**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Stefan Thiago Cury Alves dos Santos

**Operação de Motor de Indução Trifásico Conectado à
Rede por Meio de um Conversor de Nove Chaves com
Fator de Potência Adiantado**

São Carlos

2021

Stefan Thiago Cury Alves dos Santos

**Operação de Motor de Indução Trifásico Conectado à
Rede por Meio de um Conversor de Nove Chaves com
Fator de Potência Adiantado**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Mestre em Ciências - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar

VERSÃO CORRIGIDA

**A versão original encontra-se disponível na EESC/USP, que aloja o
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.**

São Carlos

2021

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

S237o Santos, Stefan Thiago Cury Alves dos
Operação de motor de indução trifásico
conectado à rede por meio de um conversor de nove
chaves com fator de potência adiantado / Stefan Thiago
Cury Alves dos Santos; orientador Manoel Luis de
Aguilar. São Carlos, 2021.

Dissertação (Mestrado) - Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de
Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
2021.

1. Conversor de nove chaves. 2. Motor de indução
trifásico. 3. Acionamento de máquinas elétricas. 4.
Fator de potência. 5. Compensação de reativos. 6.
Eletrônica de potência. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **STEFAN THIAGO CURY ALVES DOS SANTOS**.

Título da dissertação: "Operação de motor de indução trifásico conectado à rede por meio de um conversor de nove chaves com fator de potência adiantado".

Data da defesa: 19/02/2021.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

__Aprovado__

Prof. Dr. **Paulo Sérgio Dainez**

(Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulos/IFSP)

__Aprovado__

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

__Aprovado__

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Esta dissertação é dedicada os meus pais, Silas e Rose,
e à minha irmã, Caroline, que ao longo da minha vida, especialmente
nestes últimos anos, não têm deixado de me fortalecer e auxiliar.*

AGRADECIMENTOS

Ao Senhor de toda criação, Àquele que capacita a humanidade para compreender o mundo, a natureza e as ciências, e que também concede sabedoria a quem lhe pede, a Deus toda glória, honra e louvor.

À minha família, meus pais Silas e Rose e minha irmã Caroline, por todo o incentivo e suporte que me deram, em todos os aspectos possíveis; dizer "muito obrigado" realmente é pouco em vista de tudo o que vocês têm feito por mim! Amo muito vocês.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Manoel Luis de Aguiar, que, desde a graduação, tem me ajudado a ser um melhor profissional, um melhor pesquisador, uma melhor pessoa. Obrigado por todo o auxílio e pela amizade. Agradeço também ao Prof. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pelo suporte imprescindível ao longo do Mestrado, tanto tecnicamente como pessoalmente.

Agradeço meus amigos de laboratório, com os quais eu tive o privilégio de conviver, aprender muito e compartilhar agradáveis momentos; queira Deus que, após a pandemia, possamos nos reunir novamente pra algum café+bolo. Cito nominalmente o Paulo, o Allan e o Carlos, obrigado por compartilharem comigo um pouco da experiência de vocês.

Minha gratidão a todos que me auxiliaram em palavra, oração e ação durante esse período de pesquisa; aos meus irmãos da Comunidade Vida com Jesus Amor, em São Paulo, e também ao pessoal da Aliança Bíblica Universitária de São Carlos: vocês literalmente são uma família para mim!

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001; por isso, agradeço à fundação pelo apoio financeiro. Agradeço também ao Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, à Escola de Engenharia de São Carlos e à Universidade de São Paulo pela estrutura fornecida, bem como à equipe de desenvolvimento do Pacote USPSC, que forneceu o modelo que está sendo usado nesta dissertação.

Por fim, agradeço a todos que me auxiliaram direta ou indiretamente na minha jornada para que pudesse chegar até aqui.

*“Nele [em Cristo] estão escondidos
todos os tesouros da sabedoria e do conhecimento.”
Paulo (Bíblia Sagrada, Colossenses 2:3)*

RESUMO

SANTOS, S. T. C. A. **Operação de Motor de Indução Trifásico Conectado à Rede por Meio de um Conversor de Nove Chaves com Fator de Potência Adiantado**. 2021. 149f. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

Este trabalho propõe a análise do acionamento de um motor de indução trifásico conectado à rede elétrica por meio de um conversor de nove chaves, equivalente ao conversor *back-to-back* mas com redução no número de dispositivos semicondutores de doze para nove. Adota-se o controle orientado em campo do rotor para o motor e o controle orientado na tensão para a conexão da rede; desta forma, é possível operar com fator de potência unitário ou adiantado na conexão à rede elétrica ao mesmo tempo em que a velocidade da máquina pode ser controlada. A investigação experimental foi realizada com controle proporcional-integral e preditivo de corrente nas malhas internas de controle. Os resultados obtidos em situações dinâmicas de partida, redução de velocidade, reversão e perturbação de torque, além de situações de regime permanente com e sem torque de carga, indicam que, independente do ponto de operação e da técnica de controle adotada para os laços de controle das correntes, esta topologia de conversor permite a operação com fator de potência unitário ou capacitivo. Dessa forma, há a possibilidade de compensação de reativos sem desvantagens no desempenho dinâmico e de regime das demais variáveis do sistema.

Palavras-chave: Conversor de nove chaves. Motor de indução trifásico. Acionamento de máquinas elétricas. Fator de potência. Compensação de reativos. Eletrônica de potência.

ABSTRACT

SANTOS, S. T. C. A. **Operation of a Three-Phase Induction Motor Connected to the Grid by Means of a Nine-Switch Converter with Leading Power Factor**. 2021. 149f. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

This work proposes the analysis of the driving of a three-phase induction motor connected to the grid through a nine-switch converter, equivalent to the back-to-back converter but with a reduction in the number of semiconductor devices from twelve to nine. The rotor field-oriented control for the motor and the voltage-oriented control for the grid connection are adopted; in this way, it is possible to operate with unity or leading power factor at the grid connection point, while the machine speed can be controlled. The experimental investigation was carried out with both proportional-integral and predictive current control in the internal control loops. The results obtained in dynamic situations - starting, speed reduction, reversing, and torque disturbance -, in addition to steady-state situations with and without load torque, indicate that, regardless of the operating point and the control technique adopted for the current control loops, this converter topology allows operation with unity or capacitive power factor. Thus, there is the possibility of reactive power compensation without disadvantages in the dynamic and steady-state performance of the other variables of the system.

Keywords: Nine switch converter. Three-phase induction motor. Electric machines drive. Power factor. Reactive power compensation. Power electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologia de conversor <i>back-to-back</i> (B2B).	26
Figura 2 – Topologia de conversor de nove chaves (C9C).	27
Figura 3 – Tipos de conversores CA/CA trifásicos.	31
Figura 4 – Conversor 12 chaves genérico com <i>link</i> CC de tensão.	33
Figura 5 – Operação do SPWM trifásico: (a) Comparação dos sinais de referência com a portadora; (b) Saída do comparador para acionamento da chave superior do braço <i>a</i> ; (c) Saída do comparador para acionamento da chave superior do braço <i>b</i> ; (d) Tensão de linha u_{ab} e sua componente fundamental.	36
Figura 6 – Tensão de saída do inversor PWM em função do índice de modulação.	37
Figura 7 – Operação do C9C com modulação SPWM.	38
Figura 8 – Operação do C9C com modulação SPWM e uso do fator α_{mi} .	39
Figura 9 – Operação do C9C com modulação SPWM, uso do fator α_{mi} e injeção de harmônicos de sequência zero.	41
Figura 10 – Posições de chaveamento para o braço da fase <i>J</i> do C9C, $J = a, b$ ou c .	42
Figura 11 – Representação vetorial das tensões de saída do C9C.	42
Figura 12 – Representação esquemática da seção transversal do MIT.	45
Figura 13 – Representação em diagrama fasorial da orientação no fluxo do rotor.	47
Figura 14 – Diagrama de controle IFOC para acionamento do MIT.	50
Figura 15 – Diagrama do modelo linearizado do fluxo magnético do MIT.	51
Figura 16 – Diagrama do modelo linearizado da velocidade mecânica do MIT.	51
Figura 17 – Tensão de fase medida em laboratório (a) e sua componente fundamental (b).	53
Figura 18 – Diagrama esquemático do VSR.	55
Figura 19 – Diagrama de controle do PLL.	58
Figura 20 – Diagrama de controle da tensão CC e das correntes na rede.	59
Figura 21 – Diagrama de blocos do controlador PI.	60
Figura 22 – Diagrama de blocos do controle com elemento saturador da ação de controle.	61
Figura 23 – Diagrama do controle da malha interna de corrente do MIT.	64
Figura 24 – Diagrama do controle da malha externa de corrente de magnetização do MIT.	65
Figura 25 – Diagrama do controle da malha externa de velocidade do MIT.	65
Figura 26 – Diagrama do controle da malha interna de corrente da rede.	66
Figura 27 – Diagrama do controle da malha externa da tensão CC.	67
Figura 28 – Diagrama de controle PCC-FCS-MPC para acionamento do MIT.	71

Figura 29 – Diagrama de controle PCC-FCS-MPC para <i>link</i> CC e correntes da rede.	71
Figura 30 – Bancada experimental para os testes do C9C: Acionamento e controle.	73
Figura 31 – Bancada experimental para os testes do C9C: Motores.	73
Figura 32 – Módulo de conexão para o <i>Kit</i> de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.	75
Figura 33 – Diagrama trifilar referente ao circuito de potência adotado na bancada.	76
Figura 34 – Estrutura experimental do conversor de nove chaves.	77
Figura 35 – Sensores de tensão (a) e de corrente (b) utilizados.	82
Figura 36 – Diagrama de Bode do filtro de média móvel implementado.	87
Figura 37 – Margem de fase para o sistema do PLL em função do ganho $K_{P,PLL}$. . .	88
Figura 38 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na partida da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	90
Figura 39 – Dinâmica das variáveis do MIT na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	91
Figura 40 – Dinâmica das variáveis da rede na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	92
Figura 41 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}, i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 100$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	93
Figura 42 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 100$ rad/s.	93
Figura 43 – Variáveis da rede a $\omega_m = 100$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	94
Figura 44 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na redução de velocidade da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	95
Figura 45 – Dinâmica das variáveis do MIT na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	96
Figura 46 – Dinâmica das variáveis da rede na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	97

Figura 47 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	98
Figura 48 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s.	98
Figura 49 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	99
Figura 50 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na reversão da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	100
Figura 51 – Dinâmica das variáveis do MIT na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	101
Figura 52 – Dinâmica das variáveis da rede na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	102
Figura 53 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = -50$ rad/s.	102
Figura 54 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na entrada de perturbação de carga: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	104
Figura 55 – Dinâmica das variáveis do MIT na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	105
Figura 56 – Dinâmica das variáveis da rede na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	106
Figura 57 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s com carga.	106
Figura 58 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	107
Figura 59 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s com carga: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	108

Figura 60 – Resposta do sistema a um degrau de -200 VAR a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} , tensão U_{CC} e fator de potência fp ; no centro: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$; à direita: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g	109
Figura 61 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na partida da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	110
Figura 62 – Dinâmica das variáveis do MIT na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	111
Figura 63 – Dinâmica das variáveis da rede na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	112
Figura 64 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}, i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 100$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	113
Figura 65 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 100$ rad/s.	113
Figura 66 – Variáveis da rede a $\omega_m = 100$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	114
Figura 67 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na redução de velocidade da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	115
Figura 68 – Dinâmica das variáveis do MIT na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	116
Figura 69 – Dinâmica das variáveis da rede na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	117
Figura 70 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}, i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.	118

Figura 71 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s.	119
Figura 72 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	120
Figura 73 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na reversão da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	121
Figura 76 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = -50$ rad/s.	121
Figura 74 – Dinâmica das variáveis do MIT na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	122
Figura 75 – Dinâmica das variáveis da rede na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	123
Figura 77 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na entrada de perturbação de carga: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	124
Figura 78 – Dinâmica das variáveis do MIT na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	125
Figura 79 – Dinâmica das variáveis da rede na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	126
Figura 80 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s com carga.	127
Figura 81 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}, i_{\beta,g}$ em regime a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	127
Figura 82 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s com carga: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.	128

Figura 83 – Resposta do sistema a um degrau de -200 VAr a $\omega_m = 50$ rad/s com carga.

À esquerda: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} , tensão U_{CC} e fator de potência fp ; no centro: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$; à direita: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa

Q_g 129

Figura 84 – Região de operação das correntes da rede. 142

Figura 85 – Árvore referente ao Teste 1: Análise de transitório com controle PI. . . 147

Figura 86 – Árvore referente ao Teste 2: Análise de regime permanente com controle PI. 148

Figura 87 – Árvore referente ao Teste 3: Análise de transitório com PCC-FCS-MPC. 148

Figura 88 – Árvore referente ao Teste 4: Análise de regime permanente com PCC-FCS-MPC. 149

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tensões de saída para o C9C.	43
Tabela 2 – Valores máximos de distorção harmônica total em porcentagem da tensão fundamental.	54
Tabela 3 – Parâmetros do MIT utilizado.	78
Tabela 4 – Parâmetros do filtro utilizado.	78
Tabela 5 – Parâmetros do banco de capacitores.	79
Tabela 6 – Ganhos dos sensores de tensão e corrente.	82
Tabela 7 – Ganhos do controlador PI para as malhas internas do MIT.	84
Tabela 8 – Ganhos do controlador PI para a malha de corrente de magnetização. .	85
Tabela 9 – Ganhos do controlador PI para a malha de velocidade do MIT.	85
Tabela 10 – Ganhos do controlador PI para as malhas de correntes da rede.	86
Tabela 11 – Ganhos do controlador PI para a malha de tensão CC do conversor. . .	86
Tabela 12 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 100$ rad/s.	93
Tabela 13 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s.	97
Tabela 14 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = -50$ rad/s.	103
Tabela 15 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s com carga.	107
Tabela 16 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 100$ rad/s.	113
Tabela 17 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s.	118
Tabela 18 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = -50$ rad/s.	123
Tabela 19 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s com carga.	126
Tabela 20 – Pontos críticos da fronteira de A	144
Tabela 21 – Pontos das extremidades das fronteiras de A	144

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AD	Analógico-digital
B2B	<i>Back-to-back</i>
C9C	Conversor de nove chaves
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCS	<i>Code Composer Studio</i> IDE
CCS-MPC	<i>Continuous control set</i>
CSI	<i>Current-source inverter</i>
CSR	<i>Current-source rectifier</i>
DA	Digital-analógico
DHT	Distorção Harmônica de Tensão
DIT	Demais instalações de transmissão
DFOC	<i>Direct field-oriented control</i>
ES	Entrada e saída
IFOC	<i>Indirect field-oriented control</i>
FCS-MPC	<i>Finite control set</i>
FOC	<i>Field-oriented control</i>
MIT	Motor de indução trifásico
MPC	<i>Model-predictive control</i>
MPTC-FCS-MPC	<i>Model predictive torque control</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC-FCS-MPC	<i>Predictive current control</i>
PI	Controle proporcional-integral

PLL	<i>Phase-locked loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
SCR	<i>Silicon controlled rectifier</i>
SPWM	<i>Sinusoidal pulse-width modulation</i>
SVM	<i>Space vector modulation</i>
VFOC	<i>Virtual flux oriented control</i>
VOC	<i>Voltage oriented control</i>
VSI	<i>Voltage-source inverter</i>
VSR	<i>Voltage-source rectifier</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α_{mi}	Razão de distribuição de utilização de tensão
A_I	Tensão eficaz nominal do terminal inferior do C9C
A_S	Tensão eficaz nominal do terminal superior do C9C
C_{bar}	Capacitância do <i>link</i> CC
d_{iq}	Termo de limitação da componente em quadratura da rede em relação a $I_{g,max}$
δ_J	Ângulo de fase do sinal de referência da fase J [rad/s]
$DTC_{\%}$	Distorção harmônica total de corrente
$DTT_{\%}$	Distorção harmônica total de tensão
$DTT_{I,\%}$	Distorção harmônica total de tensão para componentes ímpares não múltiplas de três
$DTT_{P,\%}$	Distorção harmônica total de tensão para componentes pares não múltiplas de três
$DTT_{3,\%}$	Distorção harmônica total de tensão para componentes múltiplas de três
E_A	Energia ativa
E_R	Energia reativa
e_{lim}	Limiar de erro para método de integração condicional
f_0	Frequência síncrona de operação de uma máquina elétrica trifásica, determinada pela frequência da rede elétrica [Hz]
fp	Fator de potência
f_s	Frequência de amostragem adotada pelo microcontrolador [Hz]
$f_{s,\omega}$	Frequência de amostragem adotada para aquisição dos dados de posição do <i>encoder</i> [Hz]
g_{res}	Ganho de resolução de um <i>encoder</i> de quadratura
G_{MF}	Função de transferência de malha fechada

h_{max}	Máxima ordem harmônica considerada para o cálculo da $DTT_{\%}$ e da $DTC_{\%}$
h_I	Máxima ordem harmônica ímpar considerada para o cálculo da $DTT_{I,\%}$
h_P	Máxima ordem harmônica par considerada para o cálculo da $DTT_{P,\%}$
h_3	Máxima ordem harmônica múltipla de três considerada para o cálculo da $DTT_{3,\%}$
$\mathbf{i}_{abc,g}$	Correntes de fase da rede (notação matricial)
$\vec{i}_{\alpha\beta,1}$	Correntes de estator no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{i}_{\alpha\beta,2}$	Correntes de rotor no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{i}_{\alpha\beta,g}$	Correntes da rede elétrica no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{i}_{\alpha\beta,1}^{k+1}$	Correntes de estator no referencial $\alpha\beta$ preditas para o instante $k + 1$ (notação fasorial)
$\vec{i}_{dq,1}$	Correntes de estator no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{i}_{dq,2}$	Correntes de rotor no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{i}_{dq,g}$	Correntes da rede elétrica no referencial dq (notação fasorial)
i_{Cbar}	Corrente no capacitor do <i>link</i> CC
i_{Rbar}	Corrente no resistor do <i>link</i> CC
i_d	Corrente total ingressante no <i>link</i> CC
$I_{g,max}$	Corrente máxima permitida para a rede
i_L	Corrente CC de carga no VSR
$\vec{i}_{m2}$	Corrente de magnetização do fluxo do rotor no referencial dq (notação fasorial)
i_{m2}^*	Corrente de magnetização nominal
$i_{1,nom}$	Corrente de estator de fase de pico a carga nominal
$I_{1,max}$	Corrente de estator máxima permitida para a máquina
J	Momento de inércia
K_D	Coefficiente de atrito dinâmico

K_P	Constante proporcional do controlador PI
$L_{x,g}$	Indutância do indutor conectado à rede na fase x ; na ausência de x , assumir enrolamentos equilibrados nas fases
l_1	Indutância própria do enrolamento do estator
L_1	Indutância equivalente de estator
l_2	Indutância própria do enrolamento do rotor
L_2	Indutância equivalente de rotor
L_H	Indutância equivalente mútua da máquina
$l_{\sigma 1}$	Indutância de dispersão do enrolamento do estator
$l_{\sigma 2}$	Indutância de dispersão do enrolamento do rotor
l_m	Valor máximo da indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor
m_i	Índice de modulação para um conversor PWM
N_p	Número de pulsos gerados por um <i>encoder</i> em um intervalo de tempo específico
N_{ppr}	Número de pulsos gerados em uma revolução completa de um <i>encoder</i>
n_s	Velocidade síncrona de operação de uma máquina elétrica [RPM]
n_{FMM}	Número de posições do filtro de média móvel
p	Número de pares de polos de uma máquina elétrica
P	Potência ativa
P_{nom}	Potência nominal
$\vec{\psi}_{\alpha\beta,1}$	Fluxos concatenados de estator no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{\psi}_{\alpha\beta,2}$	Fluxos concatenados de rotor no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{\psi}_{dq,1}$	Fluxos concatenados de estator no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{\psi}_{dq,2}$	Fluxos concatenados de rotor no referencial dq (notação fasorial)
ρ	Ângulo do fluxo de rotor em relação à fase a do estator
Q	Potência reativa

R_{bar}	Resistência do <i>link</i> CC
$R_{x,g}$	Resistência do indutor conectado à rede na fase x ; na ausência de x , assumir enrolamentos equilibrados nas fases
S	Potência aparente
S_{JI}	Sinal de chaveamento da chave inferior da fase J
S_{JM}	Sinal de chaveamento da chave intermediária da fase J
S_{JS}	Sinal de chaveamento da chave superior da fase J
σ	Coefficiente de dispersão do fluxo magnético
θ_g	Ângulo entre a fase a da rede elétrica e a fase a do conversor
θ_e	Ângulo elétrico equivalente em uma máquina elétrica
θ_m	Ângulo mecânico em uma máquina elétrica
θ_2	Ângulo entre o enrolamento da fase a do estator e a fase a do rotor
T_2	Constante de tempo do enrolamento do rotor do MIT
T_e	Torque eletromagnético produzido pelo motor
T_g	Constante de tempo do filtro RL da rede
T_I	Constante integrativa do controlador PI
T_L	Torque equivalente da carga acoplada ao MIT
T_s	Taxa de amostragem adotada pelo microcontrolador
T_w	Comprimento da janela do filtro de média móvel
T_ω	Constante de tempo estimada para a velocidade do MIT
$u_{1,RMS}$	Tensão nominal de linha do motor
u_{ab}	Tensão de linha de saída entre as fases a e b do conversor com acionamento SPWM
$u_{ab,fund}$	Componente fundamental da tensão de linha de saída entre as fases a e b do conversor com acionamento SPWM
$\vec{u}_{\alpha\beta,1}$	Tensões de estator no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{u}_{\alpha\beta,2}$	Tensões de rotor no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)

$\vec{u}_{\alpha\beta,g}$	Tensões da rede elétrica no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{u}_{\alpha\beta,s}$	Tensões de saída do retificador no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$u_{\alpha\beta,I}$	Tensão da saída inferior do C9C no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$u_{\alpha\beta,S}$	Tensão da saída superior do C9C no referencial $\alpha\beta$ (notação fasorial)
$\vec{u}_{dq,1}$	Tensões de estator no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{u}_{dq,2}$	Tensões de rotor no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{u}_{dq,g}$	Tensões da rede elétrica no referencial dq (notação fasorial)
$\vec{u}_{dq,s}$	Tensões de saída do retificador no referencial dq (notação fasorial)
$u_{J,ref,1}$	Componente fundamental da tensão de referência da fase J em modulação PWM baseada em portadora
$u_{J,ref,3}$	Terceira componente harmônica da tensão de referência da fase J em modulação PWM baseada em portadora
u_I	Componente fundamental da tensão de referência da fase J em modulação PWM baseada em portadora
U_{CC}	Tensão do <i>link</i> CC
U_{MAX}	Valor máximo admissível para a ação de controle em saturação
U_{MIN}	Valor mínimo admissível para a ação de controle em saturação
U_n	Tensão nominal no ponto de conexão
$U_{n,pf}$	Tensão nominal de pico e fase no ponto de conexão
V_1	Amplitude da componente fundamental de tensão
V_h	Amplitude da componente harmônica de tensão de ordem h
ω_g	Frequência real da rede elétrica [rad/s]
$\omega_{g,n}$	Frequência nominal da rede elétrica [rad/s]
ω_m	Velocidade mecânica do rotor de uma máquina elétrica [rad/s]
ω_{m2}	Frequência de rotação do fluxo magnético de rotor [rad/s]
ω_n	Frequência nominal de um sistema elétrico [rad/s]
ω_0	Velocidade síncrona de operação de uma máquina elétrica [rad/s]
Z_g	Impedância do indutor conectado à rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	26
1.1	Objetivos do Trabalho	28
1.2	Organização da Dissertação	29
2	CONVERSORES CA/CA E O CONVERSOR DE NOVE CHAVES	30
2.1	Conversores CA/CA Trifásicos: Um Breve Histórico	30
2.2	O Conversor de Nove Chaves (C9C)	34
2.2.1	Modos de Chaveamento	34
2.2.1.1	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)	35
2.2.1.1.1	Aprimoramento do Uso da Tensão do <i>Link</i> CC	38
2.2.1.2	Modelagem do C9C em uma Abordagem Vetorial	41
3	O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO (MIT)	44
3.1	Controle do MIT	49
4	CONEXÃO DE CARGAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS À REDE	52
4.1	Introdução à Qualidade de Energia Elétrica no Contexto Industrial Brasileiro	52
4.1.1	Fator de Potência	53
4.1.2	Distorções Harmônicas	53
4.2	Modelo do Conversor Conectado à Rede	55
4.3	Controle da Tensão CC e Correntes na Rede	57
5	TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO C9C	60
5.1	Controle Proporcional-Integral	60
5.1.1	Técnicas <i>Anti-Windup</i> no Contexto de Saturação da Ação de Controle	61
5.1.2	Aplicação do Controle PI ao C9C	62
5.1.2.1	Controle PI Aplicado ao MIT	63
5.1.2.1.1	Projeto do Controlador para a Malha Interna de Corrente de Estator	63
5.1.2.1.2	Projeto do Controlador para a Malha Externa de Corrente de Magnetização	64
5.1.2.1.3	Projeto do Controlador para a Malha Externa de Velocidade	65
5.1.2.2	Controle PI Aplicado à Rede e à Tensão CC	66
5.1.2.2.1	Projeto do Controlador para a Malha Interna de Corrente da Rede	66
5.1.2.2.2	Projeto do Controlador para a Malha Externa da Tensão CC do Conversor	67
5.2	Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)	68
5.2.1	O Controle Preditivo de Corrente	69
5.2.2	Aplicação do MPC ao C9C	72

6	APRESENTAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS EXPERIMENTAIS	73
6.1	Elemento de Processamento de Dados e Controle	74
6.2	Elementos de Potência	75
6.2.1	Conversor	76
6.2.2	Motor de Indução	77
6.2.3	Elementos de Conexão à Rede	78
6.2.4	Banco de Capacitores	79
6.2.5	Elementos de Secção do Circuito	80
6.3	Elementos de Sensoriamento	80
6.3.1	Sensores de Corrente e Tensão	80
6.3.2	Sensor de Velocidade	81
6.4	Projeto de Controladores para Aplicação na Bancada de Ensaio	
	Experimentais	83
6.4.1	Projeto dos Controladores Aplicados ao MIT	83
6.4.2	Projeto dos Controladores Aplicados à Conexão à Rede	84
6.4.3	Projeto do Controle Associado ao PLL	86
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	89
7.1	Condições da Realização dos Testes	89
7.2	Resultados Obtidos: Testes com Modulação SPWM e Controle PI	90
7.2.1	Partida da Máquina	91
7.2.2	Redução de Velocidade	95
7.2.3	Reversão na Velocidade da Máquina	100
7.2.4	Entrada de Torque de Carga	103
7.3	Resultados Obtidos: Testes com PCC-FCS-MPC	110
7.3.1	Partida da Máquina	110
7.3.2	Redução de Velocidade	116
7.3.3	Reversão na Velocidade da Máquina	119
7.3.4	Entrada de Torque de Carga	124
8	CONCLUSÕES	130
8.1	Trabalhos Publicados	131
8.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	131
	REFERÊNCIAS	132

APÊNDICES	141
APÊNDICE A – DEDUÇÃO DA CONDIÇÃO CRÍTICA DE TENSÃO APLICADA PELO VSR	142
A.1 Análise no Interior da Região	142
A.2 Análise nas Fronteiras da Região	143
A.3 Análise nas Extremidades das Fronteiras da Região	144
APÊNDICE B – DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DISCRETAS PARA PREDIÇÃO NO PCC-FCS-MPC	145
B.1 Predição das Correntes de Estator do MIT	145
B.2 Predição das Correntes da Rede	146
APÊNDICE C – ÁRVORES DE TESTE DOS EXPERIMENTOS EM BANCADA	147

1 INTRODUÇÃO

Circuitos de eletrônica de potência têm sido largamente empregados na indústria ao longo das últimas décadas. Em especial, devido ao uso de máquinas trifásicas com velocidade variável, a topologia de conversor de corrente alternada para corrente alternada (CA/CA) denominada *back-to-back* (B2B) (CARLSSON, 1998) é amplamente estudada e aplicada no contexto industrial. Conforme se vê na Figura 1, tal conversor é composto de 12 dispositivos semicondutores de potência (denominados no presente texto como chaves), seis para o bloco retificador e seis para o bloco inversor; e entre os blocos há um estágio de tensão em corrente contínua (CC).

Figura 1 – Topologia de conversor *back-to-back* (B2B).

Fonte: Elaborada pelo autor.

A importância desta topologia está, principalmente, em duas de suas capacidades:

- bidirecionalidade, que possibilita a regeneração de energia para a rede elétrica na condição de frenagem da máquina (ANAYA-LARA et al., 2009);
- controle do fator de potência (fp), cuja aplicação permite o uso mais eficiente da energia elétrica (KABIR; MOHSIN; KHAN, 2017).

O alto custo das chaves leva a indústria em geral a usar alternativas mais baratas, ainda que não tão efetivas quanto o B2B. Jibhakate, Chaudhari e Renge (2017b) citam como exemplo a ponte retificadora a diodo associada a um inversor fonte de tensão; esta topologia permite o controle no lado inversor, porém, por causa do uso de diodos no lado retificador, não há bidirecionalidade nem controle do fator de potência, além do maior impacto causado na rede por causa das distorções harmônicas geradas na retificação.

