

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Estratégias Preditivas para a Mitigação da Tensão de
Modo Comum em Motor de Indução Trifásico



Sofia Maria Almeida Dias

João Pessoa
Fevereiro - 2023

Sofia Maria Almeida Dias

**Estratégias Preditivas para a Mitigação da Tensão de Modo
Comum em Motor de Indução Trifásico**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Nady Rocha, Dr.

Coorientador: Prof. Isaac Soares de Freitas, Dr.

© Sofia Maria Almeida Dias

João Pessoa

Fevereiro - 2023

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

D541e Dias, Sofia Maria Almeida.

Estratégias preditivas para a mitigação da tensão de modo comum em motor de indução trifásico / Sofia Maria Almeida Dias. - João Pessoa, 2023.

129 f. : il.

Orientação: Nady Rocha.

Coorientação: Isaac Soares De Freitas.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Motor indução trifásico. 2. Mitigação da tensão - Modo comum. 3. Model Predictive Control - MPC. 4. Máquina elétrica - Acionamento. 5. Conversor CA-CC-CA. I. Rocha, Nady. II. Freitas, Isaac Soares de. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.313.333(043)

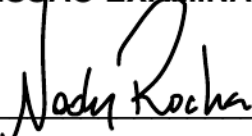
UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação
**ESTRATÉGIAS PREDITIVA PARA A MITIGAÇÃO DA TENSÃO DE MODO
COMUM EM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

Elaborada por
SOFIA MARIA ALMEIDA DIAS

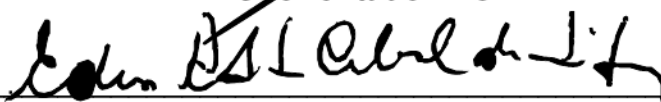
como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA



PROF. DR. NADY ROCHA
Orientador – UFPB

PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS
Coorientador – UFPB



PROF. DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA
Examinador Interno – UFPB



PROF. DR. MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA
Examinador Externo – UFCG



Documento assinado digitalmente
FILIPE ANTONIO DA COSTA BAHIA
Data: 14/04/2023 20:40:15-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. FILIPE ANTÔNIO DA COSTA BAHIA
Examinador Externo – UFBA

Dedico este trabalho aos meus pais, Tereza Aione Almeida Dias e Francisco Eugênio Dias,
por me ensinarem a sempre entregar a minha melhor versão em tudo que eu realizasse.

Vocês são meu porto seguro, meu alicerce, e tornam minha conquista ainda mais
satisfatória e realizadora.

Obrigada por tudo, todo meu amor é de vocês!

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente à Deus, por toda sua bondade e amor e por me abençoar sempre e cada dia mais. Agradeço também aos meus pais, minha mãe Tereza Aione e ao meu pai Francisco Eugênio, por toda paciência, amor e tempo investidos em mim para que mais um sonho meu fosse possível. À minha irmã, Gabriela Almeida por todo apoio e conversas que tivemos, sempre me aconselhando e me incentivando em todos os momentos, e mesmo à distância, me inspirou e me inspira todos os dias.

Agradeço também a todos os meus amigos do "TDJM" por sempre serem pessoas tão maravilhosas, companheiras, e que me preenchem de momentos tão felizes, cada um com seu jeito, que os tornam únicos. As minhas amigas que me acompanham desde o colégio, Klivia e Bianca, sempre com os melhores conselhos e histórias, e que sempre me apoiam a continuar, cada risada guardo com muito amor. Aos amigos e companheiros que fiz durante minha graduação, Letycia, Kananda e Diógenes, por tornaram também o mestrado, algo mais leve, sem vocês todo o caminho percorrido não teria a mesma graça. Agradeço também aos amigos que fiz até aqui no mestrado, Thaís, Gilielson, Manoel, Ruben e Lucas, o que seria de mim sem vocês para me apoiarem quando o desespero batia, o meu muito obrigada. As minhas queridas amigas e irmãs de EJC, Bárbara, Mayze, Laísa, Klivia, Caren, Jacque, e Rafa, meus maiores presentes de 2022, que me fortalecem todos os dias no maior amor que existe.

Agradeço também aos meus professores, sempre fundamentais em todas as etapas da minha jornada acadêmica. Em especial, agradeço ao meu orientador Nady Rocha, que desde a graduação, sempre me apoiou, e me forneceu os seus melhores ensinamentos e conselhos. Agradeço também pela oportunidade de estudar na Universidade Federal da Paraíba (UFPB), cada passo dado desde a graduação até a conclusão do mestrado, me faz acreditar que fiz a escolha correta, e me dá segurança para alçar voos cada vez maiores.

*A verdadeira motivação vem de realização, desenvolvimento pessoal, satisfação no trabalho
e reconhecimento.
Frederick Herzberg.*

Resumo

Neste documento é apresentado um comparativo entre três estratégias distintas que promovem a mitigação da tensão de modo comum para o conversor CA-CC-CA, mais conhecido também como *back-to-back*, a partir uso do Modelo do Controle Preditivo, do inglês, *Model Predictive Control* (MPC) para controlar as correntes do retificador, além de controlar o fluxo e o velocidade da máquina indiretamente. É tratado nesse trabalho, o desenvolvimento dos modelos de cada estágio da topologia CA-CC-CA, como o retificador, barramento CC, inversor, e por fim, a máquina de indução. Além disso, é demonstrado como foram realizadas as previsões das variáveis a serem controladas a partir do método de discretização de Euler, além de apresentar o controle completo para os dois conversores. Juntamente com os modelos apresentados, estruturas auxiliares como o *Phase Locked Loop* (PLL) e o estimador de fluxo estatístico utilizando o observador de ordem completa, também foram mencionados. A Estratégia 1 propõe que a mitigação da tensão de modo comum, do inglês, *Common Mode Voltage* (CMV), seja realizada diretamente na função de qualidade, logo, inicialmente é realizada a seleção para o retificador, e a partir da sua CMV, é escolhido o vetor para o inversor, capaz de controlar o fluxo, a velocidade e a CMV. Já as Estratégias 2 e 3, propõem realizar uma pré-seleção das melhores combinações possíveis para diminuir/anular a CMV. A Estratégia 2 utiliza uma única verificação com todas as 20 melhores possibilidades de chaveamento e apenas uma função de qualidade para ser minimizada, que leva em consideração o controle do retificador e do inversor. A Estratégia 3, também propõe uma pré-seleção dos vetores, porém com a utilização de duas funções de qualidade. Após a seleção do retificador, é realizado a escolha dos três vetores que promovem a CMV nula para serem verificados para o inversor. Dado o exposto, foram obtidos resultados de simulação das três estratégias para dois cenários, com e sem os vetores nulos, e resultados experimentais para as três estratégias no cenário sem os vetores nulos. Para todos os cenários citados, as três estruturas foram analisadas com relação ao funcionamento do controle das variáveis, como corrente, tensão, fluxo estatístico e velocidade, o tempo de processamento, além da Distorção Harmônica Total, do inglês, *Total Harmonic Distortion* (THD) das correntes dos conversores, e principalmente o comportamento da CMV individual de cada conversor e da CMV geral, específica da topologia CA-CC-CA. A partir dos resultados de simulação e experimentais, foi possível identificar algumas discussões das estratégias nos dois cenários citados. Com relação ao controle das variáveis e a anulação da CMV, as estratégias obtiveram resultados similares, o que diferencia a melhor a ser utilizada são os tempos de processamento entre as elas. Já com relação aos cenários de implantação, a THD das correntes dos conversores, é o tópico principal levado em consideração.

Palavras-chave: Mitigação da tensão de modo comum. MPC. FCS-MPC. Sincronização.

Acionamento de máquina elétrica. Conversor CA-CC-CA. *back-to-back*.

Abstract

This document presents a comparison between three different strategies that promote the mitigation of the common mode voltage for the AC-DC-AC converter, also known as *back-to-back*, based on the use of the Predictive Model Control (MPC) to control the rectifier currents, in addition to controlling the flow and speed of the machine indirectly. This work deals with the development of models for each stage of the AC-DC-AC topology, such as the rectifier, DC-link, inverter, and finally, the induction machine. In addition, it is demonstrated how the predictions of the variables to be controlled were performed using the Euler discretization method, in addition to presenting the complete control for the two converters. Along with the presented models, auxiliary structures such as the Phase Locked Loop (PLL) and the stator flux estimator using the full order observer, were also mentioned. Strategy 1 proposes that the mitigation of the common mode voltage (CMV), be performed directly in the quality function, therefore, initially the selection for the rectifier is performed, and from the its CMV, the vector for the inverter is chosen, capable of controlling the flux, the speed and the CMV. Strategies 2 and 3, on the other hand, propose to carry out a pre-selection of the best possible combinations to reduce/cancel CMV. Strategy 2 uses a single check with all 20 best switching possibilities and only one quality function to be minimized, which takes into account rectifier and inverter control. Strategy 3 also proposes a pre-selection of vectors, however using two quality functions. After selecting the rectifier, the three vectors that promote the null CMV are chosen to be verified for the inverter. Given the above, simulation results were obtained for the three strategies for two scenarios, with and without the zero vectors, and experimental results for the three strategies in the scenario without the zero vectors. For all the mentioned scenarios, the three structures were analyzed in relation to the functioning of the control of the variables, such as current, voltage, stator flux and speed, the processing time, in addition to the Total Harmonic Distortion (THD) of the currents of the converters, and mainly the behavior of the individual CMV of each converter and the general CMV, specific to the AC-DC-AC topology. From the simulation and experimental results, it was possible to identify some discussions of the strategies in the two mentioned scenarios. Regarding the control of the variables and the cancellation of the CMV, the strategies obtained similar results, what differentiates the best one to be used are the processing times between them. Regarding the deployment scenarios, the THD of the converter currents is the main topic taken into account.

Keywords: Common mode voltage mitigation. MPC. FCS-MPC. Synchronization. Drive Eletrical Machine. AC-DC-AC converter. back-to-back

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Efeito causado na pista do rolamento devido o travamento do eixo.	29
Figura 1.2 – Circuito elétrico equivalente por onde flui a corrente de rolamento.	30
Figura 1.3 – Topologia de filtro ativo proposta por (Ogasawara; Ayano; Akagi, 1997).	30
Figura 1.4 – Caminho da corrente de rolamento para a topologia CC-CA.	32
Figura 1.5 – Caminho da corrente de rolamento para a topologia CA-CC-CA.	35
Figura 1.6 – Classificação do Controle Preditivo.	37
Figura 2.1 – Modelo geral do sistema	42
Figura 2.2 – Barramento CC para análise.	46
Figura 2.3 – Disposição espacial das bobinas de uma máquina trifásica.	48
Figura 2.4 – Representação do modelo elétrico de uma máquina trifásica.	49
Figura 2.5 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e odq	50
Figura 3.1 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC, caso ideal.	55
Figura 3.2 – Tempo de cálculo FCS-MPC, caso ideal.	55
Figura 3.3 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC, com compensação.	57
Figura 3.4 – Tempos de processamento FCS-MPC. (a) Caso real sem compensação. (b) Caso real com compensação.	57
Figura 3.5 – Síntese base do controle do retificador.	59
Figura 3.6 – Diagrama de blocos do controle de barramento CC.	60
Figura 3.7 – Diagrama de Controle da PLL.	61
Figura 3.8 – Síntese base do controle do inversor.	70
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controle de velocidade (ω_m).	70
Figura 4.1 – Fluxograma para a Implementação Estratégia 1.	74
Figura 4.2 – Fluxograma para a Implementação da Estratégia 2.	78
Figura 4.3 – Fluxograma para a Implementação da Estratégia 3.	82
Figura 5.1 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s	87
Figura 5.2 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s	88
Figura 5.3 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s	88

Figura 5.4 – Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , regime permanente, Estratégia 1 para 80 rad/s e 250 rad/s. 250 rad/s, com vetores nulos. (a) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 80 rad/s. (b) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 250 rad/s.	89
Figura 5.5 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , regime permanente, Estratégia 1.	90
Figura 5.6 – Fluxo estatórico ϕ_s^s e velocidade rotórica ω_r com suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , regime permanente, 80 rad/s, Estratégia 1.	91
Figura 5.7 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 80 rad/s, Estratégia 1.	91
Figura 5.8 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 250 rad/s, Estratégia 1.	92
Figura 5.9 – Corrente i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , transitório, Estratégia 1.	92
Figura 5.10 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , transitório, Estratégia 1.	93
Figura 5.11 – Fluxo estatórico ϕ_s^s , Velocidade ω_r e suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , transitório, Estratégia 1.	93
Figura 5.12 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), transitório, Estratégia 1.	94
Figura 5.13 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s, Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s.	95
Figura 5.14 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s, Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s.	95
Figura 5.15 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s, Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s.	96
Figura 5.16 – Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , regime permanente, Estratégia 1 para 80 rad/s e 250 rad/s. 250 rad/s sem vetores nulos. (a) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 80 rad/s. (b) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 250 rad/s.	97
Figura 5.17 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , regime permanente, Estratégia 1.	97

Figura 5.18–Fluxo estatórico ϕ_s^s e velocidade rotórica ω_r com suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.	98
Figura 5.19–Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.	99
Figura 5.20–Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 250 rad/s , Estratégia 1.	99
Figura 5.21–Corrente i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , transitório, Estratégia 1.	100
Figura 5.22–Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , transitório, Estratégia 1.	100
Figura 5.23–Fluxo estatórico ϕ_s^s , Velocidade ω_r e suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , transitório, Estratégia 1.	101
Figura 5.24–Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), transitório, Estratégia 1.	101
Figura 6.1 – Modelo geral do sistema implementado experimentalmente.	108
Figura 6.2 – Bancada modulada.	108
Figura 6.3 – Máquina DFIG presente na bancada experimental.	109
Figura 6.4 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 1. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s . (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s . (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e CMV_{RET} , 100 rad/s . (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e CMV_{INV} , 100 rad/s	110
Figura 6.5 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s	111
Figura 6.6 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s . (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s . (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 100 rad/s . (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 100 rad/s	112
Figura 6.7 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s	112

Figura 6.8 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 3. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s . (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s . (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 100 rad/s . (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 100 rad/s	113
Figura 6.9 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s	114
Figura 6.10 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 1.	115
Figura 6.11 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 1.	116
Figura 6.12 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 1. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s . (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s	116
Figura 6.13 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 1.	117
Figura 6.14 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 2.	118
Figura 6.15 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 2.	118
Figura 6.16 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s . (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s	119
Figura 6.17 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 2.	119
Figura 6.18 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 3.	120
Figura 6.19 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 3.	120
Figura 6.20 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s . (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s	121
Figura 6.21 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 3.	122

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Comparativo entre a estratégia do controle linear + PWM e o controle FCS-MPC.	31
Tabela 2.1 – CMV resultante para cada vetor.	52
Tabela 2.2 – Compilado das melhores combinações de vetores para uma CMV nula.	53
Tabela 4.1 – Combinações para a solução 2: Caso, Vet_R , Vet_I , CMV do retificador, inversor e total.	77
Tabela 4.2 – Quantidade de verificações por estratégia com e sem os vetores nulos.	83
Tabela 5.1 – Parâmetros Gerais de Referência.	85
Tabela 5.2 – Parâmetros de máquina de indução.	86
Tabela 5.3 – Parâmetros utilizados nos controladores PI.	86
Tabela 5.4 – Resultados THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor, Com os vetores nulos.	102
Tabela 5.5 – Resultados THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor, Sem os vetores nulos.	103
Tabela 5.6 – Tempos médios de processamento para cada estratégia.	104
Tabela 6.1 – Tensão RMS ($V(RMS)$) da CMV geral, CMV_{GERAL} , para todas as estratégias e velocidades.	114
Tabela 6.2 – THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor do resultado experimental.	123
Tabela 6.3 – Síntese dos valores médios e as variações para os resultados experimentais de controle.	123

Lista de abreviaturas e siglas

3AVPWM	<i>3 Active Vector Pulse Width Modulation</i>
ACC	Cancelador de Ruído - Comum Ativo
AZSPWM	<i>Active Zero Space Pulse Width Modulation</i>
CA	Corrente alternada
CA-CC-CA	Conversor <i>back-to-back</i> , estágios CA (rede trifásica), retificador, estágio CC (barramento), inversor e estágio CA (carga)
CC	Corrente contínua
CC-CA	Conversor com o estágio CC (barramento), inversor e estágio CA (carga)
CMV	<i>Common Mode Voltage</i>
COBEP	Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FCS-MPC	<i>Finit Control Set - Model Predictive Control</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FOB	<i>Full-Order Observer</i>
IGBTs	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LOSE	Laboratório de Otimização de Sistemas
M	Máquina de Indução
M ² PC	<i>Modified Model Predictive Control</i>
MMPC	<i>Modified Model Predictive Control</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
NSPWM	<i>Near Space Pulse Width Modulation</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

RLE	Carga composta por um Resistor, Indutor e Fonte em série
RSPWM	<i>Remote-State Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFPB	Universidade Federal da Paraíba

Lista de símbolos

$*$	Denota valores de referência
$\cdot$	Denota a derivada da variável
$\hat{}$	Denota a variável estimada
$\mathbf{A}_a$	Matriz do modelo da máquina
$\mathbf{A}$	Matriz do modelo da máquina para o estimador de fluxo estatístico
a	Variável para o estimador de fluxo
$\mathbf{B}_a$	Matriz do modelo da máquina
$\mathbf{B}$	Matriz do modelo da máquina para o estimador de fluxo estatístico
b	Variável para o estimador de fluxo para o estimador de fluxo estatístico
$\mathbf{C}$	Matriz do modelo da máquina
C	Capacitância de um capacitor do barramento CC
C_{eq}	Capacitância equivalente do barramento CC
C_e	Conjugado eletromagnético
C_e^*	Conjugado eletromagnético de referência
C_{equ}	Conjugado equivalente
C_m	Conjugado mecânico
C_n	Conjugado nominal da máquina
CMV_{RET}	Tensão de modo comum do retificador
CMV_{INV}	Tensão de modo comum do inversor
CMV_{TOT}	Tensão de modo comum total
d	Eixo d do modelo odq
dq	Eixo dq do modelo odq
E	Tensão do barramento CC
E^*	Tensão de referência do barramento CC

$E(s)$	Tensão do barramento CC no domínio da frequência
E_{g1}, E_{g2} e E_{g3}	Tensões trifásicas da rede
E_{gd}^e e E_{gq}^e	Tensões da rede nos eixos dq , no referencial síncrono
$\vec{E}_g^g$	Vetor tensão da rede no referencial genérico
$\vec{E}_g^e$	Vetor tensão da rede no referencial síncrono
F_m	Coefficiente de atrito da máquina
f_e	Frequência nominal da rede
f_n	Frequência nominal da máquina
g_R	Função de qualidade do controle de corrente do retificador
g_I	Função de qualidade do inversor
$g_{I\phi_s}$	Função de qualidade do controle de fluxo estatórico da máquina
$g_{CMV_{geral}}$	Função de qualidade da tensão de modo comum
g_{total}	Função de qualidade geral para a Estratégia 2
g_{min}	Valor da função minimizada geral para a Estratégia 2
g_{minR}	Valor da função minimizada do Retificador
g_{minI}	Valor da função minimizada do Inversor
G	Matriz para o estimador de fluxpo
$G_{Ema}(s)$	Função de transferência do controle da tensão do barramento em malha aberta
$G_{Emf}(s)$	Função de transferência do controle da tensão do barramento em malha fechada
$G_{\omega ma}(s)$	Função de transferência do controle de velocidade em malha aberta
$G_{\omega mf}(s)$	Função de transferência do controle de velocidade em malha fechada
$\mathbf{I}$	Matriz identidade
$Im(x)$	Componente imaginária de x
i_c	Corrente do capacitor do barramento CC
$I_c(s)$	Corrente do capacitor do barramento CC no domínio da frequência

i_r	Corrente que sai do retificador
i_i	Corrente que vai para o inversor
i_s	Amplitude da corrente estatórica
$i_{sd}(k)$ e $i_{sd}^*(k)$	Corrente estatórica e sua referência no eixo d no tempo discreto k
i_{gd}^e e i_{gq}^e	Correntes do retificador nos eixos dq no referencial síncrono
i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*}	Correntes de referência do retificador nos eixos dq no referencial síncrono
i_{sd}^e e i_{sq}^e	Correntes do inversor nos eixos dq no referencial síncrono
i_{sd}^s e i_{sq}^s	Correntes do inversor nos eixos dq no referencial estacionário
i_{gd}^g e i_{gq}^g	Correntes do retificador nos eixos dq no referencial genérico
i_{sd}^g e i_{sq}^g	Correntes do inversor nos eixos dq no referencial genérico
i_{g1}^s, i_{g2}^s e i_{g3}^s	Correntes trifásicas do retificador
i_{s1}^s, i_{s2}^s e i_{s3}^s	Correntes estatóricas trifásicas da máquina
i_{r1}^r, i_{r2}^r e i_{r3}^r	Correntes rotóricas trifásicas da máquina
$\vec{i}_r^g$	Vetor corrente rotórica no referencial genérico
$\vec{i}_s^g$	Vetor corrente estatórica no referencial genérico
$\vec{i}_g^e$	Vetor corrente do retificador no referencial síncrono
$\vec{i}_g$	Vetor corrente do retificador
i_g	Corrente do retificador
J_m	Constante de inércia da máquina
j	Componente imaginário
K_1, K_2, K_3 e K_4	Ganhos do estimador de fluxo estatórico
k_{iE}	Ganho integral do controlador de barramento
$k_{i\omega}$	Ganho integral do controlador de velocidade
$k_{i\omega_e}$	Ganho integral do controlador da PLL
k_{pE}	Ganho proporcional do controlador de barramento
$k_{p\omega}$	Ganho proporcional do controlador de velocidade

$k_{P\omega_e}$	Ganho proporcional do controlador da PLL
l_m	Indutância mútua
l_r	Indutância própria do rotor
l_s	Indutância própria do estator
L_R	Indutância da impedância de linha
n_s	Velocidade síncrona da máquina
P_n	Potência nominal da máquina
P	Número de par de pólos da máquina de indução
$\bar{P}$	Matriz de transformação genérica
$\bar{P}_r^g$	Matriz de transformação do rotor genérica
$\bar{P}_s^g$	Matriz de transformação do estator genérica
q_1, q_2 e q_3	Estado de comutação das chaves superiores do conversor
q_1^R, q_2^R e q_3^R	Estado de comutação das chaves superiores do retificador
$\bar{q}_1^R, \bar{q}_2^R$ e $\bar{q}_3^R$	Estado de comutação das chaves inferiores do retificador
q_1^I, q_2^I e q_3^I	Estado de comutação das chaves superiores do inversor
$\bar{q}_1^I, \bar{q}_2^I$ e $\bar{q}_3^I$	Estado de comutação das chaves inferiores do inversor
q_n	Estado de comutação da chave superior do n-ésimo braço do conversor
$\bar{q}_n$	Estado de comutação da chave inferior do n-ésimo braço do conversor
q	Eixo q do modelo odq
®	Marca registrada
R_R	Resistência da impedância de linha
r_r	Resistência do rotor
r_s	Resistência do estator
r_{sr}	Resistência auxiliar
$r1, r2$ e $r3$	Simboliza os eixos rotóricos da máquina
$s1, s2$ e $s3$	Simboliza os eixos estatóricos da máquina

$S(k)$	Sequência de chaveamento em k
S_n	Sequência de chaveamento referente ao n -ésimo vetor de tensão, com $n=0,1,2...7$
T	Relação entre o ganho integral e proporcional do controle de barramento
T_s	Período de amostragem
T_v	Atraso do controle indireto de conjugado
T_m	Constante de tempo mecânica da máquina
v_a	Tensão no ponto a do inversor
v_b	Tensão no ponto b do inversor
v_c	Tensão no ponto c do inversor
v_{am}	Tensão de polo do braço 1 do inversor
v_{bm}	Tensão de polo do braço 2 do inversor
v_{cm}	Tensão de polo do braço 3 do inversor
v_{mg}	Tensão entre o ponto central do barramento e o terra
v_{nm}	Tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do barramento
v_x	Tensão no ponto x do retificador
v_y	Tensão no ponto y do retificador
v_z	Tensão no ponto z do retificador
v_{xm}	Tensão de polo do braço 1 do retificador
v_{ym}	Tensão de polo do braço 2 do retificador
v_{zm}	Tensão de polo do braço 3 do retificador
v_{gd}^g e v_{gq}^g	Tensões do retificador nos eixos dq no referencial genérico
v_{sd}^g e v_{sq}^g	Tensões do inversor nos eixos dq no referencial genérico
v_{gd}^e e v_{gq}^e	Tensões do retificador nos eixos dq no referencial síncrono
v_{sd}^e e v_{sq}^e	Tensões do inversor nos eixos dq no referencial síncrono
v_{sd}^s e v_{sq}^s	Tensões do inversor nos eixos dq no referencial estacionário

v_{s1}^s, v_{s2}^s e v_{s3}^s	Tensões estatóricas 123 da máquina
v_{r1}^r, v_{r2}^r e v_{r3}^r	Tensões rotóricas 123 da máquina
$\vec{v}_s^g$	Vetor da tensão estatórica no referencial genérico
V_0	Vetor de tensão nulo (0,0,0)
V_1	Vetor de tensão ativo (1,0,0)
V_2	Vetor de tensão ativo (1,1,0)
V_3	Vetor de tensão ativo (0,1,0)
V_4	Vetor de tensão ativo (0,1,1)
V_5	Vetor de tensão ativo (0,0,1)
V_6	Vetor de tensão ativo (1,0,1)
V_7	Vetor de tensão nulo (1,1,1)
Vet_R	Vetor de tensão selecionado para o Retificador
Vet_I	Vetor de tensão selecionado para o Inversor
Vet_i	Vetor de tensão i , com $i = 0, 1, 2 \dots$ ou 7
Vet_n	Vetor de tensão n , com $n = 0, 1, 2 \dots$ ou 7
Vet^{123}	Vetor referente as três primeiras posições do vetor Vet^{123456}
Vet^{456}	Vetor referente as três últimas posições do vetor Vet^{123456}
Vet^{123456}	Vetor de seis posições da Estratégia 2
Vet_1^{123}	Vetor referente as três primeiras posições do vetor Vet^{123456} de número i , com $i = 0, 1, 2 \dots$ ou 19
Vet_1^{456}	Vetor referente as três últimas posições do vetor Vet^{123456} de número i , com $i = 0, 1, 2 \dots$ ou 19
Vet_{ref}^n	Vetor de referência de um conjunto de três vetores, com $n = 0, 1$ ou 2 para a Estratégia 3
$\mathbf{v}_a$	Matriz de tensão do modelo da máquina
var	Variável de sincronia do estimador de fluxo estatórico
$\mathbf{x}_a$	Matriz do modelo da máquina

x_{123}	Variável em 123
x_{odq}	Variável em odq
x_{s123}^s	Matriz transposta com variáveis estatóricas em 123
x_{sodq}^s	Matriz transposta com variáveis estatóricas em odq
x_{r123}^r	Matriz transposta com variáveis rotóricas em 123
x_{rodq}^r	Matriz transposta com variáveis rotóricas em odq
Z_n	Impedância de aterramento da máquina
$\vec{\phi}_r^g$	Vetor fluxo rotórico no referencial genérico
$\vec{\phi}_s^g$	Vetor fluxo estatórico no referencial genérico
ϕ_{sd}^s e ϕ_{sq}^s	Fluxos estatóricos dq no referencial estacionário
ϕ_{sd}^{s*} e ϕ_{sq}^{s*}	Fluxos estatóricos dq de referência no referencial estacionário
ϕ_{rd}^s e ϕ_{rq}^s	Fluxos rotóricos dq no referencial estacionário
ϕ_s	Amplitude do fluxo estatórico
π	Variável pi (3,141592)
σ	Coefficiente de dispersão
τ_σ	Coefficiente auxiliar de dispersão
τ_r	Constante de tempo do rotor
Δ_i	Diferença da corrente lida e estimada para o estimador de fluxo
δ_{ar}^*	Diferença de posição de referência entre o eixo do fluxo estatórico e eixo rotórico
δ_g	Posição angular do eixo genérico
δ_a	Posição angular do eixo do fluxo estatórico
δ_a^*	Posição angular de referência do eixo do fluxo estatórico
δ_i	Posição angular da corrente estatórica
δ_r	Posição angular do eixo rotórico
δ_e	Posição angular do eixo síncrono (da tensão)

δ_e^*	Posição angular do eixo síncrono de referência (da tensão)
δ_g	Posição angular do referencial genérico
δ_s	Posição angular do eixo estatórico
ω_a^*	Velocidade angular de referência do fluxo estatórico
ω_{ar}^*	Velocidade angular do escorregamento entre o fluxo estatórico e o rotor
ω_e	Velocidade angular da rede elétrica
ω_e^*	Velocidade angular de referência da rede elétrica
ω_g	Velocidade angular genérica
ω_m	Velocidade angular mecânica da máquina
ω_r	Velocidade angular elétrica do rotor
ω_r^*	Velocidade angular elétrica do rotor de referência
$\omega_{ff}K_{ff}$	Termo na PLL

Sumário

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Motivação do Trabalho	27
1.2	Revisão Bibliográfica	32
1.2.1	Topologia CC-CA e CA-CC-CA com o retificador à diodos	32
1.2.2	Topologia CA-CC-CA (<i>back-to-back</i>)	35
1.2.3	Controle Preditivo	36
1.3	Objetivo Geral	38
1.4	Contribuições	39
1.5	Publicações	40
1.6	Visão geral da organização do trabalho	40
2	MODELAGEM DO SISTEMA	42
2.1	Visão geral do Modelo	42
2.2	Modelo do Retificador	43
2.2.1	Modelo complexo dq	44
2.3	Modelo do Barramento CC	45
2.4	Modelo do Inversor	47
2.5	Modelo da máquina	47
2.5.1	Modelo Vetorial da Máquina Trifásica	50
2.6	Tensão de Modo Comum	51
2.7	Conclusões	53
3	MPC DE ESTADOS FINITOS - (FCS-MPC)	54
3.1	Funcionamento	54
3.1.1	Função de Qualidade	55
3.1.2	Compensação do Atraso	56
3.2	MPC - Retificador	57
3.2.1	Predição da Corrente do Retificador	57
3.2.2	Função de Qualidade	58
3.3	Esquema de Controle	59
3.3.1	PLL - <i>Phase Locked Loop</i>	60
3.4	MPC - Inversor com a Máquina como Carga	61
3.4.1	Predição do Fluxo Estatórico	61
3.4.2	Função de Qualidade	64
3.4.3	Controle Indireto do Fluxo e Conjugado	64

3.4.4	Estimador de Fluxo Estatístico com Observador de Ordem Completa - Full-Order Observer (FOB)	66
3.4.4.1	Estimação da Corrente Estatística - FOB	67
3.4.4.2	Estimação do Fluxo Estatístico - FOB	68
3.5	Esquema de Controle	69
3.6	Conclusões	71
4	ESTRATÉGIAS DE MITIGAÇÃO DA CMV	72
4.1	Estratégia 1	72
4.2	Estratégia 2	76
4.3	Estratégia 3	79
4.4	Conclusões	83
5	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	85
5.1	Informações para as simulações	85
5.2	Utilizando Vetores Nulos	87
5.2.1	Análise da CMV	87
5.2.2	Resultados do Controle	89
5.2.2.1	Regime Permanente	89
5.2.2.2	Transitório	91
5.3	Excluindo os Vetores Nulos	94
5.3.1	Análise da CMV	94
5.3.2	Resultados do Controle	96
5.3.2.1	Regime Permanente	96
5.3.2.2	Transitório	99
5.4	Análise da Correntes	102
5.5	Tempo de processamento	103
5.6	Conclusões	105
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	107
6.1	Caracterização do Experimento	107
6.2	Análise da CMV	109
6.2.1	Estratégia 1	110
6.2.2	Estratégia 2	111
6.2.3	Estratégia 3	113
6.2.4	Análise	114
6.3	Resultados do Controle	115
6.3.1	Estratégia 1	115
6.3.2	Estratégia 2	117
6.3.3	Estratégia 3	119

6.3.4	Análise das Correntes	122
6.3.5	Conclusões	122
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	124
	REFERÊNCIAS	126

1 Introdução

1.1 Motivação do Trabalho

Desde as primeiras implementações dos motores elétricos no século XIX até a atualidade, é indiscutível o avanço tecnológico proporcionado por esses equipamentos, o que enfatiza sua importância para o desenvolvimento econômico e principalmente tecnológico da sociedade. Dessa forma, com o passar dos anos e com o desenvolvimento dessas máquinas, houve a necessidade de entender e estudar o seu funcionamento, a fim de utilizá-las com alto aproveitamento.

Na década de 1920, conforme seu uso vai ganhando mais destaque dentro da indústria, por se tratar de um produto com uma tecnologia recente para a época, a possibilidade de eventuais problemáticas surgirem era relativamente alta. Um desses problemas relatado por Alger e Samson (1924), foi o surgimento de correntes de rolamento, ou correntes de mancais, do inglês, *Bearing Currents*, ou *Shaft Currents*, que fluem entre as capacitâncias parasitas desses motores de indução. Também é apontado no mesmo estudo, que essa corrente parasita é algo inerente as máquinas, seja ela de corrente contínua (CC), ou corrente alternada (CA), das mais variadas potências, ou mesmo funcionando a partir de uma tensão senoidal de 50/60 Hz , é possível detectar a circulação desse tipo de corrente, e que cerca de 30% das falhas dos motores acionados por uma tensão senoidal com frequência de 60 Hz , ocorrem devido a danos de correntes de rolamento (ERDMAN et al., 1995).

Apontado como uma das principais causas das falhas dos motores, essas correntes circulam devido a existência de uma tensão de desequilíbrio entre o eixo e o aterramento, conhecida como Tensão de Eixo, do inglês, *Shaft Voltage*, ou também como Tensão de Modo Comum, *Common Mode Voltage* (CMV) (ALGER; SAMSON, 1924).

As correntes de rolamento podem ser diferenciadas de acordo com sua possível fonte. São elas: fontes eletromagnéticas, estando mais presente em máquinas com longos eixos, e que acontecem devido uma assimetria no entreferro onde flui o fluxo magnético, sendo algo intrínseco ao projeto da máquina, porém geralmente esses valores são menores que $1V_{RMS}$ ao serem acionados diretamente na rede (ALGER; SAMSON, 1924; BUCKLEY; CORKINS; STEPHENS, 1988); pelo acoplamento eletrostático com fontes internas, associadas a situações as quais o rotor pode acumular algum tipo de carga eletrostática, e assim fornecendo potencial para as correntes de rolamento fluírem; pelo acoplamento eletrostático com fontes externas, como no uso de inversores de frequência (ERDMAN et al., 1995; CHEN; LIPO; FITZGERALD, 1996b), e que será abordado nesse trabalho.

Como solução para o primeiro caso, é interessante a produção dos rolamentos e estrutura magnética dessas máquinas o mais simétrico possível, evitando seu desequilíbrio, e consequentemente evitando a diferença de potencial e a circulação da corrente de rolamento, mesmo de baixa magnitude. Para o segundo caso, há a possibilidade de uso de escovas aterradas para descarregar essa possível carga eletromagnética presente no rotor (BUCKLEY; CORKINS; STEPHENS, 1988; AMMANN et al., 1988), e para o último caso, existem diversas soluções que podem ser implementadas.

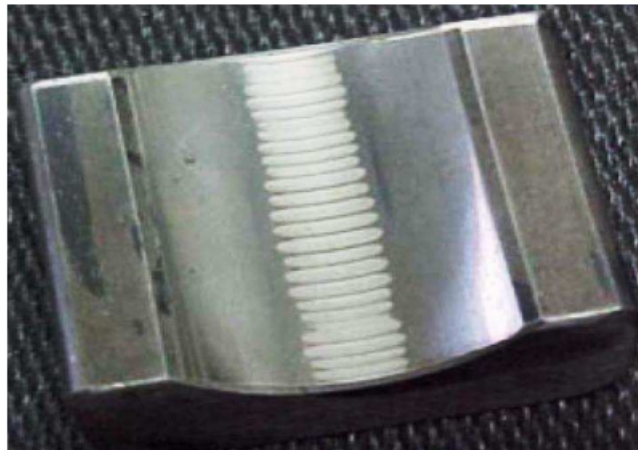
Com o avanço do uso de motores, surge também a necessidade de controlar as grandezas dessas máquinas, como o fluxo, torque e velocidade, dessa forma, a solução para realizar esse controle, é a utilização de inversores de frequência, capazes de fornecer alta qualidade no controle e eficiência energética (Hava; Ün, 2009). O controle desses conversores possuem diversas aplicações, como o controle de torque e fluxo de uma máquina de indução (Casasdei et al., 2002), o controle de tensão e corrente para o comando de esteiras industriais (Sruthi; Nagamani; Ilango, 2017), e a implementação de controles de velocidade em máquinas (Cohen; Kuperman, 2020).

A implementação de inversores, mesmo utilizando-os em alta frequência a fim de melhor representar uma tensão senoidal, acaba gerando ainda sim uma tensão chaveada na saída, logo, a soma das tensões de fase não é totalmente nula, ocasionando a tensão instantânea de modo comum para todas as frequências de comutação, atingindo valores elevados e proporcionais ao seu barramento de alimentação (De Broe; Julian; Lipo, 1996).

Esse desequilíbrio causado pelo inversor é o que causa mais impacto na geração da CMV quando comparado com as outras fontes de geração dessa tensão de modo comum, logo, a maioria das estratégias que promovem sua mitigação, levam em consideração o inversor nas topologias trabalhadas.

A alta frequência de chaveamento desses conversores, são uma das principais causas das falhas nos rolamentos dos motores de indução e acarretam diversos problemas, como citado anteriormente e podendo ser observado na Figura 1.1, que apresenta a pista de rolamento de um motor danificada devido o travamento do eixo (RIEHL; RUPPERT, 2012). Em frequências elevadas, a admitância de modo comum é maior, fornecendo um caminho de baixa impedância para correntes parasitas fluírem através das capacitâncias até o neutro do estator aterrado (De Broe; Julian; Lipo, 1996; Cacciato et al., 1999), além disso, induz interferência eletromagnética, do inglês, *Eletromagnetic Interference* (EMI) em equipamentos eletrônicos próximos (Shaotang Chen; Lipo; Fitzgerald, 1996). Outra problemática é que a alta variação da CMV, acaba ocasionando o envelhecimento do isolamento da máquina, especialmente quando o inversor está conectados por longos cabos com esse equipamento, o que ocasiona uma saída refletida em seus terminais, resultando em sobretensões e sobrecorrentes nos enrolamentos de isolamento da máquina, acelerando o seu processo de danificação (Erdman et al., 1996; MOREIRA et al., 2002).

Figura 1.1 – Efeito causado na pista do rolamento devido o travamento do eixo.

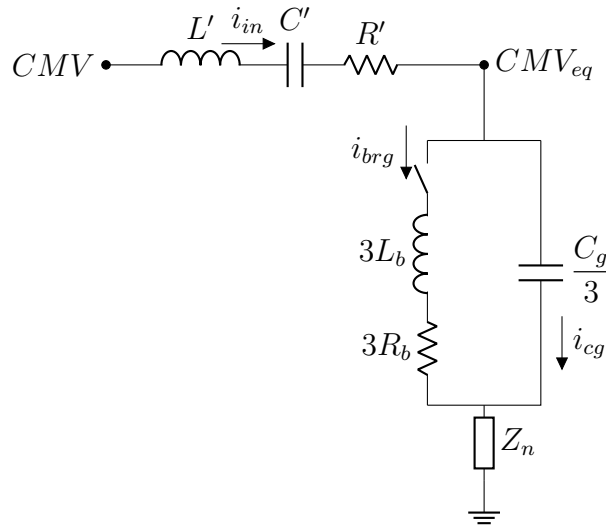


Fonte: Adaptado de (RIEHL; RUPPERT, 2012), 2022.

O modelo do comportamento da corrente de rolamento pode ser representada eletricamente a partir da Figura 1.2, e possui dois estados de funcionamento. CMV e CMV_{eq} são as tensões de modo comum que sai do conversor e a equivalente que chega na máquina, respectivamente, L' , C' e R' são as impedâncias equivalentes das 3 fases dos cabos entre o conversor e a máquina, L_b e R_b são indutâncias e resistências internas da máquina, e C_g é a capacitância do entreferro. i_{brg} , é a corrente que flui pela chave, resistência e indutância da máquina, e i_{cg} é a corrente que flui pela capacitância interna da máquina e i_{in} é a corrente de rolamento total, sendo a soma de i_{cg} e i_{brg} . Com o motor em baixas velocidades, a espessura da película de lubrificação na zona de carga do rolamento, é mais fina, podendo ser facilmente vencida. Nesse estado de funcionamento, o mancal atua como uma resistência ôhmica, então uma parte da corrente passa pela chave, que funciona de forma aleatória, e pela resistência $3R_b$ e a indutância $3L_b$, e outra parte pela capacitância $C_g/3$. Em velocidades maiores, essa película lubrificante do rolamento é bem mais espessa do que o caso anterior, assim o mancal atua como um capacitor, e a corrente de rolamento passa inteiramente pelo capacitor C_g (CHEN; LIPO; FITZGERALD, 1996a). A circulação da corrente de rolamento depende da topologia de acionamento dessa máquina, conforme será visto mais adiante.

