

Juliano de Azevedo Borges

**ANÁLISE E CONTROLE DO INVERSOR
COM FONTE DIVIDIDA CONECTADO À
REDE ELÉTRICA**

Alegrete - Brasil

2019

Juliano de Azevedo Borges

**ANÁLISE E CONTROLE DO INVERSOR COM
FONTE DIVIDIDA CONECTADO À REDE
ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Pampa - Alegrete,
como requisito parcial para obtenção do
grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica PPGEE

Alegrete - Brasil

2019

Juliano de Azevedo Borges

**ANÁLISE E CONTROLE DO INVERSOR COM FONTE DIVIDIDA
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

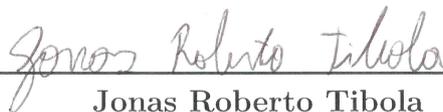
Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Pampa - Alegrete,
como requisito parcial para obtenção do
grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Trabalho de Conclusão defendido e aprovado em: Alegrete, 22 de Abril de 2019.

Banca examinadora:



Felipe Bovolini Grigoletto
Orientador
UNIPAMPA - Alegrete



Jonas Roberto Tibola
UFSM - Santa Maria



Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA - Alegrete

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

B732a Borges, Juliano de Azevedo
ANÁLISE E CONTROLE DO INVERSOR COM FONTE DIVIDIDA CONECTADO
À REDE ELÉTRICA / Juliano de Azevedo Borges.
168 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2019.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Controle Preditivo baseado em Modelos de Estados Finitos. 2. Inversores Tipo Fonte de Impedância. 3. Inversor com Fonte Dividida. I. Título.

Dedico este trabalho aos meus pais e minha esposa pelo amor, carinho e apoio de sempre.

"A felicidade resulta do esforço. A ausência de esforço gera frustração".

(Mário Sérgio Cortella)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus por me dar suporte espiritual nos momentos de angústias e incertezas ao longo dessa árdua caminhada até chegar ao final do desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus pais, João e Valdira, pelo apoio e sacrifícios que fizeram para que progredisse nos estudos. Sempre acreditaram que a educação é o melhor investimento!

A minha esposa, Talita, pela paciência e compreensão em vários momentos que tivemos que abdicar de realizar atividades de lazer e também de estar com os amigos e familiares em detrimento do desenvolvimento da pesquisa.

Ao meu orientador, Felipe Grigoletto, pela dedicação ímpar na orientação do presente trabalho. É um profissional extremamente dedicado e comprometido com suas atividades acadêmicas.

Aos colegas de trabalho da CORSAN, principalmente a Gestora do meu departamento, Bruna Stangherlin, que sempre foi bastante compreensiva com relação a flexibilidade de alguns horários e também por me incentivar a progredir nos estudos e por novas capacitações.

Aos colegas de pesquisa do Laboratório 115: Daniel Baú, Gabriel Cocco, Haiglan Plotsky, Wellington Freitas, Conrado e o técnico Cleiton Lucatel. Tivemos vários momentos de descontração e confraternizações que ajudaram muito nessa jornada, principalmente, no período inicial que fiquei como bolsista do Programa, no qual tive que me adaptar a uma nova cidade, longe de familiares e amigos.

A Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), que forneceu a infraestrutura para que fosse possível o desenvolvimento do trabalho.

RESUMO

Neste trabalho propõe-se a implementação de duas estratégias de controle. A primeira é chamada de Controle Preditivo baseado em Modelos de Estados Finitos (MPC - *Model Predictive Control*) e a segunda é o Controlador Linear Tipo Proporcional-Integral (PI) associado as técnicas de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*). O MPC, até então, não foi analisado para o Inversor de Fonte Dividida (SSI - *Split Source Inverter*). A estratégia de controle MPC escolhida é a de Conjunto Finito (FS-MPC - *Finite Set MPC*) considerando a análise do SSI trifásico conectado à rede. O controlador proposto implementa, através de um algoritmo, o modelo discreto do inversor fonte dividida para prever o comportamento futuro das correntes de entrada e saída para cada estado de comutação. A ação de controle é definida minimizando uma função custo que possui como parâmetros as amostras destas correntes, anteriormente citadas. Com relação ao Controlador PI são demonstradas a modelagem das malhas de controle das variáveis de tensão e correntes. Ainda, são evidenciados os critérios de projeto dos ganhos dos controladores e a modelagem das técnicas PWM. O SSI foi recentemente proposto como uma opção alternativa ao Inversor Fonte de Impedância (ZSI - *Z Source Inverter*), comumente usado. Esta topologia une a etapa de elevação e inversão de tensão em um único estágio e requer o mesmo número de chaves ativas dos inversores fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) convencionais, três diodos adicionais, dois elementos passivos (C e L) e os mesmos oito estados de comutação. O desempenho das estratégias de controle propostas são validadas através dos resultados de simulação.

Palavras-chave: Controle Preditivo baseado em Modelos de Estados Finitos, Inversores Fonte de Impedância, Inversor Fonte Dividida.

ABSTRACT

This paper proposes the implementation of two control strategies. The first one is called Predictive Control based on Finite State Models (MPC) and the second is the Proportional-Integral Linear Controller (PI) associated with the PWM (Pulse Width Modulation). The MPC, to date, has not been analyzed for the Split Source Inverter (SSI). The chosen MPC strategy of control is a Finite Set (FS-MPC - Finite Set MPC) considering a three-phase SSI analysis connected to the grid. The proposed controller implements, through an algorithm, the discrete model of the split source inverter to predict the future behavior of the input and output currents for each switching state. The control action is defined minimizing a cost function that has as parameters the samples of these currents, previously mentioned. In relation to the PI Controller, the modeling of the control meshes of the voltage and current variables is demonstrated. Also, the design criterion are highlighted of controller gains and the modeling of PWM. The SSI was recently constructed as an alternative option for commonly used Impedance Source Inverter (ZSI). This topology joins the stage of voltage rise and inversion in a single stage and requires the same number of active switches from the conventional Voltage Source Inverters (VSI), three additional diodes, two passive elements (C and L) and the same eight switching states. The performance of the proposed control strategies are validated through simulation results.

Key-words: Predictive Control based on Finite State Models, Impedance Source Inverter, Split Source Inverter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Matriz de Capacidade Instalada de Geração de Energia Elétrica - Dez/2017 (superior) e Dez/2018 (inferior).	35
Figura 2 – Projeção de Fontes de Energia e Demanda no mundo.	37
Figura 3 – Tendência mundial das energias renováveis.	37
Figura 4 – Mercado mundial de geração de energia solar - Evolução dos preços. . .	38
Figura 5 – Estrutura genérica das topologias fonte de impedância.	42
Figura 6 – ZSI.	43
Figura 7 – Modos de operação do ZSI: (a) <i>Shoot-Through</i> (b) <i>Non-Shoot-Through</i>	44
Figura 8 – Classificação das Topologias Fontes de Impedâncias.	45
Figura 9 – SSI conectado a ponte trifásica.	46
Figura 10 – Modos de operação do SSI: (a) Circuito equivalente durante a carga de L , (b) Circuito equivalente durante a descarga de L	46
Figura 11 – Estados de chaveamento do conversor <i>SSI</i> trifásico, desconsiderando as condições de carga (a) Estado 000 (b) Estado 001 (c) Estado 010 (d) Estado 011 (e) Estado 100 (f) Estado 101 (g) Estado 110 (h) Estado 111, onde “1” significa que a chave superior está acionada.	48
Figura 12 – Controle de corrente por histerese.	50
Figura 13 – Diagrama de Bode do Controlador Ressonante.	51
Figura 14 – Controle de corrente PWM.	53
Figura 15 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de segunda ordem subamortecido.	54
Figura 16 – Resposta a uma entrada em degrau unitário de um sistema de segunda ordem em função de ζ	54
Figura 17 – Limitação em amplitude do sinal de controle.	55
Figura 18 – Detalhe ponte trifásica.	57
Figura 19 – Sinais de referência equivalente para a estratégia SPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência)	58
Figura 20 – Vetores - SVPWM.	62
Figura 21 – Sequência de comutação, para um setor, usando a técnica de modulação SVPWM.	63

Figura 22 – Sinais de referência equivalente para a estratégia SVPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência)	64
Figura 23 – Sequência de comutação, para um setor, usando a técnica de modulação MSVPWM , onde t_x é o tempo de descarga do indutor e t_y é o tempo de carga para um ciclo de comutação.	68
Figura 24 – Sinais de referência equivalente para a estratégia MSVPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência).	69
Figura 25 – Gráfico comparativo entre as estratégias de modulação - $\frac{V_{inv}}{V_{in}}$ versus M	71
Figura 26 – Gráfico comparativo entre as estratégias de modulação - $\frac{V_{inv}}{V_{in}}$ versus $\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}}$	72
Figura 27 – Diagrama esquemático do controle de corrente de um inversor com controlador FCS-MPC.	73
Figura 28 – Algoritmo FS-MPC para controle de corrente.	74
Figura 29 – Diagrama temporal do <i>Model Predictive Control</i>	75
Figura 30 – Classificação das estratégias MPCs aplicados em conversores de potência e drives.	76
Figura 31 – Principais características das estratégias MPC mais utilizadas em aplicações relacionadas a eletrônica de potência.	79
Figura 32 – Diagrama de blocos para controle do SSI conectado à rede, através da estratégia de controle FS-MPC.	81
Figura 33 – Planta RL conectada na rede, em coordenadas abc	82
Figura 34 – Planta RL conectada na rede, em coordenadas $\alpha - \beta$	83
Figura 35 – Circuitos equivalentes de acordo com os estados de chaveamento j : (a) $j = 0, \dots, 6$, (b) $j = 7$	85
Figura 36 – Fluxograma da implementação do algoritmo de controle.	88
Figura 37 – Resultados de simulação para um degrau na corrente de entrada: correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).	90
Figura 38 – Resultados de simulação para um degrau na referência de energia reativa Q^* : correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).	91
Figura 39 – Resultados de simulação para um degrau na tensão do barramento CC: correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).	92

Figura 40 – FS-MPC conectado à rede: THD(%) da corrente de saída versus frequência de amostragem (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	95
Figura 41 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada versus frequência de amostragem (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	96
Figura 42 – FS-MPC conectado na rede: THD (%) da corrente de saída versus fator de ponderação ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	97
Figura 43 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada versus fator de ponderação ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	97
Figura 44 – FS-MPC conectado na rede: THD(%) na corrente de saída em relação a variação paramétrica de L_f (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	99
Figura 45 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada em relação a variação paramétrica de L_f (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).	100
Figura 46 – Tensões de fase do conversor (FS-MPC).	101
Figura 47 – Tensões de linha do conversor (FS-MPC).	101
Figura 48 – FFT das tensões de braço do inversor (FS-MPC).	102
Figura 49 – Diagrama de blocos do Controlador PI conectado à rede - Controle do barramento CC pelo lado da entrada.	103
Figura 50 – Sistema multimalhas - PI.	104
Figura 51 – Diagrama de blocos do Controlador PI conectado à rede - Controle do barramento CC pelo lado da saída.	108
Figura 52 – Detalhamento do diagrama de blocos da Modulação PWM.	108
Figura 53 – Região de linearidade do modulação geométrica.	111
Figura 54 – Diagrama de Bode da malha de controle das correntes de saída \mathbf{i}_{abc}	112
Figura 55 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador das correntes de saída \mathbf{i}_{abc}	113
Figura 56 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de entrada i_L	113
Figura 57 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador da corrente de entrada i_L	114
Figura 58 – Diagrama de Bode da malha de controle da tensão do barramento CC v_C	114
Figura 59 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador da tensão do barramento CC v_C	115
Figura 60 – Degrau i_L (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.	119

Figura 61 – Degrau Q^* (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.	120
Figura 62 – Degrau v_C (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.	121
Figura 63 – THD(%) das correntes de saída - Variação paramétrica L_f ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$ (referência), $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).	122
Figura 64 – Erro na corrente de entrada (%) - Variação paramétrica L_f ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$ (referência), $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).	123
Figura 65 – THD(%) das correntes de saída - Variação do Índice de Modulação M ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).	124
Figura 66 – Tensões de fase do conversor (PI-MSVPWM).	124
Figura 67 – Tensões de linha do conversor (PI-MSVPWM).	125
Figura 68 – Região de Operação (PI-MSVPWM).	125
Figura 69 – FFT das tensões de braço do inversor (PI-MSVPWM).	126
Figura 70 – Coordenadas abc	139
Figura 71 – Coordenadas $\alpha\beta 0$	140
Figura 72 – Coordenadas $dq0$	141
Figura 73 – Diagrama com os controladores de corrente e planta em coordenadas síncronas (dq).	143
Figura 74 – Inversor trifásico.	155
Figura 75 – Vetores - SVPWM.	157
Figura 76 – Retas de separação para a identificação dos setores.	158
Figura 77 – Retas limites de cada setor.	159
Figura 78 – Retas de separação para a identificação dos setores.	160
Figura 79 – Algoritmo para seleção dos setores.	161
Figura 80 – implementação da sequência de comutação proposta para o setor S1: (a) SETOR 02 - $R_{S1} > 0$ e $R_{S2} > 0$ (b) SETOR 05 - $R_{S1} < 0$ e $R_{S2} < 0$ (c) SETOR 01 - $R_{S1} > 0$, $R_{S2} < 0$ e $R_{S3} > 0$ (d) SETOR 03 - $R_{S1} < 0$, $R_{S2} > 0$ e $R_{S3} > 0$ (e) SETOR 04 - $R_{S1} < 0$, $R_{S2} > 0$ e $R_{S3} < 0$ (f) SETOR 06 - $R_{S1} > 0$, $R_{S2} < 0$ e $R_{S3} < 0$	166

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Exemplos de objetivos de controle e suas respectivas funções custo.	75
Tabela 2 – Estratégias MPC.	79
Tabela 3 – Estados de chaveamento, Tensão de saída e Tensão do indutor.	84
Tabela 4 – Dados de simulação - SSI conectado à rede (FS-MPC).	89
Tabela 5 – Dados de simulação - SSI conectado à rede (PI).	117
Tabela 6 – Ganhos dos controladores PI.	118
Tabela 7 – Estados de comutação, tensões por fase e vetor de tensão espacial.	157
Tabela 8 – Retas que definem os planos de separação.	158
Tabela 9 – Retas que definem os planos limites.	159
Tabela 10 – Matrizes de decomposição para os respectivos setores do plano $\alpha\beta$	163
Tabela 11 – Sequências de comutação - Setor 1.	163
Tabela 12 – Sequências de comutação - Setor 2.	164
Tabela 13 – Sequências de comutação - Setor 3.	164
Tabela 14 – Sequências de comutação - Setor 4.	164
Tabela 15 – Sequências de comutação - Setor 5.	164
Tabela 16 – Sequências de comutação - Setor 6.	165
Tabela 17 – Comparadores - SVPWM.	165

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
SSI	<i>Split Source Inverter</i>
FC-SSI	<i>Flying Capacitor SSI</i>
DC-SSI	<i>Diode Clamped SSI</i>
ZSI	<i>Z Source Inverter</i>
qZSI	<i>quasi-Z Source Inverter</i>
FB	<i>Full Bridge</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PR	Controlador Proporcional-Ressonante
PS	<i>Phase Shift</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
NLM	<i>Nearest Level Modulation</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso senoidal);
THPWM	<i>Third-Harmonic Injected Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso com injeção de terceira harmônica);
BTHPWM	<i>Biased Third-Harmonic Injected Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso com injeção de terceira harmônica polarizado);
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso por vetores espaciais);

MSVPWM	<i>Modified Space Vector Pulse Width Modulation</i> (Modulação modificada por largura de pulso por vetores espaciais);
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
FS-MPC ou FCS-MPC	<i>Finite Set MPC</i> ou <i>Finite Control Set MPC</i>
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set MPC</i>
OSV-MPC	<i>Optimal Switching Vector MPC</i>
OSS-MPC	<i>Optimal Switching Sequence MPC</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
EMPC	<i>Explicit MPC</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

i_L	Corrente de entrada ou corrente circulante pela malha do indutor L do SSI (valor instantâneo)
v_C	Tensão do barramento CC ou tensão sobre o capacitor C do SSI (valor instantâneo)
v_{inv}	Tensão do nível superior da ponte trifásica ou também tensão do barramento CC (valor instantâneo)
v_{sw}	Tensão de chaveamento dos diodos D do SSI (valor instantâneo)
v_{in}	Tensão da fonte CC de entrada (valor instantâneo)
i_C	Corrente circulante na malha do capacitor C do SSI (valor instantâneo)
I_L	Corrente de entrada ou corrente circulante pela malha do indutor L do SSI (valor médio)
V_C	Tensão do barramento CC ou tensão sobre o capacitor C do SSI (valor médio)
V_{inv}	Tensão do nível superior da ponte trifásica ou também tensão do barramento CC (valor médio)
V_{sw}	Tensão de chaveamento dos diodos D do SSI (valor médio)
V_{in}	Tensão da fonte CC de entrada (valor médio)
I_C	Corrente circulante na malha do capacitor C do SSI (valor médio)
V_{L1}	Tensão sobre o indutor L do SSI durante a etapa de carga (valor médio)
V_{L2}	Tensão sobre o indutor L do SSI durante a etapa de descarga (valor médio)
D_{carga}	Razão de carga do indutor L do SSI
D	Razão cíclica
D_{med}	Razão cíclica média
s_1, s_2 e s_3	Sinais de controle das chaves superiores da ponte trifásica

\bar{s}_1, \bar{s}_2 e \bar{s}_3	Sinais de controle das chaves inferiores da ponte trifásica
I_{REF+}	Referência superior do Controlador por Histerese
I_{REF-}	Referência inferior do Controlador por Histerese
I_o	Corrente medida da planta a ser controlada pelo Controlador por Histerese
ΔI	Ondulação de corrente para análise pelo Controlador por Histerese
$C_{den}(s)$	Denominador da função de transferência, no domínio s , do Controlador Proporcional-Ressonante (PR)
ω_r	Frequência de ressonância do Controlador PR
$C_{PR}(s)$	Função de transferência do Controlador PR
k_p	Ganho proporcional para o Controlador PR
$k_{i,r}$	Ganho integral para o Controlador PR
$C_{PI}(s)$	Função de transferência do Controlador Proporcional-Integral (PI)
$k_{i,i}$	Ganho integral para o Controlador PI
$M_p\%$	Máxima ultrapassagem percentual (<i>overshoot</i>)
t_d	Tempo de atraso (<i>delay time</i>)
t_r	Tempo de subida (<i>rise time</i>)
t_p	Tempo de pico (<i>peak time</i>)
t_s	Tempo de acomodação (<i>settling time</i>)
ζ	Fator de amortecimento
v_m	Tensões modulantes (referências para os sinais de controle das chaves)
v_{tri}	Portadora triangular
M	Índice de modulação em amplitude
M_f	Índice de modulação em frequência
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{min}	Razão cíclica mínima
T_s	Tempo de amostragem ou chaveamento (<i>Sampling time</i>)

f_s	Frequência de amostragem ou chaveamento (<i>Sampling frequency</i>)
f_1	Frequência fundamental
ΔI_L	Ondulação da corrente que circula sobre o indutor L do SSI
ΔV_{inv}	Ondulação da tensão sobre o capacitor C do barramento CC
K	Constante de ΔV_{inv} do projeto de C para o SPWM
j	Estados de comutação do conversor, $j = \{0, 1, \dots, 7\}$
\mathbf{v}_{ref}	Tensão de referência a ser sintetizado pela técnica de modulação <i>Space Vector</i>
T_a e T_b	Tempos dos vetores ativos, para implementação da técnica de modulação <i>Space Vector</i> , em cada instante de amostragem T_s
T_0 e T_7	Tempos dos vetores nulos ou zeros, para implementação da técnica de modulação <i>Space Vector</i> , em cada instante de amostragem T_s
v_a e v_b	Tensões dos vetores ativos, para implementação da técnica de modulação <i>Space Vector</i> , em cada instante de amostragem T_s
v_0 e v_7	Tensões dos vetores nulos ou zeros, para implementação da técnica de modulação <i>Space Vector</i> , em cada instante de amostragem T_s
t_y	Tempo de carga do indutor L , em cada instante de amostragem T_s
t_x	Tempo de descarga do indutor L , em cada instante de amostragem T_s
$V_{\phi 1}$	Tensão de fase de saída do conversor
ΔI_{Lh}	Ondulação da corrente i_L em altas frequências
ΔI_{Ll}	Ondulação da corrente i_L em baixas frequências
ΔV_{invh}	Ondulação da tensão do barramento CC v_{inv} em altas frequências
ΔV_{invl}	Ondulação da tensão do barramento CC v_{inv} em baixas frequências
T_z	Tempo total para os vetores nulos para as técnicas de modulação <i>Space Vector</i>
T_{zm}	Tempo total para o vetor nulo t_7 na técnica de modulação MSVPWM
T_z^*	Tempo total para o vetor nulo t_0 na técnica de modulação MSVPWM
i^P	Corrente predita MPC controle de corrente genérico

i^*	Corrente de referência MPC controle de corrente genérico
g	Função custo do Controlador MPC
$\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}_d$ e \mathbf{D}_d	Matrizes do modelo em espaço de estados discreto
\mathbf{u}	Variáveis de entrada do modelo em espaço de estados
\mathbf{x}^*	Referências do modelo em espaço de estados
\mathbf{x}^P	Variáveis preditas no modelo em espaço de estados
\mathbf{x}	Variáveis medidas no modelo em espaço de estados
λ	Fator de ponderação ou fator de peso da função custo g do MPC
P^*	Potência ativa de referência da rede
Q^*	Potência reativa de referência da rede
P^P	Potência ativa de predita da rede
Q^P	Potência reativa de predita da rede
P^*	Potência ativa de referência da rede
R_f	Resistência do filtro de saída (lado CA)
L_f	Indutância do filtro de saída (lado CA)
r_L	Resistência do indutor de entrada L do SSI
L	Indutor de entrada do SSI
C	Capacitor de entrada do SSI
\mathbf{u}_{abc}^*	Tensões de referência na saída do conversor, em coordenadas abc
\mathbf{u}_{abc}	Tensões medidas na saída do conversor, em coordenadas abc
\mathbf{v}_{abc}	Tensões medidas do lado da rede, em coordenadas abc
$\mathbf{v}_{\alpha\beta}$	Tensões medidas do lado da rede, em coordenadas $\alpha\beta$
i_L^P	Corrente de entrada do MPC predita
v_C^P	Tensão predita do barramento CC ou sobre o capacitor do SSI
\mathbf{i}_{abc}	Correntes de saída, em coordenadas abc
e_i	Erro das correntes de saída, em coordenadas $\alpha\beta$

$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	Correntes de saída medidas, em coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^P$	Correntes de saída previstas, em coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$	Correntes de saída de referência, em coordenadas $\alpha\beta$
i_L^*	Corrente de entrada do MPC de referência
v_C^*	Tensão de referência do barramento CC ou sobre o capacitor do SSI
$T_{\alpha\beta}$	Matriz de transformação entre as coordenadas abc para $\alpha\beta$
T_{dq}	Matriz de transformação entre as coordenadas abc para dq
P_g	Potência ativa medida do lado da rede (g - <i>grid</i>)
Q_g	Potência reativa medida do lado da rede (g - <i>grid</i>)
i_{Lo}	Corrente equivalente de saída do conversor (utilizado na modelagem do conversor para o MPC)
N	Número total de amostras consideradas para o cálculo do erro médio das variáveis de corrente e tensão da modelagem
$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\alpha)}$	Erro na corrente de saída, em coordenada α
$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\beta)}$	Erro na corrente de saída, em coordenada β
$E_{i_{Lo}}$	Erro médio quadrático da corrente de saída.
E_{i_L}	Erro médio (média aritmética) da corrente de entrada
E_{v_C}	Erro médio (média aritmética) da tensão do barramento CC
g_1 e g_2	Funções custo definidas para a modelagem de controle de corrente MPC
$\hat{v}_C(s)$	Distúrbio na tensão do barramento CC
$\hat{i}_L(s)$	Distúrbio na corrente de entrada
$\hat{d}(s)$	Distúrbio na razão cíclica
$G_{v_C}(s)$	Função de transferência que relaciona $\frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_L(s)}$
$G_{i_L}(s)$	Função de transferência que relaciona $\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}$
$G_{PI_v}(s)$	Função de transferência do controlador PI do barramento CC
$G_{PI_i}(s)$	Função de transferência do controlador PI da corrente de entrada

$G_{MF_i}(s)$	Função de transferência do controlador PI da corrente de entrada em malha fechada
$G_{MF_v}(s)$	Função de transferência do controlador PI da tensão do barramento CC em malha fechada
ω_n	Frequência nominal
ω_b	Banda de passagem
k_{Pi}	Ganho proporcional do controlador PI de i_L
k_{Ii}	Ganho integral do controlador PI de i_L
k_{Pv}	Ganho proporcional do controlador PI de v_C
k_{Iv}	Ganho integral do controlador PI de v_C
A, B, C e E	Matrizes dinâmicas da modelagem de pequenos sinais do SSI
X, U e Y	Variáveis do modelo médio da modelagem de pequenos sinais do SSI
A₁, A₂, B₁, B₂, C₁, C₂, E₁ e E₂	Matrizes dinâmicas do modelo médio para os dois modos de operação do SSI
μ_a, μ_b e μ_c	Referências de tensão de entrada para o modulador da malha de controle PI
v_{ag}, v_{bg} e v_{cg}	Modulantes ou sinais de referência para gerar os sinais de controle das chaves
X_{PI_i}	Ação de controle de i_L para o SSI
X_{PI_v}	Ação de controle de v_C para o SSI
$X_{PI_{id}}$	Ação de controle das correntes de saída em coordenada d
$X_{PI_{iq}}$	Ação de controle das correntes de saída em coordenada q
e_{di}	Erro das correntes de saída em coordenada d
e_{qi}	Erro das correntes de saída em coordenada q
M_{ca}	Módulo quadrático das tensões de saída do controlador (μ_d e μ_q)
R_1, R_2 e R_3	Restrições para operação no regime linear do conversor SSI implementando a técnica de modulação PWM
LS	Limite superior para operação no regime linear

LI	Limite inferior para operação no regime linear
v_o	Tensão de modo comum
V_m	Tensão máxima ou tensão de pico das referências senoidais
\hat{x} , \hat{y} e \hat{u}	Variáveis perturbadas ou distúrbios em variáveis de tensão e corrente
F , G , W , R e dist	Matrizes resultantes do modelo equivalente de pequenos sinais
R_{S1} , R_{S2} e R_{S3}	Retas de separação que definem os planos de separação para seleção dos setores da técnica de modulação <i>Space Vector</i>
R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} , R_{L4} , R_{L5} e R_{L6}	Retas limites que definem o limite do valor de referência a ser sintetizado, em cada setor selecionado, na técnica de modulação <i>Space Vector</i>
M_1 , M_2 , M_3 , M_4 , M_5 e M_6	Matrizes de decomposição para implementação da técnica de modulação <i>Space Vector</i>
T_{PER}	Amplitude da portadora triangular
v_{ma} , v_{mb} e v_{mc}	Comparadores <i>Space Vector</i>
$S1$, $S2$, $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$	Setores do <i>Space Vector</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	Motivação	34
1.2	Metodologia	38
1.3	Objetivos	39
1.3.1	Objetivo Geral	39
1.3.2	Objetivos Específicos	39
1.4	Organização do Trabalho	39
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	41
2.1	Topologias Fontes de Impedância	41
2.2	Split Source Inverter	45
2.3	Métodos clássicos de controle	49
2.3.1	Controle de Corrente por Histerese	49
2.3.2	Controle de Corrente Proporcional-Ressonante	50
2.3.3	Controle PI	52
2.3.4	Ação <i>Anti-Windup</i>	55
2.4	Técnicas PWM	56
2.4.1	SPWM	56
2.4.2	SVPWM	61
2.4.3	MSVPWM	68
2.5	MPC	72
2.5.1	CCS-MPC	76
2.5.2	FCS-MPC	77
3	CONTROLE PREDITIVO	81
3.1	Modelagem	81
3.1.1	Modelagem das correntes de saída	82
3.1.2	Modelagem da tensão no capacitor do barramento CC	83
3.1.3	Modelagem do conversor	84
3.1.4	Função Custo	87
3.2	Resultados de Simulação	89
3.3	Análises de Desempenho	92
3.4	Conclusões do Capítulo	102
4	CONTROLE LINEAR	103
4.1	Modelagem pelo lado CC	103

4.1.1	Malha Interna	104
4.1.2	Malha Externa	106
4.2	Modelagem pelo lado CA	107
4.3	Modelagem	108
4.3.1	Modulação PWM	109
4.3.2	Projeto dos Ganhos dos Controladores	112
4.3.3	Modelagem da Corrente de entrada	115
4.3.4	Modelagem da Tensão do Barramento CC	115
4.3.5	Modelagem das Correntes de Saída	116
4.4	Resultados de Simulação	117
4.5	Análises de desempenho	122
4.6	Conclusões do Capítulo	126
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	127
5.1	CONCLUSÃO GERAL	127
5.2	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	128
5.3	TRABALHOS PUBLICADOS	128
	REFERÊNCIAS	129
	APÊNDICES	137
	APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA	139
A.1	Sistemas de Coordenadas	139
A.1.1	Transformada de Clarke	139
A.1.2	Transformada de Park	141
	APÊNDICE B – PROJETO DOS CONTROLADORES PI DE CORRENTE	143
	APÊNDICE C – MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO INVERSOR FONTE DIVIDIDA	147
C.1	Modelo de Pequenos Sinais	147
C.2	Modelo de Pequenos Sinais em Espaço de Estados - SSI	150
C.3	Representação do sistema no domínio frequência - SSI	153
	APÊNDICE D – MODULAÇÃO SVPWM	155
D.1	Definição dos vetores da tensão de saída do inversor	156
D.2	Identificação dos Planos de Separação	157

D.3	Identificação dos Planos Limites	158
D.4	Obtenção das matrizes de decomposição	161
D.5	Seqüências de comutação	163

1 INTRODUÇÃO

O crescimento da geração distribuída, nos últimos anos, impulsionou o desenvolvimento de novas topologias de conversores (MENESES et al., 2013). Em várias aplicações, a tensão CA requerida excede a tensão de entrada CC, portanto, as arquiteturas convencionais em dois estágios, que incluem o conversor para elevação de tensão mais o inversor de fonte de tensão, são necessários para processar a energia da fonte.

Alternativamente, o Inversor de Fonte de Impedância (ZSI - *Z-Source Inverter*) (SIWAKOTI et al., 2015a) originalmente proposto por (PENG, 2002) foi utilizado para fornecer um número reduzido de estágios de conversão de energia com capacidade de aumento de carga e menor número de componentes. No entanto, estados de comutação adicionais são necessários para produzir o estado de curto-circuito da saída do conversor (chamado de *shoot-through*). Por outro lado, o inversor de fonte dividida (SSI - *Split Source Inverter*) foi recentemente proposto por (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a) e apresenta alguns recursos interessantes quando comparado ao ZSI. Ele apresenta uma única etapa de conversão de energia e emprega um inversor convencional que gera oito estados de chaveamento com três diodos adicionais (um por braço/fase) e dois elementos passivos (L e C). Como mérito, apresenta reduzido esforço de tensão nos dispositivos para maiores ganhos de tensão. No entanto, como desvantagens, a topologia apresenta assimetria com relação as correntes das chaves superiores e inferiores e altas frequências de comutação nos diodos de entrada.

Uma melhoria na topologia SSI para reduzir as altas perdas de diodos foi proposta em (LEE; HENG, 2017). Além disso, as topologias multiníveis foram derivadas do inversor de fonte dividida como o *Flying Capacitor* (FC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016b) e o *Diode-Clamped* (DC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016).

Quando se trata de estratégias de controle para o SSI, até o presente momento, uma estratégia de controle desacoplada foi desenvolvida em (ABDELRAZEK et al., 2017). Esta estratégia de controle é realizada em eixos de referência síncrona e usa a técnica *Space Vector* Modificada (MSVPWM - *Modified Space Vector Pulse Width Modulation*). A topologia SSI possui como grande mérito não requerer nenhuma sequência de comutação especial para sua operação, por isso, torna-se possível a implementação das técnicas de modulação já bastante difundidas na literatura, tais como: SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*), THPWM (*Standard Third-Harmonic Injected Pulse Width Modulation*), BTHPWM (*Biased Third-Harmonic Injected Pulse Width Modulation*), entre outras.

Ao longo dos últimos anos, o Controle Preditivo baseado em modelo de estados (MPC

-*Model Predictive Control*) foi utilizado com sucesso para o controle de conversores fonte de tensão (RODRIGUEZ et al., 2007; VAZQUEZ et al., 2017). Em termos gerais, o controle preditivo pode ser considerado como qualquer algoritmo que utiliza o modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e seleciona a ação de controle mais apropriada com base em um critério de otimização (KOURO et al., 2009; YOUNG et al., 2014).

Entre as várias abordagens, o Controle Preditivo baseado em Modelo de Estados (FS-MPC -*Finite Set MPC*) faz uso da natureza discreta inerente dos conversores de energia (YOUNG MARCELO A. PEREZ, 2014). Uma vez que o conversor possui um número finito de estados de comutação, o problema de otimização é limitado para prever o comportamento do sistema para esses possíveis estados de comutação em um curto horizonte (KOURO et al., 2009). Foram propostas modificações em estratégias MPC (CORTES; VATTUONE; RODRIGUEZ, 2011; MATHEW; SHUKLA; BANDYOPADHYAY, 2016).

Foi obtido êxito nas implementações do FS-MPC em conversores Fonte de Impedância para superar o efeito de fase não-mínima e a limitação entre o *Shoot-Through* e o índice de modulação (BAKEER; ISMEIL; ORABI, 2016; BAYHAN et al., 2017; MOSA; BALOG; ABU-RUB, 2017), onde a corrente no indutor, a tensão no capacitor e as tensões de saída são exemplos dos principais objetivos de controle.

Com base na situação atual, através de uma breve cronologia demonstrada sobre os estudos realizados com relação ao controlador MPC e também a topologia SSI, está sendo proposto neste trabalho o estudo do Controlador Preditivo Baseado em Modelos de Estados Finitos para Inversores Trifásicos Tipo Fonte Dividida. Onde a estratégia de controle MPC, até então, não foi analisada para esta topologia. O controlador proposto implementa o modelo discreto do SSI para prever o comportamento futuro das correntes de entrada e saída para cada estado de comutação. A ação de controle é definida minimizando uma função custo (g_j). Além disso, um controlador linear tipo proporcional-integral (PI) é utilizado para regular a tensão do barramento CC. Ainda, são implementadas técnicas de controle e modulações clássicas para esta topologia, tendo como objetivo estabelecer parâmetros de análise com relação a estratégia MPC. Ao final, os resultados são apresentados para demonstrar o desempenho dos controladores propostos.

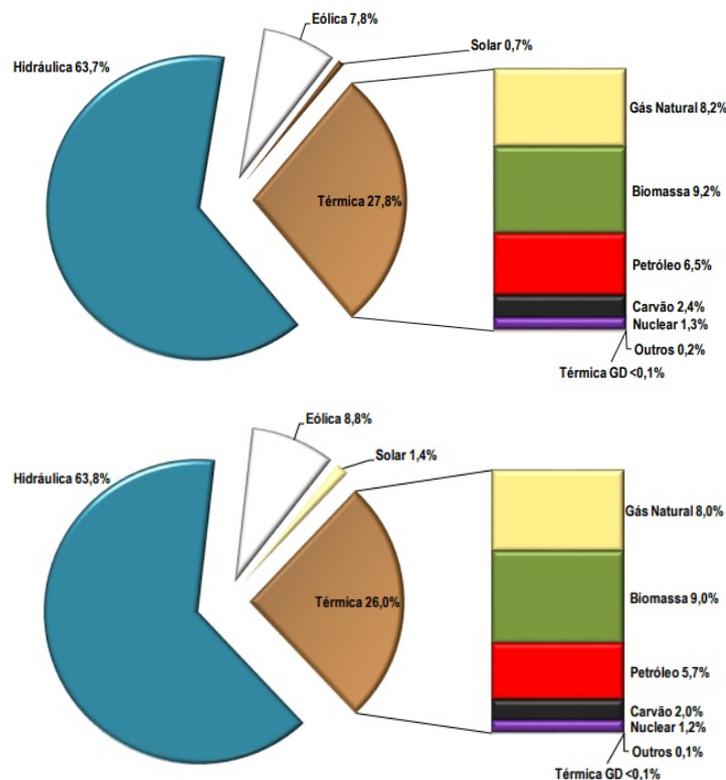
1.1 MOTIVAÇÃO

O cenário atual está favorável ao investimento em energias renováveis. Dados recentes dos principais órgãos mundiais, relacionados à geração de energia, demonstram esta transição entre as modalidades de geração, em que as energias renováveis ganham cada vez mais espaço na matriz energética. As informações apresentadas demonstram recorde de novas adições de capacidade de energia renovável instalada, redução rápida dos custos e desacoplamento do crescimento econômico e das emissões de dióxido de carbono (CO_2) relacionadas à produção de energia elétrica (REN21, 2017).

No Brasil, os Boletins Mensais de Monitoramento do Sistema Elétrico Brasileiro do Ministério de Minas e Energia (MME, 2017a; MME, 2018), demonstram que as fontes renováveis estão ganhando cada vez mais espaço na matriz energética e, em contrapartida, as fontes térmicas tem tido significativa redução. Atualmente, as fontes renováveis (hidráulica + biomassa + eólica + solar) representam 83,0 % da capacidade instalada de geração de energia elétrica brasileira. A Figura 1 ilustra, claramente, o avanço da representatividade na matriz energética das fontes eólica e solar, no último ano.

O Plano Decenal de Expansão (2016-2026), também apresentado pelo Ministério de Minas e Energia (MME, 2017b), aponta que 75% da expansão planejada (64 GW) está baseada em fontes renováveis, sendo 54% de eólica, solar, biomassa e PCHs. Os investimentos estimados, no período, em eólica e solar são de 12,7 bilhões de reais por ano. No planejamento o que é relevante é o acréscimo de fontes eólicas no SIN (Sistema Interligado Nacional), já que a previsão é de 185% de acréscimo (10 GW, em 2016, para 28,5 GW, em 2026). No ano de 2016, o Brasil foi o quarto no mundo em novas instalações de geração eólica e ocupava a nona posição no mundo em capacidade instalada desta fonte de geração.

Figura 1 – Matriz de Capacidade Instalada de Geração de Energia Elétrica - Dez/2017 (superior) e Dez/2018 (inferior).



Fonte: (MME, 2017a) e (MME, 2018).

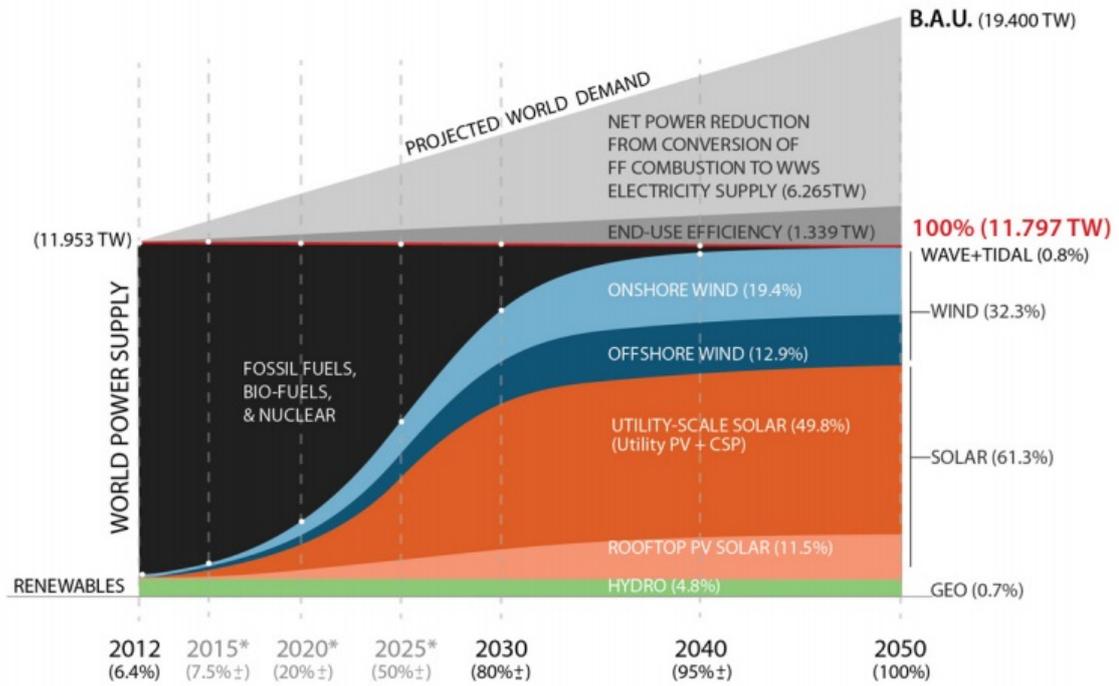
Em 2015 foi lançado o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica - ProGD (MME, 2015), para ampliar e aprofundar as ações de estímulo à geração de energia pelos próprios consumidores, com base nas fontes renováveis de energia (em especial a solar fotovoltaica). O Programa pode movimentar pouco mais de 100 bilhões de reais em investimentos, até 2030. A previsão é que, até 2030, 2,7 milhões de unidades consumidoras poderão ter energia gerada por elas mesmas, entre residência, comércios, indústrias e no setor agrícola, o que pode resultar em 23.500 MW (48 TWh produzidos) de energia limpa e renovável, o equivalente à metade da geração da Usina Hidrelétrica de Itaipu. Com isso, o Brasil pode evitar que sejam emitidos 29 milhões de toneladas de CO_2 na atmosfera.

Novas normativas e incentivos fiscais tem favorecido para que haja o crescimento de sistemas de geração distribuídas. Um dos grandes motivadores para isto, foi a elaboração da Resolução Normativa n° 482/2012 (ANEEL, 2012; MME, 2017c), com Resolução Complementar n° 687/2015 (ANEEL, 2015).

Esta Resolução define uma série de critérios necessários a conexão ao SIN e, também, as formas de compensação por esta energia fornecida ao sistema. Atendendo a estes critérios, um consumidor de energia elétrica pode instalar pequenos geradores em sua unidade consumidora (como, por exemplo, painéis fotovoltaicos e pequenas turbinas eólicas) e a energia gerada é usada para abater o consumo de energia elétrica da unidade. A RN n° 482/2015 também permite a instalação de sistemas de geração distribuída em locais diferentes do ponto de consumo. Para tanto, existem as seguintes alternativas: Autoconsumo Remoto, Condomínio e Geração Compartilhada.

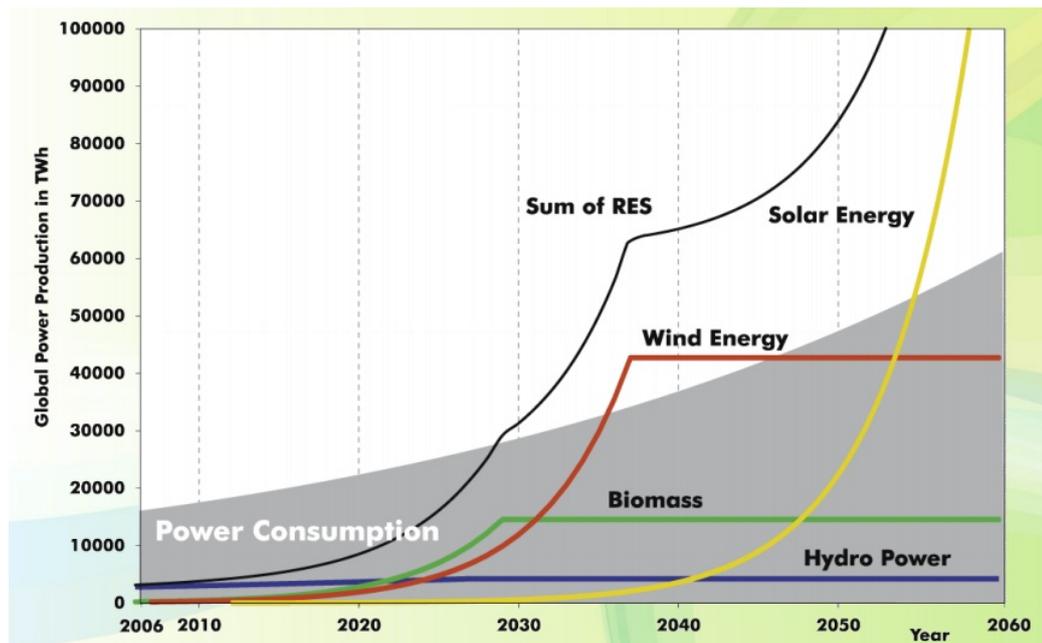
Em (FRAUNHOFER - ISE, 2018; GWEC, 2017; FRAUNHOFER - IWES, 2018; STANFORD UNIVERSITY, 2015) é apresentado o novo cenário mundial com a projeção para as próximas décadas que é bastante otimista. Tendo como grande destaque um crescimento exponencial da energia solar e sendo a principal fonte, juntamente com a eólica (em menor proporção), responsável por suprir o crescimento da demanda por energia elétrica. As Figuras 2 e 3 ilustram, claramente, a projeção deste novo panorama.

Figura 2 – Projeção de Fontes de Energia e Demanda no mundo.



Fonte: (STANFORD UNIVERSITY, 2015).

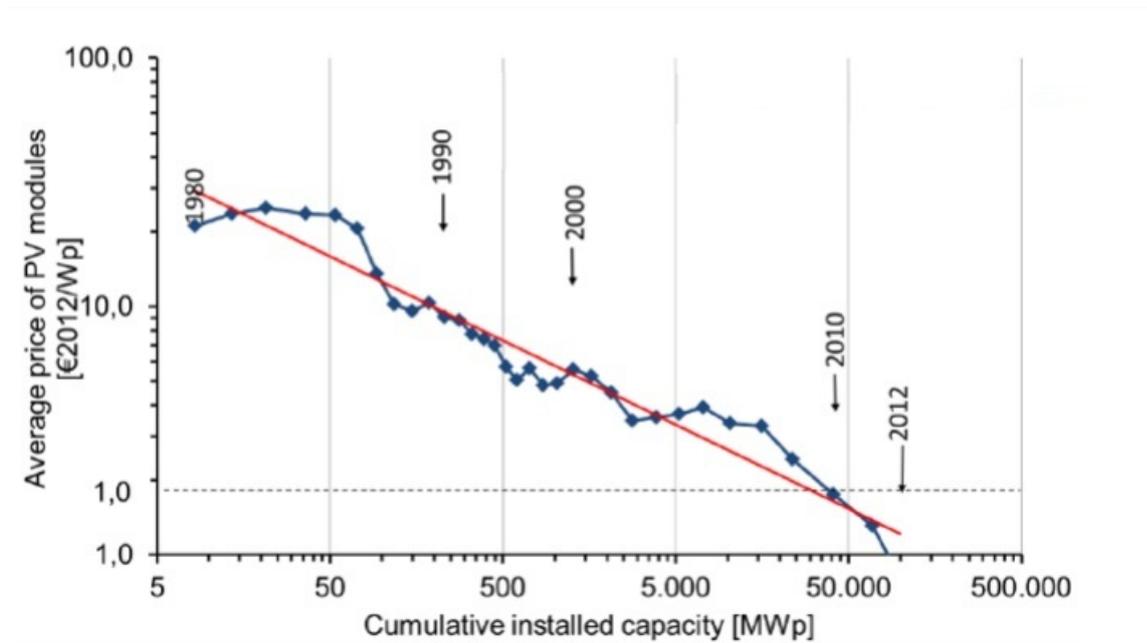
Figura 3 – Tendência mundial das energias renováveis.