O estudo de conversores equivalentes ao B2B ganhou força ao longo dos últimos anos

(HEYDARI; FATEMI; VARJANI, 2017). Os chamados conversores com número reduzido de chaves são apresentados como uma alternativa mais simples e confiável ao conversor de topologia convencional em aplicações de baixa tensão e baixa potência (HEYDARI; FATEMI; VARJANI, 2017), já que são construídos com um número menor de chaves – a redução pode ser de 25% para um conversor de nove chaves e de 50% para um conversor de seis chaves se comparado ao B2B. As topologias com número reduzido de chaves são, então, operadas para reproduzir a função do B2B, sendo compostas de uma estrutura retificadora e uma estrutura inversora. Seu funcionamento apenas demanda adaptações na amplitude da tensão CC e nos sinais de ativação direcionados às chaves.

O conversor de nove chaves, designado aqui por C9C e apresentado na Figura 2, foi introduzido por Kominami e Fujimoto (2007) e desde então vem sendo estudado pela comunidade científica, já que sua operação apresenta relação direta com a aplicada ao B2B, possuindo as mesmas características operacionais desta topologia, como o controle convencional de correntes no lado da carga e a possibilidade de controle de reativos do lado da rede.

Figura 2 – Topologia de conversor de nove chaves (C9C).

Fonte: Elaborada pelo autor.

O aproveitamento da capacidade do controle do fator de potência é especialmente relevante no contexto industrial. Em geral, devido ao elevado número de motores em suas plantas, as indústrias operam com fator de potência indutivo; se estes valores afastarem-se muito de 1, isso se refletirá na elevação de custos, seja pela ineficiência devido ao aumento

das perdas elétricas por efeito Joule nos condutores, seja por causa de possíveis sanções pela infração dos limites estabelecidos por lei (ANEEL, 2018b). Multas também podem ser impostas caso os indicadores de distorções harmônicas ultrapassem os limites legais estipulados (ANEEL, 2018a).

Neste aspecto, o C9C mostra-se como uma solução relevante para o acionamento de máquinas elétricas no contexto industrial, pois, além de permitir o controle de velocidade da máquina a ele conectada, pode contribuir na compensação de reativos faltantes na planta industrial. Ademais, o uso de métodos de chaveamento e controle adequados no lado retificador, como o acionamento PWM, possibilitam um baixo impacto em distorções harmônicas geradas.

Alguns exemplos na literatura exploram a capacidade da correção do fator de potência no C9C, aplicando-o na alimentação de uma carga trifásica RL (JIBHAKATE; CHAUDHARI; RENGE, 2016) e de um MIT (JIBHAKATE; CHAUDHARI; RENGE, 2017b); entretanto, em ambos os casos, a estratégia aplicada ao conversor consistiu na replicação da frequência da rede na carga, o que impossibilita, por exemplo, o controle da velocidade do MIT. Também não foram avaliadas, em condição de fornecimento de potência reativa, métodos de acionamento e controle diferentes do convencional PWM senoidal com controlador proporcional-integral (PI).

1.1 Objetivos do Trabalho

O objetivo principal deste trabalho é a implementação de um C9C em bancada experimental. Um de seus terminais trifásicos alimenta um motor de indução trifásico (MIT) do tipo gaiola de esquilo, para o qual propõe-se o controle orientado em campo (do idioma inglês *field-oriented control* (FOC)) clássico; com ele, é possível realizar o controle desacoplado da velocidade e do fluxo concatenado do rotor, assemelhando-se ao controle do motor de corrente contínua.

A outra conexão trifásica do conversor é conectada, através de um filtro indutivo, à rede elétrica, de onde o C9C consome potência ativa. Nesta configuração o conversor pode operar com fator de potência unitário, sem consumir ou fornecer potência reativa, ou adiantado, ou seja, o sistema composto pelo C9C e o MIT fornece reativos à rede. O controle nesta conexão é realizado com orientação na tensão da rede através de uma malha de captura de fase (do idioma inglês *phase-locked loop* (PLL)).

As análises realizadas com base nos resultados experimentais são relacionadas à operação do conversor. Deseja-se verificar a capacidade de compensação de reativos na configuração estudada, considerando tanto condições dinâmicas (avaliando o desempenho transitório em condição de partida, de mudança de velocidade e de inclusão de carga) como de regime permanente (através da análise da distorção harmônica total de corrente

em situações com e sem carga). O desempenho será avaliado para as técnicas de controle PI e preditivo baseado em modelo (do idioma inglês *model-predictive control* (MPC)).

1.2 Organização da Dissertação

Após esta introdução, o [Capítulo 2](#) apresenta um histórico dos conversores CA/CA aplicados ao acionamento de máquinas elétricas trifásicas, chegando, ao final, ao C9C, para o qual mostram-se as características construtivas e funcionais e os modos de chaveamento aplicados.

No [Capítulo 3](#), é abordado o MIT e seus respectivos modelos nos referenciais ortogonais estacionário e síncrono orientado no fluxo do rotor. Em seguida, comenta-se acerca das estratégias de controle orientado em campo, destacando-se o método indireto.

O [Capítulo 4](#) aborda a conexão de cargas trifásicas à rede elétrica. Inicialmente, são apresentados os aspectos legais que normatizam a conexão de cargas elétricas em nível de tensão industrial; a seguir, é apresentado o modelo do conversor conectado à rede. Também é introduzido o controle aplicado à tensão do *link* CC e às correntes da rede.

O [Capítulo 5](#) trata das técnicas de controle avaliadas neste trabalho. Acerca do controle PI, é realizada uma pequena introdução teórica acompanhada dos detalhes da sua aplicação ao C9C e ao sistema avaliado neste trabalho. Sobre o MPC, é relatada sua fundamentação teórica com foco na abordagem de controle de corrente, seguida da sua aplicação ao C9C e da modelagem da rede e do MIT na perspectiva desta estratégia de controle.

No [Capítulo 6](#), são introduzidos os elementos que compõem a bancada de ensaios experimentais. São apresentadas as características e parâmetros do microcontrolador adotado, do conversor, do MIT e dos equipamentos de sensoriamento, alimentação, acionamento e proteção, tendo em vista o projeto e aplicação do controle.

Os resultados obtidos experimentalmente são relatados no [Capítulo 7](#). Discorre-se acerca dos procedimentos de teste adotados, e a seguir, é apresentada uma análise quantitativa dos resultados obtidos para as duas técnicas de controle adotadas em situações dinâmicas e de regime permanente.

Por fim, relatam-se as conclusões desta dissertação no [Capítulo 8](#). Nele, também são abordadas as perspectivas futuras na linha de pesquisa.

2 CONVERSORES CA/CA E O CONVERSOR DE NOVE CHAVES

Nesta seção serão introduzidos os conversores CA/CA aplicados ao acionamento de máquinas elétricas trifásicas, culminando na topologia de interesse deste projeto, o C9C. Para este, será apresentada a estrutura física, bem como o princípio de funcionamento e os modos de chaveamento.

2.1 Conversores CA/CA Trifásicos: Um Breve Histórico

Máquinas elétricas de corrente alternada (CA), tais como máquinas de indução e síncronas, caracterizam-se por terem sua velocidade de operação determinada, essencialmente, pela frequência de alimentação e por suas características construtivas. De fato, a velocidade síncrona de operação n_s de um motor trifásico, dada sua frequência de operação f_0 (em Hz) e seu número de pares de polos p , é (KRISHNAN, 2001):

$$n_s = \frac{60f_0}{p} \quad [\text{RPM}] \quad (2.1)$$

A alimentação de cargas elétricas trifásicas por meio de conversores de eletrônica de potência permite variações de amplitude e/ou frequência fundamental na tensão aplicada à carga. Desta maneira, a aplicação desses conversores no acionamento de máquinas elétricas trifásicas, a partir das últimas décadas do século XX, trouxe grande avanço para a indústria, que utilizava máquinas CA essencialmente para aplicações de velocidade única, determinada pela frequência da rede elétrica - em geral, 50 Hz ou 60 Hz (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

A Figura 3 apresenta uma forma de classificação dos conversores CA/CA. Os conversores variadores de amplitude, dentre os quais são incluídos os gradadores, não serão discutidos neste trabalho já que não possuem a característica essencial ao controle de máquinas elétricas CA de ajustar a frequência elétrica aplicada. Por outro lado, é importante destacar que os conversores variadores de frequência, em geral, também são capazes de alterar a amplitude da tensão ou da corrente aplicada.

Dentre os conversores variadores de frequência, os cicloconversores (Van Eck, 1963) e os conversores matriciais (VENTURINI; ALESINA, 1980) têm por característica a capacidade de converter uma tensão alternada de determinada frequência em outra tensão alternada de frequência diferente sem a necessidade de um *link* CC. Desde suas proposições, diversas pesquisas foram desenvolvidas com o intuito de aprimorar e aplicar estes conversores - citam-se, como exemplos, os trabalhos que investigaram a operação do cicloconversor com frequências superiores à da alimentação (SLONIM; BIRINGER, 1981a; SLONIM; BIRINGER, 1981b). Entretanto, as limitações na velocidade de chaveamento dos

Figura 3 – Tipos de conversores CA/CA trifásicos.

Fonte: Elaborada pelo autor.

dispositivos semicondutores de potência utilizados (*Silicon Controlled Rectifiers* (SCRs) e tiristores) mostraram-se prejudiciais à operação destas topologias, que se tornaram mais atrativas com a introdução de transistores de potência (WHEELER et al., 2002). Ademais, no caso específico dos cicloconversores, eles possuem o problema intrínseco de não terem uma boa taxa de relação entre as tensões de entrada e saída. A despeito disso, ainda são extensamente estudados, especialmente para aplicações de alta potência (HERIS; SADEGHI; BABAEI, 2011).

Outra topologia começou a ser desenvolvida a partir da década de 1960; ela difere das estruturas apresentadas anteriormente por possuir elementos armazenadores de energia, como capacitores e indutores. O princípio de funcionamento desta classe de conversores CA/CA baseia-se no uso de uma etapa intermediária em corrente contínua, denominada conexão ou *link* CC: é possível inferir a presença de uma estrutura retificadora que alimenta o elemento armazenador de energia, e uma estrutura inversora, que utiliza essa energia para alimentar uma carga CA (ARRILLAGA; HYLAND, 1982). É interessante ressaltar que as duas estruturas são independentes entre si no funcionamento, ainda que conectadas eletricamente e passíveis de influência mútua durante a operação devido às variações nas grandezas elétricas na etapa CC; assim, podem ser estudadas de forma independente.

O bloco inversor, como dito anteriormente, é responsável por alimentar a carga CA trifásica; consequentemente, é essencial que ele possa ser operado de forma a controlar amplitude e frequência das grandezas elétricas em sua saída. Portanto, ele sempre é composto por chaves controladas, como SCRs ou transistores de potência. Quando sua alimentação é uma fonte de tensão CC ou um capacitor, costuma ser denominado inversor fonte de tensão (do idioma inglês *voltage-source inverter* (VSI)); por sua vez, quando é alimentado por uma fonte de corrente ou um indutor, costuma ser denominado inversor fonte de corrente (do idioma inglês *current-source inverter* (CSI)) (SHARMA et al., 2016).

O bloco retificador é responsável por alimentar o elemento armazenador de energia, controlando ou não a amplitude de tensão ou corrente no *link* CC. Por exemplo, pode ser apenas um retificador não-controlado em ponte, composto por diodos de potência, uma estrutura comum no meio industrial por ser simples e barata (JIBHAKATE; CHAUDHARI; RENGE, 2017a). Porém, quando se almeja controlar tensão e/ou corrente nos terminais trifásico e/ou contínuo, faz-se necessário o uso de chaves controladas. Quanto à classificação pelo tipo de saída, a lógica para nomenclatura é a mesma aplicada ao caso dos inversores: retificador fonte de tensão quando o elemento armazenador de energia é um capacitor, e retificador fonte de corrente quando o armazenador é um indutor (respectivamente, em inglês: *voltage-source rectifier* (VSR) e *current-source rectifier* (CSR)) (FUKUDA, 1999).

No geral, os conversores VSI e VSR são mais usados do que o CSI e o CSR. Azmi et al. (2012) explicam isso, primeiramente, pelo menor custo dos dispositivos semicondutores e demais componentes aplicados; citam também a possibilidade de um controle mais simples, além de serem capazes de operar de forma estável em malha aberta. Como contrapartida, altos índices de distorção harmônica total são vistos nos terminais de corrente alternada. Por sua relevância no contexto industrial, serão abordados a partir daqui apenas inversores e retificadores fonte de tensão, associados com o intuito de construir um conversor CA/CA. De forma genérica, tal conversor terá estrutura básica semelhante à vista na Figura 4.

As primeiras propostas dentro desta topologia indicaram o uso de SCRs tanto na estrutura inversora como na retificadora, de forma a agregar ao conversor a possibilidade de controlar o nível de tensão no *link* CC, e consequentemente, na carga (BRADLEY et al., 1964). Esta é uma implicação da estratégia de modo de chaveamento adotada, denominada *six step*. Com esta escolha para os dispositivos semicondutores, há limitações na velocidade de chaveamento, assim como no caso de conversores sem elementos armazenadores de energia. Além disso, apesar da possibilidade de operação com tensões positivas e negativas no *link* CC, essas chaves limitam a operação apenas a correntes positivas; tal fato culminava no uso destes conversores apenas no primeiro e quarto quadrantes – sem regeneração de energia, por corrente, para a fonte (ORITI; JULIAN, 2000).

Neste contexto, no início da década de 1980, foram desenvolvidos novos dispositivos semicondutores de potência: o MOSFET, o transistor de junção bipolar, e por fim, o IGBT.

Figura 4 – Conversor 12 chaves genérico com *link* CC de tensão.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Este último possui operação semelhante ao MOSFET, porém com a vantagem de suportar potências mais elevadas (atualmente já existem IGBTs comerciais que suportam 6,5 kV e 750 A (INFINEON, 2020)); ao mesmo tempo, pode operar em frequências de chaveamento muito superiores às de tiristores, além de permitir regeneração de energia para a fonte (ORITI; JULIAN, 2000). Ao mesmo tempo, surgiu a terminologia *back-to-back*, aplicada ainda às topologias que usavam tiristores: Arrillaga e Hyland (1982) usam o termo "[...] *the two bridges operate back to back, i.e. one as a rectifier and the other as an inverter* [...]"¹, ressaltando a possibilidade de usar conjuntamente duas estruturas de conversores em ponte, uma como retificador e outra como inversor.

Com o uso de IGBTs e diodos de roda livre na estrutura da Figura 4, a nova topologia de conversor superou os problemas apresentados anteriormente. Esta topologia, apresentada na Figura 1, mostrou-se extremamente interessante para o acionamento de máquinas elétricas, sendo extensamente estudada e aplicada desde o início da década de 1990 (THIYAGARAJAH; RANGANATHAN; IYENGAR, 1990; OCHI; ZOMMER, 1993) até os dias de hoje (ZHANG; CAI; KENNEL, 2017; YAMAN; KANAAN, 2018).

A despeito das qualidades do B2B, a quantidade de chaves ainda se mostra uma barreira para o uso da topologia em quaisquer contextos. Desta maneira, propostas para redução no número de IGBTs utilizados têm sido estudadas ao longo dos últimos anos, como os retificadores híbridos (JIANG et al., 2009; ORITI; JULIAN, 2000) e os conversores com número reduzido de chaves, dentre eles o conversor de nove chaves.

¹ as duas pontes operam uma em espelho da outra, ou seja, uma como retificador e a outra como inversor (ARRILLAGA; HYLAND, 1982)

2.2 O Conversor de Nove Chaves (C9C)

O C9C é um dos conversores CA/CA trifásicos com número reduzido de chaves propostos na literatura. Inicialmente foi associado ao acionamento independente de duas cargas trifásicas a partir de uma alimentação em corrente contínua comum (KOMINAMI; FUJIMOTO, 2007), ou seja, atuando como um conversor CC/CA duplo. A seguir, percebeu-se a versatilidade da topologia que poderia substituir o B2B; assim, um dos terminais trifásicos pode ser conectado à rede, tanto para inversão e geração de energia elétrica como para retificação e alimentação do *link* CC (LIU et al., 2009). Recentemente, têm sido desenvolvidos trabalhos de aplicação do conversor em diversas áreas: geração eólica de energia elétrica (ELMI; ALIZADEH; AJAMI, 2015; GUAZZELLI et al., 2018), veículos elétricos (DIAB et al., 2016), compensação de reativos para frequências iguais nos blocos retificador e inversor (JIBHAKATE; CHAUDHARI; RENGE, 2017b), condicionadores de qualidade de energia elétrica (JAYAN; GHAS, 2019), entre outros. Além disso, foram estabelecidos critérios de aplicação referentes à análise de perdas e desempenho térmico (QIN; LOH; BLAABJERG, 2015; ALI; DAS; PANDA, 2018).

O princípio de funcionamento do conversor de nove chaves é análogo ao do B2B, porém, são combinados os blocos retificador e inversor, com três chaves em comum, Q2, Q5 e Q8, como introduzido na Figura 2. Por haver compartilhamento de chaves, é necessário dividir o tempo de chaveamento entre os dois blocos, o que pode ser compreendido como um uso compartilhado da tensão CC entre os dois terminais; como consequência, a tensão CC é maior no C9C frente ao conversor convencional (LIU et al., 2009). Além disso, para evitar o curto-circuito das fases, deve-se ter o cuidado de avaliar os sinais de acionamento para que as três chaves associadas a cada fase não sejam ligadas concomitantemente. Por fim, devem ser mantidas sempre duas chaves ativas em cada braço, de modo que não haja tensão flutuante nos terminais trifásicos (GULBUDAK; SANTI, 2015). Em geral, os modos de chaveamento aplicados ao C9C, que serão abordados a seguir, são desenvolvidos de forma a atender aos requisitos supracitados.

2.2.1 Modos de Chaveamento

Tão importante quanto conhecer as topologias dos conversores é saber a forma como eles são operados. Neste contexto, faz-se necessário introduzir o conceito de modos de chaveamento, que são estratégias de acionamento dos dispositivos semicondutores de um conversor e que determinam as características de operação do sistema. Para o C9C, diversos modos de chaveamento têm sido propostos: partindo da modulação por largura de pulso senoidal (do idioma inglês *sinusoidal pulse-width modulation* - SPWM) (KOMINAMI; FUJIMOTO, 2007) e da modulação vetorial espacial (do idioma inglês *space vector modulation* (SVM)) (DEHNAVI et al., 2010; DEHGHAN et al., 2013), também foram desenvolvidas técnicas para injeção de componentes de sequência zero (JARUTUS;

(KUMSUWAN, 2017), acionamento com controle preditivo (GULBUDAK; SANTI, 2015), e mais recentemente, modulações PWM e SVM baseadas no conceito de braço virtual (WANG et al., 2020; PAN et al., 2020).

Nesta seção, será exposto o modo de chaveamento mais usual aplicado ao C9C e que será base para aplicação do controle PI na seção 5.1: a modulação SPWM. A partir dela, são introduzidas as estratégias adotadas para o aprimoramento do aproveitamento da tensão do *link* CC: a razão de distribuição de utilização de tensão e a injeção de componentes de sequência zero. A modelagem do conversor na perspectiva do SVM também é apresentada, tendo em vista a aplicação do MPC, na seção 5.2.

2.2.1.1 Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)

A modulação por largura de pulso (PWM), introduzida por Mokrytzki (1967) para acionamento de motores, é amplamente utilizada em conversores de eletrônica de potência, tanto na perspectiva de retificação como de inversão. Além da fácil implementação, tanto de forma analógica como digital, a modulação PWM apresenta baixos índices de distorção harmônica da corrente se comparada com estratégias como *six-step* para inversão e ponte de Graetz com tiristores para retificação, e ainda, no caso do retificador, permite a operação com fator de potência unitário (LETTL; DOLECEK, 2008).

O princípio de operação do PWM é baseado na comparação entre um sinal de referência e uma portadora triangular ou dente de serra; no caso do VSI e do VSR, o resultado lógico da comparação é aplicado diretamente à chave superior de cada fase, e o seu complemento, à inferior. A frequência da portadora determina a frequência de chaveamento, e a referência determina o ciclo de trabalho – o tempo que cada componente conduzirá, ou de outra forma, a amplitude média ou eficaz de tensão na carga. A referência pode ter um valor constante, o que caracteriza um PWM convencional, ou acompanhar uma senoide com a frequência desejada no terminal CA, caracterizando um SPWM.

A operação do SPWM trifásico é vista na Figura 5, na qual três referências senoidais $u_{a,ref,1}$, $u_{b,ref,1}$, $u_{c,ref,1}$ com amplitude $m_i \leq 1$, mesma frequência ω_n e defasadas em 120 graus entre si, $\delta_a = 0^\circ$, $\delta_b = -120^\circ$, $\delta_c = -240^\circ$, são comparadas com uma única portadora triangular de forma a produzir tensões de linha com componente fundamental de mesma frequência das referências.

$$u_{J,ref,1} = m_i \sin(\omega_n t + \delta_J), \quad J = a, b \text{ ou } c \quad (2.2)$$

O termo m_i é chamado índice de modulação e relaciona a magnitude da componente fundamental da tensão alternada com sua respectiva tensão nominal de pico de fase:

$$m_i = \frac{u_{J,ref}}{U_{n,pf}}, \quad J = a, b \text{ ou } c \quad (2.3)$$

Figura 5 – Operação do SPWM trifásico: (a) Comparação dos sinais de referência com a portadora; (b) Saída do comparador para acionamento da chave superior do braço a ; (c) Saída do comparador para acionamento da chave superior do braço b ; (d) Tensão de linha u_{ab} e sua componente fundamental.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para valores de índice de modulação maiores que 1, ocorre a sobremodulação, a qual se caracteriza pela deformação da tensão de saída. Com o aumento de m_i neste intervalo, a tensão de saída continuará aumentando, de forma não-linear, até que haja saturação total da saída e o inversor opere como um *six step*, com uma tensão de saída quadrada (PEKAREK; SKVARENINA, 1998). A Figura 6 indica a relação entre o índice de modulação e a magnitude da tensão na carga.

A modulação PWM pode ser aplicada ao C9C, porém a peculiaridade de aplicação está associada à forma de comparação dos sinais de referência com a portadora: aqui, dois diferentes conjuntos de sinais de referência são comparados à mesma portadora triangular, um conjunto com a parte superior da portadora (referente ao bloco superior/retificador) e o outro com a parte inferior (referente ao bloco inferior/inversor), conforme Equação 2.4; contudo, deve-se cuidar para que não haja intersecção entre os dois conjuntos de sinais. Para o bloco inferior, considera-se o inverso da comparação entre o sinal de referência e o

Figura 6 – Tensão de saída do inversor PWM em função do índice de modulação.

Fonte: Adaptado de [Pekarek e Skvarenina \(1998\)](#).

signal da portadora: a saída lógica é positiva quando a referência é menor que a portadora.

$$u_{JS,ref} = m_{iS} \sin(\omega_n t + \delta_J) + u_{offsetS}, \quad J = a, b \text{ ou } c \quad (2.4a)$$

$$u_{JI,ref} = m_{iI} \sin(\omega_n t + \delta_J) + u_{offsetI}, \quad J = a, b \text{ ou } c, \quad (2.4b)$$

sendo $u_{JS,ref}$, m_{iS} e $u_{offsetS}$, respectivamente, o sinal de referência, o índice de modulação e o deslocamento do sinal para o bloco superior; $u_{JI,ref}$, m_{iI} e $u_{offsetI}$, respectivamente, o sinal de referência, o índice de modulação e o deslocamento do sinal para o bloco inferior.

Os resultados da comparação, então, são aplicados às chaves superiores ($Q_S = Q1, Q4$ e $Q7$) e inferiores ($Q_I = Q3, Q6$ e $Q9$), e às chaves intermediárias Q_M aplica-se o resultado da operação lógica XOR entre as respectivas chaves superiores e inferiores ([LIU et al., 2009](#)), como explicitado na [Equação 2.5](#) e detalhado na [Figura 7](#). Tal relação impede a ocorrência de um curto-circuito no *link* CC e sempre atribui tensão aos terminais trifásicos, possibilitando a operação correta do conversor; entretanto, a frequência de chaveamento das chaves intermediárias dobra em relação às demais chaves.

$$S_{JM} = S_{JS} \oplus S_{JI} \rightarrow \begin{cases} S_{Q2} = S_{Q1} \oplus S_{Q3} \\ S_{Q5} = S_{Q4} \oplus S_{Q6} \\ S_{Q8} = S_{Q7} \oplus S_{Q9} \end{cases}, \quad J = a, b \text{ ou } c \quad (2.5)$$

Figura 7 – Operação do C9C com modulação SPWM.

Fonte: Adaptado de [Dehnavi et al. \(2010\)](#).

Enfatiza-se a necessidade de não haver intersecção entre as referências de um mesmo braço; caso ocorra, o consequente chaveamento indevido causará tensões flutuantes na saída. Para evitar essa situação, além de estabelecer *offsets* adequados aos sinais de referência, a soma dos índices de modulação não pode ultrapassar 1 para operação com frequências variáveis, assumindo uma portadora entre -1 e 1. Caso se opere com a mesma frequência e fase nas duas saídas do conversor, os índices de modulação podem ser maiores, mas individualmente jamais poderão chegar no limite de 1 ([DIAB et al., 2016](#)).

2.2.1.1.1 Aprimoramento do Uso da Tensão do *Link* CC

Em geral, aproveita-se metade da tensão CC para cada um dos terminais trifásicos do C9C - ou, de outra forma, os sinais de referência para os blocos inferior e superior têm índices de modulação até 0,5 e estão contidos, respectivamente, nos intervalos $[-1,0]$ e $[0,1]$, com *offsets* de -0,5 e 0,5. Neste caso, a tensão CC requerida deve ser igual a duas vezes a tensão de pico de linha do terminal com maior valor nominal de tensão:

$$U_{CC} = 2\sqrt{2} \max(A_S, A_I) \quad (2.6)$$

sendo A_S e A_I as tensões eficazes nominais para os blocos superior e inferior do C9C. Tal relação corresponde ao dobro do valor necessário para o B2B (LIU et al., 2009). Entretanto, Kominami e Fujimoto (2007) propõem uma forma de melhorar o uso da tensão no estágio CC considerando as diferentes tensões nominais das saídas trifásicas. Isto é feito por meio da razão de distribuição de utilização de tensão α_{mi} :

$$\alpha_{mi} = \frac{A_S}{A_S + A_I} \quad (2.7)$$

Então, os novos *offsets* e índices de modulação para cada sinal de referência, ajustados em relação ao apresentado na Equação 2.3, são apresentados, respectivamente, na Equação 2.8 e Equação 2.9. A Figura 8 mostra a modulação SPWM aplicada ao C9C com o aprimoramento do uso da tensão do *link* CC devido ao uso do fator α_{mi} .

$$u_{offsetS} = 1 - \alpha_{mi}, \quad u_{offsetI} = -\alpha_{mi} \quad (2.8)$$

$$m_{iS,\alpha} = m_{iS}\alpha_{mi} + (1 - \alpha_{mi}), \quad m_{iI,\alpha} = m_{iI}(1 - \alpha_{mi}) - \alpha_{mi} \quad (2.9)$$

Figura 8 – Operação do C9C com modulação SPWM e uso do fator α_{mi} .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesse caso, a tensão CC necessária para a operação do C9C diminui de acordo com a diferença entre as tensões nominais dos terminais superior e inferior:

$$U_{CC,\alpha} = \sqrt{2}(A_S + A_I) \quad (2.10)$$

Uma outra estratégia que pode ser adotada para aprimorar o uso da tensão do *link* surge ao se constatar que a modulação SPWM considera apenas a componente fundamental da tensão de saída na definição do sinal de referência. Ainda que esta seja a forma mais direta de relacionar a referência com a saída, não é a mais eficiente, pois não aproveita totalmente a tensão contínua na conversão CC/CA.

Uma forma de mitigar este problema consiste no acréscimo de componentes de sequência zero à referência; conforme abordado por Jose, Goyal e Aware (2010), tal efeito foi visto inicialmente na modulação PWM vetorial espacial (SVM), mas posteriormente notou-se que era possível incluir esta característica no PWM baseado em portadora, bastando inserir um componente de terceiro harmônico. Com a injeção deste harmônico, é possível alcançar um aumento de até 15,5% na componente fundamental da tensão de saída sem distorcer a tensão de linha.

A distorção que gera o maior aumento na componente fundamental é uma componente de terceiro harmônico com amplitude seis vezes menor que a fundamental com mesma fase δ_J da fundamental; entretanto, a amplitude resultante será maior que 1, por isso deve-se adotar um fator de redução, dado por $2/\sqrt{3}$ (JOSE; GOYAL; AWARE, 2010):

$$\begin{aligned} u_{J,ref,ith} &= m_i \frac{2\sqrt{3}}{3} (u_{J,ref,1} + u_{J,ref,3}) \\ &= m_i \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\sin(\omega_n t + \delta_J) + \frac{1}{6} \sin(3\omega_n t + \delta_J) \right), \quad J = a, b \text{ ou } c \end{aligned} \quad (2.11)$$

É possível obter, com menor custo computacional, um sinal equivalente à componente de terceiro harmônico; ele é calculado numericamente através de uma relação entre o maior e o menor valor instantâneo dentre as referências das três fases, conforme apresentado na Equação 2.12.

$$u_{J,ref,3} = -\frac{1}{2} (\max(u_{J,ref,1}) + \min(u_{J,ref,1})), \quad J = a, b \text{ ou } c \quad (2.12)$$

O uso desta modulação no C9C foi introduzido por Jarutus e Kumsuwan (2017), com o mesmo ganho de tensão em 15,5% visto anteriormente. Para isto, basta acrescentar as componentes de sequência zero $u_{J,ref,3}$ a cada um dos sinais de referência do bloco superior e inferior, além de considerar o fator de redução de $2/\sqrt{3}$ para correção da amplitude; posteriormente, ajustam-se as magnitudes e os *offsets* dos sinais de referência

para aplicação no C9C, sendo possível, inclusive, a adoção conjunta da injeção de sinais de sequência zero e da razão de distribuição de utilização de tensão.

