa demandada pela carga, estimada dinamicamente por (4.50). Por medidas de segurança, o valor máximo de $I_{Lin-ref}$ é definido por (4.51).

$$V_{fase-Ref} = Z_l I_{fase-ref} + E_{fase} \quad (4.47)$$

$$I_{Lin-RefMC} = \frac{3E_{fase-RMS}}{2V_{in}\eta} \frac{V_{fase-Ref-RMS} - E_{fase-RMS}}{Z_l} \quad (4.48)$$

$$I_{Lin-RefMT} = \frac{P_o(t)}{\eta V_{in}} \quad (4.49)$$

$$P_o(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (V_a(t)i_{oa}(t) + V_b(t)i_{ob}(t) + V_c(t)i_{oc}(t))dt \quad (4.50)$$

$$I_{Lin-Ref-max} = \frac{P_{max}}{\eta V_{in}} \quad (4.51)$$

$$V_{DC} = \frac{V_{C1}(t)\delta - V_{in}}{\delta - 1} \quad (4.52)$$

O algoritmo 1 descreve a sequência de procedimentos para implementação da técnica FCS-MPC proposta para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, em que j denota as 8 ações de controle possíveis para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, de acordo com a Tabela 4.2. Observa-se que o atribuição de ∞ para o fator g_{opt} , na prática pode ser implementada através da utilização de um valor muito alto para g_{opt} , por exemplo 1.000.000. A variável *mode* pode assumir dois valores, dependendo do modo de controle utilizado: 1, caso o modo-corrente, 0 caso modo-tensão. A tensão de pico no barramento CC ($\hat{V}_{DC}$) é determinada por (4.52).

Algoritmo 1 Controle FCS-MPC para o inversor *Quasi-Fonte-Y*.

```

1: Inicializar variáveis de acordo com o projeto da rede de impedância
2: Obter  $V_{C1}(k)$ ,  $I_{Lin}(k)$ ,  $V_{in}(k)$ ,  $I_{a,c}(k)$ ,  $I_{oa,oc}(k)$ ,  $V_{a,b,c-Ref}(k)$ 
3: Obter os valores de referência  $\hat{V}_{fase-Ref}(k)$  e definir o modo de controle pela variável mode.
4: Para  $k > 0$  Faça: ▷ Enquanto conversor estiver operando.
5:   Atribuir  $V_{C1-min}$ ,  $V_{C1-max}$  por (4.41) e (4.42) respectivamente.
6:   Se  $t \leq t_i$  então:
7:     Definir  $I_{Lin-Ref}$  por (4.44)
8:   Fim Se
9:   Se  $t > t_i$  então:
10:    Se  $mode = 0$  então:
11:      Definir  $P_o(t)$  por (4.50)
12:      Definir  $I_{Lin-Ref}$  por (4.49)
13:    Se  $mode = 1$  então:
14:      Definir  $I_{Lin-Ref}$  por (4.48)
15:    Se  $I_{Lin-Ref} > I_{Lin-Ref-max}$  então:
16:      Definir  $I_{Lin-Ref}$  por (4.51)
17:    Fim Se
18:    Obter  $V_{Cfa,b,c}(k)$  e  $I_{ob}(k)$ ,  $I_b(k)$  por meio de (4.26)-(4.30) e determinar  $V_{DC}(k)$  por
19:    (4.52) e definir  $g_{opt} = \infty$ 
20:    Aplicar transformada de Clarke em  $V_{a,b,c-Ref}(k)$ ,  $I_{oa,ob,oc}(k)$ ,  $I_{a,b,c}(k)$ ,  $V_{a,b,c}(k)$ 
21:    Para  $j = 0$  a 7 Faça: ▷ j=Configuração de acionamento
22:      Se  $j = 7$  então: ▷ j=7, Shoot-through
23:        Calcular  $I_{Lin-st}(k+1)$  por meio da expressão (4.37)
24:        Calcular  $V_{C1-st}(k+1)$  por meio da expressão (4.36)
25:      Fim Se
26:      Se  $j = 0$  então: ▷ j=0, estado nulo
27:        Calcular  $I_{Lin-n}(k+1)$  por meio da expressão (4.35)
28:        Calcular  $V_{C1-n}(k+1)$  por meio da expressão (4.34)
29:      Fim Se
30:      Se  $j \neq 0$  e  $j \neq 7$  então: ▷ Estados ativos
31:        Calcular  $I_{Lin-a}(k+1)$  por meio da expressão (4.32)
32:        Calcular  $V_{C1-a}(k+1)$  por meio da expressão (4.31)
33:      Fim Se
34:      Calcular funções-custo  $g_1, g_2, g_3, g_4$  por meio de (4.38)-(4.40) e (4.45)
35:      Se  $V_{C1}(t) < V_{C1-min}$  e  $j = 7$  então:
36:        Definir  $\epsilon(V_{C1}(t)) = 0$ 
37:      Se  $V_{C1-min} < V_{C1}(t) < V_{C1-max}$  e  $j = 7$  então:
38:        Definir  $\epsilon(V_{C1}(t))$  por (4.43)
39:      Se  $V_{C1}(t) > V_{C1-max}$  e  $j = 7$  então:
40:        Definir  $\epsilon(V_{C1}(t)) = 1000$ 
41:      Se  $(g_1 + g_2 + g_3 + \epsilon(V_{C1}(t))) < g_{opt}$  então:
42:         $g_{opt} = g_1 + g_2 + g_3 + \epsilon(V_{C1}(t))$ 
43:         $j_{opt} = j$ 
44:      Fim Se
45:    Fim Para
46:    Se  $f_{s-avg} > f_{max}$  então:
47:       $j_{opt} = 0$ 
48:    Aplicar configuração  $j_{opt}$  no inversor e calcular  $f_{s-avg}$  por meio de (4.46)
49:  Fim Para

```

Fonte O próprio autor.

4.6 Simulações

Simulações computacionais foram realizadas para se comprovar a eficácia do método FCS-MPC proposto para os controles modo-corrente e modo-tensão. As configurações utilizadas para a simulação estão dispostas na Tabela 4.3. Nos apêndices Figura D.1 e Figura B.1 encontram-se o diagrama de blocos utilizado no *Simulink* para realização da simulação. A depender do modo de controle, a variável de referência $\hat{V}_{fase}$ foi gerada pelos diagramas presentes dos apêndices Figura C.2, Figura C.1. Os valores adotados para o projeto do inversor *Quasi*-Fonte-Y são idênticos aos utilizados no capítulo 3. Para se evitar correntes negativas em $I_{Lin}(t)$, adotou-se nas simulações a inserção de um diodo adicional, em série com V_{in} . Tal procedimento não é obrigatório, pois depende da capacidade de operação do fluxo bidirecional de energia do estágio de entrada. Para corroborar a metodologia proposta, serão apresentados quatro exemplos de aplicações, envolvendo controle no modo-tensão ou corrente. Para todos os casos, adota-se os valores de 2,4 mH para L_f e 40 μ F para C_f .

O algoritmo 1 foi implementado em linguagem C por meio do bloco "*S-Function Builder*". O leitor pode encontrar mais informações sobre a utilização desse bloco das seguintes referências: (MICHIGAN, 2020) e (MATHWORKS, 2020a).

Tabela 4.3 – Parâmetros de simulação.

Tempo simulação	2,5 s
<i>Solver</i>	ode5
<i>step</i>	0,5 μ s - fixo
Período de amostragem T_s	15 μ s

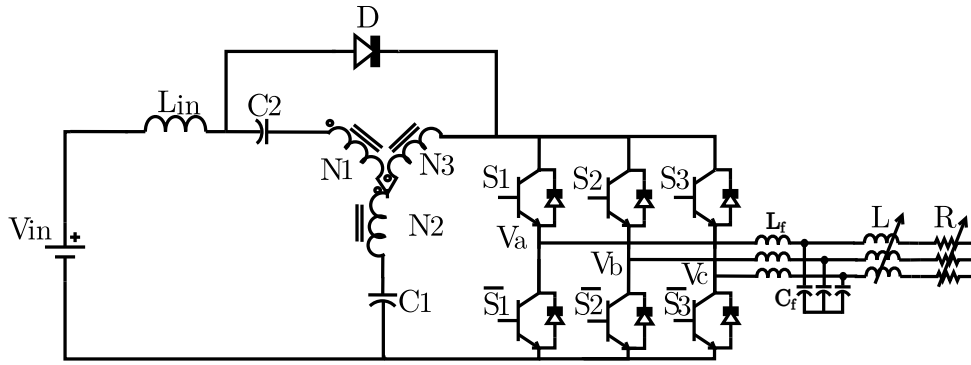
Fonte – O próprio autor.

4.6.1 Aplicação 1: Controle modo-tensão para carga RL variável

Nessa aplicação, deseja-se fornecer à carga trifásica uma tensão CA equilibrada, para diferentes potências requeridas pela carga. Esse é o caso por exemplo em que o inversor deve alimentar uma carga variável ao longo do tempo, com picos e vales de potência, sem ultrapassar as potências de processamento máximas permitidas pelo conversor. Um exemplo de aplicação desse tipo se dá com *microgrids* no modo de operação *off-grid*, embora outras aplicações também sejam possíveis. Sendo assim, de acordo com a Figura 4.14, a carga RL é ajustada para requerir diferentes valores de potência ativa P_o , de acordo com a Tabela 4.6.1, com uma tensão de entrada V_{in} constante. O objetivo de simulação da aplicação 1 é averiguar o desempenho de controle proposto, mediante perturbações de carga.

A Figura 4.15 apresenta os resultados de simulação, ilustrando o comportamento de $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$. Nota-se que a utilização do cálculo dinâmico de $P_o(t)$ proporcionou uma transição suave em $I_{Lin-Ref}(t)$. A política de penalização dinâmica, ocasionada

Figura 4.14 – Esquemático para aplicação 1: Carga RL variável.



Fonte – O próprio autor.

Tabela 4.4 – Diferentes configurações de carga para aplicação 1.