Fonte: (FRAUNHOFER - IWES, 2018).

Na Figura 4 demonstra-se a evolução dos preços do mercado de energia solar, em que a média de preços dos módulos fotovoltaicos caem cerca de 20% a cada vez que o volume de vendas acumulado dobra. O que torna esta modalidade de geração cada vez mais atrativa a novos investimentos.

Figura 4 – Mercado mundial de geração de energia solar - Evolução dos preços.



Fonte: (FRAUNHOFER - ISE, 2018).

O presente trabalho insere-se neste novo contexto de energia no mundo, em que o aumento da representatividade na matriz energética das fontes renováveis acabam impulsionando o desenvolvimento de novas topologias de conversores e buscando o aumento da eficiência e performance das difundidas no mercado. Tendo como intuito, principalmente, a redução de custos em seus elementos de projeto para que o retorno do investimento no sistema de geração de energia elétrica seja o mais breve possível e o torne competitivo no mercado.

1.2 METODOLOGIA

Primeiramente, foi realizada a revisão bibliográfica das topologias de inversores fonte de impedância desenvolvidos até o presente momento. Em função dessa revisão foi demonstrado um estudo comparativo entre as diferentes possibilidades de topologias.

Após, foi realizada a modelagem da estrutura SSI associado ao inversor trifásico, definindo abordagens deste sistema conectado à rede.

O próximo passo foi a elaboração do algoritmo para implementação da estratégia de controle MPC e a definição dos critérios envolvidos para determinação da função custo.

Na sequência foram avaliados os resultados em nível de simulação, para validar o modelo desenvolvido. Tomando como base a inserção de perturbações em variáveis importantes para o sistema, tais como: corrente de entrada (i_L), corrente de saída (i_{Lo}), potências (P_g e Q_g) e foram analisadas as respostas do sistema diante destas perturbações.

A penúltima etapa, como forma de realizar uma segunda abordagem de controle do SSI, foi desenvolvida também a modelagem do Controlador Linear tipo Proporcional-Integral.

A última etapa foi a análise dos resultados do Controlador Linear frente as perturbações das variáveis do sistema.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo do presente trabalho é realizar a implementação da topologia de inversores alimentados em Tensão de Fonte Dividida utilizando Controlador Preditivo baseado em modelo de estados finitos e também Controlador tipo Proporcional-Integral associado a técnicas de modulação PWM.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

De forma detalhada, os objetivos específicos deste trabalho são:

- A. Descrever o modelo adequado do Inversor Alimentado em Tensão de Fonte Dividida;
- B. Desenvolver e analisar estratégias de controle MPC que possam ser aplicadas ao conversor em estudo;
- C. Desenvolver e analisar estratégias de controle linear associadas as diferentes técnicas de modulações por largura de pulso;
- D. Realizar ensaios, em nível de simulação, para analisar o desempenho das estratégias de controle definidas;

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No presente Capítulo são apresentados os objetivos, metodologia e motivações para desenvolvimento do trabalho proposto.

No Capítulo 2 é evidenciada a Revisão Bibliográfica. São abordadas as topologias Fonte de Impedância, métodos clássicos de controle linear, técnicas de modulação e também sobre as variantes do método de Controle Preditivo aplicados à eletrônica de potência.

No Capítulo 3 é abordada a modelagem do Controlador Preditivo. Este Capítulo é dividido em duas partes principais. A primeira parte trata sobre a modelagem do conversor Fonte Dividida, no qual são demonstrados os modos de operação e a modelagem nos domínios de tempo contínuo e discreto. E a segunda parte diz respeito a modelagem do controlador FS-MPC, onde são explorados os critérios adotados para determinação da função custo, bem como o algoritmo de implementação da estratégia de controle. É realizada a implementação do controlador e são analisados os resultados do conversor SSI conectado à rede.

No Capítulo 4 é desenvolvida a modelagem do Inversor Fonte Dividida utilizando Controlador Linear do tipo Proporcional-Integral. É demonstrado a modelagem dos controladores e são analisados os resultados de simulação deste sistema conectado à rede.

Por fim, no Capítulo 5, são apresentadas as considerações finais e conclusões gerais extraídas deste documento. Também são citadas as publicações que foram originadas no processo de pesquisa durante o desenvolvimento deste trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O Capítulo 2 tem como objetivo demonstrar o embasamento teórico necessário para o bom entendimento das modelagens desenvolvidas neste trabalho. São apresentadas as principais topologias Fonte de Impedância e as estratégias de controle e modulação comumente implementadas a estes conversores.

2.1 TOPOLOGIAS FONTES DE IMPEDÂNCIA

As topologias Fonte de Impedância fornecem um meio eficiente de conversão de energia entre a fonte e a carga a uma ampla gama de aplicações de conversão de energia elétrica: CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA. Outra importante característica destas topologias é o reduzido número de interruptores de potência quando comparados com estruturas convencionais de dois estágios de conversão (Conversor CC/CC + Inversor).

Várias topologias e métodos de controle são compilados em (SIWAKOTI et al., 2015a) e (SIWAKOTI et al., 2015b), respectivamente, utilizando diferentes redes de fonte de impedância: acionamentos com velocidade ajustável (PENG, 2003b; JOSEPH; ORTIZ-RIVERA, 2005), fontes de alimentação ininterruptas (*Uninterruptible Power Supply* - UPS) (ZHOU et al., 2008; KULKA; UNDELAND, 2008), geração distribuída, tais como: células combustíveis, energia fotovoltaica, energia eólica, etc; (LI et al., 2013; SIWAKOTI; TOWN, 2013; GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007; GE et al., 2013; ABU-RUB et al., 2013; PARK et al., 2009; LI et al., 2009; LIU et al., 2011; HUSSINIEN; TAHA; MAHGOUB, 2015; SHRIVASTAVA; KARKAR; SINGH, 2016), armazenamento de energia através de baterias ou supercapacitores (LIU et al., 2013; CINTRON-RIVERA et al., 2011; SU et al., 2014; LIANG et al., 2016; RASIN; RAHMAN, 2015), veículos elétricos (SHEN et al., 2007; GUO et al., 2013; PENG; SHEN; HOLLAND, 2007), entre outros.

Associando a escolha adequada dos dispositivos de comutação, topologias e configurações, são possíveis uma grande variedade de topologias de conversores com diversas características:

- Níveis de tensão de saída
 - Redução de tensão (*Buck*);
 - Elevação de tensão (*Boost*); e
 - Elevação-redução de tensão (*Buck-Boost*).
- Fluxo de energia
 - Unidirecionais; e

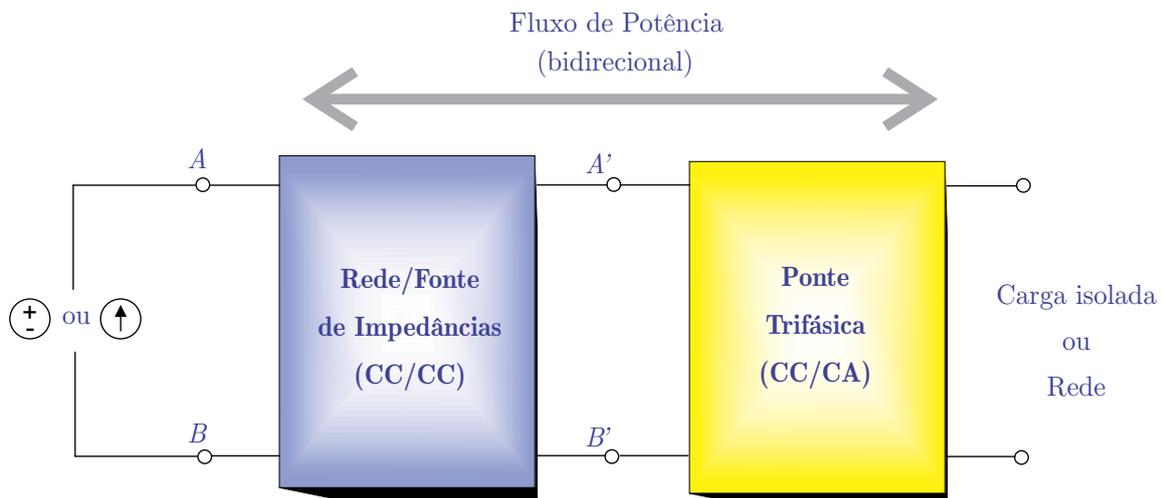
Bidirecionais.

- Conexões de saída
Isolados; e
Não-isolados.
- Entre outras.

Atualmente uma atenção especial tem sido dada aos sistemas de geração distribuída. Grande parte destes sistemas requerem um conversor estático para a conexão com a rede. Tradicionalmente, dois tipos de inversores são utilizados, conhecidos por VSI (*Voltage Source Inverter*) e CSI (*Current Source Inverter*). Uma vez que as fontes primárias possuem características variáveis e intermitentes, isto resulta em uma ampla faixa de tensão CC disponível. Então, ambos possuem limitada faixa de operação, quando utilizados em geração distribuída. Este fato pode ser superado com o uso de conversores CC-CC para ampliar a faixa de operação dos inversores, resultando em uma topologia com dois estágios de conversão.

A Figura 5 apresenta a configuração genérica da topologia fonte de impedância para sistemas de conversão de energia elétrica com inúmeras possibilidades de configurações de comutação dependendo dos requisitos da aplicação.

Figura 5 – Estrutura genérica das topologias fonte de impedância.



Fonte: Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2015a).

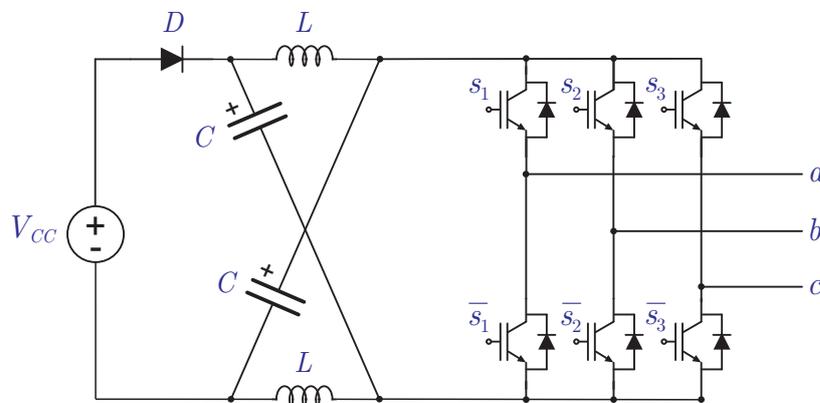
Para utilizar as propriedades da Rede de Fonte de Impedâncias, diferentes configurações de chaveamento podem ser adotadas e moduladas com diferentes estratégias PWM e técnicas de controle para atender a vários requisitos de aplicação (SIWAKOTI et al., 2015a; SIWAKOTI et al., 2015b).

Os circuitos alimentados pelos Inversores Fonte de Impedância são implementados em aplicações fotovoltaicas (*photovoltaic - PV*), principalmente, devido a sua configuração permitir, em um único estágio, boa capacidade de elevação ou redução (*buck/boost*) de tensão e propiciar maior confiabilidade para o sistema. Isto acontece porque existe uma rede de impedâncias de acoplamento do circuito principal do inversor (circuito de chaveamento) com a fonte CC (PV), fazendo com que a ZSI alcance tensões de *buck/boost* em um único estágio, sem a necessidade de introdução de mais dispositivos de comutação.

A fim de unir os dois estágios em apenas um conversor, (PENG, 2003a; PENG, 2002) propõe o uso do inversor fonte de impedância. Além de unir as características de CC-CC e CC-CA este conversor pode operar como elevador ou rebaixador de tensão.

A topologia básica é demonstrada na Figura 6 e pode ser generalizada como uma rede de duas entradas sendo formada pela combinação de dois elementos armazenadores de energia (L e C). Entretanto, diferentes configurações de rede são possíveis para melhorar o desempenho deste circuito de referência, através da adição de diferentes elementos não-lineares na rede de impedâncias como, por exemplo, diodos, interruptores/chaves e/ou uma combinação de ambos.

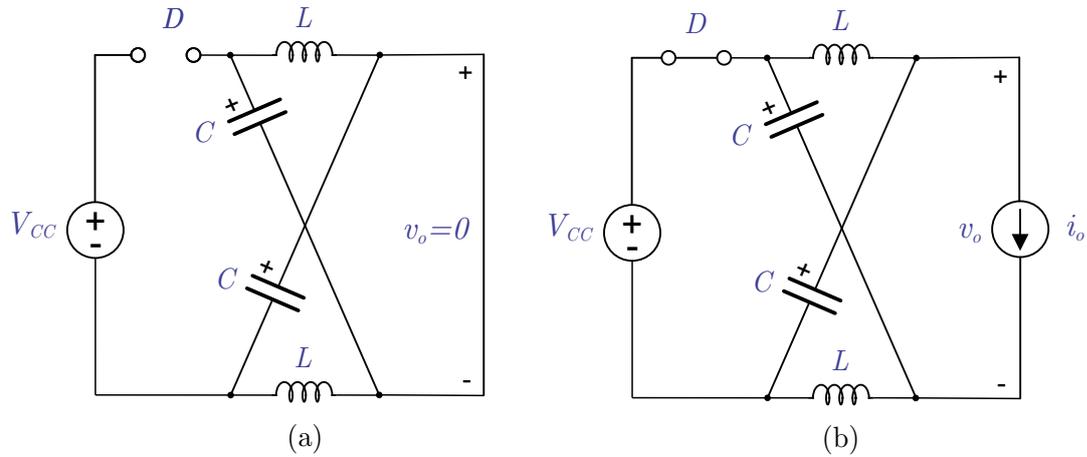
Figura 6 – ZSI.



Fonte: Adaptado de (PENG, 2002).

O ZSI possui dois modos de operação: *Shoot-Through* e *Non-Shoot-Through*. Durante o estado de *Shoot-Through* os terminais de saída do ZSI são curto-circuitados por um interruptor ou uma combinação de interruptores que, por sua vez, farão com que o diodo D na rede seja polarizado reversamente. Neste estado ocorre armazenamento de energia nos indutores e capacitores (Figura 7(a)). Durante o próximo estado ativo, também conhecido como *Non-Shoot-Through*, o diodo D retorna ao estado de condução e esta energia é transferida para a carga com a possibilidade de elevação de tensão (Figura 7(b)).

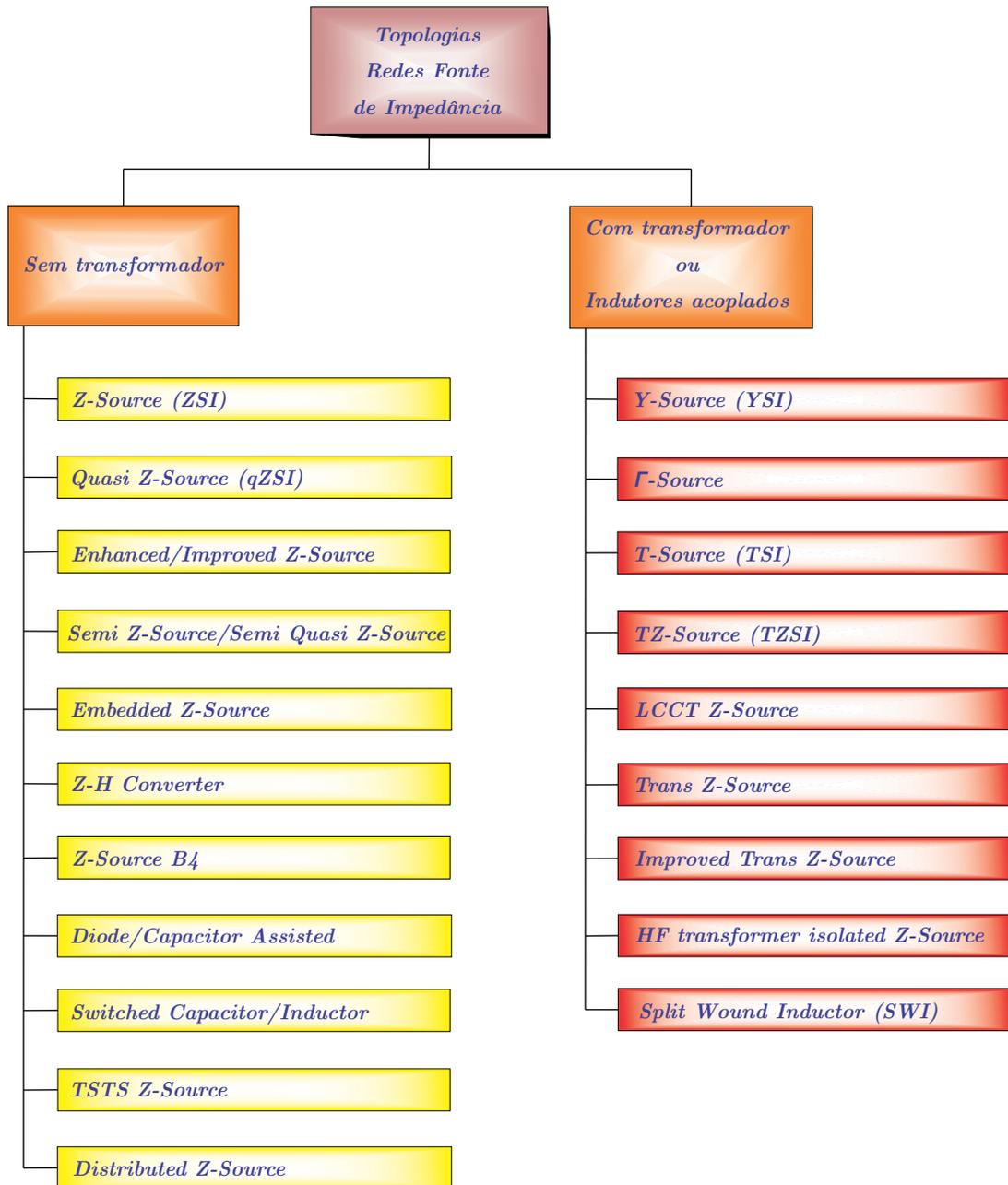
Figura 7 – Modos de operação do ZSI: (a) *Shoot-Through* (b) *Non-Shoot-Through*



Fonte: Adaptado de (PENG, 2002).

Desde a publicação da primeira rede de fonte de impedância, chamada de "*Z-Source Inverter*" (PENG, 2002), muitas topologias modificadas com estratégias de controle e modulação melhoradas foram propostas e publicadas para melhorar o desempenho em várias aplicações, as quais são ilustradas de forma gráfica na Figura 8.

Figura 8 – Classificação das Topologias Fontes de Impedâncias.

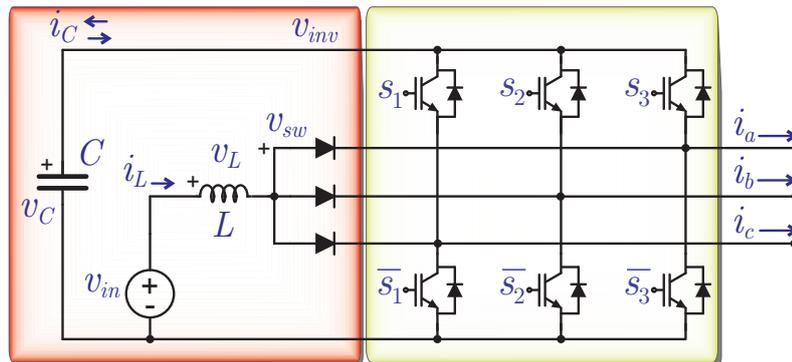


Fonte: Adaptado de (SIWAKOTI et al., 2015a).

2.2 SPLIT SOURCE INVERTER

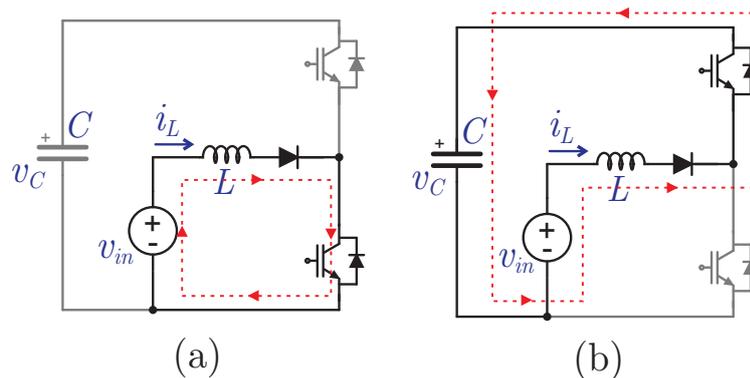
Nesta seção é evidenciada a topologia do Inversor Fonte Dividida, a qual é objeto de estudo do presente trabalho de pesquisa, e tem origem nas topologias de Redes Fonte de Impedâncias. Também são apresentados a modelagem que descreve os modos de operação deste conversor e suas similaridades com o Conversor *Boost*. A Figura 9 ilustra a topologia em um sistema trifásico.

Figura 9 – SSI conectado a ponte trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 10 – Modos de operação do SSI: (a) Circuito equivalente durante a carga de L , (b) Circuito equivalente durante a descarga de L .



Fonte: Elaborado pelo autor.

O inversor trifásico de Fonte Dividida utiliza a mesma ponte completa (*Full-Bridge* - FB) do VSI trifásico convencional que propicia a elevação de tensão (*Boost*). A rede de impedâncias SSI é composta por dois elementos passivos: um indutor L conectado em série com a fonte de entrada CC e um capacitor C conectado em paralelo com a ponte inversora. Além disso, as entradas de três diodos são conectados ao indutor L e suas saídas com o ponto central de cada um dos braços/fases da ponte trifásica, conforme demonstrado na Figura 9. A Figura 10(a) demonstra o processo de carga do indutor da rede de impedâncias SSI, onde pelo menos uma das chaves inferiores \bar{s}_1 , \bar{s}_2 ou \bar{s}_3 deve estar ativa para permitir que o indutor L seja carregado. O único estado que faz com que haja a descarga do indutor é quando todas as chaves superiores estão ativas e não há nenhuma das chaves inferiores em condução, com isso os diodos em antiparalelo com estas chaves estáticas permitem o fluxo desta corrente de descarga e, também, promove a carga do capacitor C (Figura 10(b)). Na Figura 11 são evidenciados, de forma detalhada, os estados que promovem a

carga e descarga de L . Vale ressaltar que o controle das chaves superior e inferior de cada uma das fases se dá de forma complementar, ou seja, enquanto uma recebe o sinal de ativação a outra estará desativada.

Conforme mencionado, o indutor pode ser carregado durante qualquer um dos seis estados ativos e em um dos dois estados zeros (através das chaves inferiores da ponte). Já a descarga acontece durante o estado zero resultante da ativação de todas chaves superiores e condução por seus respectivos diodos em antiparalelo (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a; ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016b; ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016).

Desenvolvendo o balanço do fluxo de corrente no indutor e balanço de carga no capacitor, a tensão média no inversor, normalizada, $\frac{V_C}{V_{in}}$ pode ser determinada. Convencionou-se, também, que o tempo destinado a carga de L será denominado de t_y e o tempo de descarga de t_x .

Durante o tempo de carga do indutor L , tem-se:

$$\begin{aligned} V_L &= V_{IN} \\ I_C &= 0 \\ V_{sw} &= 0 \\ V_{inv} &= V_C \end{aligned} \tag{2.1}$$

E durante o tempo de descarga do indutor L :

$$\begin{aligned} -V_{in} + V_L + V_C &= 0 \\ V_L &= V_{in} - V_C \\ I_C &= I_L \\ V_{sw} &= V_{in} \\ V_{inv} &= V_C \end{aligned} \tag{2.2}$$

onde são definidas as variáveis do SSI em estado estacionário (valores médios) como sendo:

V_L : Tensão do indutor L .

V_{sw} : Tensão de chaveamento (*switching*) ou tensão sobre os diodos que conectam a ponte trifásica.

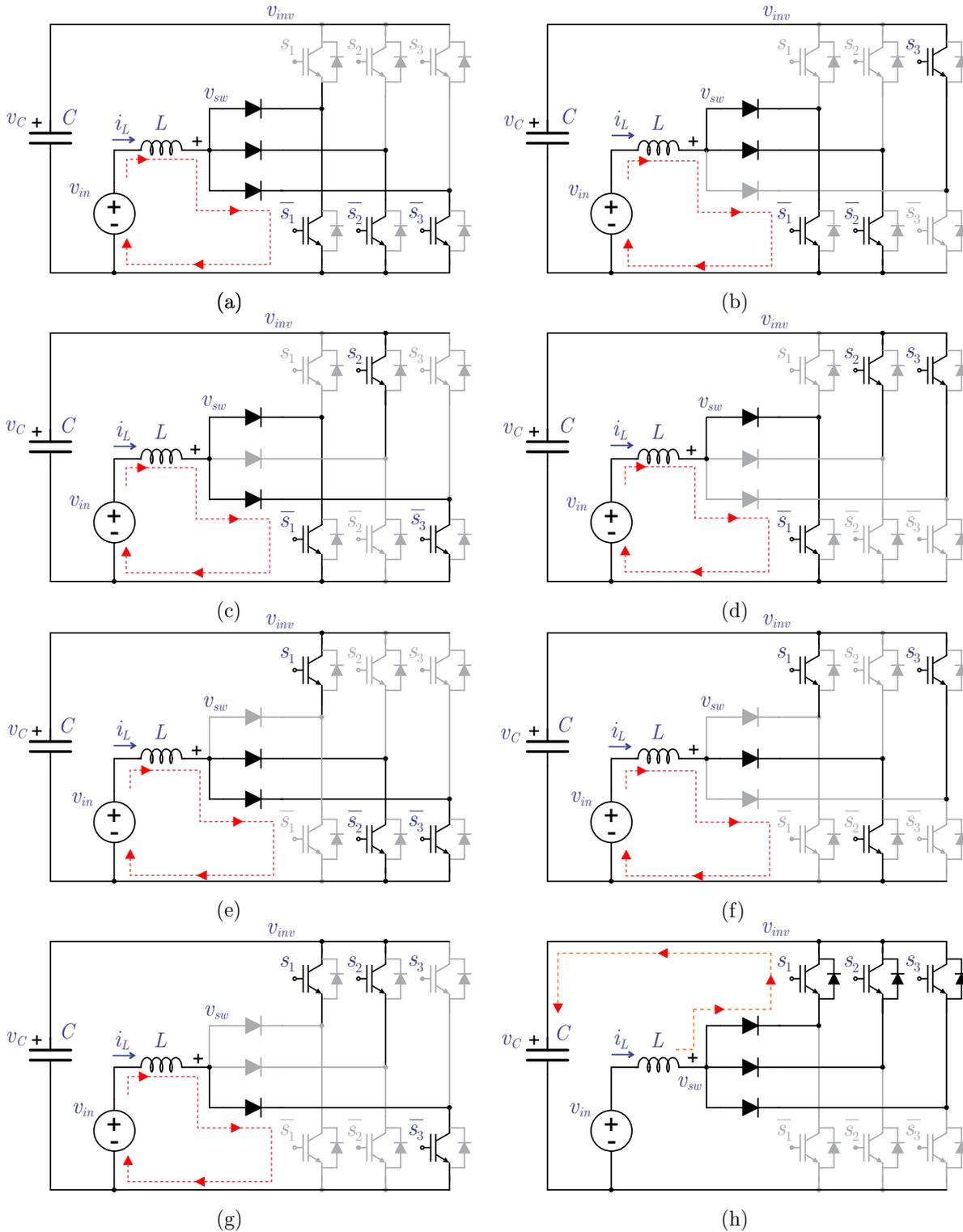
V_{inv} : Tensão do inversor.

V_C : Tensão do capacitor C .

I_C : Corrente do capacitor C .

V_{in} : Fonte de entrada.

Figura 11 – Estados de chaveamento do conversor *SSI* trifásico, desconsiderando as condições de carga (a) Estado 000 (b) Estado 001 (c) Estado 010 (d) Estado 011 (e) Estado 100 (f) Estado 101 (g) Estado 110 (h) Estado 111, onde “1” significa que a chave superior está acionada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assumindo a operação em regime permanente, a tensão média no indutor, para cada ciclo de chaveamento, é nula. A partir desse pressuposto, pode-se determinar o ganho de tensão do conversor SSI, cujo comportamento entrada/saída é similar ao conversor *Boost* já bastante difundido nas bibliografias da área de eletrônica de potência. Aqui V_{L1} é a tensão durante a parcela de tempo em que ocorre a carga do indutor e V_{L2} é a tensão durante a descarga de L .

$$V_{L1}D_{med} + V_{L2}(1 - D_{med}) = 0 \quad (2.3)$$

Substituindo V_{L1} e V_{L2} ,

$$V_{in}D_{med} + (V_{in} - V_C)(1 - D_{med}) = 0 \quad (2.4)$$

Assim, o ganho de tensão para o SSI é,

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_{med}} \quad (2.5)$$

onde D_{med} é a razão cíclica média.

2.3 MÉTODOS CLÁSSICOS DE CONTROLE

A grande vantagem da topologia SSI está no fato de que não é necessário realizar nenhuma alteração nas técnicas de modulação já conhecidas, haja vista que nenhum estado extra é necessário para sua operação, fato este que ocorre em outras topologias fonte de impedância como, por exemplo, ZSI, qZSI, entre outras. Com isso, as técnicas de modulação já conhecidas podem ser implementadas sem qualquer restrição. O que tem sido feito em publicações relacionadas as estas técnicas de modulação é a otimização dos tempos de carga e descarga do indutor L , de forma a melhorar a performance desta topologia.

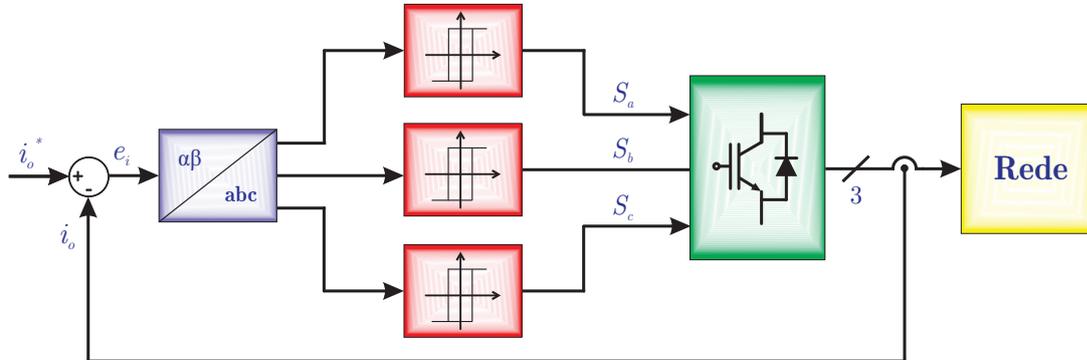
Nesta seção, são evidenciadas as técnicas de modulação por largura de pulso, e os controladores lineares: proporcional-integral, proporcional-ressonante e por histerese. Para todas as técnicas de modulação, tem-se como referência a ponte completa trifásica apresentada na Figura 9. Após, são demonstrados as principais técnicas de controle preditivo aplicados em eletrônica de potência.

2.3.1 CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE

Em (RODRIGUEZ et al., 2007) é apresentado a estratégia de controle de corrente por histerese (Figura 12). Neste método, as correntes de saída são medidas e comparadas com as referências, através da utilização de um comparador por histerese. Cada comparador é responsável pelo sinal de controle para acionamento das chaves correspondente a cada um

dos braços/fases do inversor (S_a , S_b e S_c), de modo que as correntes de carga são forçadas a permanecer dentro da faixa de histerese.

Figura 12 – Controle de corrente por histerese.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2007).

A principal vantagem deste método está no fato de possuir baixa complexidade, o que faz com que não seja requerido circuitos com grande capacidade de processamento para sua implementação. O controlador por histerese possui bom desempenho com uma resposta dinâmica rápida. Porém, devido à interação entre as fases, o erro atual não é estritamente limitado ao valor da faixa de histerese (RODRIGUEZ et al., 2007).

A frequência de chaveamento muda de acordo com as variações dos parâmetros de carga e das condições de operação. Esta é uma das principais desvantagens do Controle por Histerese, uma vez que uma frequência de chaveamento variável pode causar problemas de ressonância. Além disso, as perdas de comutação restringem a aplicação do controle de histerese a menores níveis de potência (RODRIGUEZ et al., 2007; POMILIO, 2017).

2.3.2 CONTROLE DE CORRENTE PROPORCIONAL-RESSONANTE

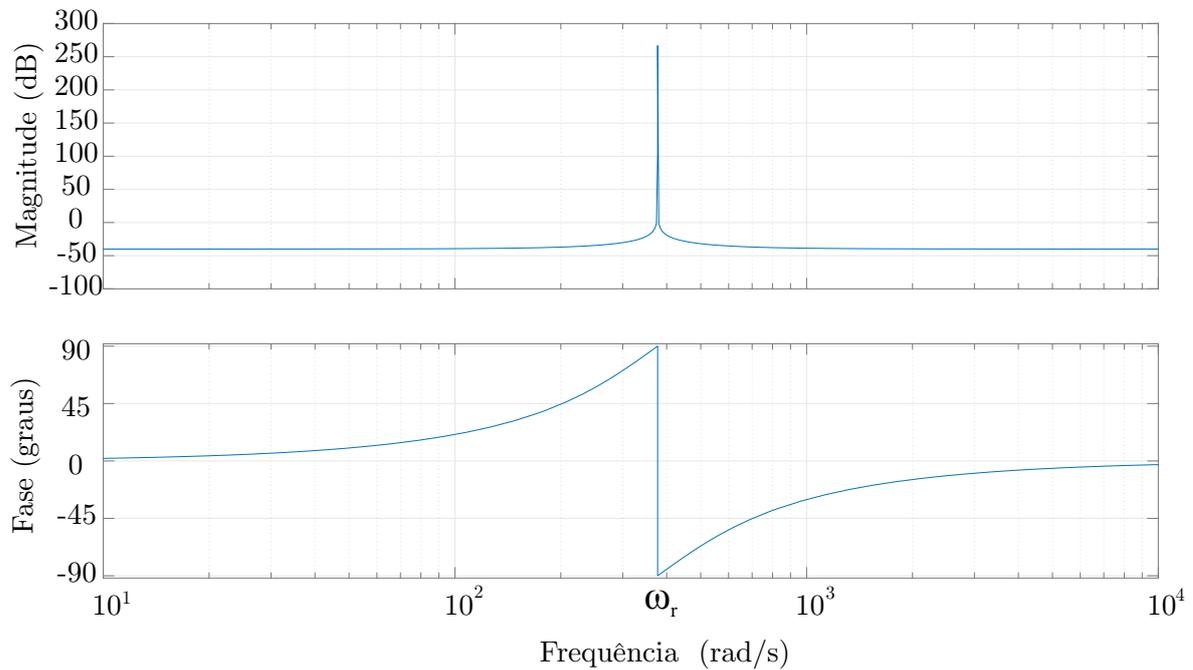
O Controlador Proporcional-Ressonante (PR) foi inicialmente proposto como um regulador de sinais senoidais (ZMOOD; HOLMES, 2003). O PR é um controlador baseado no princípio do modelo interno, isto é, para que seja garantido o seguimento da referência e/ou a rejeição à perturbação, adiciona-se à malha de controle, ou na planta ou no controlador, um termo que apresente ganho infinito na frequência que se deseja seguir e/ou rejeitar. Ao garantir *a priori* a estabilidade em malha fechada, o erro de regime permanente do sinal rastreado será nulo naquela frequência, mantendo os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle, o que leva ao seguimento de referência ou rejeição a perturbações (CHEN, 2009).

O objetivo do controlador nesta malha de controle é seguir uma referência senoidal com frequência ω_r , portanto, uma das exigências do controlador é que apresente o denominador

descrito $C_{den}(s) = s^2 + \omega_r^2$, porém o numerador pode assumir até dois zeros finitos, ou seja, um polinômio em s de ordem 2, cujos ganhos são parâmetros que serão ajustados.

Nota-se em $C_{den}(s)$ a presença da singularidade na frequência desejada, a qual é descrita como requisito para o PMI - princípio do modelo interno. Na Figura 13, é apresentado o diagrama de Bode que ilustra o comportamento do controlador ressonante. Para a frequência de interesse ω_r , há um ganho elevado que é representado pelo pico de ressonância na curva de magnitude do diagrama.

Figura 13 – Diagrama de Bode do Controlador Ressonante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, esse controlador é conceitualmente similar a um integrador que possui um ganho muito grande em corrente contínua (CC) e garante um erro de regime permanente nulo para sinais nesta frequência (TEODORESCU et al., 2006). A função de transferência no domínio da frequência complexa do controlador PR é dada por:

$$C_{PR}(s) = k_p + k_{i,r} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_r^2} \right) \quad (2.6)$$

onde:

k_p : ganho proporcional.

$k_{i,r}$: ganho integral.

ω_r : frequência de ressonância (ou frequência do sinal a ser rastreado).

Porém, um problema da estrutura do compensador é que para frequências diferentes daquela que foi projetado, podem apresentar distorções harmônicas, pois não atenua

distúrbios com componentes harmônicos produzidos por carga não-linear (TEODORESCU et al., 2006).

2.3.3 CONTROLE DE CORRENTE PROPORCIONAL-INTEGRAL

Nesta técnica de controle o erro entre os valores medidos e de referências das correntes de saída são processados por um Controlador Proporcional-Integral (PI) e através dos sinais gerados pelo controlador são definidas as referências das tensões de saída.

Os controladores Proporcionais-Integrais são amplamente utilizados em sistemas que se deseja rastrear sinais constantes. A principal função da ação integral é fazer com que processos do tipo 0 sigam, com erro nulo, um sinal de referência do tipo degrau. Entretanto, a ação integral se aplicada isoladamente tende a piorar a estabilidade relativa do sistema. Para contrabalançar este fato, a ação integral é em geral utilizada em conjunto com a ação proporcional constituindo-se o controlador PI, cujo sinal de controle é apresentado na equação (2.7), no domínio frequência:

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_{i,i}}{s} \quad (2.7)$$

onde:

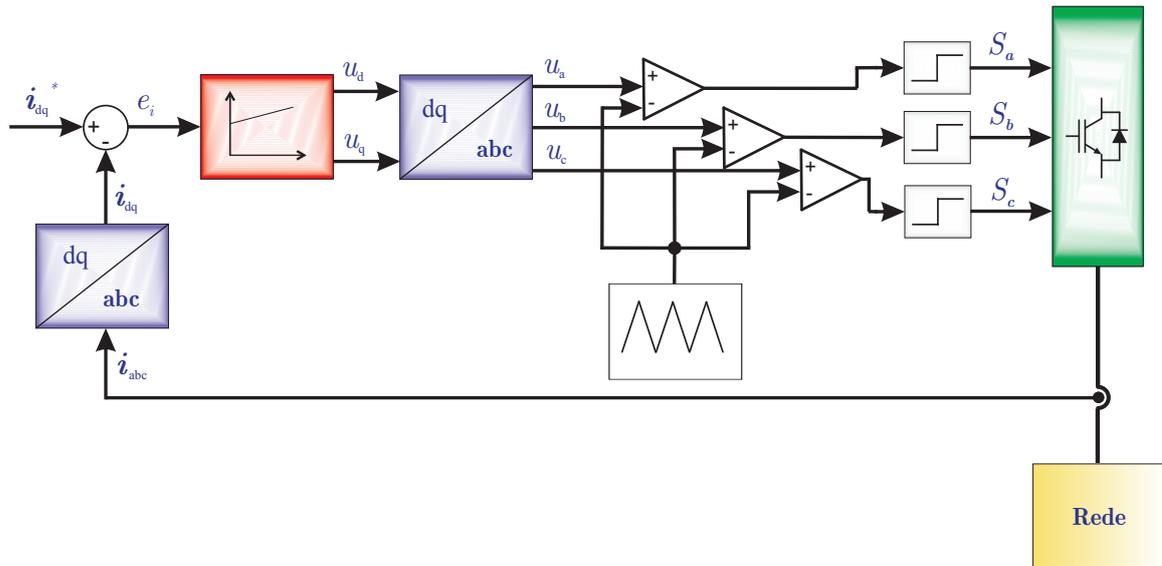
k_p : ganho proporcional.

$k_{i,i}$: ganho integral.

O Controlador Proporcional-Integral é estudado em (BISHOP; DORF, 2009; OGATA, 2010). Para a implementação da técnica de modulação PWM é necessário um modulador para gerar os sinais de transmissão para os inversores. As tensões de carga de referência são comparadas com um sinal da portadora e a saída de cada comparador é usado para controlar o acionamento de um dos braços/fases do inversor. O diagrama de controle da corrente PWM é apresentado na Figura 14.

Através deste método, uma frequência de comutação constante é fixada pela portadora. O desempenho deste esquema de controle depende do projeto dos parâmetros do controlador e da frequência da corrente de referência. Embora, o controlador PI assegure erro nulo em estado estacionário para referências contínuas, este pode apresentar erros para referências sinusoidais. Este erro aumenta com a frequência da corrente de referência e pode tornar-se inaceitável para determinadas aplicações (RODRIGUEZ et al., 2007). Todavia, este problema pode ser solucionado com a transformação das referências do controlador para eixos síncronos dq .

Figura 14 – Controle de corrente PWM.



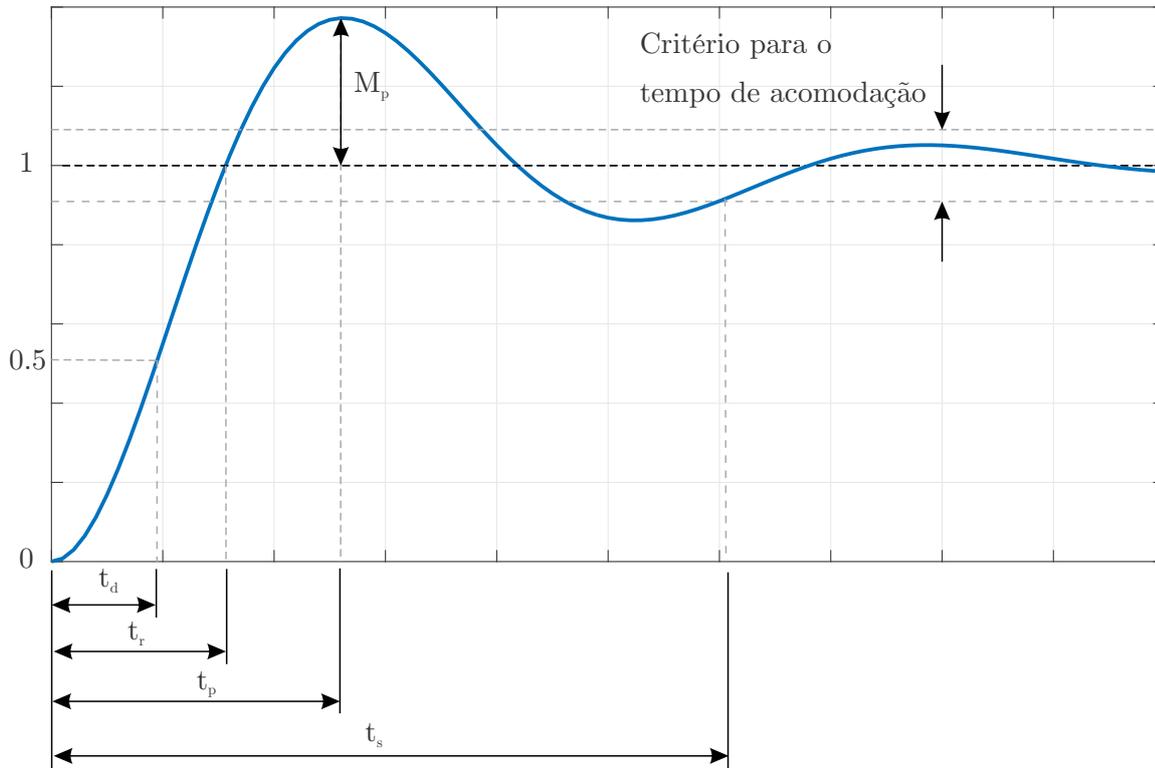
Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2007).

Existem alguns critérios de ajustes dos controladores PI descritos em (OGATA, 2010) como, por exemplo, os parâmetros especificados no domínio do tempo, tais como: $M_p\%$ - máxima ultrapassagem percentual (*overshoot*), t_d - tempo de atraso (*delay time*), t_r - tempo de subida (*rise time*), t_p - instante de pico (*peak time*) e t_s - tempo de acomodação (*settling time*). Na Figura 15 são ilustrados estes parâmetros de forma gráfica.

Já na Figura 16 é apresentado a relação entre a dinâmica da resposta ao degrau do sistema e o fator de amortecimento (ζ) definido no projeto do controlador PI. Este fator determina o padrão de resposta do sistema de segunda ordem em análise:

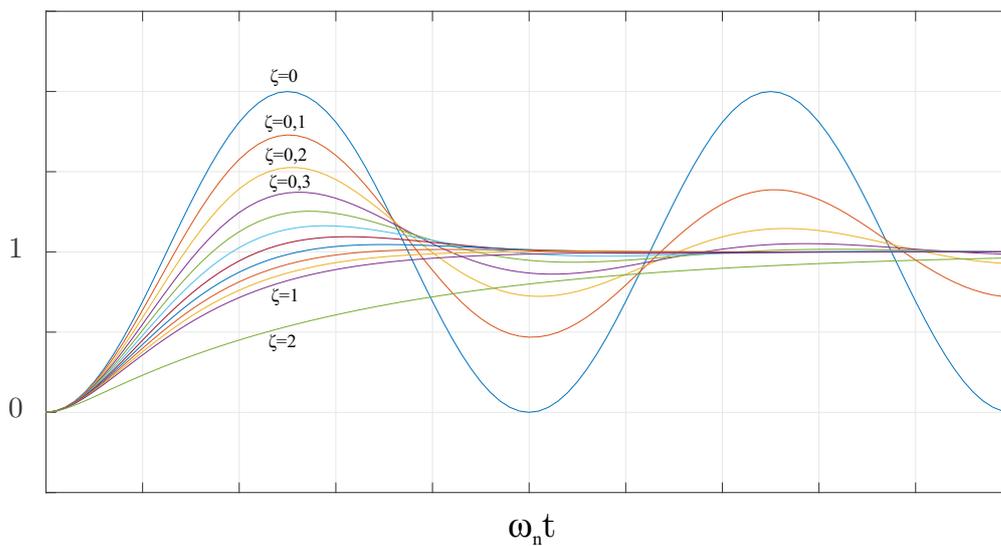
- Não-amortecida ($\zeta = 0$);
- Subamortecida ($0 < \zeta < 1$);
- Criticamente amortecida ($\zeta = 1$); e
- Superamortecida ($\zeta > 1$).