Figura 9 – Operação do C9C com modulação SPWM, uso do fator α_{mi} e injeção de harmônicos de sequência zero.

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.1.2 Modelagem do C9C em uma Abordagem Vetorial

A análise de grandezas elétricas trifásicas no plano complexo com base no uso de vetores espaciais foi introduzida por Kovacs e Racz (1959 apud PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984). Dada a natureza discreta dos conversores de eletrônica de potência, sua modelagem no plano complexo não só facilita a compreensão de sua operação como também possibilitou o desenvolvimento de técnicas de acionamento e controle como por exemplo, o SVM aplicado a máquinas elétricas (PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984) e o controle preditivo baseado em um conjunto de soluções finitas (GEYER, 2005).

Com base nos possíveis estados de cada uma das chaves do conversor a ser avaliado, considerando-se as restrições construtivas do conversor de forma a impossibilitar curto-circuito no *link* CC e tensão flutuante na saída, é possível elencar todas as saídas realizáveis nos terminais de potência. Ao se aplicar esta abordagem ao C9C, enumeram-se três possibilidades de estados para cada braço, as quais podem ser vistas na Figura 10; e no

total, são contabilizadas 27 posições de chaveamento para o C9C, cujas tensões de saída são apresentadas visualmente na [Figura 11](#) e pontuadas na [Tabela 1](#).

Figura 10 – Posições de chaveamento para o braço da fase J do C9C, $J = a, b$ ou c .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 11 – Representação vetorial das tensões de saída do C9C.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como se vê na [Tabela 1](#), as posições de chaveamento referem-se a cinco grupos distintos: Zero (ambas as saídas trifásicas têm tensão nula); Superior Ativo (há tensão não-nula apenas na porta superior); Inferior Ativo (há tensão não-nula apenas na porta inferior); Idêntico Ativo (a mesma tensão não-nula é aplicada nas saídas superior e inferior);

Tabela 1 – Tensões de saída para o C9C.

Vetor	Braço a	Braço b	Braço c	Tipo	$\vec{u}_{\alpha\beta,S}$ [V]	$\vec{u}_{\alpha\beta,I}$ [V]
$\vec{u}_1$	1	1	1	Zero	0	0
$\vec{u}_2$	0	0	0		0	0
$\vec{u}_3$	-1	-1	-1		0	0
$\vec{u}_4$	1	0	0	Superior Ativo	$\frac{2}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_5$	1	1	0		$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_6$	0	1	0		$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_7$	0	1	1		$-\frac{2}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_8$	0	0	1		$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_9$	1	0	1		$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	0
$\vec{u}_{10}$	-1	1	1	Inferior Ativo	0	$\frac{2}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{11}$	-1	-1	1		0	$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{12}$	1	-1	1		0	$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{13}$	1	-1	-1		0	$-\frac{2}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{14}$	1	1	-1		0	$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{15}$	-1	1	-1		0	$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{16}$	-1	0	0	Idêntico Ativo	$\frac{2}{3}U_{CC}$	$\frac{2}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{17}$	-1	-1	0		$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{18}$	0	-1	0		$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{19}$	0	-1	-1		$-\frac{2}{3}U_{CC}$	$-\frac{2}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{20}$	0	0	-1		$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{21}$	-1	0	-1		$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{22}$	-1	1	0	Adjacente Ativo	$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{2}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{23}$	1	-1	0		$\frac{(1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{24}$	0	-1	1		$-\frac{2}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1+j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{25}$	0	1	-1		$-\frac{2}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{26}$	1	0	-1		$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{(-1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$
$\vec{u}_{27}$	-1	0	1		$\frac{(1-j\sqrt{3})}{3}U_{CC}$	$\frac{2}{3}U_{CC}$

Fonte: Adaptado de [Dehghan et al. \(2013\)](#).

e Adjacente Ativo (tensões adjacentes são aplicadas nas portas superior e inferior). Quando são consideradas todas as possibilidades de chaveamento, vale a relação apresentada na [Equação 2.10](#), que permite reduzir a tensão CC de acordo com a diferença das tensões nominais entre os terminais, à semelhança do uso do termo α_{mi} .

3 O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO (MIT)

O motor de indução é, há décadas, o mais comum tipo de máquina em aplicações industriais (KÄRKKÄINEN et al., 2017). Isso se deve, principalmente, à sua simplicidade e robustez construtiva, aliada à baixa necessidade de manutenção, baixo custo e alta eficiência (JIBHAKATE; CHAUDHARI; RENGE, 2016). Além disso, o desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores de potência, em conjunto com os microprocessadores de alto desempenho, permitiu que tais máquinas também pudessem ser utilizadas em velocidade variável, conforme discutido no início da [Capítulo 2](#). Tais características elegem o MIT à utilização neste projeto.

Estruturalmente, o MIT contém dois conjuntos de condutores: o primeiro encontra-se no estator e é composto de três grupos de bobinas de várias espiras distribuídas espacialmente de forma a estarem defasadas entre si em 120 graus elétricos; e o segundo encontra-se no rotor, sendo composto de enrolamentos ou, mais comumente, barras sólidas de alumínio curto-circuitadas por anéis de alumínio, na estrutura denominada "gaiola de esquilo" (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). É possível atribuir três resistências e indutâncias a cada um desses dois conjuntos, referentes às fases do estator e do rotor.

Quanto à dinâmica mecânica, é possível ver o MIT como um sistema girante para o qual são definidos parâmetros como momento de inércia do rotor J e coeficiente de atrito dinâmico K_D (VAS, 1994). Dadas as informações acima, é possível passar à modelagem do MIT, baseada em Krause et al. (2013), Vas (1994) e Krishnan (2001). Para tal, assumem-se as seguintes hipóteses (KRISHNAN, 2001; GUEDES, 1993):

- a) Entreferro uniforme;
- b) máquina equilibrada e simétrica mecanicamente e eletricamente;
- c) distribuição sinusoidal do fluxo magnético no entreferro;
- d) relação senoidal entre a indutância e a posição do rotor;
- e) saturação, variação temporal de parâmetros, perdas no ferro e efeito pelicular desconsiderados;
- f) máquina bipolar equivalente através da relação $\theta_e = p \cdot \theta_m$, sendo θ_e o ângulo elétrico equivalente e θ_m o ângulo mecânico;
- g) conexão em Y tanto no estator como no rotor.

Na [Figura 12](#), é apresentado o posicionamento dos enrolamentos do MIT, bem como os eixos referentes a cada uma das fases do estator (em vermelho) e do rotor (em azul). Percebe-se que o resultado é um sistema trifásico não-ortogonal. A modelagem da máquina neste referencial é possível, porém apresenta algumas desvantagens: além

$$\vec{u}_{\alpha\beta,2} = R_2 \vec{i}_{\alpha\beta,2} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} - jp\omega_m \vec{\psi}_{\alpha\beta,2}, \quad (3.1b)$$

sendo, respectivamente, $\vec{u}_{\alpha\beta,1}$ e $\vec{u}_{\alpha\beta,2}$ as tensões de estator e rotor, $\vec{i}_{\alpha\beta,1}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,2}$ as correntes de estator e rotor, $\vec{\psi}_{\alpha\beta,1}$ e $\vec{\psi}_{\alpha\beta,2}$ os fluxos concatenados de estator e rotor, R_1 e R_2 as resistências de estator e rotor e ω_m a velocidade de rotação do rotor. Os fluxos concatenados são determinados em função das correntes de estator e rotor:

$$\vec{\psi}_{\alpha\beta,1} = L_1 \vec{i}_{\alpha\beta,1} + L_H \vec{i}_{\alpha\beta,2} \quad (3.2a)$$

$$\vec{\psi}_{\alpha\beta,2} = L_H \vec{i}_{\alpha\beta,1} + L_2 \vec{i}_{\alpha\beta,2}, \quad (3.2b)$$

sendo

$$L_1 = \frac{3}{2}l_1 + l_{\sigma 1}, \quad L_2 = \frac{3}{2}l_2 + l_{\sigma 2}, \quad L_H = \frac{3}{2}l_m \quad (3.3)$$

Nas relações dadas na [Equação 3.3](#), são definidas as indutâncias próprias (l_1 , l_2), de dispersão ($l_{\sigma 1}$, $l_{\sigma 2}$) e mútuas (l_m) dos enrolamentos de estator e rotor. A transformação adotada mantém a amplitude das variáveis elétricas na conversão do referencial trifásico para o ortogonal.

O torque eletromagnético T_e gerado pela máquina pode ser descrito através de uma relação matemática entre corrente e fluxo, conforme [Equação 3.4](#). Por fim, a dinâmica do MIT é dada pela [Equação 3.5](#). Esta expressão é oriunda do princípio de d'Alembert, que afirma que o somatório dos torques aplicados em um corpo rotativo (torque eletromagnético T_e , torque equivalente da carga acoplada ao MIT T_L e torque de atrito $K_D \cdot \omega_m$) é igual ao produto entre a derivada da velocidade mecânica do rotor ω_m e o momento de inércia J do corpo. Por ser puramente mecânica, ela independe de referencial.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{L_H}{L_2} p \Im\{\vec{i}_{\alpha\beta,1} \cdot \vec{\psi}_{\alpha\beta,2}^*\} = \frac{3}{2} \frac{L_H}{L_2} p (i_{\beta,1}\psi_{\alpha,2} - i_{\alpha,1}\psi_{\beta,2}) \quad (3.4)$$

$$\frac{d}{dt}\omega_m = -\frac{K_D}{J}\omega_m + \frac{1}{J}(T_e - T_L) \quad (3.5)$$

Uma mudança de referencial é adotada tendo em vista o controle do MIT: conforme proposto por [Blaschke \(1971\)](#), orienta-se o eixo real do sistema ortogonal no fluxo magnético de rotor $\vec{\psi}_2$. Com isso, uma vez que o fluxo de rotor possuirá apenas componente real, o torque eletromagnético apresentado na [Equação 3.4](#) dependerá apenas da componente imaginária da corrente (além da componente real do fluxo), fazendo com que a estratégia de controle se assemelhe à de um motor CC com excitação independente ([KRAUSE et al.](#),

2013). A representação gráfica do processo pode ser vista na [Figura 13](#). Uma vez que há orientação no fluxo magnético, o método foi nomeado como controle orientado no campo. Deve-se destacar que a orientação pode ser feita tanto no fluxo de rotor como no de estator; entretanto, este trabalho seguirá, conforme proposto nos primeiros trabalhos nessa área, o FOC clássico, que é orientado no fluxo magnético do rotor ([PEREIRA, 2019](#)).

Figura 13 – Representação em diagrama fasorial da orientação no fluxo do rotor.

Fonte: Elaborada pelo autor.

As variáveis elétricas descritas no referencial $\alpha\beta 0$ podem ser rotacionadas para o sistema orientado no campo do rotor através da relação:

$$\mathbf{f}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \mathbf{f}_{\alpha\beta} \quad (3.6)$$

Na [Equação 3.6](#), ρ é o ângulo de $\vec{\psi}_2$ em relação ao eixo α . Neste novo sistema de coordenadas, as tensões de estator $\vec{u}_{dq,1}$ e rotor $\vec{u}_{dq,2}$ passam a ser descritas como:

$$\vec{u}_{dq,1} = R_1 \vec{i}_{dq,1} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{dq,1} + j \omega_{m2} \vec{\psi}_{dq,1} \quad (3.7a)$$

$$\vec{u}_{dq,2} = R_2 \vec{i}_{dq,2} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{dq,2} + j (\omega_{m2} - p\omega_m) \vec{\psi}_{dq,2} \quad (3.7b)$$

Na [Equação 3.7](#), ω_{m2} é a velocidade de rotação do fluxo magnético do rotor em relação ao estator, em rad/s, que é igual à frequência de alimentação da máquina. Os fluxos concatenados da [Equação 3.2](#) também podem ser reescritos neste novo referencial, $\vec{\psi}_{dq,1}$ e $\vec{\psi}_{dq,2}$, em função das correntes de estator $\vec{i}_{dq,1}$ e rotor $\vec{i}_{dq,2}$:

$$\vec{\psi}_{dq,1} = \psi_{d,1} + j\psi_{q,1} = L_1 \vec{i}_{dq,1} + L_H \vec{i}_{dq,2} \quad (3.8a)$$

$$\vec{\psi}_{dq,2} = \psi_{d,2} + j0 = L_H \vec{i}_{dq,1} + L_2 \vec{i}_{dq,2}, \quad (3.8b)$$

Define-se a corrente de magnetização do fluxo magnético do rotor pela [Equação 3.9](#) de forma que o torque eletromagnético produzido possa ser obtido pela [Equação 3.10](#) e as componentes da corrente de rotor, pela [Equação 3.11](#).

$$i_{m2} = \frac{\psi_{d,2}}{L_H} = i_{d,1} + \frac{L_2}{L_H} i_{d,2} \quad (3.9)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{L_H^2}{L_2} p \Im\{\vec{i}_{dq,1} \cdot i_{m2}^*\} = \frac{3}{2} \frac{L_H^2}{L_2} p(i_{q,1} i_{m2}) \quad (3.10)$$

$$i_{d,2} = \frac{L_H}{L_2} (i_{m2} - i_{d,1}) \quad (3.11a)$$

$$i_{q,2} = -\frac{L_H}{L_2} i_{q,1} \quad (3.11b)$$

Agora, substituindo as Equações [3.8a](#), [3.9](#) e [3.11](#) na [Equação 3.7](#), são obtidas as relações que definem a taxa de variação das correntes do estator ([Equações 3.12a](#) e [3.12b](#)) e de magnetização do rotor ([Equação 3.12c](#)). Também é definida a equação da velocidade angular do fluxo magnético do rotor, apresentada na [Equação 3.12d](#); através da integração desta variável, é possível encontrar a posição angular ρ do fluxo, que será útil para a execução do FOC.

$$\frac{d}{dt} i_{d,1} = -\frac{R_1}{\sigma L_1} i_{d,1} + \omega_{m2} i_{q,1} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \frac{d}{dt} i_{m2} + \frac{1}{\sigma L_1} u_{d,1} \quad (3.12a)$$

$$\frac{d}{dt} i_{q,1} = -\omega_{m2} i_{d,1} - \frac{R_1}{\sigma L_1} i_{q,1} - \omega_{m2} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{m2} + \frac{1}{\sigma L_1} u_{q,1} \quad (3.12b)$$

$$\frac{d}{dt} i_{m2} = \frac{R_2}{L_2} i_{d,1} - \frac{R_2}{L_2} i_{m2} + \frac{1}{L_H} u_{d,2} \quad (3.12c)$$

$$\omega_{m2} = \frac{R_2}{L_2} \frac{i_{q,1}}{i_{m2}} + p \omega_m + \frac{1}{L_H} \frac{u_{q,2}}{i_{m2}}, \quad (3.12d)$$

sendo

$$\sigma = 1 - \frac{L_H^2}{L_1 L_2} \quad (3.13)$$

O método de obtenção da posição do fluxo magnético do rotor através da [Equação 3.12d](#) é dito "indireto" e dá origem ao controle indireto orientado no campo do rotor (do idioma inglês *indirect field-oriented control* (IFOC)), que será abordado a seguir.

3.1 Controle do MIT

Como introduzido anteriormente, utiliza-se o referencial no fluxo de rotor para que o controle do MIT fique semelhante ao de um motor CC com excitação independente: ajusta-se o fluxo em valor nominal por meio da corrente de estator em eixo direto e atua-se no torque por meio da corrente em quadratura. Portanto, é necessário realizar o controle do campo magnético rotórico $\psi_{d,2}$ - ou, de outra forma, da corrente de magnetização do rotor i_{m2} ; da velocidade ω_m (ou posição θ_m , dependendo da aplicação); e das correntes de estator $i_{d,1}$ e $i_{q,1}$ (ZELECHOWSKY, 2005).

Enquanto a velocidade do MIT pode ser facilmente medida, o fluxo magnético é de difícil medição, por isso costuma ser estimado através da aferição de outras variáveis do sistema como as correntes e tensões de estator. Existem dois métodos para a determinação desta variável: o direto, que dá origem ao FOC direto (do idioma inglês *direct field-oriented control* (DFOC)), e o indireto, que dá origem ao IFOC. Ambos são explicados a seguir.

- a) **Método direto:** Este método calcula o fluxo magnético no rotor no referencial $\alpha\beta 0$ estacionário (PEREIRA, 2019). Primeiramente, determina-se a corrente no rotor com o auxílio das Equações 3.1a e 3.2a:

$$i_{\alpha,2} = \frac{1}{L_H} \left[\int (u_{\alpha,1} - R_1 i_{\alpha,1}) dt - L_1 i_{\alpha,1} \right] \quad (3.14a)$$

$$i_{\beta,2} = \frac{1}{L_H} \left[\int (u_{\beta,1} - R_1 i_{\beta,1}) dt - L_1 i_{\beta,1} \right] \quad (3.14b)$$

Com as correntes de rotor, calcula-se o campo magnético do rotor pela Equação 3.2b; e, conseqüentemente, obtém-se a posição angular ρ :

$$\psi_{\alpha,2} = L_H i_{\alpha,1} + L_2 i_{\alpha,2} \quad (3.15a)$$

$$\psi_{\beta,2} = L_H i_{\beta,1} + L_2 i_{\beta,2} \quad (3.15b)$$

$$\rho = \arctan \left(\frac{\psi_{\beta,2}}{\psi_{\alpha,2}} \right) \quad (3.15c)$$

Ainda que cumpra seu objetivo, o método direto possui problemas como a dependência dos parâmetros da máquina, que podem variar de acordo com o ponto de operação (KRAUSE et al., 2013), e o comportamento oscilatório do fluxo concatenado do rotor em coordenadas estacionárias, o que exige uma escolha cuidadosa do método de integração - acarretando em maior custo computacional e menor precisão (WANG et al., 2016).

- b) **Método indireto:** Diferentemente do caso direto, este método efetua a estimação do fluxo do rotor já em coordenadas síncronas dq (PEREIRA, 2019), o que suprime o problema do comportamento oscilatório do fluxo visto no método direto. A Equação 3.12c é utilizada para calcular a dinâmica da corrente de magnetização i_{m2} . Portanto, vale a seguinte relação:

$$i_{m2} = \frac{R_2}{L_2} \left[\int (i_{d,1} - i_{m2} + \frac{L_2}{R_2 L_H} u_{d,2}) dt \right] \quad (3.16)$$

A partir daí, pode-se calcular o fluxo do rotor pela Equação 3.9. Ademais, através da Equação 3.12d é possível obter a posição do fluxo pela integração da variável ω_{m2} (KRAUSE et al., 2013):

$$\rho = \int \omega_{m2} dt = \int \left(\frac{R_2}{L_2} \frac{i_{q,1}}{i_{m2}} + p \omega_m + \frac{1}{L_H} \frac{u_{q,2}}{i_{m2}} \right) dt \quad (3.17)$$

Para este trabalho, será adotado o método indireto. Desta maneira, o diagrama esquemático do controle IFOC aplicado ao MIT é mostrado na Figura 14. Devido à aplicação em um motor do tipo gaiola de esquilo, a tensão de rotor é nula ($\vec{u}_{d,2} = 0$).

Figura 14 – Diagrama de controle IFOC para acionamento do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Pela Equação 3.7, fica claro que as tensões do estator dependem de outras variáveis além das correntes. Por isso, surge a necessidade de ajustar os valores de tensão obtidos pelo controlador PI, de forma a obter valores corretos de tensão para aplicação pelo

conversor. A esse processo dá-se o nome de desacoplamento, que também está indicado na [Figura 14](#). As equações de desacoplamento são definidas como:

$$u_{d,1} = u'_{d,1} + \left(\frac{L_H^2}{L_2} \right) \frac{d}{dt} i_{m2} - \omega_{m2} \sigma L_1 i_{q,1} \quad (3.18a)$$

$$u_{q,1} = u'_{q,1} + \omega_{m2} \sigma L_1 i_{d,1} + \omega_{m2} \left(\frac{L_H^2}{L_2} \right) i_{m2} \quad (3.18b)$$

Para o projeto do controle, consideram-se as equações desacopladas, ou seja, avalia-se o modelo linearizado do MIT. Posteriormente, basta incluir os termos de desacoplamento na tensão resultante do controle para a correta operação. Assim, os processos que serão avaliados no desenvolvimento dos controladores das correntes, de velocidade e fluxo podem ser vistos na [Figura 15](#) (corrente $i_{d,1}$ e corrente de magnetização i_{m2}) e na [Figura 16](#) (corrente $i_{q,1}$ e velocidade ω_m).

Figura 15 – Diagrama do modelo linearizado do fluxo magnético do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 16 – Diagrama do modelo linearizado da velocidade mecânica do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

4 CONEXÃO DE CARGAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS À REDE

Segundo [Johnson, Hilburn e Johnson \(1994\)](#), a adoção de sistemas polifásicos para a geração, distribuição e transmissão de energia elétrica se deve essencialmente por questões econômicas e de desempenho: primeiramente, há redução significativa na quantidade de cobre nos condutores para se transferir determinada potência elétrica através de um sistema polifásico quando comparado a um sistema monofásico; e segundo, as máquinas elétricas que são adotadas na geração de energia elétrica possuem melhor comportamento quando polifásicas, uma vez que a potência entregue é uniforme - ao contrário de máquinas monofásicas, cuja potência entregue é pulsante. Dentre os sistemas polifásicos, o mais adotado é o trifásico ([JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994](#)).

Em geral, as indústrias costumam adotar alimentação trifásica em suas instalações, já que os motores, costumeiramente MITs, costumam ser as principais cargas deste tipo de consumidor ([FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006](#)). Entretanto, o MIT possui fator de potência indutivo, bem baixo em certas condições de operação ([MCPHERSON; LARAMORE, 1990](#)), o que implica em menor eficiência e maior impacto na qualidade de energia da rede. Com a adoção de conversores de eletrônica de potência para aplicações de velocidade variável, o impacto na rede pode ser ainda maior. Nesta perspectiva, faz-se necessário discutir a questão da qualidade de energia no contexto industrial.

4.1 Introdução à Qualidade de Energia Elétrica no Contexto Industrial Brasileiro

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) é a autarquia vinculada ao Ministério de Minas e Energia responsável por regular o setor elétrico brasileiro na geração, transmissão e distribuição de energia elétrica ([BRASIL, 1996](#)); por sua vez, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) é o órgão privado responsável pela operação do Sistema Interligado Nacional, coordenando geração e transmissão ([BRASIL, 2004](#)).

A legislação relacionada à qualidade de energia possui duas referências principais, uma relacionada às cargas conectadas ao sistema de transmissão de energia elétrica e outra associada às cargas no sistema de distribuição. Ainda que este trabalho se restrinja à análise de condições de cargas conectadas ao sistema de distribuição, ressalta-se que os documentos de caráter normativo aplicáveis à operação das instalações de transmissão do Sistema Interligado Nacional são os Procedimentos de Rede, propostos pelo [ONS \(2019\)](#). No aspecto da qualidade de energia, são relevantes os submódulos 2.8 ([ONS, 2016](#)) e 3.6 ([ONS, 2009](#)), que abordam, respectivamente, o gerenciamento dos indicadores de qualidade de energia elétrica e os requisitos técnicos mínimos para conexão à rede básica.

Já em relação à distribuição de energia elétrica, os Procedimentos de Distribuição

(PRODIST) estabelecidos pela ANEEL contêm as normas e padrões aplicáveis às concessionárias, consumidores, agentes importadores ou exportadores de energia, transmissoras detentoras de Demais Instalações de Transmissão (DIT) e ao ONS, em instalações de distribuição de energia elétrica em tensões inferiores a 230 kV (ANEEL, 2018a). O Módulo 8 do PRODIST, referente à qualidade da energia elétrica, ganha destaque no presente trabalho por normatizar o fator de potência e as distorções harmônicas (ANEEL, 2018b).

4.1.1 Fator de Potência

Por definição, o fator de potência é calculado pela razão entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S); assim, a ANEEL (2018b) define seu cálculo através dos valores medidos das potências ativa e reativa (Q), ou de suas respectivas energias (E_A e E_R):

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{E_A}{\sqrt{E_A^2 + E_R^2}}, \quad (4.1)$$

O Módulo 8 do PRODIST estabelece como valores normativos de operação fatores de potência compreendidos entre 0,92 e 1,00 indutivo (atrasado) e entre 1,00 e 0,92 capacitivo (adiantado) (ANEEL, 2018b). Se houver infração aos valores estabelecidos, a ANEEL (2010) prevê um período de ajustes para adequação do fator, cuja duração deverá ser de três ciclos consecutivos e completos de faturamento antes da aplicação de sanções.

4.1.2 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas são caracterizadas por deformações nas formas de onda de tensão e corrente que se repetem a cada período da frequência fundamental; desta forma, é possível descrever as formas de onda distorcidas como uma série de Fourier na qual a amplitude de cada termo indica a amplitude dos harmônicos acrescidos à onda pura. A legislação brasileira avalia apenas as distorções harmônicas da tensão.

Figura 17 – Tensão de fase medida em laboratório (a) e sua componente fundamental (b).

Fonte: Elaborada pelo autor.

A [Figura 17](#), parte (a), indica um exemplo de tensão medida em laboratório, com predominância de distorção harmônica de terceira ordem. Nota-se que a tensão adquirida possui frequência fundamental de 60 Hz, mas sua característica se distancia da senoide pura, indicada na parte (b), devido às inclusões de componentes harmônicas.

A [ANEEL \(2018b\)](#) estabelece quatro tipos de indicadores associados à mensuração destas distorções: Distorção harmônica total de tensão ($DTT_{\%}$); Distorção harmônica total de tensão para componentes pares não múltiplas de três ($DTT_{P,\%}$); Distorção harmônica total de tensão para componentes ímpares não múltiplas de três ($DTT_{I,\%}$); e Distorção harmônica total de tensão para componentes múltiplas de três ($DTT_{3,\%}$). Tais indicadores são calculados de acordo com a [Equação 4.2](#), sendo h_{max} , h_p , h_i e h_3 as máximas ordens harmônicas consideradas em cada índice. A norma estabelece que os indicadores devem ser calculados considerando, pelo menos, até a 40ª componente harmônica ([ANEEL, 2018a](#)).

$$DTT_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (4.2a)$$

$$DTT_{P,\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_p} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (4.2b)$$

$$DTT_{I,\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=5}^{h_i} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (4.2c)$$

$$DTT_{3,\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=3}^{h_3} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (4.2d)$$

Os limites definidos no PRODIST para as distorções harmônicas estão na [Tabela 2](#). O índice de 95% indica que, dentro do conjunto de leituras válidas, é considerado o valor superado em 5% das medições (ou seja, o que não é alcançado nos outros 95%) ([ANEEL, 2018b](#)). Segundo a [ANEEL \(2018b\)](#), quando feitas medições utilizando transformadores de potencial do tipo V ou delta aberto, os limites para o $DTT_{3,\%}$ caem pela metade.

Tabela 2 – Valores máximos de distorção harmônica total em porcentagem da tensão fundamental.

Indicador	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
$DTT_{95\%}$	10,0%	8,0%	5,0%
$DTT_{P,95\%}$	2,5%	2,0%	1,0%
$DTT_{I,95\%}$	7,5%	6,0%	4,0%
$DTT_{3,95\%}$	6,5%	5,0%	3,0%

Fonte: Adaptado de [ANEEL \(2018b\)](#)

Ainda que a legislação não aborde distorções de corrente, este trabalho avaliará a distorção harmônica total de corrente ($DTC\%$) em uma perspectiva análoga à da $DTT\%$; considerando a amplitude de todas as componentes harmônicas I_h presentes na corrente além da fundamental I_1 , sendo h_{max} a máxima ordem harmônica considerada, define-se:

$$DTC\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (4.3)$$

Conforme visto nesta seção, a questão da qualidade de energia elétrica é relevante para a indústria: devem ser adotadas soluções que mitiguem ou compensem problemas relacionados a ela. Neste projeto, a conexão à rede por meio do C9C permite reduzir a emissão de harmônicos em relação aos retificadores em ponte a diodo ou tiristor e pode auxiliar na compensação de reativos. A modelagem desta estrutura será realizada a seguir.

4.2 Modelo do Conversor Conectado à Rede

O sistema retificador a ser analisado é o fonte de tensão (VSR), apresentado na [Figura 18](#). Este conversor, como visto nas Seções 2.1 e 2.2, é equivalente à parte retificadora do C9C; é conectado à rede elétrica em seus terminais trifásicos através de um filtro indutivo e associado a um banco de capacitores em sua saída CC.