Diversas estratégias foram propostas a fim de promover a diminuição dos valores da CMV causada pelos inversores, como a implementação de um filtro passivo, como o proposto por (Murai; Kubota; Kawase, 1992), ou filtros ativos na saída do inversor, apresentado por (Ogasawara; Ayano; Akagi, 1997), com representação na Figura 1.3. Porém estratégias que necessitam de componentes adicionais de *hardware* demandam maior espaço para acomodação do sistema, além de maiores custos para aquisição desses equipamentos. Outras propostas para a mitigação da CMV são a utilização de estratégias de controle que podem ser implementadas no *software* do controle da topologia existente, como o controle utilizando a técnica de Modulação por Largura de Pulso, do inglês *Pulse Width*

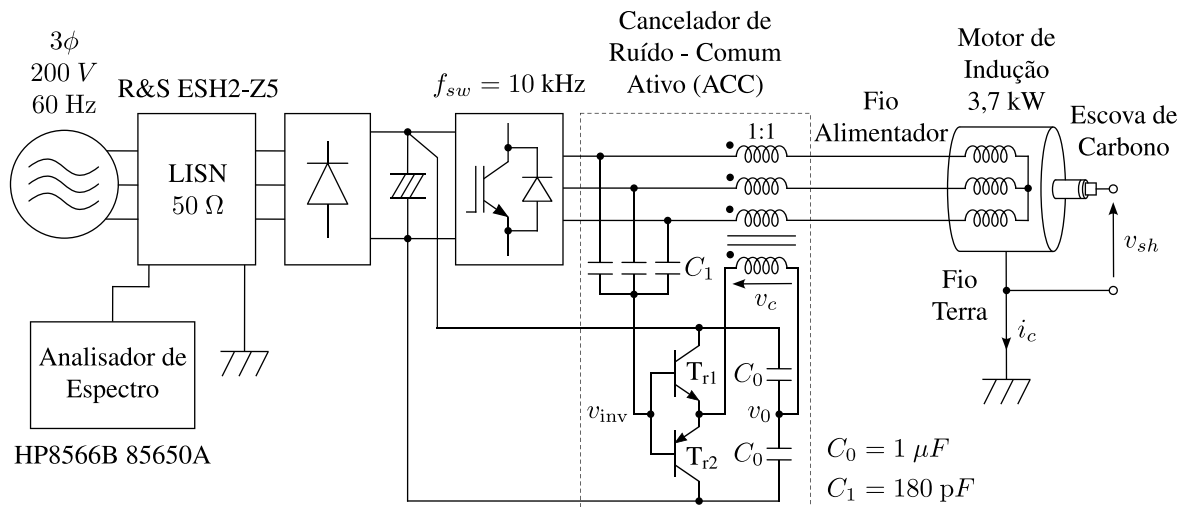
Figura 1.2 – Circuito elétrico equivalente por onde flui a corrente de rolamento.



Fonte: Shaotang Chen, Lipo e Fitzgerald (1996), 2022.

Modulation (PWM) juntamente com um controle linear, seja o controle por histerese ou um controlador Proporcional Integral (PI), ou como o Controle Preditivo Baseado em Modelo, do inglês, *Model Predictive Control* (MPC) e suas variações, como o Controle Preditivo Baseado em Modelo de Estados Finitos, do inglês *Finit Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC), ou o Modelo Modificado do Controle Preditivo, do inglês, *Modified Model Predictive Control* (MMPC ou M²PC). Essas estratégias de controle são mais baratas e mais simples de serem implementadas, considerando o custo-benefício (Da Silva et al., 2020).

Figura 1.3 – Topologia de filtro ativo proposta por (Ogasawara; Ayano; Akagi, 1997).



Fonte: Adaptado de (Ogasawara; Ayano; Akagi, 1997), 2022.

O princípio da técnica PWM consiste em realizar o controle das chaves do conversor a partir de uma tensão de referência imposta por um controle linear, sua implementação

pode ser realizada de forma escalar ou vetorial, como ocorre em Ali, Reddy e Kalavathi (2014). No caso vetorial, a técnica calcula os tempos de aplicação de cada vetor de tensão a depender do vetor e da tensão de referência gerada pelo controle. O uso desses vetores faz referência direta com a CMV que será gerada com sua utilização, dessa forma, o uso de vetores nulos faz a CMV atingir valores de $\pm E/2$, enquanto ao utilizar apenas os vetores ativos, atinge apenas $\pm E/6$, sendo E o valor do barramento CC que alimenta o inversor, dessa forma, a maioria das estratégias consistem em descartar o uso desses vetores nulos, levando em consideração a topologia CC-CA (Ali; Reddy; Kalavathi, 2014; Cacciato et al., 1999).

Já o controle FCS-MPC, tem seu princípio de funcionamento baseado na predição futura do comportamento das variáveis que se deseja controlar, sendo realizado predições para cada possibilidade de chaveamento, no qual todas são avaliadas a partir de uma função de qualidade, que determina qual o melhor chaveamento para ser aplicado naquele período de amostragem. Existem algumas formas de controlar a CMV utilizando o controle preditivo, ou através da minimização da função de qualidade que possua um termo da CMV para ser minimizado, ou realizando uma pré-seleção dos melhores vetores que causem naturalmente sua diminuição. Na Tabela 1.1 é possível observar as principais diferenças entre a técnica PWM juntamente com o controle linear e o FCS-MPC (LI et al., 2021).

Tabela 1.1 – Comparativo entre a estratégia do controle linear + PWM e o controle FCS-MPC.

	Controle Linear + PWM	FCS-MPC
Modelo	Modelo de carga Linear para o controle PI e modelo do inversor para SVM	Modelo da carga e conversor no tempo discreto para predição
Design do Controle	Ajuste do controlador PI	Definição da função de qualidade
Implementação	Analógica ou Digital	Implementação Digital direta
Freq. de Chavea.	Fixa	Variável
Multivariáveis	Acoplado	Desacoplado
Flexibilidade	Inclusão de variáveis para controle não é direta	As variáveis de controle podem ser incluídas diretamente na função de qualidade

Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2009), 2022.

Dada as características de cada metodologia comentada acima, esse trabalho visa a aplicação do controle preditivo baseado no modelo FCS-MPC de 3 formas distintas, com o principal objetivo de minimizar a CMV simultaneamente que controla variáveis como corrente, fluxo e velocidade. No próximo capítulo será apresentado uma descrição da estratégia de controle preditivo juntamente com a revisão bibliográfica envolvendo tanto

os controles citados, tanto as possíveis topologias e como a CMV individual e geral se comporta em cada uma delas.

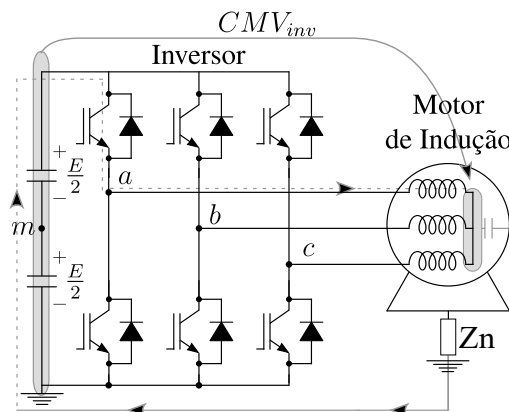
1.2 Revisão Bibliográfica

A tensão de modo comum como consequência do uso de inversores de frequência pode ser analisada conforme alguns aspectos, como a topologia no qual a CMV está sendo minimizada e a técnica que está sendo implementada para esse objetivo. Dessa forma, para uma melhor organização do trabalho, a revisão bibliográfica será subdividida em relação a topologia, e em cada uma será revisado a técnica de controle implementada, como o PWM e o MPC com suas respectivas variações.

1.2.1 Topologia CC-CA e CA-CC-CA com o retificador à diodos

A topologia interfere diretamente na maneira de analisar o comportamento da CMV resultante na máquina de indução/carga. Ao utilizar a topologia CC-CA ou CA-CC-CA com ponte de diodos, é levado em consideração a tensão CMV causada apenas pelo inversor controlado, que é resultante direta do vetor de tensão que está sendo aplicado, e não é possível realizar a total anulação só utilizando o chaveamento, mas sim realizar uma mitigação. Com relação a corrente de rolamento na topologia CC-CA, na Figura 1.4 tem-se uma representação simplificada. A partir dela é visto que a corrente flui através das capacitâncias parasitas e pelo aterramento da máquina até o aterramento do conversor.

Figura 1.4 – Caminho da corrente de rolamento para a topologia CC-CA.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2022.

A técnica PWM possui algumas variações, que se diferenciam de acordo com o conjunto de vetores que devem ser aplicados em cada período de chaveamento. Em Oriti, Julian e Lipo (1997) é apresentada a primeira ideia da técnica de Modulação de Vetores Espaciais Zeros Ativos, do inglês, *Active Zero Space Width Modulation* (AZSPWM), com o intuito de não aplicar os vetores nulos e como consequência mitigar naturalmente a CMV.

Nessa técnica, são aplicados quatro vetores ativos, sendo dois selecionados a partir do setor da tensão de referência, e os outros dois formam um par de vetores ativos opostos, que ao serem aplicados durante um mesmo período de tempo, garantem uma tensão média nula e CMV entre $\pm E/6$. Para a estratégia AZSPWM é observado uma diminuição na qualidade das correntes, porém inteiramente dependente do índice de modulação e do par de vetores opostos que estão sendo aplicados (Hava; Ün, 2009).

Em Ali, Reddy e Kalavathi (2014), a estratégia AZSPWM é comparada com a técnica PWM vetorial principal, conhecida como Modulação de Vetores Espaciais, do inglês, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). Na técnica SVPWM, no período de chaveamento são aplicados quatro vetores, dois ativos, sendo determinados a partir da posição do vetor da tensão de referência e os dois únicos nulos, que geram uma CMV de $\pm E/2$. Na estratégia AZSPWM, qualquer par de vetores pode ser aplicado, dessa forma, algumas opções de combinações de vetores opostos foram testados. Nesse trabalho, a análise leva em consideração um controle PI de velocidade para gerar a tensão de referência para o controle PWM.

Além da estratégia AZSPWM, outra estratégia também apresentada para a diminuição da CMV é a Modulação de 3 Vetores Ativos, do inglês, *3 Actives Vector Pulse Width Modulation* (3AVPWM), ou Modulação de Estados Remotos, do inglês, *Remote State Pulse Width Modulation* (RSPWM), como foi apresentado por Cacciato et al. (1999), dessa forma, foi gerada uma tensão de referência senoidal para a técnica PWM, sem o auxílio de um controle PI, para apenas analisar de fato a CMV. Nessa estratégia são utilizados três vetores ativos remotos a depender do setor que a tensão de referência se encontra, para os setores ímpares, aplica-se os vetores ímpares, para os setores pares, aplica-se os três vetores pares. Além de apresentar uma CMV limitada em $\pm E/6$ por não utilizar vetores nulos, a sua FFT garante uma CMV com densidade espectral concentrada em baixas frequências, o que aumenta a impedância das capacitâncias parasita, diminuindo a circulação da corrente de rolamento. Porém uma de suas desvantagens é o índice de amplitude limitado em 0,667, não podendo representar tensões que apresentem índices superiores.

Ainda com o propósito de mitigar a CMV e sem utilizar os vetores nulos, a estratégia de Modulação de Estado Próximo, do inglês, *Near State Pulse Width Modulation* (NSPWM) também pode ser uma opção, conforme trabalhado em Ün e Hava (2009). O modelo dos estados próximos é capaz de aplicar os três vetores mais próximos a depender do setor, porém, assim como a estratégia anterior, há a limitação do índice de amplitude, limitado entre 0,667 e 1.

Em Da Silva et al. (2020), é apresentada uma estratégia híbrida, sendo a junção de duas estratégias, a 3AVPWM e a NSPWM, já citadas anteriormente. Nesse trabalho, durante qualquer período de chaveamento são aplicados 3 vetores, e como característica

o autor retira a principal desvantagem do índice de modulação que ambas apresentam, pois quando juntas, apresentam índices complementares e abrangem todo o índice de amplitude, além de aproveitarem as vantagens, como menor amplitude e frequência da CMV. Uma vez que a qualidade da corrente é altamente comprometida ao utilizar a estratégia 3AVPWM, e moderadamente atingida com o uso da estratégia NSPWM em seus respectivos limites do índice de modulação (Hava; Ün, 2009), na estratégia de Da Silva et al. (2020), é considerado que a qualidade de energia também seja um fator atingido em decorrência do uso das estratégias citadas, mesmo que o trabalho em si não foque nesse tópico.

O Janabi e Wang (2019) realiza um trabalho similar, apresentando o mesmo princípio de junção das estratégias 3AVPWM e a NSPWM, porém aplicando 4 vetores em determinadas regiões dos setores, além de mostrar um comparativo entre as THDs das técnicas, e confirmar uma alta THD para a estratégia proposta.

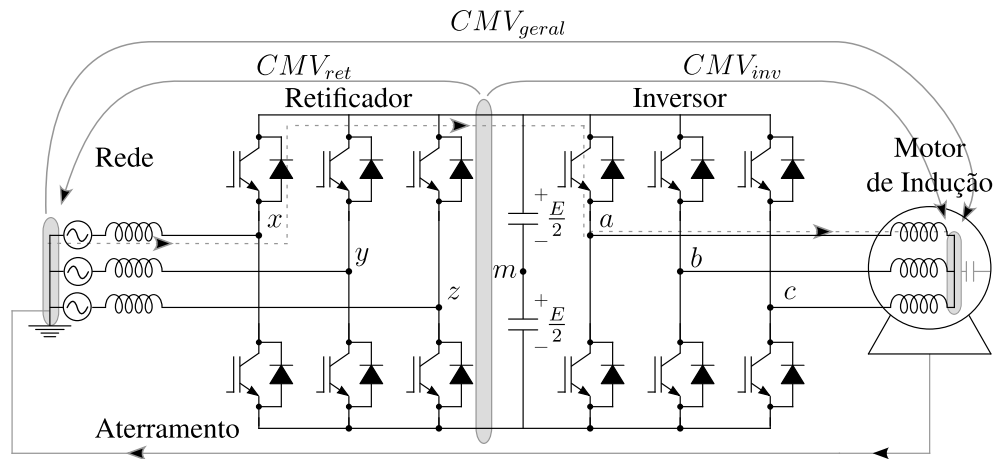
Quando implementado o MPC, assim como na técnica PWM, é possível também apresentar algumas variações em seu modelo, porém mantendo seu princípio de funcionamento de prever o comportamento das variáveis. Em Rivera (2015) é aplicada uma estratégia similar com a AZSPWM, porém utilizando o M²PC, dessa forma, um par de vetores ativos opostos são aplicados no lugar dos vetores nulos, assim como o par de vetores ativos são selecionados a partir do setor da referência. Nesse tipo de controle preditivo M²PC, é realizada a predição da variável a ser controlada para um par de vetores, onde cada um possui sua própria função custo, que são minimizadas e utilizadas para o cálculo dos *duty cycle* de cada vetor, diferentemente do FCS-MPC, o qual aplica apenas um único vetor por período de chaveamento. O mesmo acontece em Abdelaziz, Azzouz e Omari (2020), porém o par de vetores opostos são mantidos os mesmos para qualquer setor da tensão de referência. Esses trabalhos levaram em consideração um controle simples de corrente para uma carga RL, já em (BHOWATE; AWARE, 2016), o mesmo princípio dos dois autores foi aplicado, porém para um controle de fluxo e torque de uma máquina trifásica.

Ainda utilizando o controle MPC, em Li et al. (2021) é levado em consideração o fato de que, quando são aplicados os vetores oposto a fim de emular o vetor nulo como na AZSPWM, o valor de dv/dt é bastante elevado, dessa forma, nesse trabalho, quando o vetor nulo era selecionado utilizando a técnica FCS-MPC todos os vetores ativos eram aplicados em um único período de chaveamento com o mesmo tempo para todos, igual a $T_s/6$, dessa forma, evita o vetor nulo e que o valor da dv/dt seja elevado, porém como consequência, há a elevação na frequência de chaveamento.

1.2.2 Topologia CA-CC-CA (*back-to-back*)

Para a topologia *back-to-back*, a CMV geral leva em consideração a CMV individual de cada conversor, dessa forma, é possível gerar a total mitigação da CMV a partir da sincronização entre o retificador e o inversor quando as CMVs geradas individualmente são idênticas (De Broe; Julian; Lipo, 1996). Isso acontece ao assumir que o sistema é inteiramente balanceado, ou seja, a soma das correntes que entram no retificador e a soma das correntes que saem do inversor são nulas, acarretando em simplificações no equacionamento e que tornam essa afirmação verdadeira, conforme será comentado mais adiante no tópico 2.6. Nessa topologia, a corrente de rolamento flui através das capacitâncias parasitas e seguem para o aterramento da rede, conforme a Figura 1.5.

Figura 1.5 – Caminho da corrente de rolamento para a topologia CA-CC-CA.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2022.

Em De Broe, Julian e Lipo (1996) é realizada essa sincronização entre os conversores para certificar a anulação da CMV para a topologia CA-CC-CA. Nesse trabalho, uma máquina é conectada ao inversor, onde suas referências de tensão são apenas impostas, e apresentam resultados apenas quando as frequências são sincronizadas, ou seja, a frequência da máquina é igual a frequência da rede, ocorre a anulação da CMV, mesmo utilizando a técnica SVPWM que aplica vetores nulos. O mesmo ocorre em Videt et al. (2017), porém variáveis como fluxo e velocidade da máquina, estão sendo devidamente controladas.

Com o uso da técnica M²PC juntamente a topologia *back-to-back* em Uddin et al. (2018) é realizada essa sincronização. A escolha do par de vetores para o retificador e inversor é selecionado a partir de uma única função de qualidade, que leva em consideração o controle de tensão dos conversores e a expressão de minimização da CMV. O controle é realizado a partir da predição das tensões a fim de controlar a corrente de cada conversor, considerando uma carga RLE conectada ao inversor.

1.2.3 Controle Preditivo

O princípio de funcionamento do controle preditivo para conversores é baseado em previsões futuras da variável que se deseja controlar, utilizando modelos que emulem o comportamento dessa grandeza, e assim, o controle atue para a realização de uma ação otimizada que baseia-se em alguns critérios estabelecidos a partir de condições desejadas.

O controle preditivo pode ser subdividido em alguns grupos, segundo Rodriguez e Cortes (2012), sendo eles o controle *Deadbeat*, o controle por histerese, o controle baseado na trajetória e o controle preditivo baseado em modelo.

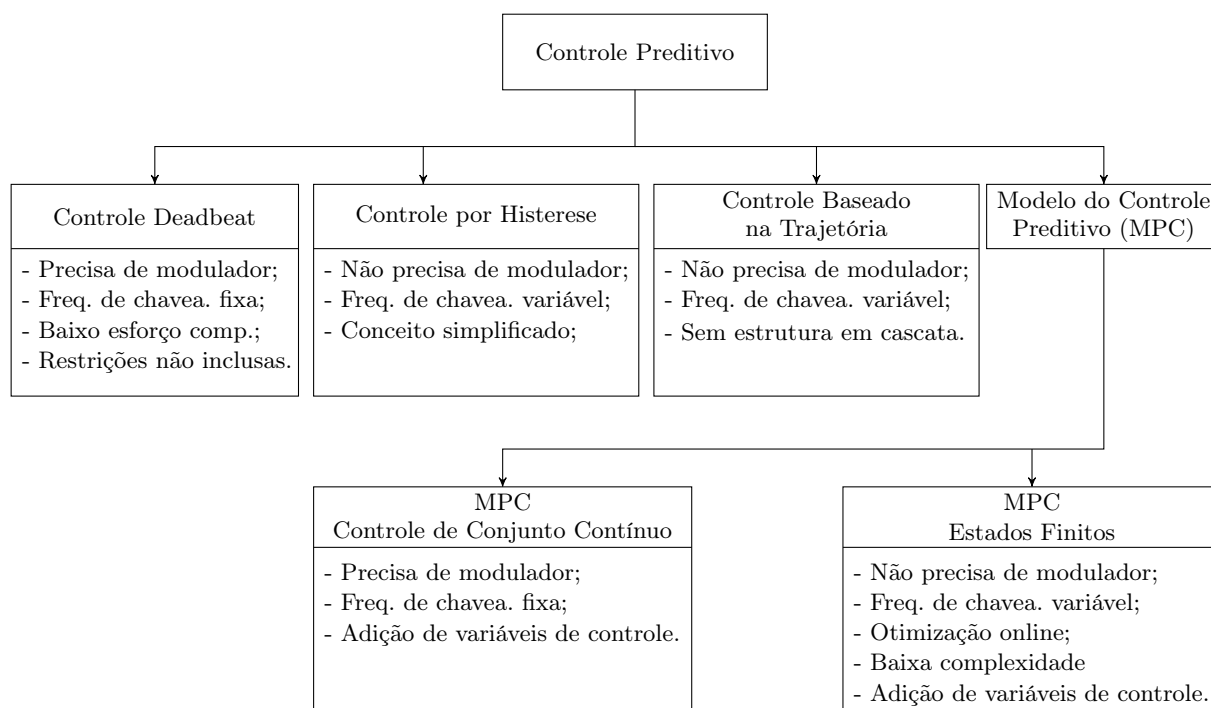
O controle *Deadbeat* apresenta uma atuação otimizada quando no instante de tempo seguinte, obtém-se um erro nulo, além de manter uma frequência de chaveamento fixa devido ao uso do modulador. A segunda estratégia é baseada na histerese, assim como no controle básico por histerese que possui um conceito de funcionamento simples, a seleção é ótima quando a previsão de uma determinada variável está dentro de bandas limites pré-estabelecidas, não precisando de um modulador e possuindo uma frequência de chaveamento variável.

Já na terceira ramificação, o controle preditivo baseado na trajetória força as variáveis a seguir a referência imposta, dessa forma, também não precisa de um modulador e também possui uma frequência de chaveamento variável, além de não apresentar uma estrutura de controle em cascata. A última estratégia é o Controle Preditivo Baseado em Modelo, do inglês, *Model Predictive Control* (MPC), onde seu princípio de funcionamento consiste em analisar estados de chaveamento que minimizem ao máximo uma determinada função custo, selecionando a opção mais otimizada. Na Figura 1.6 está um breve resumo do que foi mencionado em cada uma das estruturas pertencentes ao controle preditivo.

O controle MPC pode ser subdividido entre MPC Controle de Conjunto Contínuo, do inglês, *Continuous Control Set - Model Predictive Control* (CCS-MPC) e o MPC de Estados Finitos, do inglês, *Finit Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC). A principal diferença entre esses dois últimos controles está principalmente na não utilização de um modulador, o que acarreta em uma frequência variável, no caso do FCS-MPC, pois os estados de chaveamento são selecionados e aplicados a cada período de amostragem diretamente nas chaves do conversor, sem a interferência de um modulador. Ambos os controle são utilizados em conversores, como no trabalho do Carlet et al. (2019), que utiliza o CCS-MPC para controle de corrente e velocidade de uma máquina, ou como em Ahmed, Koh e Lee (2018), no qual é realizado um comparativo entre ambos os controles preditivos para um esquema de controle de velocidade, classificando o FCS-MPC com de melhor desempenho, por apresentar uma maior capacidade de torque em velocidades maiores.

Os primeiros registros do controle MPC datam a década de 1960, porém apenas na década de 1980 que realmente foi aplicado na eletrônica de potência (HOLTZ; STADTFELD,

Figura 1.6 – Classificação do Controle Preditivo.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ; CORTES, 2012), 2022.

1983). Seu modelo foi implementado em sistemas de alta potência, porém com baixa frequência de comutação, devido as limitações da capacidade de processamento dos equipamentos da época. Entretanto, com o desenvolvimento dos microprocessadores, sua implementação tornou-se viável, pois o tempo de processamento deixou de ser um problema, possibilitando uma maior disseminação desse tipo de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Dentre as principais vantagens do controle MPC, é possível citar algumas, como:

- Facilidade em poder incluir e representar as não linearidades de um sistema no modelo de predição, dessa forma, é possível realizar a predição da variável que se deseja controlar (RODRIGUEZ et al., 2004);
- Conceito intuitivo e bem adequado para o controle de conversores (CORTES et al., 2008);
- Flexibilidade de controlar diferentes variáveis em uma única função de qualidade ao adicionar os coeficientes referente a cada grandeza, o que leva o sistema a ter uma melhor desempenho, eficiência e segurança para alcançar suas referências (KOURO et al., 2009).

Porém, a vantagem de adicionar diferentes variáveis, citada anteriormente, também é caracterizada como uma desvantagem, pois realizar essa inserção de grandezas e seus

respectivos coeficientes, não é um trabalho trivial. Na literatura alguns autores contornam esse problema, seja ao adaptar o modelo para adicionar apenas variáveis de mesma grandeza, como apenas componentes de corrente ou apenas componentes de tensão na função de qualidade, como no caso de Uddin et al. (2018), ou normalizar o erro das grandezas na função de qualidade, como em Miranda et al. (2009), ou apenas impor um coeficiente e ajusta-lo quando necessário.

Outra desvantagem desse modelo é a quantidade de processamento necessária para seu funcionamento. Como foi mencionado, mesmo para o controle FCS-MPC, que apresenta uma quantidade finita de possibilidades a serem avaliadas, ainda sim, precisa-se de um bom tempo de processamento de dados para se trabalhar em uma frequência de amostragem satisfatória. Dessa forma, alguns autores buscam otimizar o sistema de escolha do melhor vetor em cada período, limitando ainda mais as possibilidades a serem verificadas e diminuindo o tempo operacional, como em Habibullah et al. (2016), que realiza o controle de torque e fluxo da máquina a partir da posição atual do fluxo estatórico e observando se o erro do torque é positivo ou negativo, diminuindo as possibilidades por verificação de oito vetores, para apenas dois.

Devido a sua simples aplicação, suas vantagens citadas anteriormente, e mesmo com as desvantagens que podem ser contornadas, o controle MPC de estados finitos foi selecionado para ser implementado nesse trabalho. O controle FCS-MPC quando aplicado à conversores de potência, possui uma implementação ainda mais intuitiva e fácil, isso pelo fato dos conversores terem uma quantidade de chaveamento conhecida e finita, dessa forma, facilita o controle e o cálculo das predições das variáveis a serem controladas.

1.3 Objetivo Geral

O objetivo desse trabalho é minimizar a tensão de modo comum para a topologia CA-CC-CA, também conhecido por conversor *back-to-back*, utilizando o Controle Preditivo Baseado em Modelo de Estados Finitos como o controle principal para ambos os conversores. Dessa forma, é realizado o controle de barramento CC e das correntes do retificador e do controle do fluxo estatórico e de velocidade da máquina de indução simultaneamente com o intuito de se obter uma CMV nula, utilizando 3 estratégias em dois cenários distintos. Logo, a partir dos resultados de simulação e experimentais compara-las em critérios como o controle das correntes, do barramento CC, do fluxo, e da velocidade, a minimização da CMV individual dos conversores e a CMV geral, tempo de processamento e a Distorção Harmônica Total, do inglês, *Total Harmonic Distortion* (THD), de todas as correntes.

Para a obtenção do objetivo geral deste documento, alguns objetivos mais específicos foram traçados. São eles:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre as estratégias possíveis para a diminuição da CMV;
- Analisar matematicamente o modelo do retificador, barramento CC, inversor e máquina, para a implementação do controle preditivo;
- Analisar matematicamente a máquina gaiola de esquilo e estudar o desenvolvimento do projeto de controle indireto;
- Analisar o comportamento da CMV na topologia *back-to-back* para os estados de chaveamento, além das combinações possíveis para uma tensão de modo comum nula;
- Analisar o funcionamento de recursos auxiliares, como o estimador de fluxo estatístico e a PLL - *Phase Locked Loop*, para as aplicações experimentais;

1.4 Contribuições

Neste trabalho é apresentado um comparativo de três novas estratégias que promovem a mitigação da tensão de modo comum aplicadas no conversor CA-CC-CA (conversor back-to back) usando a técnica FCS-MPC para controlar simultaneamente as grandezas do retificador e inversor. A Estratégia 1, propõe que a mitigação da CMV seja realizada de maneira independente, testando todos os vetores em duas funções de qualidade, do retificador e inversor, com a CMV sendo controlada diretamente na função de qualidade do controle preditivo. Inicialmente é realizada a seleção do vetor no lado do retificador testando os 8 vetores (V_0 ao V_7) e a partir da sua CMV, é escolhido o vetor do inversor, capaz de controlar o fluxo e o conjugado e deixar CMV geral nula.

Já as Estratégias 2 e 3 realizam a minimização da CMV a partir de uma pré-seleção de vetores que, ao combiná-los a sincronização acontece, ocasionando a anulação da CMV geral do conversor CA-CC-CA. Na Estratégia 2, a anulação da CMV geral acontece a partir de um conjunto de vetores pré selecionados e combinados, sabendo que a CMV geral vai ser nula, todas as 20 combinações são testados em uma única função de qualidade que leva em consideração, apenas o controle das correntes e do fluxo estatístico. Para a Estratégia 3 também é realizado uma pré-seleção de vetores, porém são utilizados duas funções de qualidade distintas. Primeiro inicia-se a seleção do retificador utilizando todos os oito vetores, em seguida é selecionado apenas três vetores para serem testados no inversor, a partir da escolha do retificador.

1.5 Publicações

O artigo intitulado *Analysis of Modulation Techniques for Reducing Common Mode Voltage in Variable Speed Drive Systems*, foi submetido e aprovado na Conferência Brasileira de Eletrônica de potência (Brazilian Power Electronics Conference - COBEP), que foi realizado na cidade de João Pessoa, entre os dias 07 e 10 de novembro de 2021.

1.6 Visão geral da organização do trabalho

Este documento é composto por sete capítulos ao todo. Nesse presente capítulo, foi tratado a principal motivação para a elaboração desse estudo, mostrando as principais consequências da existência da CMV nas máquinas de indução. Em seguida, foi tratado as referências bibliográficas para o desenvolvimento desse trabalho, além dos objetivos gerais e específicos, publicações já apresentadas, contribuições e a visão geral de como o trabalho foi organizado.

Já o segundo capítulo, foi desenvolvido a fim de apresentar a modelagem do sistema, inicialmente apresentando sobre a topologia CA-CC-CA e seus conversores individualmente, além do barramento CC. Em seguida, foi abordado todo o modelamento da máquina de forma vetorial e em *odq* para um referencial genérico. Por depender diretamente de como os conversores estão associados, a CMV e seu equacionamento, também foi tratado nesse capítulo.

No terceiro capítulo foi melhor trabalhado sobre o controle preditivo, apresentando de forma sucinta, dando maior desenvolvimento para o MPC e FCS-MPC. Dessa forma, também foi apresentado como foi implementada a compensação do atraso e o desenvolvimento das predições, controle e função de qualidade para o retificador e inversor.

O quarto capítulo é responsável por tratar as diferentes formas de implementação para a mitigação da CMV. Nele, será apresentado as três estratégias implementadas para o controle da tensão de modo comum, uma aplicada na função de qualidade, e as outras duas a partir de uma pré-seleção e combinação dos vetores mais apropriados para essa mitigação da tensão. Dessa forma, será apresentado o princípio de funcionamento e um fluxograma do caminho que o controle percorre para atingir seu objetivo.

Já no quinto capítulo, será apresentado os resultados de simulação obtidos para o controle dos conversores e da máquina CA com a implementação das três estratégias mencionadas anteriormente, para dois cenários, com e sem a utilização dos vetores nulos. Será apresentando primeiramente os resultados da CMV, do controle de corrente, tensão do barramento, fluxo e velocidade, resultados como a THD das correntes do sistema e tempo de processamento de cada estratégia. Os resultados de simulação foram obtidos a partir do *software* PSIM®.

No sexto capítulo é tratado os resultados experimentais das três estratégias para o cenário sem os vetores nulos. Logo, foram apresentadas as condições em que o experimento foi trabalhado, tendo em vista limitações estruturais do laboratório. Os mesmos tópicos trazidos nos resultados de simulação também foram tratados nos resultados experimentais, a fim de validar os dados obtidos em simulação, como o comportamento da CMV geral, e o controle das variáveis do sistema.

No capítulo sete serão feitas as considerações finais do trabalho, analisando se os objetivos anteriormente citados foram alcançados, resumindo de forma sucinta tudo que foi apresentado no trabalho, além das expectativas futuras para a conclusão da dissertação.

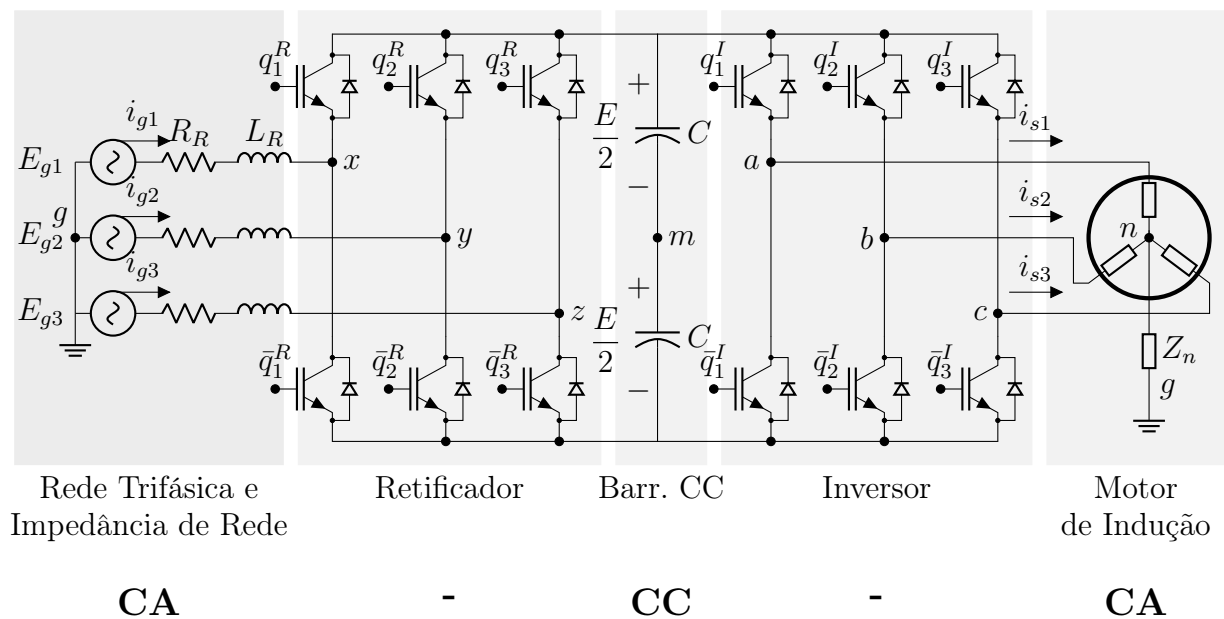
2 Modelagem do Sistema

Nesse capítulo será abordado o modelo utilizado para implementação do controle. Inicialmente, será apresentado uma visão geral do sistema de acionamento de velocidade variável CA-CC-CA. O modelo matemático individual do retificador e inversor. Em seguida será discutido o modelo da máquina no plano odq e suas equações no modelo vetorial. Por último, será apresentado uma análise da Tensão de Modo Comum para esse tipo de topologia.

2.1 Visão geral do Modelo

O modelo estudado e implementado consiste em uma composição de dois conversores estáticos e de alguns elementos, tendo o modelo completo apresetado na Figura 2.1. De início, tem-se a rede trifásica composta por três fontes senoidais defasadas em 120° entre si (E_{g1} , E_{g2} e E_{g3}) e uma resistência (R_R) e indutância (L_R) em série por fase, que juntos representam o filtro de entrada do modelo. Em seguida, observa-se o retificador trifásico composto por três braços, com duas chaves de transistor bipolar de porta isolada, do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBTs), em cada braço, totalizando seis chaves em cada conversor. Entre os conversores é possível observar o barramento CC e o seu ponto médio m . Por último, como carga, tem-se a máquina de indução trifásica.

Figura 2.1 – Modelo geral do sistema



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

2.2 Modelo do Retificador

O retificador trifásico é um conversor CA-CC, é utilizado para transformar um sistema de corrente alternada em corrente contínua ao controlar devidamente as chaves que o compõe, dessa forma, na Figura 2.1, o retificador alimenta o barramento CC a partir da tensão trifásica da rede. No sistema trifásico são utilizados três braços, com duas chaves em cada braço com comandos complementares entre si, as chaves são $q_1^R, q_2^R, q_3^R, \bar{q}_1^R, \bar{q}_2^R, \bar{q}_3^R$, onde são atribuídos valores binários para suas posições. No caso para a n -ésima chave, tem-se $q_n=1$, chave fechada e $q_n=0$, chave aberta. Por se complementarem, se $q_n=1$, $\bar{q}_n=1-q_n$. Matematicamente, a parte da entrada da rede trifásica e do retificador pode ser representada pelas equações de (2.1) à (2.3).

$$E_{g1} = R_R i_{g1} + L_R \frac{di_{g1}}{dt} + v_x \quad (2.1)$$

$$E_{g2} = R_R i_{g2} + L_R \frac{di_{g2}}{dt} + v_y \quad (2.2)$$

$$E_{g3} = R_R i_{g3} + L_R \frac{di_{g3}}{dt} + v_z \quad (2.3)$$

Já as tensões no retificador, podem ser representadas pelas equações de (2.4) à (2.6) que são obtidas da Figura 2.1.

$$v_x = v_{xm} + v_{mg} \quad (2.4)$$

$$v_y = v_{ym} + v_{mg} \quad (2.5)$$

$$v_z = v_{zm} + v_{mg} \quad (2.6)$$

As equações de (2.4) à (2.6) podem ser reescritas em função do estado das chaves do retificador, então:

$$v_x = q_1^R \frac{E}{2} - \bar{q}_1^R \frac{E}{2} + v_{mg} = (2q_1^R - 1) \frac{E}{2} + v_{mg} \quad (2.7)$$

$$v_y = q_2^R \frac{E}{2} - \bar{q}_2^R \frac{E}{2} + v_{mg} = (2q_2^R - 1) \frac{E}{2} + v_{mg} \quad (2.8)$$

$$v_z = q_3^R \frac{E}{2} - \bar{q}_3^R \frac{E}{2} + v_{mg} = (2q_3^R - 1) \frac{E}{2} + v_{mg} \quad (2.9)$$

Onde:

- E_{g1}, E_{g2} e E_{g3} são as tensões trifásicas da rede;
- i_{g1}, i_{g2} e i_{g3} são as correntes trifásicas do retificador;
- R_R e L_R são a resistência e a indutância do filtro de entrada;
- v_x, v_y e v_z são as tensões na entrada do retificador, tensões nos pontos x, y e z , respectivamente;

- v_{xm} , v_{ym} e v_{zm} são as tensões de polo, as tensões entre os pontos x , y e z e a derivação central do barramento CC, ponto m , respectivamente;
- v_{mg} é a tensão entre o ponto central do barramento e o neutro da fonte trifásica, pontos ponto m e g , respectivamente;
- q_1^R , q_2^R e q_3^R são estados das chaves superiores 1, 2 e 3 do retificador, respectivamente;
- $\bar{q}_1^R$, $\bar{q}_2^R$ e $\bar{q}_3^R$ são os estados das chaves inferiores, funcionando de forma complementar as chaves q_1^R , q_2^R e q_3^R , respectivamente;
- E é a tensão gerada no barramento CC.

2.2.1 Modelo complexo dq

Para facilitar o modelo trifásico, é possível representar as suas grandezas como corrente ou tensão por uma forma ainda mais simples, utilizando a transformação de coordenadas de *Park* (BARBI, 1985; JACOBINA, 2005). O modelo odq possui três eixos como o trifásico, são eles os eixos ' o ' (Homopolar), ' d ' (Real) e ' q ' (Imaginário), onde os eixos d e q representam a parte ativa, assim ao tratar de um sistema equilibrado, o eixo homopolar é nulo. Nas equações (2.10) e (2.11), estão representadas as equações da transformação de forma genérica, do referencial odq para 123 e do referencial 123 para odq , respectivamente.

$$x_{123} = \bar{P}x_{odq} \quad (2.10)$$

$$x_{odq} = \bar{P}^{-1}x_{123} \quad (2.11)$$

Onde:

- x_{123} é o vetor no referencial 123;
- x_{odq} é o vetor no referencial odq ;
- $\bar{P}$ é a matriz de transformação, que deve ser regular, e $\bar{P}^{-1}$ é a inversa da matriz $\bar{P}$.

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A partir do modelo trifásico do retificador com a rede (equações (2.1) à (2.3)), é possível transformar para o modelo dq , como nas equações (2.13) e (2.14) já no referencial

síncrono. Dessa forma, é possível observar o termo de acoplamento em cada equação que depende da frequência da rede.

$$E_{gd}^e = R_R i_{gd}^e + L_R \frac{di_{gd}^e}{dt} - \omega_e L_R i_{gq}^e + v_{gd}^e \quad (2.13)$$

$$E_{gq}^e = R_R i_{gq}^e + L_R \frac{di_{gq}^e}{dt} + \omega_e L_R i_{gd}^e + v_{gq}^e \quad (2.14)$$

Onde:

- E_{gd}^e e E_{gq}^e são as componentes d e q do vetor da tensão da rede no referencial síncrono, respectivamente;
- i_{gd}^e e i_{gq}^e são as componentes d e q do vetor da corrente da rede no referencial síncrono, respectivamente;
- v_{gd}^e e v_{gq}^e são as componentes d e q , da tensão de polo do retificador no referencial síncrono, respectivamente;
- R_R e L_R são a resistência e a indutância do filtro de entrada do retificador, respectivamente;
- $\omega_e = 2\pi f_e$ é a frequência angular da tensão da rede, nesse caso $f_e = 60$ Hz.

2.3 Modelo do Barramento CC

O estágio CC do modelo apresentado na Figura 2.1 é representado pelo barramento CC. A partir do fluxo de corrente é possível determinar o comportamento necessário para implementar o controle da tensão do barramento.

Para realizar o devido controle do barramento, é preciso relacionar a corrente que flui pelo retificador e a tensão do barramento CC. Dessa forma, é preciso primeiramente observar o comportamento da corrente CC do barramento (i_c) e a tensão (E). Dessa forma, a partir da Figura 2.2 é possível obter as equações (2.15) e (2.16).

As equações (2.15) e (2.16) é a tensão do barramento expressa no domínio do tempo e da frequência. A equação (2.17) representa a função de transferência que relaciona a corrente e a tensão no barramento CC.