Carga	Configuração (RL)	P_o
1	193,6 Ω , 61,6 mH	250 W
2	129,07 Ω , 41,1 mH	375 W
3	96,8 Ω , 30,8 mH	500 W

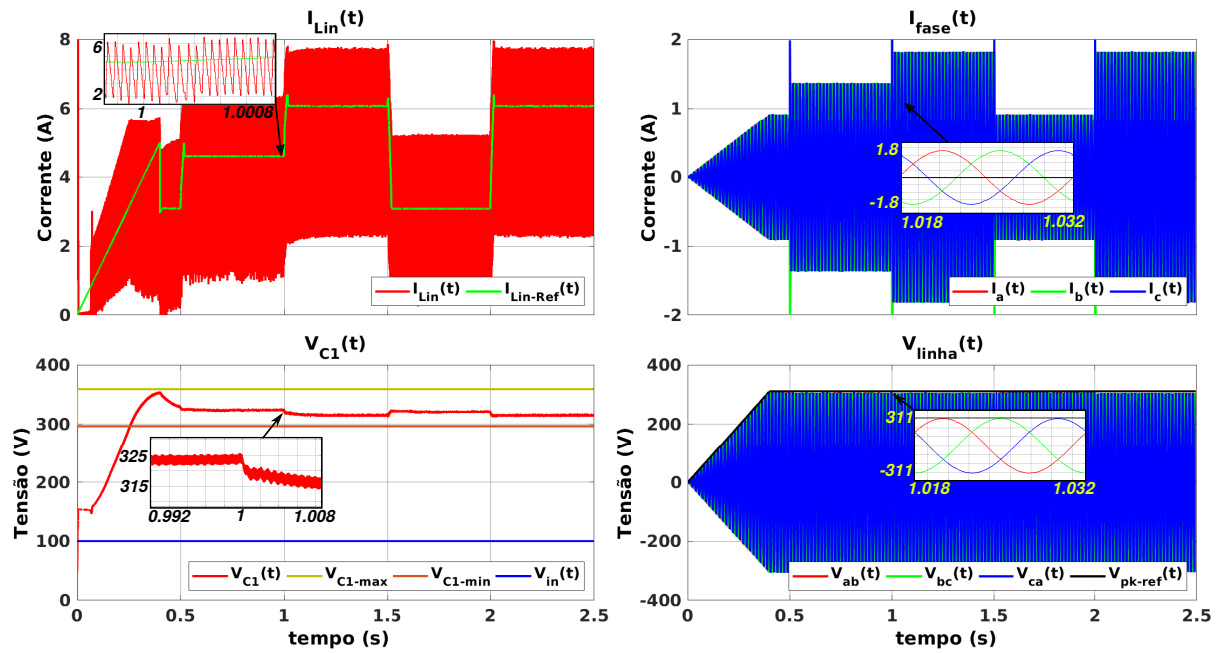
Fonte – O próprio autor.

pelo uso da função $\epsilon(V_{C1}(t))$ proporcionou um alargamento de $\Delta I_{Lin}(t)$. Contudo, um estreitamento de $\Delta I_{Lin}(t)$, ocasionado por uma penalização menos intensa no vetor de acionamento de *shoot-through* iria ocasionar valores mais elevados em $V_{C1}(t)$, o que poderia acarretar em esforços excessivos aos interruptores da ponte inversora. Entretanto, conclui-se que a estratégia de controle proposta foi eficaz para o rastreamento adequado da referência da variável de referência na variável $I_{Lin}(t)$.

Quanto a $V_{C1}(t)$, o valor em regime permanente é mais baixo que V_{C1-max} , uma vez que a estratégia proposta visa aproximar $V_{C1}(t)$ a V_{C1-min} , para menores esforços de condução nos interruptores de potência da ponte inversora. Verifica-se que para $t \leq 0,5$ s, $V_{C1}(t)$ diminui de modo mais intenso por conta da penalização dinâmica ocasionada por $\epsilon(V_{C1}(t))$, permitindo a permanência de $V_{C1}(t)$ dentro dos limites estabelecidos por V_{C1-max} e V_{C1-min} , além de um período transitório mais rápido, quando $V_{C1} \leq V_{C1-min}$, uma vez que nesse momento não há penalização para o vetor de acionamento de *shoot-through*.

Observa-se que $I_{fase}(t)$ se altera a medida que diferentes potências são requisitadas pela carga trifásica, conforme se pode constatar na Tabela 4.6.1, em que estão discriminados os valores de THD_V e THD_I , além das magnitudes das componentes harmônicas da frequência fundamental, V_{1pk} , I_{1pk} , para os diferentes cenários de carga, coletados avaliando-se 30 ciclos de 60 Hz. Nota-se que, junto ao efeito ocasionado pela presença do filtro $L_f C_f$, a estratégia de controle permitiu uma baixa distorção harmônica para diferentes contextos de operação.

O erro em regime permanente associado com V_{1pk} se deve a utilização de $step = 0,5 \mu s$

Figura 4.15 – Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 1.

Fonte – O próprio autor.

e as limitações do controle do tipo multivariável, em atender diversas restrições de controle simultaneamente, uma vez que o atendimento de diversos requerimentos de controle possa ser embora contraditório. Todavia, a diferença percentual absoluta entre V_{1pk} e $V_{1pk-ref}$ é de 2,05% o que é razoável considerando que diversos outros aspectos, não considerados na simulação, porém presentes em um sistema real, podem ser fontes de erros em regime permanente. Essa observação vale para as demais aplicações expostas nas seções seguintes.

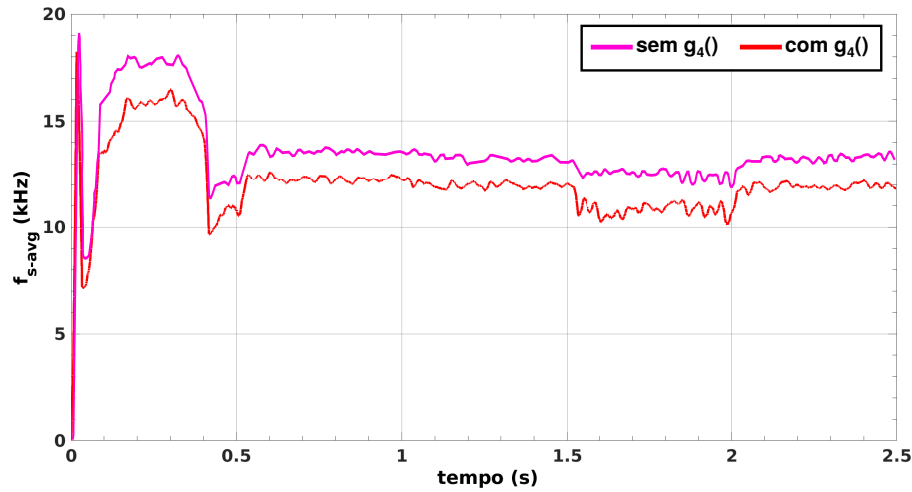
Logo, embora durante os transitórios, por conta da utilização do bloco *Three-Phase Breaker* no *Simulink*, haja sobre-elevações nos valores de $I_{fase}(t)$, conclui-se que a metodologia proposta apresenta boa robustez do controle de tensão CA contra variações de carga.

Tabela 4.5 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 1.

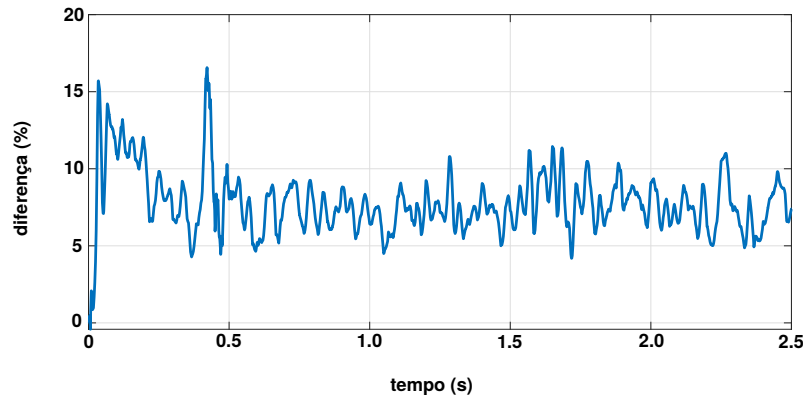
Carga	$\Delta t(s)$	$V_{1pk}(V)$	$THD_V(\%)$	$I_{1pk}(A)$	$THD_I(\%)$	$Po(W)$
2	0,5-1,0	304,6	0,61	1,353	0,32	375
3	1,0-1,5	303,3	0,80	1,797	0,44	500
1	1,5-2,0	305,3	0,56	0,9045	0,42	250
3	2,0-2,5	303,1	0,88	1,795	0,50	500

Fonte – O próprio autor.

Na Figura 4.16 pode-se observar o comportamento da frequência de comutação média por interruptor da ponte inversora f_{s-avg} . Devido ao algoritmo da média móvel, empregado para o cálculo de f_{s-avg} , para $t \leq 16,67$ ms, f_{s-avg} ainda não está estabilizado. Porém, nota-se que f_{s-avg} apresenta magnitude aproximadamente iguais a 15 kHz para $t \leq 200$ ms, isso é, durante o

Figura 4.16 – Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 1.

Fonte – O próprio autor.

Figura 4.17 – Variação entre f_{s-avg} sem e com $g_4()$.

Fonte – O próprio autor.

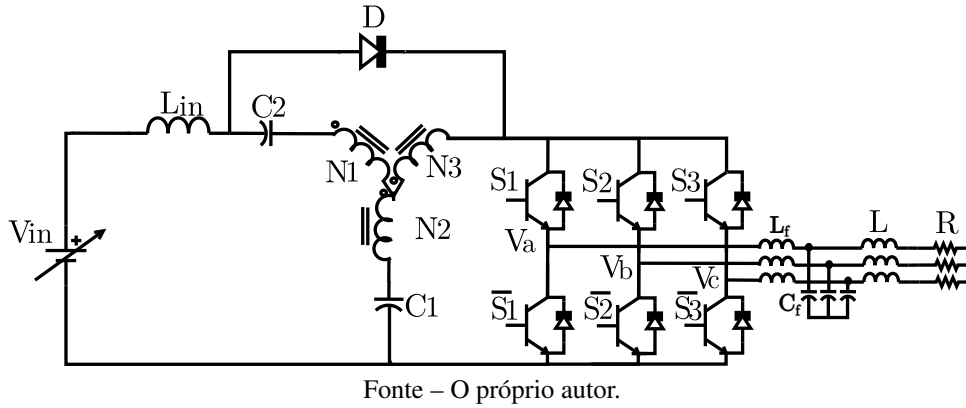
período de inicialização. Após essa etapa, f_{s-avg} é aproximadamente definido por 12 kHz. Entre 1,5 s e 2 s, tem-se uma queda em f_{s-avg} , uma vez que $I_{Lin-Ref}$ é baixo nesse período, o que mostra que quanto menor for $I_{Lin-Ref}$, menor será a quantidade de *shoot-through* necessária e consequentemente, menor será o chaveamento médio.

Por fim, é possível constatar que a presença da função de custo $g_4()$, responsável pela regulação de f_{s-avg} , se mostrou eficiente para uma diminuição no chaveamento médio, quando comparado com o controle FCS-MPC sem essa função. A Figura 4.17 mostra que há uma relação com característica linear entre o comportamento de f_{s-avg} sem a utilização de $g_4()$ e com $g_4()$, em torno de 7,5%. Tal efeito também ocorre para todas aplicações, logo para os demais casos f_{s-avg} será apresentado com a inclusão da função $g_4()$.

4.6.2 Aplicação 2: Controle modo-tensão com estágio de entrada variável

Nessa aplicação, deseja-se fornecer à carga trifásica, passiva e do tipo RL (96,8 Ω e 30,8 mH), uma potência ativa P_o constante com uma tensão CA equilibrada, porém com um estágio de entrada cuja magnitude é oscilatória, respeitando os limites de processamento de energia do conversor. Esse é o caso por exemplo onde o inversor deve atender uma carga, porém utilizando-se em seu estágio de entrada de uma fonte de energia intermitente, tal como é o caso de diversas fontes de energias renováveis, como painéis solares e turbinas eólicas. Sendo assim, de acordo com a Figura 4.18, V_{in} é ajustado de modo a ter um comportamento oscilatório ao longo do tempo, de acordo com a expressão (4.53), em que $\overline{V_{in}(t)}$ assume diferentes valores ao longo do tempo, tal como exposto na Tabela 4.6. O objetivo de simulação da aplicação 2 é averiguar o desempenho de controle proposto, mediante perturbações no estágio de entrada.