Figura 18 – Diagrama esquemático do VSR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

O equacionamento nesta seção é baseado em [Fukuda \(1999\)](#), [Chen e Jin \(2007\)](#) e [Sanjuan \(2010\)](#) e assume tensão de rede ideal. Assim como no caso da modelagem do MIT, é possível adotar um referencial $\alpha\beta$ ortogonal, estacionário, com o eixo α alinhado ao eixo referente à fase a do conversor; a representação, assim, é análoga à apresentada na

Figura 12. Adotando notação fasorial e desprezando a componente zero (que é nula já que assume-se equilíbrio entre as fases), chega-se ao seguinte conjunto de equações:

$$\vec{u}_{\alpha\beta,g} = R_g \vec{i}_{\alpha\beta,g} + L_g \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,g} + \vec{u}_{\alpha\beta,s} \quad (4.4a)$$

$$C_{bar} \frac{d}{dt} U_{CC} = i_d - i_{Rbar} - i_L = i_d - \frac{U_{CC}}{R_{bar}} - i_L \quad (4.4b)$$

$$P_g = \frac{3}{2} \Re\{\vec{u}_{\alpha\beta,g} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta,g}^*\} = \frac{3}{2} (u_{\alpha,g} i_{\alpha,g} + u_{\beta,g} i_{\beta,g}) \quad (4.4c)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \Im\{\vec{u}_{\alpha\beta,g} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta,g}^*\} = \frac{3}{2} (u_{\beta,g} i_{\alpha,g} - u_{\alpha,g} i_{\beta,g}) \quad (4.4d)$$

A [Equação 4.4a](#) determina as tensões da rede $\vec{u}_{\alpha\beta,g}$ em função das correntes da rede $\vec{i}_{\alpha\beta,g}$ e das tensões de fase de saída do conversor $\vec{u}_{\alpha\beta,s}$, sendo R_g e L_g a resistência e a indutância do filtro indutivo utilizado para conectar o VSR à rede. Já a [Equação 4.4b](#) descreve o balanço de correntes no estágio CC do conversor por meio da lei de Kirchhoff, sendo C_{bar} e R_{bar} a capacitância e a resistência do *link*. Por fim, as Equações 4.4c e 4.4d indicam o cálculo das potências instantâneas.

É possível adotar um referencial tendo em vista o controle de potências ativa e reativa injetadas ou absorvidas da rede: orienta-se o eixo real do sistema ortogonal na fase a do lado da rede; desta maneira, a corrente $i_{d,g}$ estará diretamente associada à potência ativa do conversor, enquanto a corrente $i_{q,g}$ estará diretamente associada à potência reativa. Além disso, não haverá componente imaginária referente à tensão da rede, $u_{q,g} = 0$. Dessa forma, aplicando-se a [Equação 3.6](#) considerando o ângulo θ_g entre as fases do conversor e da rede, obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\vec{u}_{dq,g} = R_g \vec{i}_{dq,g} + L_g \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,g} + j\omega_g L_g \vec{i}_{dq,g} + \vec{u}_{dq,s} \quad (4.5a)$$

$$C_{bar} \frac{d}{dt} U_{CC} = i_{d,g} - \frac{U_{CC}}{R_{bar}} - i_L, \quad (4.5b)$$

sendo ω_g a frequência de operação da rede elétrica. Separando as partes real e imaginária e isolando os termos de derivada, tem-se:

$$\frac{d}{dt} i_{d,g} = -\frac{R_g}{L_g} i_{d,g} + \omega_g i_{q,g} - \frac{1}{L_g} u_{d,s} + \frac{1}{L_g} u_{d,g} \quad (4.6a)$$

$$\frac{d}{dt} i_{q,g} = -\frac{R_g}{L_g} i_{q,g} - \omega_g i_{d,g} - \frac{1}{L_g} u_{q,s} \quad (4.6b)$$

$$C_{bar} \frac{d}{dt} U_{CC} = i_{d,g} - \frac{U_{CC}}{R_{bar}} - i_L \quad (4.6c)$$

Por fim, as potências ativa e reativa na rede serão dadas por:

$$P_g = \frac{3}{2} \Re\{\vec{u}_{dq,g} \cdot \vec{i}_{dq,g}^*\} = \frac{3}{2} u_{d,g} i_{d,g} \quad (4.7a)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \Im\{\vec{u}_{dq,g} \cdot \vec{i}_{dq,g}^*\} = -\frac{3}{2} u_{d,g} i_{q,g} \quad (4.7b)$$

A tensão $\vec{u}_{dq,s}$ aplicada pelo conversor é diferente, em amplitude e fase, da tensão da rede $\vec{u}_{dq,g}$; particularmente, a amplitude de $\vec{u}_{dq,s}$ é importante para a definição da tensão nominal no lado da rede A_S , do qual dependem os valores da tensão CC no conversor, da normalização da tensão para aplicação de modulação PWM, do fator α_{mi} , entre outros. Assim, é necessário averiguar a faixa de valores alcançada pela a magnitude de $\vec{u}_{dq,s}$ de forma a definir um valor coerente com o nominal para o lado da rede. É possível reescrever a [Equação 4.5a](#) avaliando-se a condição de regime permanente, na qual a derivada das correntes da rede é nula. Isolando a tensão aplicada pelo conversor, tem-se:

$$\vec{u}_{dq,s} = u_{d,g} - R_g i_{d,g} + \omega_g L_g i_{q,g} - j(R_g i_{q,g} + \omega_g L_g i_{d,g}) \quad (4.8)$$

Pode-se manipular a [Equação 4.8](#) para equacionar o valor absoluto de $\vec{u}_{dq,s}$:

$$\begin{aligned} \|\vec{u}_{dq,s}\| &= \sqrt{u_{d,g}^2 + [R_g^2 + (\omega_g L_g)^2](i_{d,g}^2 + i_{q,g}^2) - 2u_{d,g}(R_g i_{d,g} - \omega_g L_g i_{q,g})} \\ &= \sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 \|\vec{i}_{dq,g}\|^2 - 2u_{d,g}(R_g i_{d,g} - \omega_g L_g i_{q,g})}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

sendo Z_g a impedância do filtro indutivo. Assumindo que o conversor não injetará potência ativa à rede elétrica em regime permanente, isto é, $i_{d,g} \geq 0$, é possível calcular a condição crítica na qual ocorre a maior tensão de saída a partir da [Equação 4.9](#). O procedimento adotado encontra-se no [Apêndice A](#). Assim, sendo $I_{g,max}$ a corrente máxima permitida para a rede e d_{iq} o termo de limitação da componente $i_{q,g}$ em relação a $I_{g,max}$, com $0 \leq d_{iq} \leq 1$, define-se o valor nominal de linha da tensão do conversor no lado da rede na [Equação 4.10](#).

$$A_S = \sqrt{\frac{3}{2} \left(u_{d,g}^2 + Z_g^2 I_{g,max}^2 + 2u_{d,g} I_{g,max} \left(\omega_g L_g d_{iq} - R_g \sqrt{1 - d_{iq}^2} \right) \right)} \quad (4.10)$$

Retornando às [Equações 4.6a](#) e [4.6b](#), conclui-se que há desacoplamento entre as componentes real e imaginária, a menos dos termos $\omega_g L_g$. Isto permite o controle independente das componentes ativa e reativa da potência, conforme será visto a seguir.

4.3 Controle da Tensão CC e Correntes na Rede

Conforme abordado na [seção 4.2](#), o referencial ortogonal orientado na fase a da rede permite o controle das potências P_g e Q_g através das correntes $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$. Por sua similaridade

com o FOC aplicado ao MIT, esta estratégia de controle costuma ser denominada na literatura como FOC virtual - do idioma inglês, *virtual flux oriented control* (VFOC) - ou controle orientado na tensão - do idioma inglês, *voltage oriented control* (VOC).

A Equação 4.6c indica que o controle da tensão U_{CC} está associado à componente de eixo direto da corrente da rede $i_{d,g}$; dessa forma, o controlador da tensão no *link* CC é o responsável por definir a referência $i_{d,g}^*$, a qual estabelece a potência ativa consumida ou regenerada pelo conversor, conforme a Equação 4.7a. Por outro lado, a componente de eixo em quadratura da corrente da rede não está relacionada a nenhuma outra malha externa de controle e, por isso, sua referência $i_{q,g}^*$ pode ser determinada livremente de acordo com a necessidade de compensação de potência reativa. Com base na Equação 4.7b, é possível definir a referência da corrente de quadratura da rede a partir da potência reativa necessária para compensação na rede:

$$i_{q,g}^* = -\frac{2}{3u_{d,g}}Q_g^* \quad (4.11)$$

Para sincronizar o controle com a rede, é necessário determinar o ângulo θ_g ; entretanto, ao contrário do controle do MIT, no qual o ângulo ρ é obtido por meio de relação determinada pelo modelo da máquina, não existe equação que determine diretamente θ_g . Como solução, utiliza-se um PLL para estimar a fase da rede em relação ao conversor (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017). A estrutura convencional do PLL é apresentada na Figura 19a, onde $\mathbf{u}_{abc,g}$ são tensões trifásicas medidas da rede, $\vec{u}_{dq,g}$ são as tensões no referencial ortogonal síncrono, $\omega_{g,n}$ é a frequência nominal da rede, $\hat{\omega}_g$ é a frequência estimada da rede e θ_g o ângulo entre a rede e o conversor.

Figura 19 – Diagrama de controle do PLL.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 19a, a referência para $u_{q,g}^*$ é nula porque, no referencial desejado, a componente imaginária referente à tensão da rede deve ser nula; assim, o controle atua de forma a zerar $u_{q,g}$ por meio do ajuste adequado do ângulo θ_g . Segundo Kaura e Blasko (1996), o modelo simplificado do sistema PLL é dado por um integrador com ganho igual à tensão de pico de fase da rede $u_{d,g}$; tal dependência não é desejada, uma vez que a

5 TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO C9C

De acordo com [Dorf e Bishop \(2008\)](#), um sistema de controle pode ser definido como uma interconexão de processos que formam uma configuração a qual implica em uma resposta desejada. Essencialmente, um sistema de controle em malha fechada é composto por três elementos básicos: uma planta ou processo, que é o alvo de controle e geralmente pode ser representado por um modelo matemático; um controlador, projetado de forma a oferecer ao sistema um desempenho pré-determinado; e um componente de sensoriamento, para realizar a realimentação ([ASTROM; HAGGLUND, 2006](#)).

Dentre os vários tipos de técnicas de controle existentes, dois ganham destaque neste trabalho e serão mais profundamente estudados: o controle proporcional-integral e o controle preditivo baseado em modelo.

5.1 Controle Proporcional-Integral

A técnica de controle PI possui ampla difusão na indústria. Isto se deve ao fato da possibilidade de atribuir ao sistema em malha fechada uma dinâmica estável, acrescido à propriedade de zerar o erro em regime permanente, desde que o processo seja de tipo 0 ([NISE, 2002](#)). Por isso, os controladores PI constituem a maioria dos sistemas de controle industriais ([ASTROM; HAGGLUND, 2006](#)). Além disso, são compensadores simples e funcionais, e podem ser implementados analogicamente, com circuitos eletrônicos, ou digitalmente, por meio de microcontroladores.

O controlador PI real pode ser descrito por meio de função de transferência através da [Equação 5.1](#); o diagrama de blocos correspondente é visto na [Figura 21](#). É possível obter sua Transformada-Z equivalente, conforme [Equação 5.2](#), usando aproximação trapezoidal para a integração, com taxa de amostragem T_s ([OLIVEIRA; AGUIAR; VARGAS, 2016](#)); e a [Equação 5.3](#) mostra a lei de controle discreta equivalente ([ANTONIOU, 2006](#)).

Figura 21 – Diagrama de blocos do controlador PI.

Fonte: Elaborada pelo autor.

$$C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I} \frac{1}{s} \right) = \frac{K_P s + \frac{K_P}{T_I}}{s} \quad (5.1)$$

$$C(z) = \frac{K_P}{2T_I} \left(\frac{(T_s + 2T_I)z + (T_s - 2T_I)}{z - 1} \right) \quad (5.2)$$

$$u[k] = u[k-1] + K_P \left(1 + \frac{1}{2} \frac{T_s}{T_I} \right) e[k] - K_P \left(1 - \frac{1}{2} \frac{T_s}{T_I} \right) e[k-1] \quad (5.3)$$

Nise (2002) afirma que o acréscimo do termo integrativo melhora o erro de estado estacionário, e como dito acima, caso o sistema seja de tipo 0 e tenha erro finito, a ação integral levará à resposta com erro estacionário nulo para o sistema em malha fechada. Além disso, o ajuste dos ganhos K_P e T_I possibilita obter um desempenho de regime transitório desejado. Desta forma, é possível sintetizar as duas características principais do controle proporcional-integral: zerar (ou reduzir) o erro em regime permanente; e prover ao sistema uma dinâmica de resposta transitória desejada (KHADRAOUI et al., 2014).

5.1.1 Técnicas *Anti-Windup* no Contexto de Saturação da Ação de Controle

A limitação da ação de controle é uma medida comum e muitas vezes necessária em aplicações industriais, seja pela consideração de restrições de atuadores, seja pela imposição de limites para valores de referência em sistemas de controle em cascata. De maneira geral, é possível modelar um saturador da ação de controle de acordo com a seguinte função não-linear (NETO, 2005):

$$u^*(t) = \begin{cases} U_{MIN} & , \quad u(t) < U_{MIN} \\ u(t) & , \quad U_{MIN} \leq u(t) \leq U_{MAX} \\ U_{MAX} & , \quad u(t) > U_{MAX} \end{cases} \quad (5.4)$$

Na Equação 5.4, U_{MIN} e U_{MAX} são, respectivamente, os valores mínimo e máximo admitidos para a ação de controle $u(t)$. A Figura 22 ilustra a estrutura final de um sistema de controle genérico com elemento saturador.

Figura 22 – Diagrama de blocos do controle com elemento saturador da ação de controle.

Fonte: Elaborada pelo autor.

O uso de elementos saturadores pode causar problemas quando o controlador possui termo integrador. Segundo Oliveira, Aguiar e Vargas (2016), a saturação do sinal de controle faz com que o erro demore mais a chegar em zero; isso leva a um aumento da componente integral, e por consequência, a ação de controle também aumenta (o que, porém, não é visto pelo processo a ser controlado, por causa da saturação). O crescimento do termo integral só é interrompido quando o erro muda de sinal, entretanto, dado que a ação de controle alcançou valores extremamente elevados, o efeito desejado de redução demorará a ocorrer; por conseguinte, a dinâmica do processo controlado ocorrerá de forma mais lenta do que a projetada. A esse fenômeno dá-se o nome de *windup*.

Uma vez que o termo integrativo é a causa raiz do *windup*, as soluções para este problema costumam atuar neste componente específico do controlador. Em sua revisão sobre técnicas *anti-windup*, Neto (2005) cita oito métodos: *back-calculation*, referência realizável, integração condicional, método de Visioli, integração limitada, *back-calculation* alternativo, *back-calculation* modificado e PID acrescido de *feedforward*.

Por sua simplicidade de implementação em ambiente digital, será adotada neste trabalho, em todos os laços de controle que contam com controladores PI, a integração condicional, na qual aplica-se o termo integral apenas quando não há saturação da ação de controle. O limiar da integração condicional e_{lim} pode ser obtido durante a etapa de projeto dos controladores ou estabelecido indiretamente através da avaliação de saturação durante a execução do controle PI. Fora da região de atuação da componente integrativa do controle, é aplicada uma ação de controle próxima à máxima permitida, conforme apresentado na Equação 5.5; isto garante uma dinâmica rápida para o processo dentro dos limites construtivos do projeto.

$$u^*(t) = \begin{cases} U_{MIN} & , \quad e(t) < -e_{lim} \\ u(t) & , \quad -e_{lim} \leq e(t) \leq e_{lim} \\ U_{MAX} & , \quad e(t) > e_{lim} \end{cases} \quad (5.5)$$

5.1.2 Aplicação do Controle PI ao C9C

O uso dos controladores PI é a solução convencional para o controle do MIT e das variáveis de rede; para isso, basta inserir estes controladores nos respectivos diagramas da Figura 14 e da Figura 20. Além disso, devido ao uso do C9C, deve-se ter cuidado na geração dos sinais de ativação dos dispositivos semicondutores, de acordo com o que foi abordado na subseção 2.2.1 e é sintetizado a seguir:

- a) **Chaves superiores Q1, Q4 e Q7:** São aplicados os resultados da comparação positiva entre os sinais de referência $u_{JS,ref}$ do bloco superior (retificador, conectado à rede) e a portadora;
- b) **Chaves inferiores Q3, Q6 e Q9:** São aplicados os resultados da comparação

negativa entre os sinais de referência $u_{JI,ref}$ do bloco inferior (inversor, conectado ao MIT) e a portadora;

- c) **Chaves intermediárias Q2, Q5 e Q8:** São aplicados os resultados da operação lógica XOR entre as chaves superiores e inferiores de cada braço.

O ajuste dos ganhos K_P e T_I com o intuito de obter um desempenho de regime transitório satisfatório pode ser feito empiricamente ou projetado com base nos modelos do sistema a ser controlado. Ambas as estratégias podem chegar ao mesmo desempenho transitório, entretanto, o uso dos modelos do MIT, do *link* CC e da rede tornam o ajuste mais rápido. Neste trabalho, será adotado o projeto com base na alocação dos polos e zeros do sistema em malha fechada (DORF; BISHOP, 2008) utilizando os modelos de processo abordados no Capítulo 3 (motor) e na seção 4.2 (rede). A seguir, será detalhado o procedimento para o projeto dos controladores PI, e posteriormente, na seção 6.4, serão apresentados os critérios de dinâmica para cada um dos laços de controle e os ganhos determinados para satisfazer a dinâmica desejada.

5.1.2.1 Controle PI Aplicado ao MIT

O modelo linearizado do MIT, visto em forma de diagrama de blocos na Figura 15 (componente de eixo direto) e na Figura 16 (componente de eixo em quadratura) é o utilizado para projetar os controladores de corrente, de fluxo magnético de rotor e de velocidade. O projeto dos controladores PI inicia-se pela malha interna do MIT, que é a de corrente, passando posteriormente às malhas externas do fluxo concatenado de rotor (através da corrente de magnetização) e da velocidade.

5.1.2.1.1 Projeto do Controlador para a Malha Interna de Corrente de Estator

Os processos referentes às componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator do MIT, $i_{d,1}$ e $i_{q,1}$, são idênticos, então o mesmo controlador pode ser utilizado para ambos. A função de transferência equivalente é:

$$\frac{I_{d,1}}{U_{d,1}} = \frac{I_{q,1}}{U_{q,1}} = \frac{1}{\sigma L_1 s + R_1} \quad (5.6)$$

A Figura 23 mostra a representação desta malha de controle em diagrama de blocos; nela, o processo a ser controlado é a função de transferência da Equação 5.6, enquanto o controle PI, com ganhos $K_{P,i1}$ e $T_{I,i1}$, é aplicado com o intuito de fornecer uma dinâmica apropriada à função de transferência de malha fechada $G_{MF,i1}$.

O requisito mínimo para o desempenho das correntes é que elas sejam, pelo menos, dez vezes mais lentas que a taxa de amostragem T_s adotada pelo microcontrolador e dez vezes mais rápidas que as variáveis das malhas externas - fluxo magnético e velocidade. É

Figura 23 – Diagrama do controle da malha interna de corrente do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

possível estimar o tempo de resposta em malha aberta das malhas externas através das suas respectivas equações dinâmicas ou por meio de testes experimentais, e em seguida, a partir do valor mínimo entre elas, estabelecer o valor alvo para o desempenho das correntes.

- Para o fluxo do rotor, é possível utilizar a constante de tempo $T_2 = L_2/R_2$, com base na [Equação 3.12c](#);
- Para a velocidade, pode-se adotar a dinâmica de partida da máquina em malha aberta, cujo tempo de acomodação pode ser obtido experimentalmente.

Relembra-se que, na implementação experimental do controle, é necessário acrescentar os termos de desacoplamento à tensão resultante do controlador através da [Equação 3.18](#), uma vez que a aplicação do controle PI assume o modelo linear da máquina.

5.1.2.1.2 Projeto do Controlador para a Malha Externa de Corrente de Magnetização

Com o projeto do controle da malha interna já realizado, o próximo passo é determinar os controladores das malhas externas. Para a corrente de magnetização, tem-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{I_{m2}}{I_{d,1}} = \frac{1}{T_2 s + 1} \quad (5.7)$$

É necessário lembrar, porém, que deve-se analisar o desempenho do sistema considerando a malha fechada da corrente de estator. A [Figura 24](#) mostra que o processo a ser controlado é o indicado na [Equação 5.7](#) em série com $G_{MF,i1}$; e o controlador PI, com ganhos $K_{P,im2}$ e $T_{I,im2}$, é projetado de acordo com a dinâmica desejada para a corrente de magnetização (ou, em outras palavras, para o fluxo concatenado do rotor da máquina) no sistema em malha fechada $G_{MF,im2}$.

Em geral, a dinâmica desejada para a corrente de magnetização é a que respeita uma resposta dez vezes mais lenta do que a da corrente de estator. Uma vez que o projeto do controle da malha interna já considerou o tempo de resposta da corrente de magnetização

Figura 24 – Diagrama do controle da malha externa de corrente de magnetização do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

em malha aberta através da constante de tempo T_2 , pode-se adotar como desempenho desejado para esta malha externa um tempo de subida na ordem de T_2 .

5.1.2.1.3 Projeto do Controlador para a Malha Externa de Velocidade

O projeto do controle de velocidade é análogo ao da corrente de magnetização. Considerando que o torque de carga é analisado como uma perturbação à dinâmica da velocidade, o processo pode ser equacionado através da seguinte função de transferência:

$$\frac{\Omega_m}{I_{q,1}} = \frac{\frac{3pL_H^2}{2L_2J} i_{m2}^*}{s + \frac{K_D}{J}} \quad (5.8)$$

O valor adotado para a corrente de magnetização i_{m2}^* é o nominal, já que o IFOC assume que o fluxo magnético se estabiliza antes da partida da máquina (de forma análoga à do motor CC com excitação independente). Novamente, deve-se lembrar que o desempenho do sistema é analisado considerando a malha fechada da corrente $i_{q,1}$, como se vê na [Figura 25](#). Por fim, o controlador PI, com ganhos $K_{P,\omega m}$ e $T_{I,\omega m}$, é projetado de acordo com a dinâmica desejada para a velocidade do motor no sistema em malha fechada $G_{MF,\omega m}$.

Figura 25 – Diagrama do controle da malha externa de velocidade do MIT.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o projeto do controle de velocidade, dois aspectos devem ser considerados: as dinâmicas na partida e em perturbações de torque; ambos os casos devem respeitar uma resposta mais lenta do que a da corrente de estator do MIT. A condição de partida em malha aberta, conforme avaliado na [subseção 5.1.2.1.1](#), respeita os requisitos, sendo uma possível referência para o controle em malha fechada. Quanto às perturbações no torque, é necessário considerar a relação de compromisso entre uma dinâmica rápida para retornar à velocidade de referência e um aumento na corrente requerida pelo controle.

5.1.2.2 Controle PI Aplicado à Rede e à Tensão CC

O projeto dos controladores PI para o bloco retificador é análogo ao realizado para o MIT: parte-se da [Equação 4.6](#), que descreve o modelo dinâmico do bloco retificador no referencial da tensão da rede; é importante salientar que o projeto considerará o sistema desacoplado, ou seja, neste momento são descartados os termos de desacoplamento. Novamente, o projeto dos controladores inicia-se pela malha interna de corrente da rede, e após, realiza-se o projeto referente à malha externa da tensão CC do conversor.

5.1.2.2.1 Projeto do Controlador para a Malha Interna de Corrente da Rede

Os processos referentes a $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$ são idênticos, então será utilizado o mesmo controlador para ambos. A função de transferência equivalente é:

$$\frac{I_{d,g}}{U_{d,s}} = \frac{I_{q,g}}{U_{q,s}} = \frac{1}{L_g s + R_g} \quad (5.9)$$

A [Figura 26](#) indica, em forma de diagrama de blocos, a representação desta malha de controle: deseja-se controlar o processo com função de transferência apresentada na [Equação 5.9](#) através de um controlador PI com ganhos $K_{P,ig}$ e $T_{I,ig}$, projetado para dar a dinâmica desejada ao sistema em malha fechada $G_{MF,ig}$.

Figura 26 – Diagrama do controle da malha interna de corrente da rede.

Fonte: Elaborada pelo autor.

O requisito para a dinâmica das correntes da rede é que elas sejam, pelo menos, dez vezes mais lentas que a taxa de amostragem T_s adotada pelo microcontrolador e dez vezes

mais rápidas que a variável de malha externa, que é a tensão do *link* CC. [Sanjuan \(2010\)](#), [Wang, Zhang e Cai \(2012\)](#) utilizaram com sucesso, respectivamente, dinâmicas de resposta dez vezes e vinte vezes mais lentas do que T_s para as componentes da corrente da rede. Uma outra possibilidade, utilizada por [Granza \(2014\)](#), consiste em adotar a constante de tempo $T_g = L_g/R_g$ como referência para a dinâmica da corrente.

É importante ressaltar que, na implementação experimental do controle, deve-se acrescentar os termos de acoplamento, indicados na [Equação 4.12](#), à tensão resultante do controlador, uma vez que a aplicação do controle PI assume o modelo linear da rede.

5.1.2.2.2 Projeto do Controlador para a Malha Externa da Tensão CC do Conversor

O projeto do controlador da tensão do *link* CC é subsequente ao da malha de corrente da rede. Abordando i_L como uma perturbação à dinâmica de U_{CC} , tem-se:

$$\frac{U_{CC}}{I_{d,g}} = \frac{1}{C_{bar}s + \frac{1}{R_{bar}}} \quad (5.10)$$

Neste caso, também é necessário analisar o desempenho do sistema considerando a malha fechada da corrente $i_{d,g}$. A [Figura 27](#) apresenta o sistema de controle da tensão CC, no qual o processo a ser controlado é o indicado na [Equação 5.10](#) em série com $G_{MF,ig}$, e o controlador PI, com ganhos $K_{P,Ucc}$ e $T_{I,Ucc}$, é projetado de acordo com a dinâmica desejada para a tensão do *link* CC no sistema em malha fechada $G_{MF,Ucc}$.

Figura 27 – Diagrama do controle da malha externa da tensão CC.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o projeto do controle da tensão CC do conversor, consideram-se dois aspectos: as dinâmicas no carregamento e em perturbações de corrente de carga; ambos os casos devem ser pelo menos dez vezes mais lentos do que a corrente da rede. A inserção de carga é particularmente importante porque a correta operação do conversor depende da manutenção da tensão CC em seu valor estipulado; por isso, ao avaliar a relação de compromisso entre uma dinâmica rápida para retornar à tensão de referência e um aumento na corrente requerida pelo controle, deve-se ponderar também que a tensão precisa ter uma dinâmica mais rápida do que as malhas externas do MIT.

5.2 Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)

O controle preditivo baseado em modelo refere-se a uma classe de técnicas avançadas de controle baseada na predição de estados futuros do processo a ser controlado. Introduzido no fim da década de 1970, os primeiros relatos de seu uso aplicaram-se a processos da indústria química (RICHalet et al., 1978; CUTLER; RAMAKER, 1980), os quais, por serem lentos, permitiram conciliar a alta carga computacional exigida pelo MPC aos limites tecnológicos da época. Entretanto, com os recentes avanços na área da computação, foi possível aplicar técnicas de MPC a diversos outros processos, inclusive na área de eletrônica de potência e acionamento de máquinas elétricas (RODRÍGUEZ et al., 2012).

O objetivo principal do MPC é determinar uma ação de controle ótima através da minimização de uma função custo baseada na predição de estados futuros do processo a ser controlado, usando, para isto, o modelo matemático desse processo (PEREIRA, 2019); percebe-se, então, que o MPC é altamente dependente do modelo da planta. Podem ser preditos os estados de um ou mais períodos de controle futuros, o que determina o horizonte de predição adotado. Entretanto, apesar dos cálculos referentes a todo o horizonte, ressalta-se que apenas o valor referente à próxima ação de controle é aplicado.

Em relação à natureza, as estratégias do MPC podem ser classificadas como contínuas ou discretas. O MPC contínuo (do idioma inglês *continuous control set* (CCS-MPC)) considera o modelo contínuo do processo a ser estudado de forma que o conjunto de ações de controle avaliadas também é contínuo; por isso, é necessário usar moduladores para sua aplicação (LEON et al., 2016). Apesar de manter a frequência de chaveamento do conversor constante, existe a dificuldade de operar com o modelo completo, o que aumenta a complexidade (e, conseqüentemente, o custo computacional) (PEREIRA, 2019).

Já o MPC discreto, formalmente conhecido como controle preditivo baseado em um conjunto de soluções finitas (do idioma inglês *finite control set* (FCS-MPC)) considera um conjunto finito de possibilidades de ação de controle, sendo mais apropriado aos conversores de eletrônica de potência, já que há um número finito de estados de chaveamento dos conversores (RODRIGUEZ; CORTÉS, 2012). O FCS-MPC, então, prediz os estados futuros utilizando apenas este conjunto restrito, solucionando o problema de otimização do MPC através de um algoritmo de busca (PÉREZ-GUZMÁN; RIVERA; WHEELER, 2020).

Duas desvantagens do FCS-MPC apontadas por Geyer (2011) são a unicidade da tensão aplicada dentro do período de controle e a possibilidade da ocorrência de frequência de chaveamento variável, já que, havendo ou não mudança nos estados de chaveamento, as chaves podem manter seu estado entre vários períodos de controle; segundo Rodríguez et al. (2007), a frequência de chaveamento em regime equivale de um quarto a um quinto da frequência adotada para o controle. Outra dificuldade é que o FCS-MPC exige que os cálculos de otimização sejam feitos em tempo real, ao contrário do CCS-MPC

(RODRIGUEZ; CORTÉS, 2012; WRÓBEL; SERKIES; SZABAT, 2020); por isso, a versão discreta do MPC costuma ser limitada a horizontes de predição mais curtos em aplicações de eletrônica de potência. De fato, exemplos presentes na literatura utilizam um horizonte de predição unitário e mesmo nesta situação os resultados mostram-se promissores, o que ressalta a atratividade desta estratégia (ECHEVERRÍA, 2012; VARGAS et al., 2007).

