



Atena  
Editora  
Ano 2022

# ELECTRICAL ENGINEERING: PERSPECTIVE AND TENDENCY

JOÃO DALLAMUTA  
HENRIQUE AJUZ HOLZMANN  
(ORGANIZADORES)



Atena  
Editora  
Ano 2022

# ELECTRICAL ENGINEERING: PERSPECTIVE AND TENDENCY

JOÃO DALLAMUTA  
HENRIQUE AJUZ HOLZMANN  
(ORGANIZADORES)

**Editora chefe**

Profª Drª Antonella Carvalho de Oliveira

**Editora executiva**

Natalia Oliveira

**Assistente editorial**

Flávia Roberta Barão

**Bibliotecária**

Janaina Ramos

**Projeto gráfico**

Bruno Oliveira

Camila Alves de Cremo

Daphynny Pamplona

Luiza Alves Batista

Natália Sandrini de Azevedo

**Imagens da capa**

iStock

**Edição de arte**

Luiza Alves Batista

2022 by Atena Editora

Copyright © Atena Editora

Copyright do texto © 2022 Os autores

Copyright da edição © 2022 Atena Editora

Direitos para esta edição cedidos à Atena Editora pelos autores.

Open access publication by Atena Editora



Todo o conteúdo deste livro está licenciado sob uma Licença de Atribuição *Creative Commons*. Atribuição-Não-Comercial-Não-Derivativos 4.0 Internacional (CC BY-NC-ND 4.0).

O conteúdo dos artigos e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores, inclusive não representam necessariamente a posição oficial da Atena Editora. Permitido o *download* da obra e o compartilhamento desde que sejam atribuídos créditos aos autores, mas sem a possibilidade de alterá-la de nenhuma forma ou utilizá-la para fins comerciais.

Todos os manuscritos foram previamente submetidos à avaliação cega pelos pares, membros do Conselho Editorial desta Editora, tendo sido aprovados para a publicação com base em critérios de neutralidade e imparcialidade acadêmica.

A Atena Editora é comprometida em garantir a integridade editorial em todas as etapas do processo de publicação, evitando plágio, dados ou resultados fraudulentos e impedindo que interesses financeiros comprometam os padrões éticos da publicação. Situações suspeitas de má conduta científica serão investigadas sob o mais alto padrão de rigor acadêmico e ético.

**Conselho Editorial****Ciências Exatas e da Terra e Engenharias**

Prof. Dr. Adélio Alcino Sampaio Castro Machado – Universidade do Porto

Profª Drª Alana Maria Cerqueira de Oliveira – Instituto Federal do Acre

Profª Drª Ana Grasielle Dionísio Corrêa – Universidade Presbiteriana Mackenzie

Profª Drª Ana Paula Florêncio Aires – Universidade de Trás-os-Montes e Alto Douro

Prof. Dr. Carlos Eduardo Sanches de Andrade – Universidade Federal de Goiás

Profª Drª Carmen Lúcia Voigt – Universidade Norte do Paraná



Prof. Dr. Cleiseano Emanuel da Silva Paniagua – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás  
Prof. Dr. Douglas Gonçalves da Silva – Universidade Estadual do Sudoeste da Bahia  
Prof. Dr. Eloi Rufato Junior – Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Profª Drª Érica de Melo Azevedo – Instituto Federal do Rio de Janeiro  
Prof. Dr. Fabrício Menezes Ramos – Instituto Federal do Pará  
Profª Dra. Jéssica Verger Nardeli – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho  
Prof. Dr. Juliano Bitencourt Campos – Universidade do Extremo Sul Catarinense  
Prof. Dr. Juliano Carlo Rufino de Freitas – Universidade Federal de Campina Grande  
Profª Drª Luciana do Nascimento Mendes – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte  
Prof. Dr. Marcelo Marques – Universidade Estadual de Maringá  
Prof. Dr. Marco Aurélio Kistemann Junior – Universidade Federal de Juiz de Fora  
Prof. Dr. Miguel Adriano Inácio – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais  
Profª Drª Neiva Maria de Almeida – Universidade Federal da Paraíba  
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte  
Profª Drª Priscila Tessmer Scaglioni – Universidade Federal de Pelotas  
Prof. Dr. Sidney Gonçalo de Lima – Universidade Federal do Piauí  
Prof. Dr. Takeshy Tachizawa – Faculdade de Campo Limpo Paulista