Figura 15 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de segunda ordem subamortecido.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2010).

Figura 16 – Resposta a uma entrada em degrau unitário de um sistema de segunda ordem em função de ζ .



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2010).

2.3.4 AÇÃO ANTI-WINDUP

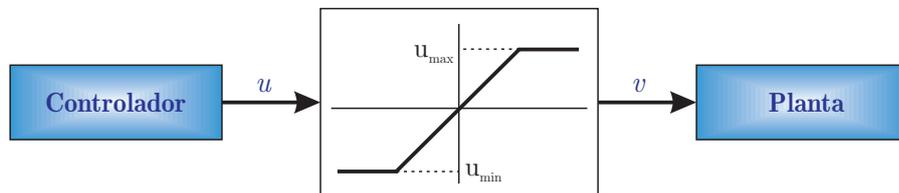
Basicamente o fenômeno conhecido como *Windup* é quando a saída do controlador PI atinge valores elevados e satura, devido ao erro na entrada do controlador se manter elevado durante um longo intervalo de tempo. A consequência desse fenômeno é a ocorrência de transitório longo e com sobressinal elevado, mesmo após a eliminação deste erro na entrada do controlador.

De forma genérica e considerando apenas limitações em amplitude na entrada da planta v , podemos descrever a ação *Anti-Windup* pela seguinte função não-linear que atua sobre a amplitude do sinal de saída do controlador u :

- $v = u_{max}$, se $u > u_{max}$;
- $v = u$, se $u_{min} \leq u \leq u_{max}$
- $v = u_{min}$, se $u < u_{min}$.

A Figura 17 demonstra de forma gráfica a limitação em amplitude do sinal de controle.

Figura 17 – Limitação em amplitude do sinal de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma das formas de se evitar a saturação do PI é inserir um limitador na saída da parte integral. Um tipo de algoritmo que executa a ação *Anti-Windup* denominado *Back-Calculation* é proposto em (ASTROM; RUNDQWIST, 1989; VISIOLI, 2003; SCOTTEDWARD, 2001). Esta técnica passa a atuar no sistema quando a saída do controlador satura e o termo integral é recalculado de forma que seu valor permaneça estável. É vantajoso fazer esta correção não instantaneamente, mas dinamicamente com uma constante de tempo pré-definida.

Outro método é chamado de *Integração condicional* (VRANCIC, 1995), o qual consiste em desabilitar a ação integral quando o sinal de controle atinge um percentual acima do desejado em relação a sua referência. A ação integral é assim ativada apenas quando certas condições pré-estabelecidas são satisfeitas, caso contrário o termo integral é mantido constante, ou seja, a entrada do integrador é mantida anulada.

2.4 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PWM

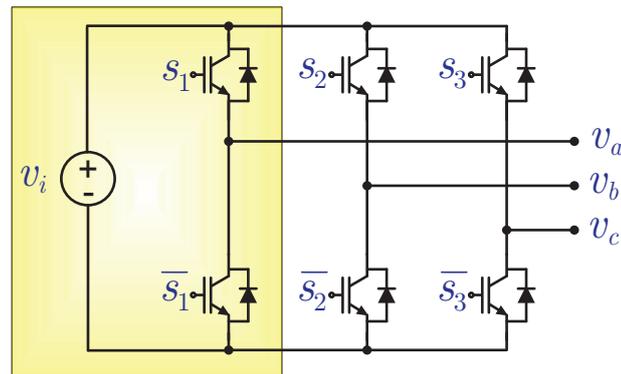
Nesta seção são apresentadas as técnicas de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), as quais são implementadas digitalmente nos microcontroladores, em que o sinal modulante tem a função de realizar a conversão entre o sinal de saída do controlador (normalmente em forma de corrente ou tensão) em sinais lógicos de comando das chaves semicondutoras. A técnica de modulação mais trivial consiste em comutar as chaves semicondutoras de forma a produzir na saída do inversor uma onda quadrada com mesma amplitude do barramento CC e com frequência fundamental. Logicamente, essa onda quadrada é composta por um grande número de componentes harmônicas e podem ser muito prejudiciais para o funcionamento de máquinas elétricas ou outros equipamentos, caso nenhum filtro seja implementado para eliminação destas componentes (normalmente, são utilizados filtros passa-baixas). Duas das principais soluções de modulações são apresentadas a seguir: Modulação PWM Senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM) e Modulação Vetorial Espacial (*Space Vector Modulation* - SVPWM). Posteriormente, é apresentado uma variação da técnica de modulação vetorial chamada de MSVPWM (*Modified Space Vector Pulse Width Modulation*).

2.4.1 SPWM - SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION

A modulação por largura de pulso senoidal é uma técnica simples e muito utilizada. A ideia desta modulação é controlar a razão de tempo de fechamento das chaves semicondutoras de forma a obter na saída um valor médio igual ao valor desejado. Para um inversor trifásico, conforme detalhe de um dos braços na Figura 18, o sinal modulador v_m é comparado com um sinal triangular chamado de portadora triangular v_{tri} .

Considerando a lógica ativo alto, se o sinal v_{tri} é maior que o sinal modulador a saída lógica de chaveamento será 0, fazendo as chaves $s_1 = 0$ e $\bar{s}_1 = 1$ e a tensão de saída $v_a = 0$. No caso contrário, isto é, $v_m \geq v_{tri}$, as chaves $s_1 = 1$ e $\bar{s}_1 = 0$, e o nível lógico da saída será igual a 1 com tensão fornecida a carga $v_a = v_i$.

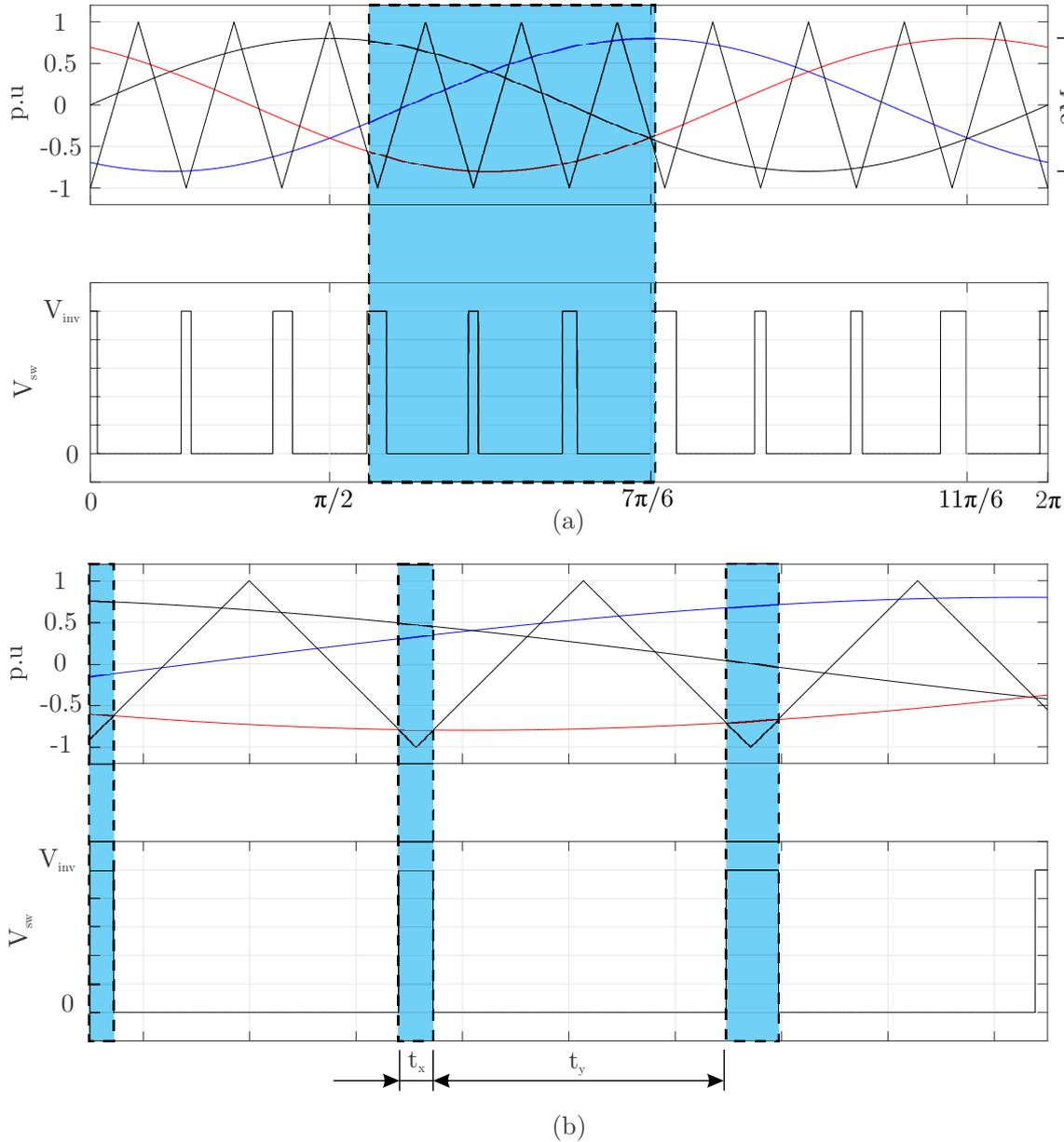
Figura 18 – Detalhe ponte trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A saída do conversor \mathbf{v}_{abc} será uma tensão com fundamental igual a frequência do sinal modulador v_m . Para uma entrada de tensão contínua igual a $v_i = V_{cc}$, a região de modulação linear desta técnica esta compreendida entre $[0; V_{cc}]$. Na implementação trifásica compara-se três ondas senoidais defasadas entre si de 120° com uma ou mais portadoras triangulares. A primeira situação geram dois níveis possíveis no conversor. Já para três ou mais níveis (multiníveis) pode-se implementar as técnicas PS - *Phase-Shift*, PD - *Phase-Disposition* e NLM - *Nearest Level Modulation* (Modulação pelo nível mais próximo) com suas variações, para gerar os sinais de controle da chaves estáticas do conversor. Em (LIU; MA; BLAABJERG, 2016) são demonstrados as técnicas de modulação PSPWM, PDPW e NLM.

Figura 19 – Sinais de referência equivalente para a estratégia SPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor.

Buscando a implementação da técnica SPWM junto ao SSI é apresentado os critérios de projeto para determinação dos elementos passivos do Conversor Fonte Dividida. Passando pela explicitação das razões cíclicas e as tensões do barramento CC e de fase.

A operação do SSI acontece baseado em dois modos de operação, conforme já explicitado. O indutor L carrega quando, pelo menos, um dos sinais de referência é menor do que o sinal da portadora. Logicamente, a situação inversa (gerada por uma única combinação de

chaveamento), gera a descarga L e a carga de C .

A representação pode ser simplificada considerando uma envoltória virtual representando os picos negativos dos sinais de referência, onde a operação do SSI é demonstrada. Quando a envoltória é menor do que o sinal da portadora triangular, o indutor L é descarregado e o capacitor C é carregado. A Figura 19 ilustra os tempos de carga t_y e descarga t_x ao implementar esta técnica de modulação.

A estratégia SPWM possui razão cíclica cuja frequência é três vezes maior que a fundamental, e pode ser representada pela equação de $D(\theta)$ em uma faixa de $\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$ (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a),

$$D(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \text{sen}(\theta) \quad (2.8)$$

Sendo $\theta = \omega_1 t$ e ω_1 : frequência angular fundamental.

Baseado na equação (2.8) é possível determinar os limites de SPWM entre D_{min} e D_{max} , conforme segue:

Substituindo $\theta = \frac{3\pi}{2}$:

$$D_{max} = D\left(\frac{3\pi}{2}\right) = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \text{sen}\left(\frac{3\pi}{2}\right) = \frac{1}{2} - \frac{M}{2}(-1) \quad (2.9)$$

Assim a razão cíclica máxima para o SPWM é dado por:

$$D_{max} = \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \quad (2.10)$$

Substituindo $\theta = \frac{7\pi}{6}$:

$$D_{min} = D\left(\frac{7\pi}{6}\right) = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \text{sen}\left(\frac{7\pi}{6}\right) = \frac{1}{2} - \frac{M}{2}\left(-\frac{1}{2}\right) \quad (2.11)$$

Assim, a razão cíclica mínima para o SPWM é dado por:

$$D_{min} = \frac{1}{2} + \frac{M}{4} \quad (2.12)$$

A razão cíclica média, para a faixa de θ que representa a dinâmica da razão cíclica do SPWM, pode ser escrita como:

$$D_{med} = \frac{1}{T_s} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} D(\theta) d\theta \quad (2.13)$$

Substituindo (2.8) em (2.13):

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \left(\frac{1}{2} - \frac{M}{2} \text{sen}\theta\right) d\theta \quad (2.14)$$

Aplicando as propriedades da integral,

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} d\theta - \frac{M}{2} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \text{sen}\theta d\theta \right) = \frac{3}{2\pi} \left[\frac{1}{2} \theta \Big|_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} - \frac{M}{2} (-\cos\theta) \Big|_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \right] \quad (2.15)$$

Desenvolvendo a equação (2.15),

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \frac{M}{2} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} + \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) \right] \quad (2.16)$$

Assim, chega-se a razão cíclica média para o SPWM,

$$D_{med} = \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} M \quad (2.17)$$

Conforme já desenvolvido na Seção 2.2, através das equações (2.1) e (2.2), tomando como base o balanço de tensão no indutor e o balanço da carga no capacitor, a tensão média do inversor normalizada $\frac{V_{inv}}{V_{in}}$ é representada como:

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_{med}} \quad (2.18)$$

onde V_{in} é a tensão da fonte CC de entrada.

Substituindo (2.17) em (2.18) resulta em:

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} M \right)} = \frac{1}{\frac{4\pi - 2\pi - 3\sqrt{3}M}{4\pi}} \quad (2.19)$$

Assim,

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{4\pi}{2\pi - 3\sqrt{3}M} \quad (2.20)$$

e

$$\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}} = \frac{2\pi M}{2\pi - 3\sqrt{3}M} \quad (2.21)$$

Finalmente, os valores do indutor e do capacitor são determinados:

$$L \approx \frac{KM V_{inv}}{6\pi f_1 \Delta I_L} + \frac{D_{max} V_{in}}{2f_s \Delta I_L} \quad (2.22)$$

e

$$C \approx \frac{KM I_{in}}{6\pi f_1 \Delta V_{inv}} + \frac{(1 - D_{min}) I_{in}}{2f_s \Delta V_{inv}} \quad (2.23)$$

onde ΔI_L é a ondulação de corrente no indutor e ΔV_{inv} a ondulação de tensão no capacitor, e K é uma constante, conforme demonstrado na equação (2.24).

$$K = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \quad (2.24)$$

2.4.2 SVPWM - SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION

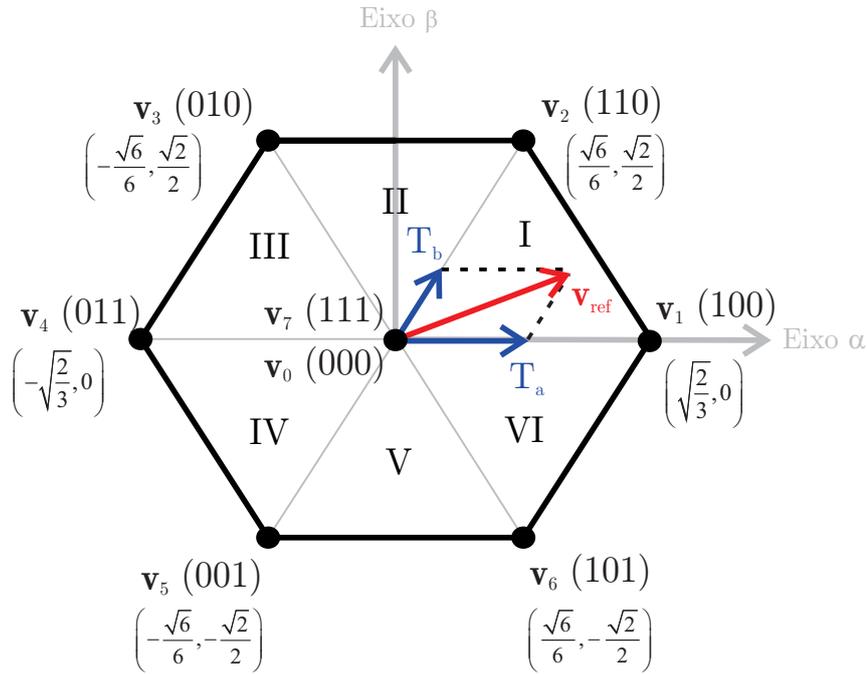
A principal vantagem da modulação vetorial é a identificação de forma explícita da localização dos pulsos com um grau de liberdade adicional que pode ser explorado para obter ganhos de desempenho com relação do teor harmônico de tensões e correntes sintetizadas por esta técnica.

O princípio do SVPWM dois níveis é baseado no fato de que existem somente oito combinações possíveis entre as chaves do inversor trifásico, cujas combinações formam os seis setores para a implementação desta técnica de modulação. Dois destes estados ($j = 0$ e $j = 7$) correspondem ao curto-circuito da saída, e os demais estados de saída são os vetores ativos e estão representados no plano $\alpha\beta$ na Figura 20.

A técnica de modulação SVPWM é usada para produzir os sinais de controle das chaves estáticas que formam o inversor trifásico. Esta técnica de modulação é empregada porque oferece um acréscimo de 15% na tensão utilizada do barramento CC e possui baixas perdas na saída oriundas de distorções harmônicas quando comparada com a técnica de modulação PWM senoidal (ou cossenoidal) convencional para inversores. A estratégia de controle SVPWM é o método de controle frequência/tensão, ou seja, de acordo com os sinais de controle das chaves gera-se uma determinada frequência de chaveamento, as quais são responsáveis por sintetizar a tensão estabelecida pelos sinais moduladores de referência (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

Um inversor trifásico dois níveis gera oito possíveis estados de chaveamento, sendo seis ativos e dois estados zeros. Os vetores ativos dividem o plano em seis setores (I à VI), onde o vetor de referência \mathbf{v}_{ref} é sintetizado através da escolha adequada dos tempos de implementação dos vetores que compõem cada um dos respectivos setores. Observa-se, também, que é possível implementar diferentes sequências de chaveamento para vetores adjacentes, mas devem ser escolhidas combinações que minimizem o número de comutações entre cada novo estado a ser implementado. A Figura 20 ilustra de forma gráfica cada um dos setores e como estão correlacionados os vetores ativos e nulos.

Figura 20 – Vetores - SVPWM.



Fonte: Adaptado de (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

O princípio de funcionamento das técnicas de modulações vetoriais consistem em três etapas:

- Analisar a posição do vetor espacial de tensão (ou corrente) diante dos setores possíveis e determinar quais vetores ativos serão utilizados;
- Cálculo dos tempos de implementação de cada um dos vetores ativos e nulos (T_a , T_b e $T_z = T_0 + T_7$);
- Sintetizar uma tensão de saída média igual a tensão de referência \mathbf{v}_{ref} a partir da combinação linear dos vetores de chaveamento adjacentes;

Para executar essa combinação linear, divide-se o período total de comutação T_s em três partes (T_a , T_b e $T_0 + T_7$), uma fração de T_s para cada vetor de tensão adjacente ao setor e uma fração para os vetores nulos. A média de tensão no final de T_s é igual a \mathbf{v}_{ref} , conforme descrito, de forma genérica, pela equação (2.25):

$$\mathbf{v}_{ref} = \frac{T_a}{T_s} \mathbf{v}_a + \frac{T_b}{T_s} \mathbf{v}_b + \frac{T_0}{T_s} \mathbf{v}_0 + \frac{T_7}{T_s} \mathbf{v}_7 \quad (2.25)$$

onde: T_a e T_b : tempos dos vetores ativos; T_0 e T_7 : tempos dos vetores nulos; v_a e v_b : vetores ativos; v_0 e v_7 : vetores nulos.

A diferença fundamental entre as técnicas SVPWM e SPWM está nos estados zeros de tensão adicionais \mathbf{v}_0 (sequência: '000') e \mathbf{v}_7 (sequência: '111'). Em adição as seis possibilidades de vetores de tensão associados com o VSI, existem dois estados zero de tensão que estão associados em estar o ponto central de todos os três braços do conversor conectados aos polos positivo ou negativo. Este fato permite mais tensão de saída, já que existe componentes de terceira harmônica. Assim, caracterizando o SVPWM com uma operação em oito estados. O SVPWM gera menor distorção harmônica nas tensões ou correntes de saída em comparação com o SPWM, também a utilização da tensão do barramento CC atinge $2/\sqrt{3}$ vezes o valor sintetizado na técnica SPWM (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

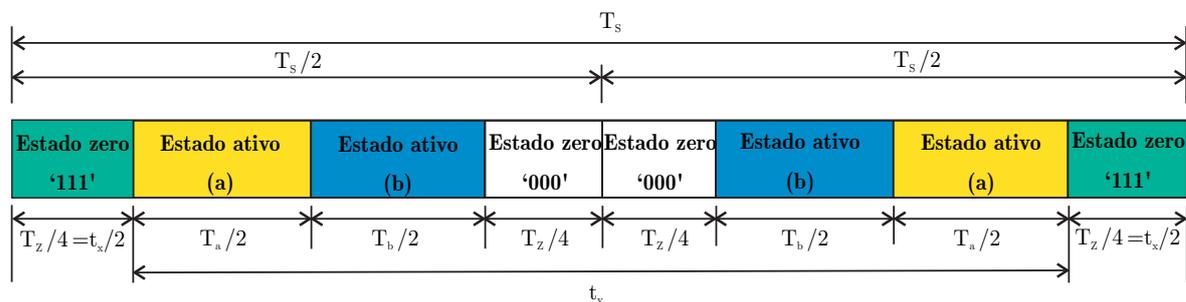
Para a implementação do SVPWM junto ao Conversor SSI também são apresentados os critérios de projeto para determinação de L e C . O projeto para determinação dos elementos passivos do Conversor Fonte Dividida, para implementar o SVPWM, inicia-se pela dedução da razão cíclica de seus sinais de referência

O indutor L do SSI é carregado com uma razão de carga D_{carga} :

$$D_{carga} = \frac{t_y}{t_x + t_y} = \frac{t_y}{T_s} \quad (2.26)$$

onde $T_s = t_x + t_y$.

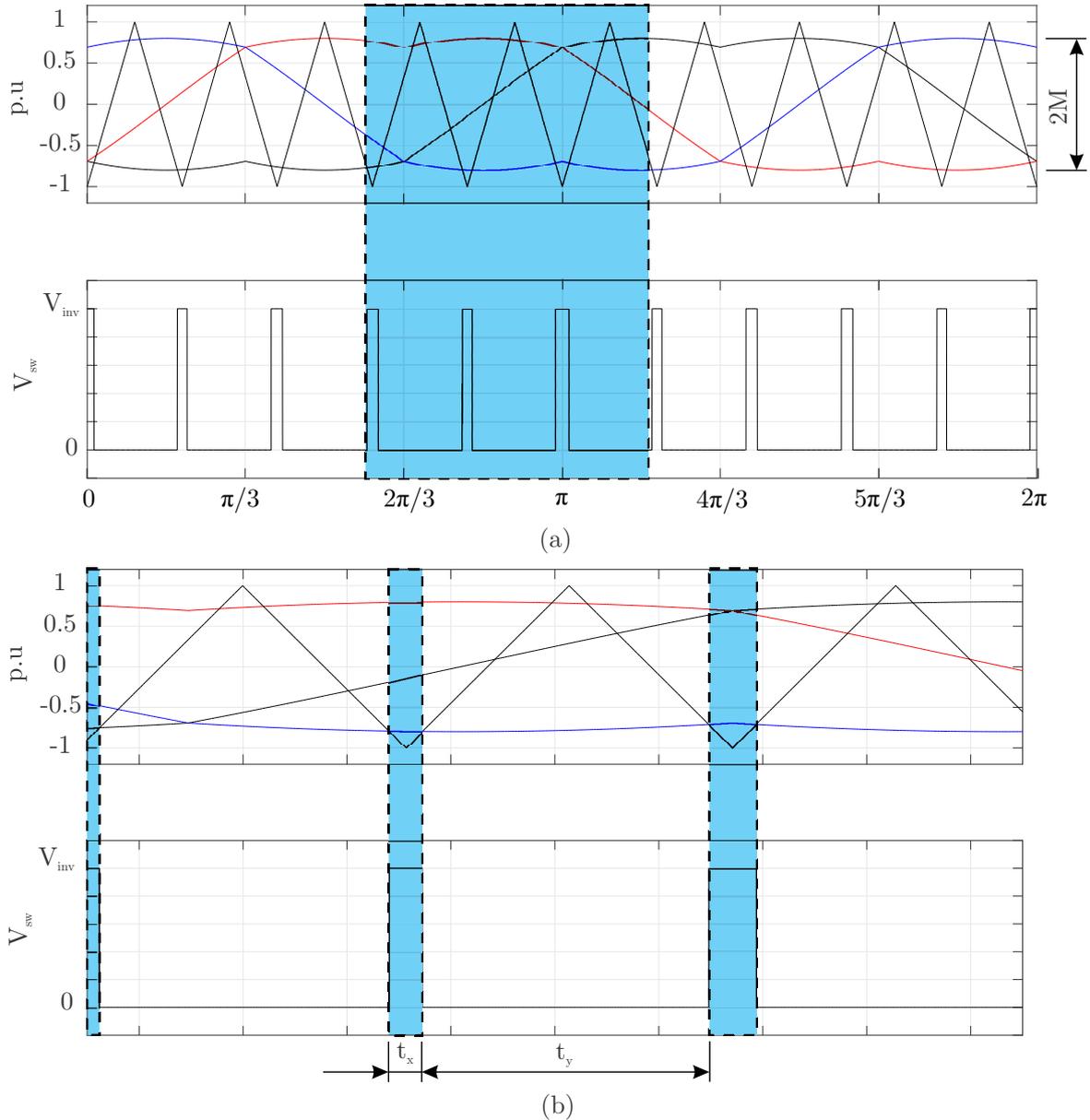
Figura 21 – Sequência de comutação, para um setor, usando a técnica de modulação SVPWM.



Fonte: Adaptado de (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a).

Também é apresentado de forma gráfica a lógica de carga e descarga para a implementação do SVPWM (Figura 22).

Figura 22 – Sinais de referência equivalente para a estratégia SVPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor.

dado que:

$M = \frac{V_m}{V_{tri}}$: índice de modulação em amplitude, que é dado pela relação entre as magnitudes das referências/modulantes (V_m) e da portadora (V_{tri}).

$M_f = \frac{f_{tri}}{f_m}$: índice de modulação em frequência, que é dado pela relação entre as frequências da portadora (f_{tri}) e das referências (f_m).

Podemos definir a dinâmica da razão cíclica D , no SVPWM, considerando o índice de modulação M (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a), através da equação abaixo:

$$D(\theta) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \quad (2.27)$$

onde $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$.

Baseando-se na equação (2.27) e na Figura 22, a razão cíclica D não é constante, e varia com uma baixa frequência igual a seis vezes a frequência fundamental. Esta variação é maior do que o caso da estratégia SPWM, onde D varia com uma frequência igual a três vezes a frequência fundamental com maior amplitude. A variação da razão cíclica de SVPWM é limitado entre D_{min} e D_{max} .

Substituindo $\theta = \frac{\pi}{3}$,

$$D_{min} = D \left(\frac{\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \quad (2.28)$$

Desenvolvendo,

$$D_{min} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(-\frac{\pi}{3} \right) \right\} \quad (2.29)$$

Assim, chega-se a razão cíclica mínima para o SVPWM:

$$D_{min} = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4} M \quad (2.30)$$

Para determinar o valor máximo da razão cíclica, assume-se $\theta = \frac{\pi}{6}$:

$$D_{max} = D \left(\frac{\pi}{6} \right) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \quad (2.31)$$

Desenvolvendo,

$$D_{max} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(-\frac{\pi}{2} \right) \right\} \quad (2.32)$$

Assim, chega-se a razão cíclica máxima para o SVPWM:

$$D_{max} = \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \quad (2.33)$$

O indutor L do SSI é carregado com uma razão cíclica média D_{med} , conforme é apresentado o desenvolvimento.

Considerando o cálculo do valor médio de $D(\theta)$ para a faixa de θ que representa o comportamento da razão cíclica do SVPWM, temos:

$$D_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{\pi}{3}} D(\theta) d\theta \quad (2.34)$$

Substituindo a equação de $D(\theta)$:

$$D_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left[\frac{1}{2} \left\{ 1 - M \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \right] d\theta \quad (2.35)$$

Rearranjando os termos,

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} d\theta - \int_0^{\frac{\pi}{3}} M \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) d\theta \right] \quad (2.36)$$

Aplicando as propriedades das integrais sobre cada um dos termos,

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \theta \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} - \left[M \operatorname{sen} \left(\frac{1}{6} (\pi - 6\theta) \right) \right] \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} \right\} \quad (2.37)$$

o que resulta em,

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \frac{\pi}{3} - M \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} \right) + M \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{6} \right) \right\} \quad (2.38)$$

Desenvolvendo, determina-se a razão cíclica média

$$D_{med} = \frac{1}{2} + \frac{3M}{2\pi} \quad (2.39)$$

Substituindo D_{med} para determinar V_{inv}/V_{in} :

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{1}{2} + \frac{3M}{2\pi} \right)} = \frac{1}{\frac{1}{2} - \frac{3M}{2\pi}} \quad (2.40)$$

Assim, chega-se a tensão média no inversor normalizada pela tensão da fonte de entrada:

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{2\pi}{\pi - 3M} \quad (2.41)$$

Da equação (2.41) pode ser determinado o valor máximo da tensão de fase normalizada também pela tensão da fonte de entrada $\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}}$. As tensões de fase de saída relacionam-se com a tensão do barramento do inversor, da seguinte forma:

$$V_{\phi 1} = \frac{M}{\sqrt{3}} V_{inv} \quad (2.42)$$

Substituindo (2.41) em (2.42):

$$\frac{\frac{\sqrt{3}}{M} V_{\phi 1}}{V_{in}} = \frac{2\pi}{\pi - 3M} \quad (2.43)$$

Assim, chega-se a

$$\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}} = \frac{2\pi M}{\sqrt{3}\pi - 3\sqrt{3}M} \quad (2.44)$$

Finalmente, o projeto de seleção do indutor L deve considerar as componentes de alta e baixa frequências da corrente devido à frequência de amostragem (f_s) e a variação da razão cíclica (D), respectivamente. Isto é feito encontrando o termo de alta frequência da ondulação da corrente do indutor (ΔI_{Lh}) e da tensão do capacitor (ΔV_{invh}).

$$\Delta I_{Lh} = \frac{1}{L} v_L T_s = \frac{v_L}{f_s L} \Rightarrow \Delta I_{Lh} = \frac{DV_C}{f_s L} \quad (2.45)$$

e a corrente da fonte (I_{in}) circula pelo capacitor, somente, em $(1 - D)T_s$, então:

$$\Delta V_{invh} = \frac{1}{C} i_C T_s = \frac{i_{in}}{f_s C} \Rightarrow \Delta V_{invh} = \frac{(1 - D) I_{in}}{f_s C} \quad (2.46)$$

onde o subíndice h refere-se as componentes de alta frequência (*high*). E o subíndice l , demonstrado a seguir, refere-se as componentes de baixa frequência (*low*).

Os termos de baixa frequência em ambos corrente de entrada do indutor e a tensão do barramento CC são causados pela modulação da razão cíclica, conforme (2.27). A ondulação de baixa frequência sobre a tensão do indutor, assumindo a tensão sobre o inversor constante, é determinado como $|V_{Ll}| = (1 - D(\theta)) V_{inv}$, enquanto a ondulação de baixa frequência da corrente do capacitor é $|I_{Cl}| = (1 - D(\theta)) I_{in}$. Agora, a fim de estimar as ondulações de baixa frequência das componentes, somente os termos das componentes da fundamental de $|V_{Ll}|$ e $|I_{Cl}|$ são considerados, que são proporcionais aos termos da componente fundamental da Série de Fourier de $D(\theta)$:

$$D_l = \frac{6M}{35\pi} \quad (2.47)$$

Portanto,

$$\Delta I_{Ll} \approx \frac{D_l V_{inv}}{6\omega_1 L} = \frac{M V_{inv}}{70\pi^2 f_1 L} \quad (2.48)$$

e

$$\Delta V_{invl} \approx \frac{D_l I_{in}}{6\omega_1 C} = \frac{M I_{in}}{70\pi^2 f_1 C} \quad (2.49)$$

Sob as piores condições, a ondulação de baixa frequência é adicionado um termo de alta frequência; Portanto, a indutância e a capacitância requeridas são:

$$L \approx \frac{M V_{inv}}{70\pi^2 f_1 \Delta I_L} + \frac{D_{max} V_{in}}{f_s \Delta I_L} \quad (2.50)$$

$$C \approx \frac{M I_{in}}{70\pi^2 f_1 \Delta V_{inv}} + \frac{(1 - D_{min}) I_{in}}{f_s \Delta V_{inv}} \quad (2.51)$$

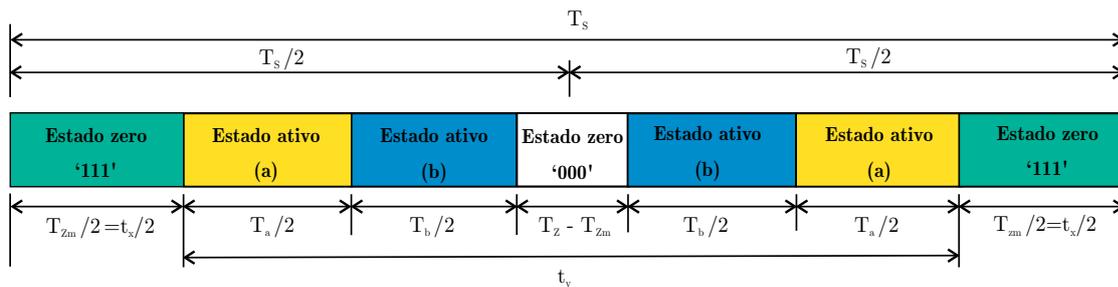
onde:

$$\Delta I_L = \Delta I_{Ll} + \Delta I_{Lh} \text{ e } \Delta V_{inv} = \Delta V_{invl} + \Delta V_{invh}.$$

2.4.3 MSVPWM - MODIFIED SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION

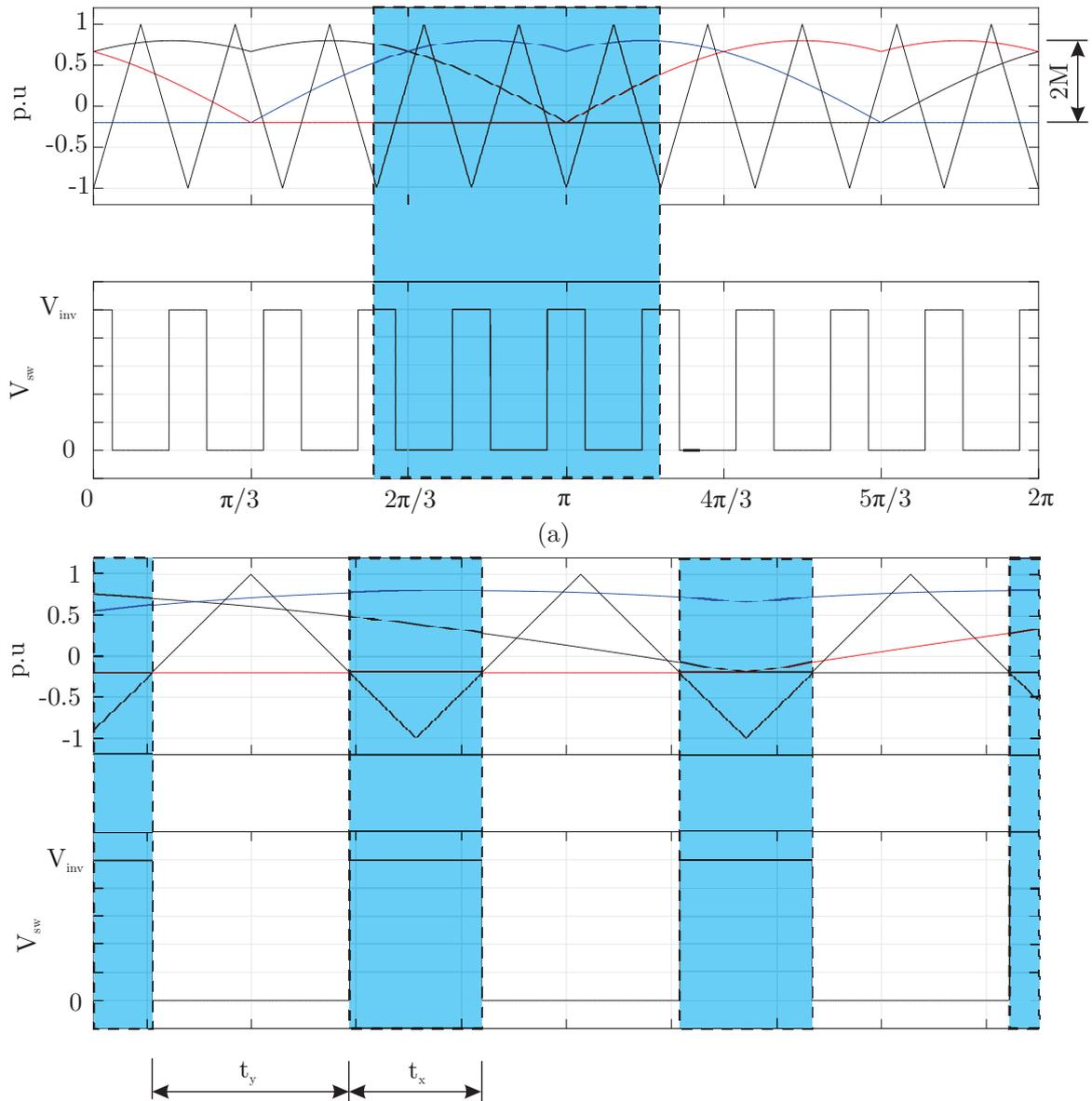
No MSVPWM, proposto em (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a), o tempo total para os vetores nulos segue sendo o mesmo que no SVPWM (ou seja, T_z), a diferença está na distribuição dos tempos t_0 e t_7 . No SVPWM, temos que os tempos para gerar os estados '000' e '111' são os mesmos (T_z). Já no MSVPWM, o estado nulo '111' tem tempo de duração T_{zm} e estado '000' é o complemento de T_{zm} , ou seja, $T_z^* = T_z - T_{zm}$. Tendo como objetivo otimizar o tempo de descarga t_x , é necessário que o tempo do vetor '000' seja o menor possível, de forma que t_x seja o maior possível. O tempo de descarga ocorre quando todas as modulantes são maiores que a portadora triangular. Vale ressaltar que como está sendo utilizado o mesmo tempo total para os vetores nulos, consequentemente, os tempos dos vetores ativos não são afetados. Para elucidar de uma forma mais clara, é apresentada a Figura 23 com os vetores de tempo para a técnica MSVPWM.

Figura 23 – Sequência de comutação, para um setor, usando a técnica de modulação MSVPWM, onde t_x é o tempo de descarga do indutor e t_y é o tempo de carga para um ciclo de comutação.



Também é apresentado de forma gráfica a lógica de carga e descarga para a implementação do MSVPWM (Figura 24).

Figura 24 – Sinais de referência equivalente para a estratégia MSVPWM. (a) Sinais de referência e portadora para um ciclo da fundamental (b) Zoom nos sinais das referências e portadora, onde $M = 0,8$ (índice de modulação) e $M_f = 10$ (índice de modulação em frequência).



Fonte: Elaborado pelo autor.

O tempo de descarga do indutor L (t_x) é fixado no valor mínimo do tempo equivalente de estado zero, T_{zm} , dado por:

$$t_7 = t_x = T_{zm} = T_s \left\{ 1 - 2M \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{6} \right) \right\} \quad (2.52)$$

A Figura 23 apresenta a nova distribuição dos tempos nulos, durante a implementação de um setor. O tempo remanescente (complementar) da duração de T_z é aplicado para o outro estado zero ($t_0 = T_z - T_{zm}$).

Fazendo $t_x = T_{zm}$, a otimização do tempo de descarga de L é automaticamente alcançada, onde os sinais de referência usam esta modificação e dá o nome a estratégia chamada de MSVPWM (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016a).

A Figura 24 mostra que o envelope virtual inferior é constante, onde a razão cíclica D é agora fixa e igual ao índice de modulação M .

Tendo apresentado os critérios para implementação da técnica MSVPWM, as tensões de saída do inversor e de fase normalizadas podem, agora, ser calculadas,

$$\frac{V_{inv}}{V_{in}} = \frac{1}{1-M} \quad (2.53)$$

$$\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}} = \frac{M}{\sqrt{3}(1-M)} \quad (2.54)$$

Finalmente, os valores do indutor e do capacitor pode ser calculados, como no conversor *Boost*, considerando apenas a ondulação da frequência de comutação ΔI_{Lh} e ΔV_{invh} com $D = M$:

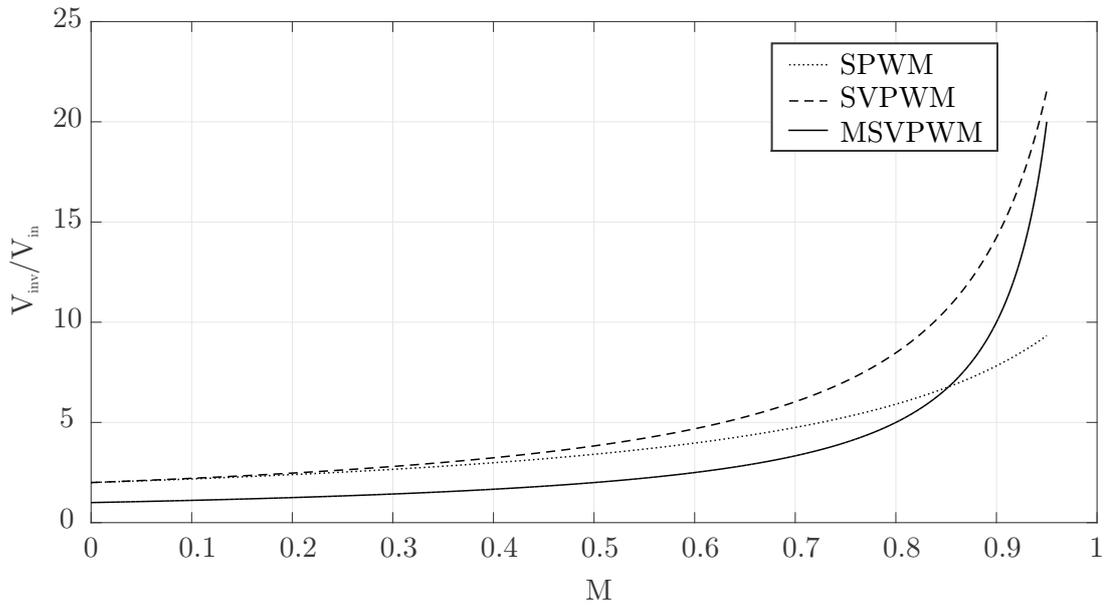
$$\Delta I_{Lh} = \frac{DV_C}{f_s L} \Rightarrow L = \frac{DV_C}{f_s \Delta I_{Lh}} = \frac{MV_C}{f_s \Delta I_{Lh}} = \frac{MV_{in}}{f_s \Delta I_L} \quad (2.55)$$

e

$$\Delta V_{invh} = \frac{(1-D)I_{in}}{f_s C} \Rightarrow C = \frac{(1-D)I_{in}}{f_s \Delta V_{invh}} = \frac{(1-M)I_{in}}{f_s \Delta V_{inv}} \quad (2.56)$$

Uma análise pode ser feita relacionando o índice de modulação M e o ganho estático, o qual relaciona as tensões de saída e entrada do SSI. De forma geral, percebe-se a necessidade de um ganho mais elevado na implementação da técnica SVPWM para toda faixa de varredura de M (Figura 25).

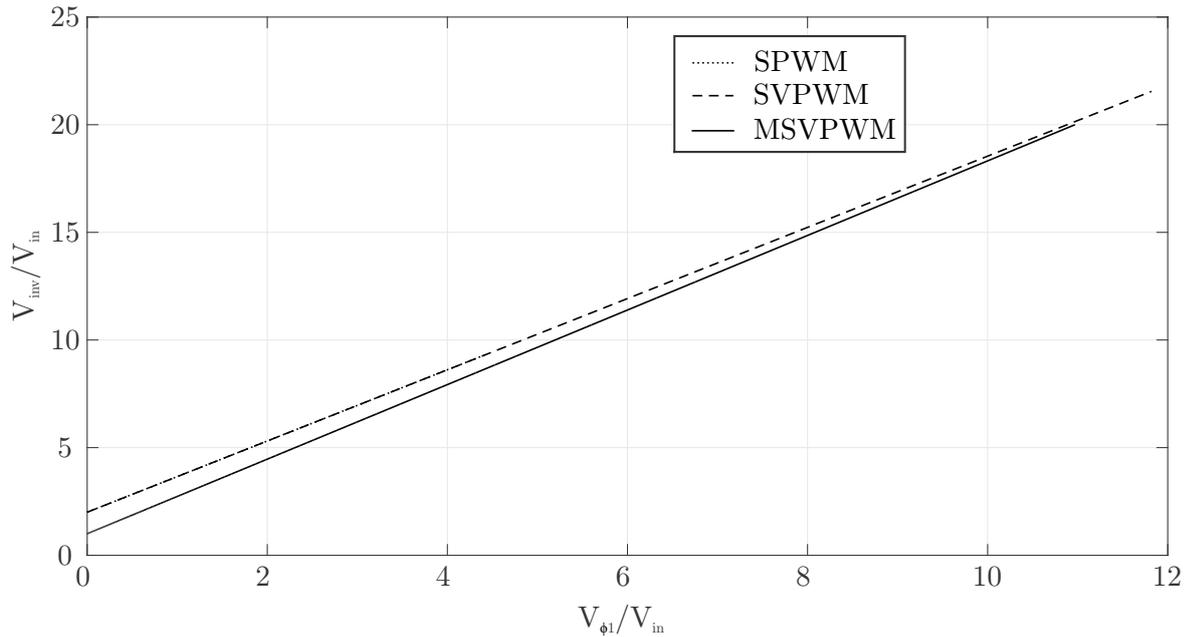
Figura 25 – Gráfico comparativo entre as estratégias de modulação - $\frac{V_{inv}}{V_{in}}$ versus M .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 26 constata-se reduzido *stress* de tensão usando a estratégia de modulação MSVPWM, devido a redução do intervalo de estado zero (t_0), o qual é responsável pelo incremento no tempo de carga do indutor L . Nesta análise, as técnicas SPWM e SVPWM apresentam resposta similar, como pode ser observado pela sobreposição de suas retas no gráfico. De forma geral, o significado físico deste gráfico demonstra que a inclinação mais acentuada exprime a necessidade de um nível de tensão mais elevado a ser fornecido pelo barramento CC para a mesma tensão a ser sintetizada pelo conversor à saída e, por consequência, haverão tensões mais elevadas sobre as chaves.

