

RESSALVA

Atendendo solicitação do autor, o texto completo desta dissertação será disponibilizado somente a partir de 05/11/2022.

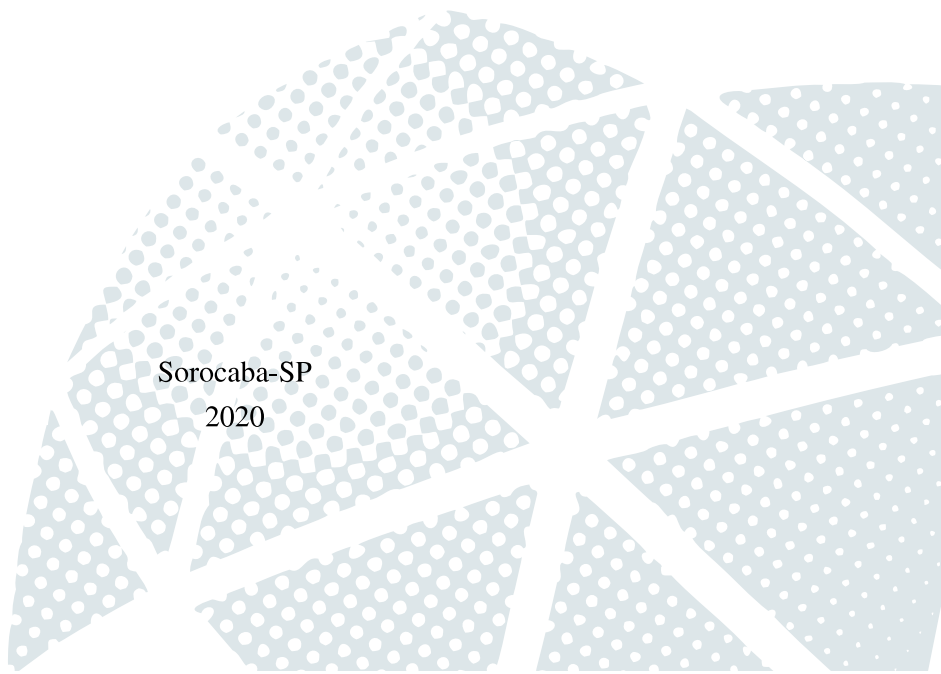


UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Sorocaba-SP

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



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 CAPES¹ 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 $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_L | 64 |
| Figura 2.12–Diagrama de Bode para $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro M e D_{st} , mantendo-se B constante. | 64 |
| Figura 2.13–Diagrama de Bode para $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro $N_1:N_2:N_3$ para um δ fixo. | 65 |
| Figura 2.14–Diagrama de Bode para $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{C1} | 65 |
| Figura 2.15–Diagrama de Bode para $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ com variação do parâmetro R_{Lin} | 66 |
| Figura 2.16–Diagramas de polos e zeros para $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ 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 $\frac{G_{V_{C1}}}{D_{st}}(s)$ 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 $cm\hat{t}_{acum}$ | 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-Fonte-Y</i> e respectivos estados. | 35 |
| Tabela 2.2 – Expressões para os componentes usados no inversor <i>Quasi-Fonte-Y</i> | 48 |
| Tabela 2.3 – Expressões para valores eficazes, médio e de pico, para o <i>Quasi-Fonte-Y</i> . . . | 48 |
| Tabela 2.4 – Comparação entre os métodos <i>SPWM</i> aplicáveis ao conversor <i>Quasi-Fonte-Y</i> . | 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-Fonte-Y</i> 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-Fonte-Y</i> . . . | 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-Fonte-Y</i> | 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-FONTE Y</i> | 34 |
| 2.1 | Etapas de funcionamento | 34 |
| 2.2 | Projeto do conversor <i>Quasi-Fonte-Y</i> | 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} , \overline{V}_{C2} e \overline{V}_{C1} , V_{C2ef} e V_{C1ef} , I_{C2ef} e I_{C1ef} | 44 |
| 2.2.12 | Determinação de \hat{I}_D , \overline{I}_D , I_{Def} e \hat{V}_D | 46 |
| 2.2.13 | Determinação de \hat{I}_S , \overline{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 |