Na perspectiva de aplicação ao acionamento de máquinas de indução e eletrônica de potência, existem duas estratégias principais para o FCS-MPC: o controle preditivo de torque baseado em modelo - do idioma inglês, *model predictive torque control* (MPTC-FCS-MPC) - que controla diretamente torque e fluxo, à semelhança da estratégia de controle direto de torque; e o controle preditivo de corrente - do idioma inglês, *predictive current control* (PCC-FCS-MPC), que se assemelha ao FOC, realizando o controle das correntes em referencial ortogonal (GUAZZELLI et al., 2019b). Segundo Wang et al. (2015), a primeira estratégia apresenta melhores resultados em relação à ondulação de torque, enquanto o segundo apresenta melhor qualidade na corrente. Neste trabalho, para uma comparação direta com o FOC, adotar-se-á o controle preditivo de corrente (PCC-FCS-MPC), que será melhor explanado na próxima seção.

5.2.1 O Controle Preditivo de Corrente

O procedimento de projeto para o FCS-MPC envolve basicamente três etapas (PEREIRA, 2019): a modelagem do conversor, de forma a mapear todas as suas possíveis saídas; a modelagem discreta da(s) carga(s) conectada(s) ao conversor, seja(m) ativa(s) ou passiva(s); e o estabelecimento de uma função custo que possa refletir corretamente o comportamento desejado para o sistema em malha fechada. A primeira etapa foi discutida na subseção 2.2.1.2, onde o C9C foi modelado na abordagem vetorial; na subseção 5.2.2, esta base será aplicada ao controle preditivo. A segunda etapa envolve a modelagem do MIT e da rede, apresentadas, respectivamente, no Capítulo 3 e na seção 4.2; é necessário, porém, realizar a discretização, para a qual há vários métodos presentes na literatura (OLIVEIRA; AGUIAR; VARGAS, 2016). Para sistemas de baixa ordem, por simplicidade, costuma-se adotar o método *Forward-Euler* para aproximar derivadas pela subtração entre o estado futuro $x[k + 1]$ e o atual $x[k]$:

$$\frac{d}{dt}x(t) \approx \frac{x[k + 1] - x[k]}{T_s} \quad (5.11)$$

A formalização dos modelos discretizados é apresentada no Apêndice B. Por fim, as equações de predição da corrente de estator do MIT e da corrente da rede são apresentadas, respectivamente, na Equação 5.12 e na Equação 5.13, onde as variáveis estimadas apresentam identificação com circunflexo e os estados a serem testados possuem o subscrito m . Percebe-se que, para o PCC-FCS-MPC, é usado o referencial estacionário

$\alpha\beta 0$, pela facilidade de análise das tensões do conversor.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\alpha\beta 0,1}[k+1] = & \left\{ 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left[\frac{R_1}{L_1} + (1-\sigma) \frac{R_2}{L_2} \right] \right\} \vec{i}_{\alpha\beta 0,1}[k] \\ & + T_s \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_H} \right) \left(\frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m[k] \right) \vec{\psi}_{\alpha\beta 0,2}[k] + \frac{T_s}{\sigma L_1} \vec{u}_{\alpha\beta 0,1,m}[k] \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\hat{i}_{\alpha\beta 0,g}[k+1] = \left(1 - T_s \frac{R_g}{L_g} \right) \vec{i}_{\alpha\beta 0,g}[k] + \frac{T_s}{L_g} \left(+ \vec{u}_{\alpha\beta 0,g}[k] - \vec{u}_{\alpha\beta 0,s,m}[k] \right) \quad (5.13)$$

Destaca-se também a necessidade da compensação de *delay* (CORTÉS et al., 2012). Uma vez que a aplicação das tensões pelo conversor não ocorre instantaneamente na implementação do FCS-MPC, as medições realizadas são referentes à ação de controle $\vec{u}[k-2]$. A compensação de *delay* propõe a utilização das Equações 5.12 e 5.13 com a última tensão determinada $\vec{u}[k-1]$ para estimar as variáveis necessárias no instante $[k]$, e então prossegue-se com a predição das variáveis em $[k+1]$.

Já o estabelecimento da função custo é relacionado diretamente à estratégia de controle. Conforme abordado anteriormente, será adotado o controle preditivo de corrente; desta forma, a função custo é modelada em termos do erro da corrente. Assim, desconsiderando possíveis parâmetros de ponderação (por exemplo, relacionados ao fator de compromisso entre a precisão do acompanhamento da referência e a garantia de manutenção da frequência de chaveamento (GEYER, 2011)), a função custo a ser minimizada pode ser descrita por:

$$g_m = (i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha,m}[k+1])^2 + (i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta,m}[k+1])^2, \quad (5.14)$$

sendo i_{α}^* , i_{β}^* as referências de corrente (do motor ou da rede), definidas pelos controladores PI das malhas externas; e $\hat{i}_{\alpha,m}[k+1]$, $\hat{i}_{\beta,m}[k+1]$ cada uma das correntes preditas para os m estados de chaveamento do conversor no instante $[k+1]$, ou seja, posterior ao estado atual em T_s . Como é usado o quadrado da norma do vetor erro da corrente, a minimização da função custo implica na minimização do erro da corrente futura (KARAMANAKOS; GEYER; KENNEL, 2018).

Com as considerações anteriores, é possível representar as novas estruturas de controle baseadas nas Figuras 14 e 20 mas considerando as peculiaridades do PCC-FCS-MPC, o que faz com que os diagramas sejam modificados conforme apresentado nas Figuras 28 e 29. Nota-se que, para as malhas externas, é mantido o uso de controladores convencionais, como o PI. A determinação dos sinais de acionamento $\mathbf{s}$ é realizada a partir do mapeamento prévio das saídas do conversor frente às suas possíveis condições de chaveamento. Tal análise aplicada ao C9C foi vista na subseção 2.2.1.2, e com base nela, discutir-se-á a seguir a implementação do FCS-MPC no C9C.

5.2.2 Aplicação do MPC ao C9C

O C9C tem sido alvo de pesquisas tendo em vista o uso de técnicas de controle preditivo, mais especificamente o FCS-MPC. Apesar da presença de duas saídas trifásicas, em geral tem-se adotado uma função custo única para o C9C; na literatura, foi validado o uso desta estratégia, denominada concentrada, para o acionamento de duas cargas genéricas através de um filtro LC (GULBUDAK; SANTI, 2015), cuja função custo considerou o erro da tensão no capacitor do filtro; para uma carga conectada à rede, analogamente ao B2B (LEE; HENG; ROSLAN, 2017), na qual a função custo avaliou o erro das potências ativa e reativa na rede e das correntes α e β na carga (semelhantemente ao PCC-FCS-MPC); para o acionamento de duas máquinas elétricas de indução (GULBUDAK; GOKDAG, 2018), onde se aplicou o MPTC-FCS-MPC; para um conversor fonte de corrente equivalente ao C9C alimentando duas cargas genéricas através de um filtro LC (GAO; WU; XU, 2017), cuja função custo avaliou o erro da corrente, e num condicionador de qualidade de energia (JAYAN; GHAS, 2019). A modelagem concentrada do C9C avalia todas as possibilidades de estados para cada braço do conversor. Com base na análise feita na subseção 2.2.1.2, são contabilizadas 27 posições de chaveamento para o C9C, cujas tensões de saída foram apresentadas na Tabela 1.

O número elevado de posições de chaveamento do C9C eleva o custo computacional exigido nas predições dos estados futuros e minimização da função custo, o que pode trazer dificuldades de implementação do FCS-MPC em frequências de controle elevadas. Por isso, recentemente surgiram linhas de pesquisa interessadas na redução das posições de chaveamento do C9C. Gulbudak e Santi (2015), por exemplo, sugerem utilizar apenas os grupos Zero, Superior Ativo e Inferior Ativo da Tabela 1, já que todas as tensões possíveis para as saídas trifásicas são alcançadas pelos integrantes destes três grupos; com esta escolha, reduz-se a quantidade de posições avaliadas de 27 para 15. Já Guazzelli et al. (2018) e Gulbudak e Gokdag (2019) sugerem a adoção de duas funções custo distintas para cada uma das saídas trifásicas do conversor. Nesta modelagem, denominada desacoplada, o C9C é visto como um conjunto de dois conversores que operam separadamente; de fato, a cada período de controle, os blocos se alternam no fornecimento de tensão à sua respectiva saída, enquanto o outro bloco aplica tensão nula aos seus terminais. Como resultado, cada uma das estruturas é modelada à semelhança de um conversor fonte de tensão (inversor ou retificador), tendo associada a si sete posições. Dessa forma, totalizam-se 14 estados de chaveamento para operação do C9C em vez de 27.

6 APRESENTAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS EXPERIMENTAIS

A bancada experimental utilizada no desenvolvimento deste trabalho é apresentada na [Figura 30](#) (acionamento) e [Figura 31](#) (motores). Todos os equipamentos da bancada e os instrumentos de medição utilizados foram projetados ou adquiridos pelo Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência – LACEP/SEL/EESC/USP. A seguir os principais elementos que compõem essa bancada serão detalhados a partir de suas características e parâmetros construtivos.

Figura 30 – Bancada experimental para os testes do C9C: Acionamento e controle.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 31 – Bancada experimental para os testes do C9C: Motores.

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.1 Elemento de Processamento de Dados e Controle

A aplicação de estruturas de controle em meio digital é extremamente útil quando a complexidade do processo ou da técnica de controle dificulta a implementação por meio de dispositivos analógicos (OLIVEIRA; AGUIAR; VARGAS, 2016). Os sistemas a serem controlados neste trabalho exigem um número elevado de operações matemáticas, sejam lineares (aplicação dos termos de acoplamento) ou não (mudanças de coordenadas que envolvem operações de seno e cosseno), o que sugere a adoção da implementação digital das estruturas de controle através de um microcontrolador.

O elemento responsável pelo tratamento de dados adquiridos e pelo controle da bancada é o microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments. Esta é uma unidade de dois núcleos de 32-bit com frequência nominal de 200 MHz e que conta com Unidade de Ponto Flutuante de precisão simples e Unidade Matemática Trigonométrica, recursos úteis em operações de transformação de coordenadas e no controle de grandezas elétricas (TI, 2020c). Além disso, possui dois co-processadores de controle, denominados Aceleradores de Lei de Controle, que são unidades matemáticas independentes que também operam em 200 MHz com Unidade de Ponto Flutuante e podem executar algoritmos de controle independentemente dos núcleos principais (TI, 2020c). Esta capacidade de processamento permite a execução de todos os códigos necessários na frequência adotada para o controle, $f_s = 18$ kHz.

Este microcontrolador é parte do *kit* de desenvolvimento LaunchPad™ LAUNCHXL-F28379D, o qual permite o acesso aos diversos periféricos contidos no TMS320F28379D por meio de conectores e *pin headers*. Suas principais características são (TI, 2018):

- a) Conexão USB isolada para programação do microcontrolador e depuração em tempo real, além da possibilidade de alimentação externa;
- b) botões e LEDs programáveis através da configuração via *software* dos pinos de entrada e saída (ES) digital de propósito geral;
- c) quatro módulos independentes de conversores analógico-digitais (AD) com resoluções configuráveis de 12-bit ou 16-bit totalizando até 16 entradas em modo individual ou oito entradas em modo diferencial;
- d) dois módulos acessíveis de conversores digital-analógicos (DA) de 12-bit;
- e) duas interfaces para conexão de *encoder* em 5 V;
- f) oito módulos geradores de PWM acessíveis dentre doze fornecidos pelo microcontrolador, com contadores de 16-bit e duas saídas independentes cada; dentre eles, dois módulos possuem filtro RC em sua saída, permitindo configuração como interface digital-analógica.

A Texas Instruments fornece dois *softwares* para suporte à programação do TMS320F28379D. O C2000Ware consiste em um conjunto extenso de *drivers*, bibliotecas e exemplos que abrange todos os *kits* da família C2000, incluindo o LAUNCHXL-F28379D (TI, 2020a); já o *Code Composer Studio* IDE (CCS) é o ambiente de desenvolvimento integrado que possui interface de programação para edição dos códigos-fonte (geralmente em C++ ou *Assembly*), ferramentas de compilação e depuração em tempo real (TI, 2020b).

Foi desenvolvido um módulo de expansão, apresentado na Figura 32, para simplificar a conexão dos sensores e do sistema de acionamento do conversor. Ele possui encaixe apropriado para o *kit* de desenvolvimento utilizado, possibilita conexão e alimentação dos dois *encoders* e de doze entradas analógicas do microcontrolador, oferece as saídas de PWM já isoladas opticamente e permite acesso facilitado às portas de ES digitais – contando com dois botões extras implementados para uso geral.

Figura 32 – Módulo de conexão para o *Kit* de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2 Elementos de Potência

O C9C e os componentes a ele conectados através dos seus terminais trifásicos e do terminal CC estão sujeitos a elevadas tensões e correntes. As grandezas elétricas e mecânicas relacionadas a estes elementos (correntes da rede, tensão do *link* CC, correntes do estator e velocidade mecânica do MIT) são controladas através das tensões aplicadas

pelo C9C. A Figura 33 mostra, através de um diagrama trifilar, a disposição de cada um dos elementos que compõem o circuito de potência, cujas características e parâmetros serão apresentados a seguir.

Figura 33 – Diagrama trifilar referente ao circuito de potência adotado na bancada.

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2.1 Conversor

O C9C implementado em bancada é apresentado na Figura 34 e é composto por uma placa base e seis placas que constituem os três braços do conversor. Seu desenvolvimento e implementação levou em consideração os circuitos auxiliares que devem fornecer as funcionalidades necessárias para a correta operação do conversor, acondicionando-os em placa de circuito impresso.

A placa base é responsável por conduzir os sinais de chaveamento gerados pelo microcontrolador aos braços do conversor. As funcionalidades nela implementadas são:

- Adequação dos níveis de corrente de entrada e saída nos sinais de PWM com o uso de *buffers*;
- proteção contra curto-circuitos no estágio CC do conversor na situação de acionamento deliberado das três chaves de um braço;
- dead time* de 1 μ s implementado em *hardware*;
- alimentação em 5 V e 12 V para os componentes da placa base e dos braços;
- conexão para o *link* CC e para os terminais trifásicos.

Figura 34 – Estrutura experimental do conversor de nove chaves.

Fonte: Elaborada pelo autor.

As placas referentes aos braços do C9C contêm os circuitos necessários para o acionamento dos nove IGBTs que compõem o conversor. O componente central do circuito de acionamento é o *driver* IR2113 (IR, 2019), enquanto o modelo de chave adotada é o IGBT IRG7PH42UD, o qual suporta tensão reversa de 1200 V (IR, 2009). É possível verificar na Figura 34 que foram usadas duas placas para implementar, de fato, um braço do conversor; as conexões necessárias entre as placas de forma a formar cada um dos três braços do conversor são feitas por meio da placa base.

6.2.2 Motor de Indução

Conforme indicado no Capítulo 1, o tipo de carga adotado neste trabalho é o MIT tipo gaiola de esquilo, no qual o rotor, formado por barras de metal, é curto-circuitado por meio de um anel rígido também metálico, de forma que $u_2 = 0$. A máquina utilizada em bancada teve seus enrolamentos de estator rebobinados de forma a ajustar sua tensão nominal de linha para 127 V; esta redução permite que a tensão do *link* CC seja menor do que no caso nominal padrão da máquina, com tensão de linha de 220 V, como se pode comprovar a partir da Equação 2.6 ou da Equação 2.10.

A aplicação das técnicas de controle propostas para este trabalho, seja no projeto dos controladores PI, seja na predição de estados futuros no FCS-MPC, exige o conhecimento dos parâmetros do MIT, os quais foram estimados experimentalmente através do método proposto por Couto (1996) e são vistos na Tabela 3. Apesar de a tensão nominal do MIT ser $u_{1,RMS} = 127$ V, a tensão nominal para o bloco inferior do C9C, onde é conectada a máquina, será menor, devido a limitações na tensão de operação da bancada: $A_I = 74$ V.

Tabela 3 – Parâmetros do MIT utilizado.

PARÂMETROS NOMINAIS	
Tensão nominal de linha $u_{1,RMS}$	127 V
Frequência da rede f_0	60 Hz
Potência nominal P_{nom}	1,5 HP
Corrente de fase de pico a carga nominal $i_{1,nom}$	13 A
Corrente máxima permitida nos experimentos $I_{1,max}$	9 A
Corrente de magnetização nominal i_{m2}^*	7 A
Fator de potência a carga nominal $f_{p_{nom}}$	0,68
PARÂMETROS ELÉTRICOS	
Resistência do estator R_1	0,8088 Ω
Indutância do estator L_1	33,10 mH
Resistência do rotor R_2	0,2648 Ω
Indutância do rotor L_2	33,10 mH
Indutância mútua L_H	29,5 mH
PARÂMETROS MECÂNICOS	
Momento de Inércia J	0,004060 kg m ²
Coefficiente de atrito dinâmico K_D	0,00016698 N m s
Pares de polos p	2

Fonte: Elaborada pelo autor.

O motor principal é acoplado mecanicamente a um segundo MIT, conforme se vê na [Figura 31](#). A segunda máquina é utilizada como fonte de torque, de forma a validar a estratégia de controle para condições com carga. Seu acionamento é feito através do inversor SPCIT 450-60-50 da Supplier, cujo controle é realizado também por meio do microcontrolador, através de um dos co-processadores de lei de controle.

6.2.3 Elementos de Conexão à Rede

A conexão do C9C à rede, conforme discutido na [seção 4.2](#), é realizada através de um filtro indutivo. O conhecimento dos seus valores de resistência e indutância é essencial para o projeto dos controladores PI, a aplicação das equações de desacoplamento e a predição de estados futuros de corrente da rede na aplicação do FCS-MPC. Tais dados são apresentados na [Tabela 4](#).

Tabela 4 – Parâmetros do filtro utilizado.

Parâmetro elétrico	Valor aferido
R_g	167 m Ω
L_g	8,5 mH

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como indicado na [Figura 33](#), a conexão trifásica disponível no laboratório é de 220 V. Para reduzir a tensão do *link* CC, adotou-se um Variac trifásico, potência nominal de 9 kVA, com o intuito de manter a tensão da rede em 50 V. Dado este valor de tensão, os parâmetros do filtro indutivo e sabendo que a amplitude das correntes da rede é limitada em $I_{g,max} = 10$ A (com o fornecimento de corrente de eixo em quadratura limitado a 70% deste valor), é possível determinar a tensão nominal aplicada pelo conversor em seu terminal superior, referente à conexão à rede elétrica, através da [Equação 4.10](#): $A_S = 81,5$ V.

6.2.4 Banco de Capacitores

O dimensionamento dos elementos do *link* CC é essencial para a correta operação do conversor. Os pontos apresentados na [subseção 2.2.1](#) a respeito do nível de tensão CC do C9C precisam ser levados em conta durante o dimensionamento do banco de capacitores.

Conhecendo-se os valores nominais de tensão nos terminais superior A_S e inferior A_I , a tensão de operação do *link* CC para o caso sem uso da razão de distribuição de utilização de tensão é determinada, por meio da [Equação 2.6](#), em 230,6 V: este é o valor máximo de regime que deve ser adotado como referência para o presente trabalho. Deve-se lembrar que, em geral, será utilizado o fator α_{mi} com o intuito de reduzir a tensão CC, de acordo com a [Equação 2.10](#); entretanto, o projeto do banco de capacitores e demais componentes da bancada deve considerar este valor máximo.

O banco de capacitores responsável pelo fornecimento de tensão CC ao conversor é composto de oito capacitores de 1500 μ F e 450 V associados com o intuito de suportar tensões CC de até 900 V. Quatro resistores de 22 k Ω e 10 W, associados entre si, foram agregados ao conjunto de capacitores para auxiliar na dinâmica, especialmente no descarregamento. Como a resistência e a capacitância do *link* CC são importantes para a aplicação do controle na bancada, estes valores foram aferidos experimentalmente por meio da curva de decaimento ([ALEXANDER; SADIKU, 2003](#)); dessa forma, os parâmetros obtidos estão indicados na [Tabela 5](#). A resistência indicada é inferior aos 22 k Ω porque há a associação em paralelo entre os resistores do *link* CC e os dos sensores de tensão CC, que totalizam 30 k Ω .

Tabela 5 – Parâmetros do banco de capacitores.

Parâmetro elétrico	Valor aferido
R_{bar}	12,5 k Ω
C_{bar}	662,3 μ F

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2.5 Elementos de Secção do Circuito

A operação da bancada deve ser segura a ponto de garantir sua conexão e desconexão da rede de forma simples e rápida, inclusive em condições de emergência. Além disso, durante os testes, pode ser necessário realizar manobras de forma a isolar determinadas seções do sistema, por exemplo, na verificação isolada do funcionamento dos ramos referentes à conexão com a rede e com o MIT.

A conexão do sistema com a rede elétrica é feita através de uma chave contatora, modelo CWM9 10E, da WEG. O arranjo dos botões de acionamento da bancada foi desenvolvido de forma a permitir tanto uma ligação normal através de um botão liga/desliga como o desligamento emergencial por meio de um botão cogumelo com trava.

A partir da chave contatora, saem dois ramos: o primeiro é direcionado ao circuito do C9C e o segundo refere-se à alimentação do motor de carga. Em ambos os ramos são colocados disjuntores, modelo MDW C10 da WEG, que permitem conexão independente à rede aos dois ramos, além de asseverar a proteção necessária. Um terceiro disjuntor, de mesmo modelo, é colocado entre o Variac e o filtro indutivo, de forma a garantir, no caso de testes isolados com o motor, que não haja correntes fluindo no terminal superior do C9C, e consequentemente, no filtro e no Variac. Por fim, um disjuntor motor MPW40 da WEG foi instalado no ramo do MIT para permitir testes isolados no ramo superior do C9C, avaliando o carregamento dos capacitores do *link* CC e a conexão à rede.

6.3 Elementos de Sensoriamento

O uso de técnicas de controle em malha fechada aplicadas ao C9C requer a medição de grandezas elétricas e mecânicas. Esta Seção apresentará os sensores de corrente, tensão e velocidade presentes na bancada de ensaios.

6.3.1 Sensores de Corrente e Tensão

Como visto na [seção 3.1](#) e na [seção 4.3](#), a execução do controle do MIT e da rede exige a medição das correntes trifásicas nos respectivos terminais do conversor. Além disso, no caso do controle do bloco retificador, é essencial aferir a tensão CC para o controle desta variável, bem como as tensões trifásicas da rede para o PLL. Considerando todos estes sensores, seriam necessários seis de corrente e quatro de tensão.

É possível reduzir a quantidade de elementos de sensoriamento ao aplicar as leis de Kirchhoff das correntes e das tensões (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994). Assumindo equilíbrio entre as fases e sabendo que não há corrente de neutro no sistema, pode-se determinar uma das tensões de linha ou correntes de fase a partir da medição das outras duas grandezas relacionadas. Por exemplo, na [Equação 6.1a](#), calcula-se a tensão de linha da rede $u_{ca,g}$ a partir das tensões medidas $u_{ab,g}$ e $u_{bc,g}$, e na [Equação 6.1b](#), a

corrente de fase do estator do MIT $i_{c,1}$ é calculada a partir das correntes $i_{a,1}$ e $i_{b,1}$. Um processo análogo pode ser feito para a corrente de fase da rede $i_{c,g}$. Assim, são utilizados dois sensores de corrente para cada uma das saídas trifásicas do C9C, dois sensores de tensão na conexão à rede e um sensor de tensão para o *link* CC, totalizando sete elementos de sensoriamento de grandezas elétricas, todos baseados em efeito Hall.

$$u_{ca,g} = -(u_{ab,g} + u_{bc,g}) \quad (6.1a)$$

$$i_{c,1} = -(i_{a,1} + i_{b,1}) \quad (6.1b)$$

O efeito Hall consiste no surgimento de uma pequena tensão nos terminais de um objeto de material condutivo a partir da aplicação de um campo magnético sobre ele (RAMSDEN, 2011). Como é possível produzir fluxo magnético através da corrente elétrica que flui em um condutor (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994), os sensores de medição de tensão e corrente baseados em efeito Hall fundamentam-se na aplicação de uma corrente nos terminais de entrada de um transdutor de efeito Hall, gerando assim, nos terminais de saída, uma tensão proporcional à corrente aplicada através do fluxo magnético gerado por ela. Como a tensão gerada possui baixa amplitude, é necessário adotar circuitos eletrônicos condicionadores de sinal para amplificar este sinal. No caso dos sensores de medição de corrente, aplica-se a própria corrente que se deseja medir nos terminais de entrada do transdutor de efeito Hall; já os sensores de tensão necessitam de um resistor *shunt* de forma que, pela Lei de Ohm (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994), haja uma corrente aplicada ao sensor proporcional à tensão medida.

Os transdutores utilizados na bancada de ensaios são os modelos LV20-P (LEM, 2005) para medições de tensão e HXS 20-NP (LEM, 2014) para medições de corrente. A Figura 35 mostra os modelos de sensores adotados e a Tabela 6 indica os respectivos ganhos para cada uma das aplicações de aferição de tensão e corrente, já inclusos os ganhos dos circuitos amplificadores de sinal. Um multímetro digital, modelo ET-2651 da Minipa, também foi utilizado para monitorar a tensão CC do conversor.

6.3.2 Sensor de Velocidade

O conhecimento dos valores instantâneos de velocidade é essencial para realizar o controle desta variável do MIT. Convencionalmente, são utilizados sensores para medição de velocidade tais como tacogeradores e *encoders*, os quais são acoplados ao eixo da máquina. Também é possível estimar a velocidade do MIT através de estratégias *sensorless*, utilizando medições de corrente e tensão do estator (Holtz, 2002). Neste trabalho, foi adotado o uso de *encoder* incremental, o qual permite precisão na medição de velocidade sem prejuízos por ruído e interferências.

Figura 35 – Sensores de tensão (a) e de corrente (b) utilizados.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 6 – Ganhos dos sensores de tensão e corrente.

SENSORES DE TENSÃO		
Grandeza aferida (V)	Ganho do sensor K_u	(V/V)
$u_{ab,g}$	0,0049921	
$u_{bc,g}$	0,0050784	
U_{CC}	0,0035237	
SENSORES DE CORRENTE		
Grandeza aferida (A)	Ganho do sensor K_i	(V/A)
$i_{a,g}$	0,076282	
$i_{b,g}$	0,075827	
$i_{a,1}$	0,076600	
$i_{b,1}$	0,076263	

Fonte: Elaborada pelo autor.

O funcionamento do *encoder* fundamenta-se na geração de pulsos elétricos a partir do movimento de rotação do seu eixo; o número de pulsos gerados em uma revolução completa N_{ppr} determina a resolução deste sensor. Por essa descrição, o *encoder* pode ser identificado como uma ferramenta de medição de posição, porém ele é utilizado para aferir velocidades a partir da variação da posição de seu eixo em um intervalo de tempo predeterminado, isto é, pelo número de pulsos gerados N_p neste intervalo de tempo, de

acordo com a equação:

$$\omega_m = \frac{2\pi N_p f_{s,\omega}}{g_{res} N_{ppr}} \quad (6.2)$$

Na [Equação 6.2](#), o intervalo de tempo considerado para o cálculo da velocidade é definido pela frequência de aquisição dos dados de posição, $f_{s,\omega}$. Como o *encoder* possui uma resolução definida, a frequência $f_{s,\omega}$ deve ser adotada de forma a permitir a aferição de velocidade em uma grande faixa de condições de operação do MIT, desde velocidades mais baixas (nas quais o número de pulsos N_p é pequeno) até velocidades próximas ou acima da nominal da máquina (para as quais o número de pulsos gerados é maior); por isso, em geral, $f_{s,\omega} < f_s$, sendo f_s a frequência de amostragem adotada. No presente trabalho, adotou-se $f_{s,\omega} = 1$ kHz de forma a conciliar resolução da medição de velocidade e frequência de controle.

Encoders incrementais tradicionais não são capazes de identificar o sentido de rotação do seu eixo. Esta limitação pode ser solucionada através do uso de *encoders* de quadratura, que geram dois sinais distintos de pulsos elétricos defasados em noventa graus elétricos entre si; assim, a relação de defasagem entre os canais permite a identificação do sentido de rotação. *Encoders* de quadratura ainda são capazes de incrementar a resolução natural do sensor com um ganho g_{res} de até quatro vezes através da contagem das bordas de subida e descida dos pulsos em vez da contagem dos pulsos em si ([CHAGAS, 2020](#)).

A bancada de ensaios experimentais conta com um *encoder* de quadratura modelo ENH2500-15731 da Incon, acoplado mecanicamente ao eixo do motor principal por meio de um acoplamento flexível. O *encoder* possui resolução de 2500 pulsos por revolução e permite medições de velocidade até 6000 RPM. Sua alimentação é equilibrada em 15 V.

6.4 Projeto de Controladores para Aplicação na Bancada de Ensaios Experimentais

A partir do detalhamento da bancada experimental e dos seus parâmetros, aplica-se ao sistema as técnicas de controle vistas no [Capítulo 5](#). A presente Seção objetiva apresentar os requisitos de projeto relacionados a cada um dos laços de controle do MIT e da conexão à rede e as estruturas de controle obtidas a partir deles. O projeto dos controladores PI foi realizado com o auxílio do *toolbox rltool* do MATLAB® ([MATHWORKS, 2021](#)).