Figura 26 – Gráfico comparativo entre as estratégias de modulação - $\frac{V_{inv}}{V_{in}}$ versus $\frac{V_{\phi 1}}{V_{in}}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.5 CONTROLE PREDITIVO DE MODELO DE ESTADOS

Nesta seção é abordada a técnica do controle preditivo baseado em modelo aplicado para o caso dos inversores de tensão de dois níveis.

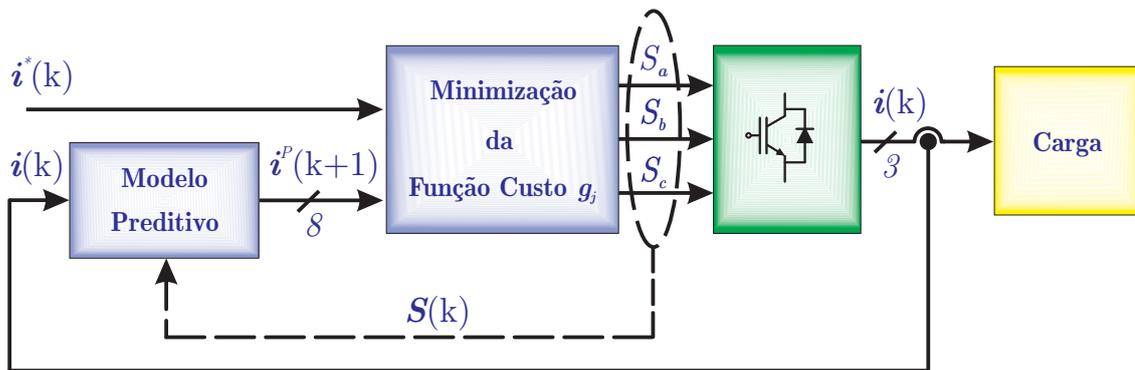
O controle preditivo baseado em modelo é um conjunto de estratégias de controle que, apesar de serem utilizadas em aplicações variadas, possuem o mesmo conceito operacional (CAMACHO, 1999).

Pode-se resumir as ideias gerais do MPC em:

- A. Uso explícito do modelo do sistema analisado para o cálculo das variáveis de saída nos instantes futuros. Obtém-se o modelo do conversor assim como o modelo da carga conectada a seus terminais. O modelo do conversor consiste em analisar a modelagem que descreve todos os seus possíveis estados de comutação;
- B. Cálculo da sequência de controle que minimiza uma função custo. São analisados os erros das variáveis preditas em relação às suas respectivas referências para cada termo que compõe a função custo g ;
- C. Aplicação do primeiro valor da sequência de controle ótima calculada;
- D. Deslocamento do horizonte de predição, recomeçando todo o processo.

A Figura 27 ilustra o esquema de um controlador FCS-MPC (*Finite Control Set MPC*) com um inversor e sua carga.

Figura 27 – Diagrama esquemático do controle de corrente de um inversor com controlador FCS-MPC.



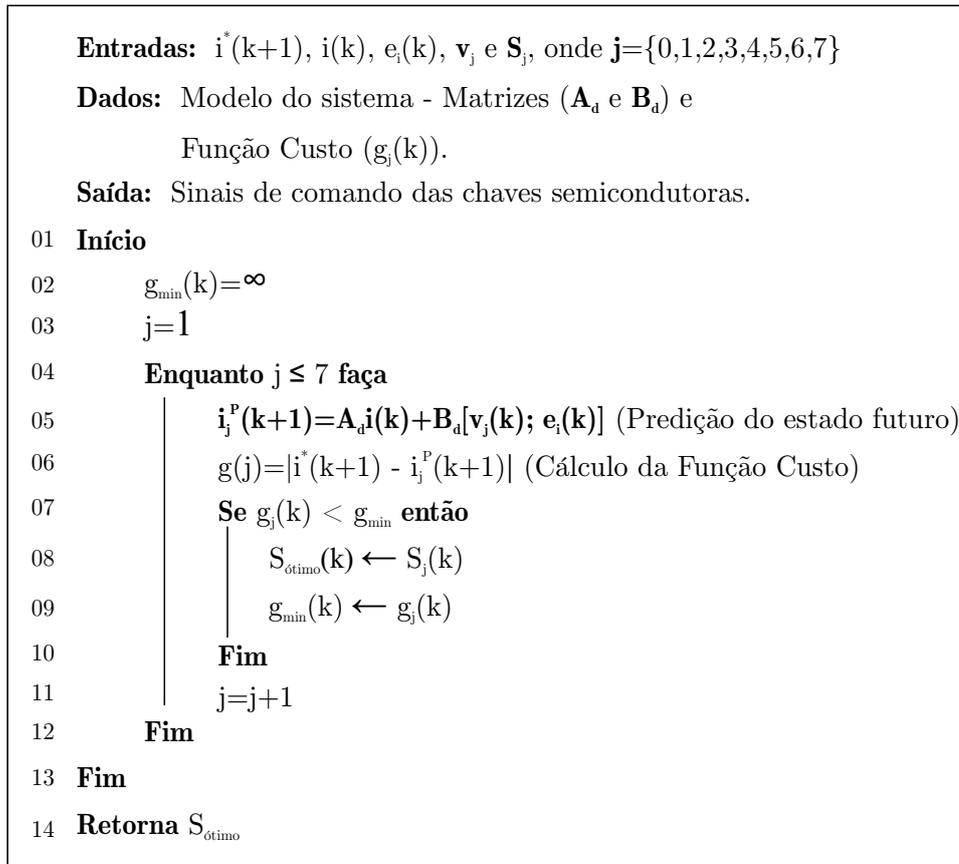
Fonte: Adaptado de (CAMACHO, 1999)

Configurado previamente com o modelo discreto da carga definido de forma genérica como $\mathbf{x}^P(k+1) = \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k)$, o controlador recebe as variáveis medidas (tensão, corrente, potência, entre outras medidas) para calcular os estados futuros possíveis (estados $k+1$). Através da equação de predição, o controlador calcula o valor de $\mathbf{x}^P(k+1)$ e substitui cada um dos vetores espaciais de tensão ($v_0(k+1)$ à $v_7(k+1)$) no lugar da variável $\mathbf{v}(k)$. Em seguida, o controlador utiliza as informações de referência e dos estados preditos para minimizar uma função custo projetada.

Para o caso onde deseja-se seguir uma referência de corrente, a função custo é uma função do tipo $g_j = |\mathbf{i}^* - \mathbf{i}_j^P|$. O FCS-MPC oferece um alto nível de customização de sua função custo, podendo ter diversos objetivos de controle diferente como referência de tensão e corrente, fluxo de potência, frequência de chaveamento, etc. Na Tabela 1 são demonstradas algumas funções custo utilizadas no controle de inversores.

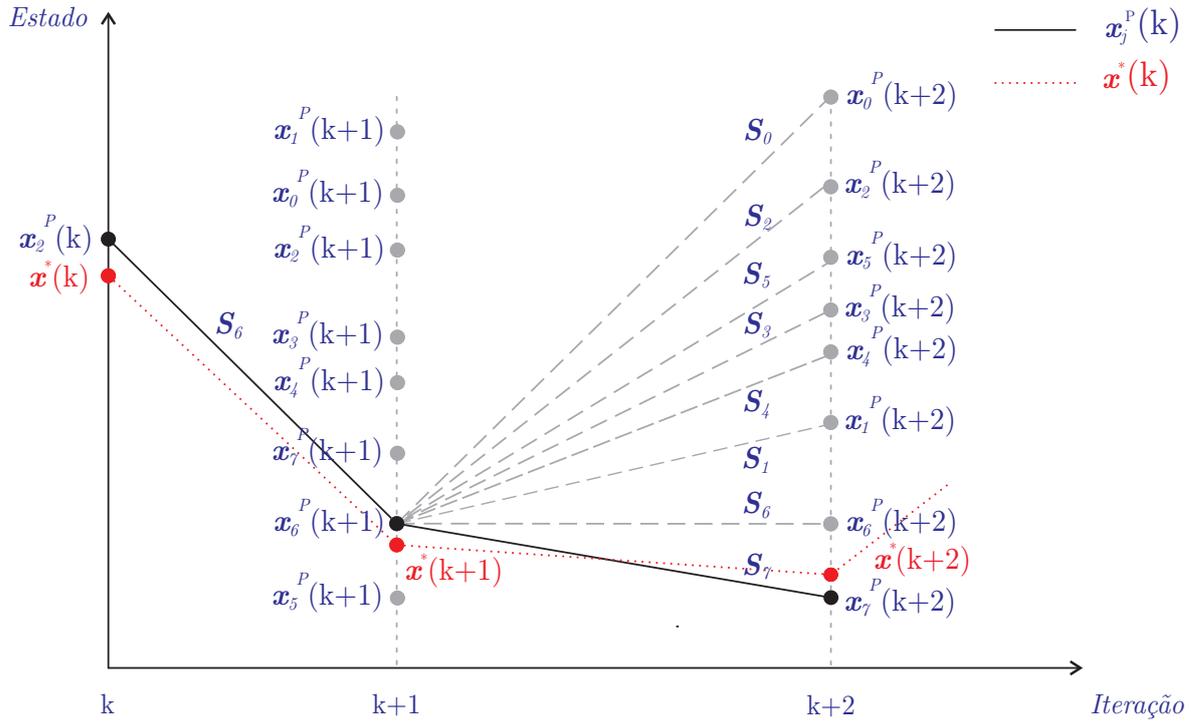
De forma geral, a estratégia de controle MPC utiliza o modelo do sistema discretizado para prever o valor futuro da corrente de carga em todos os possíveis vetores de tensão gerados pelo inversor. A função custo g projetada é avaliada para todos os estados de comutação, sendo o estado que apresenta menor valor de função custo o estado escolhido. As saídas do controlador são os sinais de comando das chaves semicondutoras do inversor. O algoritmo apresentado na Figura 28, sob a forma de português estruturado, explica detalhadamente o método utilizado no caso de uma referência de corrente.

Figura 28 – Algoritmo FS-MPC para controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 29 ilustra, de forma gráfica, as escolhas efetuadas pelo controlador em dois períodos de amostragem consecutivos. Na imagem são apresentados as variáveis de referência e também as predições de cada um dos estados de comutação do conversor. Nele são evidenciadas as escolhas das sequências de comutação que sintetizam a minimização da função custo g , em cada instante de amostragem.

Figura 29 – Diagrama temporal do *Model Predictive Control*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A função custo de uma aplicação pode ser composta de uma ou mais funções, conforme é apresentado na Tabela 1.

Tabela 1
Exemplos de objetivos de controle e suas respectivas funções custo.

Objetivo de controle	Função Custo
Controle de Corrente	$g_i = i^* - i^P $
Controle de Tensão	$g_v = v^* - v^P $
Controle do Fluxo de Potência	$g_{PQ} = P^* - P^P + Q^* - Q^P $
Controle da Tensão do Barramento CC	$g_{v_{CC}} = v_{CC}^* - v_{CC}^P $
Controle das Perdas de Chaveamento	$g_{chav} = \sum_{j=1}^N \Delta i_{C,j}^P \Delta v_{CE,j}^P$

No estudo feito em (KOURO et al., 2009), são desenvolvidas algumas combinações de função custo minimizando a tensão de modo comum e filtrando os harmônicos da corrente de saída. Por exemplo, para controlar o fluxo de potência do inversor e minimizar as perdas

de chaveamento monta-se a função descrita na equação (2.57):

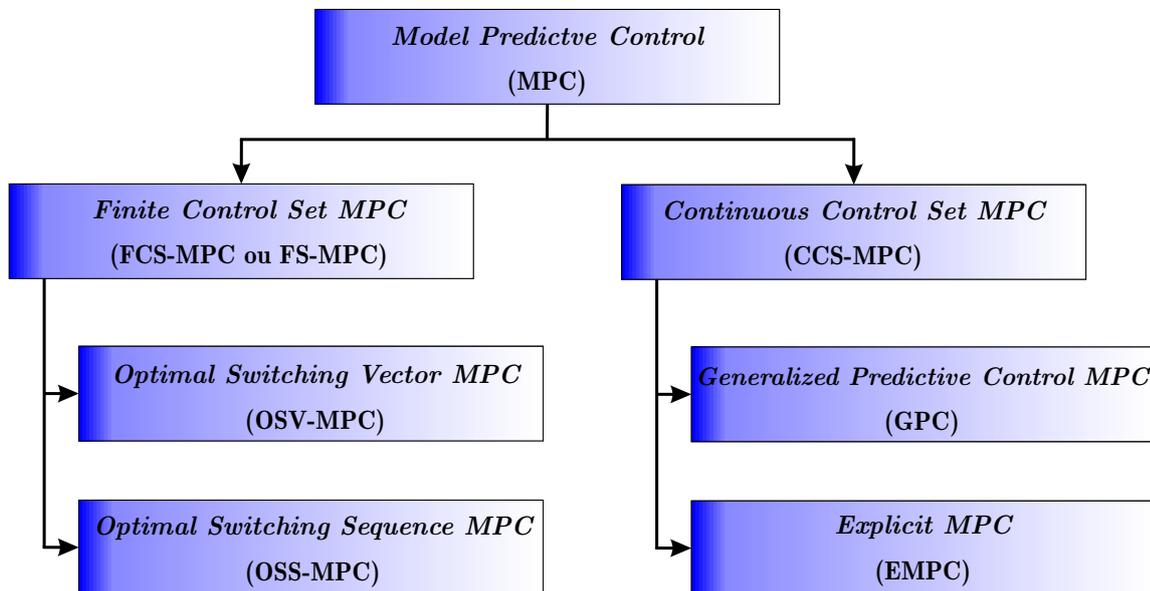
$$g = g_{PQ} + \lambda_{chav} g_{chav} = |P^* - P^P| + |Q^* - Q^P| + \lambda_{chav} \left\| \sum_{j=1}^N \Delta i_{C,j}^P \Delta v_{CE,j}^P \right\| \quad (2.57)$$

em que P^* e Q^* são as potências de referência, P^P e Q^P as potências preditas, $i_{C,j}^P$ é a corrente predita no coletor da chave semicondutora j , $v_{CE,j}$ é a tensão entre coletor e emissor da chave semicondutora j e λ_{chav} é um fator de ponderação que tem a função de dar peso a grandeza que está sendo multiplicada por ele na função custo avaliada.

Uma vantagem (ou uma característica bastante importante) do controle preditivo é a possibilidade de incluir não-linearidades no sistema do modelo preditivo e, conseqüentemente, calcular o comportamento das variáveis para cada diferente estado de condução.

Em (VAZQUEZ et al., 2017) é apresentado as variantes do método, os quais são classificados com base no tipo do problema de otimização (Figura 30). Além disso, cita as principais publicações de estratégias de controle MPC aplicadas a conversores de potência.

Figura 30 – Classificação das estratégias MPCs aplicados em conversores de potência e drives.



Fonte: Adaptado de (VAZQUEZ et al., 2017).

2.5.1 CCS-MPC - *CONTINUOUS CONTROL SET MPC*

No CCS-MPC são computados sinais de controle contínuos e, após, utilizado um modulador para gerar a tensão de saída desejada no conversor de potência. Vale ressaltar que, a estratégia de modulação pode ser qualquer uma que seja possível sua implementação

na topologia do conversor escolhida. A principal vantagem do CCS-MPC é a produção de uma frequência de chaveamento fixa.

Dentro desta linha de controladores para conversores de potência, os mais utilizados são o GPC (*Generalized Predictive Control*) (KENNEL; LINDER; LINKE, 2001; JUDEWICZ et al., 2016) e o EMPC (*Explicit MPC*) (MARIETHOZ; MORARI, 2009; ALMÉR; MARIÉTHOZ; MORARI, 2013). A técnica de controle GPC é aplicável para solução de problemas lineares e sem restrições. Já o EMPC permite seja inserido na modelagem sistemas com características não-lineares e restritos. O principal problema do GPC e EMPC é que quando aplicado aos conversores de potência, ambos requerem uma formulação complexa do problema MPC (VAZQUEZ et al., 2017).

2.5.2 FCS-MPC - *FINITE CONTROL SET MPC*

O FCS-MPC é a variante do MPC para casos onde o sistema possui um número de estados finitos. O FCS-MPC calcula todas as ações de controle possíveis dado o estado do sistema e escolhe aquela que minimiza a função custo projetada (KOURO et al., 2009).

Aplicado para o controle de inversores, o FCS-MPC lida com os problemas de não linearidade e restrição de maneira natural na sua implementação porque sua formulação no domínio tempo é feita diretamente de maneira discreta facilitando a sua implementação nos ambientes digitais.

As técnicas de controle FCS-MPC tem como característica a simplicidade para sua implementação, já que leva em consideração a natureza discreta do conversor de potência para formular o algoritmo de controle MPC e não requer um modulador externo. O FCS-MPC pode ser dividido em dois grandes grupos: OSV-MPC (*Optimal Switching Vector MPC*) (RODRIGUEZ et al., 2007; GEYER; QUEVEDO, 2015) e OSS-MPC (*Optimal Switching Sequence MPC*) (LARRINAGA et al., 2007; VAZQUEZ et al., 2015).

A técnica OSV-MPC é, atualmente, a mais difundida estratégia MPC para conversores de potência. Esta técnica foi a primeira a ser implementada em conversores de potência. Por esta razão, ela pode ser encontrada nas literaturas de referência como FCS-MPC. Sua implementação é realizada através da utilização dos possíveis vetores de tensão de saída do conversor de potência como o conjunto de controle. Por isso o nome, já que utiliza um conjunto finito para o controle, conjunto este que diz respeito as vetores de tensão possíveis de serem implementados pelo conversor.

Já a técnica OSS-MPC apenas calcula as previsões para este conjunto de controle e reduz o problema de otimização, apenas, como um algoritmo de pesquisa enumerado. Isto torna a formulação da estratégia MPC muito intuitiva. Porém, a grande desvantagem da técnica OSV-MPC é que apenas um vetor de tensão de saída é aplicado durante um período de comutação completo. Além disso, a menos que uma restrição adicional seja

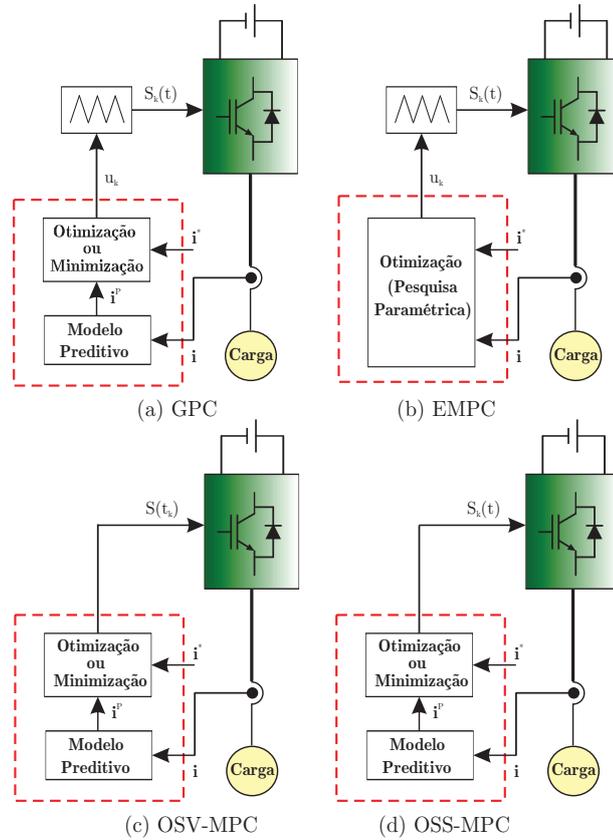
adicionada, o mesmo vetor de tensão de saída pode ser usado durante vários períodos de comutação consecutivos. Portanto, em geral, ele gera uma frequência de comutação variável.

Este problema na técnica OSS-MPC é resolvido considerando um conjunto de controle composto por um número limitado de possíveis sequências de comutação por período de comutação. Desta forma, o OSS-MPC leva em consideração o tempo como uma variável de decisão adicional, ou seja, o interruptor instantâneo altera o estado, que de certa forma se assemelha a um modulador no problema de otimização (VAZQUEZ et al., 2017).

É importante lembrar que os algoritmos que implementam a técnica de controle MPC são apresentadas no modelo discreto, pois, geralmente, são implementados em plataformas de *hardwares* digitais (DSPs - *Digital Signal Processor* ou FPGAs - *Field Programmable Gate Array*). A complexidade da discretização estará no modelo/sistema a ser modelado (linear ou não-linear).

Também em (VAZQUEZ et al., 2017) é apresentado uma tabela resumo (Tabela 2), na qual são evidenciadas as principais características que envolvem as formulações e o desenvolvimento dos algoritmos para implementação das técnicas de Controle Preditivo aplicados a eletrônica de potência. E na Figura 31 são expressas as topologias de cada uma das técnicas, onde as variáveis \mathbf{i} , $\hat{\mathbf{i}}$ e \mathbf{i}^* denotam o conjunto de correntes medidas, previstas e referências, respectivamente. A variável \mathbf{u}_k representa o sinal de controle calculado para o instante k e $\mathbf{S}_k(t)$ a sequência de sinais de acionamento das chaves da ponte trifásica.

Figura 31 – Principais características das estratégias MPC mais utilizadas em aplicações relacionadas a eletrônica de potência.



Fonte: Adaptado de (VAZQUEZ et al., 2017).

Tabela 2
Estratégias MPC.

Descrição do Item	GPC	EMPC	OSV-MPC	OSS-MPC
Diagrama de blocos	Figura 31(a)	Figura 31(b)	Figura 31(c)	Figura 31(d)
Modulador	SVM ou PWM	SVM ou PWM	Não requerido	Não requerido
Frequência de chaveamento fixa	Sim	Sim	Não	Sim
Otimização	Online	Offline (Pesquisa Paramétrica)	Online	Online
Não-linearidades	Pode ser incluído, mas aumenta o custo computacional	Sim	Sim	Sim
Longo horizonte de previsão	Sim	Sim	Pode ser usado, mas requer um algoritmo especial de pesquisa	Pode ser usado, mas requer um algoritmo especial de pesquisa
Formulação	Complexa	Complexa	Bastante intuitiva	Intuitiva

Tendo sido apresentado o embasamento teórico com relação as técnicas de controle e modulação, bem como as topologias fonte de impedância que são objeto de estudo deste trabalho, nos Capítulos 3 e 4 são evidenciadas as modelagens e os resultados referentes as implementações das técnicas de Controle Preditivo (FS-MPC) e Controle Linear tipo Proporcional-Integral junto ao Inversor Fonte Dividida.

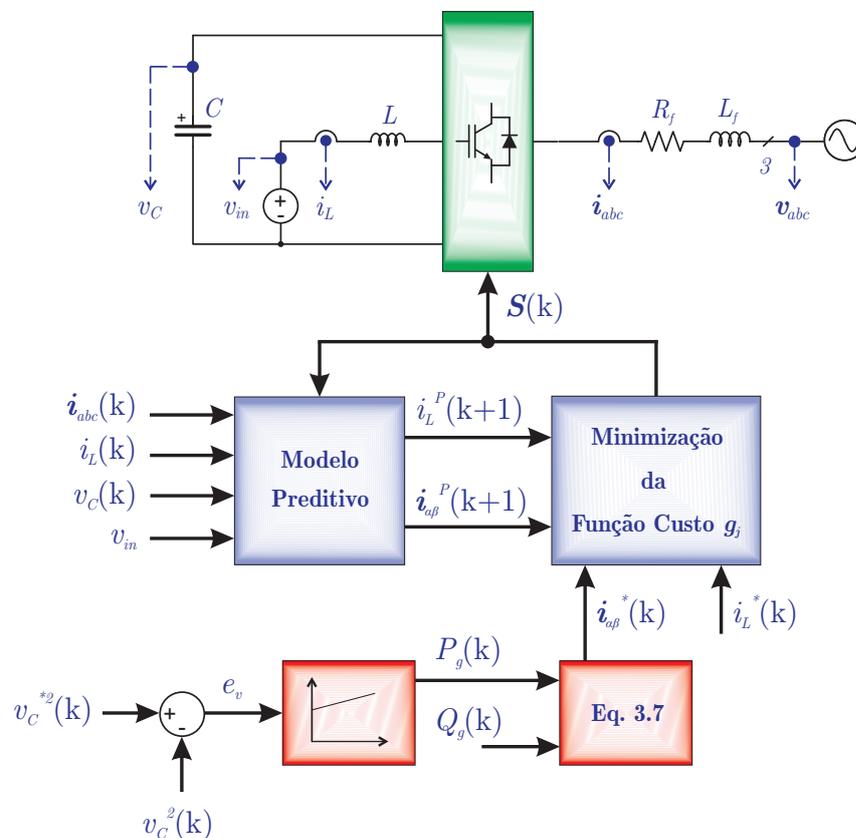
3 CONTROLADOR PREDITIVO APLICADO AO INVERSOR FONTE DIVIDIDA

Neste Capítulo é apresentado o desenvolvimento da modelagem do controle preditivo proposto para o SSI. São demonstradas a modelagem do controlador linear para o barramento CC e a descrição do algoritmo para implementação do controlador FS-MPC com vistas ao controle das correntes de entrada e saída do sistema conectado à rede.

3.1 MODELAGEM

Nesta seção é evidenciado os modelos das variáveis que são controladas ou servem de referência para a estratégia MPC: correntes de saída $i_{\alpha\beta}$, tensão do barramento CC v_C e a corrente de entrada i_L . A Figura 32 demonstra o diagrama de blocos para o controle do SSI conectado à rede, no qual são destacadas as variáveis medidas no conversor e também na rede, as variáveis de entrada e saída dos controladores preditivo para as correntes e proporcional-integral para a tensão do barramento CC.

Figura 32 – Diagrama de blocos para controle do SSI conectado à rede, através da estratégia de controle FS-MPC.



3.1.1 MODELAGEM DAS CORRENTES DE SAÍDA

Cada estado corresponde a um vetor com tensão de saída em coordenadas abc . Estes vetores das tensões de saída podem ser representados em $\alpha\beta$ através da utilização da matriz de transformação para coordenadas $\alpha\beta$.

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Quando o conversor de potência é conectado à rede o comportamento dinâmico das correntes de saída em $\alpha\beta$ podem ser escritas como

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{v}_{\alpha\beta}) \quad (3.2)$$

sendo:

$\mathbf{v}_{abc}(k)$: tensões medidas da rede, em coordenadas abc .

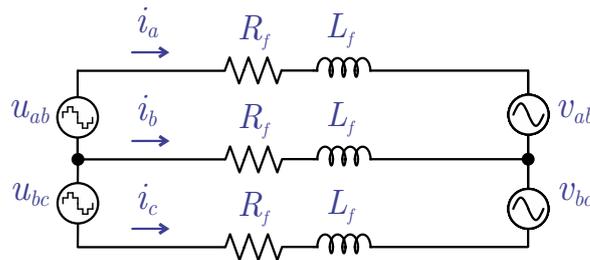
$\mathbf{v}_{\alpha\beta}(k) = [v_{\alpha}(k) \ v_{\beta}(k)]^T$: tensões medidas da rede, em coordenadas $\alpha\beta$.

$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(k)$: tensões de saída do conversor, em coordenadas $\alpha\beta$, com base nos vetores de comutação que podem ser sintetizados pela ponte trifásica.

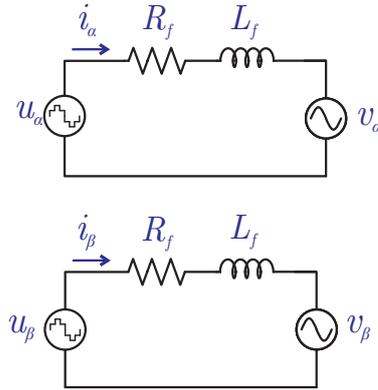
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

As Figuras 33 e 34 ilustram os modelos equivalentes em coordenadas abc e $\alpha\beta$, respectivamente, os quais servem de base para determinação das matrizes dinâmicas do sistema \mathbf{A} e \mathbf{B} destacadas na equação (3.3).

Figura 33 – Planta RL conectada na rede, em coordenadas abc .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 34 – Planta RL conectada na rede, em coordenadas $\alpha - \beta$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A representação do sistema no domínio discreto é demonstrada na equação (3.4), para um período de amostragem T_s , cujo modelo pode ser usado para prever o valor futuro da corrente de saída pela aproximação de retenção de ordem zero (ZOH - *Zero-Order Hold*):

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}(k+1)^P = (I + \mathbf{A}T_s)\mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) + \mathbf{B}T_s(\mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) - \mathbf{v}_{\alpha\beta}(k)). \quad (3.4)$$

Uma unidade de atraso pode ser incluído para compensar o tempo de implementação no microprocessador (atraso de transporte), de acordo com (CORTES et al., 2012).

3.1.2 MODELAGEM DA TENSÃO NO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

A dinâmica da energia no capacitor do barramento CC, no domínio de tempo contínuo é

$$\frac{C}{2} \frac{dv_c^2}{dt} = -P_g + v_{in}i_L, \quad (3.5)$$

onde P_g é a potência ativa da rede e o produto $v_{in}i_L$ representa a potência absorvida da fonte primária. Assumindo a última parcela da equação (3.5) como um distúrbio, o Controlador Proporcional-Integral (PI) pode ser usado para realizar o controle da energia do barramento CC, considerando a modelagem da malha de controle pelo lado CA, como demonstrado na equação (3.6),

$$\begin{aligned} x_{pi}(k+1) &= x_{pi}(k) + T_s e_v(k) \\ P_g(k) &= k_i x_{pi}(k) + k_p e_v(k), \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do *PI*, e $e_v(k) = v_C^*(k) - v_C(k)$ (erro quadrático de tensão no capacitor do *SSI*). As potências ativa e reativa podem ser relacionadas com as correntes de referência de saída como

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^*(k) \\ i_\beta^*(k) \end{bmatrix} = -\frac{2}{3(v_\alpha(k)^2 + v_\beta(k)^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) & v_\beta(k) \\ v_\beta(k) & -v_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g(k) \\ Q_g(k) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Como a frequência de $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ e $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ são muito menores que a frequência de amostragem $1/T_s$ (T_s - *Sampling time*), pode-se supor que $\mathbf{v}(k) \approx \mathbf{v}(k+1)$ e $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k) \approx \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k+1)$. De forma alternativa, a extrapolação de Lagrange para $n=2$ pode ser usada (KUKRER, 1996) para obter $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k+1)$,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k+1) = 3\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k) - 3\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k-1) + \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k-2) \quad (3.8)$$

onde,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(k) = [i_\alpha^*(k) \quad i_\beta^*(k)]^T.$$

3.1.3 MODELAGEM DO CONVERSOR

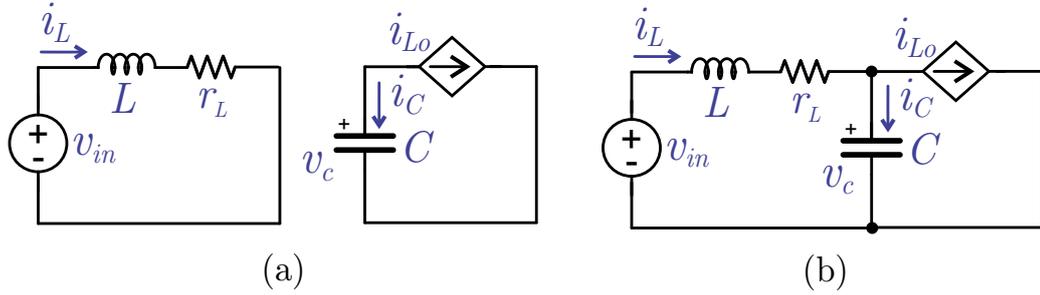
O *SSI* tem oito estados de chaveamento. Cada estado de chaveamento corresponde a uma tensão de saída em coordenadas $\alpha\beta$ e uma tensão através do indutor de entrada é demonstrado na Tabela 3.

Quando todas as chaves superiores estão ativas, o estado de chaveamento corresponde a $j = 7$ e o indutor está descarregando, conforme a Figura 35(b). Para os outros estados ($j = 0...6$) o indutor está carregando, conforme é representado na Figura 35(a).

Tabela 3
Estados de chaveamento, Tensão de saída e Tensão do indutor.

Vetor j	Estado das chaves $S = [S_1 \ S_2 \ S_3]$	Tensão de saída $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]$	Tensão no indutor v_L
0	[0 0 0]	[0 0]	v_{in}
1	[0 0 1]	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	v_{in}
2	[0 1 0]	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	v_{in}
3	[0 1 1]	$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & 0 \end{bmatrix}$	v_{in}
4	[1 0 0]	$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \end{bmatrix}$	v_{in}
5	[1 0 1]	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	v_{in}
6	[1 1 0]	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	v_{in}
7	[1 1 1]	[0 0]	$v_{in} - v_C$

Figura 35 – Circuitos equivalentes de acordo com os estados de chaveamento j : (a) $j = 0, \dots, 6$, (b) $j = 7$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No domínio do tempo contínuo, as equações que representam a dinâmica da tensão sobre o indutor v_L e a corrente no capacitor i_C quando $j \in \{0, \dots, 6\}$ são regidas pelas equações (3.10) e (3.11),

Desenvolvendo a equação das tensões de malha, temos:

$$-v_{in} + L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L = 0 \quad (3.9)$$

Resultando na seguinte equação dinâmica para a corrente no indutor,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{r_L}{L} i_L \quad (3.10)$$

Do somatório das correntes que circulam pela malha, temos:

$$i_C = -i_{Lo} \Rightarrow C \frac{dv_C}{dt} = -i_{Lo} \quad (3.11)$$

Resultando na seguinte equação dinâmica para a tensão no capacitor,

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{Lo}}{C} \quad (3.12)$$

Sendo que a corrente de saída i_{Lo} é modelada em função dos estados das chaves de cada uma das fases do conversor, conforme demonstrado na equação (3.13):

$$i_{Lo}(k) = [2S_1(k) - 1] i_a(k) + [2S_2(k) - 1] i_b(k) + [2S_3(k) - 1] i_c(k) \quad (3.13)$$

Por outro lado, as equações dinâmicas para a tensão no indutor v_L e a corrente no capacitor i_C quando $j = 7$ são dadas pelas equações (3.15) e (3.17):

Desenvolvendo a equação das tensões de malha,

$$-v_{in} + L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + v_C = 0 \quad (3.14)$$

Resultando na seguinte equação dinâmica para a corrente no indutor,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(v_{in} - v_C)}{L} - \frac{r_L}{L}i_L \quad (3.15)$$

Aplicando o somatório das correntes no nó que interliga as malhas de entrada e saída,

$$i_L - i_C = i_{Lo} \Rightarrow i_L - C \frac{dv_C}{dt} = i_{Lo} \quad (3.16)$$

Resultando na seguinte equação dinâmica para a tensão no capacitor,

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L - i_{Lo}}{C} \quad (3.17)$$

Para a modelagem no domínio discreto o processo de carga de L é representado, desprezando-se a resistência r_L do indutor L , através das equações (3.18) e (3.19):

$$\frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} = \frac{v_{in}(k)}{L} \Rightarrow i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{v_{in}(k)}{L}T_s \quad (3.18)$$

$$\frac{v_C(k+1) - v_C(k)}{T_s} = -\frac{i_{Lo}(k)}{C} \Rightarrow v_C(k+1) = v_C(k) - \frac{i_{Lo}(k)}{C}T_s \quad (3.19)$$

Já as equações que descrevem o processo de descarga de L é representado pelas equações (3.20) e (3.21):

$$\frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} = \frac{v_{in}(k) - v_C(k)}{L} \Rightarrow i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{v_{in}(k) - v_C(k)}{L}T_s \quad (3.20)$$

$$\frac{v_C(k+1) - v_C(k)}{T_s} = \frac{i_L(k) - i_{Lo}(k)}{C} \Rightarrow v_C(k+1) = v_C(k) + \frac{i_L(k) - i_{Lo}(k)}{C}T_s \quad (3.21)$$

Após a discretização do modelo que descreve o conversor SSI, são representados, na forma matricial, as equações que descrevem o processo de carga de L (equação (3.12)) e de descarga de L (equação (3.17)). Os modelos discretos apresentados nas equações (3.22) e (3.23) serão utilizados pelo controlador MPC para predição da corrente sobre o indutor i_L^P e a tensão do capacitor v_C^P para cada um dos oito estados de chaveamento possíveis de serem implementados pelo conversor.

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1)^P \\ v_C(k+1)^P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_C(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in}(k) \\ i_{Lo}(k) \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1)^P \\ v_C(k+1)^P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_C(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in}(k) \\ i_{Lo}(k) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.1.4 DESCRIÇÃO DA FUNÇÃO CUSTO

O objetivo do MPC é prever o comportamento futuro das variáveis, ao longo de um período chamado de janela de horizonte. Portanto, uma ação de controle apropriada deve ser definida para conduzir essas variáveis o mais próximo possível dos valores de referência desejados.

As variáveis medidas $\mathbf{x}(k) = [i_\alpha(k) \ i_\beta(k) \ i_L(k)]^T$ são usadas para avaliar o modelo discreto do sistema representado pela função f_p , a qual é utilizada para prever os valores futuros do sistema $\mathbf{x}_j^P(k+1)$ dentre as possibilidades de combinações dos sinais de controle das chaves estáticas \mathbf{S}_j , onde

$$\mathbf{x}_j^P(k+1) = f_p\{\mathbf{x}(k), \mathbf{S}_j\}, \quad \forall j \in \{1, \dots, 8\}. \quad (3.24)$$

Aqui, f_p são os dois modelos discretos (equação (3.4)) para as correntes de saída previstas $i_{\alpha\beta}$, e (equações (3.22) e (3.23)) para a corrente de entrada prevista i_L . Além disso, existem oito predições possíveis e oito valores resultantes para a função custo g_j .

$$g_j = f_g\{\mathbf{x}^*, \mathbf{x}_j^P\}, \quad \forall j \in \{1, \dots, 8\}. \quad (3.25)$$

É importante ressaltar que existem várias maneiras de definir uma função custo, dependendo da natureza dos diferentes termos envolvidos na formulação. Uma função custo adequada pode ser definida como (CORTES et al., 2009),

$$g_j = |i_\alpha^* - i_{\alpha j}^P| + |i_\beta^* - i_{\beta j}^P| + \lambda |i_L^* - i_{L j}^P|. \quad (3.26)$$

onde $i_{\alpha j}^P$ e $i_{\beta j}^P$ são as correntes de saída preditas em coordenadas $\alpha\beta$; $i_{\alpha j}^*$ e $i_{\beta j}^*$ são as correntes de saída de referência em coordenadas $\alpha\beta$; i_L^* referência da corrente de entrada e $i_{L j}^P$ predição da corrente de entrada.

A variável λ é o fator de ponderação. Este fator representa o peso da corrente do indutor na determinação da ação do sistema de controle. O fator com maior peso refere-se a maior prioridade da variável associada na decisão de controle.

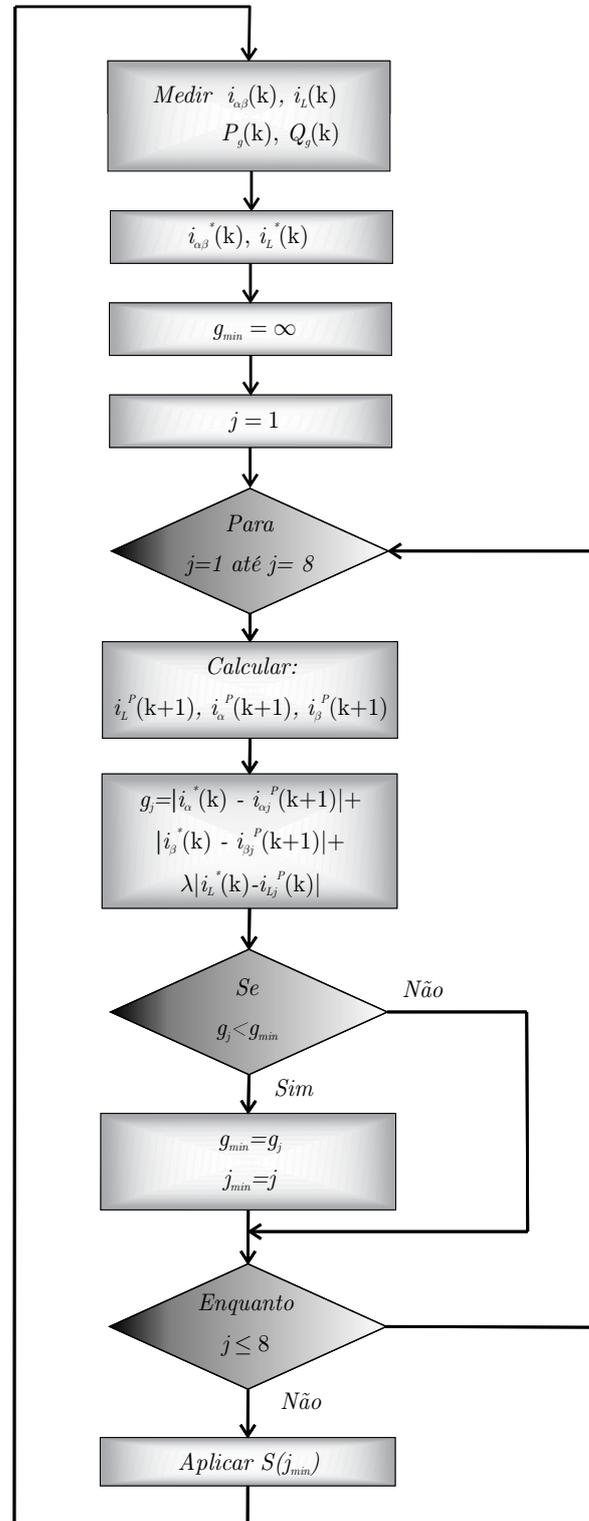
Portanto, a ação de controle $\mathbf{S}(k+1)$ que leva \mathbf{x} o mais próximo possível da referência desejada \mathbf{x}^* deve minimizar a função de custo f_g

$$\mathbf{S}(k+1) = \arg \left\{ \min_{\mathbf{S}_j} f_g\{\mathbf{x}^*, \mathbf{x}_j^P(\mathbf{S}_j)\} \right\}, \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, 8\}. \quad (3.27)$$

O algoritmo de controle é detalhado na Figura 36 através da representação na forma de fluxograma. Como demonstrado neste fluxograma, a minimização da função custo pode ser implementada através de um modelo de predição da planta. De forma que é realizada a previsão de cada um dos oito vetores de tensão, cujos valores são avaliados através

do resultado gerado na função custo definida. Dentre os vetores de tensão analisados é computado o valor mínimo e o índice do estado de comutação correspondente.

Figura 36 – Fluxograma da implementação do algoritmo de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação referentes ao Controlador Preditivo aplicado ao SSI conectado à rede. Os resultados são analisados através da inserção de distúrbios em variáveis importantes do sistema e avaliadas as respostas diante da ocorrência dos mesmos. Também são apresentadas as conclusões e análises acerca dos resultados obtidos.

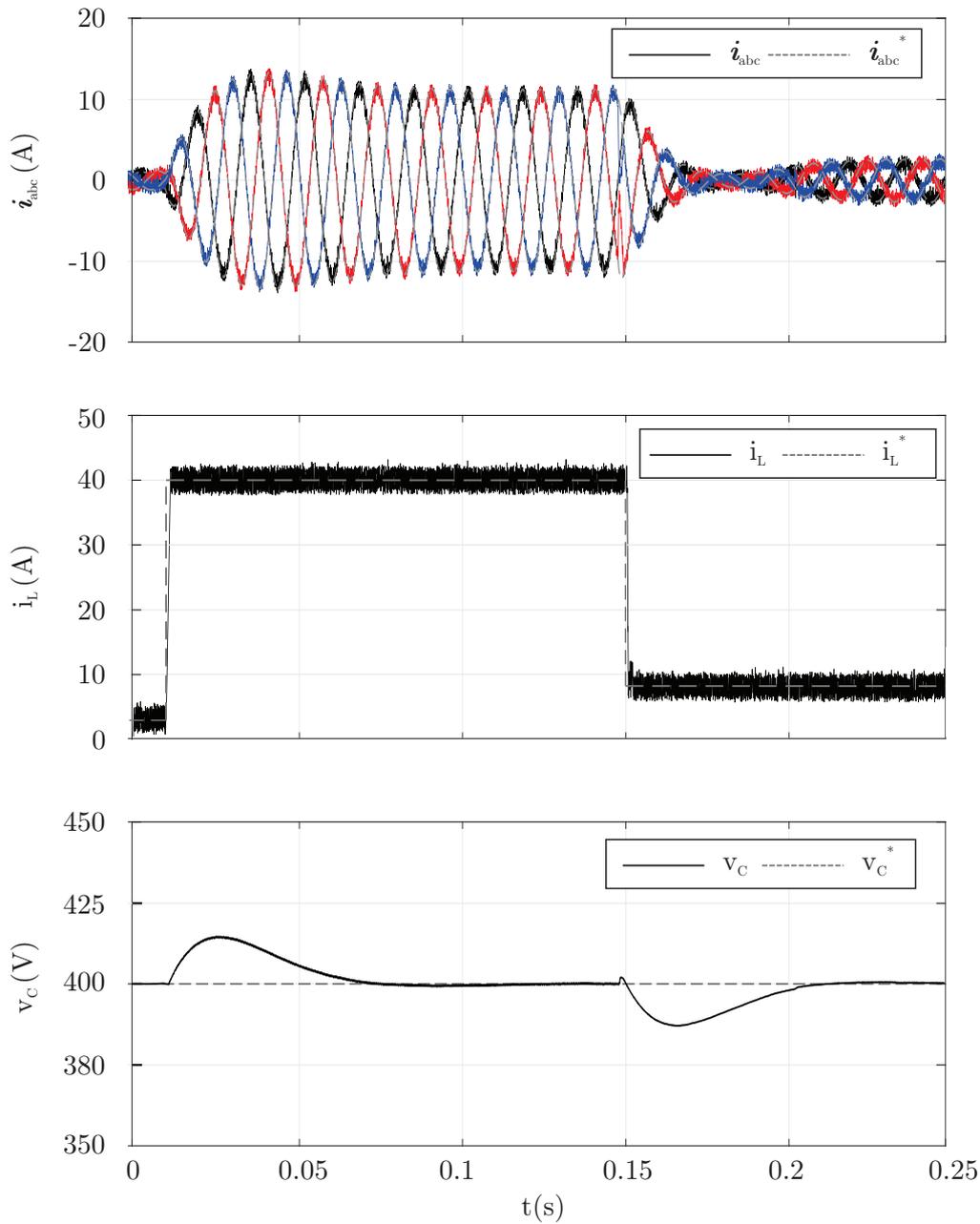
Para demonstrar o desempenho do sistema de controle proposto (FS-MPC) para o SSI trifásico, os resultados de simulação foram obtidos com base nos dados apresentados na Tabela 4. O tempo de amostragem T_s usado é de $20 \mu\text{s}$. As simulações foram desenvolvidas no *software* Matlab/Simulink considerando os modelos dos componentes ativos e passivos presentes na biblioteca *SimPowerSystems*, que possui blocos especializados para análise de circuitos e sistemas no domínio contínuo e também discreto.