Figura 4.18 – Esquemático para aplicação 2: V_{in} variável.



$$V_{in}(t) = 30\sin(t) + 10\sin(10t) + 5\sin(100t) + \overline{V_{in}(t)} \quad (4.53)$$

Tabela 4.6 – Diferentes configurações de $\overline{V_{in}(t)}$ para aplicação 2.

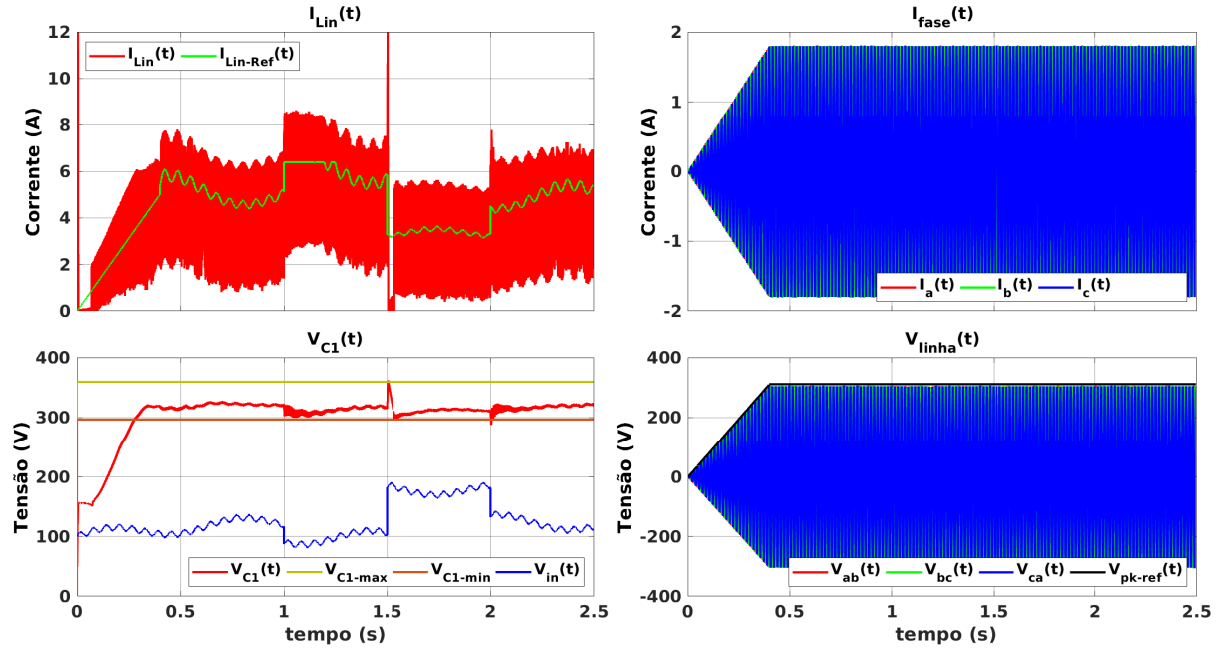
Configuração	$\overline{V_{in}(t)}$	Valor (V)	$\Delta t(s)$
1		100	0-1, 2-2,5
2		70	1-1,5
3		150	1,5-2

A Figura 4.19 apresenta os resultados de simulação, ilustrando o comportamento de $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$. Devido ao comportamento oscilatório de $V_{in}(t)$ e o modo como $I_{Lin}(t)$ é definido no controle modo-tensão, $I_{Lin-Ref}$ também exibiu um comportamento oscilatório, contudo em nenhum momento assumiu um valor superior a $I_{Lin-Ref-Max}$, preservando-se assim a capacidade de processamento de potência do conversor.

Para $t \approx 1,5$ s nota-se uma acelerada elevação em $V_{C1}(t)$, que contudo é amortecida devido à política de penalização imposta pelor $\epsilon(V_{C1}(t))$. Devido às constantes de tempo do

indutor L_{in} serem inferiores ao capacitor C_1 , $I_{Lin-Ref}$ temporariamente assume valores próximo a 0 A, enquanto $V_{C1}(t)$ volta a assumir valores próximos a V_{C1-min} . Essa mesma característica explica o abrupto aumento de $I_{Lin}(t)$ para $t \approx 1,5$ s, devido ao excesso de comutações do tipo *shoot-through* em $t \approx 1,5$ s.

Figura 4.19 – Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 2.



Fonte – O próprio autor.

Para avaliar alguns índices de qualidade de energia disponibilizados à carga, apresenta-se na Tabela 4.7, os valores de THD_V e THD_I , além das magnitudes das componentes harmônicas da frequência fundamental, V_{1pk} , I_{1pk} , para os diferentes cenários de $V_{in}(t)$, coletados avaliando-se 30 ciclos de 60 Hz. Semelhantemente à aplicação 1, conclui-se que a metodologia proposta apresenta boa robustez do controle de tensão CA frente a variações do estágio de entrada.

Tabela 4.7 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 2.

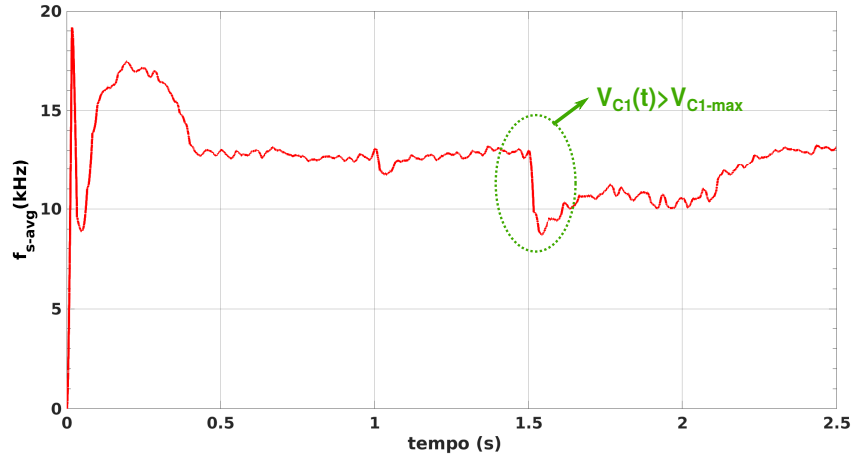
Config. $\overline{V_{in}}$	$\Delta t(s)$	$V_{1pk}(V)$	$THD_V(\%)$	$I_{1pk}(A)$	$THD_I(\%)$	$Po(W)$
1	0,5-1,0	303,5	0,44	1,797	0,20	500
2	1,0-1,5	302,9	0,59	1,793	0,33	500
3	1,5-2,0	303	0,57	1,794	0,34	500
1	2,0-2,5	303,4	0,49	1,797	0,23	500

Fonte – O próprio autor.

Na Figura 4.20 pode-se observar o comportamento da frequência de comutação média por interruptor da ponte inversora f_{s-avg} . As mesmas considerações tomadas com relação a aplicação 1 mantêm-se válidas. Porém, nota-se que para $t \approx 1,5$ s, quando $V_{C1}(t) \geq V_{C1-max}$, a política de penalização $\epsilon(V_{C1}(t))$ impede a ocorrência de *shoot-through* até que $V_{C1}(t) < V_{C1-min}$. Sendo

assim, há uma queda em f_{s-avg} . Logo, comprova-se a funcionalidade da estratégia proposta para regulação de $V_{C1}(t)$.

Figura 4.20 – Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 2.

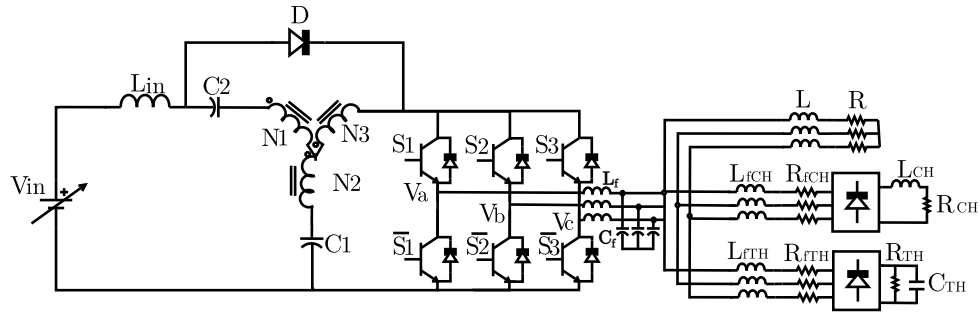


Fonte – O próprio autor.

4.6.3 Aplicação 3: Controle modo-tensão com cargas não lineares e tensão de entrada variável

Nessa aplicação, deseja-se fornecer a carga trifásica, definida por um arranjo composto por uma carga RL equilibrada e cargas não lineares do tipo fonte de tensão harmônica (FTH) e fonte de corrente harmônica (FCH). As cargas FTH e FCH são constituídas de um arranjo de um retificador trifásico do tipo ponte de Graetz com circuitos RL série (FCH) ou RC paralelo (FTH). Deseja-se fornecer às cargas uma tensão CA equilibrada, de modo a garantir o fluxo de potência requisitado. Adicionalmente às cargas não-lineares, que possuem uma rápida dinâmica de perturbação, o estágio de entrada também será oscilatório. Como nas aplicações anteriores, o processamento de potência deve se enquadrar nos limites estipulados para o conversor. Esse tipo de aplicação é um caso mais próximo de uma aplicação real, em que variações no estágio de entrada e carga ocorrem concomitantemente. Sendo assim, de acordo com a Figura 4.21, V_{in} oscila de acordo com a função (4.53) e os valores de $\overline{V_{in}}$ da Tabela 4.6. A configuração das cargas utilizadas é apresentada na Tabela 4.8. Para as cargas não lineares, os filtros de linha foram definidos como $R_{fTH} = R_{fCH} = 0,5 \Omega$ e $L_{fTH} = L_{fCH} = 0,5 \text{ mH}$. O objetivo de simulação da aplicação 3 é averiguar o desempenho do controle proposto, mediante perturbações simultâneas no estágio de entrada e carga, alimentando uma carga com característica não linear.