6.4.1 Projeto dos Controladores Aplicados ao MIT

Durante a abordagem do modelo do MIT e das técnicas de controle adotadas neste trabalho, ficou clara a existência de quatro variáveis que devem ser controladas nesta máquina: corrente de magnetização, velocidade mecânica e correntes de estator de eixo direto e em quadratura. Estas quatro variáveis estão organizadas em duas malhas de controle, uma está associada à corrente de magnetização e possui malha interna de corrente

de eixo direto do estator, enquanto a outra está relacionada à velocidade da máquina, com malha interna de corrente de eixo em quadratura do estator. Tanto o controle PI como o PCC-FCS-MPC são aplicados às malhas internas de corrente, com o intuito de comparação entre as técnicas de controle; já nas malhas externas, adota-se apenas o controle PI, com a mesma lei de controle para ambos os casos de técnicas de controle.

Iniciando pelas malhas internas, o uso do controle preditivo não exige uma fase de projeto, apenas o conhecimento dos parâmetros elétricos do MIT e dos estados atuais para aplicação na Equação 5.12, que prediz os estados futuros da corrente do estator. Já o controle PI requer uma fase de projeto; considerando as recomendações da subseção 5.1.2.1.1, a Tabela 7 apresenta os requisitos propostos para o sistema em malha fechada, os ganhos obtidos e o desempenho alcançado na etapa de projeto. O tempo de acomodação tomado como referência foi o de quinze vezes menor que a constante de tempo $T_2 = 125$ ms.

Tabela 7 – Ganhos do controlador PI para as malhas internas do MIT.

GANHOS DO CONTROLADOR		
$K_{P,i1}$	4,6	
$T_{I,i1}$	0,002105	
DESEMPENHO EM MALHA FECHADA		
	<i>Requisito</i>	<i>Projetado</i>
Tempo de acomodação	8,33 ms	8,77 ms
Sobressinal	15%	15,3%

Fonte: Elaborada pelo autor.

As malhas externas de controle utilizam apenas controladores PI. O procedimento indicado nas Subseções 5.1.2.1.2 (corrente de magnetização) e 5.1.2.1.3 (velocidade) foi aplicado para o projeto dos respectivos controladores; nas malhas internas, é considerado o controle PI indicado na Tabela 7. Os requisitos determinados e os ganhos projetados para o controle da corrente de magnetização e da velocidade são apresentados, respectivamente, na Tabela 8 e na Tabela 9.

6.4.2 Projeto dos Controladores Aplicados à Conexão à Rede

O processo é análogo ao adotado para o controle do MIT: o estudo do modelo do VSR e das técnicas de controle aplicadas ao C9C neste trabalho indica três variáveis que precisam ser controladas: a tensão do *link* CC e as correntes da rede de eixo direto e em quadratura. Estas variáveis são dispostas em duas malhas de controle: a primeira diz respeito à tensão CC e tem em sua malha interna a corrente de eixo direto da rede, sendo associada à potência ativa consumida pelo C9C; já a segunda é composta apenas pela componente em quadratura da corrente da rede, sendo relacionada à potência reativa. Nas

Tabela 8 – Ganhos do controlador PI para a malha de corrente de magnetização.

GANHOS DO CONTROLADOR		
$K_{P,im2}$	1,57	
$T_{I,im2}$	0,0952	
DESEMPENHO EM MALHA FECHADA		
	<i>Requisito</i>	<i>Projetado</i>
Tempo de acomodação	0,125 s	0,197 s
Sobressinal	10%	1,92%

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 9 – Ganhos do controlador PI para a malha de velocidade do MIT.

GANHOS DO CONTROLADOR		
$K_{P,\omega m}$	0,32	
$T_{I,\omega m}$	0,2	
DESEMPENHO EM MALHA FECHADA		
	<i>Requisito</i>	<i>Projetado</i>
Tempo de acomodação (partida)	0,3 s	0,345 s
Sobressinal (partida)	10%	6,8%
Tempo de acomodação (carga)	1 s	0,77 s

Fonte: Elaborada pelo autor.

malhas internas de corrente são usados o controle PI e o PCC-FCS-MPC, já na malha externa da tensão CC adota-se apenas o controle PI.

O projeto dos controladores PI para as malhas de corrente segue as indicações da [subseção 5.1.2.2.1](#). Sabendo-se que a constante de tempo T_g é igual a 50 ms, adota-se um décimo deste valor como alvo para o tempo de acomodação da corrente. A [Tabela 10](#) apresenta os requisitos propostos para o sistema das correntes da rede em malha fechada, os ganhos projetados e o desempenho obtido com o projeto. Reitera-se que, no caso do controle preditivo, não há etapa de projeto, pois basta conhecer os parâmetros da rede e os estados atuais para implementar o PCC-FCS-MPC através da [Equação 5.13](#).

O controle da tensão do *link* CC deve considerar os requisitos de tempo de acomodação para condições de partida e de perturbação, além do sobressinal na partida, os quais foram adequados de acordo com as recomendações da [subseção 5.1.2.2.2](#), garantindo um desempenho mais lento que o da malha interna de corrente e na mesma ordem de grandeza das malhas externas do MIT. Os requisitos e ganhos projetados são apresentados na [Tabela 11](#).

Tabela 10 – Ganhos do controlador PI para as malhas de correntes da rede.

GANHOS DO CONTROLADOR		
$K_{P,ig}$	11,5	
$T_{I,ig}$	0,002857	
DESEMPENHO EM MALHA FECHADA		
	<i>Requisito</i>	<i>Projetado</i>
Tempo de acomodação	5 ms	7,76 ms
Sobressinal	15%	12,8%

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 11 – Ganhos do controlador PI para a malha de tensão CC do conversor.

GANHOS DO CONTROLADOR		
$K_{P,Ucc}$	0,05	
$T_{I,Ucc}$	0,04	
DESEMPENHO EM MALHA FECHADA		
	<i>Requisito</i>	<i>Projetado</i>
Tempo de acomodação (partida)	0,15 s	0,12 s
Sobressinal (partida)	15%	15,7%
Tempo de acomodação (perturbação)	0,15 s	0,13 s

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.4.3 Projeto do Controle Associado ao PLL

Conforme apresentado na [seção 4.3](#), será utilizado o PLL introduzido por [Golestan et al. \(2014\)](#), cujos parâmetros obtidos durante o projeto são o comprimento da janela utilizada pelo filtro de média móvel T_w e o ganho proporcional $K_{P,PLL}$. Primeiramente, pode-se equacionar o filtro de média móvel no domínio s como:

$$G_{FMM} = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (6.3)$$

É possível verificar que o ganho deste filtro é nulo para frequências múltiplas de $1/T_w$; sendo assim, deve-se escolher T_w de forma a mitigar a presença de harmônicos na tensão $u_{d,g}$ oriunda do PLL. [Golestan et al. \(2014\)](#) sugere que, em geral, os harmônicos ímpares são preponderantes na rede; entretanto, a análise espectral da tensão da rede no ponto de conexão do conversor aponta a presença acentuada do segundo harmônico. Por isso, seleciona-se um comprimento de janela $T_w = 1/f_0$, e como $f_0 = 60$ Hz no contexto desta dissertação, tem-se $T_w = 16,667$ ms. A [Figura 36](#) mostra a resposta em frequência

do filtro de média móvel adotado, na qual é possível verificar o ganho aproximadamente nulo para frequências múltiplas de 60 Hz.

Figura 36 – Diagrama de Bode do filtro de média móvel implementado.

Fonte: Elaborada pelo autor.

É preciso ressaltar que o número de posições do filtro de média móvel implementado digitalmente deve levar em consideração a relação entre T_w e a frequência de amostragem f_s , de forma que $n_{FMM} = T_w f_s$; assim, $n_{FMM} = T_w \cdot 18000 = 300$.

Por fim, determina-se $K_{P,PLL}$ a partir da definição da margem de fase, tendo em vista a estabilidade do sistema. A expressão que determina o PLL em malha aberta, no domínio s , é dada por (GOLESTAN et al., 2014):

$$G_{MA,PLL} = \left(\frac{G_{FMM}}{1 - G_{FMM}} \right) \left(\frac{s + K_{P,PLL}}{s} \right) \quad (6.4)$$

Com base na Equação 6.4, é possível determinar a curva de margem de fase em função de $K_{P,PLL}$, conforme apresentado na Figura 37. Para assegurar a estabilidade, adota-se uma margem de fase em torno de 45 graus; através do gráfico, averigua-se que, nesta condição, o ganho proporcional do PLL deve ser $K_{P,PLL} = 55,3$.

Figura 37 – Margem de fase para o sistema do PLL em função do ganho $K_{P,PLL}$.

Fonte: Elaborada pelo autor.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este Capítulo propõe avaliar o C9C conectado à rede elétrica e acionando um MIT tipo gaiola de esquilo. A conexão à rede deve permitir a operação com fator de potência unitário e adiantado. Os resultados foram obtidos experimentalmente na bancada apresentada no [Capítulo 6](#) e avaliam condições dinâmicas e de regime permanente de forma a verificar se a compensação de reativos impacta o desempenho nessas situações.

Uma primeira análise é realizada com o acionamento do conversor por modulação SPWM, como abordado na [subseção 2.2.1.1](#), utilizando controladores PI tanto nas malhas externas de controle como nas internas. O objetivo desta etapa é averiguar a capacidade de fornecimento de reativos pelo C9C para o seu modo de acionamento mais convencional. Uma segunda análise proposta neste trabalho consiste na mudança da técnica de acionamento do C9C e controle das malhas internas para o PCC-FCS-MPC, com o intuito de estudar a capacidade de compensação de reativos para uma técnica de controle mais avançada.

7.1 Condições da Realização dos Testes

Como abordado anteriormente, as duas variáveis que são modificadas ao longo dos experimentos são a condição do fator de potência e a técnica de controle aplicada ao C9C; para cada uma destas condições, são avaliadas quatro situações:

- a) Velocidade da máquina a 100 rad/s sem torque;
- b) velocidade da máquina a 50 rad/s sem torque;
- c) velocidade da máquina a -50 rad/s sem torque (reversão);
- d) velocidade da máquina a 50 rad/s com torque de 2 Nm.

No caso de operação com fator de potência adiantado, definiu-se arbitrariamente a referência de fornecimento de potência reativa em $Q_g^* = -200 \text{ VAr}$, implicando em uma referência de corrente $i_{q,g}^* = 3,26 \text{ A}$, dada pela [Equação 4.11](#). Já para a condição de fator de potência unitário, a referência Q_g^* é nula, e assim, adota-se $i_{q,g}^* = 0 \text{ A}$. Os testes planejados para contemplar os casos avaliados são: análise do transitório com controle PI; desempenho em regime permanente com controle PI; análise do transitório com PCC-FCS-MPC; e desempenho em regime permanente com PCC-FCS-MPC. As informações estão resumidas em forma de árvore de testes no [Apêndice C](#). As análises dinâmicas são feitas em uma janela temporal de 0,9 s, com o início do transitório em 0,01 s; no regime permanente, o eixo dos tempos corresponde a um intervalo genérico de 0,2 s estando o sistema em regime.

Para que os resultados possam ser comparáveis, é necessário que haja uniformidade no procedimento de teste e nas condições de sua realização. Tais condições, citadas em

capítulos anteriores e sintetizadas aqui, são:

- a) Tensão da rede ajustada em 50 V;
- b) tensão CC controlada em 220 V ($\alpha_{mi} = 0,524$);
- c) corrente de magnetização do rotor do MIT controlada em 7 A;
- d) igualdade nos controladores PI das malhas externas;
- e) frequência de controle das malhas externas em $f_{s,\omega} = 1$ kHz;
- f) frequência de controle das malhas internas em $f_s = 18$ kHz.

7.2 Resultados Obtidos: Testes com Modulação SPWM e Controle PI

Deve-se verificar se a estratégia de compensação de reativos impacta o controle das demais variáveis do sistema; por isso, inicialmente, adota-se o convencional acionamento SPWM, apresentado na [subseção 2.2.1.1](#). A frequência de chaveamento para as chaves inferiores e superiores é de metade da frequência de controle, ou seja, 9 kHz; como consequência, a frequência de chaveamento nas chaves intermediárias é de 18 kHz.

Figura 38 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na partida da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

7.2.1 Partida da Máquina

A Figura 38 mostra o desempenho dinâmico do sistema em termos de velocidade do MIT, corrente de magnetização e tensão CC do conversor durante a aplicação de um degrau de 100 rad/s na referência de velocidade, partindo do repouso. Visualmente, percebe-se que a dinâmica destas variáveis não foi afetada pela estratégia de compensação de reativos adotada; o comportamento das variáveis do MIT não se alterou, enquanto o comportamento da tensão CC manteve uma dinâmica bem similar nos dois casos, ainda que um pouco mais irregular no caso com fator de potência capacitivo.

As correntes e o torque eletromagnético no MIT podem ser vistos na Figura 39. Nota-se que as correntes no referencial dq permanecem controladas durante a partida, de forma que as correntes em referencial ortogonal estacionário têm boa qualidade, com baixos índices de distorção harmônica.

Figura 39 – Dinâmica das variáveis do MIT na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Vê-se também que, uma vez que a corrente de magnetização está controlada por meio da componente direta da corrente de estator do MIT, é a corrente de eixo em

quadratura que determina o torque eletromagnético gerado pela máquina. O projeto do saturador e da técnica *anti-windup* mostraram-se efetivos neste teste.

Já no lado da rede, a [Figura 40](#) mostra a dinâmica das correntes no referencial dq e das potências ativa e reativa. De fato, considerando que a tensão da rede pouco varia durante o degrau, a Figura reforça que a dinâmica das potências é basicamente determinada pelas correntes, como sugerido na [Equação 4.7](#). Também é possível perceber a eficácia do controle desacoplado das potências ativa e reativa, por meio das correntes $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$, quando se está no referencial síncrono.

Figura 40 – Dinâmica das variáveis da rede na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Após o sistema alcançar o regime, o desempenho é avaliado. A [Figura 41](#) apresenta as correntes da máquina e da rede no referencial $\alpha\beta$ - lembrando que é considerado, no eixo de tempo, um intervalo genérico de 0,2 s, estando o sistema em regime. A baixa distorção harmônica em ambos os terminais do conversor e nas duas referências de potência reativa se reflete nos índices de distorção harmônica das correntes na fase a , indicados na [Tabela 12](#). Os índices foram calculados através da [Equação 4.3](#) considerando até a 40ª componente harmônica; para a rede, foram considerados doze ciclos de corrente, enquanto para o MIT, foram considerados nove ciclos.

Tabela 12 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 100$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	6,163	5,384
$DTC_{\%,1}$	3,358	2,962

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 41 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 100$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 42 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 100$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 42 mostra o espectro harmônico, na fase a , das correntes dos dois terminais do C9C até a 20ª componente harmônica. No lado do MIT, a similaridade na assinatura harmônica é destacável; na conexão à rede, nota-se que, em geral, os harmônicos múltiplos de três são mais proeminentes na operação com fator de potência unitário, porém a ordem de grandeza dos harmônicos ainda é a mesma. Com base nas informações desta Figura e da Tabela 12, pode-se afirmar que não houve prejuízos no desempenho das correntes em regime permanente com o uso da estratégia de compensação de reativos - ao contrário, nota-se no presente caso uma redução nos índices de distorção das correntes.

Por fim, na Figura 43, vê-se as medições de tensão e corrente na fase a , as potências instantâneas e o fator de potência na conexão à rede. Claramente, as grandezas da rede estão em fase para a condição com fator de potência unitário, validando a estratégia adotada; já no caso de fornecimento de potência reativa, nota-se a corrente adiantada em relação à tensão em aproximadamente 40 graus, dada a operação com fator de potência de 0,732, em média.

Figura 43 – Variáveis da rede a $\omega_m = 100$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Em resumo, pode-se concluir acerca do desempenho do sistema durante a partida:

- O sistema consegue fornecer reativos à rede mesmo com um elevado consumo

transitório de potência ativa;

- b) A dinâmica das variáveis externas não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa, e comprova-se o desacoplamento no controle de fluxo/velocidade e potências ativa/reativa no MIT e na rede, respectivamente;
- c) Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo positivo, validam-se as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;
- d) A análise dos harmônicos de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve redução nos índices de distorção total para a máquina e a rede.

7.2.2 Redução de Velocidade

Partindo de 100 rad/s, aplicou-se uma referência de 50 rad/s ao MIT. A Figura 44 mostra a dinâmica da velocidade, da corrente de magnetização e da tensão no estágio CC. Percebe-se nesta condição dinâmica que a estratégia de compensação de reativos novamente não influenciou nas malhas externas de controle, à semelhança da partida.

Figura 44 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na redução de velocidade da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

As variáveis dos laços internos de controle do MIT e o torque eletromagnético são apresentados na Figura 45. Vê-se uma referência negativa para a componente de eixo em quadratura da corrente do estator, o que implicou em torque eletromagnético negativo; com isso, dada a velocidade positiva no referencial adotado, o motor operou, durante o transitório, em modo de regeneração de energia. Mesmo nessa situação, o sistema comportou-se conforme projetado para o caso de fator de potência unitário e adiantado.

Figura 45 – Dinâmica das variáveis do MIT na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 46 indica a resposta transitória das correntes da rede no referencial síncrono e das potências ativa e reativa. Aqui, é essencial destacar a importância da bidirecionalidade, capacidade presente no C9C: uma vez que o MIT operou, durante o transitório de redução de velocidade, em modo de frenagem regenerativa, a conexão à rede precisou gerenciar essa energia gerada. No caso de um retificador não-controlado, a tensão CC poderia aumentar descontroladamente e causar prejuízos ao conversor; mas o C9C, com o controle das correntes $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$ no seu bloco retificador, conseguiu entregar a potência excedente à rede, o que se verifica através dos valores negativos nos gráficos de potência ativa.

Figura 46 – Dinâmica das variáveis da rede na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Após o sistema alcançar o regime, o desempenho é avaliado. A Figura 47 apresenta as correntes da máquina e da rede no referencial $\alpha\beta$; novamente, nota-se visualmente uma baixa distorção harmônica nas correntes dos terminais superior e inferior do conversor, tanto para o caso sem compensação de reativos como para o caso com injeção de potência reativa. A Tabela 13 indica as informações de distorções harmônicas de corrente na fase a dos terminais retificador e inversor do C9C, considerando até a 40ª componente harmônica; para a rede, foram considerados doze ciclos de corrente, enquanto para o MIT, foram considerados quatro ciclos.

Tabela 13 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	7,281	5,272
$DTC_{\%,1}$	2,799	3,032

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 47 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Vê-se na [Figura 48](#) a assinatura harmônica das correntes na fase *a* dos terminais do C9C até a 20ª componente harmônica. A semelhança entre as condições avaliadas no terminal do MIT novamente se sobressai. Já no lado da rede, as componentes harmônicas até oitava ordem são maiores na operação com fator de potência unitário, mas há igualdade na ordem de grandeza dos harmônicos e da distorção total de corrente para ambos os casos de potência reativa. Assim como na situação de partida da máquina, pode-se afirmar que a estratégia de compensação de reativos não impactou negativamente no desempenho das correntes na análise em regime permanente.

Figura 48 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 49 é vista a resposta temporal das grandezas elétricas da rede na fase a após o regime, as potências ativa e reativa e o fator de potência no terminal superior do C9C. Novamente, confirma-se a estratégia de controle de fator de potência, com a corrente e a tensão da rede em fase no caso unitário e a corrente adiantada em aproximadamente 50 graus em relação à tensão, com fator de potência de 0,652 capacitivo, em média.

Figura 49 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

De forma sucinta, os aprendizados acerca da operação do sistema em redução de velocidade da máquina são:

- O sistema consegue fornecer reativos à rede também enquanto fornece potência ativa durante frenagem regenerativa da máquina;
- O C9C, em conjunto com o controle projetado, foi capaz de lidar com a situação de regeneração;
- A dinâmica das variáveis externas novamente não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa;
- Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo negativo, validam-se as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;

- e) A análise das distorções harmônicas de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve redução no índice de distorção total na rede.

7.2.3 Reversão na Velocidade da Máquina

A terceira situação dinâmica estudada é a reversão da máquina a 50 rad/s. A Figura 50 apresenta a resposta do sistema em termos das variáveis das malhas externas de controle, as quais permanecem estáveis e controladas nos valores desejados independentemente da referência adotada para a potência reativa na rede.

Figura 50 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na reversão da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 51, é possível verificar a resposta transitória das variáveis do MIT. Primeiramente, nota-se a inversão da sequência nas componentes $i_{\alpha,1}$ e $i_{\beta,1}$ em relação ao apresentado na Figura 45; além disso, a componente de eixo em quadratura $i_{q,1}$ e, conseqüentemente, o torque T_e , permanecem negativos, em média, após a máquina alcançar o regime. Ambas as informações reiteram a operação da máquina no sentido contrário ao convencionado como positivo. O mais importante aqui é que o controle destas variáveis não foi afetado com a aplicação da estratégia de compensação de potência reativa.

Figura 51 – Dinâmica das variáveis do MIT na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A dinâmica das variáveis da rede também se mostrou imune à estratégia de compensação de reativos na circunstância de reversão da máquina, como se vê na [Figura 52](#). A componente direta da corrente, $i_{d,g}$, acompanha a dinâmica da tensão U_{CC} indicada na [Figura 50](#) de modo a suprir a potência ativa requerida pela carga; enquanto isso, a potência reativa se mantém nos valores estipulados por meio do controle da componente de eixo em quadratura $i_{q,g}$.

No regime permanente, o comportamento do sistema é muito próximo ao visto na [subseção 7.2.2](#), a menos da sequência das correntes do MIT; dessa forma, serão omitidas na presente Subseção os gráficos equivalentes da [Figura 47](#), que indica as correntes da máquina e da rede em referencial ortogonal estacionário, e da [Figura 49](#), a qual mostra tensão e corrente na fase a da rede, potência instantânea ativa e reativa e fator de potência. Entretanto, destaca-se que o sistema operou com fator de potência de 0,657 capacitivo, que resultou em uma defasagem de aproximadamente 50 graus entre corrente e tensão, com a primeira adiantada em relação à segunda.

Figura 52 – Dinâmica das variáveis da rede na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 53 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = -50$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Quanto às distorções harmônicas, a [Figura 53](#) mostra o espectro harmônico das

correntes na fase a dos terminais do conversor até a 20ª componente harmônica. À semelhança do espectro mostrado na [Figura 48](#), referente à situação com velocidade mecânica em 50 rad/s, vê-se no terminal do MIT uma presença elevada de quinta e sétima harmônicas, sem variação relevante entre as duas situações com diferentes referências de potência reativa; enquanto isso, no lado da rede, nota-se que todas as componentes harmônicas até a sexta ordem são maiores no caso de operação com fator de potência unitário. Isso se reflete nos índices de distorção total de corrente, apresentados na [Tabela 14](#): assim como nos casos anteriores, a distorção harmônica da corrente da rede é menor quando há injeção de reativos na rede, enquanto no lado do motor, o índice se mantém estável.

Tabela 14 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = -50$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	6,934	4,450
$DTC_{\%,1}$	2,778	2,828

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os principais pontos referentes ao desempenho do sistema com a reversão da máquina são sintetizados abaixo:

- O sistema é capaz de realizar reversão na máquina e consegue fornecer reativos à rede durante este período;
- A dinâmica das variáveis externas mais uma vez não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa;
- Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo negativo, validam-se novamente as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;
- A análise dos harmônicos de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve redução no índice de distorção total na rede.

7.2.4 Entrada de Torque de Carga

A última condição dinâmica avaliada é a entrada de carga em 0,01 s, resultando em aproximadamente 2 Nm de torque eletromagnético no MIT durante sua operação em regime a 50 rad/s; para isto, foi utilizada uma segunda máquina de indução trifásica, operando como gerador, como abordado ao final da [subseção 6.2.2](#). A [Figura 54](#) indica a dinâmica da velocidade, da corrente de magnetização e da tensão CC após a perturbação de carga; mais uma vez, o controle destas variáveis não foi afetado devido à estratégia de compensação de reativos.

Figura 54 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na entrada de perturbação de carga: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com a dinâmica das correntes do MIT, vista na [Figura 55](#), nota-se que a componente de eixo direto está controlada para manter a corrente de magnetização em seu valor nominal; enquanto isso, há o aumento da componente de eixo em quadratura para compensar o torque mecânico aplicado no eixo da máquina. Como consequência, o torque eletromagnético também aumenta até chegar ao valor de regime de 2 Nm. O sistema comportou-se conforme projetado para as situações com e sem compensação de potência reativa, sem diferenças significativas entre a dinâmica das correntes, sob a condição de carga no eixo da máquina.

Quanto à dinâmica das correntes e potências da rede, percebe-se na [Figura 56](#) a elevação no consumo de potência ativa para suprir a demanda do MIT após a entrada de torque de carga; isso se reflete no aumento da componente de eixo direto da corrente da rede, de acordo com a [Equação 4.7](#). Com o controle desacoplado de potência ativa e reativa por meio das correntes $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$, o sistema manteve sua capacidade de fornecer a potência reativa de 200 VAr à rede mesmo com um maior consumo de potência ativa em regime permanente.

Na análise de regime permanente, inicia-se com a avaliação do espectro das correntes

Figura 55 – Dinâmica das variáveis do MIT na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

na fase *a* do MIT e da rede: a [Figura 57](#) indica graficamente a amplitude relativa das componentes harmônicas destas correntes até a 20ª ordem, enquanto a [Tabela 15](#) mostra os índices de distorção harmônica das correntes, também na fase *a*, mas computando até a 40ª componente harmônica; para a rede, foram considerados doze ciclos de corrente, enquanto para o MIT, quatro.

A menos do segundo harmônico, que se destaca no caso com fornecimento de reativos, o restante do espectro mantém grande similaridade entre as duas condições de avaliação no terminal do MIT. No lado da rede, também há grande semelhança entre os resultados, inclusive na proeminência da quinta componente harmônica. Como consequência, os índices de distorção total de corrente permanecem muito próximos para as duas situações de fator de potência na conexão à rede - inclusive, novamente, há uma pequena redução no índice referente à corrente no bloco retificador. Portanto, assim como nos casos anteriores, é possível afirmar que a estratégia de compensação de reativos não impactou negativamente no desempenho das correntes na análise em regime permanente.

Figura 56 – Dinâmica das variáveis da rede na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 57 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s com carga.

Fonte: Elaborada pelo autor.

As conclusões a respeito das distorções se refletem nos gráficos temporais das

Tabela 15 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s com carga.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	5,950	5,244
$DTC_{\%,1}$	2,546	2,675

Fonte: Elaborada pelo autor.

correntes do MIT e da rede no referencial $\alpha\beta$, conforme visto na [Figura 58](#); as correntes apresentam uma baixa distorção harmônica tanto para o caso sem compensação de reativos como para o caso com injeção de potência reativa na rede.

Figura 58 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A [Figura 59](#) apresenta a resposta das grandezas elétricas da rede na fase *a* após o regime, das potências ativa e reativa e do fator de potência no terminal superior do C9C ao longo do tempo. Como a corrente e a tensão da rede ficam em fase no caso de fator de potência unitário e a corrente fica adiantada em aproximadamente 35 graus em relação à tensão, com fator de potência de 0,830 capacitivo, em média, com a injeção de 200 VAr à rede, confirma-se a estratégia de controle de fator de potência.

Uma análise extra foi realizada na condição de aplicação de torque mecânico ao eixo do MIT: com o sistema em regime e operando com fator de potência unitário, solicitou-se o fornecimento de 200 VAr à rede elétrica. A [Figura 60](#) mostra a resposta dinâmica das variáveis das malhas externas de controle (à esquerda), das correntes e do

Figura 59 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s com carga: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

torque eletromagnético do MIT (ao centro) e das correntes e potências da rede (à direita); percebe-se que a alteração da referência $i_{q,g}^*$ não ocasionou perturbações nem nas variáveis da máquina, nem na tensão do *link* CC.

Sintetizando os pontos principais relacionados à operação do sistema com torque de carga no eixo da máquina, tem-se:

- O sistema mantém a capacidade de fornecimento de reativos em condição de torque mecânico de carga no eixo da máquina, ou seja, com consumo elevado de potência ativa em regime permanente;
- A dinâmica das variáveis externas novamente não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa;
- Seja na perturbação de torque durante o fornecimento de potência reativa, seja na variação da referência da componente de eixo em quadratura da rede na presença de torque de carga, o sistema permaneceu estável e com suas variáveis controladas;
- A análise das distorções harmônicas de corrente indica que a estratégia de

Figura 60 – Resposta do sistema a um degrau de -200 VAR a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} , tensão U_{CC} e fator de potência fp ; no centro: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$; à direita: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g .

Fonte: Elaborada pelo autor.

compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; mais uma vez houve redução no índice de distorção total na rede.

7.3 Resultados Obtidos: Testes com PCC-FCS-MPC

Uma vez que a estratégia de compensação de reativos aplicada ao C9C se mostrou efetiva, em diversas condições dinâmicas e de regime, para o acionamento com modulação SPWM e controladores PI nas malhas internas de corrente, o próximo passo é verificar se a estratégia proposta continua bem-sucedida alterando-se a técnica de controle. Foi utilizado o controle preditivo de corrente, introduzido na [subseção 5.2.1](#), para controlar as correntes da rede e do MIT, com a abordagem concentrada. Como a frequência de controle é de 18 kHz, a máxima frequência de chaveamento durante a operação com o PCC-FCS-MPC é de 9 kHz; porém, no regime, a frequência de chaveamento no FCS-MPC é menor, de um quarto a um quinto da frequência adotada para o controle ([RODRÍGUEZ et al., 2007](#)).