Tabela 4
Dados de simulação - SSI conectado à rede (FS-MPC).

Variável	Valor
S	5 kVA
V_C	400 V
V_{in}	75 V
$v_{s(l-l)}$	220 V
C	3 mF
L	2.5 mH
L_f	4.3 mH

A Figura 37 mostra um degrau na corrente de referência de entrada. No início, a corrente de referência de entrada é 2,5 A e, no instante 15 ms, a referência é alterada para 40 A. Posteriormente, a corrente de referência em 150 ms a corrente é alterada para 8 A. Observe que a corrente de entrada tem uma dinâmica rápida, que é uma característica importante das estratégias de controle MPCs. Por outro lado, este degrau de corrente causa uma perturbação na energia do capacitor. Assim, a tensão do barramento CC se desvia do seu valor nominal e o controlador linear gera uma ação que faz com que restaure esta variável com uma dinâmica linear satisfatória.

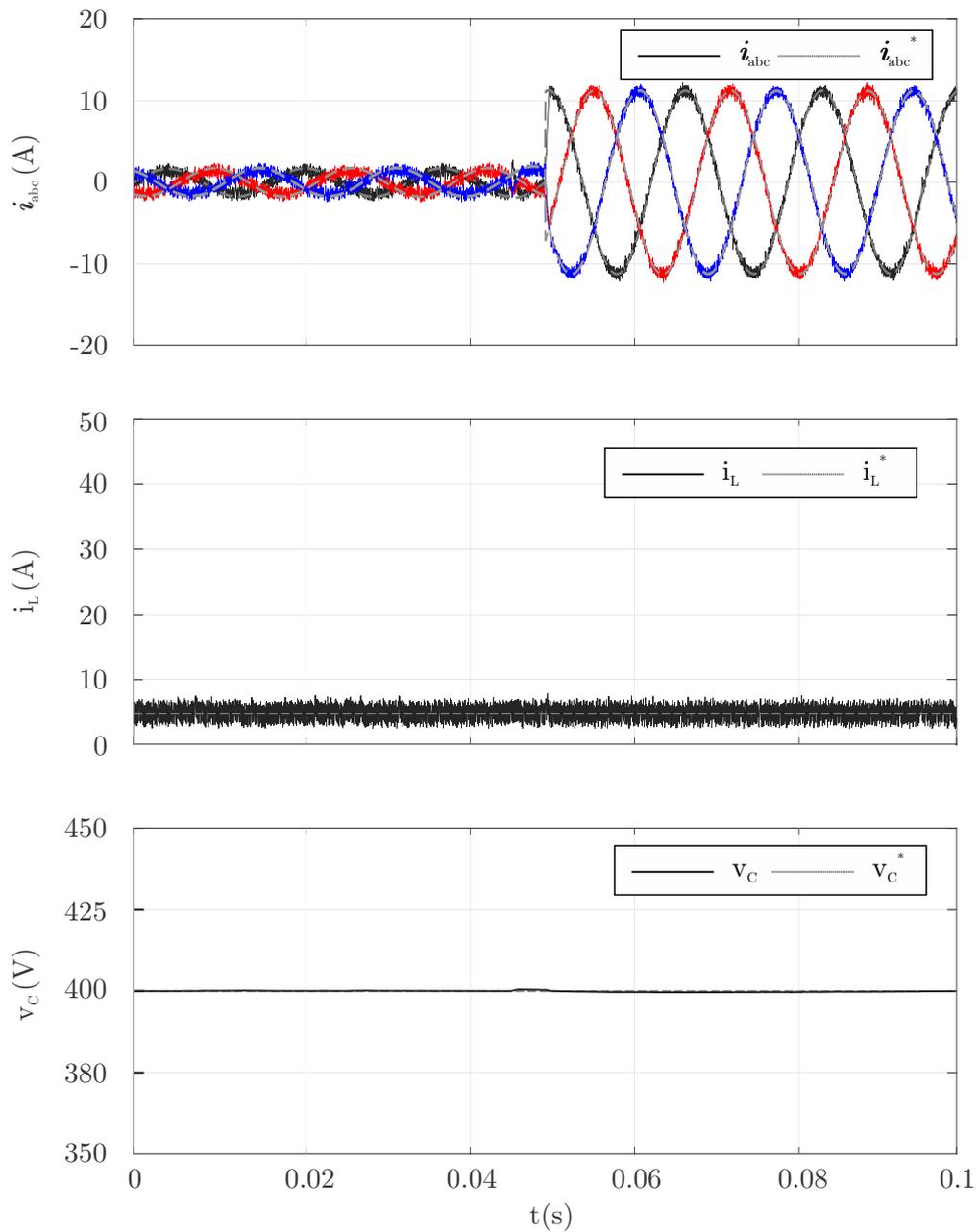
Figura 37 – Resultados de simulação para um degrau na corrente de entrada: correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 38 mostra um degrau na referência de energia reativa Q^* , no instante $t = 50\mu s$. Percebe-se uma dinâmica rápida na corrente de saída com um pequeno erro. A corrente de entrada e a tensão do barramento CC não sofrem alteração, uma vez que a potência ativa é constante.

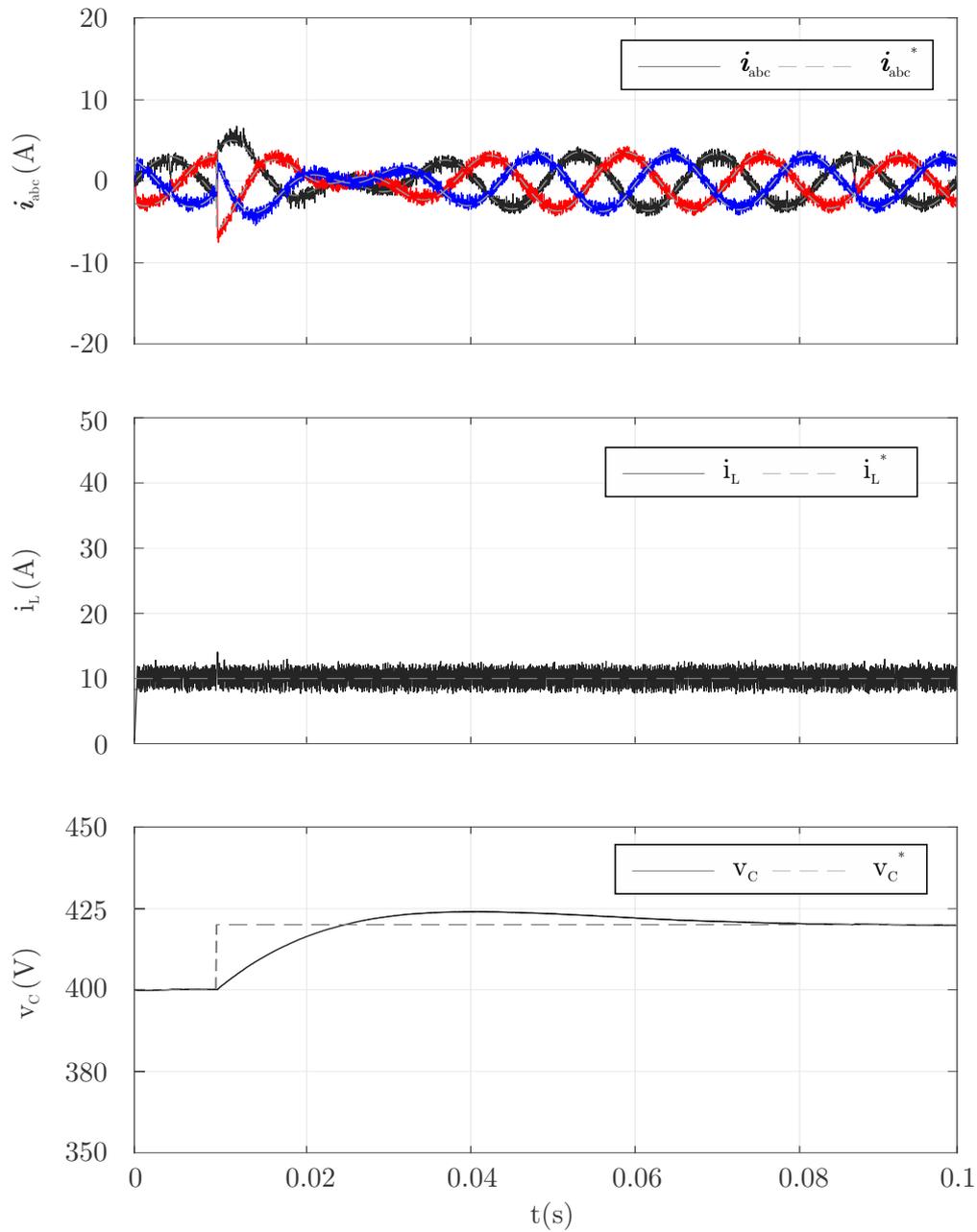
Figura 38 – Resultados de simulação para um degrau na referência de energia reativa Q^* : correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 39 mostra um degrau na referência de tensão do barramento CC de 400V para 420V, em $t = 20\mu s$. Percebe-se que a dinâmica do controlador linear consegue gerar uma ação que acompanhe a nova referência.

Figura 39 – Resultados de simulação para um degrau na tensão do barramento CC: correntes de saída (i_{Lo}), corrente de entrada (i_L) e tensão do capacitor (v_C).



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 ANÁLISES DE DESEMPENHO

Para determinação do erro em regime permanente foram desconsideradas as amostras referentes ao regime transitório. Para as correntes de saída, foram computados os erros

médios de cada componente, em coordenadas $\alpha\beta$, através das variáveis $\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\alpha)}$ e $\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\beta)}$:

$$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\alpha)} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_{\alpha}^*(j) - i_{\alpha}(j)) \quad (3.28)$$

e

$$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\beta)} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_{\beta}^*(j) - i_{\beta}(j)) \quad (3.29)$$

De posse dos erros médios das correntes de saída é calculado o erro quadrático, conforme demonstrado na equação (3.30):

$$E_{i_{Lo}} = \frac{\sqrt{\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\alpha)}^2 + \bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\beta)}^2}}{\sqrt{i_{\alpha}^{*2} + i_{\beta}^{*2}}} \quad (3.30)$$

Para os erros na corrente de entrada e de tensão do barramento CC são calculados da seguinte forma:

$$E_{i_L} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_L^*(j) - i_L(j)) \quad (3.31)$$

e

$$E_{v_C} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (v_C^*(j) - v_C(j)) \quad (3.32)$$

onde:

N : Número total de amostras considerando, somente, quando as variáveis atingiram a faixa de operação considerada em regime estacionário.

$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\alpha)}$: Erro na corrente de saída, em coordenada α .

$\bar{\varepsilon}_{i_{Lo}(\beta)}$: Erro na corrente de saída, em coordenada β .

$E_{i_{Lo}}$: Erro médio quadrático da corrente de saída.

E_{i_L} : Erro médio (média aritmética) da corrente de entrada.

E_{v_C} : Erro médio (média aritmética) da tensão do barramento CC.

i_{α}^* , i_{β}^* , i_L^* e v_C^* : Variáveis de referência.

i_{α} , i_{β} , i_L e v_C : Variáveis medidas.

De forma a analisar a performance do sistema, são propostos duas funções custo. A primeira delas g_1 , já explicitada na modelagem do FS-MPC, estabelece um fator de

ponderação λ que indica a relevância do termo referente ao erro na corrente de entrada i_L para a função custo:

$$g_1 = \left| i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^P \right| + \left| i_{\beta}^* - i_{\beta}^P \right| + \lambda \left| i_L^* - i_L^P \right| \quad (3.33)$$

A segunda função custo proposta é g_2 , a qual também é formada pelos parâmetros das correntes de entrada e saída. O diferencial está no fator multiplicador sobre as correntes de saída em coordenadas $\alpha\beta$. Enquanto em g_1 apenas o termo relativo a corrente de entrada tem um fator de ponderação, agora, as correntes de saída recebem a complementação percentual de λ definido para a corrente de entrada. Assim,

$$g_2 = (1 - \lambda) \left(\left| i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^P \right| + \left| i_{\beta}^* - i_{\beta}^P \right| \right) + \lambda \left| i_L^* - i_L^P \right| \quad (3.34)$$

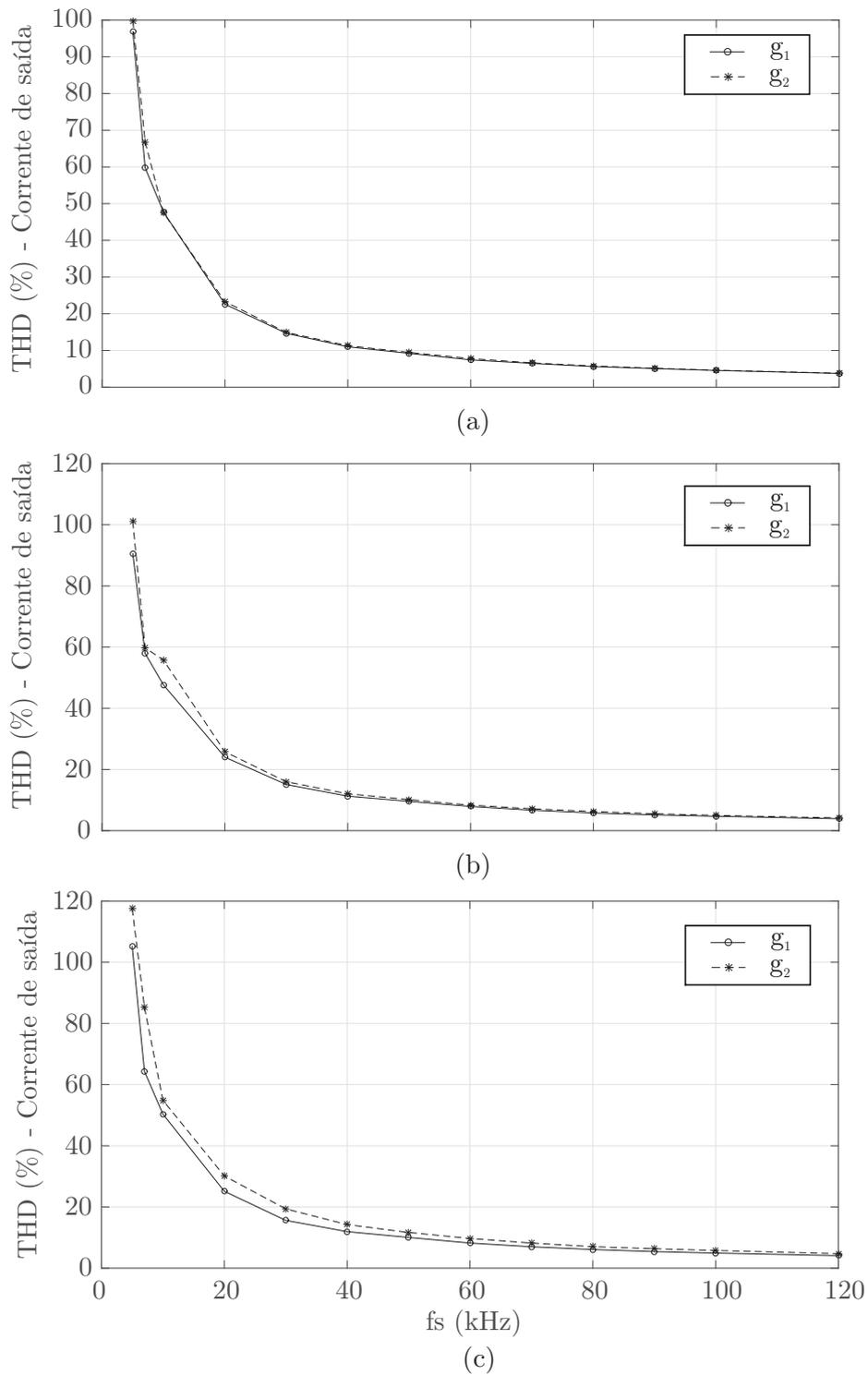
Com base nas funções g_1 e g_2 são realizadas as análises da resposta do FS-MPC com relação a variação dos seguintes parâmetros:

- Frequência de amostragem f_s ;
- Fator de ponderação λ ; e
- Indutância do filtro de saída.

Iniciando a análise pela frequência de amostragem, as Figuras 40 e 41 demonstram a resposta das correntes frente a variação de f_s . São analisados os resultados utilizando três diferentes fatores de ponderação λ (0,3, 0,5 e 0,8). De forma geral, com relação a análise das correntes de saída pode ser observado menor taxa de distorção harmônica total na função custo g_1 , e que esta diferença é menos evidente a medida que a frequência de amostragem é incrementada. E com relação aos critérios estabelecidos pela (IEEE 1547, 2009) ficam com valores muito próximos, a partir de 80 kHz, algo em torno de 4 à 5 % de THD, para ambas funções custos, e tornam-se inferiores ao patamar de 4 % em frequências superiores a 100 kHz.

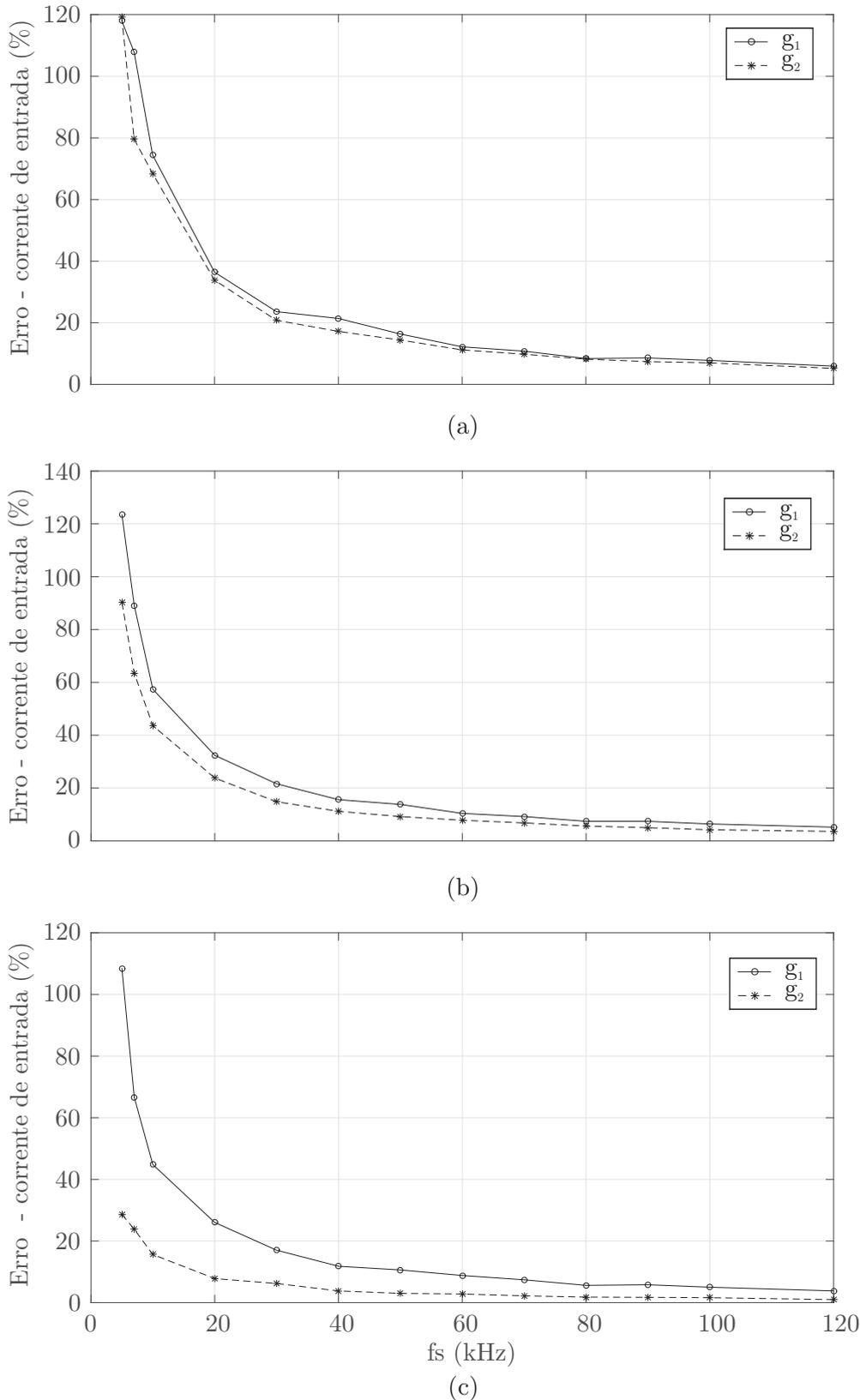
Por sua vez, a corrente de entrada apresenta melhor performance com relação a função custo g_2 , e se torna mais evidente com a escolha de λ maiores, os quais são responsáveis por aumentar o peso da variável de entrada frente as componentes das correntes de saída.

Figura 40 – FS-MPC conectado à rede: THD(%) da corrente de saída versus frequência de amostragem (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



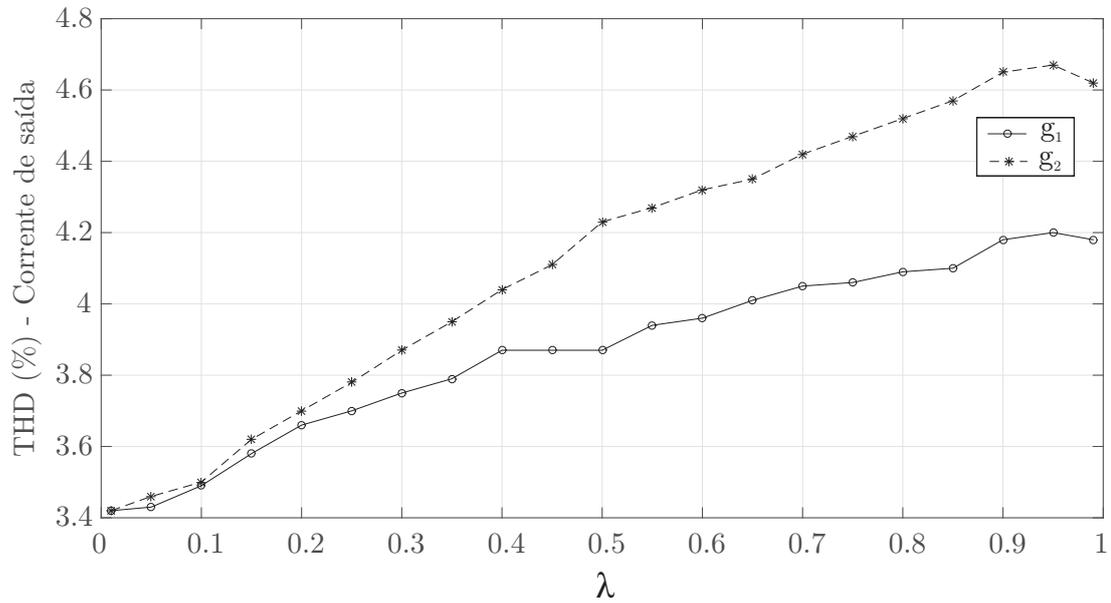
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 41 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada versus frequência de amostragem (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



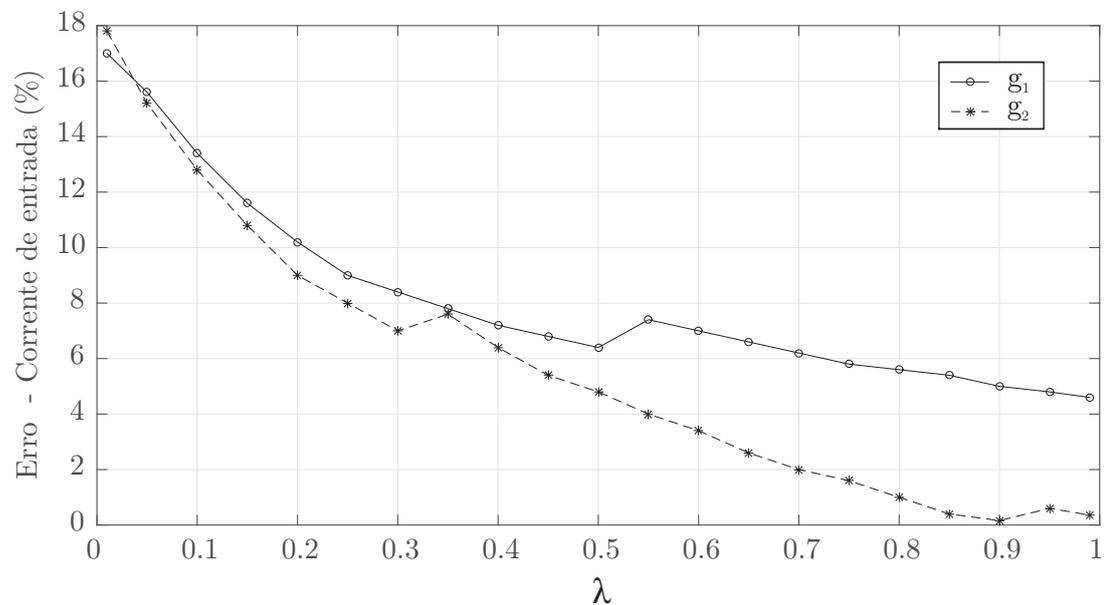
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 42 – FS-MPC conectado na rede: THD (%) da corrente de saída versus fator de ponderação ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 43 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada versus fator de ponderação ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A segunda análise é realizada com relação ao fator de ponderação, cujos resultados são demonstrados nas Figuras 42 e 43. Diante da THD das correntes de saída não percebe-se um efeito mais claro de λ , embora haja um pequeno aumento da taxa de distorção

harmônica com o incremento da magnitude deste fator. Para os parâmetros de projeto, pode ser observado que a (IEEE 1547, 2009) é atendida em boa parte da faixa analisada, para ambas funções custos.

Já o erro sobre a corrente de entrada tem um efeito mais evidente, em que o erro reduz a medida que este fator aumenta. E com uma performance melhor de g_2 analisando, unicamente, com relação a variável i_L .

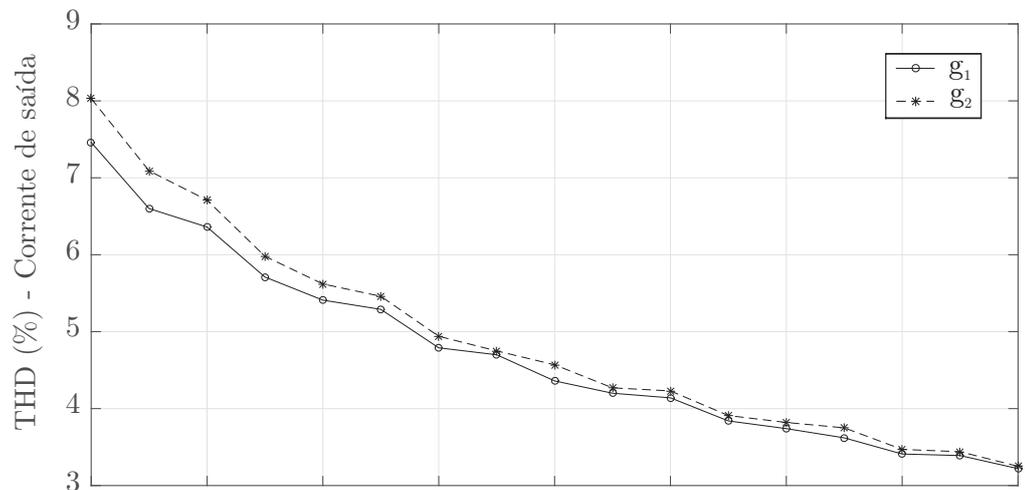
Por fim, é analisado a variação paramétrica do indutor de saída L_f . É realizada a análise considerando a varredura do valor de referência do indutor de saída na planta do sistema de 60% à 140%, e mantém-se L_f de projeto no modelo de predição do controlador MPC. Assim como foi estabelecido para a análise da variação de f_s , também foram escolhidos três fatores de ponderação diferentes (0,3, 0,5 e 0,8). Nas Figuras 44 e 45 são demonstrados os resultados.

Ao analisar a THD de \mathbf{i}_{abc} , existe uma redução percentual quando se tem o incremento da indutância do filtro de saída. Também observa-se uma performance melhor da função custo g_1 em relação a g_2 , muito embora a resposta do controlador preditivo, para ambas as funções, tenha um comportamento similar. Para os três casos é atendido o critério da THD estabelecida em (IEEE 1547, 2009), em ambas funções custo.

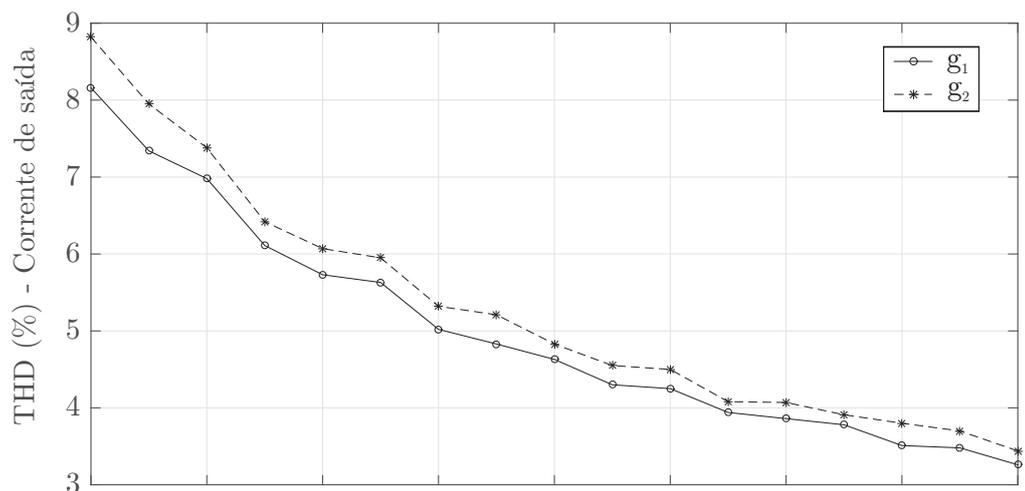
Vale ressaltar que o aumento de L_f apresenta a característica de filtragem de harmônicos, o que atenua o efeito das componentes de altas frequências sobre as variáveis de correntes.

Por fim, é analisado a resposta da corrente de entrada frente a variação paramétrica de L_f . Aqui, a função custo g_2 tem um erro de corrente consideravelmente menor, para toda a faixa de valores atribuídos na planta para o indutor de saída. E o aumento do fator λ torna esse efeito ainda mais claro.

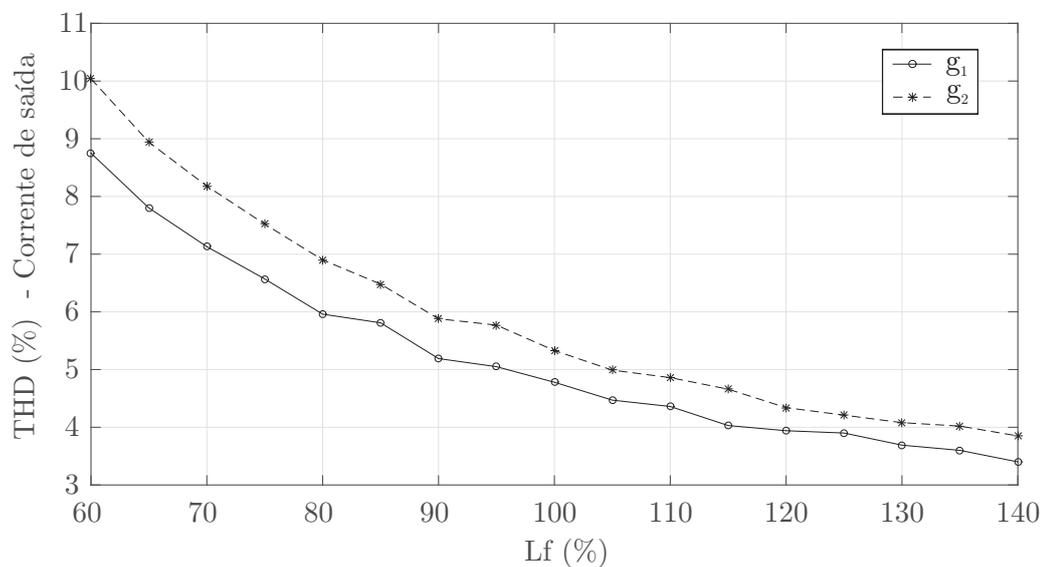
Figura 44 – FS-MPC conectado na rede: THD(%) na corrente de saída em relação a variação paramétrica de L_f (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



(a)

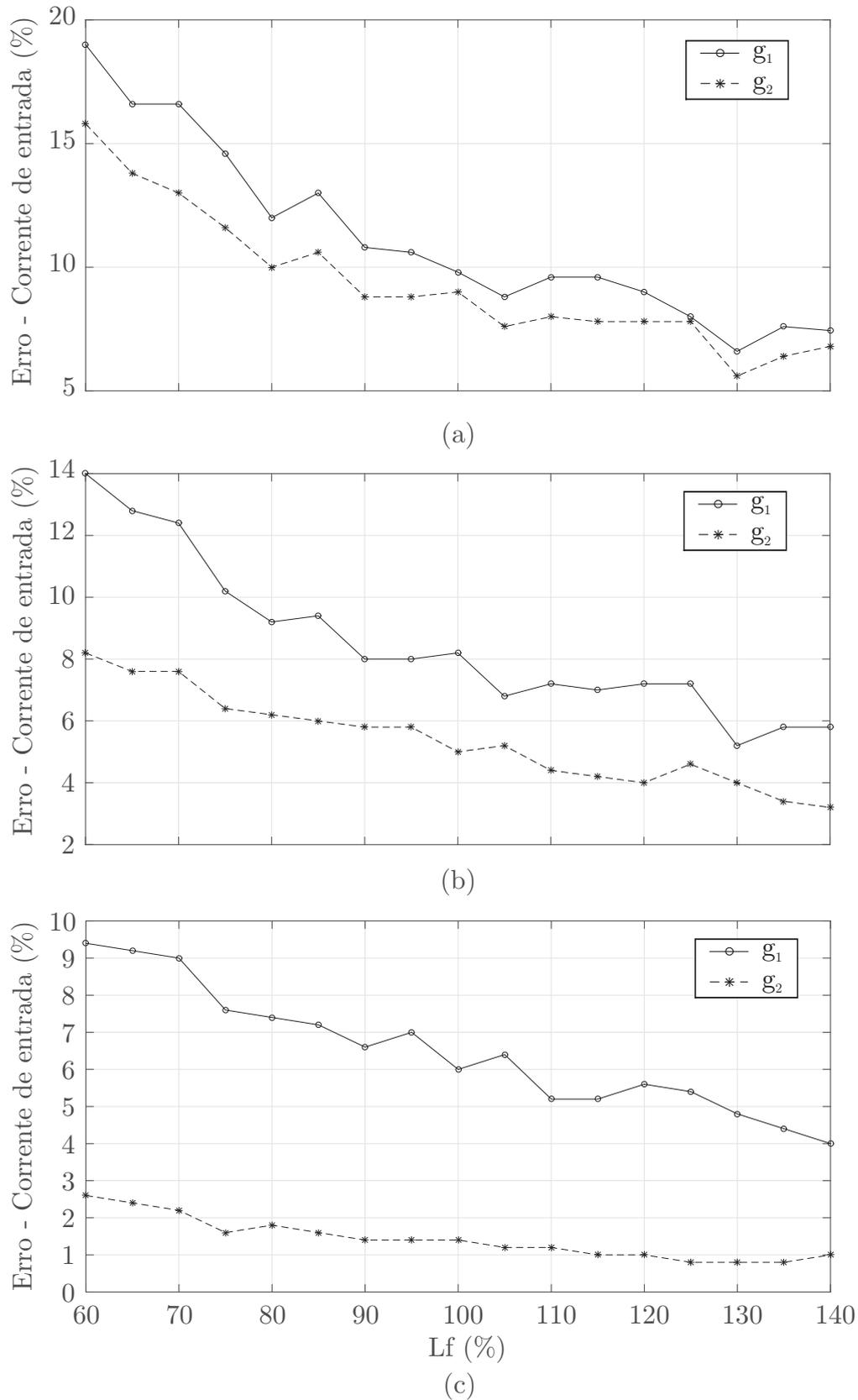


(b)



(c)

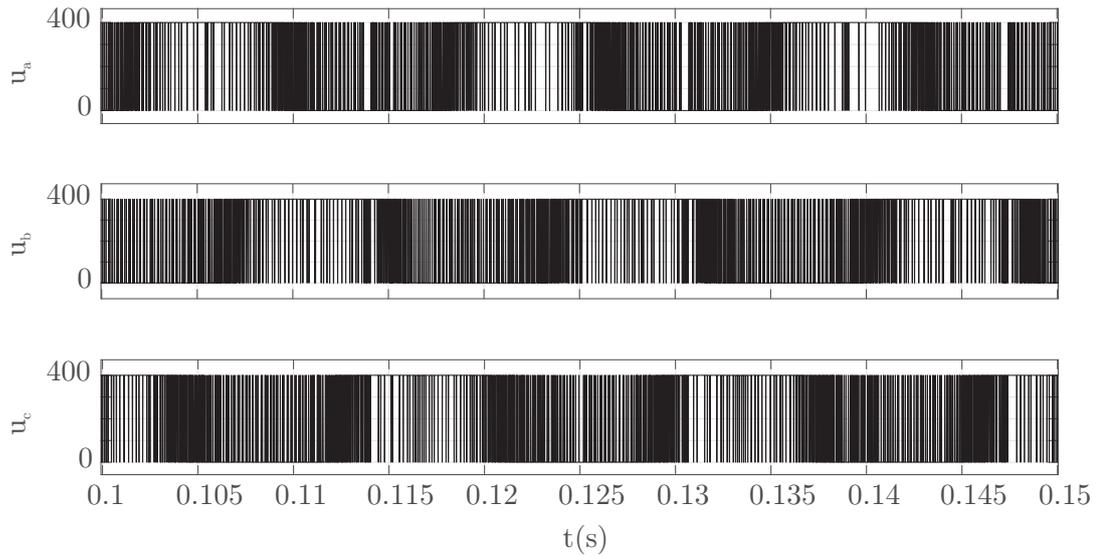
Figura 45 – FS-MPC conectado na rede: Erro na corrente de entrada em relação a variação paramétrica de L_f (a) $\lambda = 0,3$; (b) $\lambda = 0,5$ e (c) $\lambda = 0,8$ ($T_s = 20\mu s$, $R_f = 0,01\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 3mF$).



Os próximos resultados demonstram o espectro harmônico e os sinais de saída do conversor para o ponto de operação definido, conforme apresentado, anteriormente, na Tabela 4.

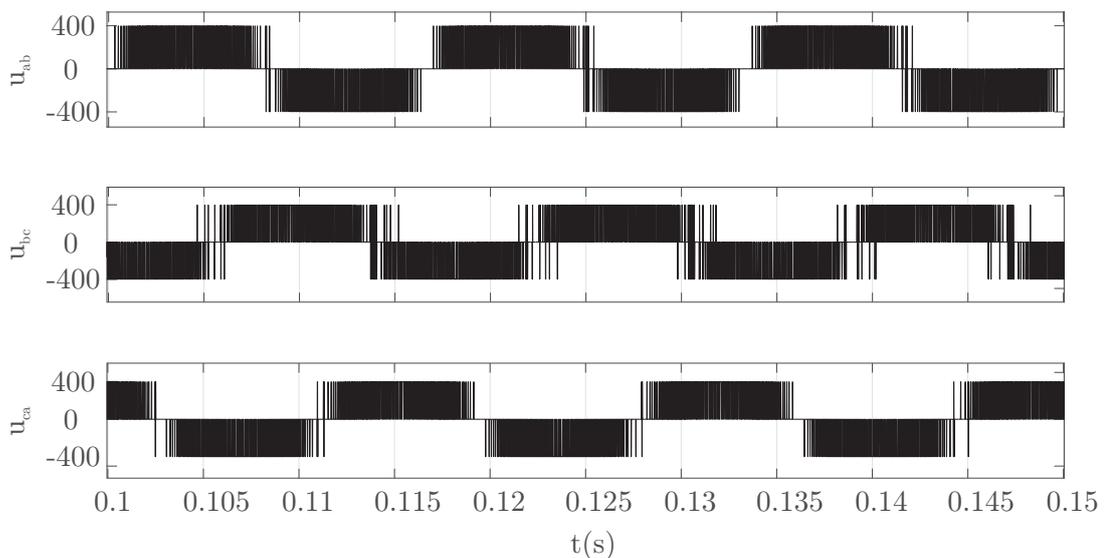
Nas Figuras 46 e 47 são demonstradas os sinais de saída do conversor de fase e linha, respectivamente.

Figura 46 – Tensões de fase do conversor (FS-MPC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

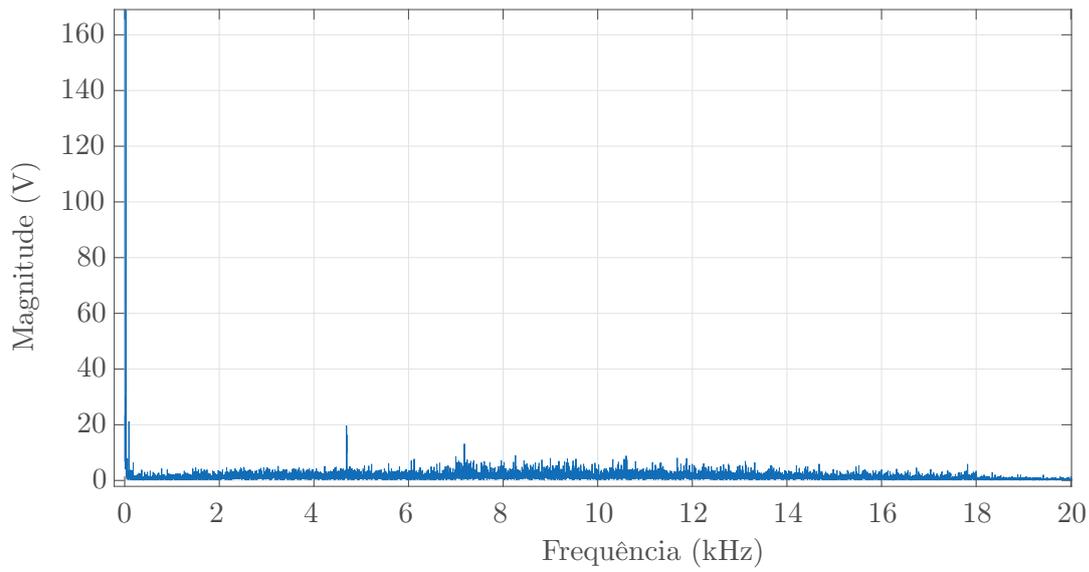
Figura 47 – Tensões de linha do conversor (FS-MPC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 48 observa-se uma das características do FS-MPC que é o espraio do espectro harmônico, ou seja, não é possível definir as componentes harmônicas que formam os sinais das tensões do conversor. Isto porque esta técnica não estabelece um padrão de sequência de comutação, e sim na escolha do vetor de comutação que minimiza a função custo que foi definida em cada iteração.

Figura 48 – FFT das tensões de braço do inversor (FS-MPC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

O presente Capítulo apresentou a modelagem do Controlador Preditivo para Modelos de Estados Finitos, na configuração conectado à rede. De forma geral, os resultados de simulação demonstraram a grande influência da frequência de amostragem sobre o Controlador Preditivo, em que as variáveis de corrente apresentam melhor performance quando existe o incremento de f_s . O fator de ponderação λ também foi avaliado demonstrando correlação direta com o erro na corrente de entrada e inversa com a THD das correntes de saída. Como última análise, a indutância do filtro de saída L_f demonstrou melhora de desempenho a medida que é incrementada na planta.

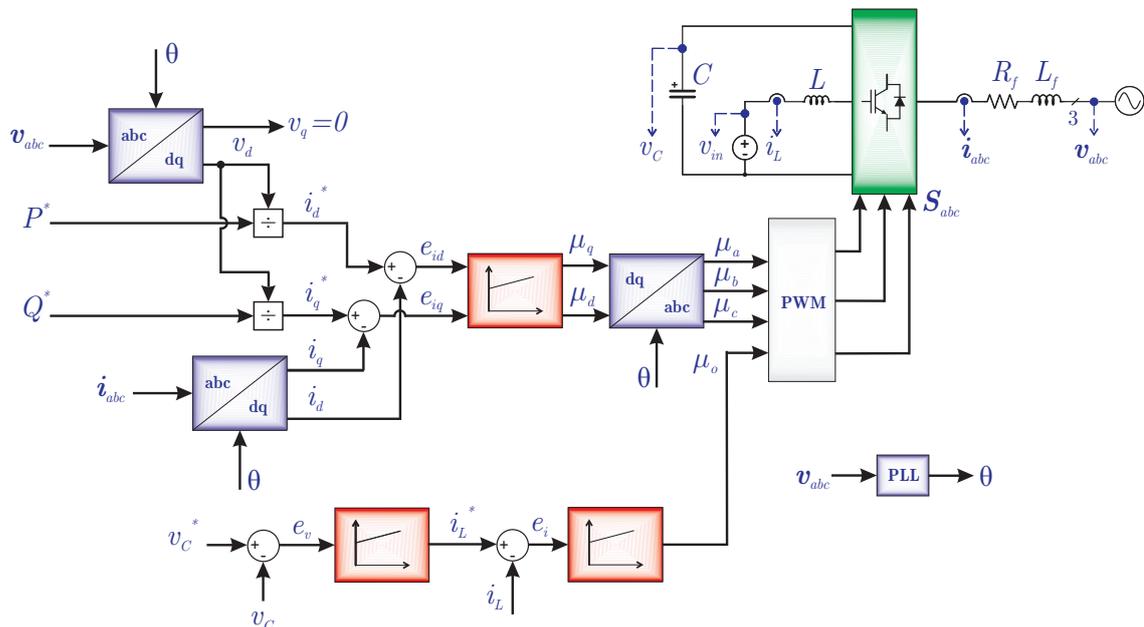
4 CONTROLADOR LINEAR APLICADO AO INVERSOR FONTE DIVIDIDA

Neste Capítulo é apresentado o Controlador Proporcional-Integral aplicado ao Inversor Fonte Dividida conectado à rede. Inicia-se com a detalhamento das equações que regem as modelagens das malhas de controle cujas referências podem ser estabelecidas pelos lados CC ou CA. Após, são analisadas as respostas do sistema diante de distúrbios nas variáveis de controle e também passando pelas análises com relação a performance do sistema de controle implementado.