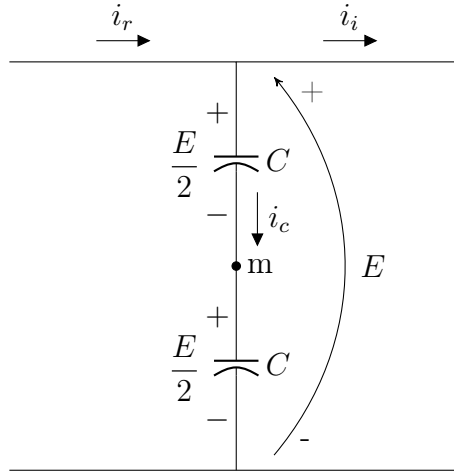
$$E = \frac{1}{C_{eq}} \int i_c dt \quad (2.15)$$

$$E(s) = \frac{I_c(s)}{sC_{eq}} \quad (2.16)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{E(s)}{I_c(s)} = \frac{1}{sC_{eq}} \quad (2.17)$$

Onde:

Figura 2.2 – Barramento CC para análise.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

- C e C_{eq} é a capacitância individual e a equivalente do barramento CC, respectivamente, onde $C_{eq} = \frac{C}{2}$;
- E , i_c , $E(s)$ e $I_c(s)$ é a tensão e a corrente no barramento CC no espectro do tempo e da frequência, respectivamente;

A corrente do retificador (i_r) é igual a soma das correntes que vão para o barramento CC (i_c) e inversor (i_i), sendo possível representar essa soma, a partir das correntes e tensões de fase do retificador e inversor no eixo dq para um referencial genérico, como na equação (2.18) e no referencial síncrono, como na equação (2.19).

$$i_c E^* = v_{gd}^g i_{gd}^g + v_{gq}^g i_{gq}^g - v_{sd}^g i_{sd}^g - v_{sq}^g i_{sq}^g \quad (2.18)$$

$$i_c E^* = v_{gd}^e i_{gd}^e + v_{gq}^e i_{gq}^e - v_{sd}^e i_{sd}^e - v_{sq}^e i_{sq}^e \quad (2.19)$$

Ao sincronizar a tensão no referencial síncrono (referencial da tensão), e considerando a tensão da rede senoidal, a tensão de eixo direto do retificador é nula ($v_{gd}^e = 0$), e as componentes do inversor para esse controle é considerado uma perturbação e desprezada pelo modelo, restando apenas v_{gq}^e e i_{gq}^e . Logo, a relação entre a componente q da corrente do retificar no referencial síncrono (i_{gq}^e) e a corrente do barramento CC (i_c), pode ser representada pela equação (2.20), sendo possível gerar uma corrente de barramento de referência e implementar o controle de barramento juntamente com a equação (2.17).

$$\frac{i_c}{i_{gq}^e} = \frac{v_{gq}^e}{E^*} \quad (2.20)$$

2.4 Modelo do Inversor

O inversor trifásico é um conversor CC-CA, utilizado para transformar um sistema de corrente contínua em corrente alternada e possui exatamente a mesma composição do retificador trifásico, três braços com duas chaves IGBTs em cada, assim, de acordo com a Figura 2.1, a tensão do barramento CC é transformada em uma tensão chaveada, que atendam as necessidades de controle da máquina. Dessa forma, as equações que definem as tensões de polo são semelhantes, sendo representadas pelas equações de (2.21) à (2.23)(JACOBINA, 2005), que são obtidas da Figura 2.1:

$$v_a = v_{am} + v_{mn} \quad (2.21)$$

$$v_b = v_{bm} + v_{mn} \quad (2.22)$$

$$v_c = v_{cm} + v_{mn} \quad (2.23)$$

As equações de (2.21) à (2.23) podem ser reescritas em função do estado das chaves do inversor, então:

$$v_a = q_1^I \frac{E}{2} - \bar{q}_1^I \frac{E}{2} + v_{mn} = (2q_1^I - 1) \frac{E}{2} + v_{mn} \quad (2.24)$$

$$v_b = q_2^I \frac{E}{2} - \bar{q}_2^I \frac{E}{2} + v_{mn} = (2q_2^I - 1) \frac{E}{2} + v_{mn} \quad (2.25)$$

$$v_c = q_3^I \frac{E}{2} - \bar{q}_3^I \frac{E}{2} + v_{mn} = (2q_3^I - 1) \frac{E}{2} + v_{mn} \quad (2.26)$$

Onde:

- v_a , v_b e v_c são as tensões na saída do inversor, tensões nos pontos a , b e c , respectivamente;
- v_{am} , v_{bm} e v_{cm} são as tensões de polo, as tensões entre os pontos a , b e c e a derivação central do barramento CC, ponto m , respectivamente;
- v_{mn} é a tensão entre o ponto central do barramento e o neutro da carga ou máquina, pontos m e n , respectivamente;
- q_1^I , q_2^I e q_3^I são estados das chaves superiores 1, 2 e 3 do inversor, respectivamente;
- $\bar{q}_1^I$, $\bar{q}_2^I$ e $\bar{q}_3^I$ são os estados das chaves inferiores, funcionando de forma complementar as chaves q_1^I , q_2^I e q_3^I , respectivamente;

2.5 Modelo da máquina

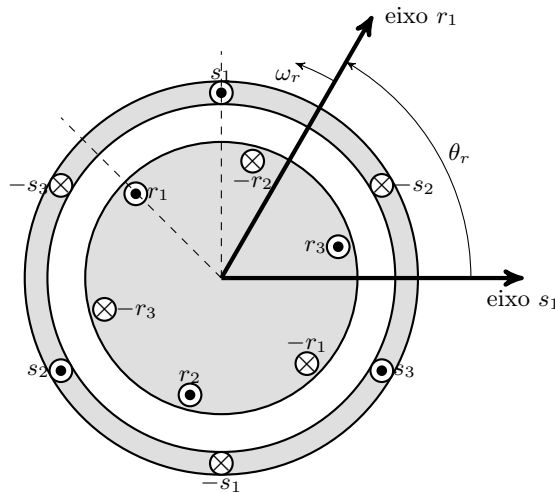
Para observar melhor os resultados da implementação da modulação, foi utilizada uma máquina de indução trifásica do tipo gaiola de esquilo. A fim de simplificar a

modelagem de máquinas trifásicas em geral, é possível assumir algumas simplificações, e assim desenvolver melhor matematicamente seu modelo, essas simplificações são: (BARBI, 1985; JACOBINA, 2005; SOARES, 2018)

- o entreferro da máquina é uniforme e constante e a sua distribuição de densidade de fluxo magnético é feita de forma radial e senoidal;
- tanto os enrolamentos do estator como do rotor são iguais e defasados entre si em 120° ;
- os circuitos magnéticos da máquina são considerados ideais, dessa forma, não ocorre saturação do núcleo magnético, e as perdas magnéticas não são consideradas.

Para uma máquina de dois polos, que será o foco do trabalho, a disposição espacial de suas bobinas estatóricas e rotóricas, podem ser observadas conforme na Figura 2.3. Nela é possível observar a representação dos eixos $r1$ e $s1$, a referência para o eixo rotórico e estatórico, respectivamente, que simboliza a posição dos enrolamentos do rotor da máquina que giram em relação aos do estator com velocidade de ω_r , e forma um ângulo θ_r entre eles. Outra representação válida é o circuito elétrico equivalente da máquina trifásica, que servirá para obter suas equações, conforme a Figura 2.4.

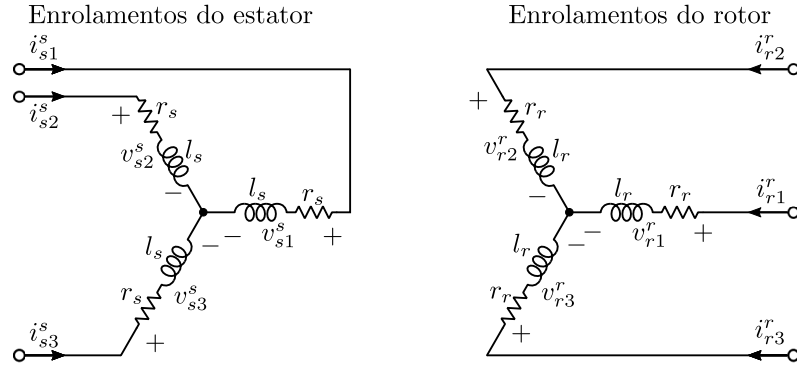
Figura 2.3 – Disposição espacial das bobinas de uma máquina trifásica.



Fonte: Adaptado de (SOARES, 2018), 2022.

Para a máquina trifásica a transformação para odq pode ocorrer tanto para grandezas estatóricas quanto rotóricas, como pode ser visto nas equações (2.27) e (2.28), respectivamente. Quando ocorre a transformação é escolhido o referencial final que a grandeza estará, sendo representado pelo expoente, podendo ser $g \rightarrow s$, para referencial estatórico, $g \rightarrow r$, para o referencial rotórico, $g \rightarrow e$, para o referencial síncrono, e até

Figura 2.4 – Representação do modelo elétrico de uma máquina trifásica.



Fonte: Adaptado de (SOARES, 2018), 2022.

$g \rightarrow b$, para o referencial do fluxo rotórico, por exemplo.

$$x_{s123}^s = \bar{P}_s^g x_{sodq}^s \quad (2.27)$$

$$x_{r123}^r = \bar{P}_r^g x_{rodq}^r \quad (2.28)$$

Onde:

$x_{s123}^s = [x_{s1} \ x_{s2} \ x_{s3}]^T$: variáveis estatóricas no eixo 123;

$x_{r123}^r = [x_{r1} \ x_{r2} \ x_{r3}]^T$: variáveis rotóricas no eixo 123;

$x_{sodq}^s = [x_{so} \ x_{sd} \ x_{sq}]^T$: variáveis estatóricas no eixo odq ;

$x_{rodq}^r = [x_{ro} \ x_{rd} \ x_{rq}]^T$: variáveis rotóricas no eixo odq .

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

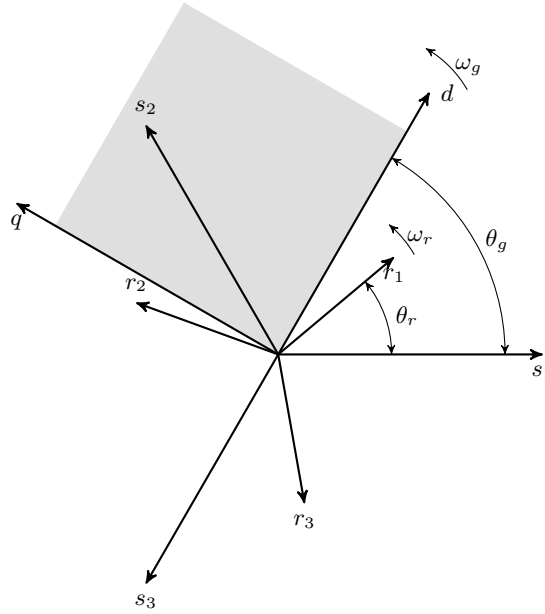
$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$\bar{P}_s$ e $\bar{P}_r$ são as matrizes transformação;

θ_r é o ângulo entre o eixo do rotor e o eixo do estator;

δ_g é o ângulo do eixo d em relação ao eixo do estator.

Em ambas os referenciais, nota-se que $\bar{P}_s^{-1} = \bar{P}_s^T$ e $\bar{P}_r^{-1} = \bar{P}_r^T$. Nesse caso, as matrizes além de regulares, são ortogonais, logo, ao realizar a transformação de odq para 123 utiliza-se a matriz (2.29) ou (2.30), e para uma transformação de 123 para odq , utiliza-se a transposta das respectivas matrizes. A representação da atuação da Transformada de Park, pode ser observada na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e odq .

Fonte: Adaptado de (SOARES, 2018), 2022.

2.5.1 Modelo Vetorial da Máquina Trifásica

A partir do modelo da máquina e da transformação de *Park*, a máquina trifásica pode ser representada por um modelo vetorial em um referencial genérico, indicado pelo expoente "g". Em relação a nomenclatura utilizada, quando s e r vier subscrito, referem-se a qual enrolamento tal grandeza representa, se é ao estator ou ao rotor, quando vier sobrescrito, é o referencial utilizado (JACOBINA, 2005). As equações para uma máquina de indução trifásica podem ser observadas de (2.31) à (2.36):

$$0 = r_r \vec{i}_r^g + \frac{d\vec{\phi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \vec{\phi}_r^g \quad (2.31)$$

$$\vec{v}_s^g = r_s \vec{i}_s^g + \frac{d\vec{\phi}_s^g}{dt} + j\omega_g \vec{\phi}_s^g \quad (2.32)$$

$$\vec{\phi}_r^g = l_r \vec{i}_r^g + l_m \vec{i}_s^g \quad (2.33)$$

$$\vec{\phi}_s^g = l_s \vec{i}_s^g + l_m \vec{i}_r^g \quad (2.34)$$

$$C_e = 2Pl_m \text{Im}(\vec{i}_s^g \vec{i}_r^{g'}) = P i_s \phi_s \sin(\delta_i - \delta_a) \quad (2.35)$$

$$C_{equ} = C_e - C_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + F_m \omega_m \quad (2.36)$$

Onde:

- $\vec{v}_r^g$ e $\vec{v}_s^g$ são os vetores das tensões rotórica e estatórica em um referencial genérico, respectivamente;
- $\vec{i}_r^g$ e $\vec{i}_s^g$ são os vetores das correntes rotórica e estatórica em um referencial genérico, respectivamente;

- $\vec{\phi}_r^g$ e $\vec{\phi}_s^g$ são os vetores dos fluxos rotórico e estatórico em um referencial genérico, respectivamente;
- i_s e ϕ_s é o módulo do vetor da corrente e do fluxo estatórico, respectivamente;
- ω_g , ω_r e ω_m são a velocidade angular genérica, angular elétrica do rotor e angular mecânica da máquina, respectivamente;
- r_r , r_s são as resistências ôhmicas rotórica e estatórica;
- l_r , l_s e l_m são as indutâncias cíclicas rotórica, estatórica e mútua, respectivamente;
- i_r^g é o conjugado complexo da corrente rotórica no referencial genérico (i_r^g);
- c_e , c_{eq} e c_m são os conjugados eletromagnético, o resultante e o mecânico;
- J_m e F_m são o momento de inércia e o coeficiente de atrito;
- P é o número de par de polos;
- $Im(x)$ é a parte imaginária de x ;
- δ_i e δ_a é a posição angular do vetor da corrente estatórica e do fluxo estatórico, respectivamente.

$$\vec{v}_s^g = \frac{v_{sd}^g + jv_{sq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.37)$$

$$\vec{i}_s^g = \frac{i_{sd}^g + ji_{sq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.38)$$

$$\vec{\phi}_s^g = \frac{\phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.39)$$

$$\vec{v}_r^g = \frac{v_{rd}^g + jv_{rq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.40)$$

$$\vec{i}_r^g = \frac{i_{rd}^g + ji_{rq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.41)$$

$$\vec{\phi}_r^g = \frac{\phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g}{\sqrt{2}} \quad (2.42)$$

2.6 Tensão de Modo Comum

Como foi visto anteriormente, o uso de inversores, mesmo com uma alta frequência de comutação, não garante uma tensão perfeitamente senoidal na saída, mas sim uma tensão chaveada, que ocasiona a tensão instantânea de modo comum, do inglês, *Common Mode Voltage* (CMV) com valores elevados, que acarretam em diversos problemas nas máquinas de indução.

A CMV do retificador é definida a partir de suas tensões de polo, dessa forma, assumindo que a soma das correntes de entrada é nula, devido a tensão balanceada da entrada, a CMV é representada pela equação (2.43). Assim como a tensão de polo pode ser escrita em função da posição das chaves do retificador, a tensão de modo comum também

pode ser representada por q_1^R , q_2^R e q_3^R , como na equação (2.44) (De Broe; Julian; Lipo, 1996).

$$CMV_{RET} = \frac{v_{xm} + v_{ym} + v_{zm}}{3} = v_{gm} \quad (2.43)$$

$$CMV_{RET} = \frac{E}{3}(q_1^R + q_2^R + q_3^R) - \frac{E}{2} = v_{gm} \quad (2.44)$$

O mesmo acontece para a inversor, ao assumir que as correntes de entrada da máquina também são trifásicas equilibradas e que são maiores que a corrente que flui pela impedância Z_n , dessa forma, a CMV pode ser observada nas equações (2.45) e (2.46) (De Broe; Julian; Lipo, 1996).

$$CMV_{INV} = \frac{v_{am} + v_{bm} + v_{cm}}{3} = v_{sm} \quad (2.45)$$

$$CMV_{INV} = \frac{E}{3}(q_1^I + q_2^I + q_3^I) - \frac{E}{2} = v_{sm} \quad (2.46)$$

Ao controlar as chaves q_1 , q_2 , q_3 , tanto do retificador quanto do inversor, são possíveis realizar oito combinações diferentes, e cada combinação compõe um vetor, são eles:

$$\begin{aligned} &[q_1 = 1, q_2 = 1, q_3 = 1], [q_1 = 1, q_2 = 0, q_3 = 1], [q_1 = 1, q_2 = 0, q_3 = 0], \\ &[q_1 = 1, q_2 = 1, q_3 = 0], [q_1 = 0, q_2 = 1, q_3 = 0], [q_1 = 0, q_2 = 1, q_3 = 1], \\ &[q_1 = 0, q_2 = 0, q_3 = 1], [q_1 = 0, q_2 = 0, q_3 = 0]. \end{aligned}$$

Dessa forma, é possível mapear a CMV para cada um desses vetores, conforme a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – CMV resultante para cada vetor.

Vetor	CMV	Vetor	CMV
$V_0(000)$	$-E/2$	$V_4(011)$	$E/6$
$V_1(100)$	$-E/6$	$V_5(001)$	$-E/6$
$V_2(110)$	$E/6$	$V_6(101)$	$E/6$
$V_3(010)$	$-E/6$	$V_7(111)$	$E/2$

Fonte: Adaptado de (Un; Hava, 2009), 2022.

A tensão de modo comum é a tensão entre o neutro da máquina e a terra, dessa forma:

$$v_{ng} = v_n - v_g \quad (2.47)$$

Sendo reescrita como:

$$v_{ng} = v_{nm} - v_{gm} \quad (2.48)$$

Onde v_{nm} é a CMV do inversor e v_{gm} é a CMV do retificador. Dessa forma, a partir da composição do retificador mais inversor que foi trabalhada nesse documento, a CMV total percebida pela máquina está presente na equação (2.49), sendo a subtração entre a CMV do inversor e a do retificador.

$$CMV_{TOT} = CMV_{INV} - CMV_{RET} \quad (2.49)$$

Como a CMV percebida pela máquina é uma composição das duas CMV de cada conversor, a partir da equação (2.49) também é possível realizar o mapeamento das melhores combinações possíveis para ambos os conversores em cada período de chaveamento. Esse resumo das melhores combinações, está presente na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Compilado das melhores combinações de vetores para uma CMV nula.

Chaveamento do Retificador	Chaveamento do Inversor			
	V_0	$V_1, V_3 \text{ e } V_5$	$V_2, V_4 \text{ e } V_6$	V_7
	V_0	0	$+E/3$	$+2E/3$
	$V_1, V_3 \text{ e } V_5$	$-E/3$	0	$+E/3$
	$V_2, V_4 \text{ e } V_6$	$-2E/3$	$-E/3$	0
	V_7	$-E$	$-2E/3$	$-E/3$

Fonte: Adaptado de (De Broe; Julian; Lipo, 1996), 2022.

2.7 Conclusões

Neste capítulo foi exposto, de maneira simplificada e objetiva, a topologia utilizada no estudo, apresentando aspectos e deduções matemáticas sobre os elementos que a compõem, como retificador, inversor e máquina de indução. Além disso, o comportamento da CMV individual de cada conversor e a geral observada pela máquina de indução também foi apresentado, onde foi desenvolvido as combinações possíveis para se obter uma CMV nula matematicamente.

3 MPC de Estados Finitos - (FCS-MPC)

Nesse capítulo será explanado de maneira geral o funcionamento do controle preditivo utilizado nesse trabalho, no caso o MPC de estados finitos (FCS-MPC). Será realizada uma apresentação mais profunda, como o seu princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens, e uma estratégia de compensação de atraso. Além disso, também será apresentado a implementação do controle MPC tanto para o retificador, quanto para o inversor.

3.1 Funcionamento

A implementação do controle tanto em retificadores trifásicos controlados, quanto em inversores trifásicos, possui o mesmo princípio de funcionamento, pois suas estruturas de braços e chaves são idênticas, possuindo as mesmas possibilidades de chaveamento a serem avaliadas em cada período de chaveamento, de acordo com a Tabela 2.1.

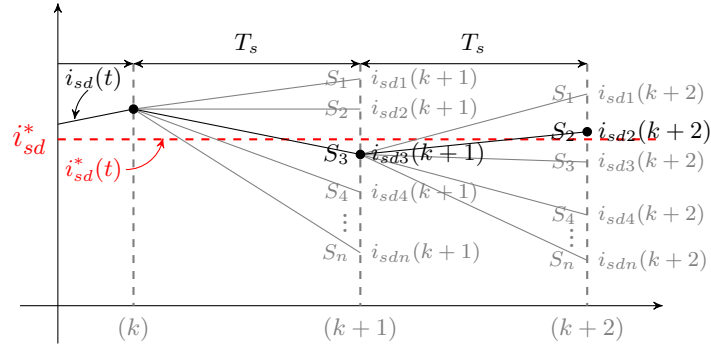
A diferença de implementação do controle para cada estrutura, serão suas respectivas funções de qualidade, a quantidade de vetores que serão avaliados e o desenvolvimento das predições das variáveis que serão controladas, como será visto mais adiante.

Conforme foi introduzido anteriormente, o controle prevê o comportamento das variáveis em apenas um horizonte, ou seja, em $(k + 1)$, utilizando valores em (k) . Após a predição, é selecionado a melhor opção de chaveamento $S(k)$, que minimiza a função de qualidade para o instante k . Na Figura 3.1 está exemplificado o comportamento ideal esperado para um controle de corrente. De forma geral, a partir da avaliação das possibilidades de chaveamento aplicadas na função de qualidade, o controle decide qual a ação mais otimizada a ser aplicada no período atual k , para assim, manter a corrente $i_{sd}(t)$ o mais próximo possível de sua referência $i_{sd}^*(t)$, nesse caso, dentre as possibilidades de S_1 à S_n , foi observado que a melhor opção seria S_3 , para ser aplicada em k , e S_2 para ser aplicado em $(k + 1)$ (KOURO et al., 2009).

Entre um período de amostragem e outro, o controle realiza as operações mencionadas anteriormente, selecionando a melhor ação para o período de chaveamento em k . O processo se inicia com a medição das grandezas mensuráveis em k , como corrente e tensão, em seguida realiza a predição em $(k + 1)$ da variável que se deseja controlar, para todas as possibilidades. Por fim, avalia cada uma delas utilizando a função custo, escolhendo a melhor opção para aquele período de chaveamento. Na Figura 3.2 é possível observar melhor a relação de ações e tempos utilizados, para o caso ideal (MIRANDA et al., 2009).

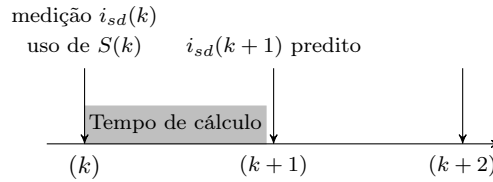
Dessa forma, para a implementação do controle FCS-MPC, alguns passos básicos

Figura 3.1 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC, caso ideal.



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2009), 2022.

Figura 3.2 – Tempo de cálculo FCS-MPC, caso ideal.



Fonte: Adaptado de (MIRANDA et al., 2009), 2022.

devem ser seguidos:

1. A partir do conversor ou estrutura que será utilizada, caracterizar os possíveis estados de chaveamento;
2. Determinar e desenvolver o modelo de predição da variável que se deseja controlar a partir do modelo da estrutura utilizada. Como será demonstrado mais adiante, será desenvolvido o modelo para o retificador com a impedância da linha e para o inversor com a máquina CA como carga, conforme o modelo da Figura 2.1;
3. Definir a função de qualidade que se deseja minimizar;

3.1.1 Função de Qualidade

A função de qualidade ou função custo, como também é conhecida dentro do FCS-MPC, é responsável por selecionar matematicamente qual a melhor escolha para um determinado instante de chaveamento baseado no valor do erro calculado entre a variável de referência e a medida naquele momento. Para a elaboração da função de qualidade é levado em consideração quais variáveis que se deseja controlar, e o quão diferentes elas são. É possível elaborar funções com e sem pesos/fatores, com termos secundários e funções que equalizem termos de mesma importância (CORTES et al., 2009).

Para o trabalho desenvolvido, foi utilizado o modelo mais simples, com apenas um tipo de variável na equação, uma vez que para o controle do retificador era apenas

necessário o controle de corrente, e para a máquina, o controle de fluxo. Assim, para esse tipo de função, podem ser utilizados o valor de erro quadrático ou o erro absoluto, conforme as equações (3.1) e (3.2), respectivamente. O erro quadrático penaliza com mais severidade quando o erro é maior que 1, tornando o modelo mais sensível, que no caso do erro absoluto, sendo esse o modelo selecionado para implementação do trabalho. O processo de elaboração individual das funções será discutido mais adiante, utilizando o modelo da Equação (3.1).

$$g = (x^*(k+2) - x(k+2))^2 \quad (3.1)$$

$$g = |x^*(k+2) - x(k+2)| \quad (3.2)$$

3.1.2 Compensação do Atraso

Nos sistemas de controle, a cada período de amostragem o modelo mensura as variáveis necessárias e realiza todos os cálculos que estejam em seu escopo, dessa forma, quando outro período se inicia, todo o cálculo é realizado novamente a partir das novas medições. Isso permite que o sistema de controle funcione de forma discretizada, e controle as variáveis que lhe forem impostas para aquele período de amostragem, e dessa forma, as gradezas no tempo contínuo também estarão devidamente controladas.

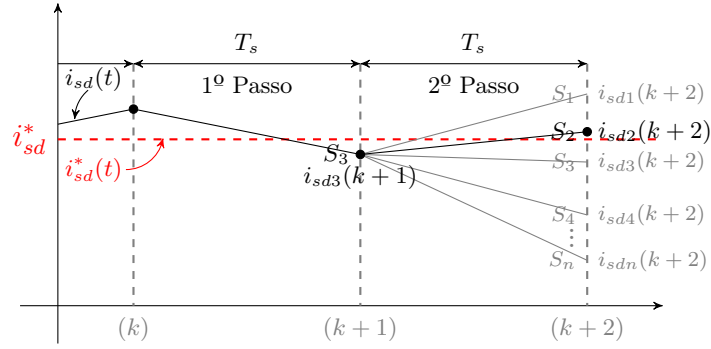
Porém para o controle preditivo, mesmo utilizando um período de amostragem pequeno, o próprio tempo de cálculo causa um atraso no controle, prejudicando o seu funcionamento, onde a solução encontrada não é mais suficiente para aquele período amostragem. Isso se dá pelo fato do controle preditivo estar diretamente atrelado ao tempo e ao período de amostragem, pois seu princípio de funcionamento é realizar previsões futuras das variáveis a fim de implementar seu controle.

Tendo em vista essa problemática, uma alternativa para solucioná-la, é realizar a previsão da variável em dois horizontes, no caso é realizada a previsão em $(k+1)$, e em seguida em $(k+2)$.

Com a compensação desse atraso, no instante k são feitas as medições e a previsão da variável para $(k+1)$ utilizando o chaveamento atual que acabou de ser aplicado, dessa forma, o valor predito da variável em $(k+1)$ é único, conforme a Figura 3.3. O segundo passo é realizar a previsão da variável em $(k+2)$ para todas as opções de chaveamento utilizando a previsão de $(k+1)$, assim, em $(k+2)$, há n possibilidades de avaliação (KOURO et al., 2009).

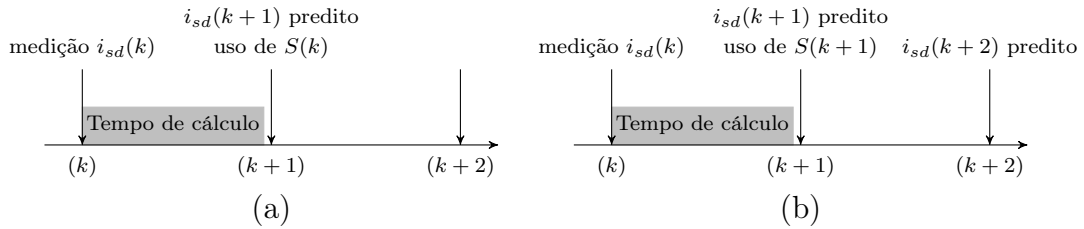
Sem a compensação, o chaveamento otimizado $S(k)$ é aplicado em $(k+1)$, atrasado para aquele período de chaveamento. Com a compensação, o chaveamento ideal $S(k+1)$ é aplicado no momento correto, no instante de tempo $(k+1)$. Essa comparação pode ser observada melhor na Figura 3.4, ao comparar a situação sem compensação na Figura 3.4(a) e com compensação na Figura 3.4(b) (MIRANDA et al., 2009).

Figura 3.3 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC, com compensação.



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2009), 2022.

Figura 3.4 – Tempos de processamento FCS-MPC. (a) Caso real sem compensação. (b) Caso real com compensação.



Fonte: Adaptado de (MIRANDA et al., 2009), 2022.

3.2 MPC - Retificador

Para o controle do retificador, foi implementado um controle de corrente a fim de controlar a tensão do barramento CC, dessa forma, é preciso modelar o retificador com a impedância de linha a fim de definir uma equação que possa prever o comportamento dessa variável. Por fim, para a definição da corrente de referência para o controle MPC, será implementado um controle PI simples para manter o barramento devidamente controlado.

3.2.1 Predição da Corrente do Retificador

Para realizar a predição das correntes do retificador, basta utilizar o modelo que representa o comportamento da rede a indutância da linha e a tensão do retificador. Dessa forma, basta utilizar as equações (2.13) e (2.14) apresentadas anteriormente e implementar.

Ao utilizar o método de discretização de Euler, a partir da equação (3.3), é possível aproximar a derivada da corrente como sendo a razão entre a diferença da corrente em $k+1$ e k para um período de amostragem T_s . As equações discretizadas podem ser observadas nas equações (3.4) e (3.5), já para a predição em $k+1$, onde V_{rd}^e e V_{rq}^e são as tensões de

polo em dq para o vetor que está sendo aplicado/testado.

$$\frac{di_g^e}{dt} \approx \frac{i_g^e(k+1) - i_g^e(k)}{T_s} \quad (3.3)$$

$$i_{gd}^e(k+1) = i_{gd}^e(k) \left(1 - \frac{T_s R_R}{L_R}\right) + \frac{T_s}{L_R} [E_{gd}^e(k) - V_{rd}^e(k)] + \omega_e i_{gq}^e(k) T_s \quad (3.4)$$

$$i_{gq}^e(k+1) = i_{gq}^e(k) \left(1 - \frac{T_s R_R}{L_R}\right) + \frac{T_s}{L_R} [E_{gq}^e(k) - V_{rq}^e(k)] + \omega_e i_{gd}^e(k) T_s \quad (3.5)$$

Dessa forma, com o modelo e compensação do atraso, utiliza-se o modelo em $(k+2)$, conforme as equações (3.6) e (3.7).

$$i_{gd}^e(k+2) = i_{gd}^e(k+1) \left(1 - \frac{T_s R_R}{L_R}\right) + \frac{T_s}{L_R} [E_{gd}^e(k) - V_{rd}^e(k+1)] + \omega_e i_{gq}^e(k+1) T_s \quad (3.6)$$

$$i_{gq}^e(k+2) = i_{gq}^e(k+1) \left(1 - \frac{T_s R_R}{L_R}\right) + \frac{T_s}{L_R} [E_{gq}^e(k) - V_{rq}^e(k+1)] + \omega_e i_{gd}^e(k+1) T_s \quad (3.7)$$

Onde:

V_{rd}^e e V_{rq}^e são as componentes dq no referencial síncrono do vetor tensão que está sendo testado. Basta substituir os chaveamentos nas equações de (2.4) à (2.6) e transformar para dq utilizando a posição da rede δ_e^* .

Porém para implementação, algumas aproximações para o modelo em $(k+2)$ foram possíveis, dado um período de chaveamento suficientemente pequeno, como $E_{gd}^e(k+1) \approx E_{gd}^e(k)$ e $E_{gq}^e(k+1) \approx E_{gq}^e(k)$.

3.2.2 Função de Qualidade

Para o controle do retificador, a função de qualidade que deverá ser minimizada relaciona a corrente $i_{gd}^{e*}(k)$ e $i_{gq}^{e*}(k)$ e suas respectivas previsões, como demonstrado na equação (3.8). O método implementado na função de qualidade, é o erro quadrático, que deverá ser minimizado pela melhor combinação de chaveamento.

$$g_R = (i_{gd}^{e*}(k) - i_{gd}^e(k+2))^2 + (i_{gq}^{e*}(k) - i_{gq}^e(k+2))^2 \quad (3.8)$$

O valor de i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} presente na função de qualidade é um valor que pode ser aproximado como $i_{gd}^{e*}(k) \approx i_{gd}^{e*}(k+1) \approx i_{gd}^{e*}(k+2)$ e $i_{gq}^{e*}(k) \approx i_{gq}^{e*}(k+1) \approx i_{gq}^{e*}(k+2)$, pois além de considerar o período de chaveamento suficientemente pequeno, o fato da grandeza estar no referencial síncrono, garante uma referência constante em regime permanente, permitindo essa consideração.

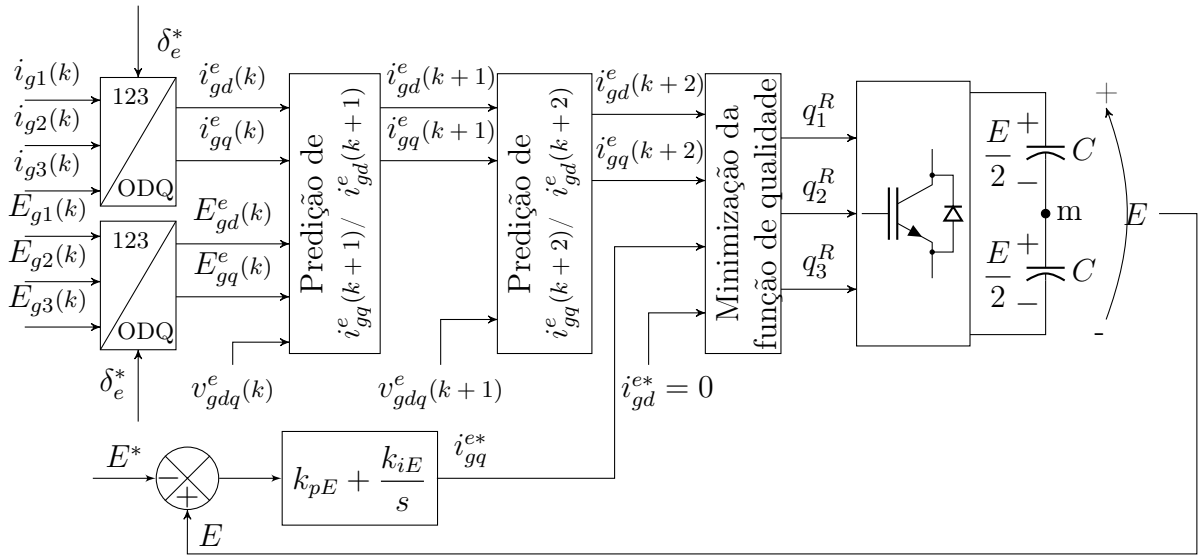
A corrente de referência será imposta a partir de um controle PI simples, que será apresentado a seguir.

3.3 Esquema de Controle

O controle de barramento está em cascata com o controle de corrente, dessa forma, o controlador PI gera uma referência de corrente suficiente para manter a tensão do barramento na referência. O controle de corrente interno, é realizado pelo controle preditivo no plano dq , onde a referência i_{gq}^{e*} é determinada pelo controlador de barramento e i_{gd}^{e*} é nulo. Como demonstrado anteriormente no capítulo 2, pelo fato do controle estar sendo realizado no referencial síncrono, a corrente do barramento CC (i_c) só depende da corrente i_{gq}^{e*} .

Dessa forma, as variáveis de entrada são medidas, como as correntes trifásicas de entrada do retificador (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e as tensões trifásicas da fonte (E_{g1} , E_{g2} e E_{g3}), e para a transformação de 123 para dq , foi gerado o δ_e^* para o referencial ser o síncrono. Para a predição de $i_{gd}^e(k+1)$ e $i_{gq}^e(k+1)$ foi utilizado as correntes e as tensões transformadas juntamente com a tensão do retificador gerada a partir do chaveamento que acabou de ser aplicado ($V_{gdq}^e(k)$), e em seguida a predição em $(k+2)$ com o chaveamento que deverá ser testado ($V_{gdq}^e(k+1)$). Para a minimização da função de qualidade, o controle PI gera a corrente i_{gq}^{e*} de referência. Na Figura 3.5 é possível observar uma síntese do controle base implementado.

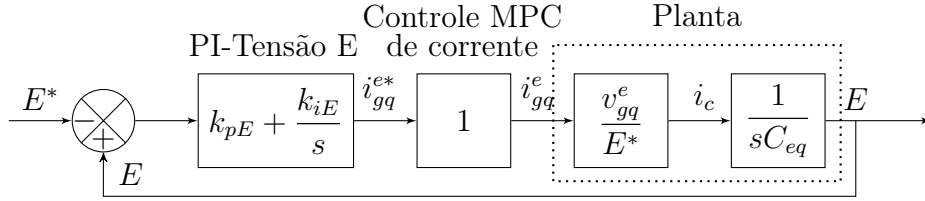
Figura 3.5 – Síntese base do controle do retificador.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Para o cálculo do controlador PI, foi desenvolvido o diagrama de blocos da Figura 3.6. Dessa forma, o diagrama possui a etapa do controle PI com seus ganhos proporcional e integral, em seguida o controle MPC de corrente que foi aproximado para 1, e por fim, a planta do sistema utilizando a equação (2.20) que relaciona a corrente i_c e a corrente i_{gq} , e a equação (2.17), que relaciona a tensão do barramento CC, E , e a corrente i_c .

Figura 3.6 – Diagrama de blocos do controle de barramento CC.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Em malha aberta, tem-se:

$$G_{Ema}(s) = \frac{sk_{pE} + k_{iE}}{s} \frac{v_{gq}^e}{sE^*C_{eq}} \quad (3.9)$$

E em malha fechada, tem-se:

$$G_{Emf}(s) = \frac{s + \frac{k_{iE}}{k_{pE}}}{s^2 \left(\frac{E^*C_{eq}}{v_{gq}^e k_{pE}} \right) + s + \left(\frac{k_{iE}}{v_{gq}^e k_{pE}} \right)} \quad (3.10)$$

Dessa forma, os valores dos ganhos do controlador de barramento é determinado conforme as equações (3.11) e (3.12) ao considerar polos reais e idênticos da função em malha fechada, onde T é uma relação entre o ganho integral e o proporcional do controle, sendo um valor determinado pelo projetista.

$$k_{pE} = \frac{4E^*C_{eq}T}{v_{gq}^e} \quad (3.11)$$

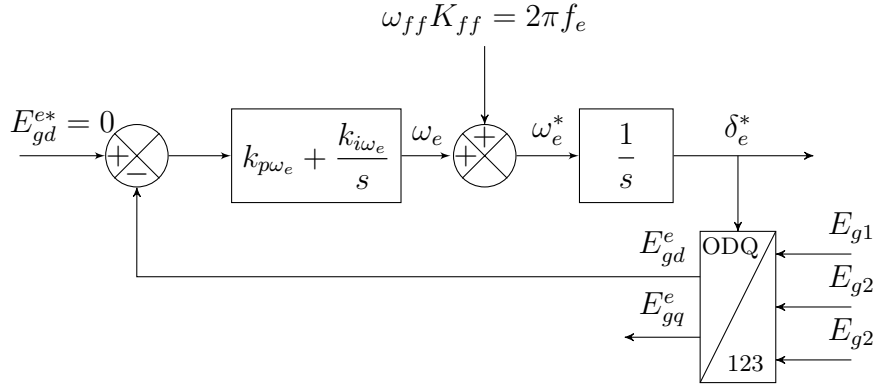
$$T = \frac{k_{iE}}{k_{pE}} \longrightarrow k_{iE} = Tk_{pE} \quad (3.12)$$

3.3.1 PLL - Phase Locked Loop

Para a implementação do controle geral do retificador, foi necessário o uso do *Phase Locked Loop* (PLL). O PLL é utilizado para efetuar a correção do fator de potência, permitindo uma perfeita sincronização com a rede elétrica ao realizar a mudança de referencial, pois determina a posição real do ângulo da rede trifásica. Na Figura 3.7 é apresentado o diagrama de blocos da PLL utilizada (KAURA; BLASKO, 1997).

A tensões E_{gd}^e e E_{gq}^e são obtidas a partir da transformação das tensões 123 da rede trifásica, utilizando o ângulo da rede δ_e^* . A posição da rede é obtida a partir da integral da frequência de referência, sendo essa frequência de referência a soma entre a frequência gerada pelo controlador e pelo termo $\omega_{ff}K_{ff}$, definido como sendo $2\pi f_e$, com $f_e = 60Hz$, referente a frequência de operação da rede. Quando ω_e^* é igual a frequência da rede, E_{gd}^e e E_{gq}^e são valores constantes e dependentes de δ_e^* .

Figura 3.7 – Diagrama de Controle da PLL.



Fonte: Adaptado de (KAURA; BLASKO, 1997), 2022.

O valor de E_{gd} permite manter a frequência sincronizada com a da rede, permitindo que não apareça defasagens entre o seu real ângulo e o valor calculado pela PLL, dessa forma, $E_{gd}^* = 0$.