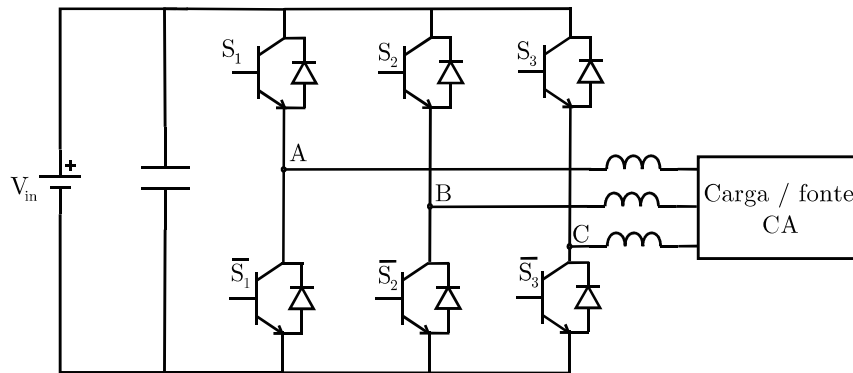
conversor de potência, com vários desafios a serem superados e de grande importância para o desenvolvimento tecnológico e econômico, tais como:

- **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 (BEKIAROV; 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 as 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.

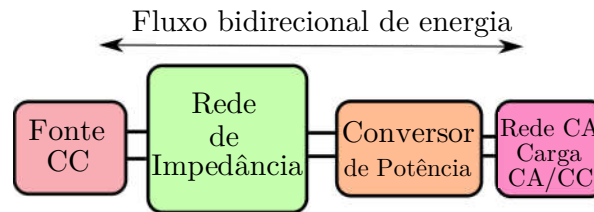
- Os interruptores inferior e superior não devem conduzir de forma conjunta para evitar a formação do laço de condução pela fonte-interruptores, representando um estado de operação proibido. A condução conjunta pode ser ocasionada por uma ação de controle indevida ou por efeitos de distúrbios causados 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

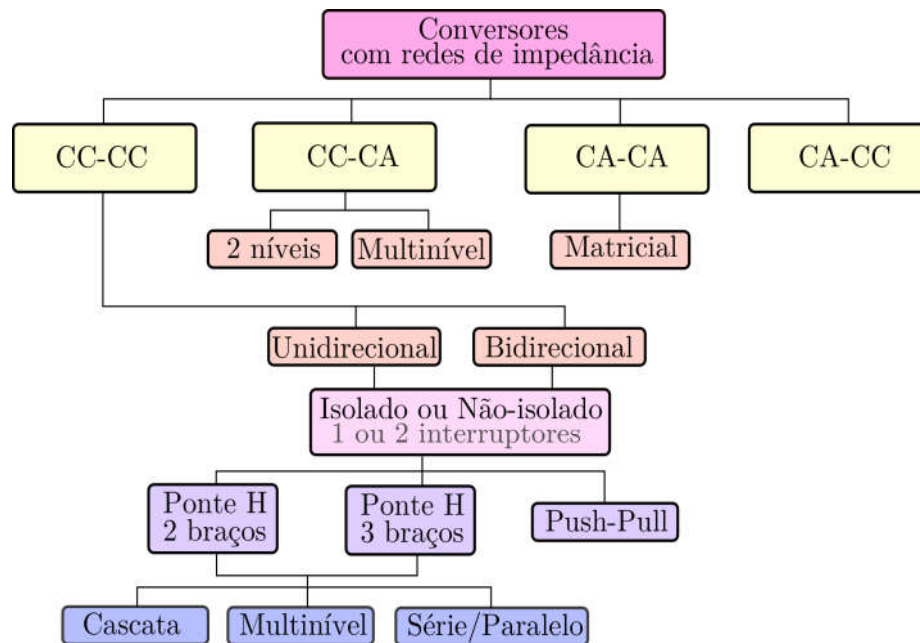
Um esquema genérico da estrutura dos conversores baseados em redes de impedância pode ser observado na Figura 1.2. Tais conversores operam em uma ampla variedade de aplicações (CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA), conforme se pode observar na Figura 1.3. Ressalta-se que a possibilidade de fluxo bidirecional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