4.1 MODELAGEM PELO LADO CC

A primeira configuração possível para o Controlador PI é demonstrado na Figura 49, onde o controle do barramento CC é realizado através do lado CC.

Figura 49 – Diagrama de blocos do Controlador PI conectado à rede - Controle do barramento CC pelo lado da entrada.



função de transferência $\frac{v_c(s)}{\hat{d}(s)}$. A equação (4.1) demonstra esse efeito quando se tem as malhas de controle da corrente $i_L(s)$ e $v_C(s)$ desacopladas.

$$\frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-(1-D)(V_C/LC) - s[(I_L + I_{Lo})/C]}{s^2 + s\left(\frac{1}{L}\right) - \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.1)$$

Com base no equacionamento demonstrado no Apêndice C, referente ao modelo dinâmico do Inversor Fonte Dividida, é demonstrado aqui o projeto dos ganhos do controlador PI do sistema multimalhas.

No Apêndice C, são demonstradas a função de transferência simplificada que relaciona a tensão do barramento CC com a corrente de entrada, chamada de $G_{v_C}(s)$,

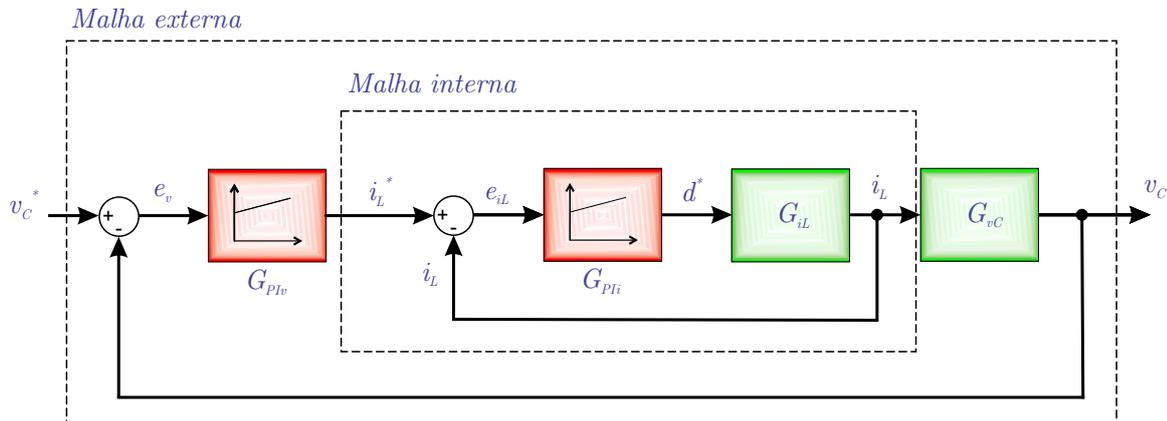
$$G_{v_C}(s) = \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1-D)}{sC} \quad (4.2)$$

E a função de transferência que relaciona a corrente de entrada com a razão cíclica, chamada de $G_{i_L}(s)$,

$$G_{i_L}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_C}{sL + r_L} \quad (4.3)$$

Na Figura 50 é apresentado o sistema multimalhas em questão, onde são destacados as malhas interna e externa, e como estão correlacionadas as variáveis de tensão e corrente.

Figura 50 – Sistema multimalhas - PI.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.1 MALHA INTERNA

A função de transferência para o controlador PI para a malha interna é dado por:

$$G_{PIi}(s) = k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s} \quad (4.4)$$

Como $G_{i_L}(s)$ já foi definido anteriormente, podemos descrever a função de transferência $G_{MF_i}(s)$ do controlador da corrente de entrada, em malha fechada da seguinte forma:

$$G_{MF_i}(s) = \frac{G_{PI_i}(s)G_{i_L}(s)}{1 + G_{PI_i}(s)G_{i_L}(s)} \quad (4.5)$$

Substituindo os termos na função de transferência:

$$G_{MF_i}(s) = \frac{\left(k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s}\right) \left(\frac{V_C}{sL+r_L}\right)}{1 + \left(k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s}\right) \left(\frac{V_C}{sL+r_L}\right)} \quad (4.6)$$

Desenvolvendo, chega-se a:

$$G_{MF_i}(s) = V_C \left[\frac{\frac{sk_{Pi}}{L} + \frac{k_{Ii}}{L}}{s^2 + \left(\frac{r_L + k_{Pi}V_C}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}V_C}{L}} \right] \quad (4.7)$$

Considerando r_L desprezível em relação aos ganhos dos compensador, temos:

$$G_{MF_i}(s) = \frac{\left(\frac{k_{Pi}V_C}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}V_C}{L}}{s^2 + \left(\frac{k_{Pi}V_C}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}V_C}{L}} \quad (4.8)$$

Comparando os termos da equação característica de segunda ordem com a função de transferência do controlador PI, da seguinte forma:

$$\frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\left(\frac{k_{Pi}V_C}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}V_C}{L}}{s^2 + \left(\frac{k_{Pi}V_C}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}V_C}{L}} \quad (4.9)$$

O que resulta nos seguintes termos para os ganhos do controlador:

$$\begin{aligned} 2\zeta\omega_n &= \frac{k_{Pi}V_C}{L} \Rightarrow k_{Pi} = \frac{2\zeta\omega_n L}{V_C} \\ \omega_n^2 &= \frac{k_{Ii}V_C}{L} \Rightarrow k_{Ii} = \frac{\omega_n^2 L}{V_C} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Sendo:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (4.11)$$

Substituindo (4.11) em (4.9) e (4.10), determinamos os ganhos do controlador PI em função dos parâmetros ω_b e ζ :

$$k_{Pi} = \frac{2\zeta L}{V_C} \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right) \quad (4.12)$$

e

$$k_{Ii} = \frac{L}{V_{CC}} \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \right)^2 \quad (4.13)$$

4.1.2 MALHA EXTERNA

A função de transferência para o controlador PI para a malha externa é dado por:

$$G_{PIv}(s) = k_{Pv} + \frac{k_{Iv}}{s} \quad (4.14)$$

$$G_{PIv}(s) = k_{Pv} + \frac{k_{Iv}}{s} \quad (4.15)$$

Como $G_{vC}(s)$ já foi definido anteriormente, podemos descrever a função de transferência $G_{MFv}(s)$ do controlador da corrente de entrada, em malha fechada da seguinte forma:

$$G_{MFv}(s) = \frac{G_{PIv}(s)G_{vC}(s)}{1 + G_{PIv}(s)G_{vC}(s)} \quad (4.16)$$

Substituindo os termos na função de transferência:

$$G_{MFv}(s) = \frac{\left(k_{Pv} + \frac{k_{Iv}}{s}\right) \left(\frac{1-D}{sC}\right)}{1 + \left(k_{Pv} + \frac{k_{Iv}}{s}\right) \left(\frac{1-D}{sC}\right)} \quad (4.17)$$

Desenvolvendo,

$$G_{MFv}(s) = \frac{(sk_{Pv} + k_{Iv})(1-D)}{s^2C + s(1-D)k_{Pv} + k_{Iv}(1-D)} \quad (4.18)$$

Multiplicando o numerador e denominador de $G_{MFv}(s)$ por $\frac{1}{C}$, temos:

$$G_{MFv}(s) = \frac{s \left(\frac{k_{Pv}(1-D)}{C}\right) + \left(\frac{k_{Iv}(1-D)}{C}\right)}{s^2 + s \left(\frac{k_{Pv}(1-D)}{C}\right) + \left(\frac{k_{Iv}(1-D)}{C}\right)} \quad (4.19)$$

Comparando os termos da equação característica de segunda ordem com a função de transferência do controlador PI, da seguinte forma:

$$\begin{aligned} 2\zeta\omega_n &= \frac{k_{Pv}(1-D)}{C} \Rightarrow k_{Pv} = \frac{2\zeta\omega_n C}{(1-D)} \\ \omega_n^2 &= \frac{k_{Iv}(1-D)}{C} \Rightarrow k_{Iv} = \frac{\omega_n^2 C}{(1-D)} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Substituindo (4.11) em (4.21) e (4.22), determinamos os ganhos do controlador PI em função dos parâmetros ω_b e ζ :

$$k_{Pv} = \frac{2\zeta C}{(1-D)} \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right) \quad (4.21)$$

e

$$k_{Ii} = \frac{C}{(1-D)} \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)^2 \quad (4.22)$$

4.2 MODELAGEM PELO LADO CA

Quando a tensão de v_C é controlada pelo lado da rede, a malha de tensão do barramento CC gera a referência de P para a malha de corrente de saída de eixo direto i_d . Por outro lado, a referência de i_L é constante. Ainda, a modelagem de controle da corrente de entrada é mantida idêntica a malha interna do sistema multi-malhas (controle pelo lado CC). Todavia, a tensão do barramento CC, agora, é controlada em razão da energia necessária a ser dispendida pelo capacitor C para fornecer a referência de potência estabelecida pelo lado da rede.

Para este trabalho, foi escolhida a análise da modelagem do controlador cujas referências são estabelecidas pelo lado CA, no qual é explicitado cada um dos modelos discretos para i_L , v_C e \mathbf{i}_{dq} . A Figura 51 demonstra a configuração desta topologia de controle.

da corrente que circula na malha do indutor L do inversor fonte dividida. A tensão do barramento CC, através da regulação da estabilidade do nível de tensão fornecido para a ponte trifásica. E do lado da rede existe o controle da potência de saída, através das correntes de fase \mathbf{i}_{abc} que regulam a potência fornecida à rede. Duas variáveis de controle independentes são identificadas: o valor de *offset* μ_o relativo ao controle da corrente de entrada do lado CC, e o índice de modulação M que controla o lado CA. A arquitetura de controle é representada nas Figuras 51 e 52, nas quais são detalhadas as malhas de controle e também o modulador PWM, respectivamente.

Uma aplicação típica para implementação como fonte de entrada junto ao conversor SSI são aplicações fotovoltaicas, devido a boa capacidade *buck/boost* de tensão e também por propiciar maior confiabilidade para o sistema. O lado CA é modelado através de um filtro RL e a tensão da rede \mathbf{v}_{abc} . O rastreamento do ponto de máxima potência pode ser projetado de modo a fornecer referência de corrente de entrada (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) ou atuar diretamente sobre a variável μ_o . A fonte CC de entrada é modelada através de uma fonte de tensão ideal.

Nesta modelagem o controle das variáveis é realizado em coordenadas de eixos direto e quadratura. Sendo assim, faz-se necessário a utilização de um bloco *PLL* (*Phase Locked Loop*), o qual tem a função de amostrar os sinais das tensões da rede em sua entrada e ter como resposta em sua saída sinais com frequência e fase instantâneas em sincronismo com os sinais analisados.

4.3.1 MODULAÇÃO PWM

Nesta subseção é demonstrada a modelagem para a modulação com abordagem geométrica para conversores trifásicos a três fios. O diagrama de blocos com cada uma das etapas é detalhado na Figura 52.

Podemos definir as tensões diferenciais associada a inclusão da tensão de modo comum v_o , de forma que a matriz seja inversível:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Invertendo a matriz de transformação, temos:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

As equações não-lineares demonstradas em (4.25) estabelecem as condições para a

linearidade, os quais definem os limites inferior e superior:

$$\begin{aligned} 0 < v_{ag} < V_{cc} \\ 0 < v_{bg} < V_{cc} \\ 0 < v_{cg} < V_{cc} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Os limites inferiores para as tensões de referências de fase/braço são demonstrados nas equações (4.26), (4.27) e (4.28).

$$v_{ag} > 0 \Rightarrow \frac{2}{3}u_{ab} + \frac{1}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o > 0 \quad (4.26)$$

$$v_{bg} > 0 \Rightarrow -\frac{1}{3}u_{ab} + \frac{1}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o > 0 \quad (4.27)$$

$$v_{cg} > 0 \Rightarrow -\frac{1}{3}u_{ab} - \frac{2}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o > 0 \quad (4.28)$$

Isolando v_o para nas equações (4.26), (4.27) e (4.28):

$$v_o > -2u_{ab} - u_{bc} = R_1 \Rightarrow v_o > R_1 \quad (4.29)$$

$$v_o > u_{ab} - u_{bc} = R_2 \Rightarrow v_o > R_2 \quad (4.30)$$

$$v_o > u_{ab} + 2u_{bc} = R_3 \Rightarrow v_o > R_3 \quad (4.31)$$

Desta forma, a tensão de modo comum deve atender ao seguinte critério para o limite inferior (LI):

$$v_o > \max(R_1, R_2, R_3) \quad (4.32)$$

Já os limites superiores para as tensões de referências de fase/braço são demonstrados nas equações (4.33), (4.34) e (4.35).

$$v_{ag} < V_{cc} \Rightarrow \frac{2}{3}u_{ab} + \frac{1}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o < V_{cc} \quad (4.33)$$

$$v_{bg} < V_{cc} \Rightarrow -\frac{1}{3}u_{ab} + \frac{1}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o < V_{cc} \quad (4.34)$$

$$v_{cg} < V_{cc} \Rightarrow -\frac{1}{3}u_{ab} - \frac{2}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}v_o < V_{cc} \quad (4.35)$$

Isolando v_o para nas equações (4.33), (4.34) e (4.35):

$$v_o < 3V_{cc} - 2u_{ab} - u_{bc} = 3V_{cc} + R_1 \Rightarrow v_o < 3V_{cc} + R_1 \quad (4.36)$$

$$v_o < 3V_{cc} + u_{ab} - u_{bc} = 3V_{cc} + R_2 \Rightarrow v_o < 3V_{cc} + R_2 \quad (4.37)$$

$$v_o < 3V_{cc} + u_{ab} + 2u_{bc} = R_3 \Rightarrow v_o < 3V_{cc} + R_3 \quad (4.38)$$

Desta forma, a tensão de modo comum deve atender ao seguinte critério para o limite superior (LS):

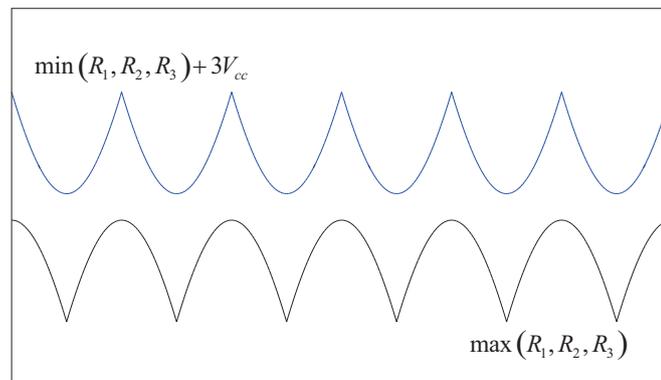
$$v_o < \min(R_1, R_2, R_3) + 3V_{cc} \quad (4.39)$$

Assim, os limites estabelecidos para a tensão de modo comum são:

$$\max(R_1, R_2, R_3) < v_o < \min(R_1, R_2, R_3) + 3V_{cc} \quad (4.40)$$

A Figura 53 demonstra de forma gráfica os limites superior (LS) e inferior (LI), onde inúmeras escolhas de v_o podem ser definidas para atender aos critérios de linearidade.

Figura 53 – Região de linearidade do modulação geométrica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Algumas escolhas típicas são demonstradas na equação (4.41) para v_o .

$$\begin{aligned} v_o &= \min(R_1, R_2, R_3) + 3V_{cc} \\ v_o &= \max(R_1, R_2, R_3) \\ v_o &= \frac{\max(R_1, R_2, R_3) + \min(R_1, R_2, R_3) + 3V_{cc}}{2} \end{aligned} \quad (4.41)$$

Neste trabalho foi implementado a técnica MSVPWM que também é composta pela variável μ_o , a qual é resultado da saída da malha de controle da corrente de entrada i_L .

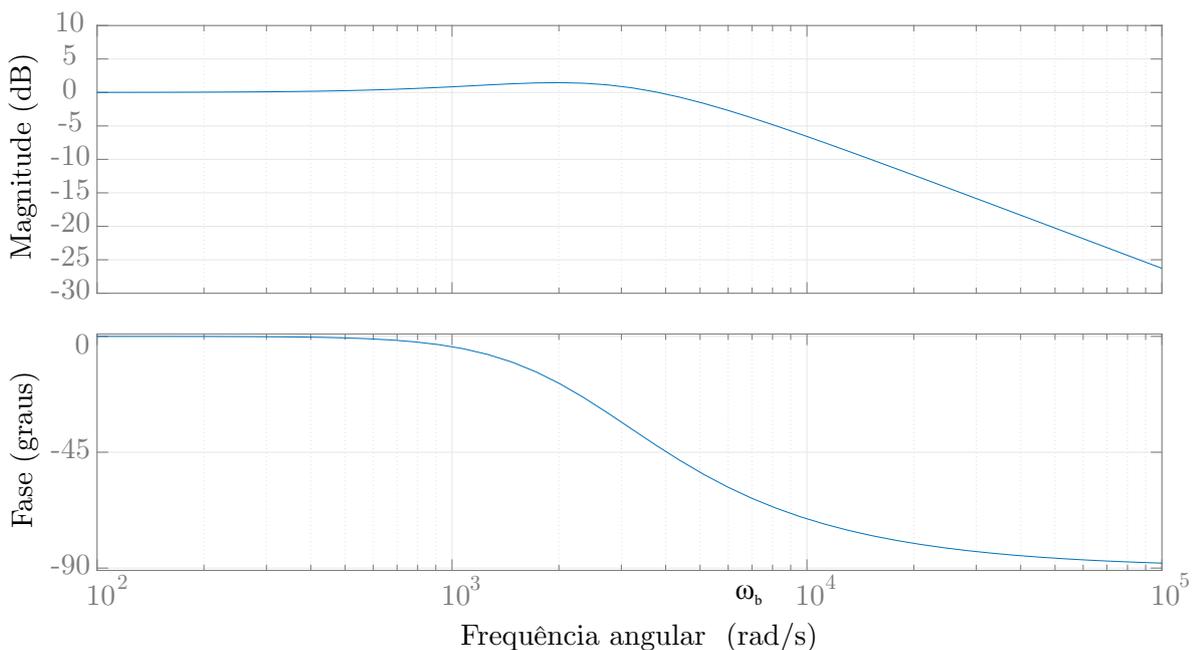
$$v_o = LI - \mu_o \quad (4.42)$$

4.3.2 PROJETO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES

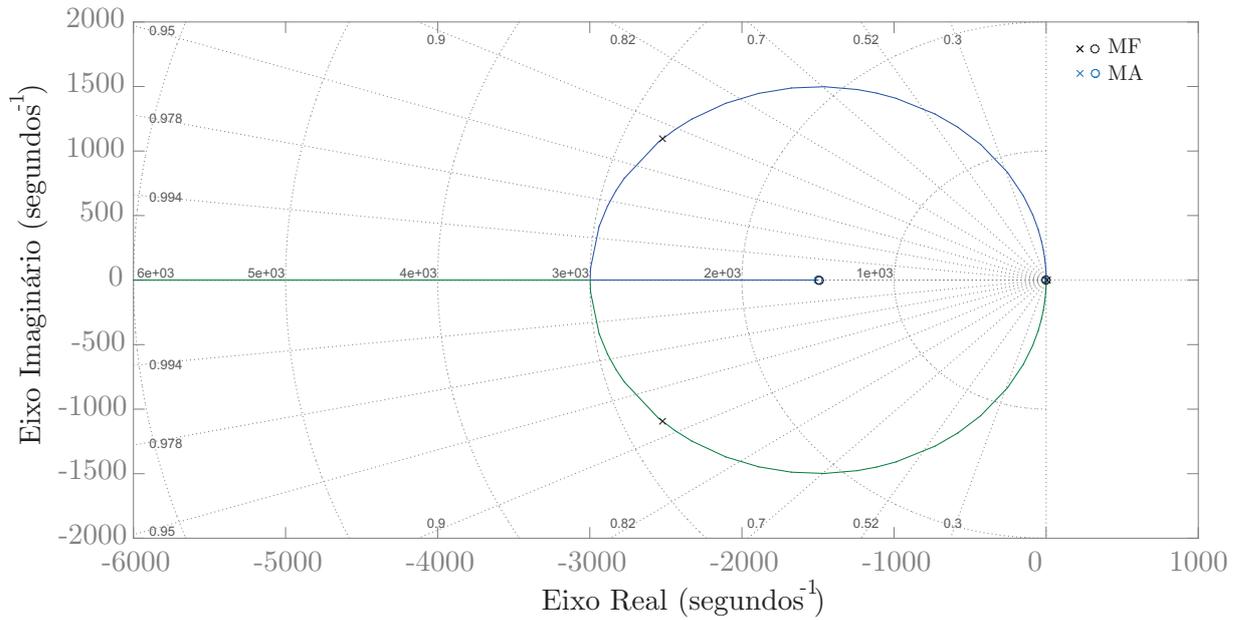
Os critérios de projeto para os controladores PI de tensão e correntes são apresentados na sequência através da representação da resposta em frequência (Diagrama de Bode) e da localização dos polos e zeros (Método do Lugar das Raízes). De forma geral, observa-se que as malhas de controle atendem aos critérios de estabilidade e possuem resposta em frequência de acordo com os parâmetros de projeto.

Iniciando pelo controle das correntes de saída, foi utilizado a modelagem similar a corrente de entrada, tomando como base a indutância do filtro de saída L_f , tempo de amostragem $T_s = 100\mu s$ e banda passante $\omega_b = 0,1(2\pi/T_s)$ (uma década abaixo da frequência de amostragem):

Figura 54 – Diagrama de Bode da malha de controle das correntes de saída i_{abc} .

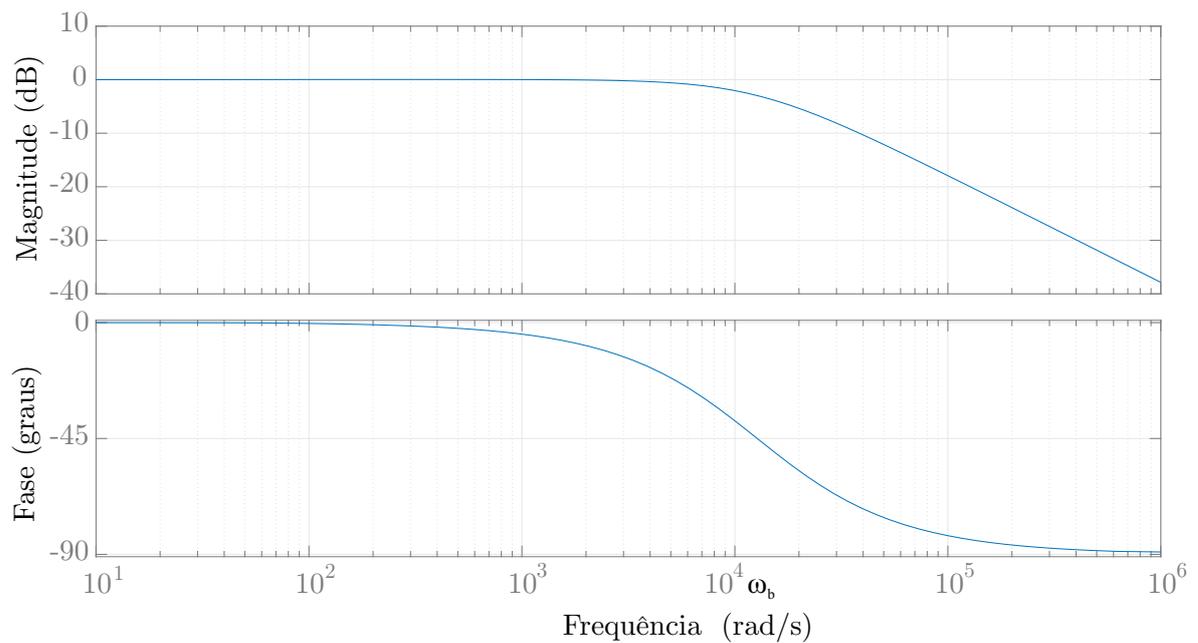


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 55 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador das correntes de saída i_{abc} .

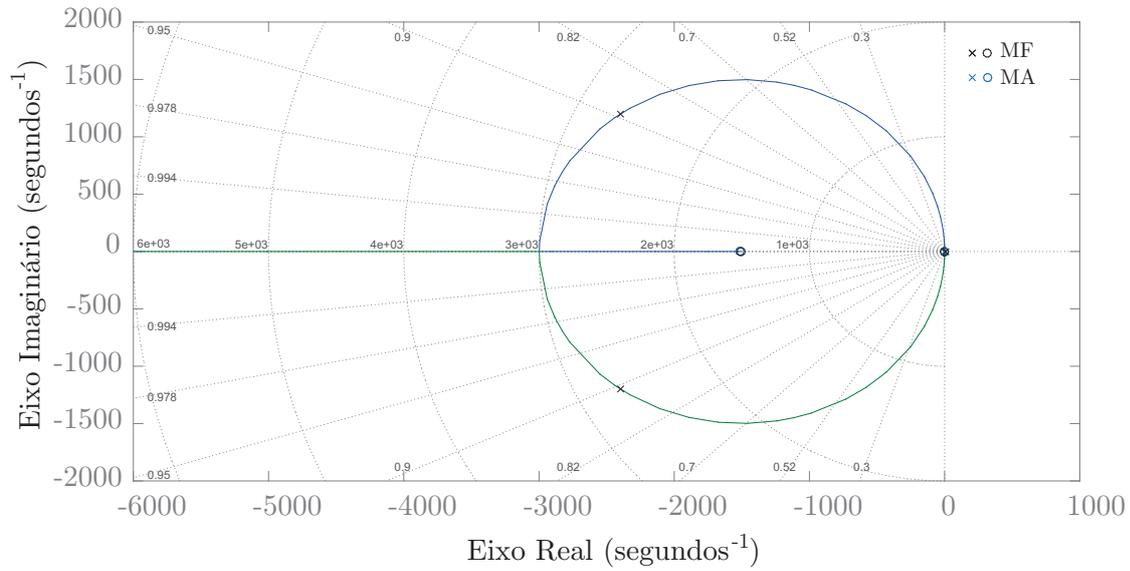
Fonte: Elaborado pelo autor.

O controle da corrente de entrada teve como base a indutância de entrada L , tempo de amostragem $T_s = 100\mu s$ e banda passante em 200 Hz.

Figura 56 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de entrada i_L .

Fonte: Elaborado pelo autor.

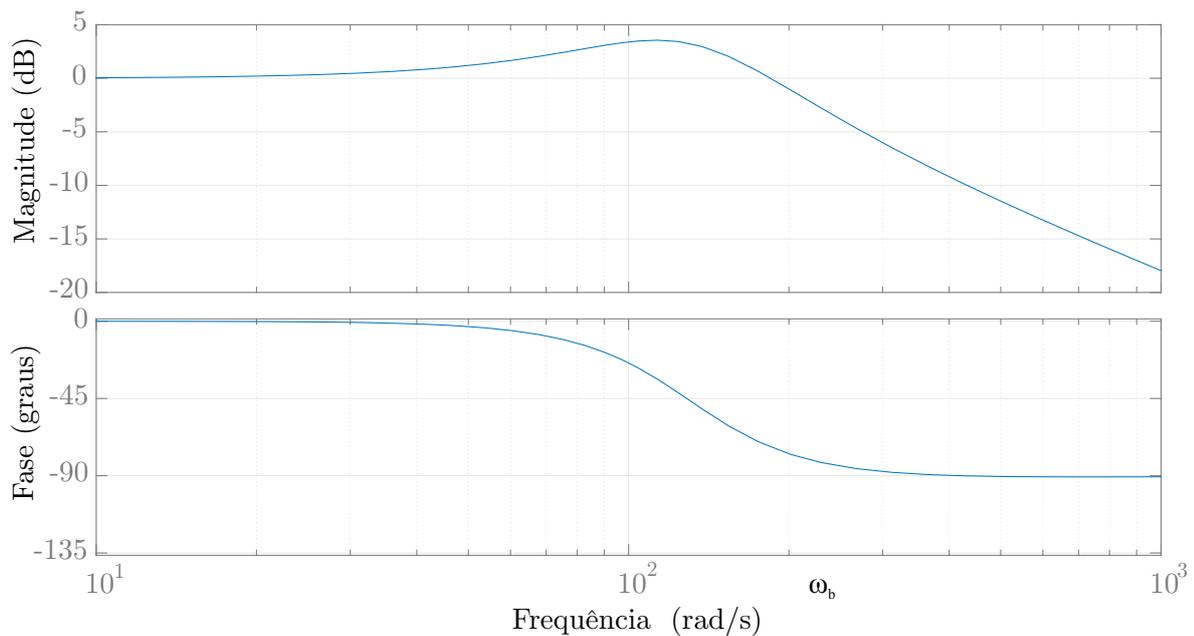
Figura 57 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador da corrente de entrada i_L .



Fonte: Elaborado pelo autor.

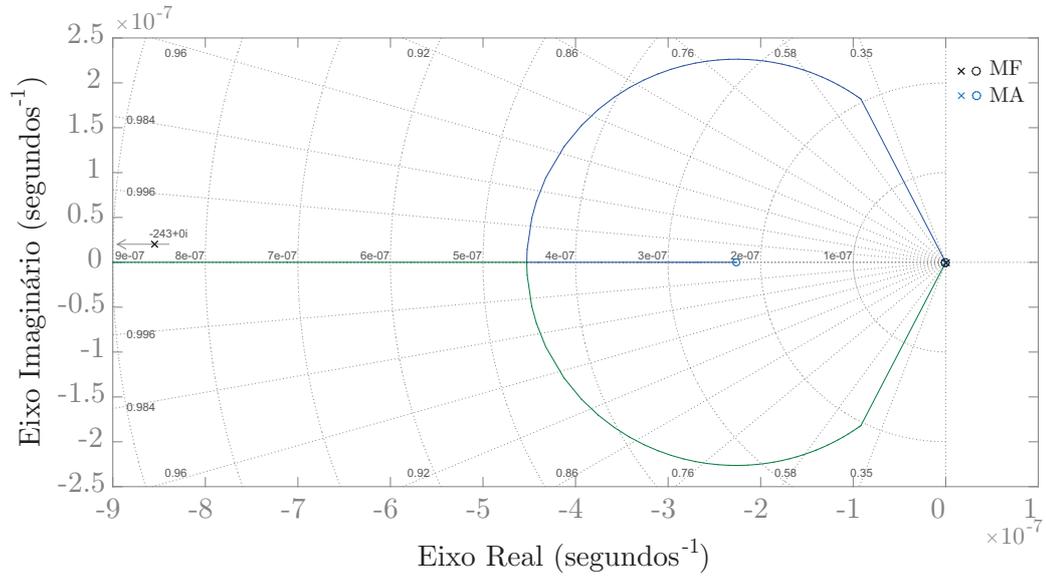
O controle da tensão do barramento CC teve como base a capacitância de entrada C , com banda passante em 50 Hz:

Figura 58 – Diagrama de Bode da malha de controle da tensão do barramento CC v_C .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 59 – Diagrama do Lugar das Raízes do controlador da tensão do barramento CC v_C .



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.3 MODELAGEM DA CORRENTE DE ENTRADA

A malha de controle de i_L é estabelecida pela referência de corrente i_L^* . O sinal de saída é a variável μ_o , que será incluída nos sinais das modulantes, de forma a sintetizar as tensões de saída do conversor.

O sinal de erro é representado como:

$$e_i(k) = i_L^*(k) - i_L(k) \quad (4.43)$$

A malha de controle discreto é apresentado na equação (4.44):

$$\begin{aligned} \mu_o(k) &= k_{Ii} X_{PIi}(k) + k_{Pi} e_i(k) \\ X_{PIi}(k+1) &= X_{PIi}(k) + T_s e_i(k) \end{aligned} \quad (4.44)$$

4.3.4 MODELAGEM DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Assim como na modelagem do controlador preditivo, o controlador PI da tensão do barramento CC é definido através do balanço de energia sobre o capacitor C . As tensões de referência e mensurada são as variáveis de entrada do sistema, o qual tem como resultado a potência ativa de referência P^* que deve ser fornecida a ponte trifásica.

Sendo assim, o sinal de erro é representado pelo erro quadrático entre as tensões de referência e mensurada:

$$e_v(k) = v_C^{*2}(k) - v_C^2(k) \quad (4.45)$$

A malha de controle discreto é apresentado na equação (4.46):

$$\begin{aligned} P^*(k) &= k_{Iv}X_{PIv}(k) + k_{Pv}e_v(k) \\ X_{PIv}(k+1) &= X_{PIv}(k) + T_s e_v(k) \end{aligned} \quad (4.46)$$

4.3.5 MODELAGEM DAS CORRENTES DE SAÍDA

Com a referência de potência ativa estabelecida pelo controlador do barramento CC, é definido a referência de corrente em eixo direto do lado CA com base nas tensões da rede em coordenadas dq .

A potência ativa, em coordenadas dq é definida como:

$$P^*(k) = v_d(k)i_d^*(k) + v_q(k)i_q^*(k) \quad (4.47)$$

Sendo $v_q(k) = 0$, tem-se a referência de corrente em eixo direto:

$$i_d^*(k) = -P^*(k)/v_d(k) \quad (4.48)$$

Sendo que o sinal negativo indica o fluxo de potência contrário ao fornecido pelo conversor.

De forma similar é estabelecido pela rede as características reativas,

$$Q^*(k) = v_d(k)i_q^*(k) + v_q(k)i_d^*(k) \quad (4.49)$$

Sendo $v_q(k) = 0$, tem-se a referência de corrente em quadratura:

$$i_q^*(k) = -Q^*(k)/v_d(k) \quad (4.50)$$

A malha de controle das correntes de saída do conversor, em coordenadas dq , são definidas pelas equações (4.51) e (4.52):

$$\begin{aligned} e_{di}(k) &= i_d^*(k) - i_d(k) \\ \mu_d(k) &= k_{Ic}X_{PI d}(k) + k_{Pc}e_{di}(k) \end{aligned} \quad (4.51)$$

e

$$\begin{aligned} e_{qi}(k) &= i_q^*(k) - i_q(k) \\ \mu_q(k) &= k_{Ic}X_{PI q}(k) + k_{Pc}e_{qi}(k) \end{aligned} \quad (4.52)$$

Associado ao controlador PI também é implementado a Ação *Anti-Windup*, que visa analisar o critério de saturação com base no módulo quadrático das tensões de saída do controlador μ_d e μ_q :

$$M_{ca}(k) = \sqrt{\mu_d(k)^2 + \mu_q(k)^2} \quad (4.53)$$

em que os sinais μ_d e μ_q são ponderados pelo fator $v_C / (\sqrt{3}M_{ca})$, e as ações e controle X_{PIid} e X_{PIiq} são limitadas por seu valor anterior, caso a ação de controle de saturação seja habilitada. Caso contrário, ou seja, estejam dentro dos limites estabelecidos de saturação, os sinais de controle do controlador PI das correntes de saída são atualizados, conforme demonstrado na equação (4.54):

$$\begin{aligned} X_{PIid}(k+1) &= X_{PIid}(k) + T_s e_{di}(k) \\ X_{PIiq}(k+1) &= X_{PIiq}(k) + T_s e_{qi}(k) \end{aligned} \quad (4.54)$$

As tensões de saída do conversor são definidas pelas variáveis \mathbf{u}_{abc} :

$$\mathbf{u}_{abc} = T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} \mu_d & \mu_d & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.55)$$

Para gerar os sinais de saída de controle do modulador, cuja modelagem é evidenciada na próxima seção, \mathbf{u}_{abc} são normalizados pela tensão do barramento CC.

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação referentes ao controlador linear implementado no inversor fonte dividida conectado à rede. São impostos distúrbios de tensão e corrente ao sistema e analisado a dinâmica frente as mesmas. Os principais dados de simulação são apresentados na Tabela 5:

Tabela 5
Dados de simulação - SSI conectado à rede (PI).

Variável	Valor
T_s	100 μ s
V_C	400 V
V_{in}	75 V
C	1 mF
L	2,5 mH
L_f	2 mH
R_f	0,1 Ω

Os ganhos dos controladores das malhas de controle Proporcional-Integral são demonstrados na Tabela 6:

Tabela 6
Ganhos dos controladores PI.

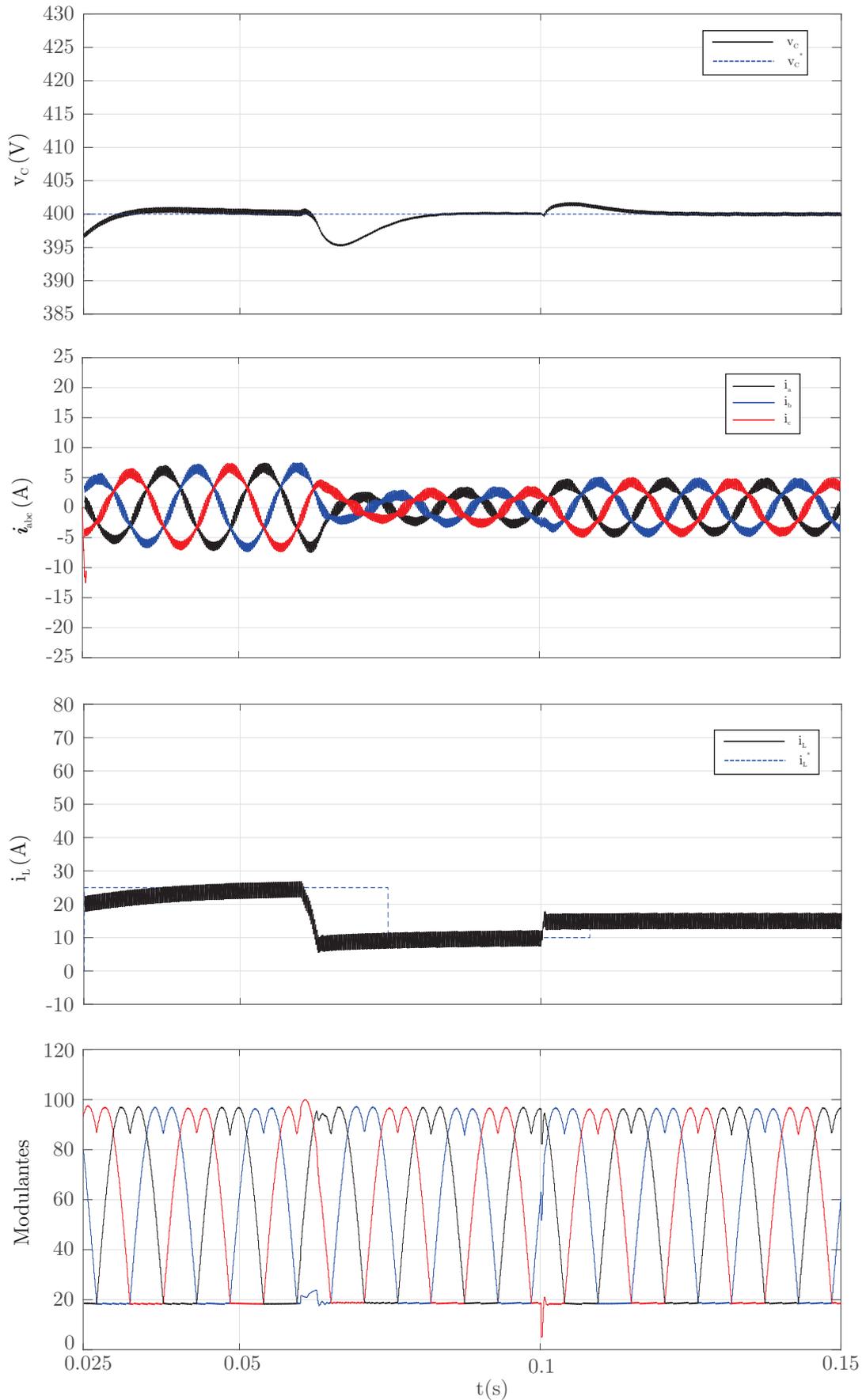
Variável	Valor
Barramento CC - v_C	$k_{Pv} = 0,2482$
	$k_{Iv} = 34,1336$
Corrente de Entrada - i_L	$k_{Pi} = 0,08$
	$k_{Ii} = 5$
Correntes de Saída - i_{abc}	$k_{Pc} = 9,7120$
	$k_{Ic} = 1,4556 \times 10^4$

Para demonstrar o desempenho da estratégia de modulação e controle frente a distúrbios do tipo degrau nas variáveis de referência de corrente e tensão é implementada a técnica de modulação MSVPWM. Nesta técnica de modulação a variável μ_o limita em um valor constante a envoltória inferior dos sinais de referência, o que garante um tempo maior de descarga do indutor L .

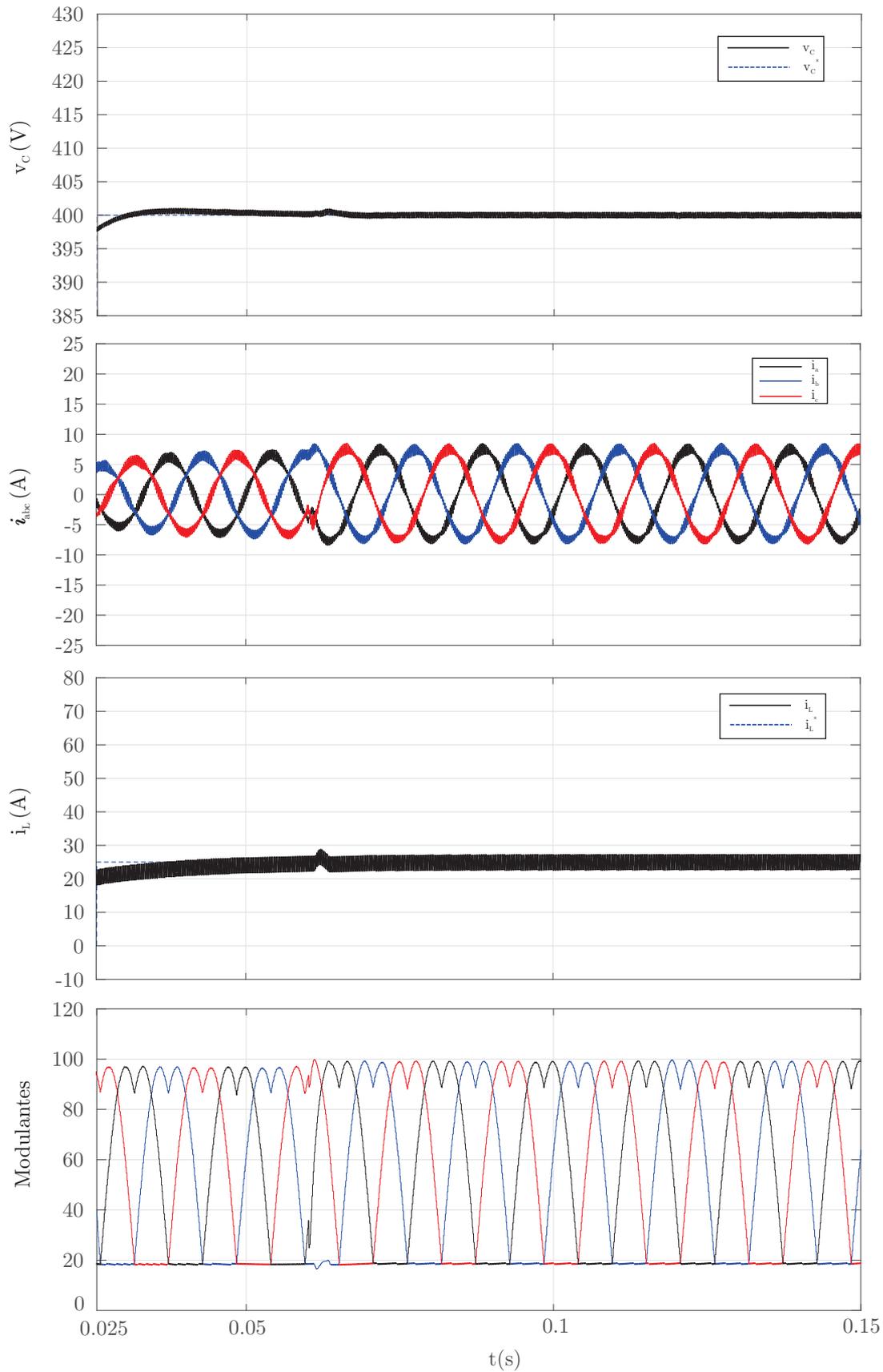
A Figura 60 mostra um degrau na corrente de referência de entrada para a implementação MSVPWM. No início, a corrente de referência de entrada é 25 A e, no instante 60 ms, a referência é alterada para 10 A. Posteriormente, a corrente de referência em 100 ms é alterada para 15 A. Observa-se que a corrente de entrada rastreia as novas referências estabelecidas para cada distúrbio que é imposto. Por outro lado, este degrau de corrente causa uma perturbação na energia do capacitor. Assim, a tensão do barramento CC se desvia do seu valor nominal e o controlador linear gera uma ação que faz com que restaure esta variável com uma dinâmica linear satisfatória. As correntes do lado CA não apresentaram distorção harmônica e suas magnitudes refletiram as magnitudes de i_L no lado CC.

A Figura 61 mostra um degrau na referência de energia reativa Q^* para a implementação MSVPWM. Inicialmente, não há característica reativa presente na rede, e em 60 ms é imposta uma referência de 1,5 kVAr. Percebe-se uma dinâmica rápida das correntes de saída, a partir da nova referência. A corrente de entrada e a tensão do barramento CC não sofrem alteração, uma vez que a potência ativa é constante.