3.4 MPC - Inversor com a Máquina como Carga

O controle do inversor nesse estudo é diretamente aplicado para o controle da máquina de indução, além da CMV, dessa forma, será realizado o controle do seu fluxo estático e de seu conjugado eletromagnético.

3.4.1 Predição do Fluxo Estático

A partir das equações da máquina, equações de (2.31) à (2.36), é possível desenvolvê-las para obter o modelo da máquina em espaço de estados desenvolvido para apenas duas grandezas internas da máquina, sendo a corrente estática e o fluxo rotórico em dq , e o vetor da tensão aplicada pelo inversor já no referencial estacionário ($g \rightarrow s$), conforme as equações de (3.13) à (3.16), ou em sua forma matricial conforme a equação (3.17).

$$\frac{di_{sd}^s}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{sd}^s + \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \phi_{rd}^s + \omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \phi_{rq}^s + \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} v_{sd}^s \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{sq}^s}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{sq}^s - \omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \phi_{rd}^s + \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \phi_{rq}^s + \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} v_{sq}^s \quad (3.14)$$

$$\frac{d\phi_{rd}^s}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^s - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^s - \omega_r \phi_{rq}^s \quad (3.15)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^s}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^s + \omega_r \phi_{rd}^s - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^s \quad (3.16)$$

$$\dot{x}_a = \mathbf{A}_a x_a + \mathbf{B}_a v_a \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}^s}{dt} \\ \frac{di_{sq}^s}{dt} \\ \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} \\ \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 & \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} & \omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \\ 0 & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} & \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \\ \frac{l_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{l_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix}$$

Onde:

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 & \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} & \omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \\ 0 & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\omega_r \frac{l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} & \frac{l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \\ \frac{l_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{l_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_\sigma r_{sr}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x_a = \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} \quad v_a = \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix}$$

$$r_{sr} = r_s + \frac{l_s - l_s \sigma}{\tau_r} \quad \sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \quad \tau_r = \frac{l_r}{r_r} \quad \tau_\sigma = \frac{r_{sr}}{l_s \sigma}$$

O método de discretização utilizado para o controle do inversor também será o método de Euler, que na forma matricial é representado pela equação (3.18).

$$x_{a(k+1)} = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_a T_s) x_{a(k)} + \mathbf{B}_a T_s v_{a(k)} \quad (3.18)$$

Onde $x_{a(k)}$ é a matriz x_a para k e $x_{a(k+1)}$ para $(k+1)$, assim como $v_{a(k)}$ é a matriz v_a para k . Dessa forma, ao desenvolver o equacionamento matricial as previsões em $(k+1)$ das correntes estatóricas e fluxos rotóricos podem ser observados nas equações de (3.19) à (3.22).

$$i_{sd}^s(k+1) = \left(-\frac{T_s}{\tau_\sigma} + 1 \right) i_{sd}^s(k) + \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rd}^s(k) + \left(\frac{\omega_r T_s l_m}{\tau_r r_{sr} l_r} \right) \phi_{rq}^s(k) + \dots$$

$$\cdots + \left(\frac{T_s}{\tau_\sigma r_{sr}} \right) v_{sd}^s(k) \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} i_{sq}^s(k+1) = & \left(-\frac{T_s}{\tau_\sigma} + 1 \right) i_{sq}^s(k) + \left(\frac{-\omega_r T_s l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rd}^s(k) + \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rq}^s(k) + \cdots \\ & \cdots + \left(\frac{T_s}{\tau_\sigma r_{sr}} \right) v_{sd}^s(k) \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\phi_{rd}^s(k+1) = \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r} \right) i_{sd}^s(k) + \left(-\frac{T_s}{\tau_r} + 1 \right) \phi_{rd}^s(k) + (-\omega_r T_s) \phi_{rq}^s(k) \quad (3.21)$$

$$\phi_{rq}^s(k+1) = \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r} \right) i_{sq}^s(k) + (\omega_r T_s) \phi_{rq}^s(k) + \left(-\frac{T_s}{\tau_r} + 1 \right) \phi_{rq}^s(k) \quad (3.22)$$

Já a predição em $(k+2)$ está presente nas equações de (3.23) à (3.26).

$$\begin{aligned} i_{sd}^s(k+2) = & \left(-\frac{T_s}{\tau_\sigma} + 1 \right) i_{sd}^s(k+1) + \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rd}^s(k+1) + \cdots \\ & \cdots + \left(\frac{\omega_r T_s l_m}{\tau_r r_{sr} l_r} \right) \phi_{rq}^s(k+1) + \left(\frac{T_s}{\tau_\sigma r_{sr}} \right) v_{sd}^s(k+1) \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} i_{sq}^s(k+2) = & \left(-\frac{T_s}{\tau_\sigma} + 1 \right) i_{sq}^s(k+1) + \left(\frac{-\omega_r T_s l_m}{\tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rd}^s(k+1) + \cdots \\ & \cdots + \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r \tau_\sigma r_{sr} l_r} \right) \phi_{rq}^s(k+1) + \left(\frac{T_s}{\tau_\sigma r_{sr}} \right) v_{sq}^s(k+1) \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\phi_{rd}^s(k+2) = \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r} \right) i_{sd}^s(k+1) + \left(-\frac{T_s}{\tau_r} + 1 \right) \phi_{rd}^s(k+1) + (-\omega_r T_s) \phi_{rq}^s(k+1) \quad (3.25)$$

$$\phi_{rq}^s(k+2) = \left(\frac{T_s l_m}{\tau_r} \right) i_{sq}^s(k+1) + (\omega_r T_s) \phi_{rq}^s(k+1) + \left(-\frac{T_s}{\tau_r} + 1 \right) \phi_{rq}^s(k+1) \quad (3.26)$$

Uma vez que o modelo da máquina fornece a predição do fluxo rotórico, e o controle é realizado para o fluxo estatórico, é preciso encontrar o fluxo estatórico a partir das correntes estatóricas $i_{sd}^s(k+2)$ e $i_{sq}^s(k+2)$, e do fluxo rotórico $\phi_{rd}^s(k+2)$ e $\phi_{rq}^s(k+2)$. Dessa forma, a partir da manipulação das equações (2.33) e (2.34) e com a transformação para dq é possível obter as equações (3.27) e (3.28).

$$\phi_{sd}^s = \sigma l_s i_{sd}^s + \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^s \quad (3.27)$$

$$\phi_{sq}^s = \sigma l_s i_{sq}^s + \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^s \quad (3.28)$$

Ao discretizar as equações (3.27) e (3.28) é possível obter os fluxos estatóricos em $(k+2)$, conforme as equações (3.29) e (3.30), para utiliza-los na função de qualidade.

$$\phi_{sd}^s(k+2) = \sigma l_s i_{sd}^s(k+2) + \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^s(k+2) \quad (3.29)$$

$$\phi_{sq}^s(k+2) = \sigma l_s i_{sq}^s(k+2) + \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^s(k+2) \quad (3.30)$$

Onde:

- v_{sd}^s e v_{sq}^s é a tensão estatórica aplicada na máquina, no referencial estacionário do eixo d e q , respectivamente;
- ϕ_{sd}^s e ϕ_{sq}^s é o fluxo estatórico no referencial estacionário do eixo d e q , respectivamente;
- i_{sd}^e e i_{sq}^e é a corrente estatórica da máquina no referencial estacionário do eixo d e q , respectivamente.

3.4.2 Função de Qualidade

Para o controle do inversor, a função de qualidade que deverá ser minimizada, relaciona $\phi_{sd}^{s*}(k)$ e $\phi_{sq}^{s*}(k)$ e suas respectivas previsões, como demonstrado na equação (4.1). O método implementado na função de qualidade, é o mesmo do utilizado para o controle do retificador, o erro quadrático.

$$g_{I\phi_s} = (\phi_{sd}^{s*}(k) - \phi_{sd}^s(k+2))^2 + (\phi_{sq}^{s*}(k) - \phi_{sq}^s(k+2))^2 \quad (3.31)$$

A referência para a função custo do inversor também foi aproximada, assim, é possível aproximar $\phi_{sd}^*(k) \approx \phi_{sd}^*(k+1) \approx \phi_{sd}^*(k+2)$ e $\phi_{sq}^*(k) \approx \phi_{sq}^*(k+1) \approx \phi_{sq}^*(k+2)$.

É interessante observar que caso fosse implementado o controle direto para o controle de fluxo estatórico e de conjugado, por serem grandezas totalmente distintas, cada uma deveria vir acompanhada de um coeficiente para relacionar ambas variáveis em uma mesma função de qualidade, dessa forma, o controle direto foi evitado.

3.4.3 Controle Indireto do Fluxo e Conjugado

A fim de simplificar o modelo do controle, não foi realizado o controle direto de cada grandeza (fluxo estatórico e conjugado individualmente), mas sim o controle indireto que foi implementado utilizando o Controle por Escorregamento com Fluxo Estatórico. Dessa forma, o fluxo de referência é estabelecido a partir de uma amplitude de referência para esse fluxo estatórico e de um conjugado de referência, controlando as duas grandezas simultaneamente.

O conjugado eletromagnético da máquina assíncrona, ao atingir o regime permanente, pode ser calculado a partir da equação (2.31) e de (2.33) à (2.35). Dessa forma, ao considerar um baixo escorregamento, o conjugado é definido como na equação (3.32) (JACOBINA, 2005).

$$C_e^* = \frac{Pl_m^2}{r_r l_s^2} \phi_s^2 \omega_{ar}^* \quad (3.32)$$

Ao isolar o termo do escorregamento de referência da máquina, tem-se:

$$\omega_{ar}^* = \frac{C_e^* r_r l_s^2}{Pl_m^2 \phi_s^2} \quad (3.33)$$

Onde:

- C_e^* é o conjugado eletromagnético de referência;
- ω_{ar}^* é a frequência angular do escorregamento entre o fluxo estatórico e o eixo do rotor;

Para esse modelo de controle, a partir da equação da frequência angular do escorregamento, é gerado a posição do fluxo estatórico (δ_a^*) que é utilizada para determinar o fluxo de referência para o controle preditivo, sendo implementado em dq . Assim, dado que:

$$\omega_a^* = \omega_{ar}^* + \omega_r \quad (3.34)$$

$$\delta_a^* = \delta_{ar}^* + \delta_r \quad (3.35)$$

$$\delta_a^* = \int \omega_a^* dt \quad (3.36)$$

Então:

$$\delta_a^* = \int \omega_{ar}^* dt + \int \omega_r dt \quad (3.37)$$

Dessa forma, o fluxo de referência é:

$$\phi_{sd}^{s*} = \phi_s \cos(\delta_a^*) \quad (3.38)$$

$$\phi_{sq}^{s*} = \phi_s \sin(\delta_a^*) \quad (3.39)$$

Para realimentar o modelo de discretização, além da medição das correntes estatóricas, é preciso também mensurar o fluxo estatórico, dessa forma, foi implementado o modelo de observador de espaço de estados, o mesmo abordado em (WU et al., 2021) e que será apresentado a seguir.

3.4.4 Estimador de Fluxo Estatístico com Observador de Ordem Completa - Full-Order Observer (FOB)

O modelo utilizado para mensurar esse fluxo estatístico utiliza da técnica de um observador de estados, que emula o comportamento do fluxo estatístico a fim de apresentar seu comportamento em espaço de estados.

O observador implementado em (WU et al., 2021) utiliza equações em espaço de estado através do observador de ordem completa (Full-Order Observer - FOB). Dessa forma, é realizada a estimação da corrente estatística e do fluxo estatístico. As expressões estão apresentadas na equação (3.40).

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu_s + G\Delta i_s \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (3.40)$$

Para sua implementação e realizar a estimação, utiliza-se a partir da equação (3.41).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{(k-1)} + [A_{(k-1)}\hat{x}_{(k-1)} + Bu_{(k-1)} + G_{(k-1)}\Delta i_{s(k-1)}]T_s \quad (3.41)$$

Onde:

- $(\hat{})$, simboliza a variável estimada;
- $(\dot{})$, simboliza a derivada da variável;
- $\dot{\hat{x}}$ e $\hat{x}$, são as matrizes das derivadas das variáveis estimadas e a das variáveis estimadas;
- $\hat{x}_k$ e $\hat{x}_{(k-1)}$ são as matrizes das variáveis estimadas em k e em $(k-1)$;
- u_s e $u_{(k-1)}$ é a tensão e a tensão aplicada em $(k-1)$;
- Δi_s e $\Delta i_{s(k-1)}$, são as diferenças entre a corrente estatística medida e a estimada, geral e no tempo $(k-1)$;
- $A_{(k-1)}$, $G_{(k-1)}$ são as matrizes A e G no tempo $(k-1)$.

$$A = \begin{bmatrix} a & b \\ -r_s & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} K_1 + jK_2 \\ K_3 + jK_4 \end{bmatrix}$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_s \end{bmatrix}$$

$$\hat{y} = \hat{i}_s$$

$$a = -\left(\frac{1}{\tau_s \sigma} + \frac{1}{\tau_r \sigma}\right) + j\omega_r$$

$$b = \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} - j\frac{\omega_r}{\sigma l_s}$$

$$\begin{cases} K_1 = (var - 1) \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} + \frac{r_s}{\sigma l_s} \right) \\ K_2 = (1 - var)\omega_r \\ K_3 = (var^2 - 1)r_s \\ K_4 = 0 \end{cases}$$

$$\Delta i_s = i_s - \hat{i}_s$$

O valor de var é utilizado para determinar uma sincronia entre a corrente estimada e a medida. No trabalho utilizado como referência (WU et al., 2021), apresenta um valor de $var = 1.2$, o mesmo foi utilizado nesse documento.

Desenvolvendo o equacionamento das matrizes, obtém-se o equacionamento a seguir:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ -r_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} \\ 1 \end{bmatrix} u_s + \begin{bmatrix} K_1 + jK_2 \\ K_3 + jK_4 \end{bmatrix} (i_s - \hat{i}_s) \quad (3.42)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_s}{dt} = a\hat{i}_s + b\hat{\phi}_s + \frac{u_s}{\sigma l_s} + (K_1 + jK_2)(i_s - \hat{i}_s) \\ \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} = -r_s\hat{i}_s + u_s + (K_3 + jK_4)(i_s - \hat{i}_s) \end{cases} \quad (3.43)$$

Desenvolvendo as equações encontradas, é possível desenvolver os tópicos 3.4.4.1 e 3.4.4.2

3.4.4.1 Estimação da Corrente Estatórica - FOB

Para esse modelo, é utilizado a estimação da corrente, que será utilizada futuramente na estimação do fluxo estatórico. Dessa forma, a seguir, foi desenvolvido o equacionamento da expressão da corrente, a partir da equação (3.43).

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = \left(-\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1}{\sigma \tau_r} + j\omega_r\right) \hat{i}_s + \left(\frac{1}{\sigma l_s \tau_r} - j\frac{\omega_r}{\sigma l_s}\right) \hat{\phi}_s + \frac{u_s}{\sigma l_s} + (K_1 + jK_2)(i_s - \hat{i}_s) \quad (3.44)$$

A variáveis como corrente (i_s) e fluxo estatórico (ϕ_s) presentes na equação (3.44) são vetores, assim, esses para o desenvolvimento da expressão, eles serão reescritos em sua

forma cartesiana. Assim, a expressão foi organizada da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} + j\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} &= \left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r} + j\omega_r\right)\hat{i}_{sd} + \left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r} + j\omega_r\right)j\hat{i}_{sq} + \dots \\ &\dots + \left(\frac{1}{\sigma l_s\tau_r} - j\frac{\omega_r}{\sigma l_s}\right)\hat{\phi}_{sd} + \left(\frac{1}{\sigma l_s\tau_r} - j\frac{\omega_r}{\sigma l_s}\right)j\hat{\phi}_{sq} + \frac{u_{sd}}{\sigma l_s} + j\frac{u_{sq}}{\sigma l_s} + \dots \\ &\dots + K_1\hat{i}_{sd} + jK_1\hat{i}_{sq} - K_1\hat{i}_{sd} - jK_1\hat{i}_{sq} + jK_2\hat{i}_{sd} + jjK_2\hat{i}_{sq} - jK_2\hat{i}_{sd} - jjK_2\hat{i}_{sq} \end{aligned} \quad (3.45)$$

E por fim, reorganizado, tem-se a expressão da derivada da corrente estatórica de eixo direto d , conforme a equação (3.46) e de quadratura q , conforme a equação (3.45).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} &= \hat{i}_{sd}\left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r} - K_1\right) + \hat{i}_{sq}(-\omega_r + K_2) + \hat{\phi}_{sd}\left(\frac{1}{\sigma l_s\tau_r}\right) + \hat{\phi}_{sq}\left(\frac{\omega_r}{\sigma l_s}\right) + \dots \\ &\dots + u_{sd}\left(\frac{1}{\sigma l_s}\right) + i_{sd}(K_1) + i_{sq}(-K_2) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} &= \hat{i}_{sd}(\omega_r - K_2) + \hat{i}_{sq}\left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r} - K_1\right) + \hat{\phi}_{sd}\left(-\frac{\omega_r}{\sigma l_s}\right) + \hat{\phi}_{sq}\left(\frac{1}{\sigma l_s\tau_r}\right) + \dots \\ &\dots + u_{sq}\left(\frac{1}{\sigma l_s}\right) + i_{sd}(K_2) + i_{sq}(K_1) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Para a implementação, basta:

$$\begin{cases} \hat{i}_{sd} = \hat{i}_{sd} + \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt}T_s \\ \hat{i}_{sq} = \hat{i}_{sq} + \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt}T_s \end{cases}$$

3.4.4.2 Estimação do Fluxo Estatórico - FOB

Para a derivada do fluxo estatórico, basta realizar o mesmo procedimento realizado anteriormente para a outra expressão da equação (3.43), conforme demonstrado abaixo:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} &= -r_s\hat{i}_s + u_s + (K_3 + jK_4)(i_s - \hat{i}_s) \\ \frac{d\hat{\phi}_{sd}}{dt} + j\frac{d\hat{\phi}_{sq}}{dt} &= -r_s\hat{i}_{sd} - jr_s\hat{i}_{sq} + u_{sd} + ju_{sq} + K_3\hat{i}_{sd} + jK_3\hat{i}_{sq} - K_3\hat{i}_{sd} - jK_3\hat{i}_{sq} + \dots \\ &\dots + jK_4\hat{i}_{sd} - K_4\hat{i}_{sq} - jK_4\hat{i}_{sd} + K_4\hat{i}_{sq} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Assim, a partir da equação (3.48) é possível separar a parte real d , como na equação (3.49) e a imaginária, conforme a equação (3.50).

$$\frac{d\hat{\phi}_{sd}}{dt} = \hat{i}_{sd}(-r_s - K_3) + \hat{i}_{sq}(K_4) + u_{sd} + i_{sd}(K_3) + i_{sq}(-K_4) \quad (3.49)$$

$$\frac{d\hat{\phi}_{sq}}{dt} = \hat{i}_{sd}(-K_4) + \hat{i}_{sq}(-r_s - K_3) + u_{sq} + i_{sd}(K_4) + i_{sq}(K_3) \quad (3.50)$$

Para a implementação, basta:

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{sd} = \hat{\phi}_{sd} + \frac{d\hat{\phi}_{sd}}{dt} T_s \\ \hat{\phi}_{sq} = \hat{\phi}_{sq} + \frac{d\hat{\phi}_{sq}}{dt} T_s \end{cases}$$

Para a implementação da discretização de Euler, é preciso fornecer os fluxo rotóricos em k , assim, após a estimação do fluxo estatórico, ele foi transformado. A partir das equações (2.33) e (2.34), é possível determinar o fluxo rotórico a partir do fluxo e corrente estatórica, como nas equações (3.51) e (3.52).

$$\phi_{rd}^s = \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) i_{sd}^s + \left(\frac{l_r}{l_m} \right) \phi_{sd}^s \quad (3.51)$$

$$\phi_{rq}^s = \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) i_{sq}^s + \left(\frac{l_r}{l_m} \right) \phi_{sq}^s \quad (3.52)$$

3.5 Esquema de Controle

O esquema de controle pode ser esquematizado da seguinte forma: Inicialmente, as correntes 123 são coletadas e transformadas para dq no referencial estacionário. Em seguida, é realizada a predição em $(k+1)$, utilizando todas as grandezas em k , como as correntes transformadas, o fluxo rotórico utilizando o estimador de fluxo estatórico e as equações (3.51) e (3.52) e o chaveamento recém aplicado. Para a estimação em $(k+2)$, utiliza os fluxos rotóricos e as correntes estatóricas em $(k+1)$ e a tensão gerada pelo chaveamento que será verificado. Como a predição do modelo de Euler gera o fluxo rotórico, utiliza as equações (3.29) e (3.30) para gerar o fluxo estatórico, e por fim minimizar a função de qualidade juntamente com a referência gerada pelo controle indireto.

No controle da máquina também foi implementado um controle PI de velocidade, assim o conjugado de referência é determinado para ser aplicado no controle indireto.

Na Figura 3.9 é possível observar o diagrama de blocos para o controle de velocidade. Nele é possível observar o estágio do controle PI, com seus ganhos $k_{p\omega}$ e $k_{i\omega}$, em seguida a malha interna do controle de fluxo foi representada como um atraso T_v , pelo fato do controle de conjugado ser realizado de forma indireta. Em seguida a soma com o conjugado mecânico, tratado como uma perturbação pelo modelo e por fim a planta do sistema, que

E por fim, considerando polos reais e idênticos, $k_{p\omega}$ e $k_{i\omega}$, são determinados conforme as equações (3.56) e (3.55).

$$k_{i\omega} = \frac{F_m}{4T_v} \quad (3.55)$$

$$T_m = \frac{k_{p\omega}}{k_{i\omega}} \longrightarrow k_{p\omega} = T_m k_{i\omega} \quad (3.56)$$

3.6 Conclusões

Dado o exposto, nesse capítulo foi discutido sobre o controle preditivo em geral, apresentando suas principais vertentes, dando ênfase no princípio de funcionamento e as principais vantagens do controle MPC, mais precisamente o FCS-MPC, que foi o abordado nesse trabalho. Em seguida foi apresentado funcionamento do controle para o retificador juntamente com o barramento CC e para o inversor com a máquina como carga, abordando o modelamento da equação de predição das variáveis controladas, o esquema de controle completo e a função de qualidade de cada.

4 Estratégias de Mitigação da CMV

O objetivo principal de mitigar a CMV utilizando as melhores combinações de chaveamento possível, é facilmente atingido quando os vetores aplicados, a cada passo de amostragem, são selecionados de acordo com as restrições detalhadas na Tabela 2.2 apresentada no Capítulo 2. A seguir será apresentado três estratégias distintas que foram implementadas a fim de se obter essa diminuição na CMV geral. Na Estratégia 1 são necessário testar 16 vetores a cada passo de amostragem e adicionar o termo da CMV na função custo. A Estratégia 2, 20 combinações entres os vetores do retificador e inversor são pré selecionados. Apesar do aumento do número de vetores testado nessa estratégia é possível simplificar os termos em uma única função de custo geral. Por fim, a Estratégia 3 visa reduzir os números de teste a cada passo de amostragem. Assim, após controle do retificador, os vetores do inversor são pré selecionados com base na Tabela 2.2, reduzindo assim para 11 verificações. Assim nesse capítulo será demonstrada a forma de implementação das 3 estratégias de controle proposta e as principais vantagens e desvantagens de cada uma.

4.1 Estratégia 1

Na estratégia 1, a CMV é minimizada pela função de qualidade, mais precisamente na função custo do controle do inversor.

O controle acontece primeiramente para o retificador, assim, o melhor vetor é selecionado a partir da sua função de qualidade, conforme a equação (3.8) que leva em consideração o seu controle de corrente, utilizando uma verificação para todos os oito vetores, totalizando 8 verificações. Após sua seleção, é possível calcular o valor da CMV gerada para o retificador ao utilizar o vetor escolhido, a partir da equação (2.44).

Na etapa do inversor é gerado uma CMV para cada vetor que será testado utilizando a equação (2.46) e juntamente com a tensão CMV do retificador, é calculada a CMV geral utilizando a equação (2.49), além disso também é realizado as previsões para o controle de fluxo estatórico. Dessa forma, nessa etapa é realizada mais oito verificações. Em resumo, a Estratégia 1 tem um total de dezesseis verificações, oito para cada conversor, contudo, como são utilizados os vetores nulos, a CMV individual do retificador e inversor pode atingir valores de $\pm E/2$, apesar de obter uma CMV geral nula. A fim de promover a mitigação das CMVs individuais de cada conversor, é possível reduzir de $\pm E/2$ para $\pm E/6$ ao excluir os vetores nulos V_0 e V_7 , com isso, é realizado apenas 6 verificações para cada conversor, totalizando 12 verificações, sendo essa a principal vantagem ao retirar os vetores nulos.

Por fim, a função de qualidade do inversor é definida pela equação (4.1). Essa equação é formada por dois termos, o $g_{I\phi_s}$, referente ao controle de fluxo estatórico e o termo $g_{CMV_{geral}}$ para o controle da CMV geral, e esse segundo termo é expresso pela equação 4.2. Nota-se que como a referência para a CMV é nula, utiliza-se apenas o termo CMV_{TOT}^2 .

$$g_I = g_{I\phi_s} + g_{CMV_{geral}} \quad (4.1)$$

$$g_{CMV_{geral}} = CMV_{TOT}^2 \quad (4.2)$$

Onde:

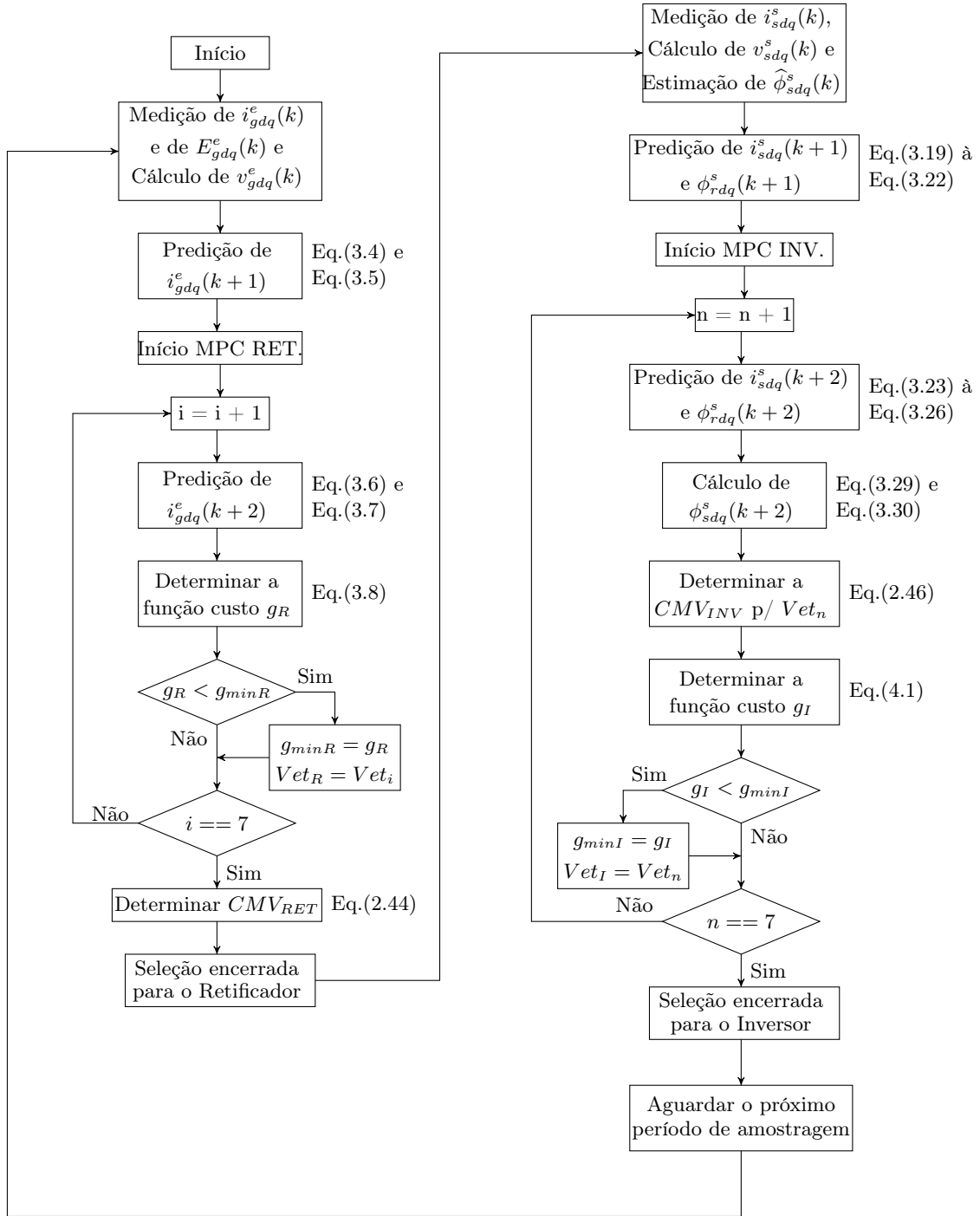
- g_I é a função de qualidade do inversor para a estratégia 1, $g_{I\phi_s}$ é a função de qualidade base do inversor com apenas o controle de fluxo estatórico ϕ_{sdq}^s , apresentado na seção 3.4.2 e $g_{CMV_{geral}}$ é a função de qualidade geral da CMV;

Na Figura 4.1 é possível observar o fluxograma do esquema de controle do FC-MPC que foi implementado na estratégia 1.

A lógica de implementação pode ser sintetizada em alguns passos, são eles:

1. O programa se inicia realizando as medições das correntes do retificador $i_{gd}^e(k)$ e $i_{gq}^e(k)$ e das tensões da rede $E_{gd}^e(k)$ e $E_{gq}^e(k)$ e calculando as tensões do retificador $V_{rd}^e(k)$ e $V_{rq}^e(k)$ com o chaveamento que acabou de ser aplicado para o retificador;
2. Realiza-se a predição da corrente do retificador em $(k+1)$, $i_{gd}^e(k+1)$ e $i_{gq}^e(k+1)$, utilizando as equações (3.4) e (3.5);
3. Inicia-se o primeiro *loop* de verificação para o retificador ($i=0$), realizando a predição de suas correntes em $(k+2)$, $i_{gd}^e(k+2)$ e $i_{gq}^e(k+2)$, utilizando o primeiro vetor da sequência e as equações (3.6) e (3.7);
4. Determina-se a função de qualidade do retificador g_R para aquele vetor usando a equação (3.8), que logo é verificado se atende ou não as necessidades do controle;
5. Caso a função de qualidade para aquele vetor seja menor que g_{minR} ($g_R < g_{minR}$), g_{minR} recebe o valor de g_R e se torna o novo parâmetro para as funções de qualidade seguintes. Outras informações também são salvas, como qual vetor foi selecionado e qual estado de chaveamento ele aplica;
6. Caso seja maior ($g_R > g_{minR}$), nenhuma informação é salva, pois aquele vetor não é a melhor opção, dessa forma, a verificação continua para os outros vetores, até todos os 8 vetores serem verificados. Caso esteja sendo aplicado a técnica de mitigação da CMV individual, serão verificados apenas os 6 vetores ativos;

Figura 4.1 – Fluxograma para a Implementação Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

7. Após a verificação finalizar, o melhor vetor para aquele período de amostragem terá sido selecionado e se encerra a seleção para o retificador;
8. Calcula-se a CMV gerada pelo retificador, utilizando a equação (2.44);
9. Inicia-se todo o processo novamente, porém agora para o inversor. Começa realizando as medições das correntes que fluem para a máquina, no caso $i_{sd}^s(k)$ e $i_{sq}^s(k)$, com o

- cálculo das tensões do inversor $v_{sd}^s(k)$ e $v_{sq}^s(k)$ utilizando o chaveamento que acabou de ser aplicado e a estimação do fluxo estatórico $\hat{\phi}_{sd}^s(k)$ e $\hat{\phi}_{sq}^s(k)$;
10. Realiza-se a predição das correntes estatóricas $i_{sd}^s(k+1)$ e $i_{sq}^s(k+1)$, e os fluxos rotóricos $\phi_{rd}^s(k+1)$ e $\phi_{rq}^s(k+1)$, utilizando as equações de (3.19) à (3.21);
 11. Inicia-se o primeiro *loop* de verificação ($n = 0$), realizando novamente a predição das correntes estatóricas e os fluxos rotóricos para $(k+2)$, $i_{sd}^s(k+2)$, $i_{sq}^s(k+2)$, $\phi_{rd}^s(k+1)$ e $\phi_{rq}^s(k+1)$, utilizando o primeiro vetor da sequência e as equações (3.23) à (3.25);
 12. Como o controle é para o fluxo estatórico, o fluxo rotórico que acabou de se predito para $(k+2)$ é transformado utilizando a equações (3.29) e (3.30);
 13. Para o vetor da vez, é calculado a sua CMV gerada, além de determinar a função de qualidade g_I para esse mesmo vetor, utilizando a equação (4.1), que logo é verificado se atende ou não as necessidades do controle;
 14. Caso a função de qualidade para aquele vetor seja menor que g_{minI} ($g_I < g_{minI}$), g_{minI} recebe o valor de g_I e se torna o novo parâmetro para as funções de qualidade seguintes. Outras informações também são salvas, como qual vetor foi selecionado e qual estado de chaveamento ele aplica;
 15. Caso seja maior ($g_I > g_{minI}$), nenhuma informação é salva, pois aquele vetor não é a melhor opção, dessa forma, a verificação continua para os outros vetores, até todos os 8 vetores serem verificados, ou apenas os 6 vetores ativos, caso esteja sendo mitigada a CMV individual;
 16. Após a verificação finalizar, o melhor vetor para aquele período de amostragem terá sido selecionado e se encerra a seleção para o inversor. Assim, aguarda o próximo período de amostragem para aplicar os vetores selecionados;

É interessante observar nessa estratégia a simplicidade na implementação, visto que, utiliza-se exatamente do princípio de funcionamento do FC-MPC, permitindo que o próprio controle selecione a melhor combinação dentre todas as opções de vetores a partir da minimização da função de qualidade. Porém com essa implementação, há ao todo 16 verificações, 8 para cada conversor, o que pode acarretar em um tempo alto de processamento.

Na função de qualidade do inversor, tem-se o termo referente ao controle do fluxo estatórico da máquina e o termo para o controle da CMV, conforme a equação (4.1), sendo interessante observar que para essa estratégia não há a necessidade de coeficientes para os termos, mesmo controlando grandezas bem diferentes como fluxo estatórico e tensão, sendo essa uma vantagem. Isso se dá pelo fato de que ao calcular a CMV do retificador, e se iniciar os testes para a escolha do inversor, as possibilidades de erros quadráticos

para a CMV geral são: ou um valor elevado $((E/3)^2, (2E/3)^2$ ou $(E)^2$), o que faz esse vetor já ser descartado, ou zero, o que permite que o controle escolha se aquele vetor é suficiente apenas levando em consideração o controle do fluxo estatórico, uma vez que para a CMV_{geral} é gerado um erro nulo.

4.2 Estratégia 2

Já na estratégia 2, foi utilizado o modelo onde a CMV é minimizada a partir de uma pré-seleção das combinações de vetores, dessa forma, não é necessário representar a CMV na função de qualidade.

A partir dos vetores existentes tanto para o retificador, quanto para o inversor, é possível gerar um total de 64 combinações possíveis (64 vetores de 6 posições), cada uma composta por um par de vetores, que foi organizado conforme a expressão (4.3). A três primeiras posições, Vet^{123} , representam os estados de chaveamento para o retificador, e as três últimas posições, Vet^{456} , representam os estados de chaveamento para o inversor.

$$Vet^{123456} = \underbrace{q_1^R, q_2^R, q_3^R}_{Vet^{123}}, \underbrace{q_1^I, q_2^I, q_3^I}_{Vet^{456}} \quad (4.3)$$

Porém, dessas 64 combinações, apenas 20 delas garante uma CMV geral nula, e essas combinações estão presentes na Tabela 4.1. A proposta de mitigação da CMV individualmente para cada conversor, nessa segunda estratégia, pode ser atingida excluindo as opções dos vetores nulos, para $i = 0$ e $i = 19$, presentes na Tabela 4.1, diminuindo 2 verificações, de 20 para 18.

Nessa segunda proposta, dado que as combinações de vetores que promovem a menor CMV geral são combinações conhecidas, seus valores são diretamente testados em uma única função de qualidade, que leva em consideração o controle de fluxo do inversor e o controle de corrente do retificador, conforme apresentado na equação (4.4), de acordo com (3.8) e (3.31).

$$g_{total} = g_{Ri} + g_{I\phi_s} \quad (4.4)$$

A lógica de implementação pode ser sintetizada em alguns passos, são eles:

1. O programa se inicia com a medição das correntes do inversor, $i_{sd}^s(k)$ e $i_{sq}^s(k)$, das correntes do retificador, $i_{gd}^e(k)$ e $i_{gq}^e(k)$ e das tensões da rede, $E_{gd}^e(k)$ e $E_{gq}^e(k)$. Realiza também o cálculo das tensões do inversor e do retificador, $v_{sd}^s(k)$, $v_{sq}^s(k)$, $v_{gd}^e(k)$ e $v_{gq}^e(k)$, utilizando os respectivos chaveamentos que acabaram de ser aplicados, além da estimação do fluxo estatórico $\hat{\phi}_{sd}^s(k)$ e $\hat{\phi}_{sq}^s(k)$ para encontrar o fluxo rotórico a partir das equações (3.51) e (3.52), a fim de aplicar no modelo de Euler e iniciar a próxima etapa;

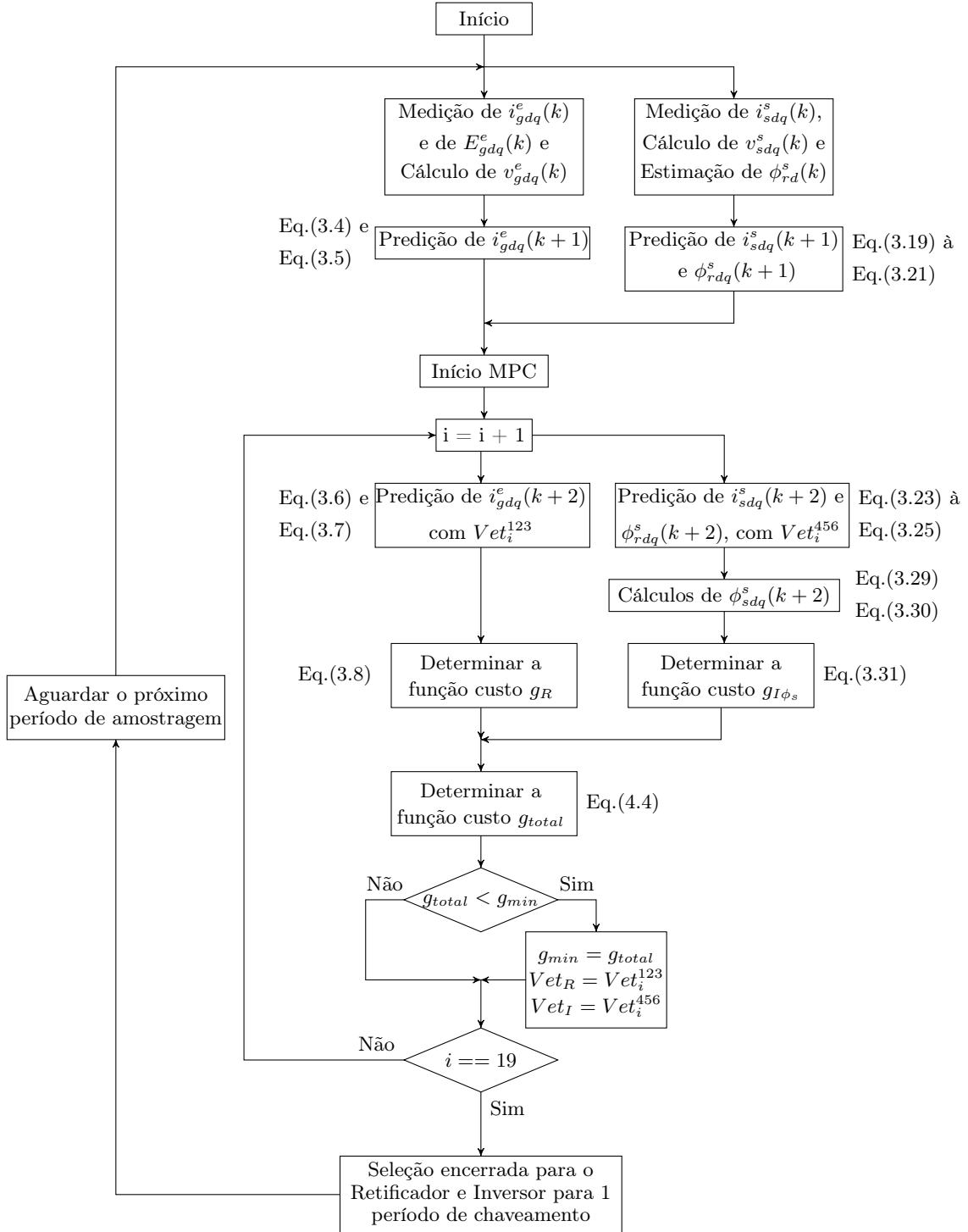
Tabela 4.1 – Combinações para a solução 2: Caso, Vet_R , Vet_I , CMV do retificador, inversor e total.

i	Vet_i^{123}			Vet_i^{456}			Vet_R	Vet_I	CMV_{RET}	CMV_{INV}	CMV_{TOT}
	q_1^R	q_2^R	q_3^R	q_1^I	q_2^I	q_3^I					
0	0	0	0	0	0	0	Vet_0	Vet_0	-E/2	-E/2	0
1	1	0	0	1	0	0	Vet_1	Vet_1	-E/6	-E/6	
2	1	0	0	0	1	0	Vet_1	Vet_3	-E/6	-E/6	
3	1	0	0	0	0	1	Vet_1	Vet_5	-E/6	-E/6	
4	0	1	0	1	0	0	Vet_3	Vet_1	-E/6	-E/6	
5	0	1	0	0	1	0	Vet_3	Vet_3	-E/6	-E/6	0
6	0	1	0	0	0	1	Vet_3	Vet_5	-E/6	-E/6	
7	0	0	1	1	0	0	Vet_5	Vet_1	-E/6	-E/6	
8	0	0	1	0	1	0	Vet_5	Vet_3	-E/6	-E/6	
9	0	0	1	0	0	1	Vet_5	Vet_5	-E/6	-E/6	
10	1	1	0	1	1	0	Vet_2	Vet_2	E/6	E/6	
11	1	1	0	0	1	1	Vet_2	Vet_4	E/6	E/6	
12	1	1	0	1	0	1	Vet_2	Vet_6	E/6	E/6	
13	0	1	1	1	1	0	Vet_4	Vet_2	E/6	E/6	
14	0	1	1	0	1	1	Vet_4	Vet_4	E/6	E/6	0
15	0	1	1	1	0	1	Vet_4	Vet_6	E/6	E/6	
16	1	0	1	1	1	0	Vet_6	Vet_2	E/6	E/6	
17	1	0	1	0	1	1	Vet_6	Vet_4	E/6	E/6	
18	1	0	1	1	0	1	Vet_6	Vet_6	E/6	E/6	
19	1	1	1	1	1	1	Vet_7	Vet_7	E/6	E/6	0

Fonte: Elaborado pela autora, 2021.