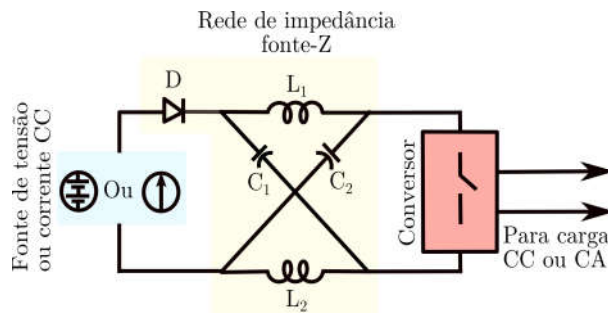
Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a).

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).

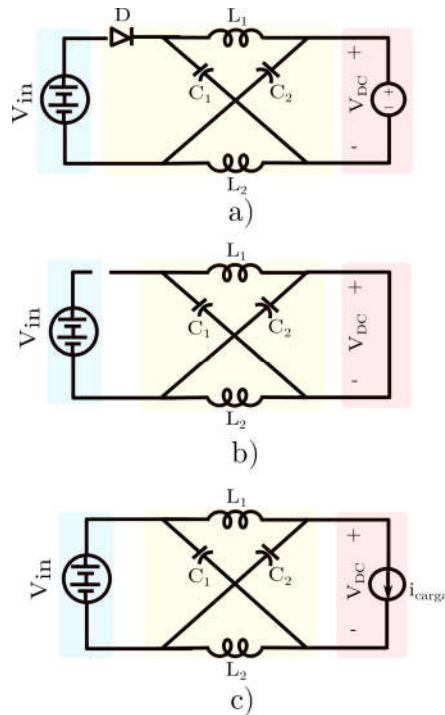
O circuito equivalente visto pela fonte de entrada é apresentado na Figura 1.5-a. Há dois estados de funcionamento: um estado de condução conjunta (*shoot-through*) Figura 1.5-b e um estado ativo Figura 1.5-c, que se alternam ciclicamente.

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.

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

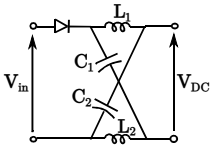
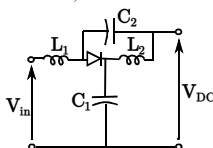
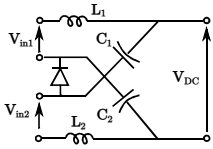
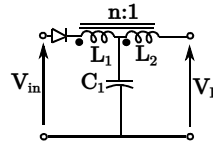
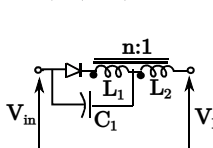
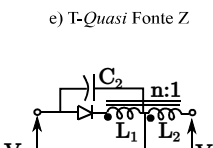
$$B_{FZ} = \frac{1}{1 - 2D_{st}} V_{in} \quad (1.2)$$

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

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).