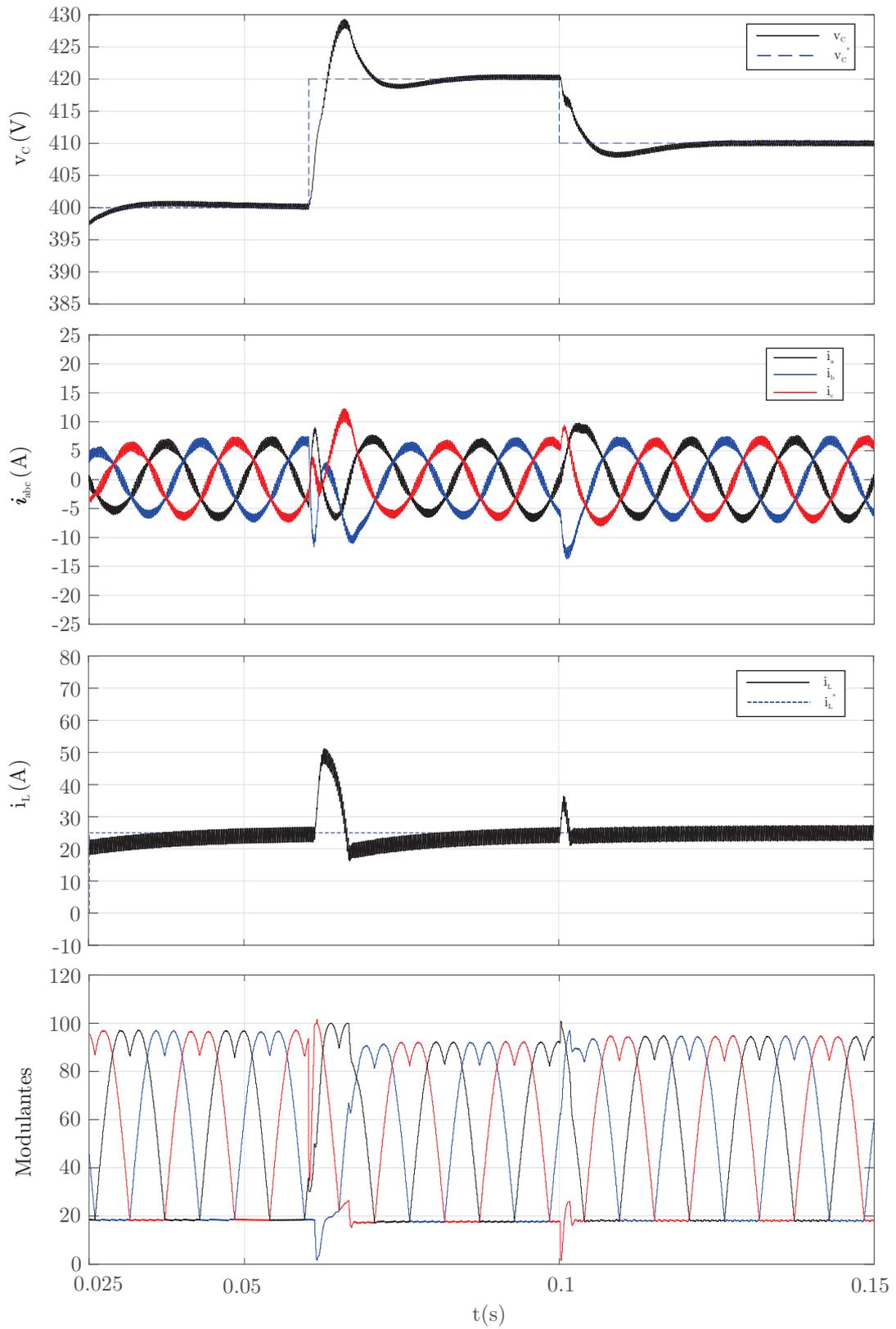
A Figura 62 mostra um degrau na referência de tensão do barramento CC para a implementação MSVPWM. A referência inicial é de 400 V. Em 60 ms a referência é incrementada para 420 V, e em 100 ms reduz para 410 V. Percebe-se que a dinâmica do controlador linear de v_C consegue gerar uma ação que acompanhe a nova referência de tensão. As correntes da rede i_{abc} sofrem pequenos afundamentos e sobressinais, nos instantes de alterações de referências de tensão, mas tem boa dinâmica de recuperação. E a corrente de entrada i_L rastreia a referência com pequenos sobressinais, também nos instantes de mudança das referências.

Figura 60 – Degrau i_L (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 61 – Degrau Q^* (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 62 – Degrau v_C (PI-MSVPWM) - Respostas das variáveis.

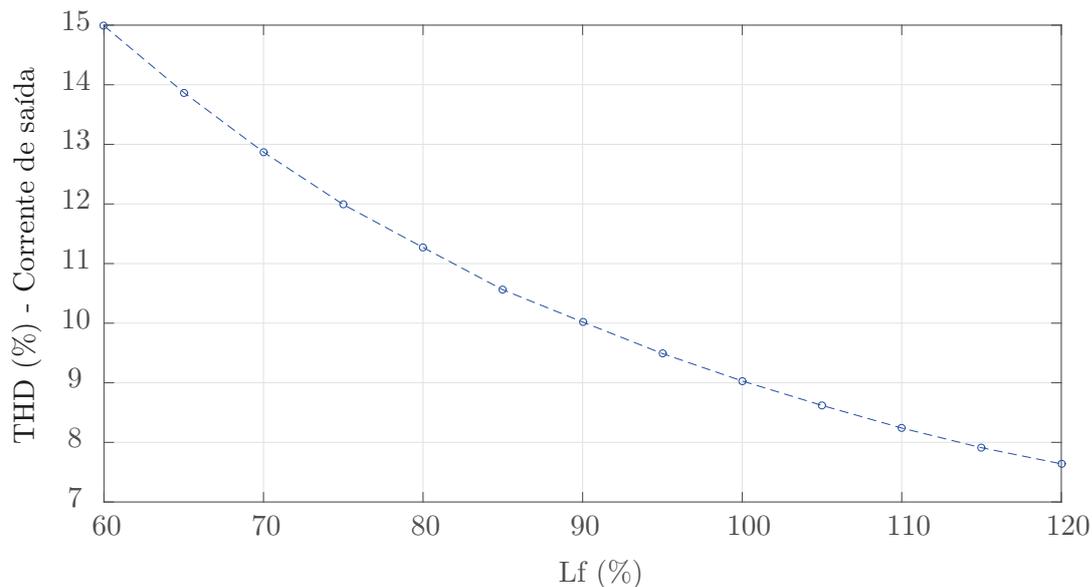
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 ANÁLISES DE DESEMPENHO

Nesta seção é analisado o desempenho dos Controladores Proporcional-Integral associados a técnica de modulação MSVPWM. Assim como foi explorado na modelagem do Controlador Preditivo, aqui também é analisada a resposta das variáveis de corrente diante da variação de L_f com base no valor nominal na planta.

A Figura 63 demonstra a redução da distorção harmônica total com o aumento do percentual de L_f em relação ao valor nominal da planta. Vale ressaltar, novamente, que parte deste resultado é em razão do efeito de filtragem das componentes de alta frequência por este indutor. Também é possível concluir que existe um ganho de performance quando do incremento da indutância de saída com relação as correntes \mathbf{i}_{abc} .

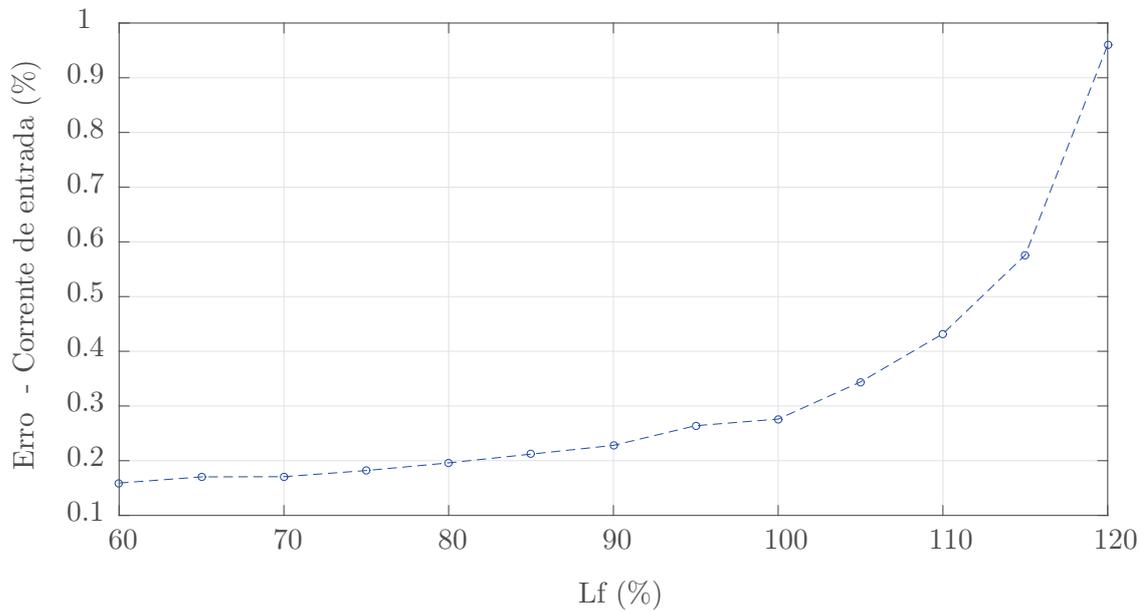
Figura 63 – THD(%) das correntes de saída - Variação paramétrica L_f ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$ (referência), $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 64 é analisado a variação paramétrica de L_f frente a corrente de entrada. Pode ser observado a aumento do erro em razão da alteração da variável da planta em relação a referência para as malhas de controle. Muito embora, o erro seja bastante pequeno, assim como a taxa de aumento em relação ao incremento da indutância de saída.

Figura 64 – Erro na corrente de entrada (%) - Variação paramétrica L_f ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$ (referência), $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).

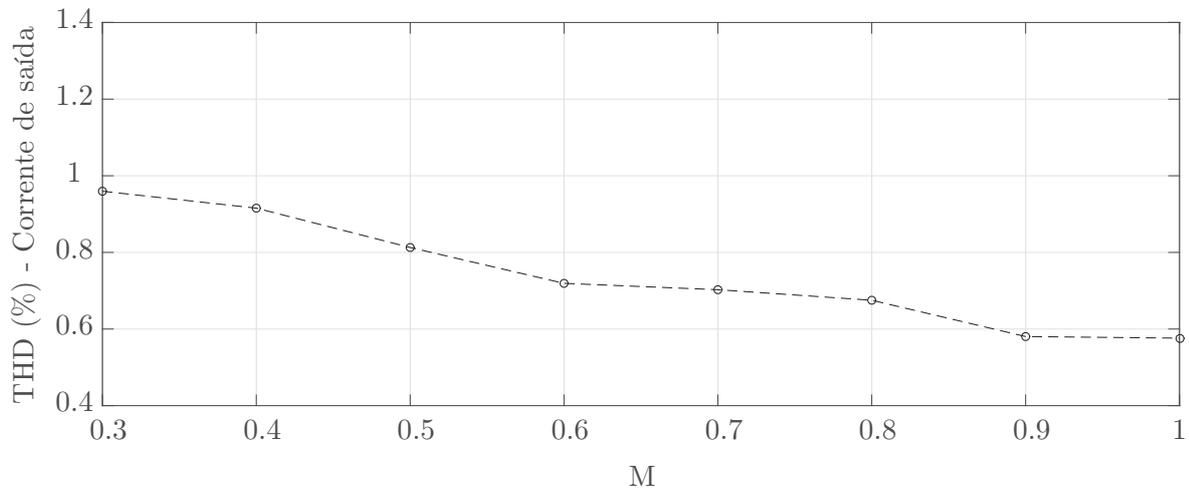


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 65 apresenta a THD das correntes de saída frente a variação do índice de modulação M . Os resultados foram obtidos através da varredura do índice de modulação M em malha aberta e o sistema alimentando cargas RL isoladas e com o barramento CC constante. Desta forma, temos as etapas de carga e descarga do indutor fixas a medida que o índice de modulação é variado e, assim, este parâmetro não sofre nenhuma variação em razão de dinâmicas de outras variáveis do sistema.

De forma geral, o gráfico demonstra que o aumento do índice de modulação reduz a taxa de distorção harmônica das correntes de saída.

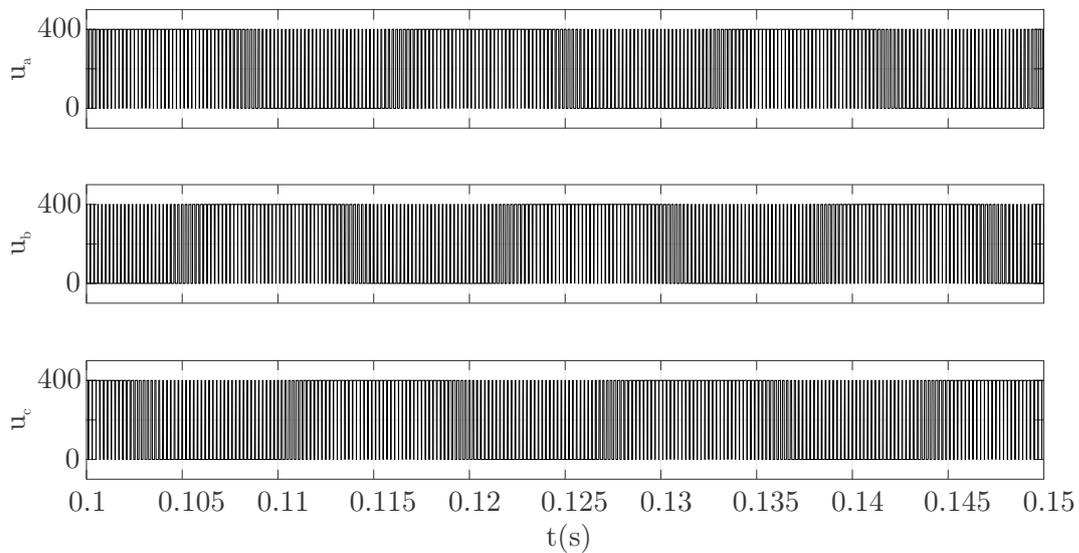
Figura 65 – THD(%) das correntes de saída - Variação do Índice de Modulação M ($T_s = 100\mu s$, $R_f = 0,1\Omega$, $L_f = 4,3mH$, $L = 2,5mH$ e $C = 1mF$).



Fonte: Elaborado pelo autor.

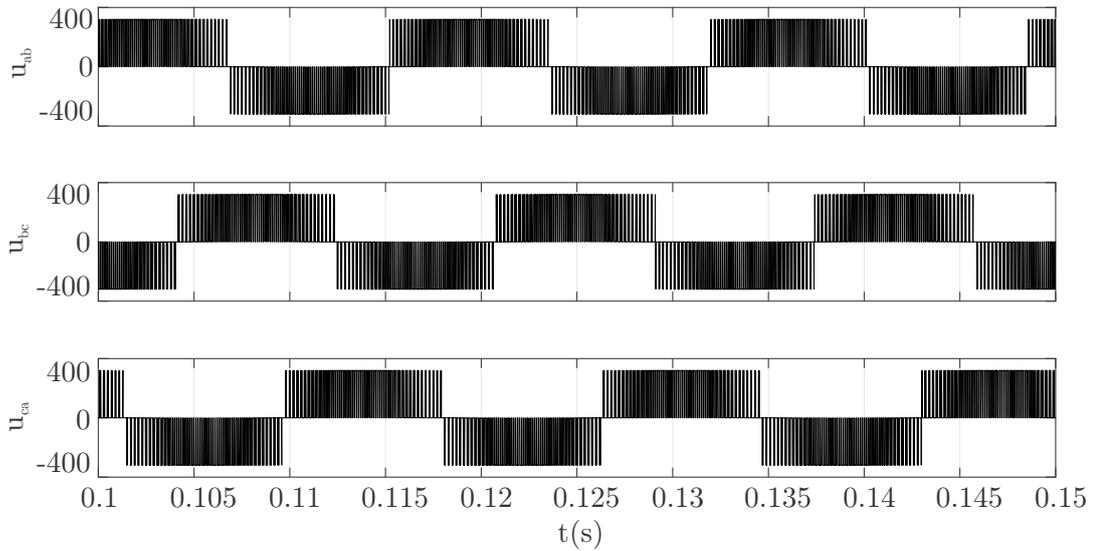
Nas Figuras 66 e 67 são demonstradas os sinais de saída do conversor de fase e linha, respectivamente, para o MSVPWM.

Figura 66 – Tensões de fase do conversor (PI-MSVPWM).



Fonte: Elaborado pelo autor.

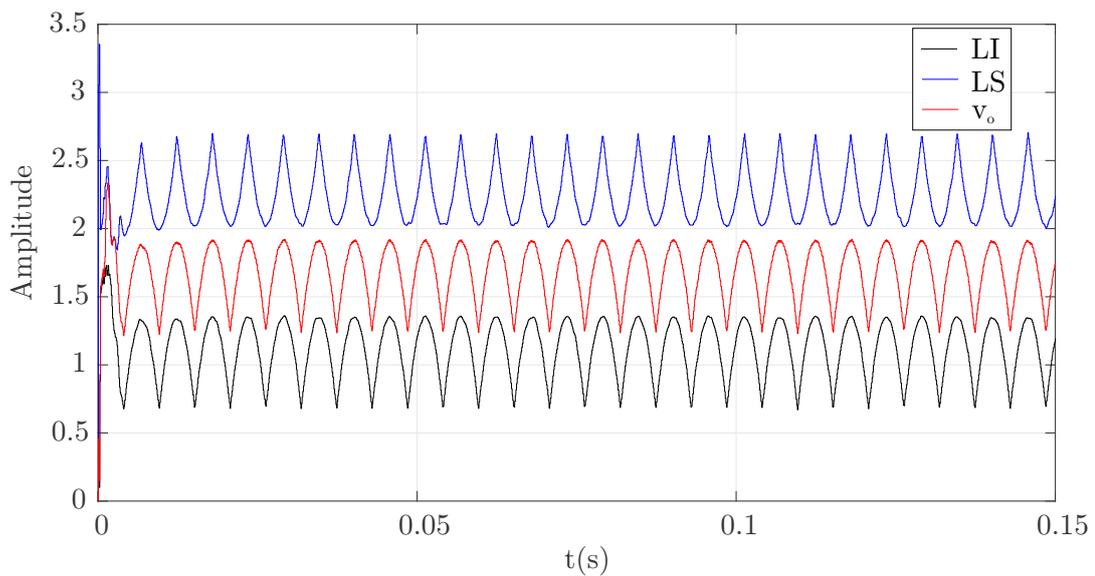
Figura 67 – Tensões de linha do conversor (PI-MSVPWM).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 68 demonstra a região de operação do conversor, onde percebe-se que a tensão v_o tem um valor constante acrescido pela ação de controle de corrente de entrada (variável μ_o).

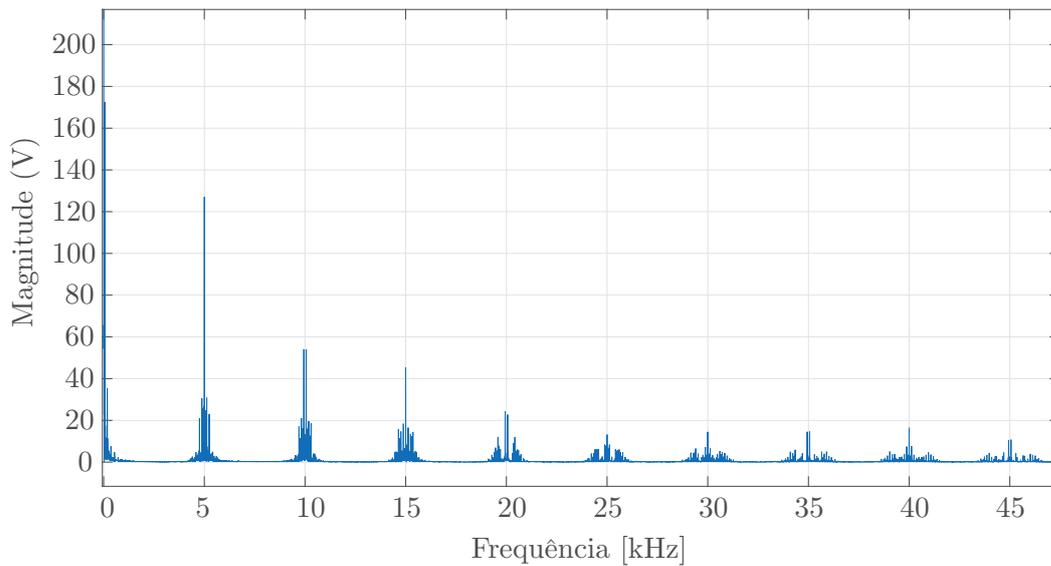
Figura 68 – Região de Operação (PI-MSVPWM).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 69 é evidenciado o espectro harmônico para a modulação PWM, onde pode ser observado a presença de componentes múltiplas da frequência f_s pares e ímpares.

Figura 69 – FFT das tensões de braço do inversor (PI-MSVPWM).



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste Capítulo foi demonstrado a modelagem do Controlador PI associado a técnica de modulação MSVPWM, tendo como objetivo o controle das variáveis de tensão e corrente. Com base no projeto dos controladores foram apresentados os critérios de estabilidade (através dos Diagramas de Lugar das Raízes) para cada uma das malhas de controle, as quais demonstraram boa estabilidade. Na sequência foram explicitadas a modelagem discreta de i_L , v_C e \mathbf{i}_{abc} , dando ênfase aos critérios para determinação de suas referências e suas respectivas ações de controle.

Os resultados de simulação, de forma geral, demonstraram boa dinâmica com rastreamento das variáveis de referência i_L^* , v_C^* e Q^* , após as perturbações impostas as mesmas. Por fim, foi demonstrada a resposta das correntes de entrada e saída frente a variação paramétrica de L_f , observando-se a redução da THD das correntes de saída quando do incremento da indutância de filtro em relação ao valor de referência.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação abordou estratégias de controle para o Inversor Fonte Dividida conectado à rede, considerando os seguintes controladores: i) Preditivo, até então, não implementado a este conversor, através da técnica de horizonte finito de predição, ii) Linear utilizando ganhos Proporcional e Integral para controle das correntes de entrada e saída e, também, a tensão do barramento CC.

O Capítulo 3 apresentou o Controlador FS-MPC. Foi proposto como objetivos principais para controle com o MPC as correntes de entrada e saída. Portanto, um controlador linear foi empregado no controle de tensão do barramento CC. Os resultados da simulação foram apresentados para demonstrar o bom desempenho da técnica proposta frente a distúrbios em variáveis importantes. Também foram analisadas a performance do controlador frente a variação da indutância do filtro de saída L_f , comportamento do sistema de acordo com a frequência f_s do controlador e a varredura do fator de ponderação λ com relação a duas configurações de funções custos (g_1 e g_2). De forma geral, o incremento de L_f , em relação ao seu valor de referência de projeto, provocou a redução da taxa de distorção harmônica das correntes de saída e erro da corrente de entrada. A frequência de comutação também demonstrou relação inversa entre o erro da corrente de entrada e THD das correntes de saída. Por fim, foi analisado o fator de ponderação que demonstrou respostas de THD e erro correlacionadas aos pesos aplicados as componentes das correntes de entrada e saída.

O Capítulo 4 tratou sobre o Controlador Proporcional-Integral implementado com a técnica de modulação MSVPWM. Foram demonstradas duas configurações de controle possíveis: i) Controle pelo lado CC, no qual foram demonstradas a modelagem do sistema multimalhas para as variáveis i_L , \mathbf{i}_{abc} e v_C com vistas a contornar o efeito de fase não-mínima existente nas malhas de controle das variáveis do SSI quando modeladas de forma desacopladas; ii) Controle pelo lado CA, cuja configuração foi a escolhida para a análise dos resultados. Nesta topologia a tensão do barramento CC foi controlada pelo lado da rede, em que a malha de tensão do barramento CC gera a referência P para malha de corrente de saída i_d . Em nível de simulação foram evidenciados as respostas das variáveis do conversor e da rede frente as mudanças de suas referências, as quais apresentaram bons resultados com relação a estabilidade e dinâmica das variáveis. A análise do Controlador Linear é finalizada com a variação paramétrica da indutância do filtro de saída e fazendo a correlação com o erro e THD das correntes de entrada e saída. A modulação PWM desenvolvida no trabalho demonstrou redução da THD das correntes de saída quando do incremento de L_f em relação ao valor de referência da planta. Já em relação aos erros

entre as correntes medidas e suas respectivas referências, o efeito de L_f foi mais evidente para a corrente de entrada i_L .

Os Apêndices A, B, C e D também serviram de base para detalhamento da modelagem, nos quais são demonstrados a forma de representação das grandezas em várias coordenadas (abc , $dq0$ e $\alpha\beta0$), o Projeto dos Ganhos do Controlador Linear, o Modelo de Pequenos sinais para o Conversor Fonte Dividida e Descrição da Modulação SVPWM.

5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Em trabalhos futuros, o controle PI da tensão do barramento CC poderá ser substituído pelo MPC e incluído na função custo. Além disso, a frequência de comutação também é uma possibilidade de inclusão em g para gerir as perdas de potência de comutação. Assim, um projeto dos fatores de ponderação deve ser abordado após a inclusão de novos termos na função custo.

Ainda com relação ao Controlador Preditivo pode ser implementado métodos com horizontes de predição maiores associados ao Conversor SSI. Embora tenha como fator negativo o aumento na complexidade do algoritmo a ser implementado é uma análise válida para outros trabalhos.

Pode ser utilizado um MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) para rastreamento do ponto de máxima potência, de forma a maximizar a extração de energia da fonte. O mesmo seria incluído para definir a referência de corrente, de modo a maximizar a potência de entrada. Neste caso, pode ser incluído o modelo ou uma planta real como fonte de entrada (fotovoltaica, eólica, etc)

Outras estratégias de modulação com Controle Linear podem ser implementadas junto ao SSI. Isto porque é um conversor que não exige modos de operação específicos, o que facilita a implementação das estratégias de modulação já bastante difundidas na literatura.

5.3 TRABALHOS PUBLICADOS

Como contribuição científica foram desenvolvidos:

- Artigo para o XIV *Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2017*, o qual ocorreu na cidade de Juiz de Fora/MG. O trabalho apresentado é intitulado *Finite Set Model Predictive Control of Grid Connected Split-Source Inverters* (BORGES; GRIGOLETTO, 2017)
- Artigo para o 13th *IEEE International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2018*, o qual ocorreu na cidade de São Paulo/SP. O trabalho apresentado é intitulado *Finite Set Model Predictive Control of Four-Leg Split-Source Inverters* (COCCO et al., 2018)

REFERÊNCIAS

ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3259–3264. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 47.

ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, Nov 2016. ISSN 0885-8993. Citado 7 vezes nas páginas 33, 47, 59, 63, 65, 68 e 70.

ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-phase three-level flying capacitors split-source inverters: Analysis and modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 47.

ABDELRAZEK, A. A. et al. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 33.

ABU-RUB, H. et al. Quasi-z-source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using anfis. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 11–20, Jan 2013. ISSN 1949-3029. Citado na página 41.

ALMÉR, S.; MARIÉTHOZ, S.; MORARI, M. Sampled data model predictive control of a voltage source inverter for reduced harmonic distortion. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 21, n. 5, p. 1907–1915, Sept 2013. ISSN 1063-6536. Citado na página 77.

ANEEL. Resolução normativa 482, de 17 de abril de 2012 (agência nacional de energia elétrica - aneel). abr. 2012. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Citado na página 36.

ANEEL. *Resolução Normativa 687/2015 - ANEEL*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Citado na página 36.

ASTROM, K. J.; RUNDQWIST, L. Integrator windup and how to avoid it. In: *1989 American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 1693–1698. Citado na página 55.

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*, v. 12, n. 4, p. 1371–1379, Aug 2016. ISSN 1551-3203. Citado na página 34.

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*, v. 64, n. 4, p. 2560–2569, April 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 34.

BISHOP, L. F.; DORF, J. M. *Sistemas de Controle Modernos*. [S.l.]: Décima primeira edição, 2009. Citado na página 52.

- BORGES, J. d. A.; GRIGOLETTO, F. B. Finite set model predictive control of grid connected split-source inverters. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 128.
- CAMACHO, E. F. *Model Predictive Control. Advanced textbooks in control and signal processing*. [S.l.]: Springer, 1999. ISBN 9783540762416,3-540-76241-8. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 73.
- CHEN, C. T. *Linear System Theory And Design*. [S.l.]: Terceira edição, 2009. Citado na página 50.
- CINTRON-RIVERA, J. G. et al. Quasi-z-source inverter with energy storage for photovoltaic power generation systems. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 401–406. ISSN 1048-2334. Citado na página 41.
- COCCO, G. M. et al. Finite set model predictive control of four-leg split-source inverters. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 630–635. Citado na página 128.
- CORTES, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7. Citado na página 87.
- CORTES, P. et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, 2012. Citado na página 83.
- CORTES, P.; VATTUONE, L.; RODRIGUEZ, J. Predictive current control with reduction of switching frequency for three phase voltage source inverters. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1817–1822. ISSN 2163-5137. Citado na página 34.
- FRAUNHOFER - ISE. *Renewable Energy Data - Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems (ISE)*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.ise.fraunhofer.de/en/renewable-energy-data.html>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 38.
- FRAUNHOFER - IWES. *Global Wind Report (Fraunhofer-Institut für Windenergiesysteme - IWES)*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.iwes.fraunhofer.de/>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- 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*, v. 54, n. 4, p. 2352–2359, Aug 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 41.
- GE, B. et al. An energy-stored quasi-z-source inverter for application to photovoltaic power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4468–4481, Oct 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 41.
- GEYER, T.; QUEVEDO, D. E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1633–1644, March 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 77.

- GRIGOLETTO, F. B. *Contribuição ao estudo de estratégias de modulação aplicadas a conversores multíniveis com diodos de grampeamento*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria, 2009. Citado na página 143.
- 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*, v. 28, n. 12, p. 5477–5488, Dec 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 41.
- GWEC. *Global Wind Report - Global Wind Energy Council (GWEC)*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<https://gwec.net/>>. Citado na página 36.
- HOLMES D. GRAHAME HOLMES, T. A. L. G. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003. ISBN 978-0471208143. Citado 8 vezes nas páginas 61, 62, 63, 155, 157, 158, 159 e 160.
- HUSSIEN, A.; TAHA, M.; MAHGOUB, O. A. Design and control of a quasi-z-source inverter based for wind power generation using pmsg. In: *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2050–2055. Citado na página 41.
- IEEE 1547. Ieee application guide for ieee std 1547(tm), ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std 1547.2-2008*, p. 1–217, April 2009. Citado 2 vezes nas páginas 94 e 98.
- JOSEPH, A.; ORTIZ-RIVERA, E. Z-source inverter for motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, p. 857–863, July 2005. ISSN 0885-8993. Citado na página 41.
- JUDEWICZ, M. G. et al. Generalized predictive current control (gpcc) for grid-tie three-phase inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 7, p. 4475–4484, July 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.
- KENNEL, R.; LINDER, A.; LINKE, M. Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications? In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 1839–1844 vol. 4. ISSN 0275-9306. Citado na página 77.
- KOURO, S. et al. Model predictive control - a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, June 2009. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 34, 75 e 77.
- KUKRER, O. Discrete-time current control of voltage-fed three-phase pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 260–269, Mar 1996. ISSN 0885-8993. Citado na página 84.
- KULKA, A.; UNDELAND, T. Voltage harmonic control of z-source inverter for ups applications. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 657–662. Citado na página 41.
- LARRINAGA, S. A. et al. Predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1261–1271, June 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.

- LEE, S. S.; HENG, Y. E. Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant pwm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 2024–2031, March 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 33.
- LI, Y. et al. Quasi-z-source inverter for photovoltaic power generation systems. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 918–924. ISSN 1048-2334. Citado na página 41.
- LI, Y. et al. Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1532–1541, April 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 41.
- LIANG, W. et al. Modeling, analysis, and impedance design of battery energy stored single-phase quasi-z source photovoltaic inverter system. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 41.
- LIU, H.; MA, K.; BLAABJERG, F. Device loading and efficiency of modular multilevel converter under various modulation strategies. In: *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado na página 57.
- LIU, J. et al. A digital current control of quasi-z-source inverter with battery. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 928–937, May 2013. ISSN 1551-3203. Citado na página 41.
- LIU, Y. et al. Quasi-z-source inverter based pmsg wind power generation system. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 291–297. ISSN 2329-3721. Citado na página 41.
- MARIETHOZ, S.; MORARI, M. Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 389–399, Feb 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.
- MATHEW, D.; SHUKLA, A.; BANDYOPADHYAY, S. Modified predictive current control of neutral-point clamped converter with reduced switching frequency. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3286–3290. Citado na página 34.
- MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, June 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 33.
- MME. *Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica - MME*. [S.l.], 2015. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030>. Citado na página 36.
- MME. *Boletim Mensal de Monitoramento do Sistema Elétrico Brasileiro - Dezembro/2017 (Ministério de Minas e Energia - MME)*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/documents/1138781/0/Boletim+de+Monitoramento+do+Sistema+El%C3%A9trico+-+Dezembro+-+2017.pdf/89e16453-fc2e-46fd-b5fd-aa6951daf934>>. Citado na página 35.

MME. *Plano Decenal de Expansão de Energia 2026 (Ministério de Minas e Energia - MME)*. [S.l.], 2017. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/plano-decenal-de-expansao-de-energia-2026-e-aprovado>. Citado na página 35.

MME. Projetos de energia renovável terão condição especial de financiamento em sistemas isolados (ministério de minas e energia do brasil - mme). mar. 2017. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/projetos-de-energia-renovavel-terao-condicao-especial-de-financiamento-em-sistemas-isolados-de-eletri>. Citado na página 36.

MME. *Boletim Mensal de Monitoramento do Sistema Elétrico Brasileiro - Dezembro/2018 (Ministério de Minas e Energia - MME)*. [S.l.], 2018. Disponível em: <www.mme.gov.br/documents/1138781/1435504/Boletim+de+Monitoramento+do+Sistema+Elétrico+-+Dezembro+-+2018.pdf/2cc7ebd8-040b-4d1a-b4e6-c0ad5e1fca58>. Citado na página 35.

MOSA, M.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. High-performance predictive control of quasi-impedance source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 3251–3262, April 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 34.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Quinta edição, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 52, 53 e 54.

PARK, J. et al. Grid-connected pv system using a quasi-z-source inverter. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 925–929. ISSN 1048-2334. Citado na página 41.

PENG, F. Z. Z-source inverter. In: *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 775–781 vol.2. ISSN 0197-2618. Citado 3 vezes nas páginas 33, 43 e 44.

PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 504–510, Mar 2003. Citado na página 43.

PENG, F. Z. Z-source inverter for adjustable speed drives. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 1, n. 2, p. 33–35, June 2003. ISSN 1540-7985. Citado na página 41.

PENG, F. Z.; SHEN, M.; HOLLAND, K. Application of z-source inverter for traction drive of fuel cell amp;mdash;battery hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 3, p. 1054–1061, May 2007. ISSN 0885-8993. Citado na página 41.

PINHEIRO, H. et al. ModulaÇÃo space vector para inversores alimentados em tensÃo: Uma abordagem unificada. *Revista Controle & Automação SBA*, v. 16, n. 01, p. 13–24, jan 2005. Citado 5 vezes nas páginas 155, 157, 158, 159 e 160.

POMILIO, J. A. *Pré-reguladores de fator de potência*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/pfp>>. Citado na página 50.

RASIN, Z.; RAHMAN, M. F. Control of bidirectional dc-dc converter for battery storage system in grid-connected quasi-z-source pv inverter. In: *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 205–210. Citado na página 41.

- REN21. Renewables 2017 global status report. 2017. Disponível em: <<http://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/>>. Citado na página 34.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 495–503, Feb 2007. ISSN 0278-0046. Citado 6 vezes nas páginas 34, 49, 50, 52, 53 e 77.
- SCOTTEDWARD, A. Variable-structure pid control to prevent integrator windup. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 48, n. 2, p. 442–451. Citado na página 55.
- SHEN, M. et al. Comparison of traditional inverters and z-source inverter for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 4, p. 1453–1463, July 2007. ISSN 0885-8993. Citado na página 41.
- SHRIVASTAVA, A.; KARKAR, H. M.; SINGH, S. Quasi-z-source inverter based pmsg wind generation system with pitch angle control. In: *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 46–51. Citado na página 41.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 2, p. 699–716, Feb 2015. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 33, 41, 42 e 45.
- 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*, v. 30, n. 4, p. 1887–1906, April 2015. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- SIWAKOTI, Y. P.; TOWN, G. E. Performance of distributed dc power system using quasi z-source inverter based dc/dc converters. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1946–1953. ISSN 1048-2334. Citado na página 41.
- STANFORD UNIVERSITY. *The Solutions Project (Stanford University)*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://web.stanford.edu>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- SU, B. et al. Research on the composite control for pv grid-connected and energy-storage based on quasi-z-source inverter. In: *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 572–577. Citado na página 41.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- VAZQUEZ, S. et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 4, p. 2010–2020, April 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 2, p. 935–947, Feb 2017. Citado 5 vezes nas páginas 34, 76, 77, 78 e 79.
- VISIOLI, A. Modified anti-windup scheme for pid controllers. In: *IEEE Proc.-Control Theory Applications*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 150, n. 1, p. 49–54. Citado na página 55.

- VRANCIC, D. *Some Aspects and Design of Anti-Windup and Conditioned Transfer*. Dissertação (Mestrado) — University of Ljubljana, Faculty of Electrical Engineering, Eslovênia, 1995. Citado na página 55.
- YOUNG, H. A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 44–52, March 2014. ISSN 1932-4529. Citado na página 34.
- YOUNG MARCELO A. PEREZ, J. R. e. H. A.-R. H. A. Assessing finite-control-set model predictive control. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, p. 44–52, mar. 2014. ISSN 1932-4529/14/31.00(c)2014IEEE. Citado na página 34.
- ZHOU, Z. J. et al. Single-phase uninterruptible power supply based on z-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2997–3004, Aug 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 41.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003. ISSN 0885-8993. Citado na página 50.

Apêndices

APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA

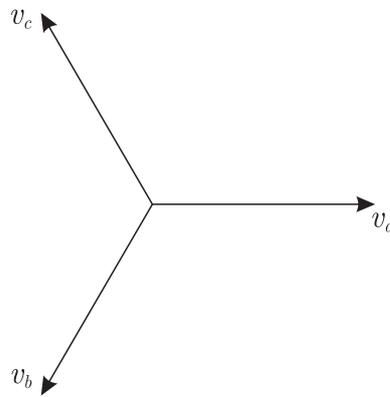
A.1 SISTEMAS DE COORDENADAS

Uma ferramenta gráfica bastante utilizada para a representação e transformação entre coordenadas é a forma fasorial. Fasores são números complexos utilizados para representar grandezas que variam senoidalmente no tempo.

Como exemplo, podemos utilizar tensões trifásicas senoidais defasadas igualmente entre si por 120° , conforme são demonstrados na Figura 70 e nas equações de (A.1):

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V_m \cos(\omega t) \\ v_b(t) &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ v_c(t) &= V_m \cos(\omega t + 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Figura 70 – Coordenadas abc .



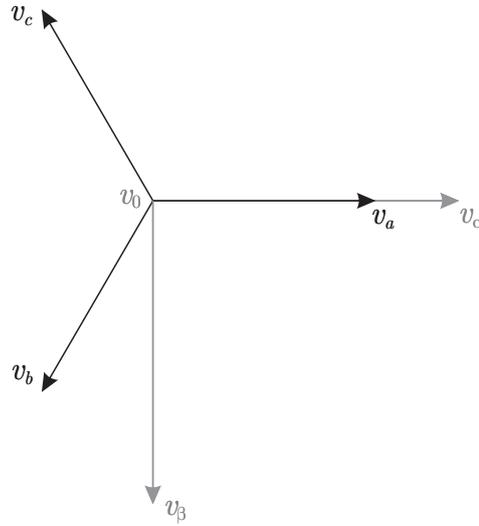
Fonte: Elaborado pelo autor.

A.1.1 TRANSFORMADA DE CLARKE

Nada mais é do que a conversão das coordenadas em eixos abc para $\alpha\beta 0$. Estas coordenadas são ortogonais, ou seja, os eixos α e β possuem defasagem de 90° entre si. Além disso, é chamado de coordenadas de eixos fixos ou estacionários, já que a referência se mantém fixa em relação ao vetor girante de referência (neste caso, abc).

A Transformada de Clarke consiste, basicamente, na projeção de \mathbf{v}_{abc} em cada um dos eixos de $\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}$. A Figura 71 ilustra de uma forma mais clara esta relação.

Figura 71 – Coordenadas $\alpha\beta 0$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Equacionando,

$$\begin{aligned} v_\alpha(t) &= v_a(t) + (-\cos(\frac{\pi}{3}))v_b(t) + (-\cos(\frac{\pi}{3}))v_c(t) \\ v_\beta(t) &= 0v_a(t) + (\cos(\frac{\pi}{6}))v_b(t) + (-\cos(\frac{\pi}{6}))v_c(t) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Na forma matricial:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^2} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^3} \quad (\text{A.3})$$

Como pode-se observar, nesta representação a matriz de transformação não é quadrada e não inversível. Com isso, torna-se necessário a inclusão de uma tensão chamada de modo comum (com igual peso entre coordenadas a , b e c):

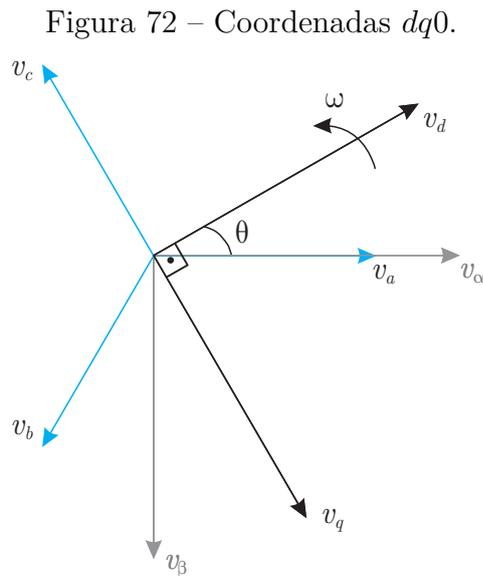
$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^3} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^3} \quad (\text{A.4})$$

Ou da seguinte forma:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta 0}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}}_{\mathfrak{R}^3} \quad (\text{A.5})$$

A.1.2 TRANSFORMADA DE PARK

Na Transformada de Park, o que se tem é a conversão dos sistema em dois eixos: direto (d) e em quadratura (q). O que difere da Transformada de Clarke é que, agora, ambos conjuntos de vetores são girantes e com a mesma velocidade angular ($\omega = \frac{d\theta}{dt}$). Ou seja, não existe velocidade relativa entre os fasores, e as tensões resultantes nos eixos $dq0$ é constante ao longo de todo o período analisado. A Figura 72 demonstra a relação entre as coordenadas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Baseado no equacionamento semelhante a Transforma de Clarke, chega-se a seguinte representação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{T_{dq0}} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

APÊNDICE B – PROJETO DOS CONTROLADORES PI DE CORRENTE

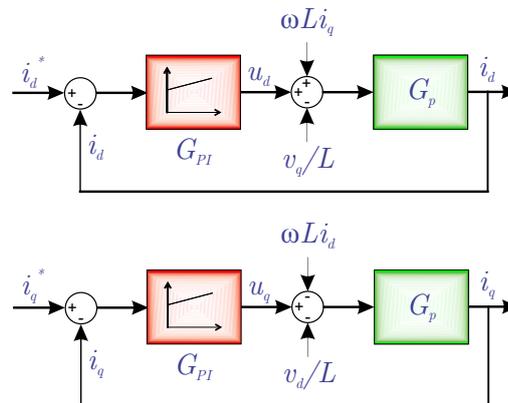
No Apêndice B é apresentado o projeto de controladores Proporcional-Integral de corrente de eixo direto e quadratura. A modelagem é realizada no domínio contínuo considerando fixas a resistência R e a indutância L para o projeto.

A função de transferência do controlador PI, no domínio contínuo, pode ser descrita como:

$$G_{PI}(s) = k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s} \quad (\text{B.1})$$

A figura 73 apresenta o diagrama com os controladores de corrente e planta em coordenadas síncronas.

Figura 73 – Diagrama com os controladores de corrente e planta em coordenadas síncronas (dq).



Fonte: Adaptado de (GRIGOLETTO, 2009).

A planta do sistema, desprezando o acoplamento entre as correntes i_d e i_q e considerando o mesmo como sendo um distúrbio, é definida por:

$$G_p(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (\text{B.2})$$

A função de transferência da planta incluindo o controlador PI em malha fechada considerando a realimentação negativa unitária, é dada de forma genérica da seguinte forma:

$$G_{MF}(s) = \frac{G_p(s)G_{PI}(s)}{1 + G_p(s)G_{PI}(s)} \quad (\text{B.3})$$

Substituindo os termos da planta e do controlador, temos:

$$G_{MF}(s) = \frac{\left(\frac{1}{sL+R}\right)\left(k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{sL+R}\right)\left(k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s}\right)} \quad (\text{B.4})$$

$$G_{MF}(s) = \frac{k_{Pi}s + k_{Ii}}{s(sL+R) + k_{Pi}s + k_{Ii}} = \frac{k_{Pi}s + k_{Ii}}{s^2L + s(R + k_{Pi}) + k_{Ii}} \quad (\text{B.5})$$

Dividindo numerador e denominador de $G_{MF}(s)$ por $1/L$, tendo como objetivo a adequação da função de transferência a forma canônica:

$$G_{MF}(s) = \frac{K_{Pi}s/L + k_{Ii}/L}{s^2 + \left(\frac{R+k_{Pi}}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}}{L}} \quad (\text{B.6})$$

Considerando que a resistência R seja desprezível em relação aos ganhos do compensador, a equação (B.6) pode ser reescrita por:

$$G_{MF}(s) = \frac{sk_{Pi}/L + k_{Ii}/L}{s^2 + \left(\frac{k_{Pi}}{L}\right)s + \frac{k_{Ii}}{L}} \quad (\text{B.7})$$

Assim, chegamos a equação (B.7) que representa um sistema de 2ª ordem no domínio s , tal que:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.8})$$

Substituindo s na equação (B.8) por $j\omega_b$, onde ω_b é a largura de faixa da banda passante, obtém-se:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{B.9})$$

A largura de faixa ω_b é determinada por:

$$20\log G(j\omega_b) = -3dB \quad (\text{B.10})$$

Em lugar de -3 dB, geralmente utiliza-se -3,01 dB que corresponde a um ganho de 0,707. Assim,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707 \quad (\text{B.11})$$

Isolando os termos reais e imaginários:

$$G(j\omega_b) = \frac{\omega_n^2 + j(2\zeta\omega_n\omega_b)}{\left((- \omega_b)^2 + \omega_n^2\right) + j(2\zeta\omega_n\omega_b)} \quad (\text{B.12})$$

Dessa forma, pode-se calcular o módulo da seguinte forma:

$$|G(j\omega_b)| = \frac{\sqrt{(\omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\xi\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707 \quad (\text{B.13})$$

$$\frac{\sqrt{\omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_b^2}} = 0,707 \quad (\text{B.14})$$

Elevando ao quadrado ambos os lados da igualdade, temos:

$$\frac{\omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2}{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_b^2} = 0,5 \quad (\text{B.15})$$

Desenvolvendo,

$$\omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] \quad (\text{B.16})$$

$$\omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \quad (\text{B.17})$$

Dividindo a equação (B.16) por (B.17), obtém-se:

$$1 = 0,5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{B.18})$$

Com o objetivo de simplificar a representação da equação (B.18) definiu-se que:

$$b = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{B.19})$$

Substituindo (B.19) na equação (B.18), tem-se:

$$1 = 0,5 \left\{ [1 - b]^2 + 4\zeta^2 b \right\} - 4\zeta^2 b \quad (\text{B.20})$$

E a equação (B.20) pode ser reescrita como:

$$1 = 0,5 \left\{ [1 - b]^2 + 4\zeta^2 b \right\} - 4\zeta^2 b = 0,5 \left\{ 1 - 2b + b^2 + 4\zeta^2 b \right\} - 4\zeta^2 b \quad (\text{B.21})$$

Desenvolvendo,

$$b^2 (0,5) - b (2\zeta^2 + 1) - 0,5 = 0 \quad (\text{B.22})$$

Solucionando a equação,

$$b = 2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} \quad (\text{B.23})$$

que substituída na equação (B.21), obtém-se:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (\text{B.24})$$

A partir da função de transferência demonstrada na equação (B.7) e comparando com (B.8) é possível determinar os ganhos k_{Pi} e k_{Ii} :

$$\frac{k_{Pi}}{L} = 2\zeta\omega_n \Rightarrow k_{Pi} = 2\zeta\omega_n L \quad (\text{B.25})$$

e

$$\frac{k_{Ii}}{L} = \omega_n^2 \Rightarrow k_{Ii} = \omega_n^2 L \quad (\text{B.26})$$

Substituindo (B.24) nas equações (B.25) e (B.26), obtém-se as equações em função de ξ que é o fator de amortecimento e ω_b a frequência de corte (em radianos/s) do compensador respectivamente.

$$k_{Ii} = L \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)^2 \quad (\text{B.27})$$

e

$$k_{Pi} = 2\zeta L \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right) \quad (\text{B.28})$$

APÊNDICE C – MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO INVERSOR FONTE DIVIDIDA

C.1 MODELO DE PEQUENOS SINAIS

A modelagem do inversor fonte dividida é função dos seguintes parâmetros:

- Variáveis de estado ($n = 2$ estados): $v_C(t)$ e $i_L(t)$
- Variáveis de saída ($r = 2$ saídas): $v_C(t)$ e $i_L(t)$
- Variáveis de entrada ($m = 2$ entradas): $v_{in}(t)$, $i_{Lo}(t)$

O sistema é representado, de forma genérica, por,

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{dx(t)}{dt} = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}x(t) + \mathbf{E}u(t) \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

Sendo que o vetor de estados $x(t)$ é dado por:

$$x(t) = \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \frac{dx(t)}{dt} = \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

e cujas dimensões das matrizes e vetores são:

- $\mathbf{A}_{n \times n} = \mathbf{A}_{4 \times 4}$
- $\mathbf{B}_{n \times m} = \mathbf{B}_{4 \times 2}$
- $\mathbf{C}_{r \times n} = \mathbf{C}_{4 \times 4}$
- $\mathbf{E}_{r \times m} = \mathbf{E}_{4 \times 2}$

O inversor fonte dividida possui dois modos de operação, então haverá dois modelos dinâmicos que representam cada uma delas. O primeiro modo diz respeito ao estado de carga do indutor L e o segundo estado é relativo a descarga deste mesmo indutor.