- Realiza-se a predição das correntes do retificador, $i_{gd}^e(k+1)$, $i_{gq}^e(k+1)$, utilizando as equações (3.4) e (3.5), das correntes estatóricas, $i_{sd}^s(k+1)$ e $i_{sq}^s(k+1)$, e dos fluxos rotóricos, $\phi_{rd}^s(k+1)$ e $\phi_{rq}^s(k+1)$, utilizando as equações de (3.19) à (3.21);
- Inicia-se o primeiro *loop* de verificação ($i = 0$), realizando novamente a predição das grandezas que serão controladas, porém para 2 horizontes. Realiza-se a predição das correntes do retificador, $i_{gd}^e(k+2)$, $i_{gq}^e(k+2)$, utilizando as equações (3.6) e (3.7) com o vetor Vet_i^{123} , das correntes estatóricas da máquina, $i_{sd}^s(k+2)$, $i_{sq}^s(k+2)$, e dos fluxos rotóricos $\phi_{rd}^s(k+2)$, $\phi_{rq}^s(k+2)$ utilizando o vetor Vet_i^{456} ;
- Nessa etapa, os fluxos rotóricos são transformados em fluxos estatóricos para assim

Figura 4.2 – Fluxograma para a Implementação da Estratégia 2.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

poder determinar a função custo do inversor. Dessa forma, encontrar $\phi_{sd}^s(k+2)$ e $\phi_{sq}^s(k+2)$, basta utilizar as equações (3.29) e (3.30);

5. Determina-se a função de qualidade do retificador g_R usando a equação (3.8), e do inversor $g_{I\phi_s}$, usando a equação (3.31), para em seguida determinar a função de qualidade geral, usando a equação (4.4). Dessa forma, é verificado se aquele par de

vetores atende ou não as necessidades do controle;

6. Caso a função custo para aquele vetor seja menor que g_{min} ($g_{total} < g_{min}$), g_{min} recebe o valor de g_{total} e se torna o novo parâmetro para as funções de qualidade seguintes. Outras informações também são salvas, como qual vetor foi selecionado e qual estado de chaveamento ele aplica, simultaneamente para o retificador e para o inversor;
7. Caso seja maior ($g_{total} > g_{min}$), nenhuma informação é salva, pois aquele par de vetores não é a melhor opção, dessa forma, a verificação continua para os outros vetores, até todos os 20 pares de vetores serem verificados;
8. Após a verificação finalizar, o melhor par de vetores para aquele período de amostragem terá sido selecionado e se encerra a seleção, tanto para o inversor, quanto para o retificador;

Nessa estratégia, não é necessário o uso da CMV na função de qualidade, uma vez que os melhores pares de vetores para minimizá-la já foram combinados para serem testados. Porém, com essa estratégia, o mesmo vetor é testado mais de uma vez para o mesmo conversor, apenas modificando o vetor de um dos conversores, dessa forma, em única rotina quando se mantém os vetores nulos são realizadas 20 verificações, e ao retirar os vetores nulos, 18 verificações, conforme a Tabela 4.1.

Por se tratar de uma única rotina de verificação, na função de qualidade há o termo da corrente do retificador e o elemento do fluxo estatístico. Nesse caso foi verificado que não houve a necessidade de implementação de um coeficiente/peso para relacionar as grandezas, que por mais que sejam diferentes possuem um valor bem similar, estando no mesmo patamar.

4.3 Estratégia 3

A solução implementada pela estratégia 3 consiste em realizar uma pré-seleção mais incisiva dos vetores que seriam testados. Dessa forma, acontece duas verificações individualmente, primeiramente para o retificador, com todos os oito vetores possíveis, em seguida, a partir do vetor do retificador, são selecionados os três melhores vetores para o inversor, dessa forma, é realizada apenas uma verificação de três vetores, totalizando onze *loops* para cada período de amostragem.

A partir da Tabela 4.1 da estratégia 2, quando um vetor nulo é selecionado, a melhor solução para a minimização da CMV é aplicar o mesmo vetor nulo no outro conversor, para o mesmo período de chaveamento. Já quando o vetor é ativo, dependendo dos vetores, é feita essa pré-seleção, diminuindo as possibilidades de oito vetores para apenas três, e

evitando verificar o mesmo vetor mais de uma vez para o mesmo conversor, como acontece na estratégia 2. Quando o vetor ativo selecionado é o V_1 , V_3 ou V_5 , a melhor escolha para o outro conversor está entre esses três vetores, e o mesmo acontece para os vetores pares. Para atingir a mitigação da CMV individual de cada conversor, basta excluir os vetores nulos da primeira seleção, que automaticamente, para a seleção do segundo vetor, a etapa destacada na Figura 4.3, que executa uma ação exatamente quando um vetor nulo é selecionado, não acontecerá.

Para a função de qualidade, por ser duas verificações individuais para cada conversor, as funções também são distintas, porém as mesmas utilizadas na estratégia anterior, sendo a função presente em (3.8) para o retificador e (3.31) para o inversor.

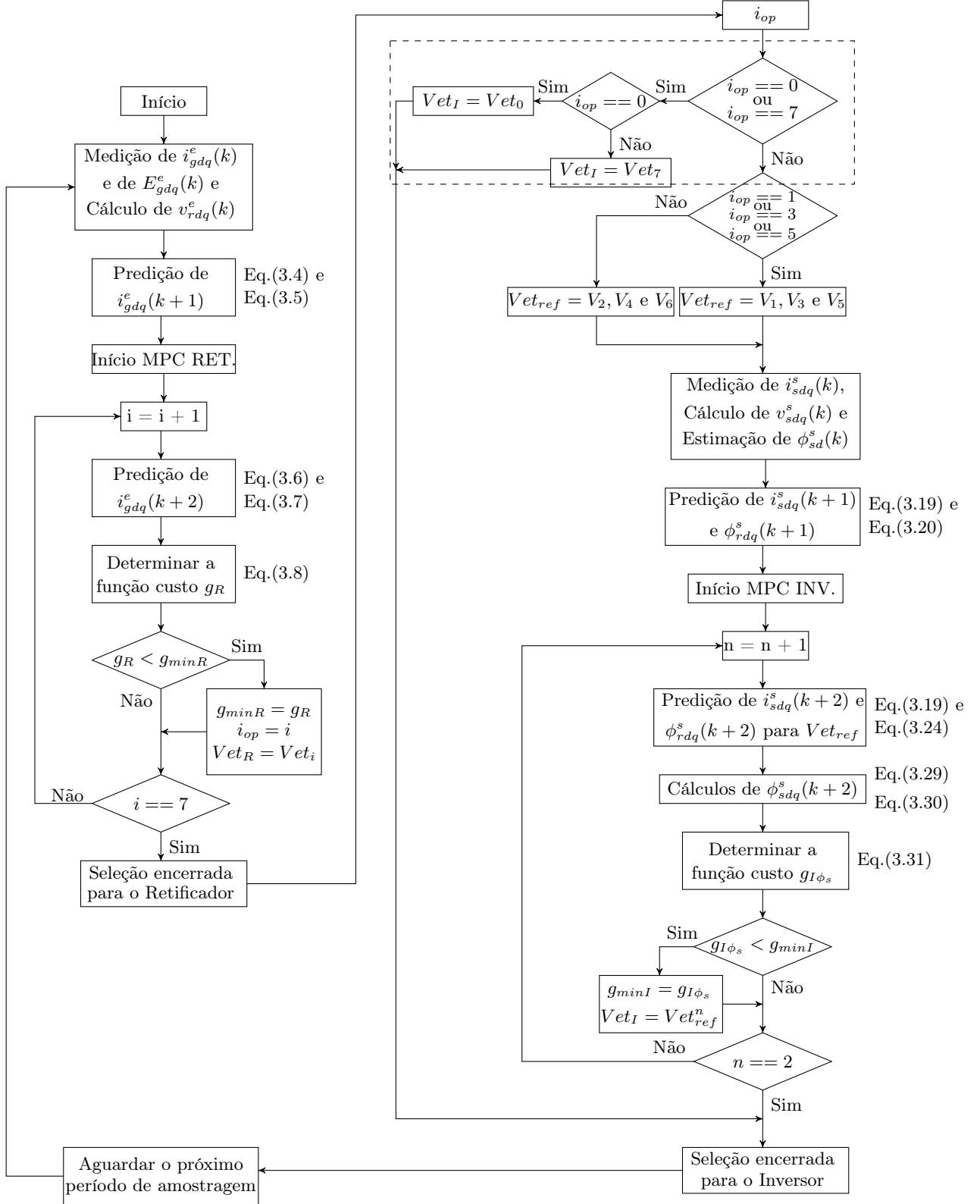
Para atingir a mitigação da CMV individual de cada conversor, basta excluir os vetores nulos da primeira seleção, que automaticamente, para a seleção do segundo vetor, a etapa destacada na Figura 4.3, que executa uma ação exatamente quando um vetor nulo é selecionado, não acontecerá diminuindo de 11 para 9 verificações, no caso de seleção de vetores ativos. Na Figura 4.3 é possível observar o fluxograma que representa melhor o modelo de otimização trabalhado.

A lógica de implementação pode ser sintetizada em alguns passos, são eles:

1. O programa se inicia realizando as medições das correntes do retificador $i_{gd}^e(k)$ e $i_{gq}^e(k)$ e das tensões da rede $E_{gd}^e(k)$ e $E_{gq}^e(k)$ e calculando as tensões do retificador $v_{gd}^e(k)$ e $v_{gq}^e(k)$ com o chaveamento que acabou de ser aplicado para o retificador;
2. Realiza-se a predição da corrente do retificador em $(k+1)$, $i_{gd}^e(k+1)$ e $i_{gq}^e(k+1)$, utilizando as equações (3.4) e (3.5);
3. Inicia-se o primeiro *loop* de verificação para o retificador ($i=0$), realizando a predição de suas correntes em $(k+2)$, $i_{gd}^e(k+2)$ e $i_{gq}^e(k+2)$, utilizando o primeiro vetor da sequência e as equações (3.6) e (3.7);
4. Determina-se a função de qualidade do retificador g_R para aquele vetor usando a equação (3.8), que logo é verificado se atende ou não as necessidades do controle;
5. Caso a função custo para aquele vetor seja menor que g_{minR} ($g_R < g_{minR}$), g_{minR} recebe o valor de g_R e se torna o novo parâmetro para as funções de qualidade seguintes. Outras informações também são salvas, como qual vetor foi selecionado e qual estado de chaveamento ele aplica;
6. Caso seja maior ($g_R > g_{minR}$), nenhuma informação é salva, pois aquele vetor não é a melhor opção, dessa forma, a verificação continua para os outros vetores, até todos os 8 vetores serem verificados, ou para mitigar a CMV individual, apenas 6 vetores;

7. Após a verificação finalizar, o melhor vetor para aquele período de amostragem terá sido selecionado e se encerra a seleção para o retificador;
8. Com o valor de i_{op} do retificador armazenado, são realizados comparativos para identificar se o vetor selecionado é nulo, caso sim, o mesmo vetor nulo é aplicado para o inversor e sua seleção se encerra. Caso o vetor seja ativo, é verificado se o vetor é ímpar, caso sim, os próprios vetores ímpares serão utilizados na verificação do inversor, caso não, serão os vetores pares, onde esse conjunto é representado por Vet_{ref} . É válido ressaltar mais uma vez que, quando é realizada também a mitigação da CMV de cada conversor, a etapa em destaque na figura 4.3, não acontece, diminuindo o número de *loops*;
9. Com os vetores já pré selecionados, inicia-se todo o processo novamente, porém agora para o inversor. Começa realizando as medições das correntes que fluem para a máquina, no caso $i_{sd}^s(k)$ e $i_{sq}^s(k)$, o cálculo das tensões do inversor $v_{sd}^s(k)$ e $v_{sq}^s(k)$ utilizando o chaveamento que acabou de ser aplicado e a estimação do fluxo estatórico $\hat{\phi}_{sd}^s(k)$ e $\hat{\phi}_{sq}^s(k)$;
10. Realiza-se a predição das correntes estatóricas $i_{sd}^s(k+1)$ e $i_{sq}^s(k+1)$, e os fluxos rotóricos $\phi_{rd}^s(k+1)$ e $\phi_{rq}^s(k+1)$, utilizando as equações de (3.19) à (3.21);
11. Inicia-se o primeiro *loop* de verificação ($n = 0$), realizando novamente a predição das correntes estatóricas e os fluxos rotóricos para $(k+2)$, $i_{sd}^s(k+2)$, $i_{sq}^s(k+2)$, $\phi_{rd}^s(k+1)$ e $\phi_{rq}^s(k+1)$, utilizando o primeiro vetor da sequência e as equações de (3.23) à (3.25);
12. Como o controle é para o fluxo estatórico, o fluxo rotórico que acabou de se predito para $(k+2)$ é transformado utilizando as equações (3.29) e (3.30);
13. Determina-se a função de qualidade do inversor $g_{I\phi_s}$ para o vetor da vez usando a equação (3.31), que logo é verificado se atende ou não as necessidades do controle;
14. Caso a função custo para aquele vetor seja menor que g_{minI} ($g_{I\phi_s} < g_{minI}$), g_{minI} recebe o valor de $g_{I\phi_s}$ e se torna o novo parâmetro para as funções de qualidade seguintes. Outras informações também são salvas, como qual vetor foi selecionado e qual estado de chaveamento ele aplica;
15. Caso seja maior ($g_{I\phi_s} > g_{minI}$), nenhuma informação é salva, pois aquele vetor não é a melhor opção, dessa forma, a verificação continua para os outros vetores, até todos os 8 vetores serem verificados;
16. Após a verificação finalizar, o melhor vetor para aquele período de amostragem terá sido selecionado e se encerra a seleção para o inversor. Assim, aguarda o próximo período de amostragem para aplicar os vetores selecionados;

Figura 4.3 – Fluxograma para a Implementação da Estratégia 3.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Essa estratégia apresenta o menor número de verificações dentre todas, apenas 11 caso o retificador escolha um vetor ativo e apenas 8 caso o retificador escolha um vetor

nulo. Caso os vetores nulos sejam desprezados a fim de mitigar a CMV individual, são testados apenas 9 vetores a cada períodos de amostragem. Além disso, apresenta uma simplicidade de implementação por possuir funções de qualidade distintas para o retificador e para o inversor e que possuem apenas uma variável para minimizar, facilitando sua implementação.

4.4 Conclusões

Nesse capítulo foi apresentado três formas distintas de implementação para o controle preditivo com a finalidade de controlar a corrente do retificador, o fluxo e velocidade da máquina conectada ao inversor e a CMV geral para a topologia *back-to-back*. Dessa forma, foi apresentado o princípio de funcionamento de cada uma, sintetizando em fluxogramas individuais para um melhor entendimento e seu passo a passo. Em seguida foram discutidas suas particularidades, assim como vantagem e desvantagens.

É válido destacar que a utilização ou não dos vetores nulos dentro do conjunto de escolha dos vetores é irrelevante para a anulação da CMV_{GERAL} , uma vez que apenas a sincronização entre os conversores que é capaz de anulá-la. Por outro lado, a CMV individual dos conversores é diretamente afetada, uma vez que, sem utilizar os vetores nulos, é possível mitigar a CMV_{RET} e CMV_{INV} de $\pm E/2$ para $\pm E/6$, e além disso, com essa restrição acontece a diminuição da quantidade de verificações para cada estratégia.

Com a utilização dos vetores nulos a Estratégia 1 apresenta 16 verificações e a Estratégia 2, 20 verificações. Já a Estratégia 3, caso após as primeiras 8 verificações do retificador, o vetor nulo tenha sido escolhido, automaticamente a escolha do inversor está feita, finalizando em 8 verificações, caso seja um vetor ativo, são feitas mais 3 verificações para o inversor, totalizando 11 verificações. Sem a utilização dos vetores nulos, a Estratégia 1 diminui para 12 verificações, e a Estratégia 2, diminui para 18 verificações.

Tabela 4.2 – Quantidade de verificações por estratégia com e sem os vetores nulos.

	Com Nulo	Sem Nulo
Estratégia	Verificações	Verificações
1	16	12
2	20	18
3	8 ou 11	9

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

No caso da Estratégia 3, só haverá uma forma de funcionamento, que no caso é a escolha de um vetor ativo para o retificador, sendo 6 verificações para retificador e 3

verificações para o inversor, totalizando 9 verificações. Na Tabela 4.2 está presente as quantidade de forma sumariizada.

5 Resultados das simulações

Neste capítulo são apresentados todos os resultados obtidos para as Estratégias 1, 2 e 3 a partir de simulações numéricas, realizadas através do *software* PSIM®. Os resultados são obtidos em duas condições distintas, considerando os vetores nulos na aplicação do FCS-MPC e desprezando os vetores nulos. Dessa forma, será apresentado os resultados de transitório e de regime permanente para o controle do retificador e do inversor. Em seguida, serão realizadas análises da CMV no tempo, THD das correntes dos conversores e o tempo médio de processamento de cada estratégia.

5.1 Informações para as simulações

Todos os resultados apresentados nesta seção foram obtidos a partir de valores padronizados e para o mesmo controle desenvolvido e demonstrado no Capítulo 3. Para a topologia apresentada na Figura 2.1, do lado da rede, tem-se uma tensão de linha $190 V_{RMS}$, que alimenta o retificador através de uma impedância por fase com uma resistência R_R igual a $0,1 \Omega$ e a indutância L_R de $30 mH$. O barramento CC é composto por dois capacitores em série, com $C = 2200 \mu F$ e $C_{eq} = 1100 \mu F$, o passo de cálculo para a simulação foi de $1 \mu s$ e o período de amostragem T_s de $100 \mu s$. Os valores citados anteriormente foram sintetizados e estão presentes na Tabela 5.1.

Os valores dos ganhos k_{pE} e k_{iE} do controlador PI do Barramento CC foram calculados utilizando as equações (3.11) e (3.12), considerando $T = 10$ (adimensional), $V_q = 190 V$ e uma tensão de referência para o barramento $E^* = 600 V$. Já para os ganhos do controle de velocidade, foram utilizadas as equações (3.56) e (3.55) com $T_v = 0,001 s$ e os valores de F_m e Jm , conforme a Tabela 5.2. Os ganhos e os outros parâmetros usados no projeto dos controladores estão apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.1 – Parâmetros Gerais de Referência.

	Parâmetro	Valor
	Tensão RMS da rede trifásica	110 V
f_e	Frequência da rede	60 Hz
C	Capacitância	2200 μF
C_{eq}	Capacitância equivalente	1100 μF
T_s	Período de Amostragem	100 μs
-	Passo de Cálculo	1 μs

Fonte: Elaborada pela autora, 2022.

O motor de indução trifásico com potência de 560 W tem uma tensão de fase

nominal de 220 V(RMS) e possui uma frequência nominal de 60 Hz , com uma velocidade nominal de $376,92\text{ rad/s}$ e conjugado nominal de $1,5\text{ N.m}$, as outras grandezas da máquina que compõem a máquina estão presentes na Tabela 5.2. Essa máquina utilizada no trabalho, possui os mesmo parâmetros da máquina real pertencente ao Laboratório de Otimização de Sistemas Elétricos (LOSE), presente na UFPB, onde o trabalho foi desenvolvido, dessa forma, tem-se a intenção de implementação do controle experimentalmente.

Tabela 5.2 – Parâmetros de máquina de indução.

	Parâmetro	Valor
P_n	Potência Nominal da Máquina	560 W
f_n	Frequência Nominal	60 Hz
r_r	Resistência ohmica rotórica	6,22 Ω
r_s	Resistência ohmica estatórica	15,1 Ω
l_m	Indutância do mútua	523,8 mH
l_r	Indutância rotórica	543,7 mH
l_s	Indutância estatórica	563,7 mH
P	Par de polos	1
n_s	Velocidade nominal	376,99 rad/s
C_n	Conjugado Eletromagnético Nominal	1,5 N.m
J_m	Momento de inércia	0,00045 kg.m ²
F_m	Coefficiente de Atrito	0,0014 N.m.s/rad

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Tabela 5.3 – Parâmetros utilizados nos controladores PI.

Controlador do Barramento CC		Controlador de Velocidade	
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
k_{pE}	0,1389	$k_{p\omega}$	0,1125
k_{iE}	1,3890	$k_{i\omega}$	0,35
E^*	600 V	ω_{r1}^*	80 rad/s
		ω_{r2}^*	250 rad/s

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Nas simulações, o motor opera com uma carga mecânica de 1 N.m. , desde o início das simulações. Após o fluxo estatórico estar estabelecido, o conjugado de referência foi imposto pelo controle PI de velocidade em malha aberta, de início para a velocidade de

80 rad/s e em seguida para 250 rad/s . No controle de velocidade o conjugado de referência gerado foi limitado em 1.5 $N.m$, dessa forma, permite a máquina a trabalhar em seu valor nominal.

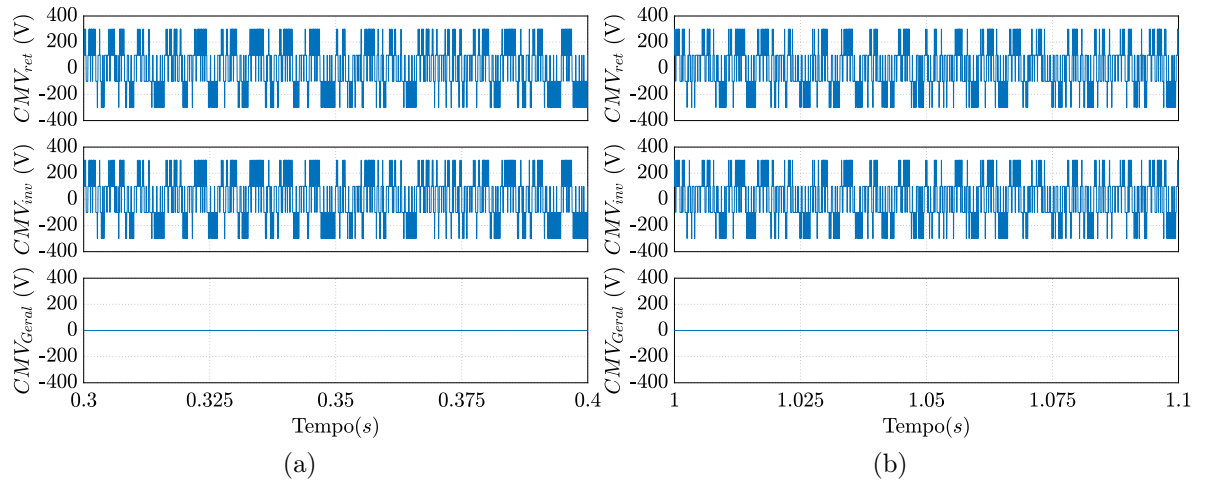
5.2 Utilizando Vetores Nulos

Nessa seção serão apresentados os resultados de simulação utilizando os vetores nulos dentro das opções de escolha do controle preditivo para cada conversor de acordo com o funcionamento de cada estratégia.

5.2.1 Análise da CMV

Nessa seção será realizada a análise da CMV no regime permanente para as duas velocidades, 80 rad/s (baixa velocidade) e 250 rad/s (alta velocidade). Nas Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 é possível observar a CMV do retificador (CMV_{RET}), do inversor (CMV_{INV}) e a CMV geral (CMV_{GERAL}) em regime permanente para a velocidade de 80 rad/s e de 250 rad/s , para as três estratégias, respectivamente.

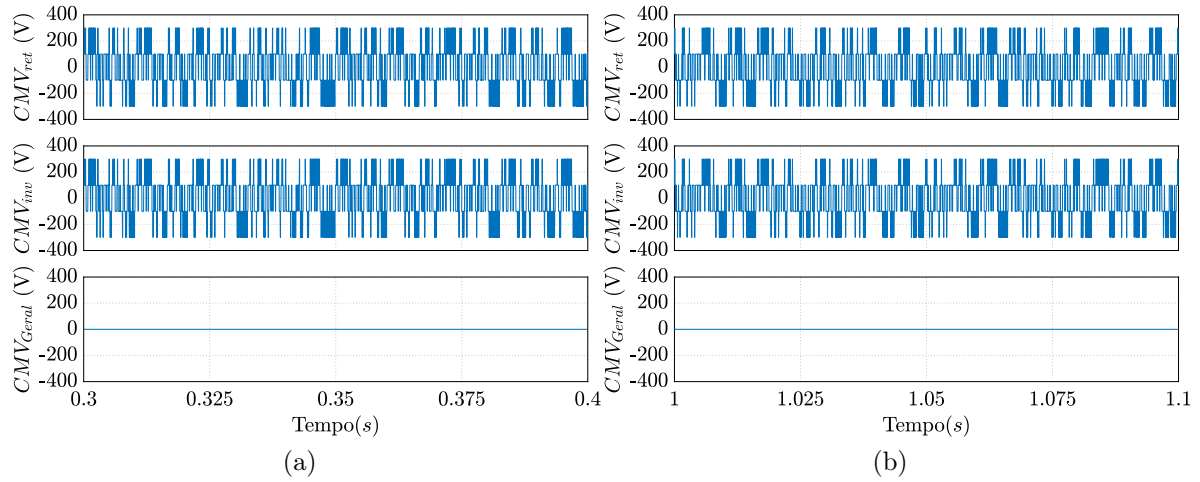
Figura 5.1 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s . (b) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

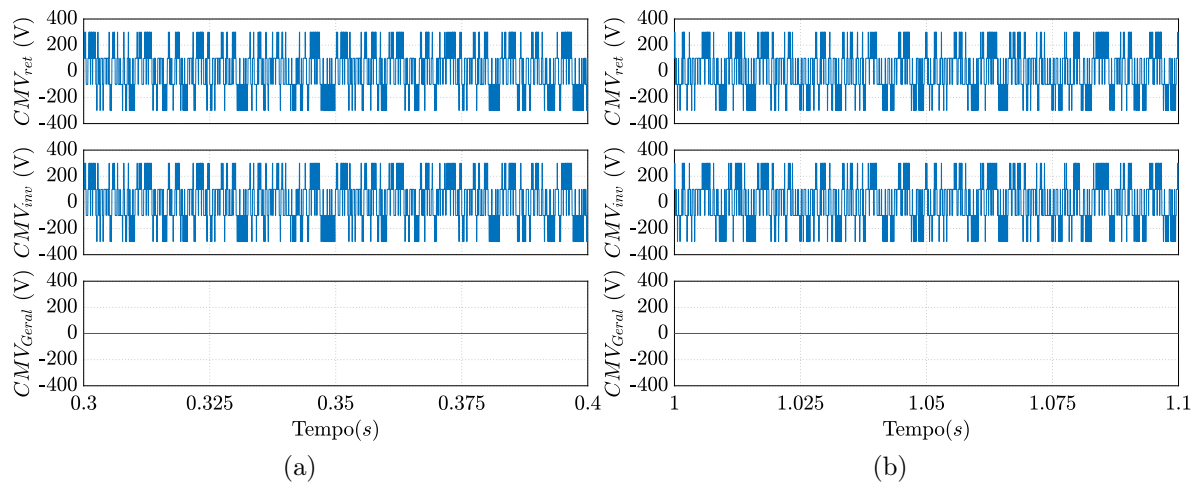
É notório que a CMV_{RET} e a CMV_{INV} são idênticas para todos os casos, o que afirma a perfeita sincronização entre retificador e inversor, promovendo a anulação da CMV durante o regime permanente para ambas as velocidades e como a sincronização foi realizada durante todo o tempo, a CMV geral apresenta seu valor nulo durante todo o tempo de simulação. A CMV_{RET} e CMV_{INV} atinge valores entre $\pm E/2$, para um barramento de $E = 600 V$, ou seja $\pm 300 V$ devido a utilização dos vetores nulos.

Figura 5.2 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s, Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 5.3 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s, Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 80 rad/s. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 250 rad/s.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

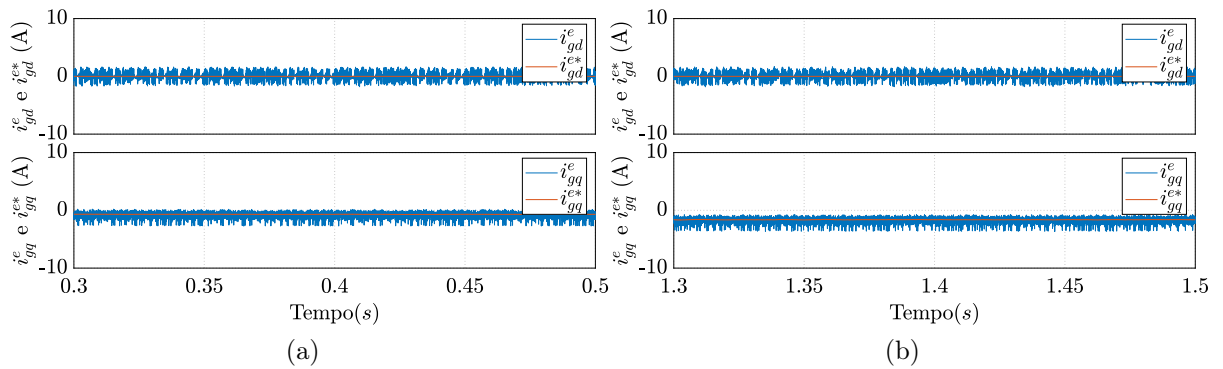
5.2.2 Resultados do Controle

Para os resultados do controle, por se tratar do mesmo controle para todas as estratégias e utilizar o mesmo princípio de funcionamento, foi possível obter resultados praticamente idênticos para todas as estratégias, de forma que as diferenças encontradas, serão destacadas no decorrer da seção. Dessa forma, serão apresentados os resultados das formas de onda dos controles do retificador e inversor da Estratégia 1 para o transitório e em regime permanente, que podem ser considerados para as Estratégias 2 e 3.

5.2.2.1 Regime Permanente

Para o retificador, foi realizado o controle de barramento CC através de um controlador PI, no qual define a referência de corrente para o controle preditivo do lado do retificador. Dessa forma, na Figura 5.4 é possível observar as correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , com suas respectivas referências no regime permanente para a velocidade de 80 rad/s , indo de $0,3 \text{ s}$ até $0,5 \text{ s}$ conforme a Figura 5.4(a) e 250 rad/s , indo de $1,3 \text{ s}$ até $1,5 \text{ s}$ conforme a Figura 5.4(b). A corrente i_{gd}^e tem seu valor entre $\pm 1,50 \text{ A}$, em torno da referência, que é nula. Já a corrente de quadratura, i_{gq}^e atinge valores entre $0,00 \text{ A}$ e $-2,50 \text{ A}$ para a velocidade de 80 rad/s e um valor de referência de $-0,70 \text{ A}$, e de acordo com a figura para a velocidade de 250 rad/s , entre $-1,00 \text{ A}$ e $-3,50 \text{ A}$ em torno da referência de $-1,60 \text{ A}$. O valor de i_{gq}^e é responsável direto do controle de barramento, assumindo esse valor apenas em regime permanente, uma vez que a tensão de barramento já está devidamente controlada, e atingindo um valor ainda mais negativo a medida que a velocidade aumentou, indo de $-0,70 \text{ A}$ para $-1,60 \text{ A}$.

Figura 5.4 – Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , regime permanente, Estratégia 1 para 80 rad/s e 250 rad/s . 250 rad/s , com vetores nulos. (a) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 80 rad/s . (b) Correntes i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 250 rad/s .

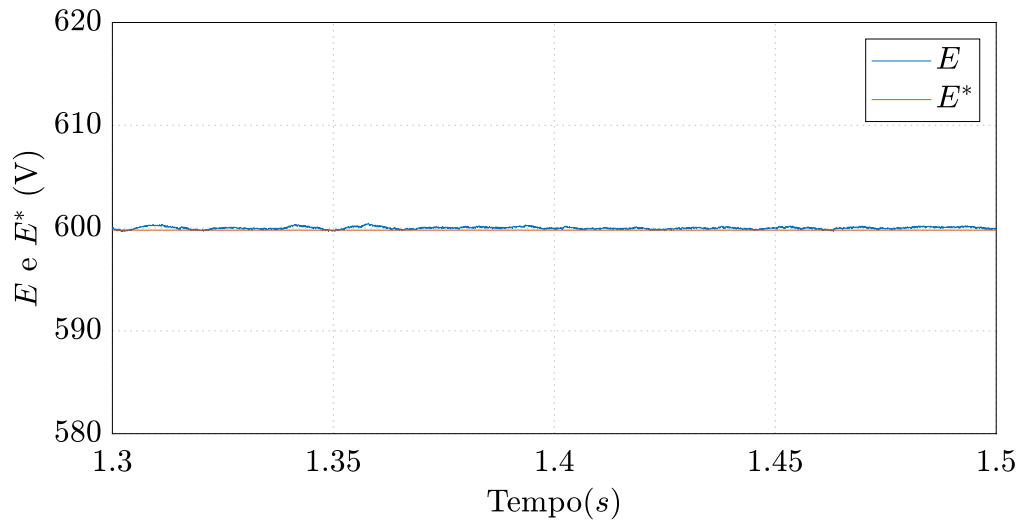


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Já na Figura 5.5 é possível observar a tensão do barramento CC (E) e sua referência (E^*) igual a 600 V , já em regime permanente, para a velocidade de 250 rad/s , indo de

1,3 s até 1,5 s. Devido a corrente i_{gq}^e estar seguindo corretamente sua referência, a tensão do barramento também se mantém controlada durante todo o tempo. Dessa forma, é demonstrado o perfeito funcionamento tanto do controle PI da tensão do barramento, quanto o controle FCS-MPC de corrente em regime permanente.

Figura 5.5 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , regime permanente, Estratégia 1.



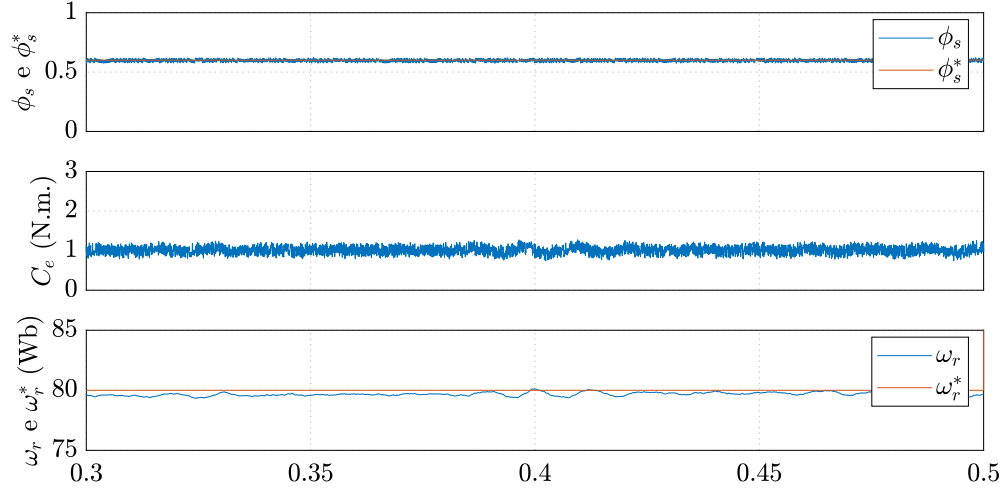
Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Para o controle do inversor, na Figura 5.6 é possível observar o controle de fluxo e de conjugado realizado indiretamente, implementado pelo FCS-MPC, além da resposta do controle de velocidade PI. O fluxo estatórico ϕ_s^s possui uma referência de $0,6 \text{ Wb}$. O conjugado imposto pelo controle de velocidade, tem valor médio de $1,1 \text{ N.m.}$ suficiente para manter a velocidade em 80 rad/s , considerando atrito da máquina e a carga de 1 N.m. conectada em seu eixo, dessa forma, mesmo com o controle indireto, o conjugado segue bem sua referência. Ainda na Figura 5.6 tem-se o gráfico da velocidade da máquina e sua referência, para 80 rad/s , apresentando um pequeno erro médio de aproximadamente $0,26\%$ em regime permanente, seguindo bem sua referência imposta pelo controle.

Nas Figuras 5.7 e 5.8 é possível observar a corrente da fase 1 dos conversores para 80 rad/s e 250 rad/s respectivamente, entre os tempos $0,4 \text{ s}$ e $0,5 \text{ s}$, e $0,9 \text{ s}$ e $1,0 \text{ s}$. Na Figura 5.7, a corrente i_{g1} atinge um valor próximo a $\pm 1 \text{ A}$ e apresenta uma frequência fixa de 60 Hz , já a corrente do inversor, i_{s1} , apresenta amplitude de aproximadamente $\pm 1,9 \text{ A}$, e possui uma frequência de 15 Hz , para 80 rad/s .

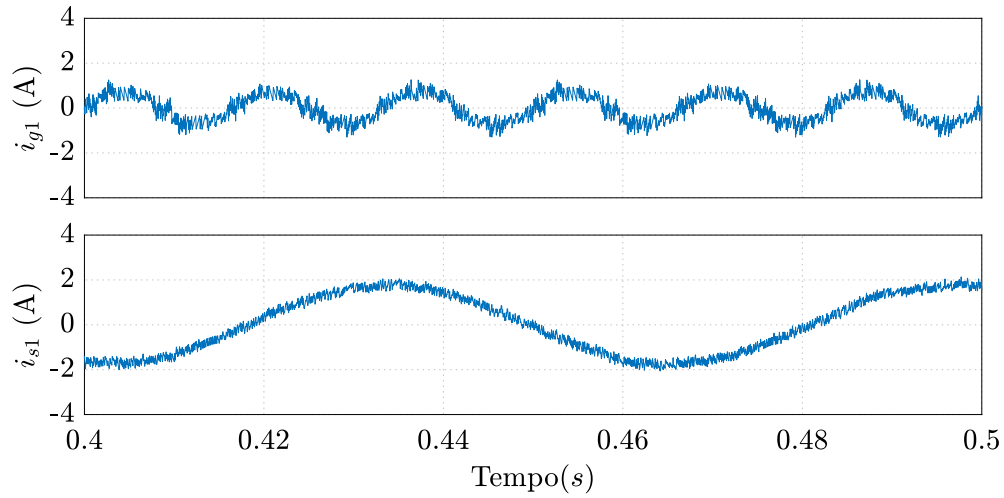
Já na Figura 5.8, tem-se o mesmo resultado para a velocidade de 250 rad/s , nesse segundo caso, a amplitude da corrente i_{g1} atinge $\pm 1,8 \text{ A}$, ainda com a frequência fixa de 60 Hz . A corrente do inversor, i_{s1} , mantém a mesma amplitude, porém com uma frequência de aproximadamente 43 Hz . A qualidade dessas correntes serão avaliadas mais adiante, para ambas as velocidades e todas as estratégias.

Figura 5.6 – Fluxo estatórico ϕ_s^s e velocidade rotórica ω_r com suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 5.7 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.



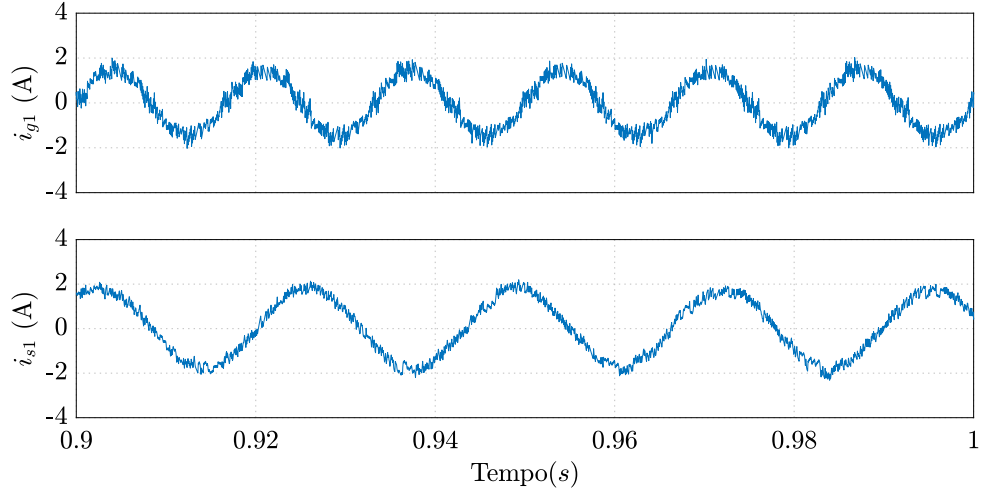
Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

5.2.2.2 Transitório

Após estabelecer a velocidade de 80 rad/s , a referência do controle de velocidade foi alterada para 250 rad/s , exatamente em 0,5 s. Para garantir uma maior proteção ao motor, o conjugado de referência foi limitado em 1,5 $N.m$, devido a isso, a máquina leva de 0,5 s até 0,8 s para atingir a nova velocidade de 250 rad/s . Nesse tópico será apresentado os resultados obtidos no transitório que essa mudança de referencial causou no sistema.