# Electrical engineering: perspective and tendency

**Diagramação:** Camila Alves de Cremo  
**Correção:** Yaidy Paola Martinez  
**Indexação:** Amanda Kelly da Costa Veiga  
**Revisão:** Os autores  
**Organizadores:** João Dallamuta  
Henrique Ajuz Holzmann

## Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

E38 Electrical engineering: perspective and tendency /  
Organizadores João Dallamuta, Henrique Ajuz  
Holzmann. – Ponta Grossa - PR: Atena, 2022.

Formato: PDF

Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader

Modo de acesso: World Wide Web

Inclui bibliografia

ISBN 978-65-258-0375-3

DOI: <https://doi.org/10.22533/at.ed.753222106>

1. Electrical engineering. I. Dallamuta, João  
(Organizador). II. Holzmann, Henrique Ajuz (Organizador). III.  
Título.

CDD 621.3

Elaborado por Bibliotecária Janaina Ramos – CRB-8/9166

**Atena Editora**

Ponta Grossa – Paraná – Brasil

Telefone: +55 (42) 3323-5493

[www.atenaeditora.com.br](http://www.atenaeditora.com.br)

contato@atenaeditora.com.br



**Atena**  
Editora  
Ano 2022

## DECLARAÇÃO DOS AUTORES

Os autores desta obra: 1. Atestam não possuir qualquer interesse comercial que constitua um conflito de interesses em relação ao artigo científico publicado; 2. Declaram que participaram ativamente da construção dos respectivos manuscritos, preferencialmente na: a) Concepção do estudo, e/ou aquisição de dados, e/ou análise e interpretação de dados; b) Elaboração do artigo ou revisão com vistas a tornar o material intelectualmente relevante; c) Aprovação final do manuscrito para submissão.; 3. Certificam que os artigos científicos publicados estão completamente isentos de dados e/ou resultados fraudulentos; 4. Confirmam a citação e a referência correta de todos os dados e de interpretações de dados de outras pesquisas; 5. Reconhecem terem informado todas as fontes de financiamento recebidas para a consecução da pesquisa; 6. Autorizam a edição da obra, que incluem os registros de ficha catalográfica, ISBN, DOI e demais indexadores, projeto visual e criação de capa, diagramação de miolo, assim como lançamento e divulgação da mesma conforme critérios da Atena Editora.



## DECLARAÇÃO DA EDITORA

A Atena Editora declara, para os devidos fins de direito, que: 1. A presente publicação constitui apenas transferência temporária dos direitos autorais, direito sobre a publicação, inclusive não constitui responsabilidade solidária na criação dos manuscritos publicados, nos termos previstos na Lei sobre direitos autorais (Lei 9610/98), no art. 184 do Código Penal e no art. 927 do Código Civil; 2. Autoriza e incentiva os autores a assinarem contratos com repositórios institucionais, com fins exclusivos de divulgação da obra, desde que com o devido reconhecimento de autoria e edição e sem qualquer finalidade comercial; 3. Todos os e-book são *open access*, *desta forma* não os comercializa em seu site, sites parceiros, plataformas de *e-commerce*, ou qualquer outro meio virtual ou físico, portanto, está isenta de repasses de direitos autorais aos autores; 4. Todos os membros do conselho editorial são doutores e vinculados a instituições de ensino superior públicas, conforme recomendação da CAPES para obtenção do Qualis livro; 5. Não cede, comercializa ou autoriza a utilização dos nomes e e-mails dos autores, bem como nenhum outro dado dos mesmos, para qualquer finalidade que não o escopo da divulgação desta obra.