A Figura 4.22 apresenta os resultados de simulação, ilustrando o comportamento de $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$. Analogamente, os comentários efetuados para as aplicações 1 e 2 aplicam-se à aplicação 3. Contudo, apesar das distorções de forma de onda, com rápida dinâmica, presentes em $I_{fase}(t)$ e $V_{in}(t)$, tal como se pode observar em maiores detalhes na Figura 4.23, a metodologia de controle proposta atendeu os objetivos de controle, ao fornecer

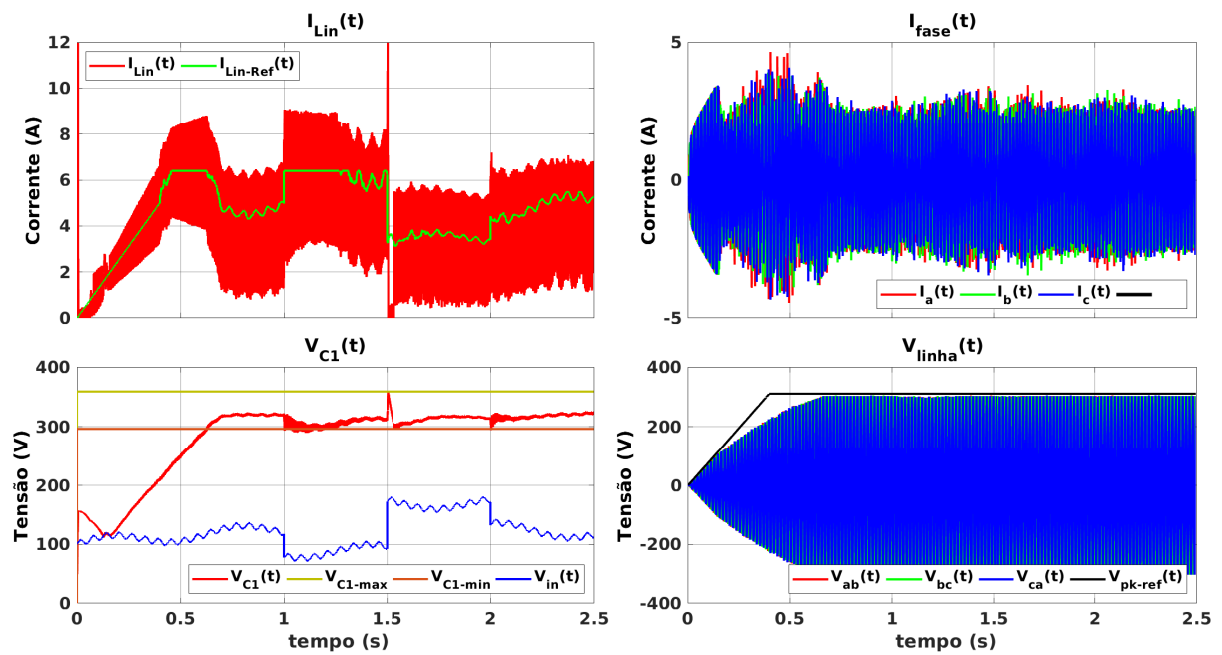
Figura 4.21 – Esquemático para aplicação 3: V_{in} variável e carga não linear.

Fonte – O próprio autor.

Tabela 4.8 – Diferentes configurações de $\overline{V_{in}(t)}$ para aplicação 3.

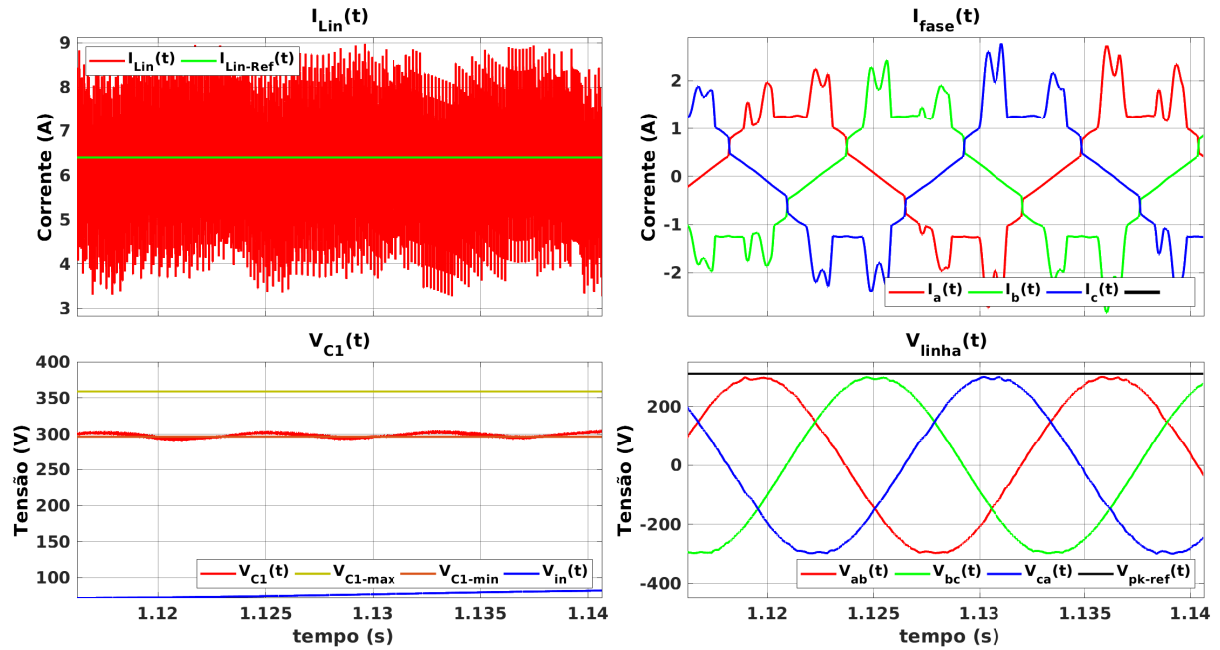
Carga	Configuração	Potência
RL	$R = 193 \Omega$, $L = 30,8 \text{ mH}$	250 W
FTH	$R_{TH} = 774 \Omega$ $C_{TH} = 2,3 \text{ mF}$	125 W
FCH	$R_{CH} = 774 \Omega$ $L_{CH} = 36 \text{ mH}$	125 W

uma tensão CA relativamente equilibrada e com um pequeno erro em regime estacionário. Ao contrário das aplicações anteriores, a tempo de resposta do conversor, para sintetizar $V_{linha}(t)$ foi maior, devido à dinâmica de carga imposta pelas cargas FTH e FCH. Assim como as aplicações anteriores, os valores máximos de $V_{C1}(t)$ e $I_{Lin-Ref}(t)$ foram obedecidos.

Figura 4.22 – Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 3.

Fonte – O próprio autor.

Para avaliar alguns índices de qualidade de energia disponibilizados às cargas, apresenta-se na Tabela 4.6.3, os valores de THD_V e THD_I , além das magnitudes das componentes

Figura 4.23 – Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 3 - detalhe.

Fonte – O próprio autor.

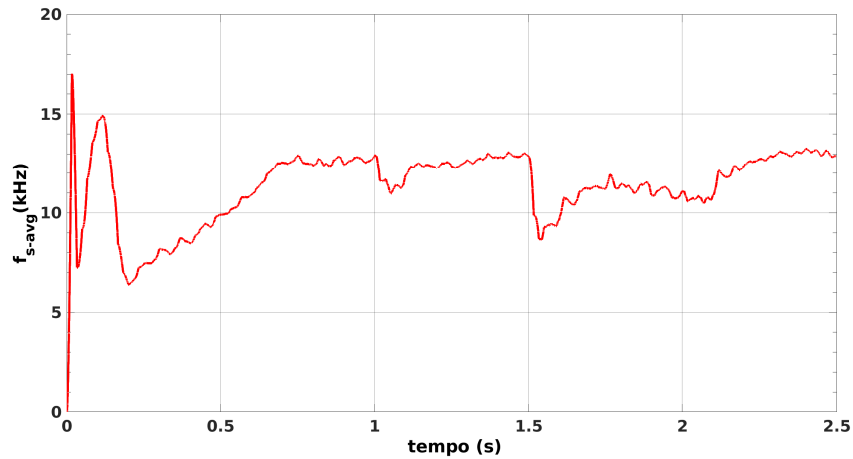
harmônicas da frequência fundamental, V_{1pk} , I_{1pk} , para os diferentes cenários de operação, coletados avaliando-se 30 ciclos de 60 Hz. Semelhantemente às aplicações 2 e 3, conclui-se que a metodologia proposta apresenta boa robustez do controle de tensão CA frente a variações do estágio de entrada e carga, apesar dos elevados valores de THD_I , ocasionados pela carga não-linear.

Na Figura 4.24 pode-se observar o comportamento da frequência de comutação média por interruptor da ponte inversora f_{s-avg} . As mesmas considerações tomadas com relação as aplicação 1 e 2 mantêm-se válidas. Contudo, destaca-se o fato de que, a metodologia proposta permite que o comportamento do inversor se adapte de maneira dinâmica as não-linearidades de carga, com baixos valores de f_{s-avg} , tal como se pode observar para $0,2\text{ s} \leq t \leq 1\text{ s}$

Tabela 4.9 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 3.

Carga	$\Delta t(s)$	$V_{1pk}(V)$	$THD_V(\%)$	$I_{1pk}(A)$	$THD_I(\%)$	$Po(W)$
$RL + FTH + FCH$	0,5-1,0	297,7	3,60	1,963	36,64	500
$RL + FTH + FCH$	1,0-1,5	302,1	1,16	1,747	36,54	500
$RL + FTH + FCH$	1,5-2,0	303	0,91	1,768	36,05	500
$RL + FTH + FCH$	2,0-2,5	303,1	0,88	1,762	35,30	500

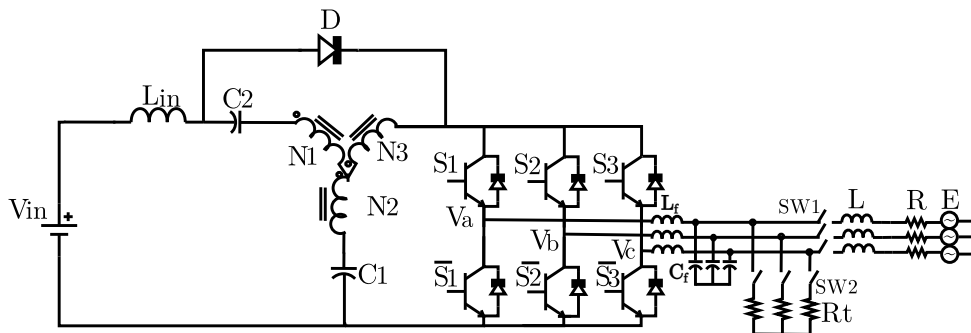
Fonte – O próprio autor.

Figura 4.24 – Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 3.

Fonte – O próprio autor.

4.6.4 Aplicação 4: Controle modo-corrente com carga RLE

Nessa aplicação, deseja-se fornecer à carga trifásica, composta de um arranjo RL associado a uma fonte de tensão alternada, um fluxo de potência determinado a partir de um referencial de corrente de fase $\hat{I}_{fase-ref}(t)$. Esse é o caso, por exemplo, de aplicações nas quais se deseja injetar potência em uma rede de distribuição ou controlar a velocidade de um motor elétrico trifásico. Conhecendo-se o comportamento da fonte eletromotriz da carga e do arranjo RL, pode-se regular a magnitude de $I_{fase}(t)$ a partir do controle de $\hat{V}_{fase-ref}$. Assim sendo, de acordo com a Figura 4.25, a carga RLE é conectada à saída do inversor após o término do período de inicialização, dado por $t \leq 0,5$ s, através do fechamento do contator SW_1 e abertura de SW_2 . Durante o período de inicialização, a carga R_t permanece conectada ao inversor, através do fechamento de SW_2 e abertura de SW_1 . A configuração de R_t e R, L, E é apresentada na Tabela 4.10. O valor de R foi definido de modo a representar um fluxo de potência fornecida pelo inversor compatível com 500 W. O objetivo de simulação da aplicação 4 é verificar o desempenho do controle modo-corrente para uma carga do tipo RLE, uma vez que frequentemente esse tipo de controle é utilizado para cargas com essa configuração.