Na Figura 5.9 tem-se as correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , com suas respectivas referências no transitório de mudança de velocidade de 80 rad/s para 250 rad/s . Com a entrada da nova referência, no lado do retificador houve uma leve alteração na referência da corrente de quadratura, indo para aproximadamente $-2,25 A$, porém a medida que a tensão vai se

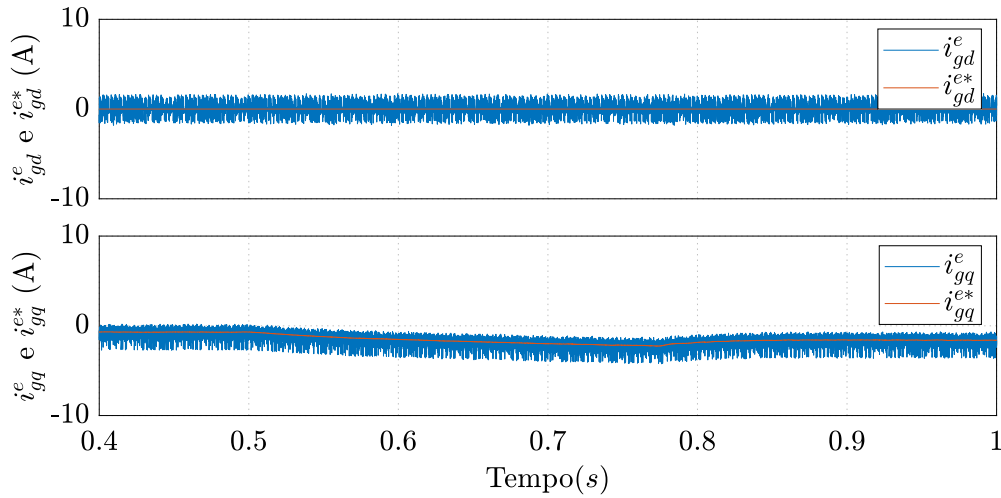
Figura 5.8 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 250 rad/s, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

estabilizando na referência, a corrente atinge um novo valor de regime de $-1,60 \text{ A}$ para manter o controle do barramento na nova velocidade.

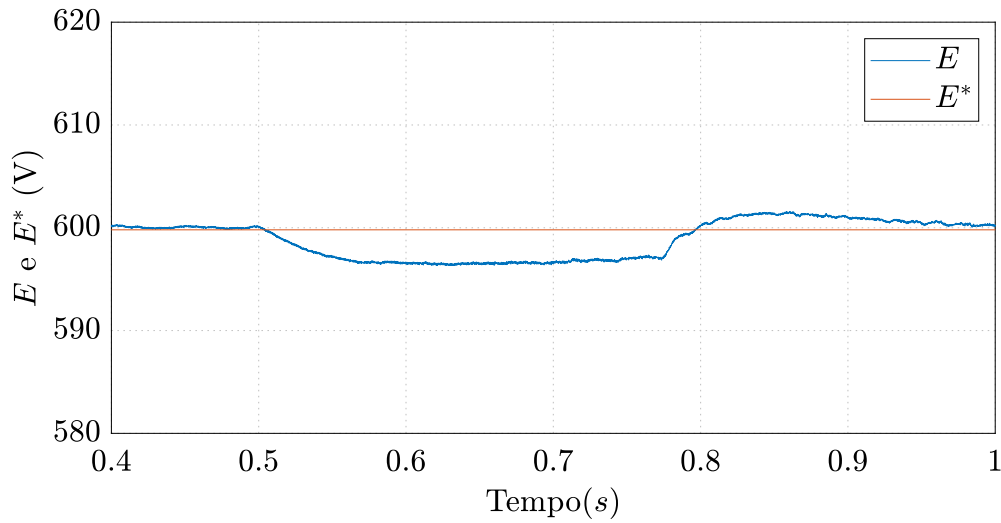
Figura 5.9 – Corrente i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , transitório, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

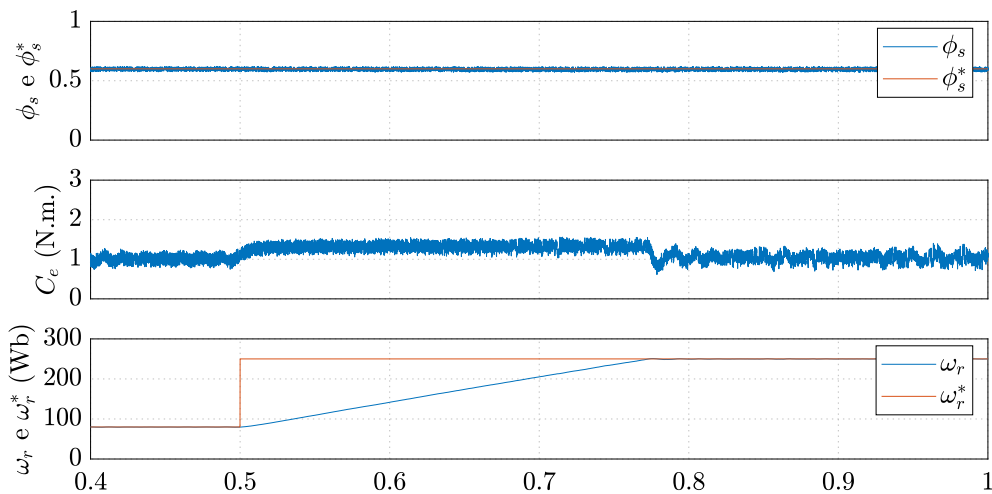
Já na Figura 5.10 é possível observar a tensão do barramento CC (E) e sua referência (E^*), no transitório de mudança da velocidade. Com essa mudança, a máquina exige mais corrente do barramento, dessa forma, houve uma queda de tensão, o que faz a tensão atingir valores mínimos e máximo de aproximadamente 596 V e 601 V, respectivamente, demorando aproximadamente 0,5 s para se reestabelecer para seu valor usual.

Na Figura 5.11 estão presentes o fluxo estatórico ϕ_s^s e a velocidade ω_r com suas respectivas referências e o conjugado eletromagnético C_e . O fluxo não se altera com a entrada do novo conjugado, permanecendo na sua referência durante todo tempo. Com

Figura 5.10 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , transitório, Estratégia 1.

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

a variação da velocidade de referência, o controle impõe um novo valor de conjugado, que devido ao limitador, permanece em $1,5 \text{ N.m.}$, e assim o conjugado segue a referência fazendo a máquina acelerar até atingir 250 rad/s .

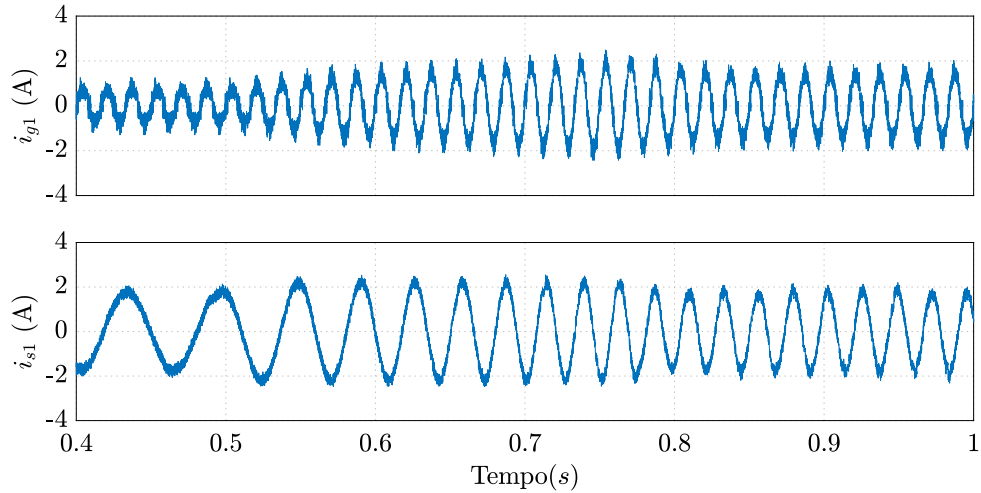
Figura 5.11 – Fluxo estatórico ϕ_s^s , Velocidade ω_r e suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , transitório, Estratégia 1.

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 5.12 é possível observar a corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e inversor (i_{s1}). Com a aceleração da máquina do lado do inversor, é preciso uma corrente um pouco maior do lado do retificador, dessa forma a corrente i_{g1} inicia com aproximadamente $\pm 1 \text{ A}$ de pico, para a menor velocidade, no transitório atinge um valor próximo a $\pm 1,8 \text{ A}$, e para a maior velocidade, um pico de $\pm 1,4 \text{ A}$, com a frequência fixa de 60 Hz . Já a corrente do inversor apresenta a amplitude um pouco maior que no regime permanente,

aproximadamente de $\pm 2 A$, e possui uma frequência variável nesse período, porém ao atingir a velocidade de referência (250 rad/s) atinge 43 Hz .

Figura 5.12 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), transitório, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

5.3 Excluindo os Vetores Nulos

Nessa seção serão apresentados os resultados de simulação desprezando os vetores nulos dentro das opções de escolha do controle preditivo para cada conversor de acordo com o funcionamento de cada estratégia.

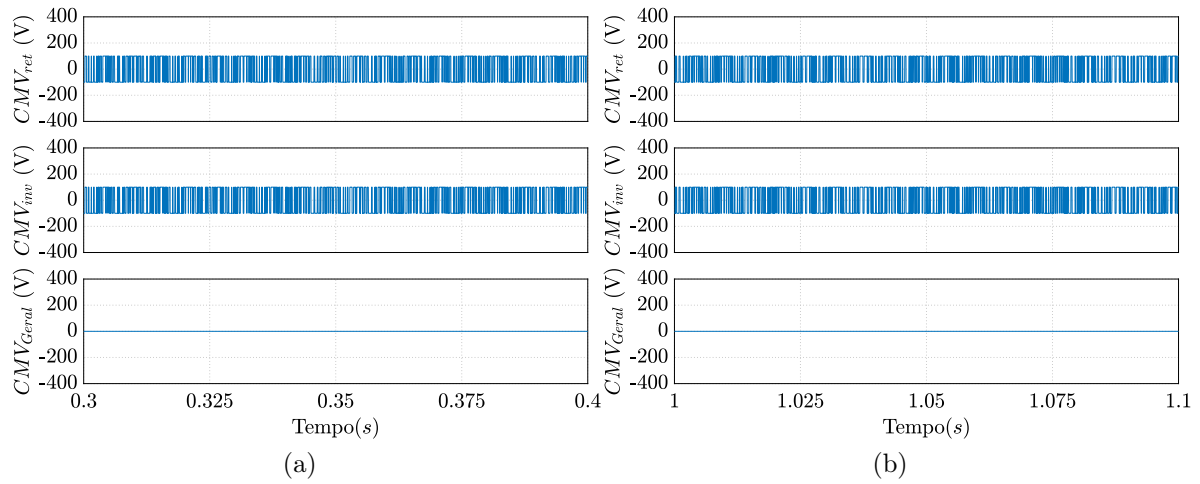
5.3.1 Análise da CMV

Nessa seção será realizada a análise da CMV no regime permanente para as duas velocidades, 80 rad/s (baixa velocidade) e 250 rad/s (alta velocidade), porém com a exclusão dos vetores nulos.

Nas Figuras 5.13, 5.14 e 5.15 é possível observar a CMV do retificador (CMV_{RET}), do inversor (CMV_{INV}) e a CMV geral (CMV_{GERAL}) em regime permanente para a velocidade de 80 rad/s e de 250 rad/s , para as três estratégias, respectivamente.

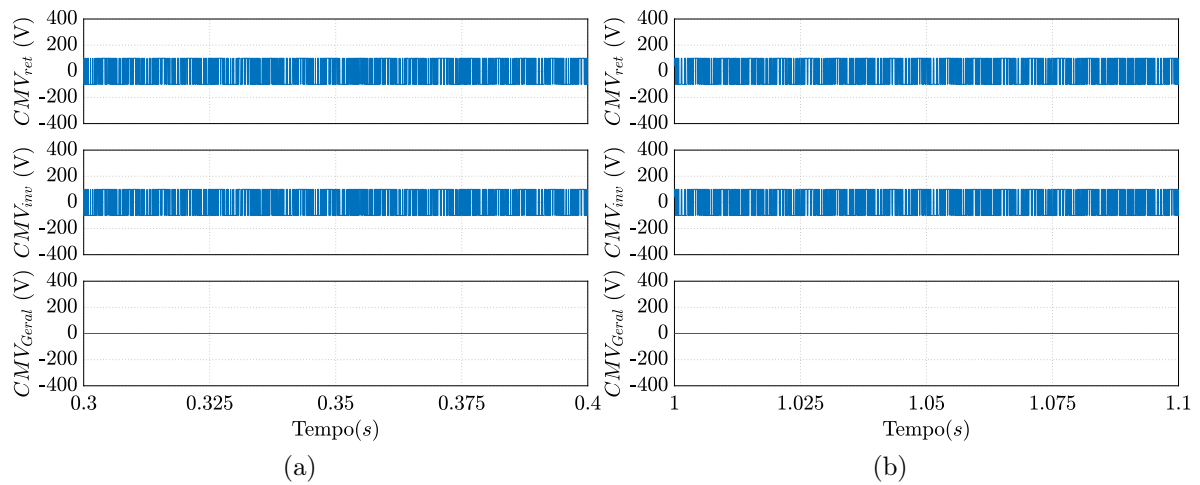
É notório que a CMV_{RET} e a CMV_{INV} são idênticas para todos os casos, o que afirma a perfeita sincronização entre os conversores, promovendo a anulação da CMV para ambas as velocidades, assim como no caso anterior. É interessante destacar o comportamento da CMV individual agora sem a utilização dos vetores nulos, apontando os novos patamares atingidos. No caso anterior, os valores de pico atingiam $\pm E/2$, que para um barramento de $E = 600 \text{ V}$, atingia valores de $\pm 300 \text{ V}$. Nesse segundo caso sem

Figura 5.13 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s .
(a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

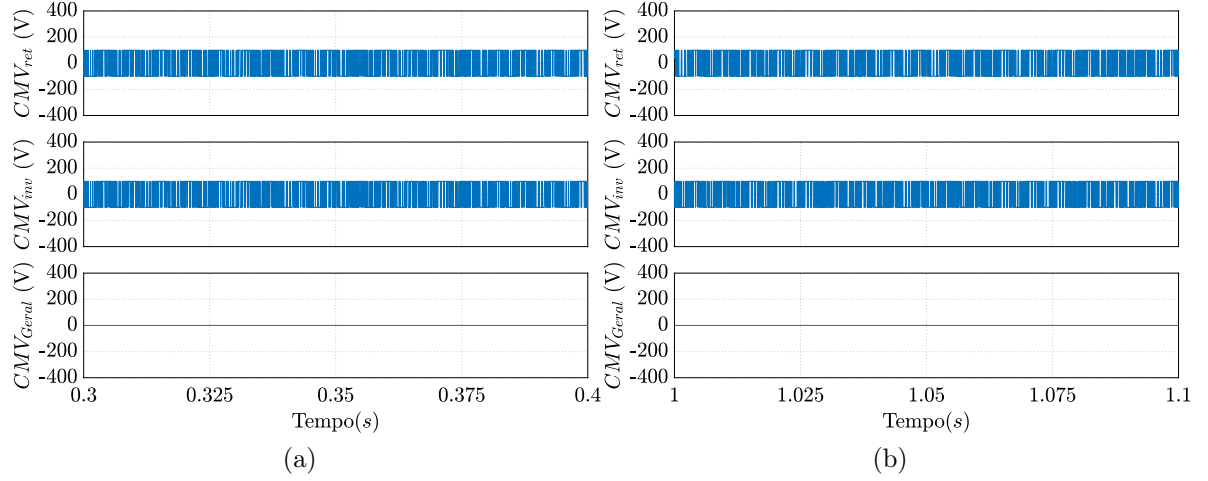
Figura 5.14 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s .
(a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

os vetores nulos, atinge valores de $\pm E/6$, nesse caso, $\pm 100\text{ V}$, ou seja, reduz o pico da CMV_{RET} e CMV_{INV} em 66,00 % quando comparado com o caso anterior.

Figura 5.15 – CMV do retificador, do inversor e a geral, CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , para 80 rad/s e 250 rad/s , Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

5.3.2 Resultados do Controle

Para os resultados de controle, será utilizado o mesmo princípio do caso anterior. Dessa forma, serão apresentados os resultados dos controles do retificador e inversor da Estratégia 1 para o transitório e em regime permanente, que podem ser considerados para as Estratégias 2 e 3.

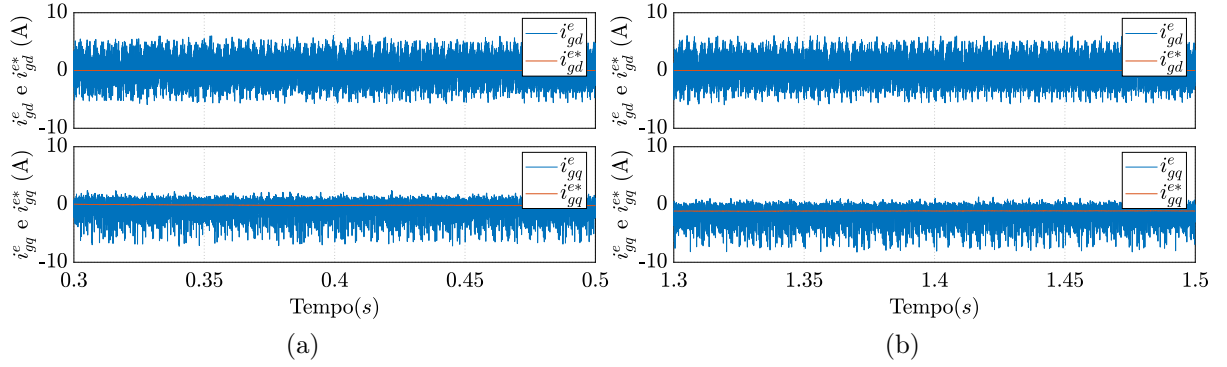
5.3.2.1 Regime Permanente

Para o retificador, foi realizado o controle de barramento CC através de um controlador PI, no qual define a referência do controle de corrente preditivo. Dessa forma, na Figura 5.16 é possível observar as correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , com suas respectivas referências no regime permanente para a velocidade de 80 rad/s , indo de 0,3 s até 0,5 s, conforme a Figura 5.16(a) e de 250 rad/s , indo de 1,3 s até 1,5 s, conforme a Figura 5.16(b). A corrente i_{gd}^e tem seu valor entre $\pm 5,00\text{ A}$, em torno da referência, que é nula. Já a corrente de quadratura, i_{gq}^e atinge valores entre 1,00 A e $-8,50\text{ A}$ porém em torno da referência de $-0,20\text{ A}$ para a velocidade de 80 rad/s , e de acordo com a figura para a velocidade de 250 rad/s , entre 1,00 A e $-8,50\text{ A}$ em torno da referência de $-1,10\text{ A}$. O valor de i_{gq}^e é responsável direto do controle de barramento, assumindo esse valor apenas em regime permanente, uma vez que a tensão de barramento já está devidamente controlada.

A diferença entre os controles de corrente do retificador com e sem os vetores nulos é facilmente perceptível principalmente ao comparar as Figuras 5.4 5.16. A precisão do

controle pode ser mensurada ao comparar ambas as correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , como consequência desse "ruído" de maior amplitude presente no caso sem os vetores nulos, será refletido na qualidade da corrente do retificador e será comparada mais a diante.

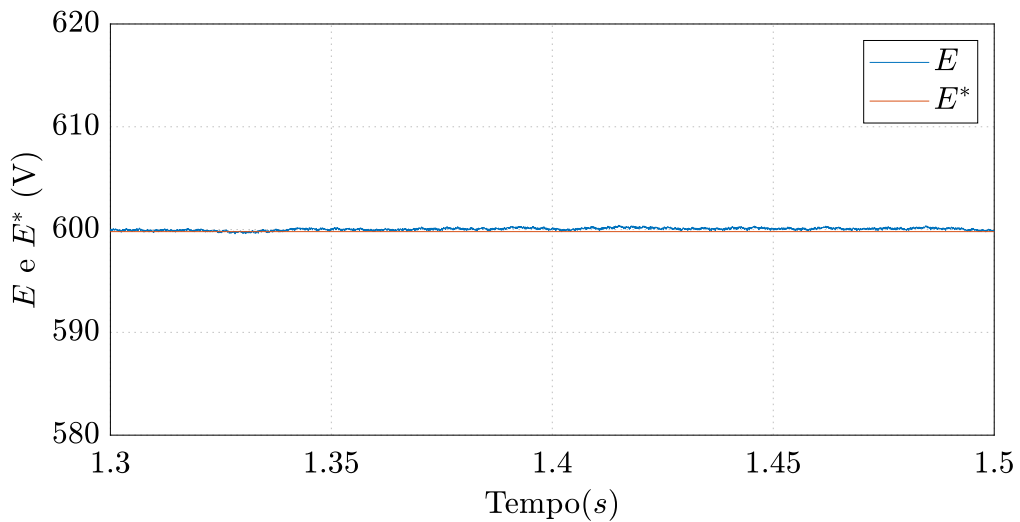
Figura 5.16 – Correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , regime permanente, Estratégia 1 para 80 rad/s e 250 rad/s . 250 rad/s sem vetores nulos. (a) Correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 80 rad/s . (b) Correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gq}^{e*} , 250 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Já na Figura 5.17 é possível observar a tensão do barramento CC (E) e sua referência (E^*) igual a 600 V, já em regime permanente, para a velocidade de 250 rad/s , indo de 1,3 s até 1,5 s. Devido a corrente i_{gq}^e estar seguindo corretamente sua referência, a tensão do barramento também se mantém controlada durante todo o tempo. Dessa forma, é demonstrado o perfeito funcionamento tanto do controle PI da tensão do barramento, quanto o controle FCS-MPC de corrente em regime permanente.

Figura 5.17 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , regime permanente, Estratégia 1.

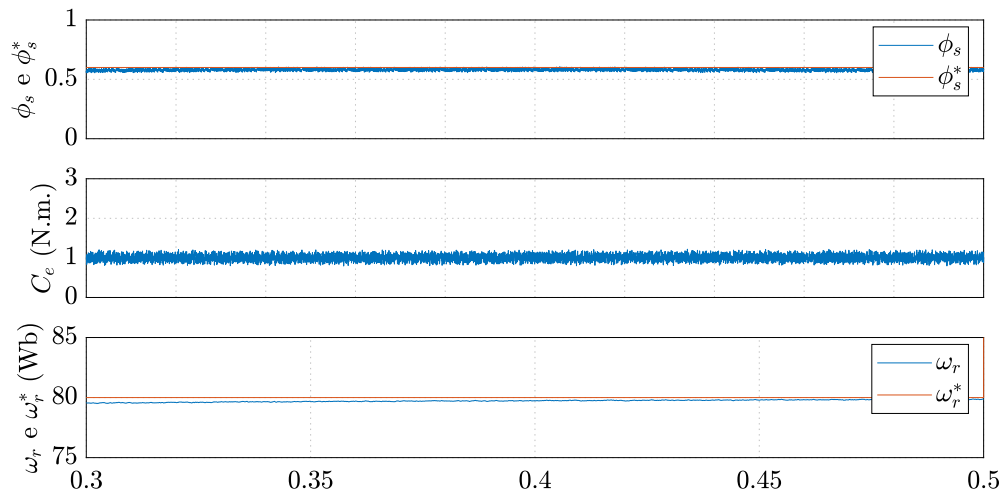


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Para o controle do inversor, na Figura 5.18 é possível observar o controle de fluxo e de conjugado realizado indiretamente, implementado pelo FCS-MPC, além da resposta

do controle de velocidade PI. O fluxo estatórico ϕ_s^s possui uma referência de $0,6 \text{ Wb}$. O conjugado imposto pelo controle de velocidade, tem valor médio de $1,1 \text{ N.m.}$ suficiente para manter a velocidade em 80 rad/s , considerando atrito da máquina e a carga de 1 N.m. conectada em seu eixo, assim, mesmo com o controle indireto, o conjugado segue bem sua referência. Ainda na Figura 5.18 tem-se o gráfico da velocidade da máquina e sua referência, para 80 rad/s , apresentando um pequeno erro médio de aproximadamente $0,17\%$ em regime permanente, seguindo bem sua referência imposta pelo controle.

Figura 5.18 – Fluxo estatórico ϕ_s^s e velocidade rotórica ω_r com suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.

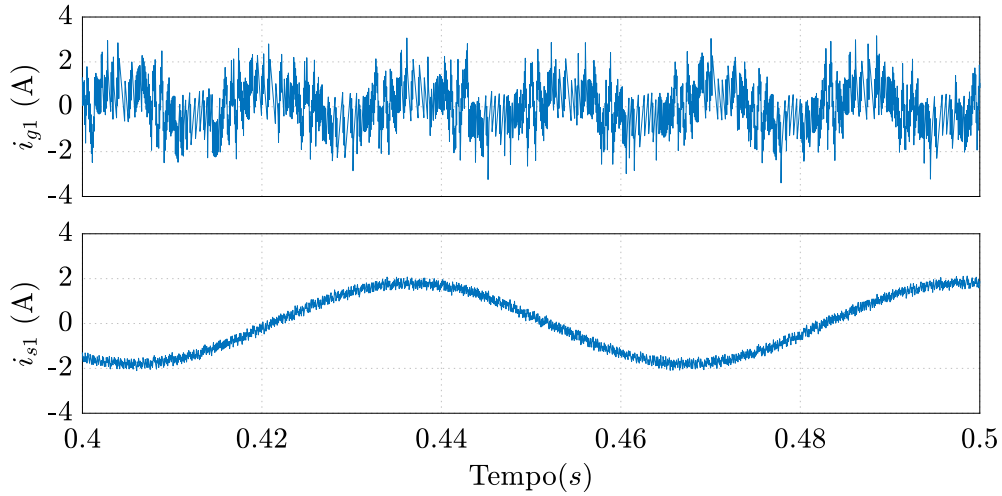


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Nas Figuras 5.19 e 5.20 é possível observar a corrente da fase 1 dos conversores para 80 rad/s e 250 rad/s respectivamente, entre os tempos $0,4 \text{ s}$ e $0,5 \text{ s}$, e $0,9 \text{ s}$ e $1,0 \text{ s}$. Na Figura 5.19, a corrente i_{g1} atinge um valor próximo a $\pm 1,00 \text{ A}$ como no caso anterior, mesmo que alguns valores ultrapassem $\pm 2,00 \text{ A}$, com e apresenta uma frequência fixa de 60 Hz , já a corrente do inversor, i_{s1} , apresenta amplitude de aproximadamente $\pm 1,9 \text{ A}$, e possui uma frequência de 15 Hz , para 80 rad/s .

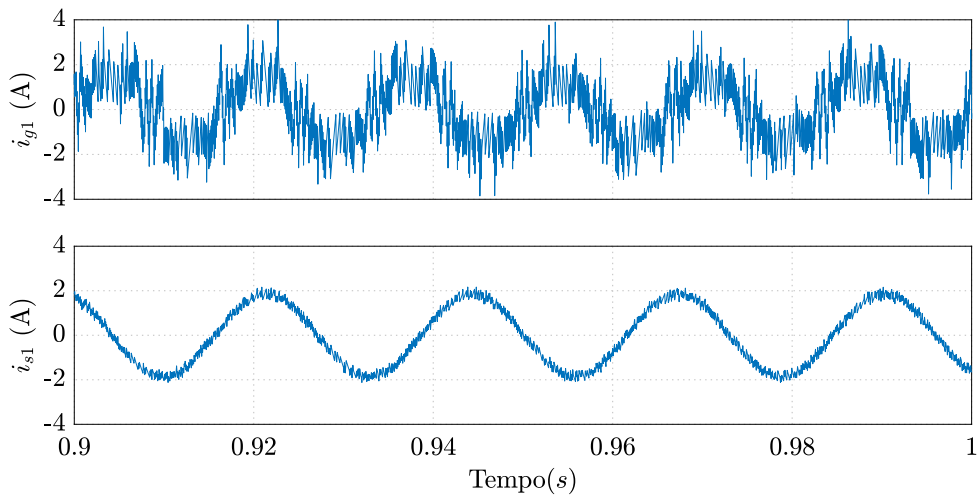
Já na Figura 5.20, tem-se o mesmo resultado para a velocidade de 250 rad/s , nesse segundo caso, a amplitude da corrente i_{g1} atinge uma amplitude de $\pm 1,8 \text{ A}$, ainda com a frequência fixa de 60 Hz . A corrente do inversor, i_{s1} , mantém a mesma amplitude, porém com uma frequência de aproximadamente 43 Hz . A qualidade dessas correntes serão avaliadas mais adiante, para ambas as velocidades.

Figura 5.19 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 80 rad/s , Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 5.20 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), regime permanente, 250 rad/s , Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

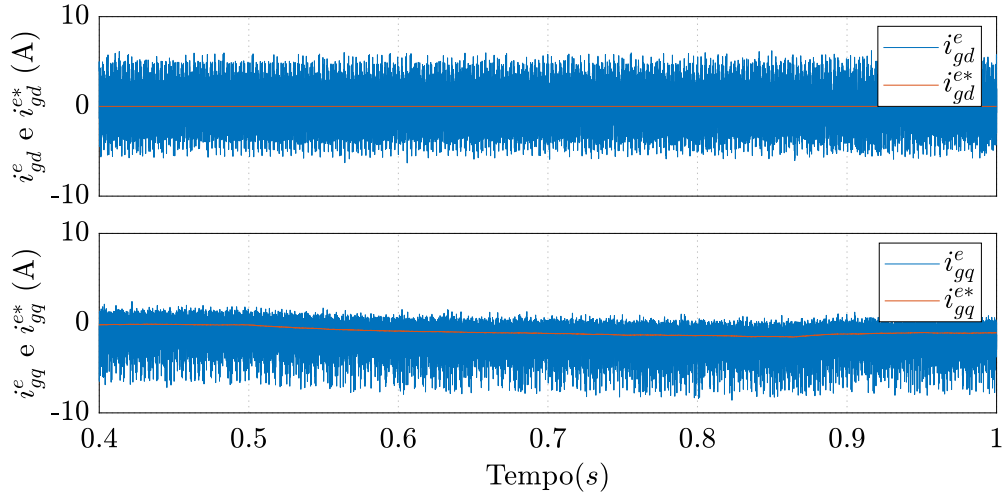
5.3.2.2 Transitório

Após estabelecer a velocidade de 80 rad/s , a referência do controle de velocidade foi alterada para 250 rad/s , exatamente em 0,5 s, e mesmo a máquina tendo uma limitação em seu conjugado, foi suficientemente rápida para atingir a nova velocidade de 250 rad/s , acelerando de 0,5 s até 0,87 s, um pouco a mais que no caso com os vetores nulos.

Na Figura 5.21 tem-se as correntes i_{gd}^e e i_{gq}^e , com suas respectivas referências no transitório de mudança de velocidade de 80 rad/s para 250 rad/s , indo de 0,4 s até 1,0 s. Com a entrada da nova referência, no lado do retificador, houve uma leve alteração na referência da corrente de quadratura, indo para aproximadamente $-1,52$ A, porém a medida que a tensão vai se estabilizando na referência, a corrente atinge o patamar de

$-1, 10\text{ A}$ para a nova velocidade para manter o controle do barramento CC.

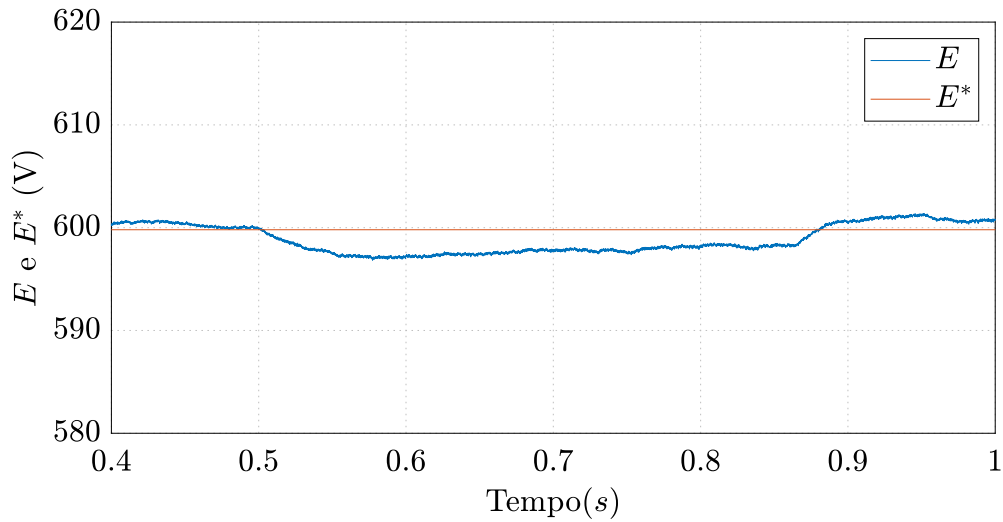
Figura 5.21 – Corrente i_{gd}^e e i_{gdq}^e , e suas referências i_{gd}^{e*} e i_{gdq}^{e*} , transitório, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Já na Figura 5.22 é possível observar a tensão do barramento CC (E) e sua referência (E^*), no transitório de mudança da velocidade. Com essa mudança, a máquina exige mais corrente do barramento, dessa forma, houve uma queda de tensão, o que faz a tensão atingir aproximadamente 597 V e 601 V , respectivamente, demorando aproximadamente $0,6\text{ s}$ para se reestabelecer para seu valor usual.

Figura 5.22 – Tensão do barramento CC, E e sua referência E^* , transitório, Estratégia 1.

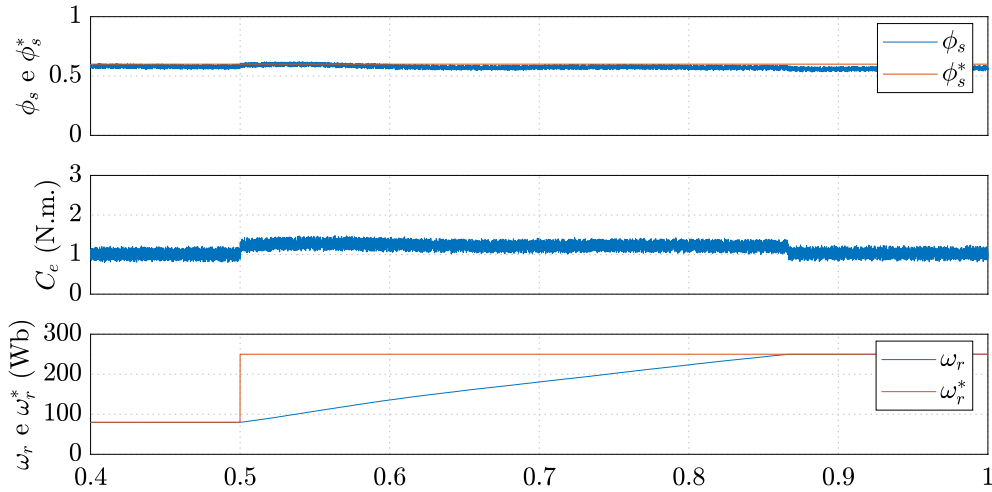


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 5.23 estão presentes o fluxo estatórico ϕ_s^s e a velocidade ω_r com suas respectivas referências e o conjugado eletromagnético C_e . O fluxo não se altera com a entrada do novo conjugado, permanecendo na sua referência durante todo tempo. Com a variação da velocidade de referência, o controle impõe um novo valor de conjugado,

que devido ao limitador, permanece em $1,5 \text{ N.m.}$, e assim o conjugado segue a referência fazendo a máquina acelerar até atingir 250 rad/s .

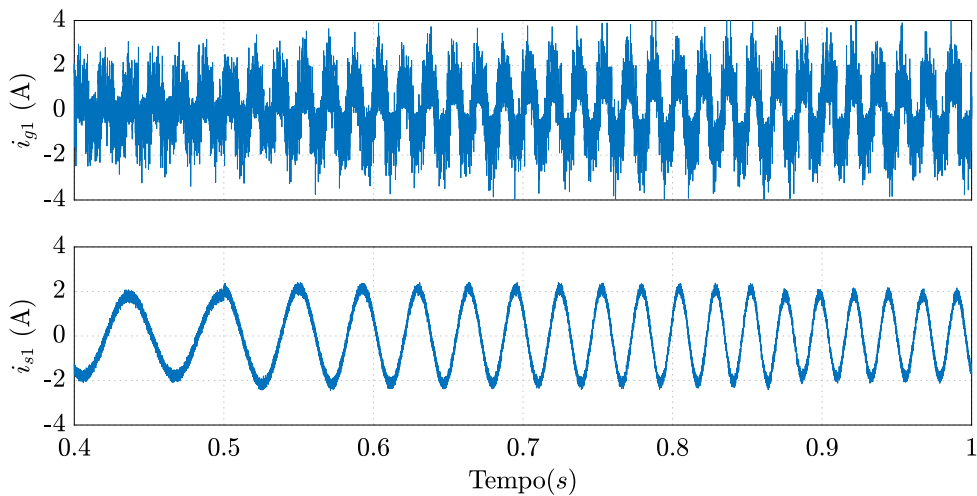
Figura 5.23 – Fluxo estatórico ϕ_s^s , Velocidade ω_r e suas respectivas referências e o Conjugado eletromagnético C_e , transitório, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 5.24 é possível observar a corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}). Com a aceleração da máquina do lado do inversor, é preciso uma corrente um pouco maior do lado do retificador, dessa forma, a corrente i_{g1} inicia com aproximadamente $\pm 1 \text{ A}$ de pico, para a menor velocidade, no transitório atinge um valor próximo a $\pm 1,8 \text{ A}$, e para a maior velocidade, um pico de $\pm 1,4 \text{ A}$, com a frequência fixa de 60 Hz .

Figura 5.24 – Corrente da fase 1 do retificador (i_{g1}) e do inversor (i_{s1}), transitório, Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Já a corrente do inversor apresenta a amplitude um pouco maior que no regime permanente, aproximadamente de $\pm 2 \text{ A}$, e possui uma frequência variável nesse período, porém ao atingir a velocidade de referência (250 rad/s) atinge 43 Hz .

5.4 Análise da Correntes

Nessa seção será apresentado os principais resultados comparativos tanto entre as estratégias, quanto entre os casos utilizando ou não os vetores nulos. A análise será realizada a partir da THD das correntes do retificador e do inversor.

Nas Tabelas 5.4 e 5.5 tem-se os valores da THD de cada uma das correntes tanto do retificador quanto do inversor, para as três estratégias e para os dois casos, com e sem a utilização dos vetores nulos, respectivamente. Os valores foram obtidos a partir do *software* PSIM[®], entre os intervalos 0,2 s até 0,5 s, para a velocidade de 80 rad/s e frequência de 15 Hz, entre o intervalo de 1,0 s até 1,3 s, para a velocidade de 250 rad/s e frequência de 43 Hz, e para as correntes do retificador, foi utilizados os mesmo intervalos de tempo e com a frequência da rede de 60 Hz.

Tabela 5.4 – Resultados THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor, Com os vetores nulos.

		80 rad/s				250 rad/s			
		Ret.		Inv.		Ret.		Inv.	
Estratégia	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD	
1	i_{g1}	36,58 %	i_{s1}	14,64 %	i_{g1}	18,12 %	i_{s1}	15,63 %	
	i_{g2}	38,21 %	i_{s2}	17,05 %	i_{g2}	18,75 %	i_{s2}	13,78 %	
	i_{g3}	38,34 %	i_{s3}	15,50%	i_{g3}	19,12 %	i_{s3}	12,77%	
2	i_{g1}	37,97 %	i_{s1}	15,71 %	i_{g1}	18,39 %	i_{s1}	12,53 %	
	i_{g2}	42,92 %	i_{s2}	17,42 %	i_{g2}	18,30 %	i_{s2}	11,55 %	
	i_{g3}	41,54 %	i_{s3}	15,10%	i_{g3}	18,58 %	i_{s3}	11,64%	
3	i_{g1}	37,97 %	i_{s1}	15,71 %	i_{g1}	18,39 %	i_{s1}	12,53 %	
	i_{g2}	42,92 %	i_{s2}	17,42 %	i_{g2}	18,30 %	i_{s2}	11,55 %	
	i_{g3}	41,54 %	i_{s3}	15,01%	i_{g3}	18,58 %	i_{s3}	11,64%	

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Para a Tabela 5.4, é possível observar um certo padrão entre as estratégias, tanto para o retificador quanto para o inversor entre as mesmas velocidades. No retificador, para 80 rad/s, apresenta THDs superiores a 35% para todas as estratégias, já para 250 rad/s, THDs inferiores a 20%, diminuindo seus valores entre uma velocidade e outra. Já para o inversor, a diferença também acontece, diminuindo entre uma velocidade e outra.

Conforme esperado, a THD da corrente do retificador apresenta um valor elevado, demonstrando uma baixa qualidade de suas correntes. Isso acontece devido o motor utilizado em simulação ser de pequeno porte, e exigir uma baixa corrente da rede trifásica,

mesmo para uma indutância de entrada de 30 mH . Além disso, não foi realizado um projeto para o filtro de entrada para uma baixa THD. O valor de T_s também impacta nesse resultado, e para melhorar essa THD, seria interessante diminuir seu valor.

Tabela 5.5 – Resultados THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor, Sem os vetores nulos.