Figura 61 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na partida da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

7.3.1 Partida da Máquina

O desempenho dinâmico do sistema em relação à velocidade da máquina, à corrente de magnetização e à tensão do *link* CC durante a partida do MIT é apresentado na [Figura 61](#). Nota-se que as variáveis da máquina não se alteraram entre a situação com

e sem compensação de reativos; No lado da rede, a tensão CC alcançou valores menores no transitório para a condição com referência de potência reativa em -200 VAR, mas o controle projetado garantiu a estabilidade e a rápida recuperação frente à perturbação.

A Figura 62 apresenta as correntes e o torque eletromagnético no MIT. O correto controle das variáveis no referencial dq resulta em uma boa qualidade das correntes em referencial ortogonal estacionário; ademais, não se nota erro de regime nas correntes da máquina, não importando a condição de fornecimento de reativos no lado da rede.

Figura 62 – Dinâmica das variáveis do MIT na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

É interessante ressaltar que, na aplicação do degrau à referência de velocidade, o erro da componente de eixo em quadratura da corrente fica muito maior que o da componente de eixo direto. Como a função custo é única para ambas as componentes, sua minimização implicará em um maior esforço para reduzir o maior erro; com isso, a corrente de magnetização, que é controlada através da componente de eixo direto da corrente do estator, acaba sendo afetada com a perturbação na velocidade, como se vê na Figura 61. Isso, porém, não causa impacto negativo no controle das demais variáveis do sistema.

Na Figura 63 é mostrada a dinâmica das correntes da rede em referencial síncrono e das potências ativa e reativa. Aqui, cabe destacar que, com a saturação da componente de eixo direto em seu valor máximo, o controle suprimiu, transitoriamente, o fornecimento de potência reativa, levando a referência da componente de eixo em quadratura da corrente da rede a zero; assim que a referência da corrente $i_{d,g}$ diminuiu, o fornecimento de reativos voltou ao estipulado. Tal dinâmica valida a estratégia de saturação da corrente da rede em referencial síncrono. Nota-se um pequeno erro de regime na componente de eixo em quadratura, o que não impede o sistema de fornecer a potência reativa requisitada.

Figura 63 – Dinâmica das variáveis da rede na partida da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A análise de regime permanente inicia-se pelas correntes da máquina e da rede no referencial $\alpha\beta$, indicadas na Figura 64; por sua vez, os índices de distorção harmônica destas correntes são vistos na Tabela 16, calculados até a 40ª componente harmônica e considerando doze ciclos para a corrente da rede e nove para a da máquina. Nota-se uma baixa distorção harmônica das correntes em ambos os terminais do conversor e nas duas referências de potência reativa; ainda assim houve uma redução significativa no índice de distorção no lado da rede na condição de fornecimento de potência reativa.

Figura 64 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 100$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 16 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 100$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	2,682	2,084
$DTC_{\%,1}$	2,707	2,388

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 65 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 100$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

O espectro harmônico na fase a das correntes dos dois terminais do C9C, até a 20ª componente harmônica, é mostrado na Figura 65. Na rede, quinto e décimo primeiro harmônicos se destacam para o caso com compensação de reativos, segundo, quarto e sétimo harmônicos se sobressaem na operação com fator de potência unitário, enquanto os outros harmônicos possuem maior semelhança. No lado do MIT, também há grande similaridade entre os casos. Em resumo, pode-se afirmar que não houve prejuízos no desempenho das correntes em regime permanente com o uso da estratégia de compensação de reativos - ao contrário, nota-se no presente caso uma redução nos índices de distorção das correntes.

Já a Figura 66 mostra as aferições de tensão e corrente na fase a , as potências ativa e reativa e o fator de potência na conexão à rede. As grandezas da rede estão em fase para a condição com fator de potência unitário, e no caso de fornecimento de potência reativa, a corrente está adiantada em relação à tensão em aproximadamente 35 graus, já que o fator de potência neste caso é de 0,823, em média.

Figura 66 – Variáveis da rede a $\omega_m = 100$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Recapitulando os pontos mais importantes discutidos a respeito do desempenho do sistema durante a partida, tem-se:

- a) O sistema é capaz de fornecer reativos à rede durante a partida da máquina, com um alto consumo de potência ativa;
- b) A mudança do tipo de controle nas malhas internas não afetou a dinâmica das variáveis externas nem a estratégia de compensação de potência reativa;
- c) O PCC-FCS-MPC privilegia o controle das correntes com maior erro instantâneo, o que pode ocasionar pequenos erros de regime na corrente e influências mútuas no controle das variáveis externas;
- d) Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo positivo, validam-se as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;
- e) A análise das distorções harmônicas de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve redução nos índices de distorção total para a máquina e a rede.

Figura 67 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na redução de velocidade da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

7.3.2 Redução de Velocidade

A Figura 67 mostra a dinâmica da velocidade, da corrente de magnetização e da tensão CC após a redução da referência de velocidade do MIT de 100 rad/s para 50 rad/s. Percebe-se novamente que a estratégia de compensação de reativos não influenciou na dinâmica destas variáveis, à semelhança da situação de partida. Outra característica vista anteriormente que se repete aqui é o impacto da dinâmica da velocidade na corrente de magnetização, como consequência da estratégia de controle adotada.

As correntes e o torque eletromagnético do MIT são apresentados na Figura 68. Repete-se a circunstância vista para o acionamento com modulação SPWM: como consequência do torque eletromagnético negativo, dada a velocidade positiva no referencial adotado, o motor operou durante o transitório em modo de frenagem regenerativa. Novamente, o sistema comportou-se conforme projetado em ambas as circunstâncias de fator de potência consideradas.

Figura 68 – Dinâmica das variáveis do MIT na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A resposta transitória das correntes e das potências da rede pode ser vista na

Figura 69. A bidirecionalidade também se mostrou importante na operação do sistema com o PPC-FCS-MPC durante a redução de velocidade do MIT, uma vez que, com o controle da corrente $i_{d,g}$, o conversor conseguiu entregar a potência regenerada pelo MIT à rede, o que se comprova por meio dos valores negativos nos gráficos de potência ativa; e mais uma vez, a estratégia de compensação de potência reativa não afetou a dinâmica das variáveis avaliadas.

Figura 69 – Dinâmica das variáveis da rede na redução de velocidade da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na avaliação em regime permanente, a Figura 70 apresenta as correntes da máquina e da rede no referencial $\alpha\beta$, na qual se nota visualmente uma baixa distorção harmônica nos quatro gráficos avaliados. A Tabela 17 mostra os índices de distorção harmônica de corrente na fase a dos terminais retificador e inversor do conversor, considerando até a 40ª componente harmônica; para o lado retificador, foram considerados doze ciclos de corrente, enquanto para o inversor, foram considerados quatro ciclos.

Tabela 17 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAR	$Q_g = -200$ VAR
$DTC'_{\%,g}$	2,324	2,573
$DTC'_{\%,1}$	2,164	2,362

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 70 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em referencial estacionário, em regime a $\omega_m = 50$ rad/s. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Vê-se na [Figura 71](#) o diagrama com os componentes das correntes na fase a dos terminais do C9C até a 20^a ordem. Há grande semelhança no espectro do MIT e no da rede ao se comparar as duas condições de potência reativa; entretanto, destaca-se o aumento do harmônico de quinta ordem na corrente da rede, o que impactou no índice de distorção total da [Tabela 17](#). Ainda assim, o $DTC'_{\%,g}$ para a condição de fornecimento de potência reativa permaneceu na mesma ordem de grandeza da situação com fator de potência unitário; dessa forma, pode-se concluir que a estratégia de compensação de reativos não trouxe impacto significativo no desempenho das correntes em regime permanente.

Por fim, a averiguação da resposta temporal das grandezas elétricas da rede, apresentada na [Figura 72](#), confirma a eficácia da estratégia de controle de fator de potência: a tensão e a corrente da rede estão em fase no caso de fator de potência unitário, e a corrente fica adiantada em aproximadamente 40 graus em relação à tensão, com fator de potência de 0,757 capacitivo, em média, para o caso de fornecimento de potência reativa à rede elétrica.

Figura 71 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Resumindo os pontos-chave sobre o desempenho do sistema durante a redução de velocidade da máquina:

- O sistema conseguiu fornecer reativos à rede juntamente com o fornecimento de potência ativa durante a frenagem da máquina, aproveitando a capacidade de bidirecionalidade do C9C;
- A dinâmica das variáveis externas não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa; entretanto, o tipo de controle novamente ocasionou pequenos erros de regime na corrente e influências mútuas no controle das variáveis externas;
- Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo negativo, validam-se as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;
- A análise das distorções harmônicas de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve aumento nos índices de distorção total na rede e no MIT, mas permaneceram na mesma ordem do caso com fator de potência unitário.

7.3.3 Reversão na Velocidade da Máquina

A terceira situação dinâmica estudada é a reversão da máquina a 50 rad/s, para a qual apresenta-se, na [Figura 73](#), a resposta do sistema em termos da velocidade, da corrente de magnetização e da tensão do *link* CC. As três variáveis permanecem estáveis e controladas nos valores desejados independentemente da referência adotada para a potência reativa na rede. O que se repete é a alteração na corrente de magnetização com a mudança na referência de velocidade, o que não prejudica as demais variáveis do sistema.

Figura 72 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Verifica-se na [Figura 74](#) a resposta transitória das variáveis da máquina, cujo controle não foi afetado com a aplicação da estratégia de compensação de reativos. Como na [subseção 7.2.3](#), a reversão fica bem caracterizada pela inversão da sequência nas componentes $i_{\alpha,1}$ e $i_{\beta,1}$ em comparação com a [Figura 68](#); além disso, dado que tanto a velocidade como o torque permanecem negativos no regime permanente, confirma-se a reversão da máquina.

Como se vê na [Figura 75](#), a dinâmica das variáveis da rede também não se alterou com a aplicação do fator de potência capacitivo. O controle desacoplado de $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$ permitiu o suprimento da potência ativa requerida pela carga enquanto a potência reativa se mantém nos valores pré-determinados, apesar do pequeno erro de regime visto em $i_{q,g}$.

Devido à semelhança com os resultados da [subseção 7.3.2](#), novamente decidiu-se omitir na presente Subseção os equivalentes da [Figura 70](#) (correntes da máquina e da rede em referencial ortogonal estacionário) e da [Figura 72](#) (tensão e corrente na fase a da rede, potência instantânea ativa e reativa e fator de potência); apenas é necessário notar que a sequência das componentes da corrente do MIT é invertida em relação à [Figura 70](#). Na condição agora analisada, o sistema operou com fator de potência de 0,779 capacitivo, que

Figura 73 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na reversão da máquina: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

implica em uma defasagem de aproximadamente 40 graus entre corrente e tensão.

Figura 76 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = -50$ rad/s.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 74 – Dinâmica das variáveis do MIT na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 76 mostra o espectro harmônico das correntes na fase a do MIT e da rede até a 20ª componente harmônica. Novamente é possível ver semelhanças entre a presente Figura e a Figura 71, para velocidade mecânica em 50 rad/s: os harmônicos no MIT são próximos para as duas situações de referência de potência reativa; no lado da rede também há semelhança entre as duas situações avaliadas, porém, quinto, sétimo e décimo harmônicos aumentam quando há referência não-nula para a potência reativa. Apesar disso, os índices de distorção total de corrente, indicados na Tabela 18, se mantêm praticamente estáveis.

De forma sucinta, os principais pontos em relação ao desempenho do sistema com a reversão da máquina são sintetizados abaixo:

- O sistema é capaz de, durante a reversão, fornecer reativos à rede;
- A dinâmica das variáveis externas mais uma vez não foi afetada com a estratégia de compensação de potência reativa;
- Com a saturação de $i_{q,1}$ em seu valor máximo negativo, validam-se novamente

Figura 75 – Dinâmica das variáveis da rede na reversão da máquina: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 18 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = -50$ rad/s.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	2,169	2,252
$DTC_{\%,1}$	2,194	2,074

Fonte: Elaborada pelo autor.

as estratégias adotadas de saturação e de técnica *anti-windup*;

- d) A análise das distorções harmônicas de corrente indica que a estratégia de compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente; houve redução no índice de distorção total na máquina, e o aumento do quinto e sétimo harmônicos na rede não elevou significativamente o índice de distorção total.

7.3.4 Entrada de Torque de Carga

Por fim, a condição de entrada de carga também é analisada no contexto do uso do PCC-FCS-MPC. Com o sistema operando em regime a 50 rad/s, é aplicado, através da máquina auxiliar mecanicamente acoplada, um torque que resulte em aproximadamente 2 Nm de torque eletromagnético no MIT principal. Na Figura 77, vê-se a dinâmica da velocidade, da corrente de magnetização e da tensão do *link* CC após a perturbação; é fácil notar que o controle destas variáveis não se alterou entre as situações sem e com compensação de reativos.

Figura 77 – Dinâmica das grandezas dos laços de controle externos na entrada de perturbação de carga: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} e tensão U_{CC} . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 78 apresenta a dinâmica das correntes, em referencial síncrono dq e estacionário, e do torque eletromagnético do MIT. Com a perturbação de carga no eixo da máquina, a componente de eixo em quadratura da corrente de estator aumentou, de forma a também elevar o torque da máquina; isso coincide com o que foi apresentado na Equação 3.10, dado que a corrente de magnetização está controlada em seu valor nominal por meio da componente de eixo direto da corrente do estator. O controle aplicado às correntes foi capaz de entregar boa dinâmica a estas variáveis; ademais, tanto para a

situação com compensação de potência reativa como para a sem compensação, a dinâmica das componentes da corrente de estator, nesta condição de carga no eixo da máquina, foram muito próximas entre si.

Figura 78 – Dinâmica das variáveis do MIT na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Já na [Figura 79](#), referente à conexão à rede, percebe-se que a dinâmica da potência ativa, por meio do controle da corrente $i_{d,g}$, acompanha o aumento de consumo de energia por parte do MIT, devido à entrada de torque mecânico de carga. Por outro lado, a componente de eixo em quadratura não foi alterada com esse aumento de consumo de potência ativa, tanto mantendo-se próxima de zero para operar com fator de potência unitário como chegando a valores maiores para fornecer à rede elétrica a potência reativa de 200 VAr demandada pelo controle.

Com o sistema em regime permanente, avaliam-se as correntes na fase a do MIT e da rede, considerando, respectivamente, quatro e doze ciclos: a [Tabela 19](#) mostra os índices de distorção das correntes com base nas 40 primeiras componentes harmônicas; e com base nelas, a [Figura 80](#) apresenta o espectro harmônico destas correntes até a 20ª ordem.

Figura 79 – Dinâmica das variáveis da rede na entrada de perturbação de carga: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g . À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 19 – Índices de distorção de corrente para $\omega_m = 50$ rad/s com carga.

	$Q_g = 0$ VAr	$Q_g = -200$ VAr
$DTC_{\%,g}$	2,195	2,369
$DTC_{\%,1}$	2,911	2,962

Fonte: Elaborada pelo autor.

No lado da rede, nota-se uma semelhança grande na assinatura harmônica; quinto e sétimo harmônicos são mais pronunciados em ambas as situações de fornecimento de potência reativa, sendo levemente maiores no caso com fator de potência adiantado. Na corrente do MIT, além da semelhança entre os dois casos avaliados, o destaque é a acentuada presença de segundo harmônico, sem diferenças entre as duas situações estudadas. Dada a similaridade no espectro, era de se esperar que os índices de distorção total de corrente ficassem muito próximos entre si para as duas situações de fator de potência, o que, de fato, aconteceu. Assim, a estratégia de compensação de reativos não trouxe impactos negativos

Figura 80 – Espectro harmônico das correntes da rede (à esquerda) e do motor (à direita) a $\omega_m = 50$ rad/s com carga.

Fonte: Elaborada pelo autor.

no desempenho das correntes na análise frequencial em regime permanente.

A consequência direta dos baixos índices de distorção é que as correntes da rede e do MIT em referencial ortogonal estacionário apresentam boa qualidade; conforme visto na [Figura 81](#), as correntes têm baixa distorção harmônica dentro dos casos estudados, sem diferenças visuais entre as duas circunstâncias.

Figura 81 – Correntes do motor $i_{\alpha,1}$, $i_{\beta,1}$ e da rede $i_{\alpha,g}$, $i_{\beta,g}$ em regime a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda, $Q_g = 0$ VAr; à direita, $Q_g = -200$ VAr.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A [Figura 82](#) mostra a resposta em regime permanente das grandezas da rede. É possível ver o funcionamento da estratégia de controle de fator de potência por meio do

fornecimento de reativos à rede: Com referência nula para a potência reativa, tensão e corrente ficam em fase; já no fornecimento de 200 VAR à rede, a corrente fica adiantada em torno de 25 graus em relação à tensão, com fator de potência de 0,906 capacitivo.

Figura 82 – Variáveis da rede a $\omega_m = 50$ rad/s com carga: corrente $i_{a,g}$ (azul) e tensão $u_{a,g}$ (laranja) na fase a , potência ativa P_g , potência reativa Q_g e fator de potência fp . À esquerda, $Q_g = 0$ VAR; à direita, $Q_g = -200$ VAR.

Fonte: Elaborada pelo autor.

À semelhança da [subseção 7.2.4](#), foi realizada uma análise de degrau de potência reativa enquanto o sistema estava em regime com torque de carga no eixo do MIT. Dessa forma, saindo da operação com fator de potência unitário, solicitou-se o fornecimento de 200 VAR à rede. A [Figura 83](#) apresenta a resposta dinâmica das variáveis das malhas externas de controle (à esquerda), das correntes e do torque eletromagnético do MIT (ao centro) e das correntes e potências da rede (à direita); e como ocorreu na Subseção equivalente com acionamento PWM, a alteração da referência $i_{q,g}^*$ não prejudicou a operação e o controle do sistema como um todo, seja em relação às variáveis dos laços de controle externos, seja em relação às componentes de corrente de estator e da rede em referencial dq .

Por fim, os principais pontos vistos nesta seção foram:

- O sistema mantém a capacidade de fornecimento de reativos em condição de torque de carga no eixo da máquina, ou seja, com consumo elevado de potência ativa em regime permanente, sem prejuízo na dinâmica das variáveis externas;

Figura 83 – Resposta do sistema a um degrau de -200 VAR a $\omega_m = 50$ rad/s com carga. À esquerda: velocidade ω_m , corrente de magnetização i_{m2} , tensão U_{CC} e fator de potência fp ; no centro: corrente de eixo direto $i_{d,1}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,1}$, torque eletromagnético T_e e correntes em referencial estacionário $i_{\alpha,1}, i_{\beta,1}$; à direita: corrente de eixo direto $i_{d,g}$, corrente de eixo em quadratura $i_{q,g}$, potência ativa P_g e potência reativa Q_g .

Fonte: Elaborada pelo autor.

- b) O sistema operou corretamente tanto com uma perturbação de torque durante o fornecimento de potência reativa como na aplicação de degrau no fornecimento de reativos (através da referência $i_{q,g}^*$) na presença de torque de carga;
- c) A análise harmônica e dos índices de distorção das correntes apontam que a compensação de reativos não afeta o desempenho em regime permanente.

8 CONCLUSÕES

A proposta deste trabalho foi avaliar o C9C operando com fator de potência unitário ou adiantado em sua conexão à rede enquanto aciona um MIT tipo gaiola de esquilo. O objetivo consistiu na verificação da capacidade de fornecimento de potência reativa à rede em diversas condições dinâmicas e de regime permanente, variando-se também a estratégia de acionamento e controle utilizada: primeiramente, a modulação SPWM com controladores PI, e depois, o controle preditivo de corrente PPC-FCS-MPC.

Os resultados mostram que o sistema avaliado é capaz de realizar o fornecimento de potência reativa à rede; de fato, a análise dos resultados experimentais indica que a operação com fator de potência adiantado não deteriora a dinâmica das variáveis controladas nos laços externos (tensão do *link* CC no lado retificador, velocidade mecânica e corrente de magnetização no inversor), nem o desempenho dinâmico e de regime permanente das correntes da máquina e da rede.

Quanto aos laços internos de controle, referentes às correntes, é importante ressaltar que a mudança no tipo de controle implementado não alterou a capacidade de fornecimento de reativos nem modificou o desempenho das demais variáveis do sistema. Já em relação ao controle de velocidade, corrente de magnetização e tensão no *link* CC, o projeto dos controladores PI com base nos modelos, em conjunto com as estratégias adotadas de saturação e de *anti-windup*, possibilitou uma dinâmica rápida e assegurou a ausência de erro de regime permanente.

É importante lembrar que, além da capacidade de controle de fator de potência, este trabalho explorou, em determinadas circunstâncias de teste, a bidirecionalidade do C9C. A regeneração de energia na frenagem do MIT não trouxe problemas nem ao conversor (por causa da elevação da tensão CC do conversor), nem ao controle do sistema. Ainda sobre as características de operação do C9C, destaca-se a redução da tensão CC devido ao uso da razão de distribuição de utilização de tensão α_{mi} , aplicada com sucesso no acionamento SPWM com controle PI e no controle PPC-FCS-MPC.

Ademais, a obtenção de resultados experimentais tanto em condições de acionamento de motor a vazio quanto com torque de carga consolida a análise realizada e indica que a aplicação desta estratégia em ambiente industrial, em um sistema análogo ao estudado, será bem-sucedida.

Com base nas contribuições apresentadas nesta dissertação, conclui-se que o C9C se mostra como uma alternativa relevante para aplicações de baixa tensão e potência que une redução no número de dispositivos semicondutores, acionamento em frequência variável para alimentação de máquinas trifásicas e controle das correntes na conexão à

rede para compensação de potência reativa e redução nos índices de distorção harmônica, benefícios pertinentes nas áreas de eletrônica de potência e aplicações industriais.

8.1 Trabalhos Publicados

Durante o período de atividades do Mestrado, foram apresentados pelo autor, em congressos internacionais, dois artigos referentes ao tema da presente Dissertação (SANTOS et al., 2020b; SANTOS et al., 2020c). Outros dois trabalhos desenvolvidos pelo autor foram apresentados neste período, um para divulgação dos resultados do Trabalho de Conclusão de Curso (SANTOS et al., 2018) e outro abordando a topologia de conversor com número reduzido de chaves conversor de seis chaves (SANTOS et al., 2020a).

Em colaboração com outros membros do laboratório, foram publicados trabalhos associados a diversos temas da área de acionamento e controle de máquinas elétricas (GUAZZELLI et al., 2018; GUAZZELLI et al., 2019a; CASTRO et al., 2018a; CASTRO et al., 2018b; OLIVEIRA et al., 2018; LUMERTZ et al., 2020)

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Dada a expressividade dos temas de conversores com número reduzido de chaves e de compensação de potência reativa, especialmente para a indústria, este trabalho propõe algumas diretrizes que podem guiar pesquisadores que se interessem por esta linha de pesquisa:

- a) Quanto à topologia do conversor: realizar análise comparativa, em pontos de operação semelhantes, com o B2B e outros conversores equivalentes;
- b) quanto à técnica de controle: avaliar abordagens diferentes para o FCS-MPC, tais como o controle de torque no lado da máquina e o controle de potência no lado da rede, além de outras técnicas de controle para as malhas internas, como *sliding mode* e *deadbeat*;
- c) quanto ao ponto de operação: considerar também o fornecimento de reativos durante geração em regime permanente;
- d) quanto à bancada de ensaios: aprimorar o sistema de aplicação de torque com a utilização de um conversor que permita regeneração à rede elétrica, e verificar origem da oscilação na velocidade quando na aplicação de torque;
- e) quanto à viabilidade de implementação: verificar alternativas comerciais e realizar avaliação de custo-benefício.

REFERÊNCIAS

ALEXANDER, C.; SADIKU, M. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 1. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.

ALI, K.; DAS, P.; PANDA, S. K. A Special Application Criterion of the Nine-Switch Converter with Reduced Conduction Loss. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 65, n. 4, p. 2853–2862, 2018. ISSN 02780046.

ANAYA-LARA, O. et al. **Wind energy generation: modelling and control**. 1. ed. Glasgow: John Wiley & Sons, 2009. v. 1. 288 p. ISBN 978-0-470-71433-1.

ANEEL. **Resolução Normativa nº. 418**. 2010. 15 p. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>.

_____. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 1-Introdução**. Brasília, 2018. 55 p. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M{ó}dulo1{_}Revis{\~{a}}o10/f6c63d9a-62e9-af35-59>.

_____. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Brasília, 2018. 88 p.

ANTONIOU, A. **Digital Signal Processing Signals, Systems & Filters**. 1. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Tata McGraw Hill, 2006.

ARRILLAGA, J.; HYLAND, P. Twelve-pulse back-to-back AC / DC conversion for reactive -power control. **IEE Proc. C - Gener. Transm. Distrib.**, v. 129, n. 5, p. 206–212, 1982.

ASTROM, K.; HAGGLUND, T. **Advanced PID Control**. Research Triangle Park: The Instrumentation, Systems, and Automation Society - ISA, 2006.

AZMI, S. et al. Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application. In: **IET Conf. Renew. Power Gener. (RPG 2011)**. Edinburgh: IET, 2012.

BLASCHKE, F. A new method for the structural decoupling of AC induction machines. In: **Multivariable Tech. Control Syst. 2nd IFAC Symp.** Dusseldorf: [s.n.], 1971. p. 1–15.

BRADLEY, D. A. et al. Adjustable-frequency invertors and their application to variable-speed drives. **Proc. Inst. Electr. Eng.**, v. 111, n. 11, p. 1833–1846, 1964.

BRASIL. **Lei nº 9427**. 1996. Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil{_}03/Leis/L9427compilada.>

_____. **Decreto nº 5081**. 2004. Disponível em: <

- CARLSSON, A. **The back to back converter: control and design**. [S.l.: s.n.], 1998. 106 p. ISBN 918893408X.
- CASTRO, A. G. de et al. Zero sequence power contribution on bldc motor drives. part i: A theoretical investigation. In: **2018 13th IEEE Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2018**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1016–1023.
- _____. Zero sequence power contribution on bldc motor drives. part ii: A fcs-mpc current control of three-phase four-leg inverter based drive. In: **2018 13th IEEE Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2018**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1024–1029.
- CHAGAS, J. **Visão geral do encoder de quadratura**. 2020. Disponível em: <https://www.dynaparencoders.com.br/blog/visao-geral-do-encoder-de-quadratura/>.
- CHEN, Y.; JIN, X. M. Modeling and control of three-phase voltage source PWM rectifier. **Conf. Proc. - IPEMC 2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf.**, v. 3, p. 1459–1462, 2007.
- CORTÉS, P. et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, 2012.
- COUTO, E. B. **Identificação Paramétrica de um Motor de Indução Trifásico Através de Ensaio de Degrau em Corrente Contínua**. 1996. 90 p. Tese (Dissertação (Mestrado)) — Universidade de São Paulo, São Carlos, 1996.
- CUTLER, C. R.; RAMAKER, B. L. Dynamic matrix control??a computer control algorithm. **Joint Automatic Control Conference**, v. 17, p. 72, 1980.
- DEHGHAN, S. M. et al. Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters. **IET Power Electron.**, v. 6, n. 3, p. 457–467, 2013. ISSN 1755-4535. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0203>.
- DEHNAVI, S. M. D. et al. Space vectors modulation for nine-switch converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 25, n. 6, p. 1488–1496, 2010. ISSN 08858993.
- DIAB, M. S. et al. A Nine-Switch-Converter-Based Integrated Motor Drive and Battery Charger System for EVs Using Symmetrical Six-Phase Machines. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 63, n. 9, p. 5326–5335, 2016. ISSN 02780046.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern Control Systems**. 11. ed. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2008.
- ECHEVERRÍA, R. P. A. **Model Predictive Control of Power Converters – Theory and Practice**. 2012. 172 p. Tese (Tese (Doutorado)) — University of Newcastle, 2012.
- ELMI, M.; ALIZADEH, R.; AJAMI, A. A reduced switch multi-input converter for low power variable speed wind turbine application. **6th Annu. Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2015**, n. February, p. 207–212, 2015.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas - Com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. 648 p.

FUKUDA, S. Modeling and control of PWM voltage source rectifier with a buck-boost characteristic in its output. In: **Conf. Rec. 1999 IEEE Ind. Appl. Conf. Thirty-Forth IAS Annu. Meet.** Phoenix: IEEE, 1999. p. 2194–2200.

GAO, H.; WU, B.; XU, D. Nine-switch ac/ac current source converter for microgrid application with model predictive control. **IET Power Electron.**, v. 10, n. 13, p. 1759–1766, 2017. ISSN 1755-4535.

GEYER, T. **Low Complexity Model Predictive Control in Power Electronics and Power Systems**. 2005. Tese (Tese (Doutorado)) — Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, 2005.

GEYER, T. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus PWM-based schemes. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, IEEE, v. 47, n. 3, p. 1380–1389, 2011. ISSN 00939994.

GOLESTAN, S. et al. A quasi-type-1 phase-locked loop structure. **IEEE Trans. Power Electron.**, IEEE, v. 29, n. 12, p. 6264–6270, 2014. ISSN 08858993.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Single-phase PLLs: A review of recent advances. **IEEE Trans. Power Electron.**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9013–9030, 2017. ISSN 08858993.

GRANZA, M. H. **Implementação de um sistema de controle do gerador de indução de rotor em gaiola de esquilo em aerogeradores**. 2014. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2014.

GUAZZELLI, P. R. U. et al. Dual predictive current control of grid connected nine-switch converter applied to induction generator. In: **2018 13th IEEE Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2018**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1038–1044.