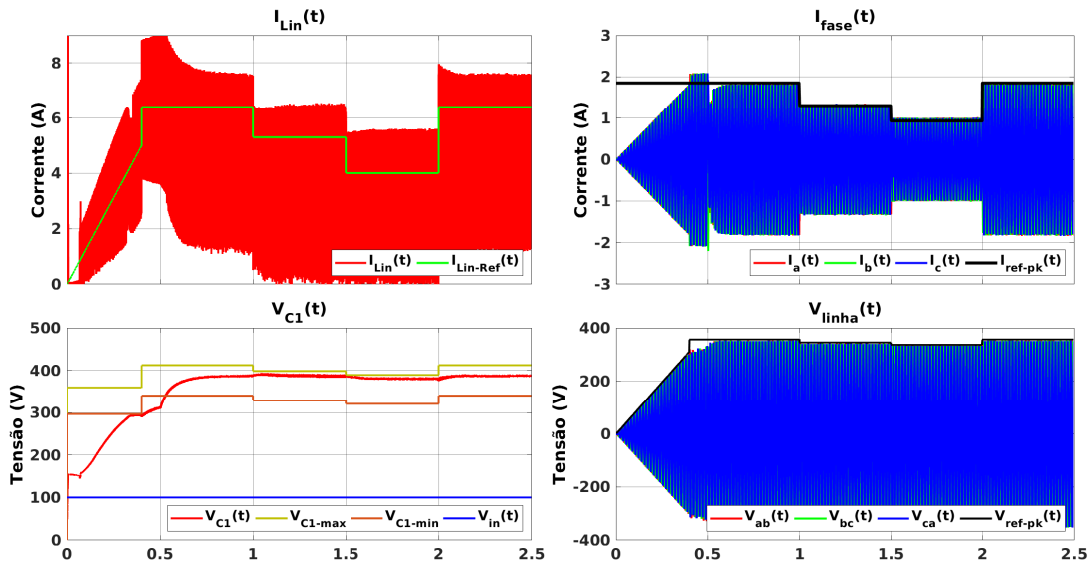
Figura 4.25 – Esquemático para aplicação 4: controle de $\hat{I}_{fase}(t)$.

Fonte – O próprio autor.

Tabela 4.10 – Configurações de R_t , R , L , E para aplicação 4 e períodos de acionamento.

Carga	Configuração	t_{sw}
R_t	$R = 96 \Omega$	$t \leq 0,5 \text{ s}$
RLE	$R=10 \Omega$, $L= 20 \text{ mH}$, $E_{pk}= 180 \text{ V}$	$t > 0,5 \text{ s}$

A Figura 4.26 apresenta os resultados de simulação, ilustrando o comportamento de $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$. Nota-se agora que para $t > 0,5 \text{ s}$, o inversor fornece a carga RLE uma corrente determinada por I_{ref-pk} , através de pequenas variações em V_{ref-pk} . Nota-se que tanto $V_{linha}(t)$, que nesse caso representa a tensão de linha sintetizada pelo inversor pós filtro $L_f C_f$, quanto $I_{fase}(t)$, possuem um rastreamento de referência satisfatório. O comportamento de $I_{Lin}(t)$ mostrou-se mais oscilatório, com um ΔI_{Lin} superior as aplicações 1, 2 e 3, devido à política de penalização dinâmica $\epsilon(V_{C1}(t))$. Embora agora a magnitude de $V_{C1}(t)$ seja superior às aplicações anteriores, devido à necessidade de maiores ganhos de tensão para fornecer corrente a carga RLE, devido à componente eletromotriz E da carga. O comportamento de $V_{C1}(t)$ é controlado e permanece dentro da faixa estabelecida por V_{C1-max} e V_{C1-min} , mesmo que ao contrário das aplicações anteriores, V_{C1-max} e V_{C1-min} passam a possuir valores distintos ao longo do tempo.

Figura 4.26 – Curvas $I_{Lin}(t)$, $I_{fase}(t)$, $V_{C1}(t)$, $V_{linha}(t)$ para aplicação 4.

Fonte – O próprio autor.

Quanto aos índices de qualidade de energia disponibilizados à carga, apresenta-se na Tabela 4.11, os valores de THD_V e THD_I , além das magnitudes das componentes harmônicas da frequência fundamental, V_{1pk} , I_{1pk} , para os diferentes cenários de operação, coletados avaliando-se 30 ciclos de 60 Hz . O fator P_o representa as diferentes magnitudes de potência ativa fornecidas à carga RLE. Semelhantemente às aplicação 1, 2 e 3, conclui-se que a metodologia proposta apresenta boa robustez do controle de corrente CA fornecida à carga, com baixos

índices de THD_I . Todavia, para $0,5\text{ s} \leq t \leq 1\text{ s}$, devido ao período transitório associado à conexão do conversor com a carga RLE, há uma elevação da THD_I para 9,10% o que evidencia a presença de um período mínimo para estabilização do controlador. Logo, para $2\text{ s} \leq t \leq 2,5\text{ s}$, quando a mesma quantidade de potência, que foi fornecida para $0,5\text{ s} \leq t \leq 1\text{ s}$, volta a ser fornecida a carga RLE, o índice THD_I passa a ser 1,43%.

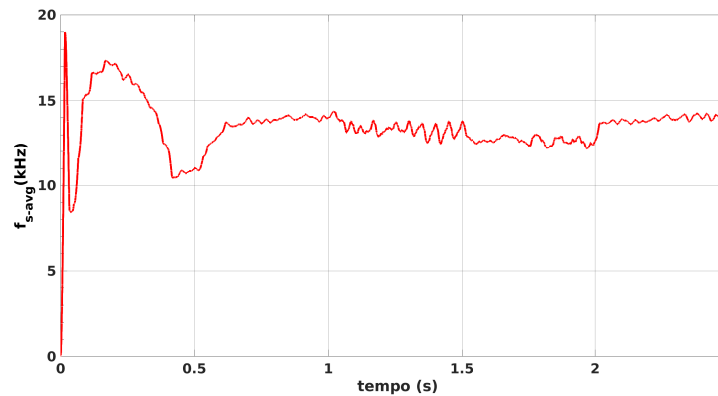
Tabela 4.11 – Índices V_{1pk} , I_{1pk} , THD_V , THD_I para aplicação 4.

Carga	$\Delta t(\text{s})$	$V_{1pk}(\text{V})$	$THD_V(\%)$	$I_{1pk}(\text{A})$	$THD_I(\%)$	$P_o(\text{W})$
RLE	0,5-1,0	349,1	1,27	1,76	9,10	500
RLE	1,0-1,5	339,3	0,33	1,329	1,18	350
RLE	1,5-2,0	331,9	0,28	0,9964	1,25	250
RLE	2,0-2,5	350,2	0,39	1,818	1,43	500

Fonte – O próprio autor.

Na Figura 4.27 pode-se observar o comportamento da frequência de comutação média por interruptor da ponte inversora f_{s-avg} . Além das considerações efetuadas nas aplicações anteriores, nota-se que f_{s-avg} tende a permanecer por volta de $\approx 14\text{ kHz}$, uma vez que para injetar corrente na carga RLE, devido à presença da componente eletromotriz da carga E , deve-se elevar a tensão do barramento $V_{DC}(t)$ para valores superiores aos presentes nas aplicações 1, 2 e 3, o que se traduz por um aumento da ocorrência de *shoot-through* e consequentemente uma elevação na frequência de chaveamento.

Figura 4.27 – Comportamento de f_{s-avg} para aplicação 4.



Fonte – O próprio autor.

4.7 Considerações finais

Após as análises conduzidas, conclui-se que o inversor *Quasi-Fonte-Y* possui um projeto de controle desafiador. Mostrou-se, por meio de exemplos, as limitações que as estratégias tradicionais de controle, típicas para inversores com redes de impedância, apresentam quando empregadas no inversor *Quasi-Fonte-Y*.

Adicionalmente, explorou-se uma técnica de controle de $V_{DC}(t)$ baseada no preditor de *Smith*, todavia o desempenho durante o regime transitório foi insatisfatório, com elevados valores de pico.

Diante desse cenário, apresentou-se uma proposta de controle FCS-MPC para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, visando a regulação de $V_{DC}(t)$ e $I_{Lin}(t)$, mantendo a operação do conversor dentro de sua capacidade de processamento de potência e com baixa frequência de comutação nos interruptores da ponte inversora e baixos valores de estresse de tensão, por meio da regulação de $V_{C1}(t)$.

Um arquitetura baseada na utilização de um filtro $L_f C_f$ foi utilizada e 4 aplicações distintas foram exploradas. Os resultados de simulação corroboram as hipóteses levantadas durante o estabelecimento do modelo preditivo, com desempenho satisfatório quanto a robustez nos estágios de entrada e carga, tanto para o modo-tensão quanto para o modo-corrente.

Mostrou-se que a alteração da referência de $\hat{V}_{fase-Ref}(t)$ possibilita a realização do controle de diferentes aplicações, sem a necessidade da elaboração de modelos de pequenos sinais e projetos de controladores lineares. Além disso, o comportamento de fase-não-mínima foi gerenciado satisfatoriamente por meio da utilização da política de penalização dinâmica $\epsilon(V_{C1}(t))$ e não houve necessidade da utilização e projeto de fatores de peso na função custo, tornando o projeto do controlador mais simples, intuitivo, generalista e efetivo.

Apesar dos erros em regime estacionário de pequena magnitude frente aos valores de referência, nota-se que controle proposto permite a regulação satisfatória de 3 estágios do conversor simultaneamente: a) $I_{Lin}(t)$, b) $V_{C1}(t)$ e consequentemente $V_{DC-link}$, c) $V_{linha}(t)$, no modo tensão, $I_{linha}(t)$ no modo corrente, em uma única estrutura de controle, sem a necessidade de modelagem em pequenos sinais e com grande flexibilidade de operação graças a utilização de penalização dinâmica para o controle do barramento CC do inversor. Sendo assim justifica-se o emprego de recursos computacionais mais exigentes, demandados pela aplicação da estratégia FCS-MPC.

Destacam-se como contribuições do presente capítulo: (a) proposta inédita de um controle FCS-MPC adaptado para o inversor *Quasi*-Fonte-Y, operando diversos tipos de carga no modo-tensão ou modo-corrente, com modelo preditivo para rede de impedância *Quasi*-Fonte-Y e sem a necessidade da utilização de fatores de peso; (b) proposta de uma metodologia de penalização dinâmica para controle do barramento CC do inversor; (c) aprimoramento da técnica proposta por (CORTÉS et al., 2009b), utilizando o mesmo número de sensores e simplificando o projeto do controlador, ao dispensar a utilização do observador de estados; (d) exemplificação das limitações das técnicas tradicionais de controle, quando aplicadas ao inversor *Quasi*-Fonte-Y.

5 Conclusão

Esse trabalho explorou o conversor CC-CA empregando redes de impedância do tipo *Quasi*-Fonte-Y, por meio de análises, metodologias de projeto e, segundo o conhecimento do autor, uma proposta de um controle FCS-MPC inédita, para regulação do conversor em malha fechada, considerando cargas lineares e não lineares.