80 rad/s					250 rad/s			
Ret.			Inv.		Ret.		Inv.	
Estratégia	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD
1	i_{g1}	163,48 %	i_{s1}	18,05 %	i_{g1}	71,57 %	i_{s1}	10,20 %
	i_{g2}	138,80 %	i_{s2}	15,21 %	i_{g2}	76,29 %	i_{s2}	10,30 %
	i_{g3}	141,36 %	i_{s3}	18,03%	i_{g3}	66,94 %	i_{s3}	9,98%
2	i_{g1}	119,91 %	i_{s1}	16,03 %	i_{g1}	60,75 %	i_{s1}	10,02 %
	i_{g2}	123,67 %	i_{s2}	15,30 %	i_{g2}	63,36 %	i_{s2}	10,41 %
	i_{g3}	124,10 %	i_{s3}	14,09%	i_{g3}	61,15 %	i_{s3}	9,81%
3	i_{g1}	119,80 %	i_{s1}	16,30 %	i_{g1}	60,75 %	i_{s1}	10,02 %
	i_{g2}	123,33 %	i_{s2}	15,30 %	i_{g2}	63,37 %	i_{s2}	10,41 %
	i_{g3}	124,10 %	i_{s3}	14,09%	i_{g3}	61,15 %	i_{s3}	9,81%

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Observando a Tabela 5.5, os resultados de THDs são piores para as correntes do retificador, conforme esperado, uma vez que os ruídos presentes nas correntes já se mostravam visivelmente mais elevados na seção anterior, quando comparado o caso com os vetores nulos. Para a velocidade de 80 rad/s , as taxas ultrapassam o valor de 100%, reforçando a sua deformidade, já com a velocidade de 250 rad/s , há uma diminuição considerável, porém ainda com valores superiores a 60%. Isso demonstra mais uma vez a dependência dos vetores aplicados e da amplitude da corrente fornecida pela rede, interferindo diretamente no valor da THD. Sem a utilização dos vetores nulos, não é possível a representação do nível de tensão zero da saída do conversor, piorando a forma de onda da tensão e consequentemente da corrente da máquina.

5.5 Tempo de processamento

Conforme mencionado em capítulos anteriores, o esforço computacional é uma das principais desvantagens do controle preditivo, e também uma das razões que o impediram de ser mais difundido na década de 80. Ainda nos dias atuais, busca-se diminuir esse esforço, principalmente diminuindo as possibilidades de escolha do controle, sem comprometer

os resultados desejados. Dessa forma, nesse trabalho foram apresentadas três estratégias distintas de controle da CMV, porém com o mesmo objetivo e princípio de funcionamento, e que possuem resultados finais bem semelhantes, sendo o diferencial, a rotina implementada e consequentemente o tempo de processamento, que cada uma leva para realizar todo o controle para um dado período de amostragem.

A fim de comparar esse esforço computacional entre as estratégias e entre os cenários, foi utilizada a função *tic-toc* do *software* Matlab®. Essa função retorna o tempo gasto para realizar todas as operações e funções que estejam no código que ela envolve. Dessa forma, foi possível obter os tempos médios que cada uma leva para percorrer toda a rotina. Para se obter seu valor médio, foram realizadas dez medições, onde foram obtidos valores bem próximos, e por fim foi calculada sua média, que estão presentes na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Tempos médios de processamento para cada estratégia.

	Com Nulo	Sem Nulo
Estratégia	Tempo Médio	Tempo Médio
1	15,29 ms	11,46 ms
2	17,02 ms	15,39 ms
3 (V_{et} Ativo)	13,86 ms	10,88 ms
3 (V_{et} Nulo)	6,23 ms	-

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Tabela é possível observar o tempo médio da Estratégia 1, com 15,29 ms e da Estratégia 2, com 17,02 ms, sendo notório também, uma proximidade entre esses dois tempos. Mesmo uma com uma rotina com 16 repetições e a segunda com 20 repetições, na Estratégia 1, a quantidade de cálculos para a CMV do retificador, CMV do inversor e a CMV geral, levou seu tempo ficar próximo ao caso da Estratégia 2.

Na Estratégia 3, foi verificado caso o vetor escolhido anteriormente fosse um vetor nulo ou um vetor ativo. Conforme a Figura 4.3, após a verificação para o retificador, se o vetor escolhido for nulo, ele identifica, aplica o mesmo vetor para o inversor, e a seleção é encerrada, e esse processo leva em média 6,23 ms, conforme a Tabela 5.6. Caso contrário, ele entra na segunda verificação de 3 repetições, que leva em média 13,86 ms para se completar e finalizar a seleção. Esse valor inferior é esperado devido a menor quantidade de repetições, um total de 11. Dessa forma, a quantidade de usos da função *if*, que é superior a das outras estratégias, não afetou de forma significativa o tempo da Estratégia 3, sendo o menor tempo entre as estratégias para quando o vetor ativo é selecionado na etapa anterior e ainda menor, quando o vetor nulo é selecionado, apresentando uma diminuição de 9,35%

com relação a Estratégia 1 e de 18,56% com relação a Estratégia 2, para a escolha de um vetor ativo.

Para o segundo cenário sem os vetores nulos, há uma diminuição em todos os tempos médios, uma vez que todas as estratégias diminuíram a quantidade de verificações, a Estratégia 1 de 16 para 12, a Estratégia 2 de 20 para 18, e a Estratégia 3 de 11 para 9. Ainda em comparação entre os cenários, houve a diminuição de tempo de 25,04%, 9,57% e de 21,50%, respectivamente para as Estratégias 1, 2 e 3.

5.6 Conclusões

Nesse capítulo foi apresentado os resultados obtidos através de simulações computacionais utilizando o *software* PSIM®. A simulação teve um tempo total de 1,5 s, com uma carga de 1 N.m. imposta desde o início. Para o retificador foi implementado o controle de barramento com tensão de referência de 600 V, capaz de gerar uma referência de corrente para o controle MPC. Já para o inversor, o controle de velocidade impõe um conjugado de referência para ser utilizado no controle de fluxo estatórico, obtendo o controle de velocidade e conjugado indiretamente. Nesse controle de velocidade, foi imposto uma velocidade inicial de 80 rad/s, indo de 0 s até 0,5 s, que ao ser atingida, foi modificada para 250 rad/s, indo de 0,5 s até 1,5 s, dessa forma, foi possível observar as grandezas controladas como as correntes do retificador e a tensão do barramento CC, e as do inversor, como fluxo estatórico e conjugado eletromagnético, tanto no transitório quanto em regime permanente, mas principalmente, foi observado o comportamento da CMV.

O controle dos conversores obtiveram um desempenho satisfatório, atingindo as referências que lhe foram impostas, além de controlar simultaneamente a CMV. Com relação a análise da CMV foi observado o seu comportamento e demonstrado através das Figuras 5.1 à 5.3 e de 5.13 à 5.15, a perfeita anulação da CMV para a configuração *back-to-back*, demonstrando a perfeita sincronização entre os conversores.

De maneira geral, para todas as situações, o objetivo principal proposto foi alcançado com êxito, a perfeita anulação da CMV_{geral} . Porém ao comparar cenários, por exemplo, é possível afirmar vantagens e desvantagens da retirada dos vetores nulos dentre as opções de escolha. Como vantagem, seria a diminuição da CMV individual e o tempo de processamento, tendo em vista a diminuição das opções de escolha. Como principal desvantagem, seria a qualidade das correntes da rede, mesmo tendo em vista que essa problemática não é exclusivamente causada pelas estratégias, mas de outros fatores como filtro de entrada e amplitude da corrente, uma vez que esse problema também está presente no cenários com os vetores nulos, porém em menores proporções.

Já ao comparar as estratégias, a Estratégia 3 apresenta os mesmos resultados de

controle que as demais, porém com tempo de processamento inferior, até 18,56% mais rápida quando comparada com a Estratégia 2 para o cenário com vetor nulo, e 28,65% mais rápida que a Estratégia 2 para o cenário sem o vetor nulo.

6 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados todos os resultados experimentais, obtidos a partir da bancada experimental presente no laboratório de Otimização de Sistemas de Energia (LOSE) do CEAR - UFPB. Para a realização do experimento, foi utilizada uma bancada modulada controlada a partir de um Processador Digital de Sinais. Dessa forma, será apresentado dados específicos do experimento, além de comparativos dos resultados obtidos, tanto dos controles do retificador e do inversor alimentando uma máquina de indução de 560 W, quanto do comportamento da CMV para as três estratégias de controle implementadas neste trabalho.

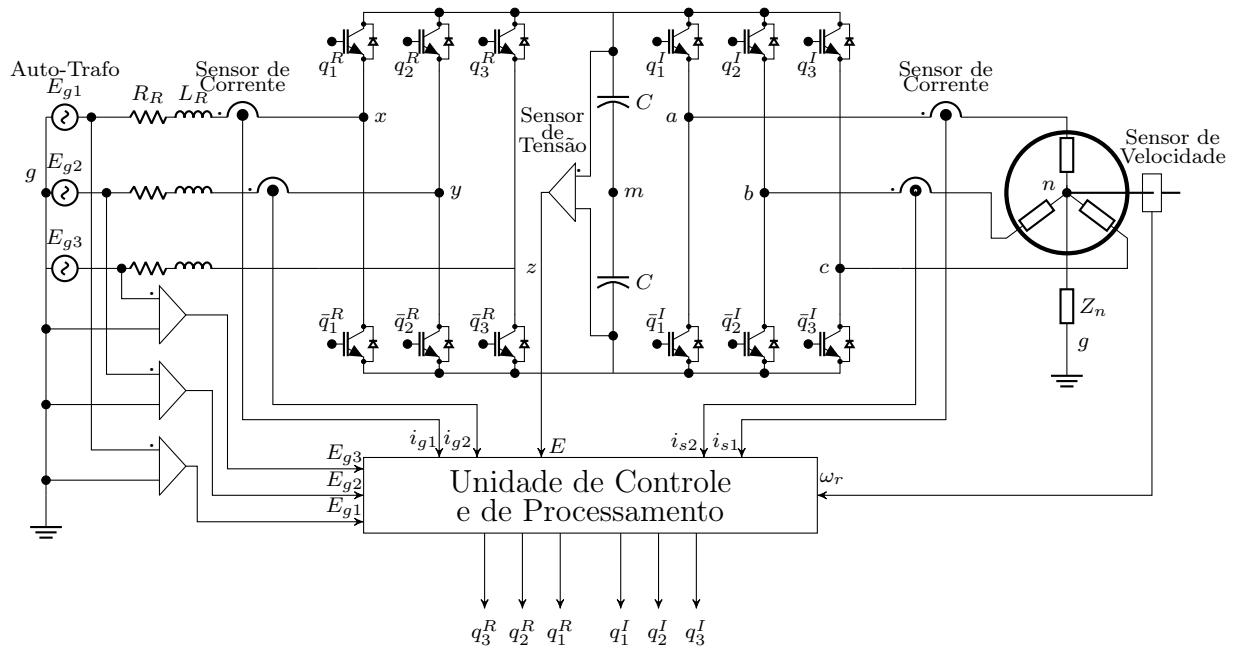
6.1 Caracterização do Experimento

A fim de se verificar o funcionamento das estratégias apresentadas, foi montado o experimento conforme esquema ilustrado na Figura 6.1. A unidade de processamento e controle é o Processador Digital de Sinais, do inglês, Digital Signal Processor - DSP, modelo *TMS320F28335* acoplado na placa *eZdspTM F28335*. A bancada também é equipada com seis sensores de corrente modelo *LA25-NP*, além de seis sensores de tensão modelo *LV25 - P* e um *encoder* incremental de velocidade da Hohner, resolução de 2000 pulsos por volta. O barramento CC é formado por dois capacitores com capacitância total de 1100 μF e possui acesso ao ponto central, m .

A bancada possui seis braços de potência, em que as chaves presentes são da fabricante Semikron modelo *SKM50GB123D*. O osciloscópio utilizado na aquisição dos resultados foi o *Agilent* modelo DSO-X 3014A 100 MHz.

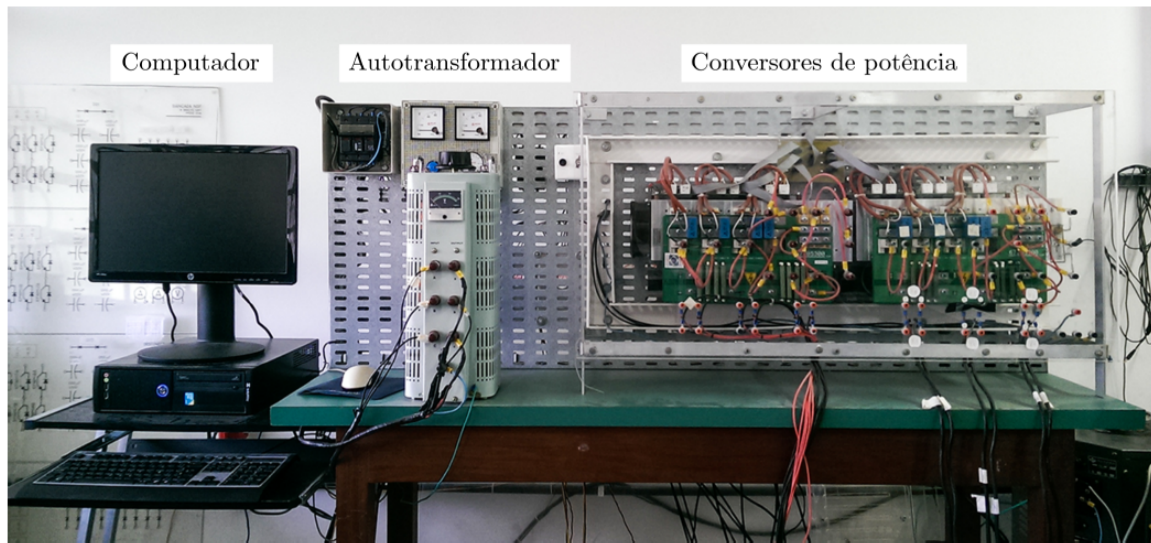
Ainda na Figura 6.1 tem-se que foram utilizados quatro sensores de corrente, dois para o lado do retificador, mensurando as correntes i_{g1} e i_{g2} , sendo a corrente i_{g3} mensurada a partir das duas outras, visto que o sistema é trifásico equilibrado, e outros dois sensores para o lado do inversor+máquina, para as correntes i_{s1} e i_{s2} , sendo a corrente i_{s3} também mensurada a partir das outras duas correntes. Na medição das tensões, foram utilizados três sensores para a medição da tensão de entrada do filtro, E_{g1} , E_{g2} e E_{g3} , e um 4^o sensor para a medição da tensão do barramento CC, E . Além disso, a fim de alimentar o modelo de predição para a máquina, foi utilizado o sensor de posição para obtenção da velocidade medida. Por fim, todas essas informações coletadas, são processadas na Unidade de Controle de Processamento (DSP), e a partir do controle implementado são gerados os pulsos de comando para as doze chaves da topologia. A bancada modulada utilizada no experimento pode ser observada na Figura 6.2.

Figura 6.1 – Modelo geral do sistema implementado experimentalmente.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 6.2 – Bancada modulada.

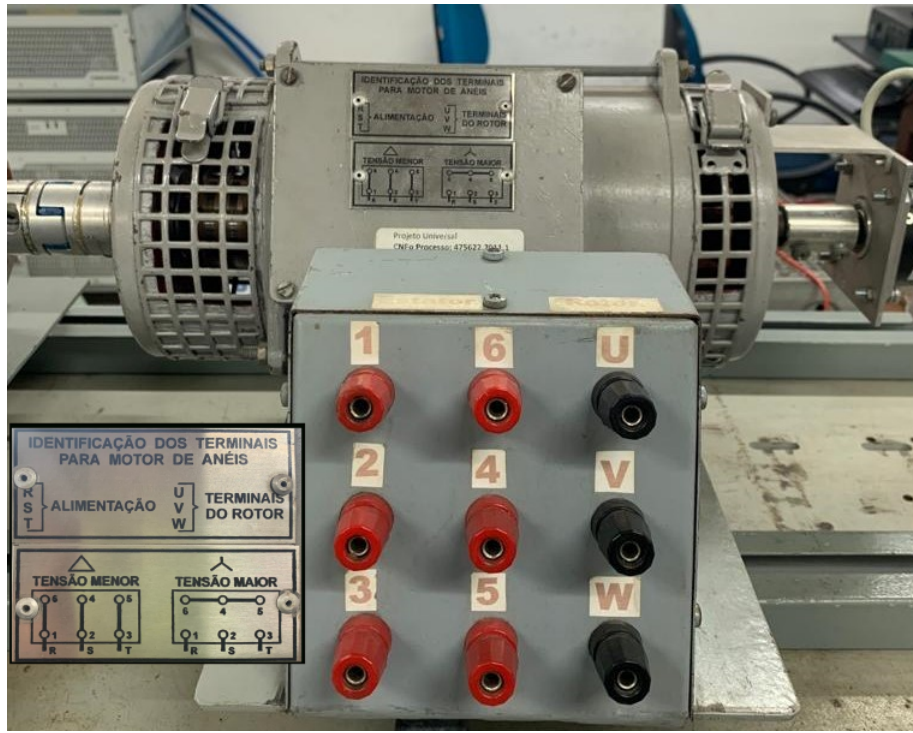


Fonte: (SOARES, 2018), 2022.

A máquina presente na bancada é do modelo DFIG (Doubly Fed Induction Generator), dessa forma é possível ter acesso tanto aos terminais do rotor quanto do estator. Como a carga alimentada pelo inversor é uma máquina gaiola de esquilo com a configuração estrela, ela foi configurada dessa forma. Na Figura 6.3 tem-se os terminais da máquina, assim, para alcançar a configuração desejada, os terminais do rotor foram curto-circuitados ($U - V - W$) e no estator, para a configuração estrela, foi conectado conforme o esquema na placa da máquina para a tensão maior ($4 - 5 - 6$) e ($1 - R, 2 - S$ e $3 - T$), também

presente na Figura 6.3. Os parâmetros da máquina são os mesmos utilizados em simulação, descritos na Tabela 5.2.

Figura 6.3 – Máquina DFIG presente na bancada experimental.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Serão apresentados os resultados experimentais para cada uma das estratégias em duas velocidades distintas e desprezando os vetores nulos na aplicação do FCS-MPC, minimizando assim a CMV individual do retificador e do inversor. Curvas como o fluxo estático, tensão de barramento CC, velocidade, correntes da máquina, correntes e tensão da rede, além das tensões de polo, CMV de cada conversor e CMV geral, que serão apresentadas para análise e comparação.

No lado da rede, o autotransformador foi ajustado para uma tensão de entrada de 20 V(RMS) , que alimenta o retificador através de uma impedância por fase com uma resistência R_R igual a $0,3\ \Omega$ e a indutância L_R de $13,2\text{ mH}$. Para simulação experimental, o fluxo de referência foi de $0,94\text{ Wbs}$, e a referência de velocidade para a partida da máquina foi de 40 rad/s , e após 20 s , já em regime permanente, a referência de velocidade foi modificada para 100 rad/s .

6.2 Análise da CMV

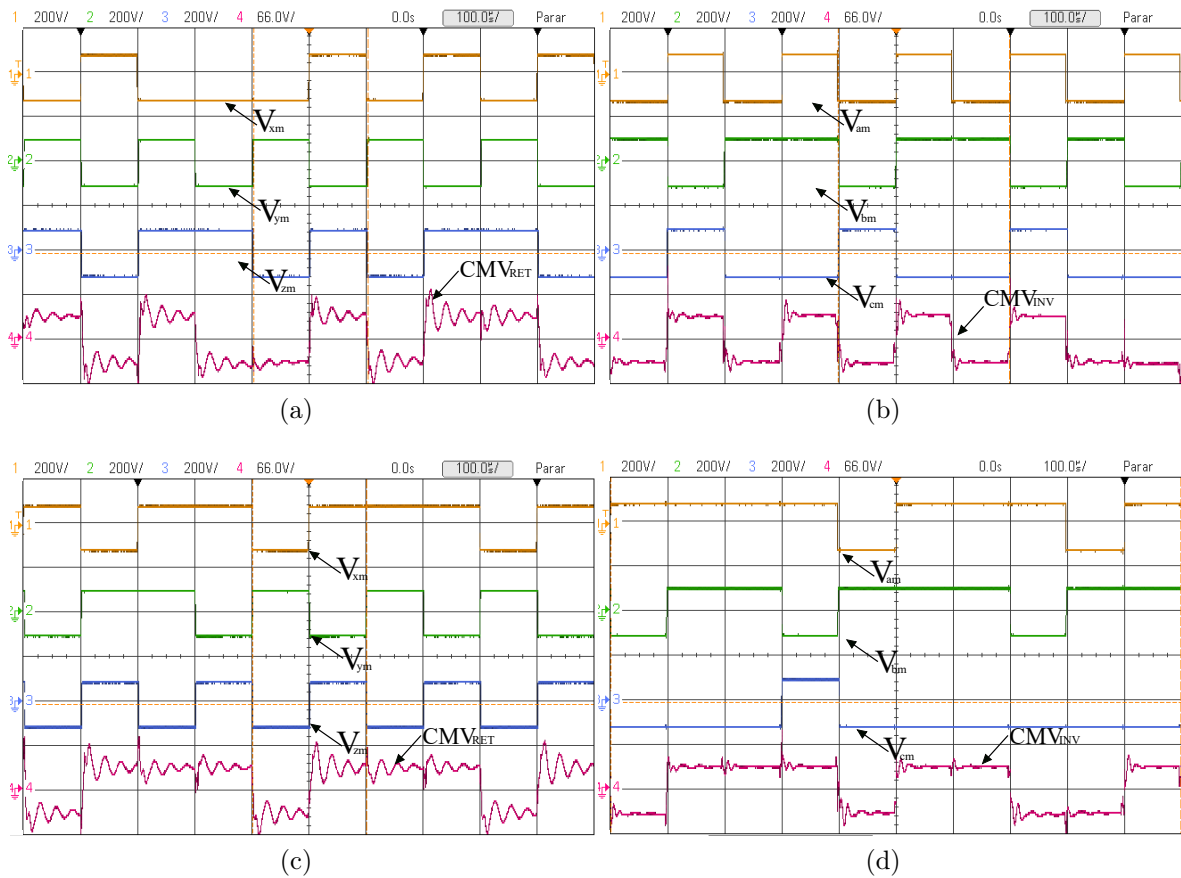
Esse tópico será exclusivamente para a análise das CMVs, as individuais, como a do retificador e a do inversor e a CMV geral. Será apresentado por estratégia e para cada velocidade, sendo analisado pontos como, amplitude e valores de tensão RMS da CMV.

6.2.1 Estratégia 1

Para a estratégia 1, na Figura 6.4 tem-se as tensões de polo do retificador, V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{RET} (66 V/div.) com escala de tempo de 100 μ /div, tendo o mesmo para o inversor, no caso as tensões de polo, V_{am} , V_{bm} , V_{cm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{INV} (66 V/div.) com a mesma escala de tempo, apresentando para ambas as velocidades, de 40rad/s e 100rad/s.

As Figuras 6.4(a) e 6.4(b) para retificador e inversor com velocidade de 40rad/s e as Figuras 6.4(c) e 6.4(d) para a velocidade de 100rad/s. Em todas as figuras é possível observar com clareza os estados de chaveamento de cada braço, e consequentemente, cada vetor que está sendo aplicado em cada período de amostragem, ou seja, a cada 100 μ s. Visto que os vetores nulos foram excluídos dentre as opções de escolha do controle preditivo para todas as estratégias, a CMV tem um valor médio em cada patamar $\pm \frac{E}{6}$, conforme esperado.

Figura 6.4 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s, Estratégia 1. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s. (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s. (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e CMV_{RET} , 100 rad/s. (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e CMV_{INV} , 100 rad/s.

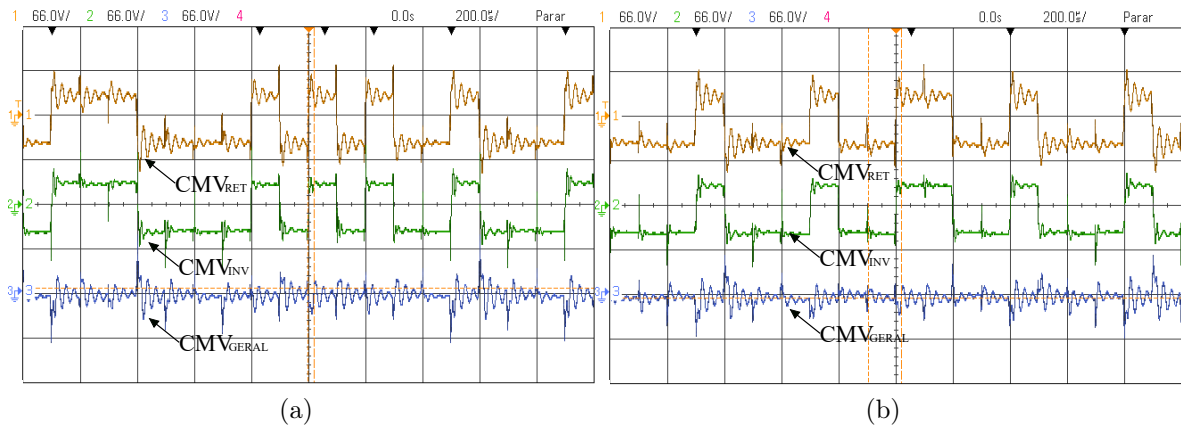


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Ainda na Figura 6.4, é possível observar na CMV de ambos os conversores, uma pequena oscilação em sua amplitude sempre que ocorre uma mudança de chaveamento em qualquer um dos braços, e no caso do retificador para as duas velocidades, essa oscilação é ainda mais evidente, atingindo valores de pico de $\pm 66,00 \text{ V}$, enquanto que no inversor, essa oscilação é menor, atingindo valores de pico de $\pm 52,80 \text{ V}$, como nas Figuras 6.4(a) e 6.4(c), e nas Figuras 6.4(b) e 6.4(d), respectivamente. É interessante observar que essas oscilações não aparecem no caso da simulação, para nenhuma das estratégias ou velocidades simuladas, conforme será apresentado no decorrer dos resultados. Supõe-se que o surgimento dessas oscilações indesejadas, tenham sido causadas por algum componente de bancada, ocasionando esse tipo de resposta ressonante.

Uma vez que a CMV_{GERAL} depende diretamente dos valores individuais das CMVs, as oscilações apresentadas anteriormente, são refletidas em seus valores, conforme observado na Figura 6.5, nela está presente a CMV do retificador, CMV_{RET} (66 V/div.) a CMV do inversor, CMV_{INV} (66 V/div.) e por fim, a CMV geral, CMV_{GERAL} (66 V/div.) com escala de tempo de $200 \mu\text{s}/\text{div}$. Visto que o valor não é totalmente nulo conforme simulado, a CMV assume um valor de $14,74 \text{ V(RMS)}$ e $14,39 \text{ V(RMS)}$, respectivamente para as velocidades de 40 rad/s e 100 rad/s .

Figura 6.5 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 1. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (b) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .

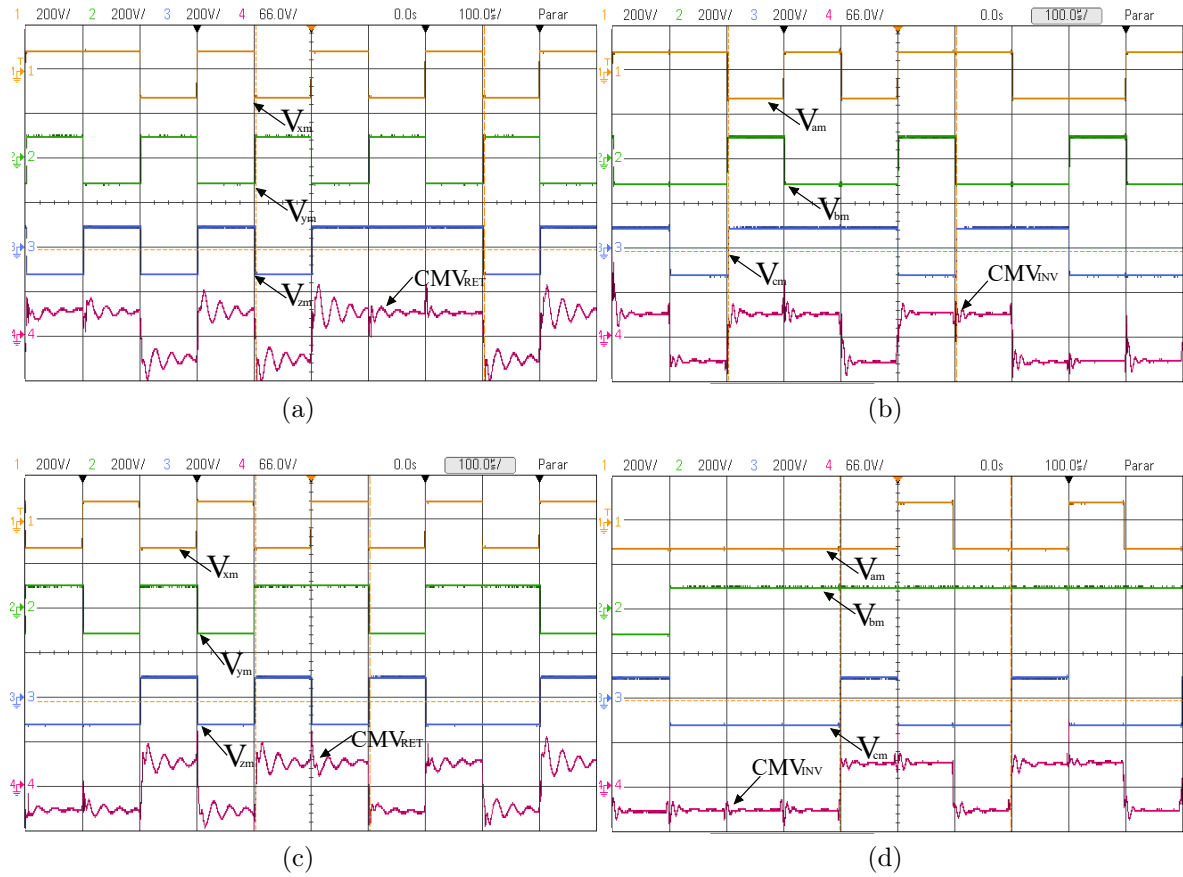


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

6.2.2 Estratégia 2

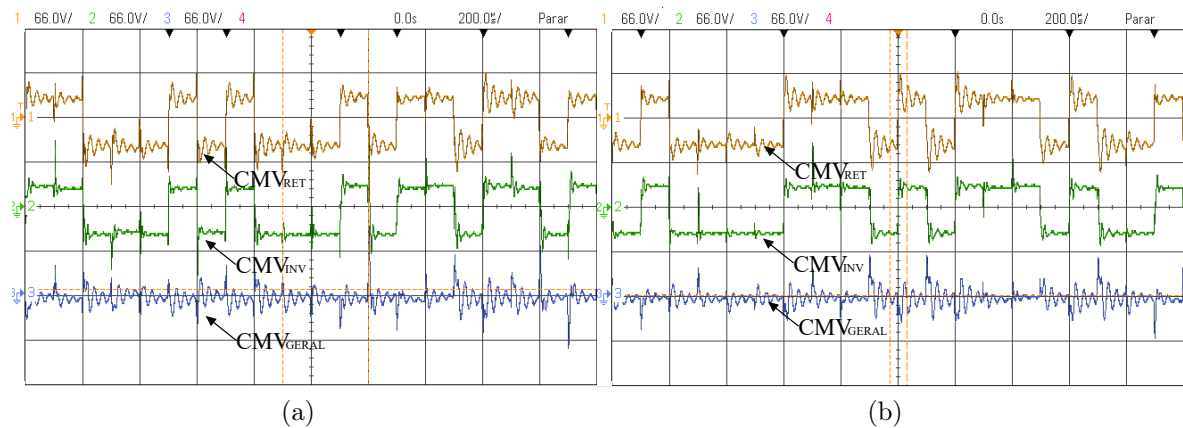
Para a estratégia 2, na Figura 6.6 tem-se as tensões de polo do retificador, V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{RET} (66 V/div.) com escala de tempo de $100 \mu\text{s}/\text{div}$, tendo o mesmo para o inversor, no caso as tensões de polo, V_{am} , V_{bm} , V_{cm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{INV} (66 V/div.), com a mesma escala de tempo, apresentando para ambas as velocidades, de 40 rad/s e 100 rad/s .

Figura 6.6 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s . (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s . (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 100 rad/s . (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 6.7 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (b) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .



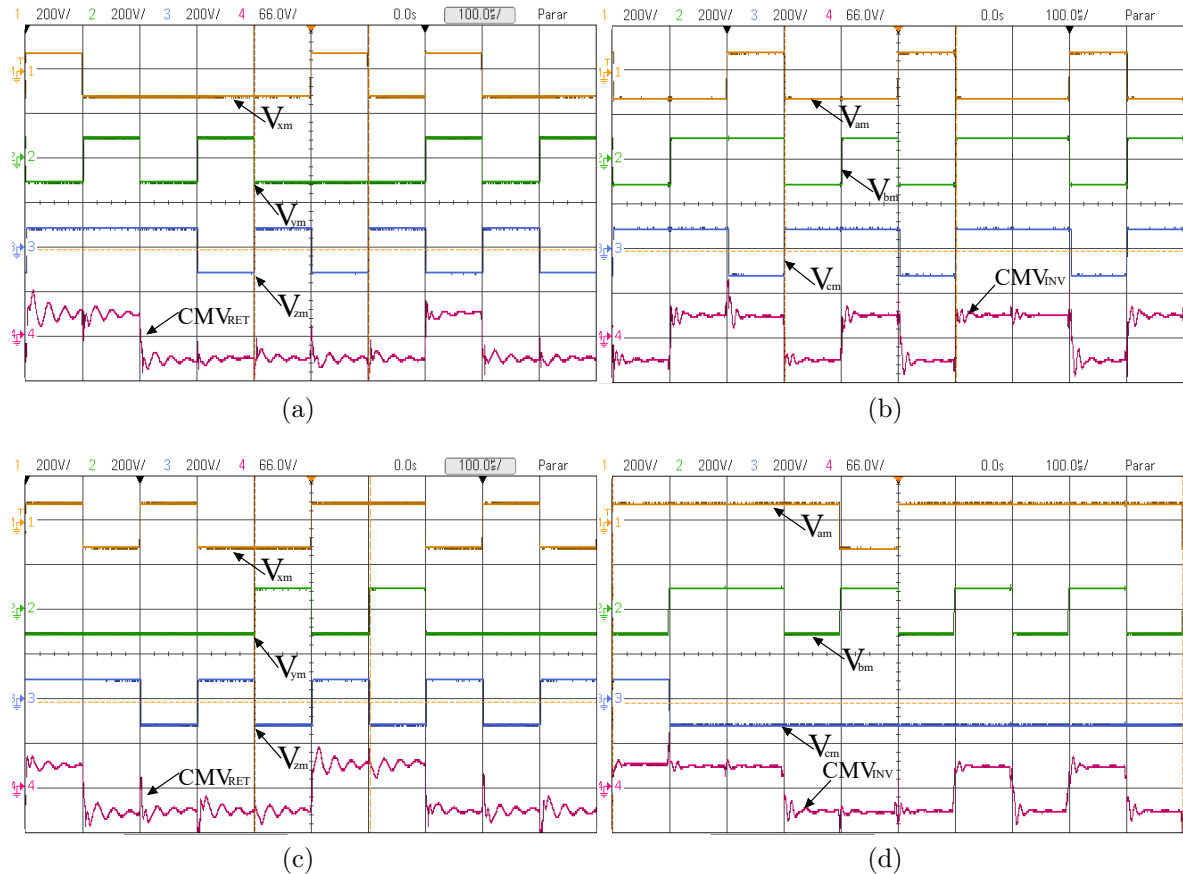
Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

As oscilações na CMV do retificador, atingem valores de $\pm 79,20\text{ V}$ em alguns casos, enquanto que no inversor, atingem valores de $\pm 52,80\text{ V}$, conforme visto também na estratégia 1. Já na Figura 6.7 tem-se a CMV do retificador, CMV_{RET} (66 V/div.), a CMV do inversor, CMV_{INV} (66 V/div.) e por fim a CMV geral, CMV_{GERAL} (66 V/div.) com escala de tempo de $200\text{ }\mu\text{s/div}$, para ambas as velocidades. Visto que o valor não é totalmente nulo conforme simulado, a CMV um valor de $14,43\text{ V(RMS)}$ e $13,68\text{ V(RMS)}$, respectivamente para as velocidades de 40 rad/s e 100 rad/s .

6.2.3 Estratégia 3

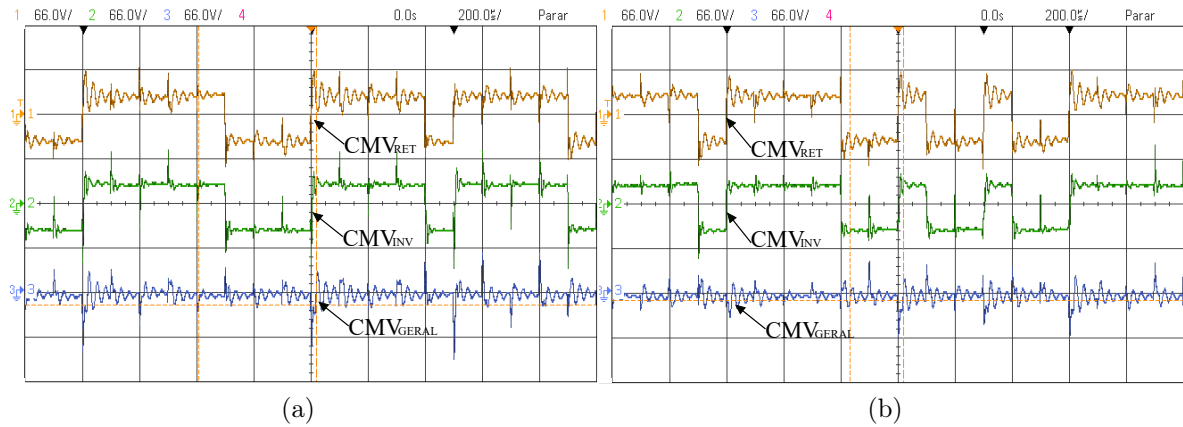
Para a estratégia 3, na Figura 6.8 tem-se as tensões de polo do retificador, V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{RET} (66 V/div.) com escala de tempo de $100\text{ }\mu\text{s/div}$, tendo o mesmo para o inversor, no caso as tensões de polo, V_{am} , V_{bm} , V_{cm} (200 V/div.) e a sua tensão de modo comum, CMV_{INV} (66 V/div.), com a mesma escala de tempo, apresentando para ambas as velocidades, de 40 rad/s e 100 rad/s .

Figura 6.8 – Tensões de polo e CMV do retificador e inversor, respectivamente, para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 3. (a) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 40 rad/s . (b) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 40 rad/s . (c) Tensões V_{xm} , V_{ym} , V_{zm} e $CMV_{RET}(v_{gm})$, 100 rad/s . (d) Tensões V_{am} , V_{bm} , V_{cm} e $CMV_{INV}(v_{sm})$, 100 rad/s .



As oscilações do retificador, atingem valores de $\pm 66,00 \text{ V}$, enquanto que no inversor, atingem valores de $+92,00 \text{ V}$ e $-66,00 \text{ V}$, em alguns casos. Na Figura 6.9 tem-se a CMV do retificador, CMV_{RET} (66 V/div.), a CMV do inversor, CMV_{INV} (66 V/div.) e por fim a CMV geral, CMV_{GERAL} (66 V/div.) com escala de tempo de $200 \mu\text{s}/\text{div.}$ A CMV geral apresentam valores RMS de $13,68 \text{ V(RMS)}$ e $12,68 \text{ V(RMS)}$, respectivamente para as velocidades de 40 rad/s e 100 rad/s .

Figura 6.9 – CMV do retificador, do inversor e a geral, $CMV_{RET}(v_{gm})$, $CMV_{INV}(v_{sm})$ e CMV_{GERAL} , para 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 3. (a) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 40 rad/s . (b) CMV_{RET} , CMV_{INV} e CMV_{GERAL} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

6.2.4 Análise

Para efeito comparativo, as tensões em RMS das CMVs gerais para todas as estratégias e velocidades estão sumarizadas na Tabela 6.1. É interessante observar uma melhora considerável quando comparada a mesma estratégia para velocidades distintas, tendo sempre uma melhora para a maior velocidade. É possível observar uma diminuição de 2,37%, 5,19% e 7,3%, respectivamente, sendo a estratégia 3, a que apresentou a diferença mais significativa.

Tabela 6.1 – Tensão RMS ($V(RMS)$) da CMV geral, CMV_{GERAL} , para todas as estratégias e velocidades.

CMV_{GERAL} (RMS)		
Estratégia	40 rad/s	100 rad/s
1	14,74	14,39
2	14,43	13,68
3	13,68	12,68

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Quando a comparação é realizada entre as estratégias para a mesma velocidade, a estratégia 3 apresentou o menor valor de CMV_{GERAL} para ambas as velocidades. Considerando a velocidade de 100 rad/s a redução do valor RMS da CMV é em torno de 11,90%.