O **modelo médio** (ponto de equilíbrio, ou seja, sem variação das variáveis de estado - regime permanente), é representado como:

$$\begin{cases} \mathbf{0} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U} \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

As matrizes médias são,

$$\begin{cases} \mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1-D)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} = D\mathbf{C}_1 + (1-D)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} = D\mathbf{E}_1 + (1-D)\mathbf{E}_2 \end{cases} \quad (\text{C.4})$$

onde D é a razão cíclica.

E as componentes CC em equilíbrio são determinadas em função da equação do ponto de equilíbrio:

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \Rightarrow -\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{X} &= \frac{\mathbf{B}\mathbf{U}}{-\mathbf{A}} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U} \Rightarrow \mathbf{Y} = \mathbf{C}(-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}) + \mathbf{E}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{C} + \mathbf{E})\mathbf{U} \end{aligned} \quad (\text{C.5})$$

Como a modelagem baseia-se no **modelo médio**, inclui-se pequenos distúrbios em torno do ponto de operação, onde:

- Variáveis de estados perturbadas $\hat{x}(t)$
- Perturbação nas variáveis de entrada $\hat{u}(t)$
- Saídas perturbadas $\hat{y}(t)$
- perturbação na razão cíclica $\hat{d}(t)$

Para inserir as perturbações no modelo, considera-se que o vetor de estados resultante é formado por um termo CC, que é oriundo do modelo médio, acrescido de um termo CA, que surge da perturbação em torno do ponto de operação em virtude dos parâmetros escolhidos para o modelo, conforme demonstrado na equação (C.6).

$$x = \underbrace{X}_{CC} + \underbrace{\hat{x}}_{CA} \quad (\text{C.6})$$

Substituindo no modelo médio os termos CC acrescidos das perturbações, e considerando que os termos CC são de magnitude muito maior do que os termos CA, então

$$\begin{aligned} x &= X + \hat{x} \Rightarrow |X| \gg |\hat{x}| \\ u &= U + \hat{u} \Rightarrow |U| \gg |\hat{u}| \\ y &= Y + \hat{y} \Rightarrow |Y| \gg |\hat{y}| \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

E considerando a segunda etapa da razão cíclica como $(1 - D) = D'$ e sendo $|D| \gg |\hat{d}|$, temos:

$$\begin{aligned} d &= D + \hat{d} \\ d' &= D' + \hat{d} \end{aligned} \quad (\text{C.8})$$

Substituindo as variáveis com os termos perturbados, e considerando que para o modelo médio não existe variação dos estados, logo, $\dot{X} = 0$, então,

$$\mathbf{K}\dot{\mathbf{x}} = (D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2)(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + (D\mathbf{B}_1 + D'\mathbf{B}_2)(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \quad (\text{C.9})$$

Substituindo (C.8) em (C.9), temos:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}\dot{\mathbf{x}} &= ((D + \hat{d})\mathbf{A}_1 + (D' - \hat{d})\mathbf{A}_2)(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \dots \\ &+ \dots ((D + \hat{d})\mathbf{B}_1 + (D' - \hat{d})\mathbf{B}_2)(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

Desenvolvendo,

$$\begin{aligned} \mathbf{K}\dot{\mathbf{x}} &= \underbrace{(D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2)}_{\mathbf{A}}\mathbf{X} + \underbrace{(D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2)}_{\mathbf{B}}\mathbf{U} + \dots \\ &+ \underbrace{\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + [(D - D')\mathbf{A}_1\hat{\mathbf{x}} + (D - D')\mathbf{B}_1\hat{\mathbf{u}}]}_{CA_1} + \dots \\ &+ \underbrace{[(D - D')\mathbf{A}_1\hat{\mathbf{x}} + (D - D')\mathbf{B}_1\hat{\mathbf{u}}]}_{CA_2} \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

onde CA_1 são os **Termos CA de 1ª ordem** e CA_2 **Termos não-lineares de 2ª ordem**.

De forma idêntica chegamos a saída $y(t)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} &= \underbrace{(D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2)}_{\mathbf{C}}\mathbf{X} + \dots \\ &+ \underbrace{(D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2)}_{\mathbf{U}}\mathbf{U} + \dots \\ &+ \underbrace{\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}} + [(D - D')\mathbf{C}_1\hat{\mathbf{x}} + (D - D')\mathbf{E}_1\hat{\mathbf{u}}]}_{CA_3} + \dots \\ &+ \underbrace{[(D - D')\mathbf{C}_1\hat{\mathbf{x}} + (D - D')\mathbf{E}_1\hat{\mathbf{u}}]}_{CA_4} \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

Onde CA_3 são os **Termos CA de 1ª ordem** e CA_4 **Termos não-lineares de 2ª ordem**.

Eliminando os termos CC das equações (C.11) e (C.12), e considerando que os termos de segunda ordem (não-lineares) são pequenos como os pequenos sinais assumidos, chegamos ao

modelo genérico de referência para as **equações de estado linearizado para pequenos sinais**, conforme demonstrado na equação (C.13).

$$\begin{cases} \mathbf{K}\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{\mathbf{d}} \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\hat{\mathbf{d}} \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

Para o modelo em questão temos a seguinte forma genérica para os estados (baseada na equação (C.13)):

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{\mathbf{d}} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{G}\hat{\mathbf{d}} \end{cases} \quad (\text{C.14})$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \\ \mathbf{G} &= [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}] \\ \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \\ \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \\ \hat{\mathbf{u}} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lo} \\ \hat{v}_{in} \end{bmatrix} \\ \mathbf{dist} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.15})$$

Desta forma consegue-se representar o sistema novamente na forma canônica conhecida:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{W} \cdot \mathbf{dist} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{R} \cdot \mathbf{dist} \end{cases} \quad (\text{C.16})$$

C.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS EM ESPAÇO DE ESTADOS - SSI

Conforme já demonstrado a modelagem de carga e descarga do inversor fonte dividida pode ser representado pelos seguintes modelos dinâmicos:

Carga de L :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{in}}{L} - \frac{r_L}{L}i_L \\ \frac{dv_C}{dt} &= -\frac{i_{Lo}}{C} \end{aligned} \quad (\text{C.17})$$

Descarga de L :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{(v_{in} - v_C)}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_L - i_{Lo}}{C} \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

E a corrente de saída pode ser modelada da seguinte forma:

$$i_{Lo} = [2S_1 - 1]i_a + [2S_2 - 1]i_b + [2S_3 - 1]i_c \quad (C.19)$$

Realizando a modelagem em espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_C/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix}; \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}; \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} \quad (C.20)$$

A modelagem de carga é representado através das equações (C.21) e (C.22):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} di_{L1}/dt \\ dv_{C1}/dt \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad (C.21)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad (C.22)$$

A modelagem de carga é representado através das equações (C.23) e (C.24):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} di_{L2}/dt \\ dv_{C2}/dt \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_2} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad (C.23)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_2} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad (C.24)$$

Com base nos modelos que representam os modos de operação do inversor fonte dividida, pode-se aplicar as matrizes de estados nas equações de estado estacionário para pequenos sinais (equação (C.13)). E desenvolvendo cada um dos termos:

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2 = D \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + (1-D) \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (C.25)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -Dr_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-D)(-r_L/L) & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix} \quad (C.26)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -r_L/L & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix} \quad (C.27)$$

$$\mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1-D)\mathbf{B}_2 = D \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} + (1-D) \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \quad (\text{C.28})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} D/L & 0 \\ 0 & -D/C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-D)/L & 0 \\ 0 & (1-D)(-1/C) \end{bmatrix} \quad (\text{C.29})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \quad (\text{C.30})$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.31})$$

$$\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.32})$$

Substituindo os termos na equação que representa o modelo estacionário de pequenos sinais, temos:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = & \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{u}} + \dots \\ & \left\{ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2} \mathbf{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2} \mathbf{U} \right\} \hat{d} \end{aligned} \quad (\text{C.33})$$

onde:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{Lo} \end{bmatrix}; \mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix}; \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{Lo} \end{bmatrix} \quad (\text{C.34})$$

Substituindo também as variáveis de entrada de saída do sistema, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -r_L/L & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{Lo} \end{bmatrix} + \dots \\ + & \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{Lo} \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.35})$$

Evidenciando as equações que representam a corrente de entrada (i_L) e a tensão do barramento CC (v_C):

$$\begin{aligned}\hat{i}_L &= \left(-\frac{r_L}{L}\right)\hat{i}_L + (1-D)\left(-\frac{1}{L}\right)\hat{v}_C + \left(\frac{1}{L}\right)\hat{v}_{in} + \left(\frac{1}{L}\right)V_C\hat{d} \\ \hat{v}_C &= (1-D)\left(\frac{1}{C}\right)\hat{i}_L + \left(-\frac{1}{C}\right)\hat{i}_{Lo} + \left(-\frac{1}{C}\right)I_L\hat{d}\end{aligned}\quad (\text{C.36})$$

C.3 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA NO DOMÍNIO FREQUÊNCIA - SSI

Com base na propriedade para conversão da representação de um sistema no domínio contínuo (espaço de estados) para o domínio frequência (domínio s):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{C.37})$$

$$\Downarrow$$

$$\mathcal{L}\{\dot{\mathbf{x}}(t)\} = \mathcal{L}\{\mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t)\} \Rightarrow sX(s) = AX(s) + BU(s)$$

Aplicando a propriedade citada, inicia-se o processo de conversão do sistema para o domínio s :

$$s\hat{i}_L(s) = \left(-\frac{r_L}{L}\right)\hat{i}_L(s) + (1-D)\left(-\frac{1}{L}\right)\hat{v}_C(s) + \left(\frac{1}{L}\right)\hat{v}_{in}(s) + \left(\frac{1}{L}\right)V_C\hat{d}(s) \quad (\text{C.38})$$

Sendo a tensão da fonte de entrada v_{in} constante, este termo pode ser desconsiderado para fins de modelagem no domínio frequência.

$$s\hat{i}_L(s) = \left(-\frac{r_L}{L}\right)\hat{i}_L(s) + (1-D)\left(-\frac{1}{L}\right)\hat{v}_C(s) + \left(\frac{1}{L}\right)V_C\hat{d}(s) \quad (\text{C.39})$$

Desenvolvendo,

$$\hat{i}_L(s) = \left(\frac{1}{sL + r_L}\right)\left[-(1-D)\hat{v}_C(s) + V_C\hat{d}(s)\right] \quad (\text{C.40})$$

Evidenciando os termos da função de transferência de i_L chegamos a:

$$\hat{i}_L(s) = \left(\frac{V_C}{sL + r_L}\right)\hat{d}(s) - \left(\frac{1-D}{sL + r_L}\right)\hat{v}_C(s) \quad (\text{C.41})$$

Agora, realizando o mesmo processo para o modelo da tensão do barramento CC:

$$s\hat{v}_C(s) = (1-D)\left(\frac{1}{C}\right)\hat{i}_L(s) + \left(-\frac{1}{C}\right)\hat{i}_{Lo}(s) + \left(-\frac{1}{C}\right)I_L\hat{d}(s) \quad (\text{C.42})$$

Desenvolvendo,

$$\hat{v}_C(s) = \left(\frac{1}{sC}\right) [(1-D)\hat{i}_L(s) - \hat{i}_{Lo}(s) - I_L\hat{d}(s)] \quad (\text{C.43})$$

Evidenciando os termos da função de transferência de v_C chegamos a:

$$\hat{v}_C(s) = \left(\frac{1-D}{sC}\right)\hat{i}_L(s) - \left(\frac{1}{sC}\right)\hat{i}_{Lo}(s) - \left(\frac{1}{sC}\right)I_L\hat{d}(s) \quad (\text{C.44})$$

Com base nas equações (C.41) e (C.44) pode-se desenvolver as funções de transferência que são base para o controle multimalhas desenvolvidos no Capítulo 03.

Primeiro, assumindo que a tensão do barramento CC seja constante, simplifica-se a função de transferência de $i_L(s)$ (equação (C.41)) que relaciona a corrente de entrada com a razão cíclica:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_C}{sL + r_L} \quad (\text{C.45})$$

E com base na função de transferência de $v_C(s)$ (equação (C.43)), considerando a razão cíclica e a corrente de saída constantes, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC com a corrente de entrada:

$$\frac{v_C(s)}{i_L(s)} = \left(\frac{1-D}{sC}\right) \quad (\text{C.46})$$

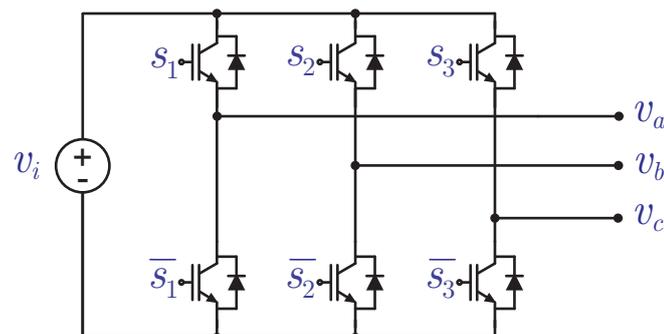
APÊNDICE D – MODULAÇÃO SVPWM

Em (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003) é demonstrado o desenvolvimento da técnica PWM chamada de *Space Vector Modulation* (SVPWM), a qual oferece uma série de vantagens em relação ao PWM convencional, em termos de performance, facilidade de implementação e máxima taxa de transferência.

Para a implementação da modulação SVPWM para o inversor da Figura 74 são necessários os seguintes passos (PINHEIRO et al., 2005):

- A. Definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do inversor;
- B. Identificação dos planos de separação no espaço das tensões de saída do inversor;
- C. Identificação dos planos limites no espaço das tensões de saída do inversor;
- D. Obtenção das matrizes de decomposição; e
- E. Definição da seqüência de comutação e magnitudes dos vetores a serem implementados.

Figura 74 – Inversor trifásico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma resumida, o processo inicia-se com a transformação do espaço das tensões de saída do inversor para simplificar a sua representação. A seguir, temos a definição dos planos de separação, os quais servirão de base para a determinação dos planos limites dos setores. Os planos limites são utilizados para a identificação dos setores, através de um algoritmo que realiza a análise de onde o vetor das tensões de saída do inversor, a ser implementado, se encontra. A próxima etapa tem-se a determinação das matrizes de

decomposição, as quais possibilitam obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação. A última etapa da implementação SVPWM refere-se a escolha da sequência de comutação e também da magnitude de cada vetor a ser implementado, tendo como critérios a otimização de alguma grandeza como, por exemplo, perdas em comutação ou conteúdo harmônico da corrente de saída (THD).

D.1 DEFINIÇÃO DOS VETORES DA TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR

Assumindo que os interruptores de cada um dos braços do inversor trifásico são comandados de forma complementar (Braço A: S_1 e \bar{S}_1 ; Braço B: S_2 e \bar{S}_2 e Braço C: S_3 e \bar{S}_3), resultam oito possíveis estados de condução do inversor, conforme demonstrados na Tabela 7. Os vetores das tensões de fase geradas pela comutação da chaves estão em um espaço \mathfrak{R}^3 . Com o objetivo de simplificar a representação dos possíveis vetores de comutação, pode-se utilizar uma transformação linear de $\mathfrak{R}^3 \rightarrow \mathfrak{R}^2$. Geralmente, é utilizada a transformação $T_{\alpha\beta}$ definida por:

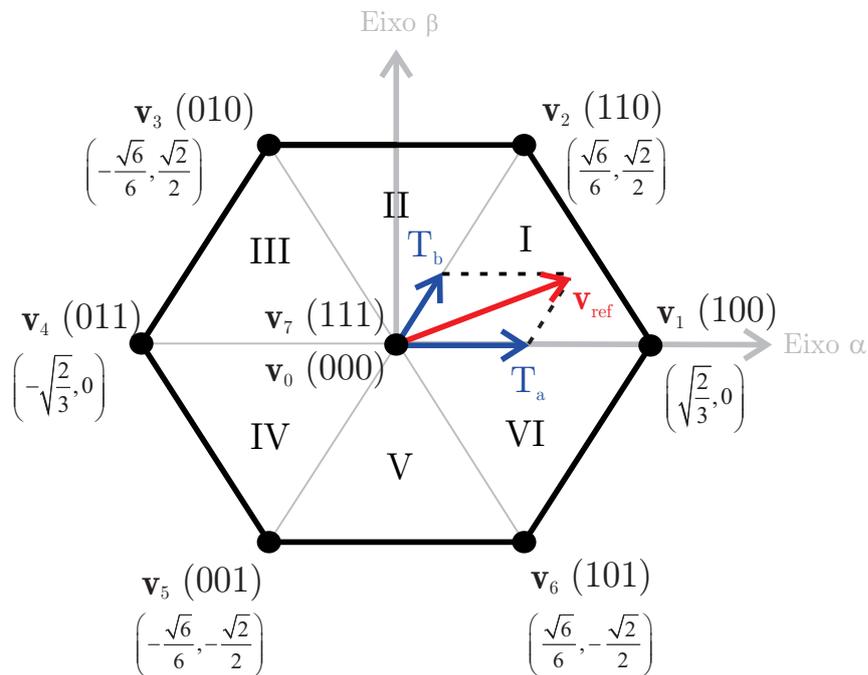
$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{D.1})$$

Aplicando-se a transformação representada na equação (D.1) aos oito possíveis vetores de comutação definidos na Tabela 7, obtém-se uma projeção ortogonal do espaço das tensões em $[abc]^T$, em um plano perpendicular ao vetor $[111]^T$. Neste novo sistema de coordenadas, $\alpha - \beta$, tem-se seis vetores não nulos ou também chamados de ativos (cujos extremos definem os vértices de um hexágono regular), que possuem um ângulo de 60° entre eles, com módulo igual a $\sqrt{\frac{2}{3}}$, e dois vetores com módulo zero ou também chamados de vetores nulos, conforme demonstra a Figura 75.

Tabela 7
Estados de comutação, tensões por fase e vetor de tensão espacial.

Vetor j	Estado das chaves $S = [S_1 S_2 S_3]$	Tensões de saída $\mathbf{V}_{xn} = [v_{an} v_{bn} v_{cn}]$	Tensões em $\alpha\beta$ $[v_\alpha v_\beta]$	Tensões dos vetores \mathbf{v}_x
0	[0 0 0]	[0 0 0]	[0 0]	$\mathbf{v}_0 = 0$
1	[0 0 1]	$[-\frac{1}{3}V_{cc} \quad -\frac{1}{3}V_{cc} \quad \frac{2}{3}V_{cc}]$	$[\frac{\sqrt{2}}{3}V_{cc} \quad 0]$	$\mathbf{v}_1 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j0}$
2	[0 1 0]	$[-\frac{1}{3}V_{cc} \quad \frac{2}{3}V_{cc} \quad -\frac{1}{3}V_{cc}]$	$[\frac{\sqrt{6}}{6}V_{cc} \quad \frac{\sqrt{2}}{2}V_{cc}]$	$\mathbf{v}_2 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j\pi/3}$
3	[0 1 1]	$[-\frac{2}{3}V_{cc} \quad \frac{1}{3}V_{cc} \quad \frac{1}{3}V_{cc}]$	$[-\frac{\sqrt{6}}{6}V_{cc} \quad \frac{\sqrt{2}}{2}V_{cc}]$	$\mathbf{v}_3 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j2\pi/3}$
4	[1 0 0]	$[\frac{2}{3}V_{cc} \quad -\frac{1}{3}V_{cc} \quad -\frac{1}{3}V_{cc}]$	$[-\frac{\sqrt{2}}{3}V_{cc} \quad 0]$	$\mathbf{v}_4 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j\pi}$
5	[1 0 1]	$[-\frac{1}{3}V_{cc} \quad -\frac{1}{3}V_{cc} \quad \frac{2}{3}V_{cc}]$	$[-\frac{\sqrt{6}}{6}V_{cc} \quad -\frac{\sqrt{2}}{2}V_{cc}]$	$\mathbf{v}_5 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j4\pi/3}$
6	[1 1 0]	$[\frac{1}{3}V_{cc} \quad -\frac{2}{3}V_{cc} \quad \frac{1}{3}V_{cc}]$	$[\frac{\sqrt{6}}{6}V_{cc} \quad -\frac{\sqrt{2}}{2}V_{cc}]$	$\mathbf{v}_6 = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j5\pi/3}$
7	[1 1 1]	[0 0 0]	[0 0]	$\mathbf{v}_7 = 0$

Figura 75 – Vetores - SVPWM.



Fonte: Adaptado de (PINHEIRO et al., 2005) e (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

D.2 IDENTIFICAÇÃO DOS PLANOS DE SEPARAÇÃO

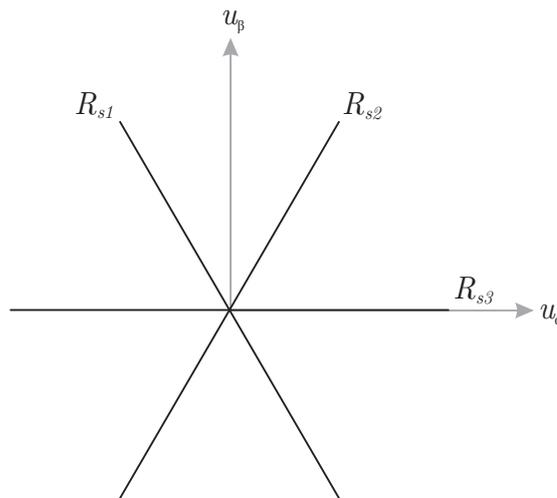
No plano das tensões em coordenadas $\alpha\beta$, podem ser definidos seis setores distintos. Em cada um destes setores, existem dois vetores de comutação não nulos adjacentes ao

vetor de referência \mathbf{v}_{ref} a ser implementado no instante de amostragem em questão. As retas de separação dos setores em coordenadas $\alpha\beta$ estão mostrados na Figura 76 e são definidos pelas equações dadas na Tabela 8.

Tabela 8
Retas que definem os planos de separação.

Reta	Equações das retas de separação
R_{S1}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha = 0$
R_{S2}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha = 0$
R_{S3}	$u_\beta = 0$

Figura 76 – Retas de separação para a identificação dos setores.



Fonte: Adaptado de (PINHEIRO et al., 2005) e (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

D.3 IDENTIFICAÇÃO DOS PLANOS LIMITES

A partir dos vértices dos possíveis vetores de comutação define-se as retas limites de cada setor. Estes são apresentados na Tabela 9 e ilustrados de forma gráfica na Figura 77. As retas limites são utilizadas para evitar que os tempos de comutação sejam calculados erroneamente, uma vez identificado que o vetor de comando \mathbf{v}_{ref} ultrapassa uma destas retas, este vetor é recalculado para o valor máximo que o inversor é capaz de sintetizar, ou seja, as retas limites garantem a operação do conversor na sua região linear.

Tabela 9
Retas que definem os planos limites.

Reta	Equações das retas Limites
R_{L1}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0$
R_{L2}	$u_\beta - \frac{\sqrt{2}}{2} = 0$
R_{L3}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0$
R_{L4}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0$
R_{L5}	$u_\beta + \frac{\sqrt{2}}{2} = 0$
R_{L6}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0$

Figura 77 – Retas limites de cada setor.

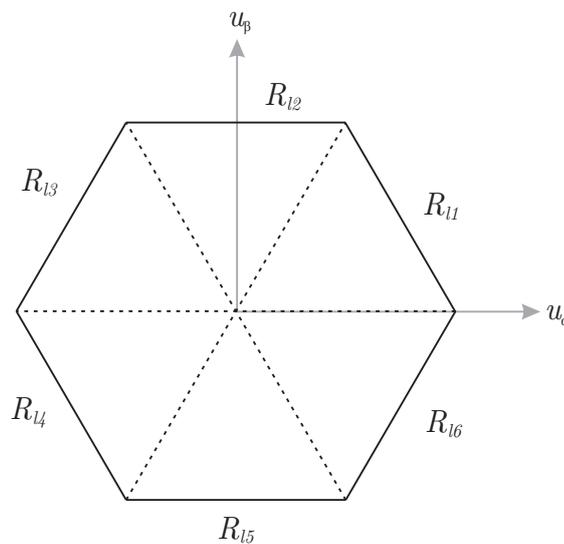
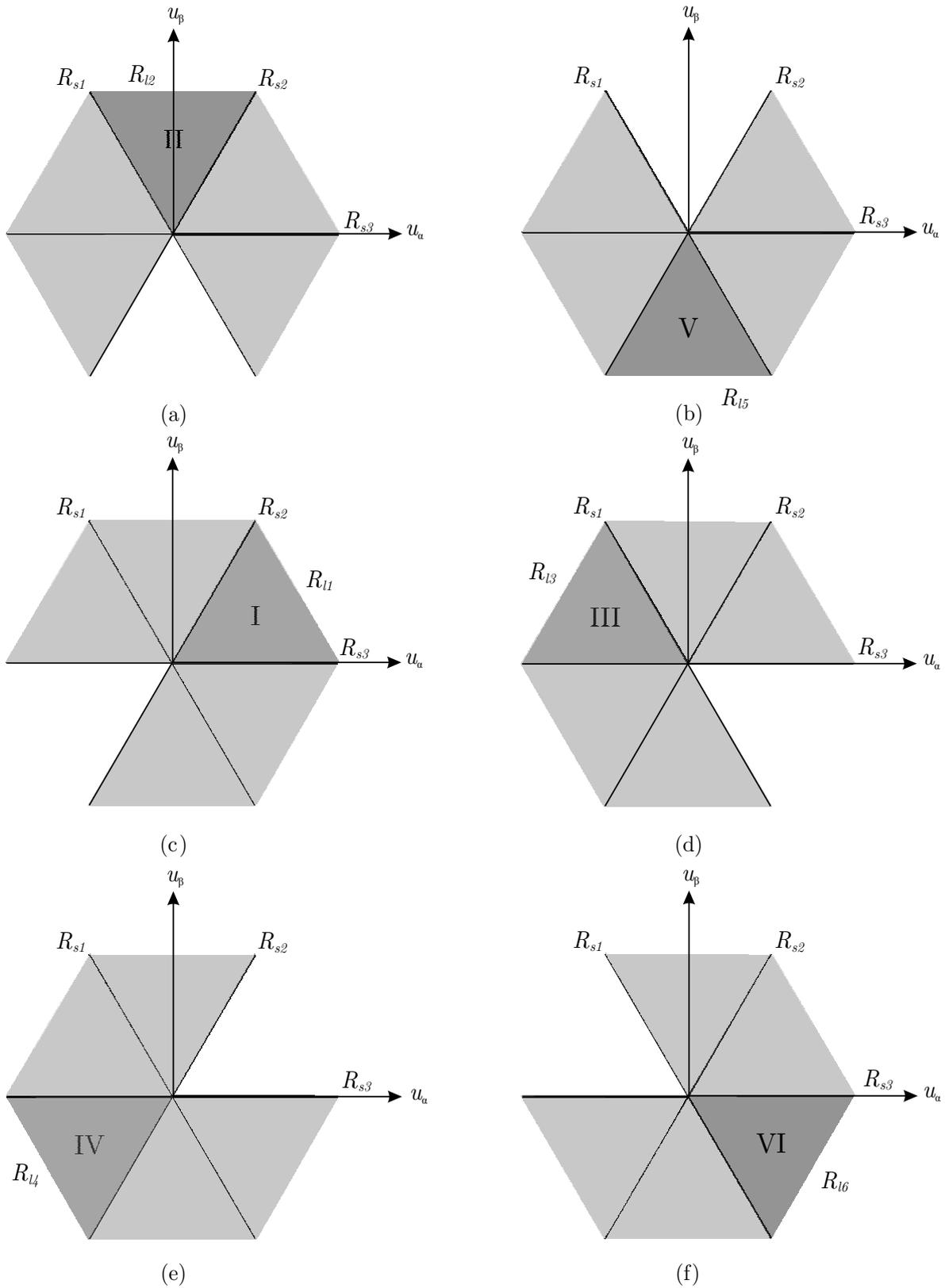


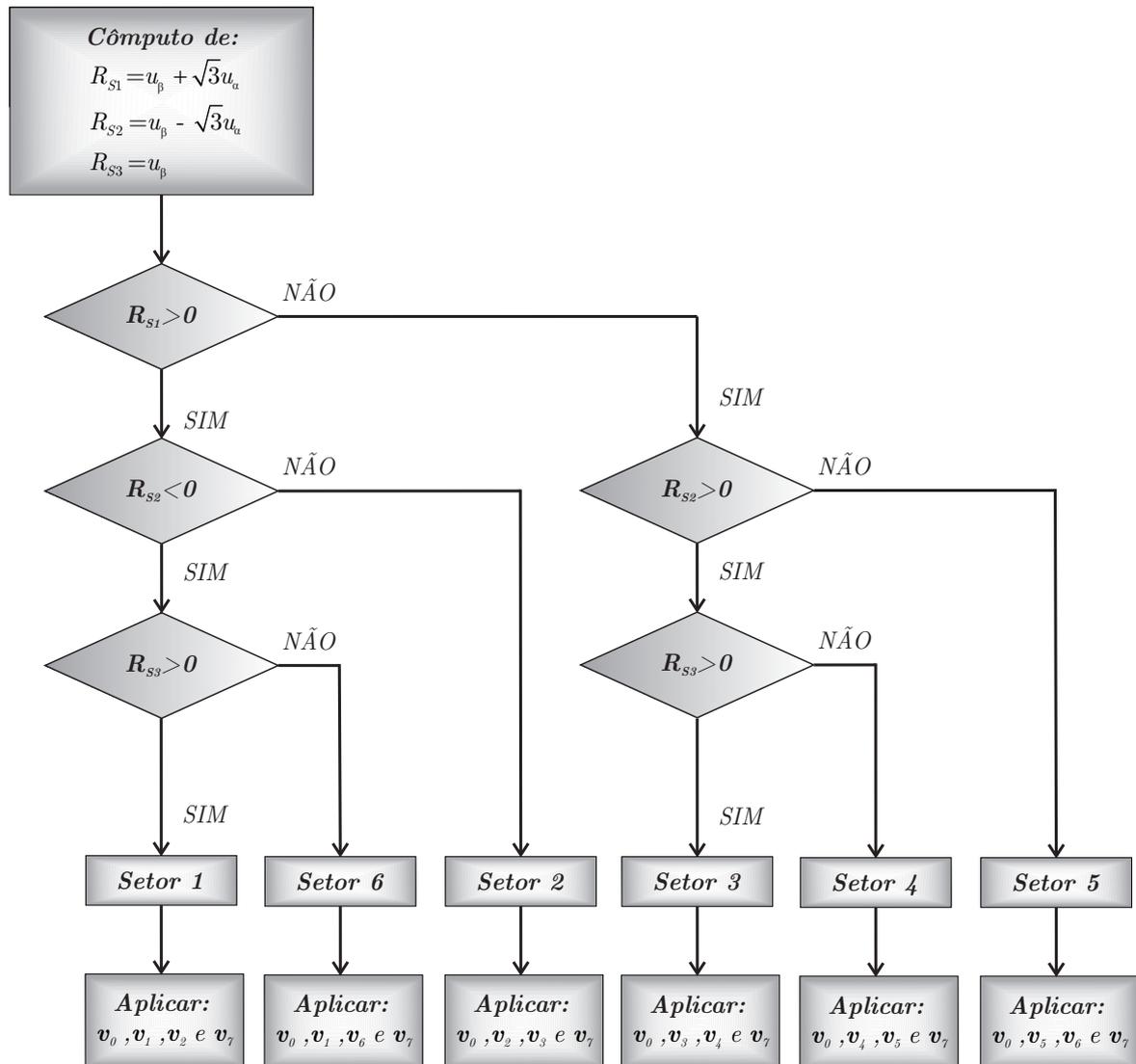
Figura 78 – Retas de separação para a identificação dos setores.



Fonte: Adaptado de (PINHEIRO et al., 2005) e (HOLMES D. GRAHAME HOLMES, 2003).

De posse das retas de separação e considerando que em cada setor selecionado não seja ultrapassado as retas limites estabelecidos no plano $\alpha\beta$ um algoritmo na forma de fluxograma é apresentado com a lógica de seleção dos setores (Figura 79).

Figura 79 – Algoritmo para seleção dos setores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

D.4 OBTENÇÃO DAS MATRIZES DE DECOMPOSIÇÃO

Sendo definida a localização do vetor \mathbf{v}_{ref} no plano $\alpha\beta$, a próxima etapa é obtenção das matrizes de decomposição. Estas matrizes tem como função realizar a distribuição da duração de cada vetor que forma o setor em um período de comutação T_s , de forma que seja sintetizado o sinal de referência.

Para que a tensão média sintetizada pelo inversor em um período T_s seja igual a \mathbf{v}_{ref} ,

a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\mathbf{v}_a T_a + \mathbf{v}_b T_b + \mathbf{v}_0 T_0 + \mathbf{v}_7 T_7 = \mathbf{v}_{ref} T_s \quad (\text{D.2})$$

onde:

T_a e T_b : tempos dos vetores ativos;

T_0 e T_7 : tempos dos vetores nulos;

\mathbf{v}_a e \mathbf{v}_b : vetores ativos;

\mathbf{v}_0 e \mathbf{v}_7 : vetores nulos.

Tomando como exemplo o setor $S1$, para que a tensão média sintetizada pelo inversor seja igual a \mathbf{v}_{ref} , em um período T_s , a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\mathbf{v}_1 T_a + \mathbf{v}_2 T_b + \mathbf{v}_0 T_0 + \mathbf{v}_7 T_7 = \mathbf{v}_{ref} T_s \quad (\text{D.3})$$

Considerando o tempo para implementação dos vetores nulos como $T_z = T_0 + T_7$ e a magnitude dos vetores nulos como sendo $\mathbf{v}_{07} = \mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_7$, podemos reescrever a equação da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_1 T_a + \mathbf{v}_2 T_b + \mathbf{v}_{07} T_z = \mathbf{v}_{ref} T_s \quad (\text{D.4})$$

Também considerando que estes vetores devem ser representados em coordenadas $\alpha\beta$, cada um dos vetores envolvidos pode ser representado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \mathbf{v}_{1\alpha} + \mathbf{v}_{1\beta} \\ \mathbf{v}_2 &= \mathbf{v}_{2\alpha} + \mathbf{v}_{2\beta} \\ \mathbf{v}_{07} &= \mathbf{v}_{07\alpha} + \mathbf{v}_{07\beta} \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

O mesmo vale para o vetor de referência a ser sintetizado:

$$\mathbf{v}_{ref} = \mathbf{v}_{ref\alpha} + \mathbf{v}_{ref\beta} \quad (\text{D.6})$$

Representando na forma matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0\alpha} & \mathbf{v}_{1\alpha} & \mathbf{v}_{2\alpha} \\ \mathbf{v}_{0\beta} & \mathbf{v}_{1\beta} & \mathbf{v}_{2\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_z \\ T_a \\ T_b \end{bmatrix} \quad (\text{D.7})$$

Para determinar as parcelas de tempo que devem ser implementados cada um dos vetores que formam o setor $S1$ fazemos a inversão dos sistemas,

$$\begin{bmatrix} T_z \\ T_a \\ T_b \end{bmatrix} = T_s \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0\alpha} & \mathbf{v}_{1\alpha} & \mathbf{v}_{2\alpha} \\ \mathbf{v}_{0\beta} & \mathbf{v}_{1\beta} & \mathbf{v}_{2\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}}_{\mathbf{M}_1} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{D.8})$$

Desta forma chegamos a matriz de decomposição para o setor $S1$:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0\alpha} & \mathbf{v}_{1\alpha} & \mathbf{v}_{2\alpha} \\ \mathbf{v}_{0\beta} & \mathbf{v}_{1\beta} & \mathbf{v}_{2\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{D.9})$$

Na Tabela 10 são apresentadas as matrizes de decomposição para cada um dos setores.

Tabela 10
Matrizes de decomposição para os respectivos setores do plano $\alpha\beta$.

Setor	Matriz de decomposição
1	$M_1 = [v_{07} \ v_1 \ v_2]^{-1}$
2	$M_2 = [v_{07} \ v_2 \ v_3]^{-1}$
3	$M_3 = [v_{07} \ v_3 \ v_4]^{-1}$
4	$M_4 = [v_{07} \ v_4 \ v_5]^{-1}$
5	$M_5 = [v_{07} \ v_5 \ v_6]^{-1}$
6	$M_6 = [v_{07} \ v_6 \ v_1]^{-1}$

D.5 SEQÜÊNCIAS DE COMUTAÇÃO

A seqüência de comutação escolhida para cada um dos setores do plano $\alpha\beta$ são dados nas Tabelas 11, 12, 13, 14, 15 e 16. Cada um dos comparadores carrega os sinais responsáveis pela comutação de um dos braços do inversor. Observe que em cada intervalo de comutação, cada um dos braços do inversor comuta apenas uma vez. Além disso, não ocorrem comutações no início e no meio do intervalo T_s , o que possibilita a realização de amostragens neste instantes.

Tabela 11
Seqüências de comutação - Setor 1.

Tensões modulantes ou comparador	Setor 1						
	v_0	v_1	v_2	v_7	v_2	v_1	v_0
v_{ma}	0	1	1	1	1	1	0
v_{mb}	0	0	1	1	1	0	0
v_{mc}	0	0	0	1	0	0	0

Tabela 12
Sequências de comutação - Setor 2.

Tensões modulantes ou comparador	Setor 2						
	v_0	v_3	v_2	v_7	v_2	v_3	v_0
v_{ma}	0	0	1	1	1	0	0
v_{mb}	0	1	1	1	1	1	0
v_{mc}	0	0	0	1	0	0	0

Tabela 13
Sequências de comutação - Setor 3.

Tensões modulantes ou comparador	Setor 3						
	v_0	v_3	v_4	v_7	v_4	v_3	v_0
v_{ma}	0	0	0	1	0	0	0
v_{mb}	0	1	1	1	1	1	0
v_{mc}	0	0	1	1	1	0	0

Tabela 14
Sequências de comutação - Setor 4.

Tensões modulantes ou comparador	Setor 4						
	v_0	v_5	v_4	v_7	v_4	v_5	v_0
v_{ma}	0	0	0	1	0	0	0
v_{mb}	0	0	1	1	1	0	0
v_{mc}	0	1	1	1	1	1	0

Tabela 15
Sequências de comutação - Setor 5.

Tensões modulantes ou comparador	Setor 5						
	v_0	v_5	v_6	v_7	v_6	v_5	v_0
v_{ma}	0	0	1	1	1	0	0
v_{mb}	0	0	0	1	0	0	0
v_{mc}	0	1	1	1	1	1	0

Tabela 16
Sequências de comutação - Setor 6.

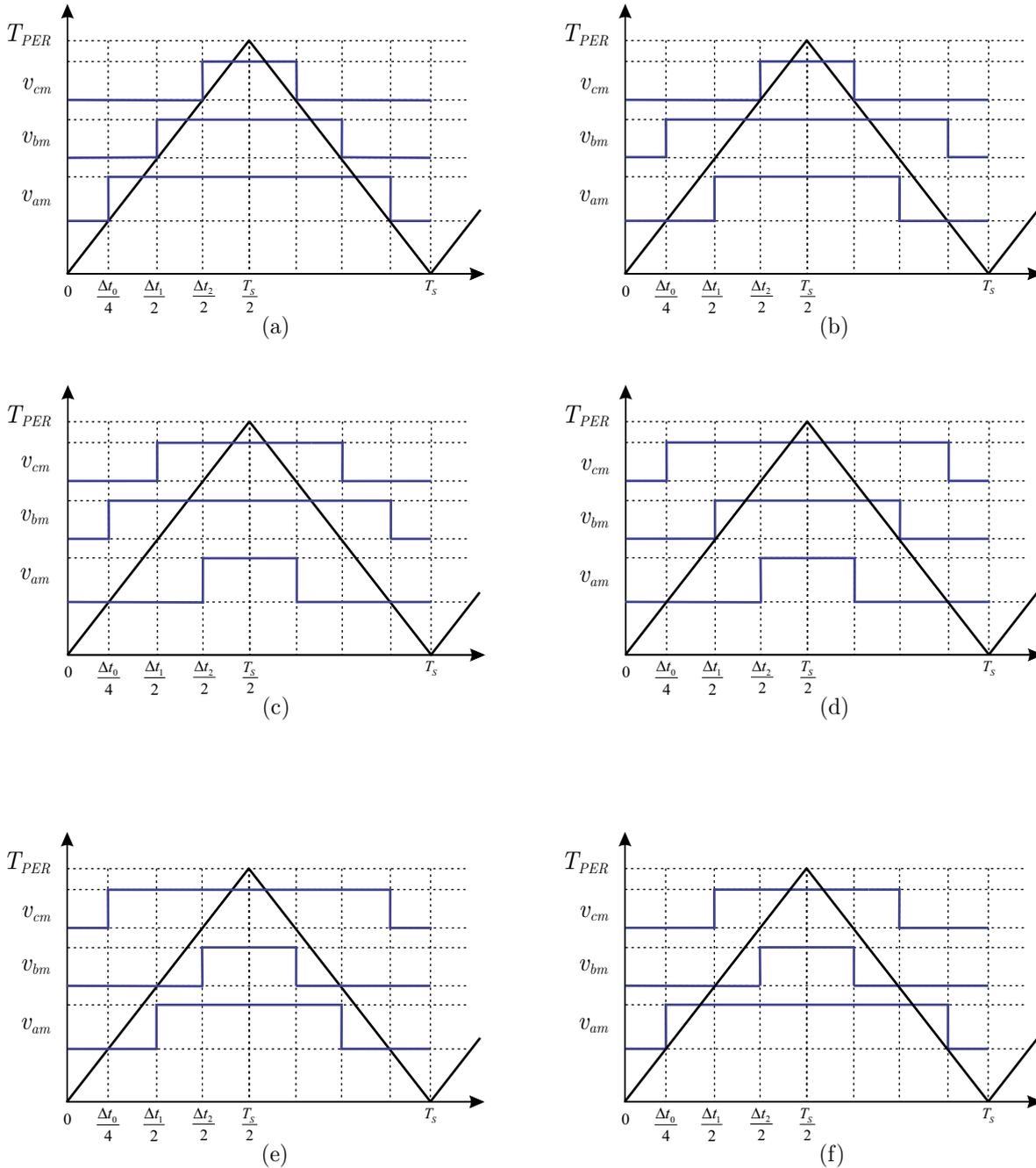
Tensões modulantes ou comparador	Setor 6						
	v_0	v_1	v_6	v_7	v_6	v_1	v_0
v_{ma}	0	1	1	1	1	1	0
v_{mb}	0	0	0	1	0	0	0
v_{mc}	0	0	1	1	1	0	0

A Figura 80 apresenta as implementações das sequências de comutação de cada um dos setores de forma gráfica e as equações que descrevem cada um dos comparadores são apresentados na Tabela 17. Observe também que os padrões PWM de cada um dos braços é simétrico em relação ao tempo $\frac{T_s}{2}$.

Tabela 17
Comparadores - SVPWM.

Setor	Comparadores
1	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$
2	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$
3	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$
4	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$
5	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$
6	$v_{ma} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \frac{T_z}{4}$ $v_{mb} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right)$ $v_{mc} = \frac{T_{PER}}{T_s/2} \left(\frac{T_z}{4} + \frac{T_a}{2} \right)$

Figura 80 – implementação da sequência de comutação proposta para o setor S1: (a) SETOR 02 - $R_{S1} > 0$ e $R_{S2} > 0$ (b) SETOR 05 - $R_{S1} < 0$ e $R_{S2} < 0$ (c) SETOR 01 - $R_{S1} > 0$, $R_{S2} < 0$ e $R_{S3} > 0$ (d) SETOR 03 - $R_{S1} < 0$, $R_{S2} > 0$ e $R_{S3} > 0$ (e) SETOR 04 - $R_{S1} < 0$, $R_{S2} > 0$ e $R_{S3} < 0$ (f) SETOR 06 - $R_{S1} > 0$, $R_{S2} < 0$ e $R_{S3} < 0$.



Fonte: Elaborado pelo autor.