Foram mostradas as principais deficiências do *VSI* e as características das redes de impedância que ajudam a mitigar tais dificuldades. Considerando-se as análises comparativas para os métodos SPWM modificados (SBC, MBC, MCBC), com ou sem injeção de terceira harmônica, no caso do conversor *Quasi*-Fonte-Y, não se pode concluir que há uma técnica de modulação que seja a melhor para todos os casos, sendo que a escolha do método está intimamente relacionada com os requisitos operacionais exigidos pela aplicação.

Há vários trabalhos comparando as técnicas SPWM, aplicáveis a conversores com redes de impedância, mas o presente trabalho apresentou um caso específico para o conversor *Quasi*-Fonte-Y. Assim, se o critério for simplicidade de implementação, em aplicações pouco exigentes quanto a eficiência energética, a técnica SBC é mais interessante. Em aplicações em que se exigem altos ganhos de tensão e poucas restrições quanto ao volume do conversor ou custo do conversor, a técnica MBC é mais apropriada. Entretanto a técnica MCBC traz um compromisso conveniente entre as vantagens da técnica SBC e MBC, com relativa simplicidade de implementação e ganhos de tensão comparáveis à técnica MBC, sendo uma alternativa interessante para aplicações que exijam eficiência energética, melhores custos e volumes, o que normalmente é o caso para muitos cenários em eletrônica de potência.

Apresentou-se uma proposta de metodologia detalhada para projeto da rede de impedância *Quasi*-Fonte-Y, incluindo contribuições relacionadas ao projeto do indutor acoplado, validadas por meio de simulações computacionais. As análises efetuadas por meio do modelo de pequenos sinais e estudos englobando o impacto do desempenho dinâmico, por meio dos diagramas de Bode e mapa de polos e zeros, forneceram informações valiosas: a) para o projeto do conversor; b) estabelecimento de metodologias de controle; c) compreensão dos possíveis impactos operacionais, causados por mudanças nos valores nominais dos componentes empregados ao longo do tempo de operação do conversor. Segundo o conhecimento do autor, não há na literatura atual, semelhante metodologia para o projeto do conversor *Quasi*-Fonte-Y, sendo essa uma contribuição do presente trabalho.

Foram efetuadas análises comparativas para as técnicas SBC, MBC3a e MCBC3a com relação as suas implicações nas figuras de mérito e projeto da rede de impedância. Tal detalhamento técnico envolvendo a implementação do conversor é importante para a construção de protótipos experimentais, sendo essa uma contribuição do presente trabalho.

Por fim, exemplificou-se as limitações das técnicas tradicionais de controle, quando aplicadas ao inversor *Quasi*-Fonte-Y. Foi introduzida uma proposta inédita de um controle FCS-MPC adaptado para o inversor Quasi-Fonte Y, operando com diversos tipos de carga no modo-tensão ou modo-corrente, com modelo preditivo para rede de impedância *Quasi*-Fonte-Y e sem a necessidade da utilização de fatores de peso. A metodologia apresentada utiliza um recurso, introduzido pelo autor, de penalização dinâmica, para controle do barramento CC do inversor. Além disso, a técnica implementada aprimora a proposta por (CORTÉS et al., 2009b), utilizando o mesmo número de sensores e simplificando o projeto do controlador, ao dispensar a utilização do observador de estados. Pela análise dos resultados de simulação, a técnica implementada apresenta grande potencial, sendo capaz de atuar em diversos tipos de aplicações.

6 Trabalhos futuros

Nessa seção, serão expostos possíveis tópicos de pesquisa a serem explorados em trabalhos futuros.

1. Realização de uma análise comparativa considerando o emprego de técnicas de modulação baseadas no princípio de *Space-Vectors*, para o caso do conversor *Quasi-Fonte-Y*.
2. Determinação de expressões e modos de operação considerando não idealidades do arranjo de indutores acoplados, devidas à indutância de dispersão.
3. Determinação de um modelo mais completo para determinação do rendimento do conversor, levando em consideração perdas associadas aos elementos magnéticos e por comutação dos interruptores de potência.
4. Determinação de uma metodologia de avaliação para definição de condições computacionais para a implementação da técnica FCS-MPC, elencando requisitos técnicos mínimos para escolha de dispositivos como DSP ou FPGA.
5. Validação da técnica de controle FCS-MPC por meio de testes experimentais, afim de corroborar as hipóteses levantadas durante o estabelecimento da metodologia e validar os resultados de simulação.

Referências

- AGUIRRE, M. et al. Switching frequency regulation for fcs-mpc based on a period control approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 7, p. 5764–5773, 2017. Citado na página 102.
- BAKEER, A.; ISMEIL, M. A.; ORABI, M. A powerful finite control set-model predictive control algorithm for quasi z-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 12, n. 4, p. 1371–1379, 2016. Citado na página 95.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas*. [S.l.]: Edição do autor, 2007. Citado na página 86.
- BAYHAN, S.; ABU-RUB, H.; BALOG, R. S. Model predictive control of quasi-z-source four-leg inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 7, p. 4506–4516, 2016. Citado na página 95.
- BAYHAN, S. et al. Finite-control-set model-predictive control for a quasi-z-source four-leg inverter under unbalanced load condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 4, p. 2560–2569, 2016. Citado na página 95.
- BEKJAROV, S. B.; EMADI, A. Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control. In: IEEE. *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*. [S.l.], 2002. v. 1, p. 597–604. Citado na página 20.
- BENRABAH, A.; XU, D.; GAO, Z. Active disturbance rejection control of lcl-filtered grid-connected inverter using padé approximation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 6, p. 6179–6189, 2018. Citado na página 20.
- BLAABJERG, F. et al. Trends in power electronics and control of renewable energy systems. In: IEEE. *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. [S.l.], 2010. p. K–1. Citado na página 20.
- BOSE, B. K. Power electronics and ac drives. *Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall*, 1986, 416 p., 2002. Citado na página 20.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006. Citado na página 89.
- CAMARGOS, F. L. Lógica nebulosa: uma abordagem filosófica e aplicada. *Florianópolis: UFSC*, 2002. Citado na página 89.
- CASTELARI, F. A. *Projeto de indutores acoplados para conversores em sistemas fotovoltaicos*. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014. Citado na página 75.
- CHEN, Z. et al. Closed-loop analysis and cascade control of a nonminimum phase boost converter. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 4, p. 1237–1252, 2010. Citado na página 84.

- CORTÉS, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: IEEE. *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.], 2009. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 100 e 102.
- CORTÉS, P. et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, 2009. Citado 5 vezes nas páginas 33, 97, 99, 118 e 120.
- DIANA, L. R. Practical magnetic design: Inductors and coupled inductors. In: *Power Supply Design Seminar: Texas Instruments*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 75.
- DING, X. et al. A pid control strategy for dc-link boost voltage in z-source inverter. In: IEEE. *APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.], 2007. p. 1145–1148. Citado 2 vezes nas páginas 88 e 89.
- DING, X. et al. A direct dc-link boost voltage pid-like fuzzy control strategy in z-source inverter. In: IEEE. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2008. p. 405–411. Citado na página 89.
- DISTEFANO, J. J.; STUBBERUD, A. R.; WILLIAMS, I. J. *Feedback and control systems*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2012. Citado na página 63.
- DIXON, L. H. Magnetics design for switching power supplies. In: *Unitrode Seminar*. [S.l.: s.n.], 2001. Citado na página 75.
- DRAGIČEVIĆ, T.; NOVAK, M. Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 11, p. 8870–8880, 2018. Citado na página 100.
- ELLABBAN, O.; MIERLO, J. V.; LATIAIRE, P. Capacitor voltage control techniques of the z-source inverter: A comparative study. *EPE Journal*, Taylor & Francis, v. 21, n. 4, p. 13–24, 2011. Citado na página 89.
- ELLABBAN, O.; MIERLO, J. V.; LATIAIRE, P. Control of a bidirectional z-source inverter for electric vehicle applications in different operation modes. *Journal of Power electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 11, n. 2, p. 120–131, 2011. Citado na página 89.
- EMADI, A.; LEE, Y. J.; RAJASHEKARA, K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 2237–2245, 2008. Citado na página 20.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 74, 75 e 86.
- FOROUZESH, M. et al. Small-signal modeling and comprehensive analysis of magnetically coupled impedance-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 11, p. 7621–7641, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 42, 62 e 71.
- GAJANAYAKE, C. J.; VILATHGAMUWA, D. M.; LOH, P. C. Development of a comprehensive model and a multiloop controller for z -source inverter dg systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 4, p. 2352–2359, 2007. Citado na página 89.
- GAVINI, S. L. Control of non-minimum phase power converters. 2013. Citado na página 92.

GESSING, R. Parallel compensator for control systems with nonminimum phase plants. In: IEEE. *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. [S.l.], 2004. v. 4, p. 3351–3356. Citado 2 vezes nas páginas 92 e 93.

GRANT, D.; HOULDSWORTH, J. Pwm ac motor drive employing ultrasonic carrier. In: *IEE Conf. PE-VSD*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 234–240. Citado na página 30.

GUIZANI, M.; WASYNCZUK, O. Hybrid electric vehicle analysis and wireless battery charging. In: IEEE. *2016 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*. [S.l.], 2016. p. 275–280. Citado na página 22.

GUO, F. et al. Development of an 85-kw bidirectional quasi-z-source inverter with dc-link feed-forward compensation for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5477–5488, 2013. Citado na página 89.

HUANG, J.; LIU, S. Analysis of non-minimum phase in buck-boost converter. In: EDP SCIENCES. *MATEC Web of conferences*. [S.l.], 2016. v. 55, p. 01008. Citado na página 84.

KARAMANAKOS, P. *Model predictive control strategies for power electronics converters and ac drives*. Tese (Doutorado), 2013. Citado na página 94.

KAZIMIERCZUK, M. K.; SEKIYA, H. Design of ac resonant inductors using area product method. In: IEEE. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2009. p. 994–1001. Citado na página 74.

KENNEL, R.; LINDER, A.; LINKE, M. Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications? In: IEEE. *2001 IEEE 32nd annual power electronics specialists conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*. [S.l.], 2001. v. 4, p. 1839–1844. Citado na página 94.

KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2008. Citado na página 95.

LEVY, D. et al. Análise e controle de sistemas de fase não-mínima e de sistemas com tempo morto. *Projeto de Conclusão de Curso, Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2009. Citado na página 85.

LEYVA-RAMOS, J. et al. Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios. *IET Power Electronics*, IET, v. 2, n. 5, p. 605–613, 2009. Citado na página 84.

LI, Y. et al. Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 4, p. 1532–1541, 2012. Citado na página 101.

LIU, J.; HU, J.; XU, L. A modified space vector pwm for z-source inverter-modeling and design. In: IEEE. *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 1242–1247. Citado na página 53.

LOH, P. C.; BLAABJERG, F. Magnetically coupled impedance-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 49, n. 5, p. 2177–2187, 2013. Citado na página 32.