_____. Finite control set model based predictive control of grid-tied six-switch converter applied to induction generator. In: **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

_____. Weighting factors optimization of predictive torque control of induction motor by multiobjective genetic algorithm. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 34, n. 7, p. 6628–6638, 2019. ISSN 08858993.

GUEDES, M. V. de. **O Motor de Indução Trifásico - Modelização**. Porto: [s.n.], 1993. 69 p.

GUIDORIZZI, H. L. **Um Curso de Cálculo - Vol. 1**. 6. ed. São Paulo: LTC, 2018. ISBN 9788521635567.

_____. **Um Curso de Cálculo - Vol. 2**. 6. ed. São Paulo: LTC, 2019. ISBN 9788521635444.

GULBUDAK, O.; GOKDAG, M. Predictive dual-induction machine control using nine-switch inverter for multi-drive systems. **Proc. - 2018 IEEE 12th Int. Conf. Compat. Power Electron. Power Eng. CPE-POWERENG 2018**, IEEE, p. 1–6, 2018.

_____. Asymmetrical multi-step direct model predictive control of nine-switch inverter for dual-output mode operation. **IEEE Access**, v. 7, p. 164720–164733, 2019.

GULBUDAK, O.; SANTI, E. Model predictive control of dual-output nine-switch inverter with output filter. In: **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1582–1589.

HERIS, A. A.; SADEGHI, M.; BABAEI, E. A New Topology For The Three-Phase to Three- Phase Cycloconverters. p. 489–494, 2011.

HEYDARI, M.; FATEMI, A.; VARJANI, A. Y. A reduced switch count three-phase AC/AC converter with six power switches: Modeling, analysis, and control. **IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.**, v. 5, n. 4, p. 1720–1738, 2017. ISSN 21686785.

HEYDARI, M.; VARJANI, A. Y.; MOHAMADIAN, M. A novel three-phase to three-phase AC/AC converter using six IGBTs. **2011 2nd Int. Conf. Electr. Power Energy Convers. Syst. EPECS 2011**, 2011. ISSN 09505849.

Holtz, J. Sensorless control of induction motor drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, 2002.

INFINEON. **FZ750R65KE3**. [S.l.]: IRF, 2020. 1–9 p.

IR. **IRG7PH42UDPbF / IRG7PH42UD-EP**. [S.l.]: IRF, 2009. 1–11 p.

_____. **IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF**. [S.l.]: Infineon, 2019. 1–17 p.

JARUTUS, N.; KUMSUWAN, Y. A Carrier-Based Phase-Shift Space Vector Modulation Strategy for a Nine-Switch Inverter. **IEEE Trans. Power Electron.**, IEEE, v. 32, n. 5, p. 3425–3441, 2017. ISSN 08858993.

JAYAN, V.; GHIAS, A. Finite control set model predictive control of a nine switch dual output converter as a power quality conditioner. In: **2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1241–1246.

JIANG, L. et al. A novel hybrid 3-phase PWM current source rectifier using SCRs and IGBTs. **2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009**, p. 1235–1239, 2009.

JIBHAKATE, C. N.; CHAUDHARI, M. A.; RENGE, M. M. Power factor improvement using nine switch AC-DC-AC converter. **2016 IEEE 6th Int. Conf. Power Syst. ICPS 2016**, IEEE, p. 1–4, 2016.

_____. Nine-switch controlled induction motor drive with unity and leading power factor. **Proc. 2017 2nd IEEE Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. ICECCT 2017**, 2017.

_____. Reactive Power Compensation Using Induction Motor Driven by Nine Switch AC-DC-AC Converter. **IEEE Access**, IEEE, v. 6, p. 1312–1320, 2017. ISSN 21693536.

JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos**. 4. ed. Englewood Cliffs, NJ, EUA: Prentice Hall do Brasil, 1994.

- JOSE, J.; GOYAL, G. N.; AWARE, M. V. Improved inverter utilisation using third harmonic injection. **2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2010 and 2010 Power India**, IEEE, p. 1–6, 2010.
- KABIR, Y.; MOHSIN, Y. M.; KHAN, M. M. Automated power factor correction and energy monitoring system. **Proc. 2017 2nd IEEE Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. ICECCT 2017**, 2017.
- KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; KENNEL, R. On the choice of norm in finite control set model predictive control. **IEEE Trans. Pow. Electr.**, v. 33, n. 8, p. 7105–7117, 2018.
- KÄRKKÄINEN, H. et al. Technology comparison of induction motor and synchronous reluctance motor. In: **Proc. IECON 2017 - 43rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.** Beijing: IEEE, 2017. v. 2017-Janua, n. 640, p. 2207–2212. ISBN 9781538611272.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions. In: **Proc. Appl. Power Electron. Conf. APEC '96**. San Jose: IEEE, 1996. p. 703–708. ISBN 0780330447.
- KHADRAOUI, S. et al. Electrical machines, drives and power systems. In: **AMERICAN CONTROL CONFERENCE (ACC)**, 2013. **A model-free design of reduced-order controllers and application to a DC servomotor**. Washington, DC, USA: Automatica 50, 2014. p. 2142–2149.
- KOMINAMI, T.; FUJIMOTO, Y. A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads. In: **2007 IEEE Ind. Appl. Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2346–2350.
- KOVACS, K. P.; RACZ, I. **Transiente vorgange in Wechselstrommaschinen**. [S.l.]: Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959. v. 1.
- KRAUSE, P. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2013. 676 p.
- KRISHNAN, R. **Electric motor drives**. 1. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2001. 626 p. ISBN 0130910147.
- LEE, S. S.; HENG, Y. E.; ROSLAN, M. A. Finite control set model predictive control of nine-switch AC/DC/AC converter. **PECON 2016 - 2016 IEEE 6th Int. Conf. Power Energy, Conf. Proceeding**, IEEE, n. 3, p. 746–751, 2017.
- LEM. **Voltage Transducer LV 20-P**. [S.l.]: LEM, 2005. 1–2 p.
- _____. **Current Transducer HXS 20-NP**. [S.l.]: LEM, 2014. 1–3 p.
- LEON, J. I. et al. The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, IEEE, v. 63, n. 5, p. 2688–2701, 2016. ISSN 02780046.
- LETTL, J.; DOLECEK, R. EMC increasing of PWM rectifier in comparison with classical rectifier. **Radioengineering**, v. 17, n. 4, p. 93–100, 2008. ISSN 12102512.

- LIU, C. et al. A novel three-phase three-leg AC/AC converter using nine IGBTs. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 24, n. 5, p. 1151–1160, 2009. ISSN 08858993.
- LUMERTZ, M. et al. Design of ipmsm with reduced torque ripple through advanced sine-shaped poles. In: **2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 164–169.
- MATHWORKS. **Control System Designer**. 2021. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/control/ref/controlsystemdesigner-app.html>>.
- MCPHERSON, G.; LARAMORE, R. D. **An Introduction To Electrical Machines and Transformers**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1990. 571 p.
- MOKRYTZKI, B. Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives. **IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.**, IGA-3, n. 6, p. 493–503, 1967. ISSN 0018943X.
- NETO, A. H. Técnicas Anti-Windup Em Estruturas De Controle Pid, Rst E Gpc. **Diss. submetida à Univ. Fed. St. Catarina**, p. 172, 2005.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC Editora, 2002.
- OCHI, S.; ZOMMER, N. I3, an intelligent, isolated, integrated half-bridge power module. In: **1993 Fifth Eur. Conf. Power Electron. Appl.** [S.l.: s.n.], 1993. p. 191–196.
- OLIVEIRA, C. M. R. de et al. Analysis of the dynamic emulation problem for validation of position control algorithms in machine drives. In: **2018 13th IEEE Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2018**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1266–1273.
- OLIVEIRA, V. A.; AGUIAR, M. L.; VARGAS, J. B. **Engenharia de Controle**. 1. ed. Rio de Janeiro: Elsevier Academic, 2016. 328 p.
- ONS. **Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica**. Rio de Janeiro, 2009. 1–36 p.
- _____. **Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de qualidade da energia elétrica da Rede Básica**. Rio de Janeiro, 2016. v. 0, 32 p.
- _____. **Procedimentos de Rede**. 2019. Disponível em: <<http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-ons/procedimentos-de-rede/o-que-sao>>.
- ORITI, G.; JULIAN, A. L. Hybrid rectifier using thyristors and IGBTs for low cost regenerative drives. In: **APEC 2000. Fifteenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (Cat. No.00CH37058)**. [s.n.], 2000. v. 00, n. c, p. 951–956. ISBN 0-7803-5864-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=822804>>.
- PAN, L. et al. A novel space-vector modulation method for nine-switch converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 2, p. 1789–1804, 2020.
- PEKAREK, S.; SKVARENINA, T. ACSL/Graphic Modeller Component Models for Electric Power Education. **IEEE Trans. Educ.**, v. 41, n. 4, 1998.

PEREIRA, W. C. d. A. **Contribuições ao Controle Preditivo Finite Control-Set Aplicado à Máquina de Indução Trifásica**. 2019. 124 p. Tese (Tese (Doutorado)) — Universidade de São Paulo, 2019.

PÉREZ-GUZMÁN, R. E.; RIVERA, M.; WHEELER, P. W. Recent advances of predictive control in power converters. In: **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1100–1105.

PFAFF, G.; WESCHTA, A.; WICK, A. F. Design and experimental results of a brushless ac servo drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20, n. 4, p. 814–821, 1984.

QIN, Z.; LOH, P. C.; BLAABJERG, F. Application Criteria for Nine-Switch Power Conversion Systems with Improved Thermal Performance. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 8, p. 4608–4620, 2015. ISSN 08858993.

RAMSDEN, E. **Hall-Effect Sensors: Theory and Application**. Burlington, USA: Elsevier Science, 2011. ISBN 9780080523743. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=R8VAjMitH1QC>>.

RICHALET, J. et al. Model predictive heuristic control. **Automatica**, Pergamon Press, Inc., Tarrytown, NY, USA, v. 14, n. 5, p. 413–428, 1978. ISSN 0005-1098. Disponível em: <[http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098\(78\)90001-8](http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098(78)90001-8)>.

RODRIGUEZ, J.; CORTÉS, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. 1. ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2012. 246 p.

RODRÍGUEZ, J. et al. High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 59, n. 2, p. 812–820, 2012. ISSN 02780046.

_____. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://web.diegm.uniud.it/petrella/AzionamentiElettriciII/Tesine/Rodr{\%}ECguezetal.-PredictiveCurrentControlofaVoltageSourceInverter.>>>

SANJUAN, S. L. **Voltage Oriented Control of Three - Phase Boost PWM Converters Voltage Oriented Control of Three - Phase Boost PWM Converters**. 2010. 114 p. Tese (Mestrado) — Chalmers University of Technology, Gotemburg, 2010.

SANTOS, S. et al. Determination of the voltage coefficients of the six-switch ac/ac converter based on static utilization factor. In: **IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 931–936.

_____. Grid-connected variable speed driven squirrel-cage induction motor through a nine-switch ac/ac converter with leading power factor. In: **IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 979–984.

_____. Reactive power compensation with nine-switch ac/ac converter and predictive current control applied to a variable speed driving induction motor. A ser publicado. 2020.

_____. Projeto de controlador pi com base em dados experimentais de resposta em frequência: Aplicação em um motor cc. In: **XXII Congresso Brasileiro de Automática**. [S.l.: s.n.], 2018.

SHARMA, V. et al. Comparative Analysis of VSI, CSI and ZSI fed Induction Motor Drive System. In: **2016 3rd Int. Conf. Comput. Sustain. Glob. Dev.** New Delhi: IEEE, 2016. p. 1188–1191. ISBN 9789380544212.

SLONIM, M. A.; BIRINGER, P. P. Steady-State Processes in Cycloconverters Part I : High-Frequency Cycloconverters (Cycloinverters). **IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.**, IECI-28, n. 2, p. 126–131, 1981.

_____. Steady-State Processes in Cycloconverters-Part II : Low-Frequency Cycloconverters. **IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.**, IECI-28, n. 2, p. 131 – 136, 1981.

THIYAGARAJAH, K.; RANGANATHAN, V. T.; IYENGAR, B. S. R. A high switching frequency IGBT PWM rectifier/inverter system for AC motor drives operating from single phase supply. In: **21st Annu. IEEE Conf. Power Electron. Spec.** [S.l.: s.n.], 1990. p. 663–671.

TI. **C2000 Delfino MCU F28379D LaunchPad™ development kit**. 2018. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>>.

_____. **C2000Ware for C2000 MCUs**. 2020. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/C2000WARE>>.

_____. **Code Composer Studio (CCS) Integrated Development Environment (IDE) for C2000 Microcontrollers**. 2020. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/CCSTUDIO-C2000>>.

_____. **TMS320F28379D**. 2020. Disponível em: <<https://www.ti.com/product/TMS320F28379D>>.

Van Eck, R. A. Frequency-changer systems using the cycloconverter principle. **IEEE Trans. Appl. Ind.**, v. 82, n. 66, p. 163–168, 1963.

VARGAS, R. et al. Predictive Control of a Three-Phase Neutral-point-clamped Inverter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 54, n. 5, p. 2697–2705, 2007.

VAS, P. **Vector Control of AC Machines**. 1. ed. Oxford: Oxford University Press, 1994. 332 p.

VENTURINI, M.; ALESINA, A. The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. **PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.**, v. 1980-Janua, p. 242–252, 1980. ISSN 02759306.

WANG, B. et al. Speed-sensorless induction machine control in the field-weakening region using discrete speed-adaptive full-order observer. **IEEE Trans. Power Electron.**, IEEE, v. 31, n. 8, p. 5759–5773, 2016. ISSN 08858993.

WANG, F. et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of PTC and PCC methods. **IEEE Trans. Ind. Inform.**, v. 11, n. 3, p. 671–681, 2015. ISSN 15513203.

- WANG, H.; ZHANG, J.; CAI, X. Experiment study of squirrel-cage induction generator for the full-scale wind power converter. In: **Conf. Proc. - 2012 IEEE 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf. - ECCE Asia, IPEMC 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. v. 4, p. 1457–1463. ISBN 9781457720864.
- WANG, K. et al. Modeling of nine-switch-converter based on virtual leg and its application in dfig wind generation system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 7, p. 7674–7688, 2020.
- WHEELER, P. W. et al. Matrix converters: a technology review. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 49, n. 2, p. 276–288, 2002. ISSN 0278-0046.
- WRÓBEL, K.; SERKIES, P.; SZABAT, K. Model Predictive Base Direct Speed Control of Induction Motor Drive — Continuous and Finite Set Approaches. **Energies**, v. 13, n. 5, p. 1–15, 2020.
- YAMAN, G.; KANAAN, H. Y. MPPT-Based Predictive Control of a Back-to-Back Converter for a Wind Power Generation System. **2018 IEEE 12th Int. Conf. Compat. Power Electron. Power Eng. (CPE-POWERENG 2018)**, p. 1–7, 2018.
- ZELECHOWSKY, M. **Space vector modulated - direct torque controlled (DTC-SVM) inverter - fed induction motor drive**. 2005. 175 p. Tese (Tese (Doutorado)) — Warsaw University of Technology, 2005.
- ZHANG, Z.; CAI, K.; KENNEL, R. Current based open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant control for two-level power converters with direct model predictive control. **Proc. IECON 2017 - 43rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.**, v. 2017-Janua, p. 3179–3184, 2017.

Apêndices

APÊNDICE A – DEDUÇÃO DA CONDIÇÃO CRÍTICA DE TENSÃO APLICADA PELO VSR

Este apêndice contém o procedimento adotado para avaliação da tensão máxima aplicada pelo conversor em sua conexão à rede a partir da [Equação 4.9](#) e das condições de contorno cabíveis dentro da presente dissertação. A [Figura 84](#) apresenta, de forma gráfica, a região de operação das correntes da rede, identificada por A e delimitada pelas bordas i, ii, iii e iv. Considera-se que a corrente da rede é limitada em $I_{g,max}$, tal que $\sqrt{i_{d,g}^2 + i_{q,g}^2} \leq I_{g,max}$; além disso, para limitar o fornecimento ou consumo de potência reativa, adota-se o termo d_{iq} , assim, $|i_{q,g}| \leq d_{iq}I_{g,max}$; por fim, admite-se que $i_{d,g} \geq 0$, já que, em regime permanente, não se planeja fornecer potência ativa à rede.

Figura 84 – Região de operação das correntes da rede.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A.1 Análise no Interior da Região

Segundo o Teorema de Weierstrass, dada uma função contínua dentro de um conjunto compacto A , tal função assumirá em A pontos de valor máximo e de valor

mínimo. Estes pontos, chamados extremantes, podem estar tanto no interior do compacto como na sua fronteira, e possuem a característica de serem pontos críticos (ou seja, possuem derivada primeira nula) (GUIDORIZZI, 2019). Dessa forma, a correta análise dos pontos críticos no presente contexto deve iniciar-se dentro de A , seguido das fronteiras.

As derivadas parciais de $||\vec{u}_{dq,s}||$ em relação a $i_{d,g}$ e $i_{q,g}$ são apresentadas na Equação A.1. Ao igualar as expressões a zero, obtém-se o ponto crítico indicado na Equação A.2.

$$\frac{\partial ||\vec{u}_{dq,s}||}{\partial i_{d,g}} = \frac{Z_g^2 i_{d,g} - R_g u_{d,g}}{\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 (i_{d,g}^2 + i_{q,g}^2) - 2u_{d,g}(R_g i_{d,g} - \omega_g L_g i_{q,g})}} \quad (\text{A.1a})$$

$$\frac{\partial ||\vec{u}_{dq,s}||}{\partial i_{q,g}} = \frac{Z_g^2 i_{q,g} + \omega_g L_g u_{d,g}}{\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 (i_{d,g}^2 + i_{q,g}^2) - 2u_{d,g}(R_g i_{d,g} - \omega_g L_g i_{q,g})}} \quad (\text{A.1b})$$

$$\vec{i}_{dq,gC,A} = i_{d,g} + j i_{q,g} = \frac{u_{d,g}}{Z_g^2} (R_g - j \omega_g L_g) \quad (\text{A.2})$$

Entretanto, ao avaliar a condição em que o denominador das derivadas parciais é nulo, verifica-se que o próprio ponto apresentado na Equação A.2 é solução que anula o denominador; portanto, a derivada não é definida nesse ponto - o que, por si só, constitui um ponto crítico. Ao se substituir $\vec{i}_{dq,gC,A}$ na Equação 4.9, obtém-se $||\vec{u}_{dq,s}|| = 0$, o que demonstra claramente que tal ponto é um mínimo global, uma vez que a função raiz quadrada admite apenas números reais não negativos em sua Imagem.

A.2 Análise nas Fronteiras da Região

As quatro fronteiras do conjunto compacto estão descritas na Equação A.3. Deve-se avaliar cada uma delas em busca de pontos críticos. No trecho iv, adotou-se coordenadas polares, com raio fixo em $I_{g,max}$ e ângulo x .

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{(i)} : i_{d,g} = 0, & -d_{iq} I_{g,max} < i_{q,g} < d_{iq} I_{g,max} \\ \text{(ii)} : i_{q,g} = d_{iq} I_{g,max}, & 0 < i_{d,g} < \sqrt{1 - d_{iq}^2} I_{g,max} \\ \text{(iii)} : i_{q,g} = -d_{iq} I_{g,max}, & 0 < i_{d,g} < \sqrt{1 - d_{iq}^2} I_{g,max} \\ \text{(iv)} : \sqrt{i_{d,g}^2 + i_{q,g}^2} = I_{g,max}, & -\cos^{-1}(d_{iq}) < x < \cos^{-1}(d_{iq}) \end{array} \right. \quad (\text{A.3})$$

A Tabela 20 indica os pontos críticos encontrados em cada um dos trechos da fronteira de A , bem como os sinais de derivada segunda em cada um desses pontos; relembra-se que um ponto de máximo local em funções de uma variável deve ter derivada primeira nula e derivada segunda negativa (GUIDORIZZI, 2018). Percebe-se que os quatro pontos críticos calculados são mínimos, dados os sinais de derivada segunda nesses pontos; por isso, o máximo ponto dentro do conjunto A deve estar em um dos quatro extremos das fronteiras do compacto.

Tabela 20 – Pontos críticos da fronteira de A .

TRECHO	Ponto Crítico $\vec{i}_{dq,gC}$	Derivada Segunda
i	$-j \frac{\omega_g L_g u_{d,g}}{Z_g^2}$	+
ii	$\frac{R_g u_{d,g}}{Z_g^2} + j d_{iq} I_{g,max}$	+
iii	$\frac{R_g u_{d,g}}{Z_g^2} - j d_{iq} I_{g,max}$	+
iv	$\frac{I_{g,max}}{Z_g} (R_g - j \omega_g L_g)$	+

Fonte: Elaborada pelo autor.

A.3 Análise nas Extremidades das Fronteiras da Região

Os pontos de intersecção entre as fronteiras precisam ser avaliados, já que podem ser máximos locais. A [Tabela 21](#) apresenta os quatro pontos de intersecção entre fronteiras de A e as respectivas tensões ao substituir as correntes correspondentes na [Equação 4.9](#).

Tabela 21 – Pontos das extremidades das fronteiras de A .

LOCAL	Ponto Crítico $\vec{i}_{dq,gC}$	Tensão $\ \vec{u}_{dq,s}\ $ no Ponto Crítico
i-ii	$j d_{iq} I_{g,max}$	$\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 I_{g,max}^2 + 2 u_{d,g} \omega_g L_g d_{iq} I_{g,max} - Z_g^2 (1 - d_{iq}^2) I_{g,max}^2}$
i-iii	$-j d_{iq} I_{g,max}$	$\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 I_{g,max}^2 - 2 u_{d,g} \omega_g L_g d_{iq} I_{g,max} - Z_g^2 (1 - d_{iq}^2) I_{g,max}^2}$
ii-iv	$(\sqrt{1 - d_{iq}^2} + j d_{iq}) I_{g,max}$	$\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 I_{g,max}^2 + 2 u_{d,g} I_{g,max} (\omega_g L_g d_{iq} - R_g \sqrt{1 - d_{iq}^2})}$
iii-iv	$(\sqrt{1 - d_{iq}^2} - j d_{iq}) I_{g,max}$	$\sqrt{u_{d,g}^2 + Z_g^2 I_{g,max}^2 - 2 u_{d,g} I_{g,max} (\omega_g L_g d_{iq} + R_g \sqrt{1 - d_{iq}^2})}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os pontos nas intersecções i-iii e iii-iv são menores, respectivamente, que os das intersecções i-ii e ii-iv. Dessa forma, apenas estes dois últimos precisam ser avaliados para determinar o ponto máximo dentro do compacto A . Pode-se notar que somente os últimos termos diferenciam as tensões referentes às intersecções i-ii, $\|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,i-ii}$, e ii-iv, $\|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,ii-iv}$; portanto, basta analisar estes dois termos para definir o ponto máximo na região analisada. Assim, supondo que $\|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,i-ii} > \|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,ii-iv}$, a seguinte condição precisa ocorrer:

$$\begin{aligned}
 \|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,i-ii} > \|\vec{u}_{dq,s}\|_{C,ii-iv} &\Leftrightarrow -Z_g^2 (1 - d_{iq}^2) I_{g,max}^2 > -2 u_{d,g} I_{g,max} R_g \sqrt{1 - d_{iq}^2} \\
 &\Leftrightarrow d_{iq} > \sqrt{1 - \frac{4 R_g^2 u_{d,g}^2}{Z_g^4 I_{g,max}^2}}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

Com base nos dados apresentados no [Capítulo 6](#), calcula-se o termo da raiz em 0,994. Como o termo d_{iq} definido para o presente trabalho é de 0,7, a relação destacada na [Equação A.4](#) não é válida, portanto, adota-se como máximo a tensão aplicada pelo conversor referente ao ponto crítico na intersecção entre as fronteiras ii e iv.

APÊNDICE B – DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DISCRETAS PARA PREDIÇÃO NO PCC-FCS-MPC

Este apêndice contém as deduções das equações discretas para predição das correntes de estator e da rede no PCC-FCS-MPC.

B.1 Predição das Correntes de Estator do MIT

O ponto de partida são as equações de tensão no referencial $\alpha\beta$ (Equação 3.1). Substitui-se, na Equação 3.1a, a expressão de fluxo de estator dada pela Equação 3.2a. Além disso, com a ajuda de Equação 3.2b, deve-se substituir as correntes de rotor, que não estarão presentes no modelo. Assim,

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\alpha\beta,1} &= R_1 \vec{i}_{\alpha\beta,1} + \frac{d}{dt}(L_1 \vec{i}_{\alpha\beta,1} + L_H \vec{i}_{\alpha\beta,2}) \\ &= R_1 \vec{i}_{\alpha\beta,1} + L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,1} + L_H \frac{d}{dt} \left(\frac{\vec{\psi}_{\alpha\beta,2} - L_H \vec{i}_{\alpha\beta,1}}{L_2} \right) \\ &= R_1 \vec{i}_{\alpha\beta,1} + \sigma L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,1} + \frac{L_H}{L_2} \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta,2}\end{aligned}\quad (\text{B.1})$$

Isolando a derivada da corrente de estator,

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,1} = -\frac{R_1}{\sigma L_1} \vec{i}_{\alpha\beta,1} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_H} \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} + \frac{1}{\sigma L_1} \vec{u}_{\alpha\beta,1} \quad (\text{B.2})$$

Também é possível isolar a derivada do fluxo de rotor na Equação 3.1b, já assumindo tensão nula no rotor, $\vec{u}_{\alpha\beta,2}[k] = 0$:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} &= -R_2 \vec{i}_{\alpha\beta,2} + jp\omega_m \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} \\ &= -R_2 \left(\frac{\vec{\psi}_{\alpha\beta,2} - L_H \vec{i}_{\alpha\beta,1}}{L_2} \right) + jp\omega_m \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} \\ &= +\frac{R_2 L_H}{L_2} \vec{i}_{\alpha\beta,1} + \left(jp\omega_m - \frac{R_2}{L_2} \right) \vec{\psi}_{\alpha\beta,2}\end{aligned}\quad (\text{B.3})$$

Ao substituir a Equação B.3 na Equação B.2 para eliminar a derivada do fluxo do rotor, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,1} = -\left[\frac{R_1}{\sigma L_1} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \frac{R_2}{L_2} \right] \vec{i}_{\alpha\beta,1} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_H} \right) \left(\frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m \right) \vec{\psi}_{\alpha\beta,2} + \frac{1}{\sigma L_1} \vec{u}_{\alpha\beta,1} \quad (\text{B.4})$$

Assim, o modelo de predição para o MIT será composto de duas equações, uma referente ao fluxo do rotor e outra referente à corrente do estator. Aplicando a discretização *Forward-Euler*, dada pela [Equação 5.11](#), nas Equações [B.3](#) e [B.4](#),

$$\hat{\psi}_{\alpha\beta 0,2}[k+1] = \left[1 - T_s \left(\frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m[k] \right) \right] \vec{\psi}_{\alpha\beta 0,2}[k] + T_s \frac{R_2 L_H}{L_2} \vec{i}_{\alpha\beta 0,1}[k] \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{aligned} \hat{\vec{i}}_{\alpha\beta 0,1}[k+1] = & \left\{ 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left[\frac{R_1}{L_1} + (1-\sigma) \frac{R_2}{L_2} \right] \right\} \vec{i}_{\alpha\beta 0,1}[k] \\ & + T_s \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_H} \right) \left(\frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m[k] \right) \vec{\psi}_{\alpha\beta 0,2}[k] + \frac{T_s}{\sigma L_1} \vec{u}_{\alpha\beta 0,1,m}[k] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Vê-se que a única variável a ser testada para minimização da função custo é $\vec{u}_{\alpha\beta 0,1,m}$, que deve ser testada para os m possíveis estados de chaveamento.

B.2 Predição das Correntes da Rede

Esta dedução é mais direta, uma vez que a [Equação 4.4a](#) já apresenta a formulação próxima da desejada para estimação das correntes da rede. Isolando a derivada de $\vec{i}_{\alpha\beta,g}$,

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta 0,g} = \frac{1}{L_g} \vec{u}_{\alpha\beta 0,g} - \frac{R_g}{L_g} \vec{i}_{\alpha\beta 0,g} - \frac{1}{L_g} \vec{u}_{\alpha\beta 0,s} \quad (\text{B.7})$$

Aplicando a discretização *Forward-Euler*, dada pela [Equação 5.11](#),

$$\hat{\vec{i}}_{\alpha\beta 0,g}[k+1] = \left(1 - T_s \frac{R_g}{L_g} \right) \vec{i}_{\alpha\beta 0,g}[k] + \frac{T_s}{L_g} \left(+ \vec{u}_{\alpha\beta 0,g}[k] - \vec{u}_{\alpha\beta 0,s,m}[k] \right) \quad (\text{B.8})$$

Neste caso, a variável a ser testada para minimização da função custo é $\vec{u}_{\alpha\beta 0,s,m}$, que deve ser testada para os m possíveis estados de chaveamento.

APÊNDICE C – ÁRVORES DE TESTE DOS EXPERIMENTOS EM BANCADA

Este apêndice apresenta as árvores de testes geradas para a execução dos procedimentos experimentais referentes à presente dissertação.

Figura 85 – Árvore referente ao Teste 1: Análise de transitório com controle PI.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 86 – Árvore referente ao Teste 2: Análise de regime permanente com controle PI.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 87 – Árvore referente ao Teste 3: Análise de transitório com PCC-FCS-MPC.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 88 – Árvore referente ao Teste 4: Análise de regime permanente com PCC-FCS-MPC.

Fonte: Elaborada pelo autor.