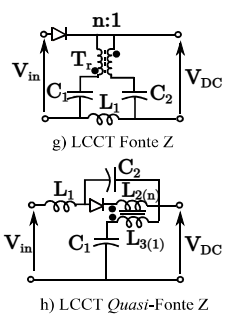
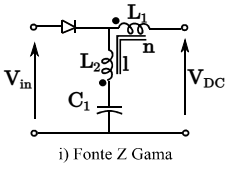
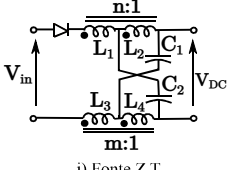
A Tabela 1.2 apresenta uma relação das principais topologias de conversores com redes de impedância que podem ser encontradas na literatura, trazendo uma relação de diferentes definições de B e esforços de tensão em diodos e capacitores. De fato, destaca-se a atuação dos capacitores por conta de sua 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 |
|---|---|---|
|  <p>a) Fonte Z</p>  <p>b) <i>Quasi</i>-Fonte Z</p> | <ul style="list-style-type: none"> 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: $V_{C2} = V_{in} \frac{D_{st}}{1-2D_{st}} = V_C - V_{in} \quad (1.7)$ | <ol style="list-style-type: none"> Somente um componente magnético; Menores perdas no núcleo e condutores; Menor volume; Forma de corrente na entrada: <ol style="list-style-type: none"> Fonte Z: descontínua; <i>Quasi</i>-fonte Z: contínua. Aplicações: energias renováveis, <i>drivers</i> de motores. |
|  <p>c) Fonte Z embarcado</p> | <ul style="list-style-type: none"> 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: $V_D = V_{in} \frac{1}{1-2D_{st}} \quad (1.11)$ | <ol style="list-style-type: none"> Condução contínua; Suporta mais de uma fonte de energia; Possibilita uso de fontes assimétricas; L_1 e L_2 atuam como filtros na entrada; Menores valores de capacitância; Aplicação em sistemas fotovoltaicos. |
|  <p>d) T (Trans) Fonte Z</p>  <p>e) T-<i>Quasi</i> Fonte Z</p>  <p>e) T-<i>Quasi</i> Fonte Z (condução contínua)</p> | <ul style="list-style-type: none"> 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: $V_D = V_{in} \frac{n}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.14)$ | <ol style="list-style-type: none"> Utiliza indutor com derivação central; Modo de condução: <ol style="list-style-type: none"> <i>Trans</i>-fonte-Z: descontínuo; <i>Trans-Quasi</i>-Z: contínuo. Vantagens: <ol style="list-style-type: none"> Preservação dos interruptores; Maiores ganhos de tensão. Desvantagem: <ol style="list-style-type: none"> Presença de indutância de dispersão. |

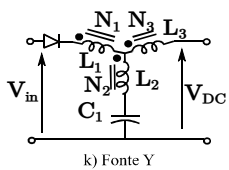
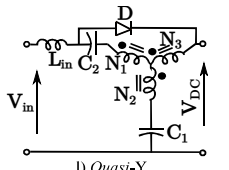
Fonte – Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2014a)

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

| Topologia | Fórmulas | Comentários |
|---|--|---|
|  <p>g) LCCT Fonte Z</p> <p>h) LCCT Quasi-Fonte Z</p> | <ul style="list-style-type: none"> 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: $V_D = V_{in} \frac{n}{1-(n+1)D_{st}} \quad (1.18)$ | <ol style="list-style-type: none"> 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 descontínua de corrente na entrada. |
|  <p>i) Fonte Z Gama</p> | <ul style="list-style-type: none"> Fator de ganho: $B = \frac{1}{1-\frac{(n-1)}{n}D_{st}} \quad (1.19)$ Tensão no capacitor C1: $V_{C1} = V_{in} \frac{1-D_{st}}{1-\frac{(n-1)}{n}D_{st}} \quad (1.20)$ Tensão no diodo: $V_D = V_{in} \frac{1}{n(1-D_{st})-1} \quad (1.21)$ | <ol style="list-style-type: none"> 1. Corrente descontínua na entrada; 2. Vantagem: Utiliza apenas um capacitor; 3. Desvantagens: <ol style="list-style-type: none"> a) Indutância de dispersão; b) Maiores esforços nos interruptores. |
|  <p>j) Fonte Z T</p> | <ul style="list-style-type: none"> 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: $V_D = V_{in} \frac{1+n+m}{1-(2+n+m)D_{st}} \quad (1.24)$ | <ol style="list-style-type: none"> 1. Condução descontínua 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 |
|--|---|---|
|  <p>k) Fonte Y</p> | <ul style="list-style-type: none"> • 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: $V_D = V_{in} \frac{\frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} - 1}{1 - \frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2} D_{st}} \quad (1.27)$ | <ol style="list-style-type: none"> 1. Condução descontínua na entrada; 2. Topologia com alto valor de ganho de tensão; 3. Presença de indutância de dispersão. |
|  <p>l) Quasi-Y</p> | <ul style="list-style-type: none"> • 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: $V_{C2} = V_{in} \frac{\frac{N_1 + N_3}{N_2 - N_3} D_{st}}{1 - \frac{N_1 + N_2}{N_2 - N_3} D_{st}} \quad (1.30)$ | <ol style="list-style-type: none"> 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 C₁ e C₂ 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.