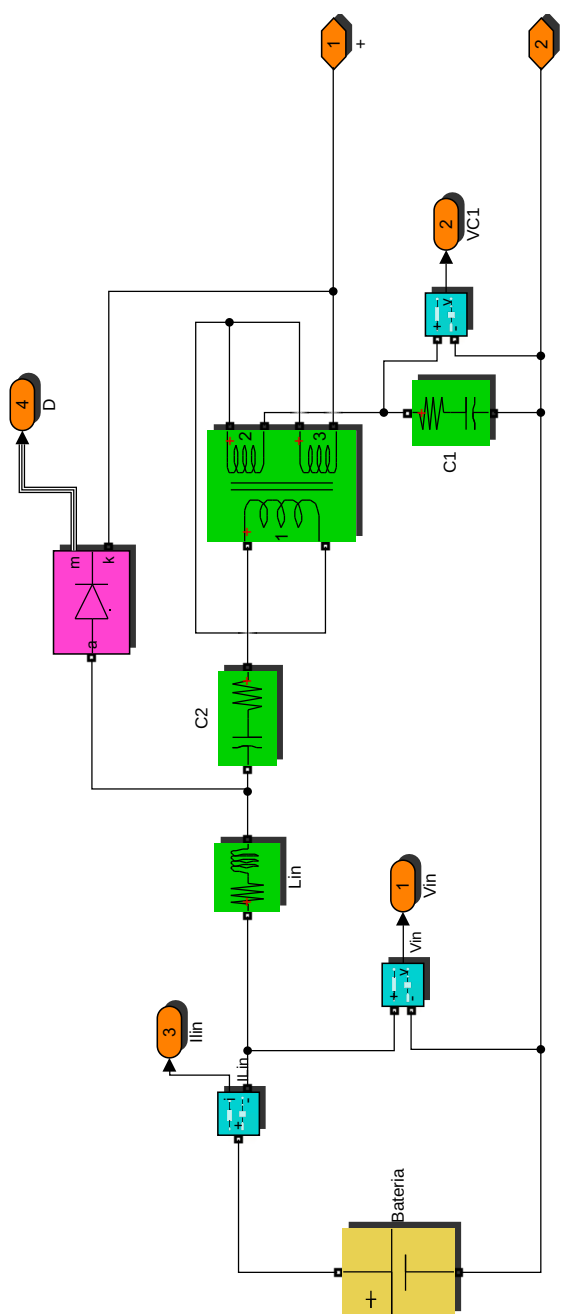
- LOH, P. C. et al. Transient modeling and analysis of pulse-width modulated z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 498–507, 2007. Citado na página 53.
- LUO, F.; YE, H. Energy factor and mathematical modelling for power dc/dc converters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 152, n. 2, p. 191–198, 2005. Citado na página 50.
- MATHWORKS. *Implement C/C++ Code Using S-Function Builder*. 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/simulink/s-function-builder.html>>. Citado na página 106.
- MATHWORKS. *Sliding Window Method and Exponential Weighting Method*. 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sliding-window-method-and-exponential-weighting-method.html>>. Citado na página 103.
- MAZUR, D. C.; KAY, J. A.; MAZUR, K. D. Intelligent motor control: Innovations in process optimization. *IEEE Industry Applications Magazine*, IEEE, v. 21, n. 2, p. 30–37, 2014. Citado na página 20.
- MICHIGAN, U. of. *An Introduction to Writing S-Functions*. 2020. Disponível em: <https://ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/mavt/dynamic-systems-n-control/idsc-dam/Lectures/Embedded-Control-Systems/LectureNotes/Sfunction_Tutorial_S32K.pdf>. Citado na página 106.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: IEEE. *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 1976. p. 18–34. Citado na página 50.
- MO, W.; LOH, P.; BLAABJERG, F. Model predictive control for z-source power converter. In: IEEE. *8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*. [S.l.], 2011. p. 3022–3028. Citado na página 95.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John Wiley & sons, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 19, 73 e 75.
- MOSA, M.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. High-performance predictive control of quasi-impedance source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 4, p. 3251–3262, 2016. Citado na página 99.
- MOSA, M. et al. Model predictive control applied for quasi-z-source inverter. In: IEEE. *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2013. p. 165–169. Citado 2 vezes nas páginas 95 e 99.
- OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on smart grid*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014. Citado na página 20.
- PENG, F. Z. Z-source inverters. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Wiley Online Library, p. 1–11, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- RICHALET, J. et al. Model predictive heuristic control. *Automatica (Journal of IFAC)*, Pergamon Press, Inc., v. 14, n. 5, p. 413–428, 1978. Citado na página 94.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 40. Citado na página 97.

- SAJADIAN, S.; AHMADI, R. Model predictive-based maximum power point tracking for grid-tied photovoltaic applications using a z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 11, p. 7611–7620, 2016. Citado na página 95.
- SHEHATA, E. Predictive control of a new configuration of bidirectional quasi y-source inverter fed ipmsm for electric vehicle applications. In: IEEE. *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. [S.l.], 2017. p. 287–292. Citado na página 95.
- SHEN, M. et al. Maximum constant boost control of the z-source inverter. In: IEEE. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.], 2004. v. 1. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- SHULTS, T. E.; HUSEV, O. O.; ZAKIS, J. G. Overview of impedance source networks for voltage source inverters. In: IEEE. *2015 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. [S.l.], 2015. p. 514–520. Citado na página 24.
- SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Quasi-y-source inverter. In: IEEE. *2015 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. [S.l.], 2015. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 61.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 30, n. 2, p. 699–716, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 22, 25, 26 e 27.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part ii: Review of control and modulation techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 1887–1906, 2014. Citado 6 vezes nas páginas 24, 29, 50, 63, 86 e 89.
- SMITH, O. J. Feedback control systems. McGraw-Hill, 1958. Citado na página 92.
- TANG, Y.; XIE, S.; ZHANG, C. Feedforward plus feedback control of the improved z-source inverter. In: IEEE. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2009. p. 783–788. Citado na página 86.
- THOMAS, J. Model predictive control for y-source boost dc-dc converter. In: *ICINCO (1)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 275–280. Citado na página 95.
- UREN, K.; SCHOOR, G. van. *Predictive PID control of non-minimum phase systems*. [S.l.]: INTECH Open Access Publisher, 2011. Citado na página 84.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 94 e 95.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2016. Citado na página 95.
- WITULSKI, A. F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 349–357, 1995. Citado na página 41.
- YANG, S. et al. Unified control technique for z-source inverter. In: IEEE. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2008. p. 3236–3242. Citado na página 86.

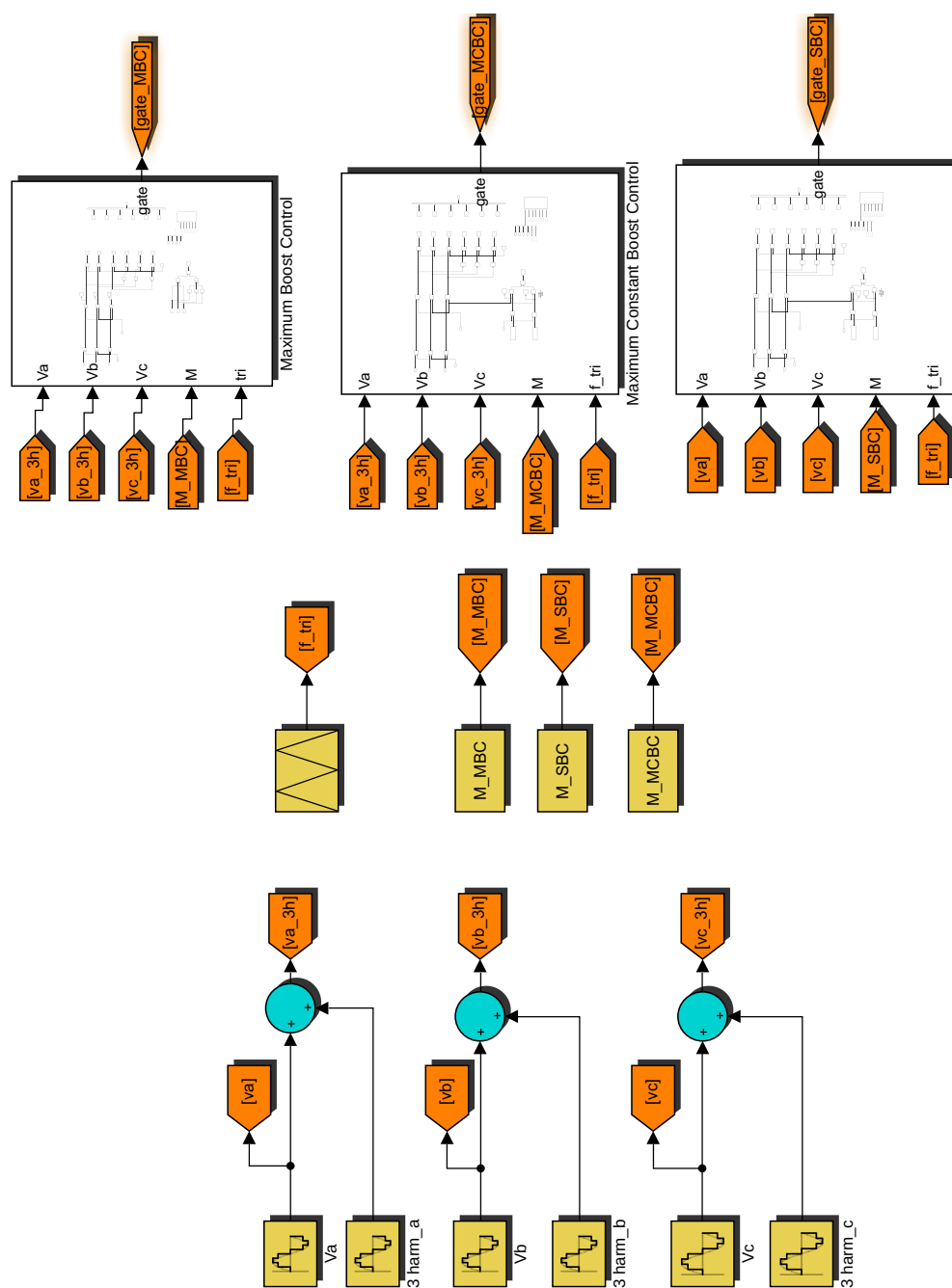
ZHAO, S. Practical solutions to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm. 2012. Citado na página 84.