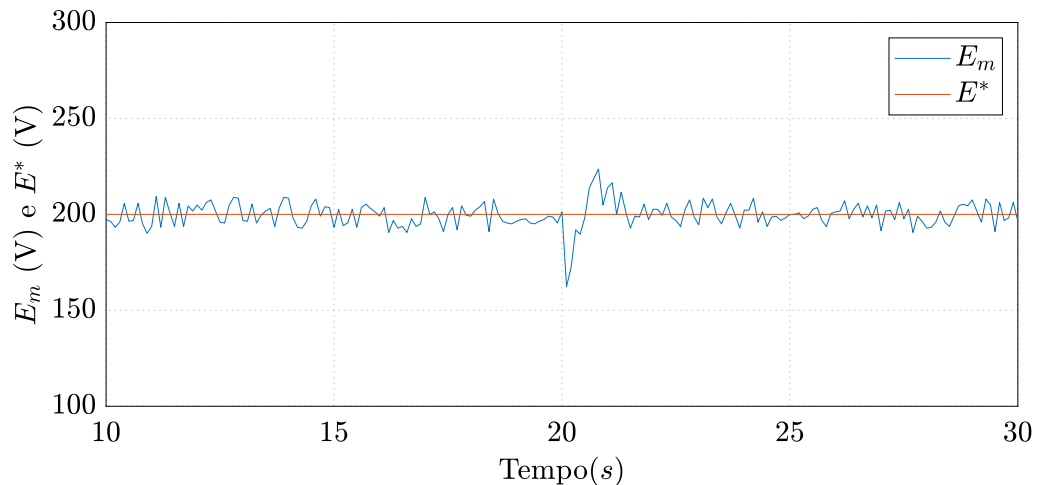
6.3 Resultados do Controle

Nessa seção serão apresentados os resultados do controle para todas as estratégias, tanto no transitório, quanto no regime permanente. Inicialmente com os resultados do controle de barramento CC do retificador, juntamente com o controle de fluxo e velocidade da máquina. Em seguida, será apresentado os resultados das correntes da máquina, i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , para as velocidades de 40 rad/s e 100 rad/s , e as correntes e tensões da rede trifásica de alimentação, i_{g1} , i_{g2} , E_{g1} e E_{g2} .

6.3.1 Estratégia 1

Na Figura 6.10 tem-se a tensão de barramento CC medida experimentalmente, E_m , e sua referência E^* . É possível observar o devido controle dessa variável, atingindo o valor máximo de $209,34 \text{ V}$ (4,67%) e mínima de $190,13 \text{ V}$ (4,95%) em regime permanente, e de máxima de $223,64 \text{ V}$ (11,82%) e mínima de $162,43 \text{ V}$ (18,78%) no transitório da mudança de velocidade em 20 s . Com relação ao valor médio em regime permanente, atingiu $202,54 \text{ V}$ (1,27%), com uma variação inferior a 2,00%.

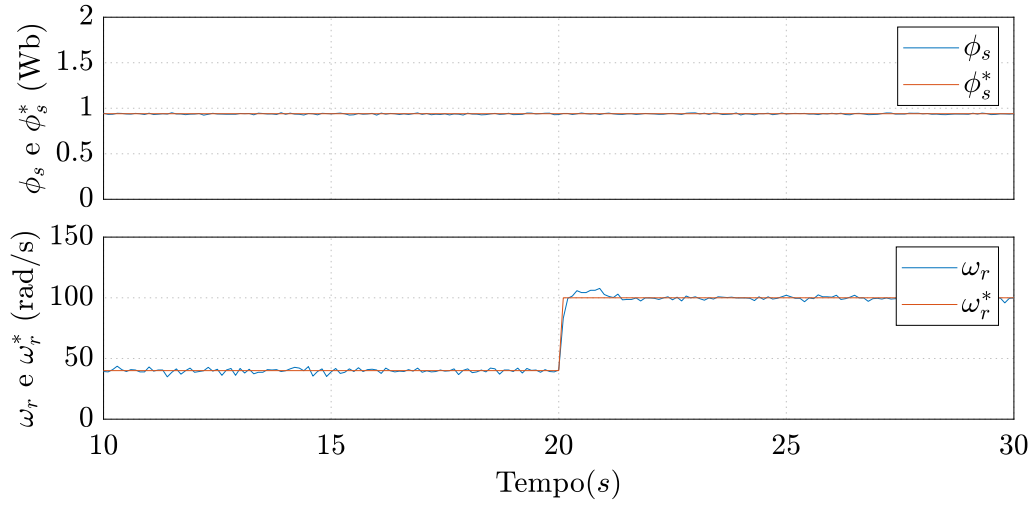
Figura 6.10 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 1.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Já na Figura 6.11 está presente o fluxo estático ϕ_s e a velocidade da máquina ω_r , com suas respectivas referências. O fluxo foi perfeitamente controlado, com valores máximo de $0,95 \text{ Wb}$ (1,06%), e mínimo de $0,92 \text{ Wb}$ (1,70%), apresentando variações inferiores a

Figura 6.11 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 1.

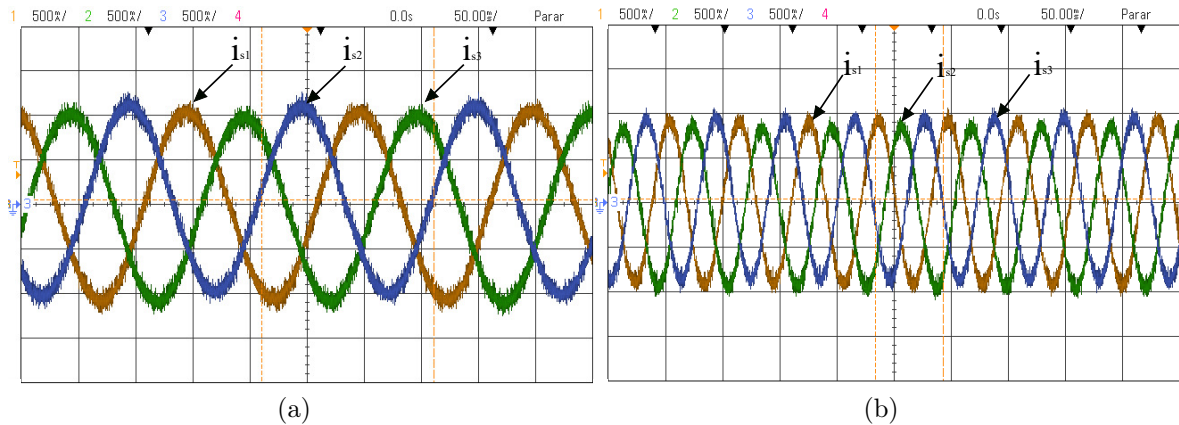


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

2,00%, mesmo com a mudança de referência da velocidade, e com o valor médio em regime permanente igual a 0,94 Wb, se mantendo perfeitamente controlado.

A velocidade apresenta bons resultados em regime permanente, para 40 rad/s, apresentando valores mínimos e máximos de 34,87 rad/s (12,83%) e 43,66 rad/s (9,18%), com valor médio igual a 41,14 rad/s (2,85%), e para 100 rad/s, máximo e mínimo de 95,81 rad/s (4,19%) e 102,41 rad/s (2,41%), com valor médio em regime permanente igual a 99,75 rad/s (0,25%), com variações com relação a média, inferiores a 3,00%. Mesmo com a nova referência de velocidade, apresenta um *overshoot* de apenas 107,75 rad/s, o que representa uma variação de 7,75 %.

Figura 6.12 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s, Estratégia 1. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s. (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s.

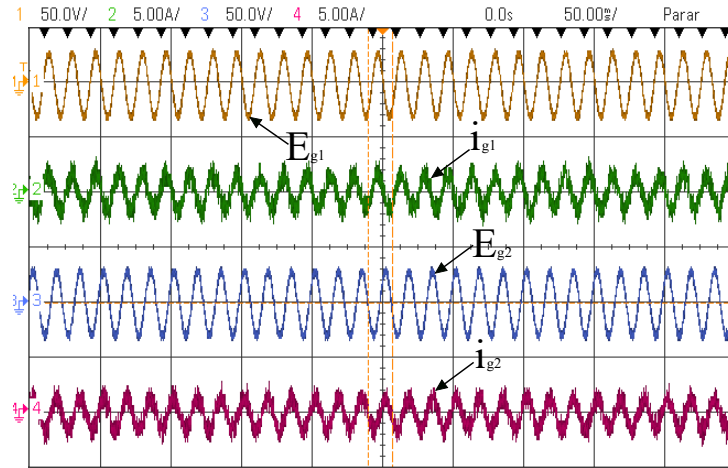


Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 6.12 tem-se as três correntes do inversor (500 mA/div.) para 40 rad/s e 100 rad/s, com escala de tempo de 50 ms/div. Para a Figura 6.12(a), com a velocidade de 40 rad/s, o valor da corrente em *RMS* é de aproximadamente 750 mA, com uma frequência de 6,6 Hz. Já para Figura 6.12(b), com a velocidade de 100 rad/s, o valor da corrente em *RMS* é de aproximadamente 650 mA, com uma frequência de 16,8 Hz.

Na Figura 6.13 tem-se as duas correntes (2 A/div.) e as duas tensões (20 V/div.) de entrada do filtro das fases 1 e 2, i_{g1} , i_{g2} , E_{g1} e E_{g2} , respectivamente, com escala de tempo de 20 ms/div. É possível observar as correntes em fase com as suas respectivas tensões, com valores que atingem aproximadamente 1,80 A e 30 V de pico, e 1,32 A e 20,40 V (*RMS*), respectivamente.

Figura 6.13 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 1.



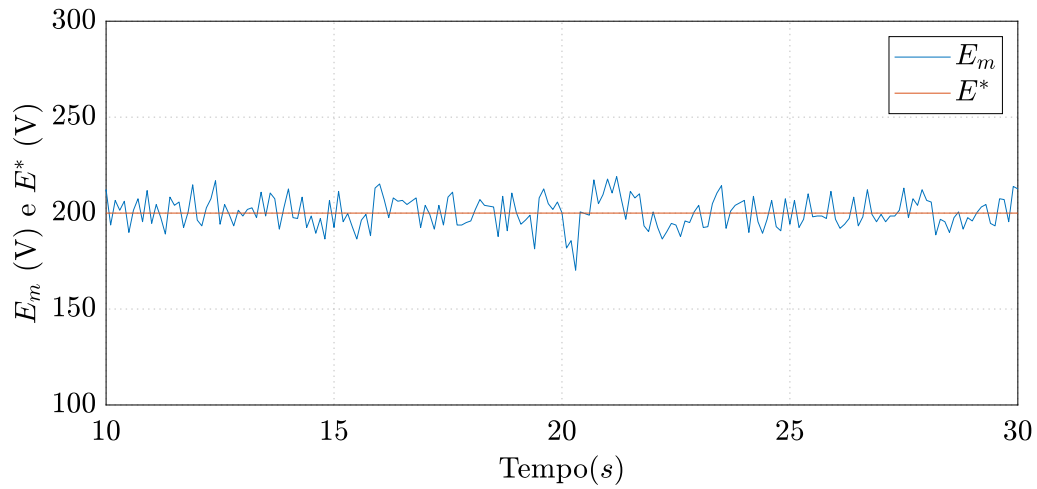
Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

6.3.2 Estratégia 2

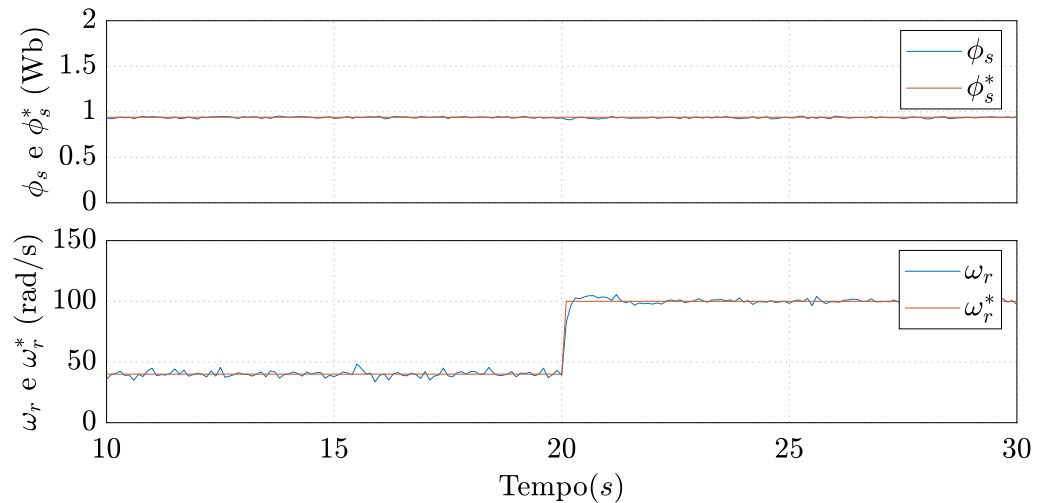
Para a estratégia 2, na Figura 6.14 tem-se a tensão de barramento CC medida experimentalmente, E_m , e sua referência E^* . É possível observar o devido controle dessa variável, atingindo o valor máximo de 216,89 V (8,44%) e mínima de 181,36 V (9,32%) em regime permanente e de máxima de 219,03 V (9,51%) e mínima de 170,22 V (14,89%) no transitório da mudança de velocidade em 20 s. Seu valor médio em regime permanente, é de 202,31 V (1,16%), variando menos que 2,00%.

Já na Figura 6.15 está presente o fluxo estático ϕ_s e a velocidade da máquina ω_r , com suas respectivas referências. O fluxo foi perfeitamente controlado, com valores máximo de 0,95 Wb (1,06%), mínimo de 0,91 Wb (3,19%), e médio igual a 0,94 Wb, mesmo com a mudança do referencial da velocidade.

A velocidade apresenta bons resultados em regime permanente, para 40 rad/s, apresentando valores mínimos e máximos de 33,61 rad/s (15,96%) e 48,38 rad/s (20,95%),

Figura 6.14 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 2.

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

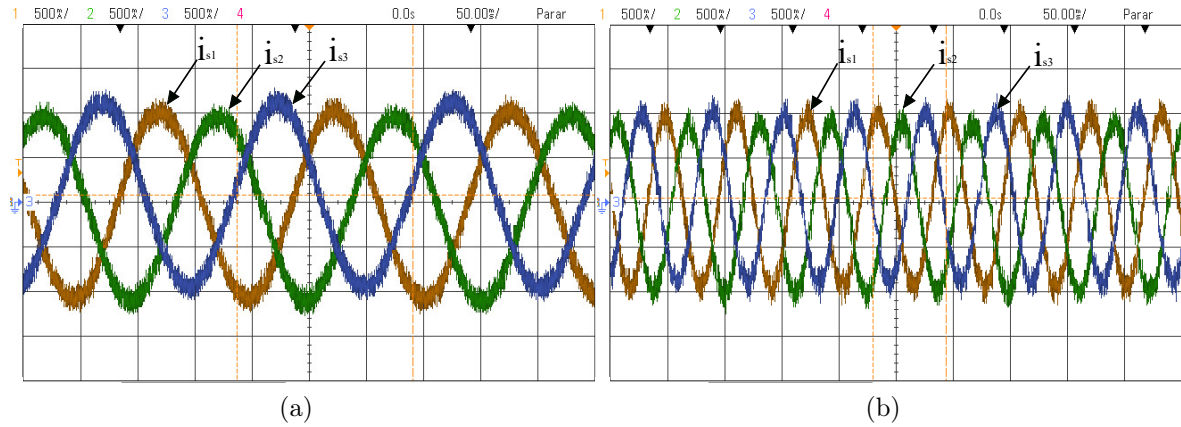
Figura 6.15 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 2.

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

com valor médio de $40,72 \text{ rad/s}$ (1,82%) e para 100 rad/s , de $96,44 \text{ rad/s}$ (3,55%) e $103,98 \text{ rad/s}$ (3,98%), com valor médio de 100 rad/s . Mesmo com a nova referência de velocidade, apresenta um *overshoot* de apenas $105,00 \text{ rad/s}$, o que representa uma variação de 5,00%.

Na Figura 6.16 tem-se as três correntes do inversor (500 mA/div.) para a estratégia 2 com as velocidades de 40 rad/s e 100 rad/s , com escala de tempo de 50 ms/div. Para a Figura 6.16(a), com a velocidade de 40 rad/s , com valor RMS idêntico ao da estratégia 1, no valor da corrente em RMS de aproximadamente 750 mA , com uma frequência de $6,6 \text{ Hz}$, caracterizando o mesmo para a estratégia 1, para a velocidade de 100 rad/s . É possível observar um pequeno *offset* em algumas fases, como consequência das pontas de prova utilizadas.

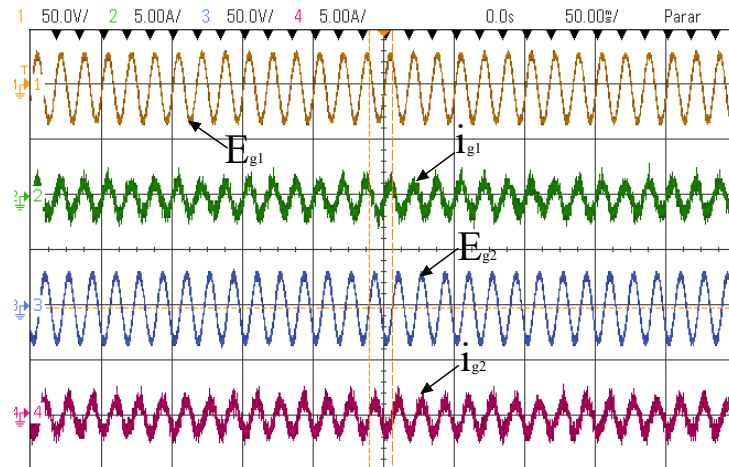
Figura 6.16 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s . (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 6.17 tem-se as duas correntes (2 A/div.) e as duas tensões (20 V/div.) de entrada do filtro das fases 1 e 2, i_{g1} , i_{g2} , E_{g1} e E_{g2} , respectivamente, com escala de tempo de 20 ms/div . É possível observar as correntes em fase com as suas respectivas tensões, com valores que atingem aproximadamente 1,20 A e 28 V de pico, e 1,24 A e 21 V(RMS), respectivamente.

Figura 6.17 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 2.



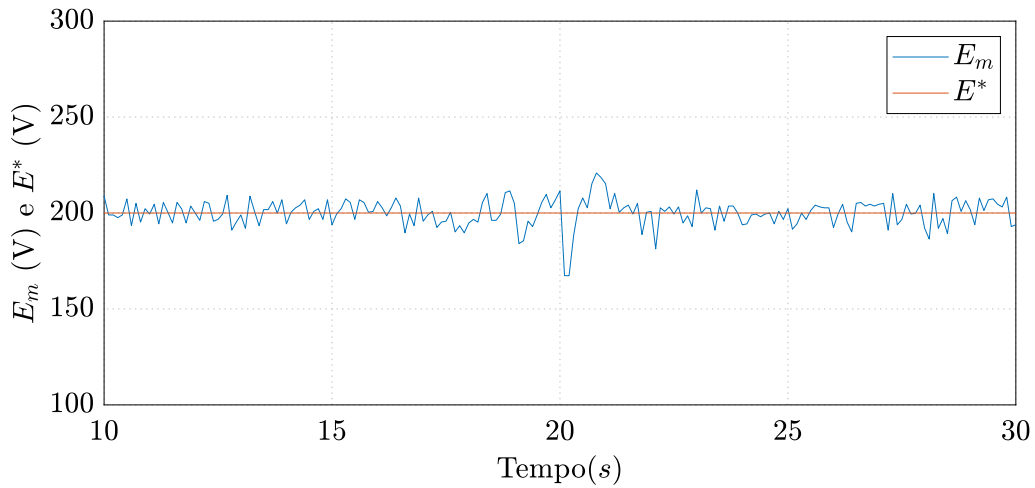
Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

6.3.3 Estratégia 3

Para a estratégia 3, na Figura 6.18 tem-se a tensão de barramento CC medida experimentalmente, E_m , e sua referência E^* . É possível observar o devido controle dessa variável, atingindo o valor máximo de 211,55 V (5,78%) e mínima de 184,09 V (7,95%) em regime permanente e máxima de 220,86 V (10,43%) e mínima de 167,33 V (16,33%)

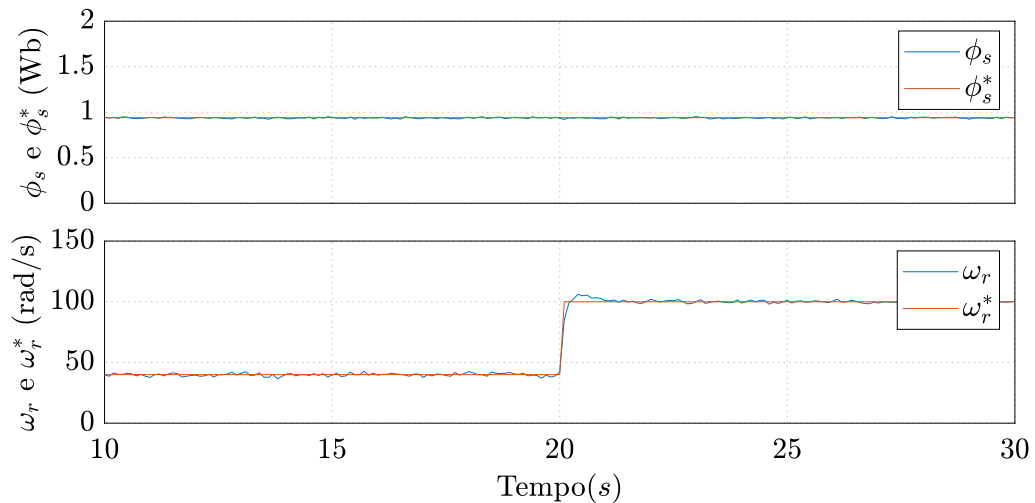
no transitório da mudança da velocidade de referência em 20 s, e em regime permanente, atinge o valor médio de 201,85 V (0,92%), com variação em relação a média, inferior à 1,00%. A partir da variação dos valores em regime permanente, é possível observar que a estratégia 3 apresenta a menor variação em regime permanente em relação à estratégia de menor variação.

Figura 6.18 – Tensão do barramento CC E e sua referência E^* , Estratégia 3.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Figura 6.19 – Velocidade ω_r e fluxo estatórico ϕ_s com suas respectivas referências, ω_r^* e ϕ_s^* , Estratégia 3.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

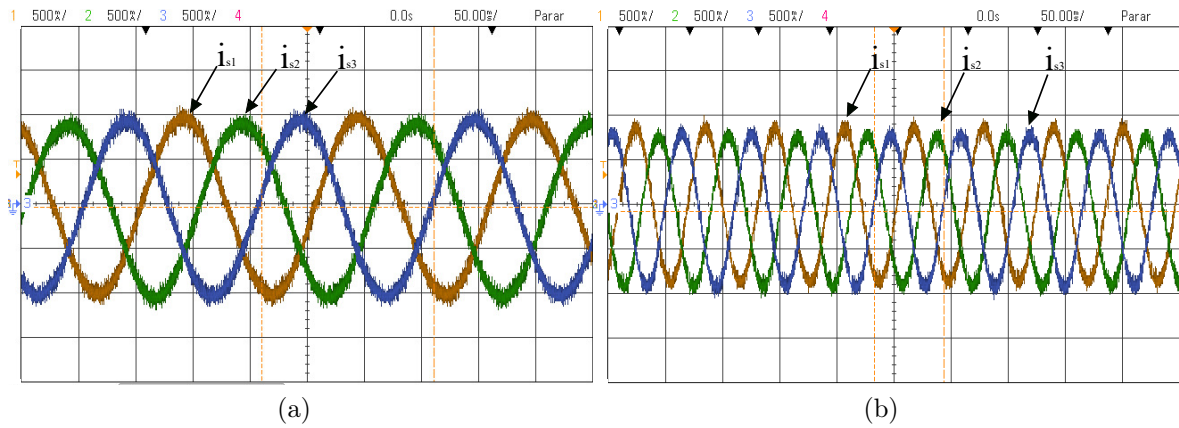
Já na Figura 6.19 está presente o fluxo estatórico ϕ_s e a velocidade da máquina ω_r , com suas respectivas referências. O fluxo foi perfeitamente controlado, com valores máximo de 0,95 Wb (1,06%) e mínimo de 0,92 Wb (1,70%), com valor médio de 0,94 Wb, e mesmo com a variação de velocidade, se manteve perfeitamente controlado.

A velocidade apresenta bons resultados em regime permanente, para 40 rad/s, apresentando valores mínimos e máximos de 35,44 rad/s (8,90%) e 42,72 rad/s (6,80%)

e velocidade média de $40,14 \text{ rad/s}$ (0,35%), para 100 rad/s , de $98,01 \text{ rad/s}$ (1,99%) e $102,41 \text{ rad/s}$ (2,41%) e velocidade média de $100,04 \text{ rad/s}$ (0,04%). Mesmo com a nova referência de velocidade, apresenta um *overshoot* de apenas $106,18 \text{ rad/s}$, o que representa uma variação de 6,18%.

Na Figura 6.20 está presente as correntes trifásicas da máquina (500 mA/div.), i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , com escala de tempo de 50 ms/div. As correntes atingem aproximadamente 900 mA de pico e 650 mA em RMS, com uma frequência de $16,83 \text{ Hz}$, compatível com a velocidade de 100 rad/s . É possível observar um pequeno *offset* em algumas fases, como consequência das pontas de prova utilizadas.

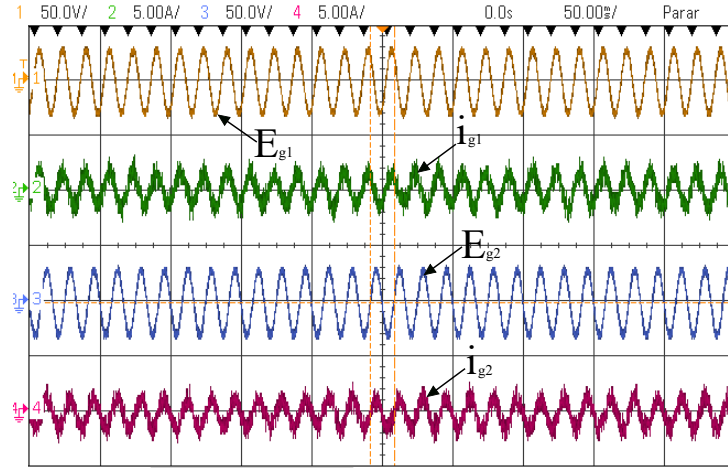
Figura 6.20 – Correntes trifásicas da máquina, 40 rad/s e 100 rad/s , Estratégia 2. (a) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 40 rad/s . (b) Correntes trifásicas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , 100 rad/s .



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Na Figura 6.21 tem-se as duas correntes (2 A/div.) e as duas tensões (20 V/div.) de entrada do filtro das fases 1 e 2, i_{g1} , i_{g2} , E_{g1} e E_{g2} , respectivamente, com escala de tempo de 20 ms/div. É possível observar as correntes em fase com as suas respectivas tensões, com valores que atingem aproximadamente $1,20 \text{ A}$ e 28 V de pico, e $1,24 \text{ A}$ e 21 V(RMS) , respectivamente.

Figura 6.21 – Tensões de entrada do filtro E_{g1} e E_{g2} , com suas respectivas correntes de entrada i_{g1} e i_{g2} , Estratégia 3.



Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

6.3.4 Análise das Correntes

A partir dos valores coletados pelo osciloscópio, é possível calcular a THD de diversas correntes, dessa forma, as principais correntes, i_{g1} , i_{g2} , i_{g3} , i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , sendo avaliadas com relação ao conversor e por velocidade, sendo sumarizadas na Tabela 6.2. Conforme apresentado em simulação, com a exclusão dos vetores nulos, é notório a piora das THD de cada componente e estratégia.

É notório que a THD das correntes do inversor praticamente mantiveram seus valores para velocidades distintas, apenas com um leve aumento para a Estratégia 2. Já ao observar a corrente da rede, os valor de THD também destacam algo já esperado, uma vez que em simulação esses altos valores já eram vistos. Esses valores seriam ainda maiores, caso a tensão de entrada do retificador fosse maior que a utilizada.

É possível observar ainda nos valores de THD, que a Estratégia 2, apresentou valores superiores as demais estratégias para a corrente da máquina i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , em ambas as velocidades. Em todos os cenários, as correntes da rede i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} apresentaram valores 35,89% e 49,05%.

6.3.5 Conclusões

A partir dos resultados experimentais obtidos para cada uma das estratégias sem a utilização de vetores nulos, é possível realizar algumas afirmações. Com relação a mitigação da *CMV*, a partir da Tabela 6.1 pode-se concluir que a estratégia 3 apresenta o menor valor da tensão em *RMS*, sendo 7,19% menor que a estratégia 1 e 5,19% menor que a estratégia 2 para a velocidade de 40 *rad/s*, e de 11,88% menor que a estratégia 1 e 7,31% menor que a estratégia 2 para a velocidade de 100 *rad/s*.

Tabela 6.2 – THD das correntes trifásicas do Retificador e Inversor do resultado experimental.

		40 rad/s				100 rad/s			
		Ret.		Inv.		Ret.		Inv.	
Estratégia	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD	Var.	THD	
1	i_{g1}	47,00%	i_{s1}	7,53%	i_{g1}	43,48%	i_{s1}	7,87%	
	i_{g2}	49,05%	i_{s2}	7,61%	i_{g2}	43,52%	i_{s2}	8,38%	
	i_{g3}	46,45%	i_{s3}	7,64%	i_{g3}	46,15%	i_{s3}	7,86%	
2	i_{g1}	42,66%	i_{s1}	9,93%	i_{g1}	40,37%	i_{s1}	12,07%	
	i_{g2}	39,94%	i_{s2}	10,03%	i_{g2}	35,89%	i_{s2}	12,04%	
	i_{g3}	45,98%	i_{s3}	10,07%	i_{g3}	38,85%	i_{s3}	12,22%	
3	i_{g1}	47,37%	i_{s1}	7,27%	i_{g1}	44,06%	i_{s1}	7,59%	
	i_{g2}	48,78%	i_{s2}	7,45%	i_{g2}	43,08%	i_{s2}	7,82%	
	i_{g3}	48,96%	i_{s3}	7,28%	i_{g3}	44,43%	i_{s3}	7,75%	

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Com relação a qualidade do controle, tanto da tensão do barramento CC, quanto do fluxo e velocidade da máquina, todas as estratégias apresentaram bons resultados, principalmente ao ser observado o valor médio em regime permanente, no qual todas as variáveis mantiveram suas variações inferiores à 2,00% para todos os cenários apresentados, conforme sintetizado na tabela 6.3. Um destaque interessante é para o fluxo estático, que teve uma variação nula com relação a média e inferior a 4,00% com relação as variações máximas e mínimas.

Tabela 6.3 – Síntese dos valores médios e as variações para os resultados experimentais de controle.

Estratégia	E	Var.	$\omega_r = 40rad/s$	Var.	$\omega_r = 100rad/s$	Var.
1	202,54	1,27%	41,14	2,85%	99,75	0,25 %
2	202,32	1,16%	40,73	1,82%	100,00	0,00 %
3	201,84	0,92%	40,14	0,35%	100,04	0,04 %

Fonte: Elaborado pela autora, 2022.

Ao verificar as THDs das correntes experimentais, eram esperados valores elevados conforme a Tabela 6.2, mesmo com a diminuição da tensão de entrada do retificador, por limitações experimentais, não foi possível atingir o valor de indutância utilizado em simulação.

7 Considerações finais

Neste documento foi apresentado um comparativo entre três estratégias distintas que promovem a mitigação da tensão de modo comum para o conversor *back-to-back* a partir uso do FCS-MPC para realizar o controle simultâneo das correntes do retificador e do fluxo e conjugado da máquina indiretamente.

Foi tratado nesse trabalho, o desenvolvimento dos modelos de cada estágio da topologia CA-CC-CA, como o retificador, barramento CC, inversor, e por fim, a máquina de indução. Além disso, foi demonstrado como foram realizadas as predições das variáveis a serem controladas a partir do método de discretização de Euler, além de apresentar o controle completo para os dois conversores. Juntamente com os modelos apresentados, estruturas auxiliares como a PLL e o estimador de fluxo estatórico utilizando o observador de ordem completa, também foram mencionados.

A primeira estratégia propõe que a mitigação da CMV seja realizada diretamente na função de qualidade do sistema, sem a pré-seleção dos vetores a serem verificados. Dessa forma, inicialmente é realizada a seleção do retificador, e a partir da CMV gerada por essa escolha, é selecionado o vetor do inversor, que seja suficiente para o controle do fluxo e do conjugado, simultaneamente que controla a CMV.

Já as estratégias 2 e 3, propõem realizar uma pré-seleção das melhores combinações possíveis para diminuir a CMV. A segunda estratégia utiliza uma única verificação com todas as 20 melhores possibilidades de chaveamento e apenas uma função de qualidade para ser minimizada, que leva em consideração o controle do retificador e do inversor.

A terceira e última estratégia, também propõe uma pré-seleção dos vetores, porém com a utilização de duas funções de qualidade distintas. Após a seleção do retificador, é realizado a escolha dos três vetores que promovem a CMV nula para serem verificados para o inversor.

As três estratégias foram implementadas em dois cenários distintos, primeiro utilizando os vetores nulos dentre as opções de seleção, e em seguida, sem a utilização desses vetores, promovendo a mitigação individual da CMV. Assim sendo, as três estruturas foram analisadas com relação ao funcionamento do controle das variáveis, como corrente, tensão, fluxo estatórico e velocidade, além de verificadas as THD das correntes, e o comportamento da CMV de cada conversor individualmente e da CMV geral, apresentando resultados bastante similares.

Ao analisar os resultados do controle de barramento, corrente, fluxo e velocidade, para todos os cenários e estratégias, foi possível obter respostas satisfatórias, tanto em

simulação, quanto nos resultados experimentais, que apresentaram valores próximos da referência, atingindo variações inferiores a 3,00%.

De maneira geral, para todos os cenários, estratégias e velocidades, o objetivo principal proposto pelo trabalho foi alcançado com êxito, a perfeita sincronização entre os conversores da topologia CA-CC-CA a fim de promover a anulação, em simulação, e a mitigação, nos resultados experimentais, da CMV_{geral} . Contudo, ao comparar cenários, por exemplo, é possível afirmar vantagens e desvantagens da retirada dos vetores nulos dentre as opções de escolha. Como vantagem da retirada, seria a diminuição da CMV individual dos conversores e do tempo de processamento para todas as estratégias, uma vez que houve a diminuição das opções de escolha. Já como a principal desvantagem, seria a qualidade das correntes da rede, que obtiveram valores de THD acima de 60%, mesmo tendo ciência de que essa problemática não é exclusivamente causada pelas estratégias, mas de outros fatores como filtro de entrada do retificador e a amplitude das correntes exigidas da rede pela máquina, visto que esse problema também está presente no cenários com os vetores nulos, porém em menores proporções.

Ao analisar o desempenho individual de cada estratégia para os dois cenários, a estratégia 3 obteve resultados interessantes. Com relação a mitigação da CMV no caso experimental, apresentou o menor valor RMS da CMV, de 13,68 V e de 12,68 V, para as velocidades de 40,00 rad/s e 100,00 rad/s , respectivamente, conforme a Tabela 6.1, o que representa uma diferença de 7,19% e de 11,88%, com relação a Estratégia 1 e de 5,19% e 7,30% com relação a Estratégia 2, para as duas velocidades. Já em relação ao tempo de processamento, também obteve vantagem com relação as outras estratégias, sendo o até 63,39% mais rápidas que a Estratégia 2 para o cenário com vetores nulos e até 29,30% mais rápida que a Estratégia 2, para o cenário sem vetores nulos.

Assim, a partir dos resultados alcançados foi possível validar as três estratégias propostas pelo trabalho, através de simulações numéricas e experimentais, sendo possível analisar o comportamento de cada estratégia para diferentes velocidades e com e sem os vetores nulos, apresentando a Estratégia 3 com o melhor rendimento para a mitigação da CMV, levando em consideração tempo de processamento e CMV mitigada no caso experimental.

Como trabalhos futuros pode-se: analisar o impacto das estratégias na corrente de rolamento e obtê-las experimentalmente, principalmente ao observar a CMV no espectro da frequência; Estudar a possibilidade de adicionar novos termos de restrição na função de custo, a fim de reduzir o número de comutação na tensão de modo comum; Aplicar a técnica M²PC na topologia *back-to-back*.

Referências

- ABDELAZIZ, F.; AZZOUZ, Z.-e.; OMARI, A. Common mode voltage mitigation using a new modified model predictive control (mmpe) in a three phase voltage source inverter. In: *2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 93–97. Citado na página 34.
- AHMED, A. A.; KOH, B. K.; LEE, Y. I. A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 14, n. 4, p. 1334–1346, 2018. Citado na página 36.
- ALGER, P. L.; SAMSON, H. W. Shaft currents in electric machines. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XLIII, p. 235–245, 1924. Citado na página 27.
- Ali, S. M.; Reddy, V. V.; Kalavathi, M. S. Simplified active zero state pwm algorithms for vector controlled induction motor drives for reduced common mode voltage. In: *International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE-2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 33.
- AMMANN, C. et al. Shaft voltages in generators with static excitation systems-problems and solution. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, n. 2, p. 409–419, 1988. Citado na página 28.
- BARBI, I. *TEORIA FUNDAMENTAL DO MOTOR DE INDUÇÃO*. 1985. <<https://ivobarbi.com.br/livro-teoria-fundamental-do-motor-de-inducao/>>. Acesso em: maio 2021. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 48.
- BHOWATE, A.; AWARE, M. Cmv suppression using a new predictive direct torque control for induction motor. In: *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 34.
- BUCKLEY, G.; CORKINS, R.; STEPHENS, R. The importance of grounding brushes to the safe operation of large turbine generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, n. 3, p. 607–612, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- Cacciato, M. et al. Reduction of common-mode currents in pwm inverter motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 2, p. 469–476, 1999. Citado 3 vezes nas páginas 28, 31 e 33.
- CARLET, P. G. et al. A speed and current cascade continuous control set model predictive control architecture for synchronous motor drives. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 5682–5688. Citado na página 36.
- Casasdei, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 5, p. 779–787, 2002. Citado na página 28.
- CHEN, S.; LIPO, T.; FITZGERALD, D. Modeling of motor bearing currents in pwm inverter drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1365–1370, 1996. Citado na página 29.

- CHEN, S.; LIPO, T.; FITZGERALD, D. Source of induction motor bearing currents caused by pwm inverters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 11, n. 1, p. 25–32, 1996. Citado na página 27.
- Cohen, G.; Kuperman, A. Experiment oriented closed-loop speed control design for induction motor based industrial blower. In: *2020 International Conference on Technology and Entrepreneurship - Virtual (ICTE-V)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5. Citado na página 28.
- CORTES, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008. Citado na página 37.
- CORTES, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7. Citado na página 55.
- Da Silva, A. G. F. et al. Svpwm technique with reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverter. In: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 2499–2505. Citado 3 vezes nas páginas 30, 33 e 34.
- De Broe, A. M.; Julian, A. L.; Lipo, T. A. Neutral-to-ground voltage minimization in a pwm-rectifier/inverter configuration. In: *1996 Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Conf. Publ. No. 429)*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 564–568. Citado 4 vezes nas páginas 28, 35, 52 e 53.
- ERDMAN, J. et al. Effect of pwm inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages. In: *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 24–33 vol.1. Citado na página 27.
- Erdman, J. M. et al. Effect of pwm inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 2, p. 250–259, 1996. Citado na página 28.
- HABIBULLAH, M. et al. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3964–3975, 2016. Citado na página 38.
- Hava, A. M.; Ün, E. Performance analysis of reduced common-mode voltage pwm methods and comparison with standard pwm methods for three-phase voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 1, p. 241–252, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 28, 33 e 34.
- HOLTZ, J.; STADTFELD, S. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source details. *International Power Electronics Conference IPEC, 1983 (Tokyo, Japan)*, 1983. Citado na página 37.
- JACOBINA, C. B. Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica. *Campina Grande, PB: Universidade Federal de Campina Grande (UFCG)*, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 44, 47, 48, 50 e 65.
- JANABI, A.; WANG, B. Hybrid svpwm scheme to minimize the common-mode voltage frequency and amplitude in voltage source inverter drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1595–1610, 2019. Citado na página 34.

- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 61.
- KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 31, 37, 54, 55, 56 e 57.
- LI, J. et al. An improved finite control set model predictive current control with cmv reduction for three-phase vsis. In: *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 306–311. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 34.
- MIRANDA, H. et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1916–1924, 2009. Citado 5 vezes nas páginas 38, 54, 55, 56 e 57.
- MOREIRA, A. et al. High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 5, p. 1297–1306, 2002. Citado na página 28.
- Murai, Y.; Kubota, T.; Kawase, Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 4, p. 858–863, 1992. Citado na página 29.
- Ogasawara, S.; Ayano, H.; Akagi, H. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a pwm inverter. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1547–1553 vol.2. Citado 3 vezes nas páginas 9, 29 e 30.
- ORITI, G.; JULIAN, A.; LIPO, T. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction [in pwm invertors]. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1541–1546 vol.2. Citado na página 32.
- RIEHL, R.; RUPPERT, E. Método experimental para determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico acionado por inversor mpl. *Revista Controle e Automação*, v. 23, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- RIVERA, M. A new predictive control scheme for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency. In: *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 617–622. Citado na página 34.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. Model predictive control. In: _____. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 31–39. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 2192–2196 Vol.3. Citado na página 37.

Shaotang Chen; Lipo, T. A.; Fitzgerald, D. Modeling of motor bearing currents in pwm inverter drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1365–1370, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 30.

SOARES, E. de L. *Sistemas de Conversão de Energia Eólica com Conexão à Rede Monofásica Utilizando Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa - PB, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 48, 49, 50 e 108.

Sruthi, M. P.; Nagamani, C.; Ilango, G. S. Dynamic load sharing in multi-machine conveyor belt systems. In: *2017 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 28.

UDDIN, M. et al. Computationally efficient model predictive control for ac-dc-ac converter with common mode voltage elimination. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 6418–6423. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 38.

Un, E.; Hava, A. M. A near-state pwm method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 2, p. 782–793, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 52.

VIDET, A. et al. Pwm strategy for the cancellation of common-mode voltage generated by three-phase back-to-back inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2675–2686, 2017. Citado na página 35.

WU, X. et al. Direct torque control for induction motors based on minimum voltage vector error. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 5, p. 3794–3804, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 65, 66 e 67.