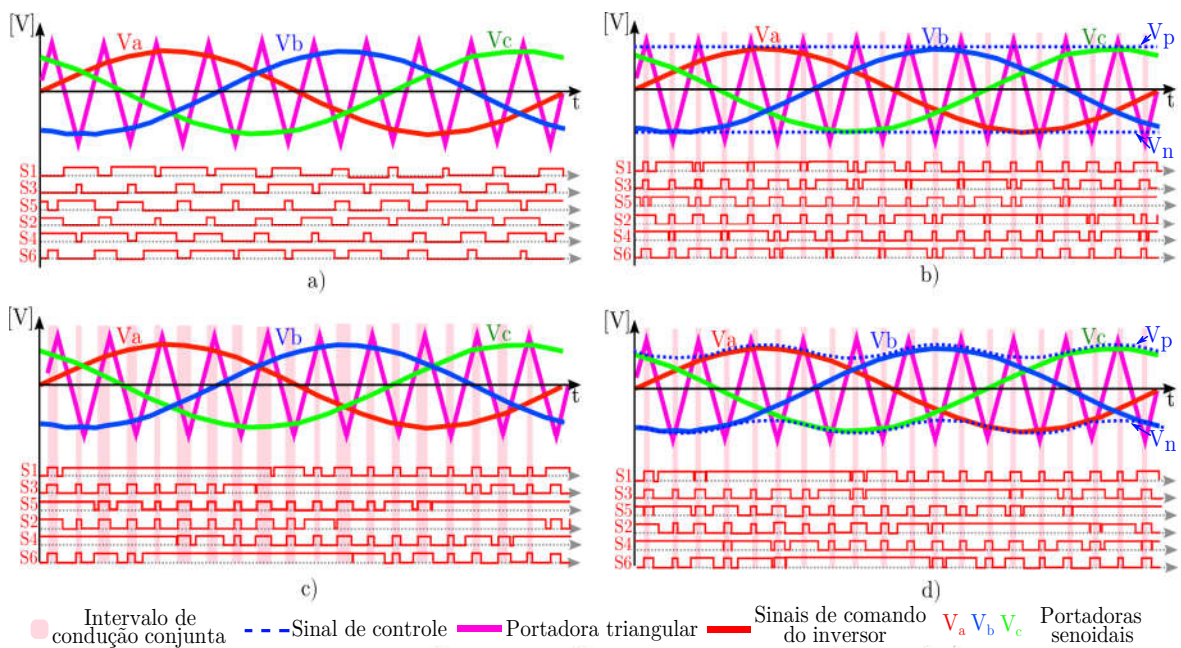
Generalizando-se a expressão exposta na equação (1.1), pode-se dizer que a relação de ganho de tensão G em um conversor baseado em rede de impedância pode ser dada por (1.31),

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 .

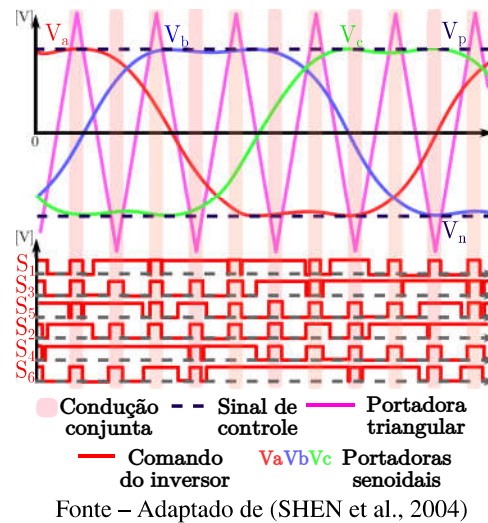
Nesse modo de operação, adicionam-se componentes senoidais ($V_{3h.a,b,c}$) com magnitude igual a $\frac{1}{6}$ da magnitude das portadoras senoidais de controle V_a , V_b e V_c e com frequência três vezes maior ($3\omega_1$). Logo, as portadoras senoidais resultantes tem a forma: $V_{3h.a,b,c}(\omega t) = V_{a,b,c}(\omega_1 t) + \frac{1}{6}V_{a,b,c}(3\omega_1 t)$. 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.

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 um 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.
- BEKIAROV, 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.; LATAIRE, 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.; LATAIRE, 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.