Apêndices

Figura B.2 – Diagrama de blocos utilizado no *Simulink*, no subsistema para rede de impedância *Quasi-Fonte Y*

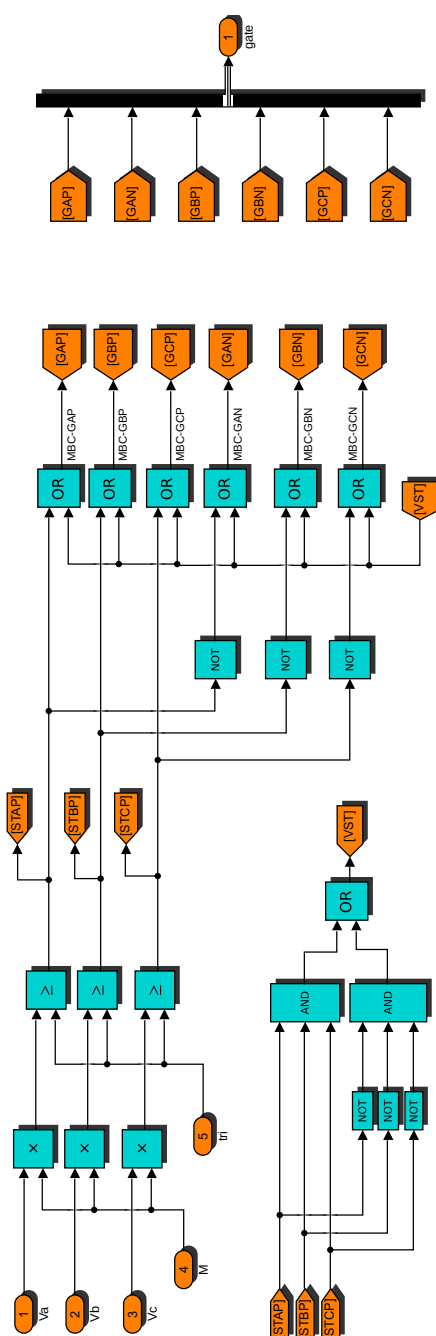


Fonte – O próprio autor

Figura B.3 – Diagrama de blocos utilizado no *Simulink*, para implementação de técnicas SPWM

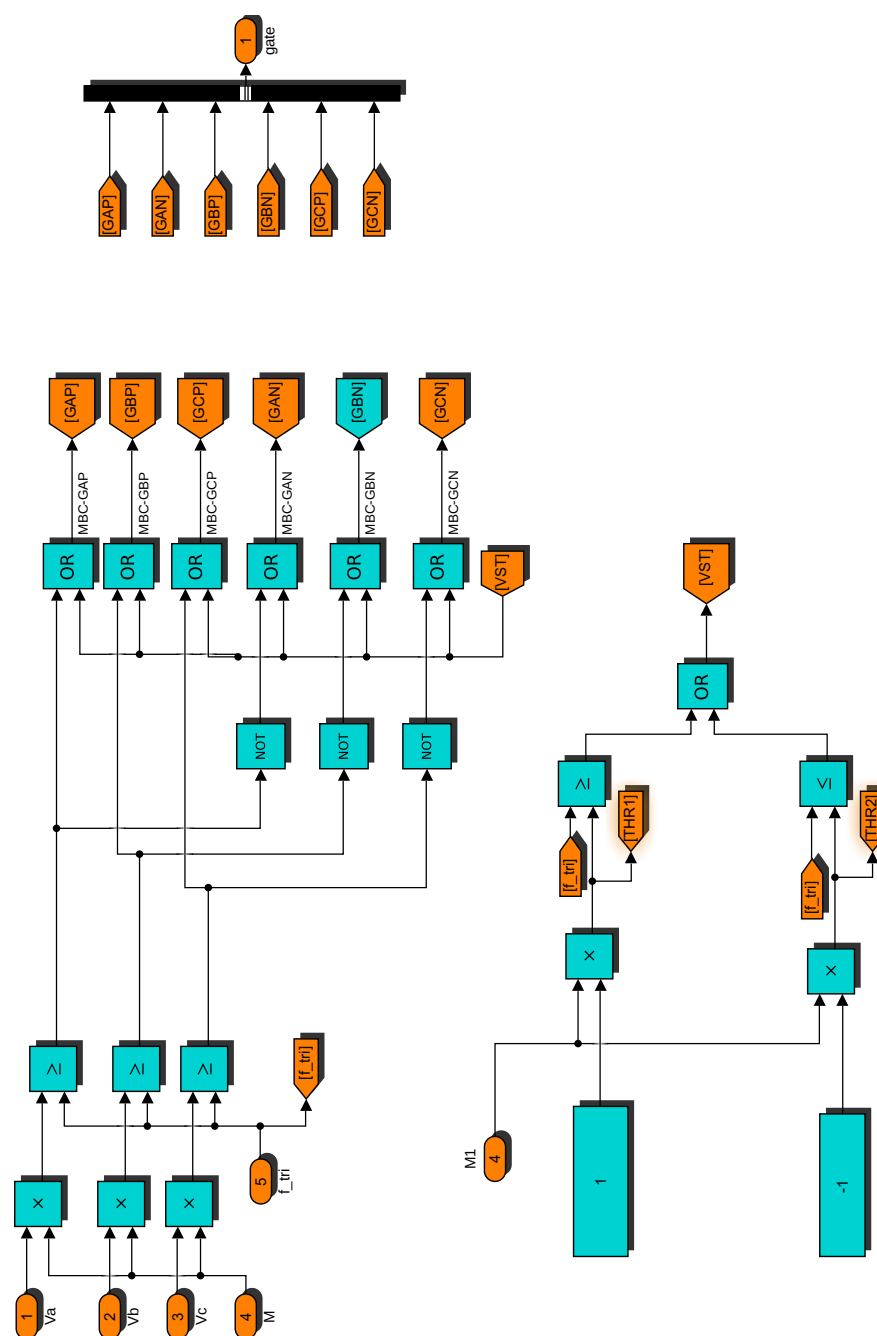
Fonte – O próprio autor

Figura B.4 – Diagrama de blocos utilizado no *Simulink*, para o subsistema "*Maximum Boost Control*".



Fonte – O próprio autor

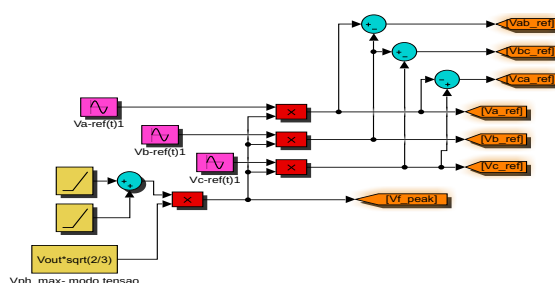
Figura B.6 – Diagrama de blocos utilizado no *Simulink*, para o subsistema "Simple Boost Control".



Fonte – O próprio autor

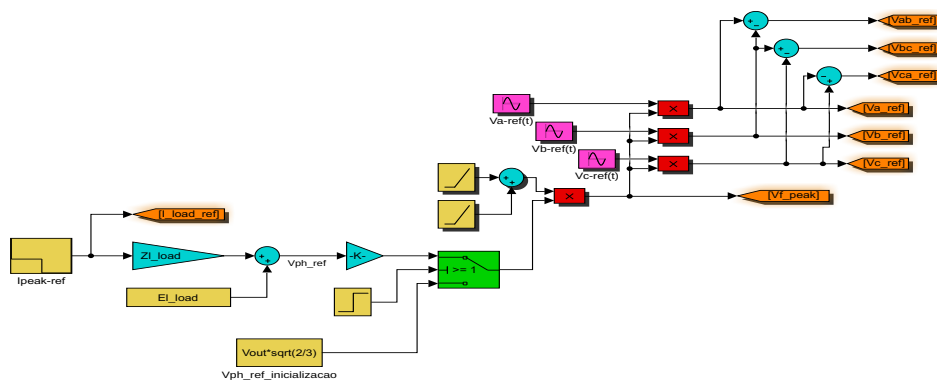
APÊNDICE C – Diagrama de blocos para referência nos modos-tensão e corrente.

Figura C.1 – Diagrama de blocos utilizado para geração de V_{ref-pk} no modo tensão.



Fonte – O próprio autor

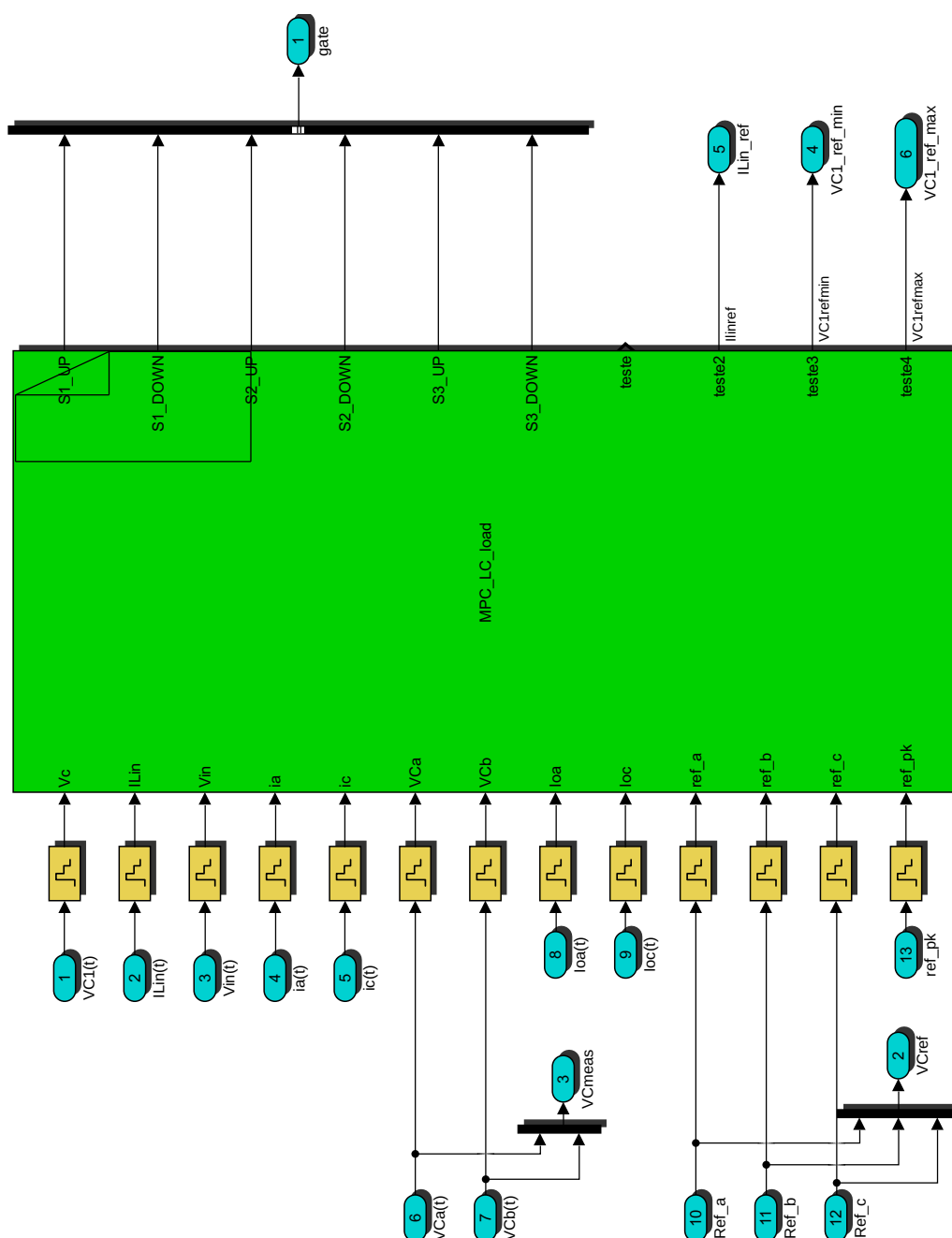
Figura C.2 – Diagrama de blocos utilizado para geração de V_{ref-pk} no modo corrente.



Fonte – O próprio autor

APÊNDICE D – Diagramas de blocos: Controle FCS-MPC

Figura D.1 – Diagrama de blocos para subsistema controle FCS-MPC



Fonte – O próprio autor