## APRESENTAÇÃO

A engenharia elétrica tornou-se uma profissão há cerca de 130 anos, com o início da distribuição de eletricidade em caráter comercial e com a difusão acelerada do telégrafo em escala global no final do século XIX.

Na primeira metade do século XX a difusão da telefonia e da radiodifusão além do crescimento vigoroso dos sistemas elétricos de produção, transmissão e distribuição de eletricidade, deu os contornos definitivos para a carreira de engenheiro eletricitista que na segunda metade do século, com a difusão dos semicondutores e da computação gerou variações de ênfase de formação como engenheiros eletrônicos, de telecomunicações, de controle e automação ou de computação.

Não há padrões de desempenho em engenharia elétrica e da computação que sejam duradouros. Desde que Gordon E. Moore fez a sua clássica profecia tecnológica, em meados dos anos 60, a qual o número de transistores em um chip dobraria a cada 18 meses - padrão este válido até hoje – muita coisa mudou. Permanece porém a certeza de que não há tecnologia na neste campo do conhecimento que não possa ser substituída a qualquer momento por uma nova, oriunda de pesquisa científica nesta área.

Produzir conhecimento em engenharia elétrica é, portanto, atuar em fronteiras de padrões e técnicas de engenharia. Também se trata de uma área de conhecimento com uma grande amplitude de sub áreas e especializações, algo desafiador para pesquisadores e engenheiros.

Neste livro temos uma diversidade de temas nas áreas níveis de profundidade e abordagens de pesquisa, envolvendo aspectos técnicos e científicos. Aos autores e editores, agradecemos pela confiança e espírito de parceria.

Boa leitura

João Dallamuta  
Henrique Ajuz Holzmann



## SUMÁRIO

### **CAPÍTULO 1..... 1**

#### **DETECÇÃO DE PATOLOGIAS VOCAIS POR MEIO DO USO DE MODELOS AUTO REGRESSIVOS E ALGORITMO KNN**

Winnie de Lima Torres

Ícaro Bezerra Queiroz de Araújo

Aldayr Dantas de Araújo

Allan de Medeiros Martins

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221061>

### **CAPÍTULO 2..... 14**

#### **APRENDIZAGEM BASEADA EM METODOLOGIA ATIVA NO ENSINO DE FUNDAMENTOS DE ROBÓTICA**

Márcio Mendonça

Michelle Eliza Casagrande Rocha

Carlos Renato Alves de Oliveira

Lucas Botoni de Souza

Kazuyochi Ota Junior

Gilberto Mitsuo Suzuki Trancolin

Augusto Alberto Foggiato

Luiz Francisco Sanches Buzachero


Gabriela Helena Bauab Shiguemoto

Luiz Henrique Geromel

Marcio Aurelio Furtado Montezuma

Emerson Ravazzi Pires da Silva

Fábio Rodrigo Milanez

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221062>


### **CAPÍTULO 3..... 27**

#### **A VIRTUAL REALITY APPLICATION FOR TRAINING LOCOMOTIVE OPERATORS**

Pablo Pereira e Silva

Rodrigo Varejão Andreão

Mário Mestría

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221063>


### **CAPÍTULO 4..... 40**

#### **OPEN LOOP CONTROL SYSTEM AND TOOLS FOR DATA ACQUISITION AND ESTIMATION OF THE WELD BEAD DEPTH IN GMAW PROCESS**

Guillermo Alvarez Bestard

Renato Coral Sampaio

Sadek Crisostomo Absi Alfaro


 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221064>

### **CAPÍTULO 5..... 56**

#### **PREMISSAS E PERSPECTIVAS DA EXPANSÃO DA GERAÇÃO DE ENERGIA DO**

## SISTEMA ELÉTRICO BRASILEIRO


Bruno Knevez Hammerschmitt  
Felipe Cirolini Lucchese  
Marcelo Bruno Capeletti  
Leonardo Nogueira Fontoura da Silva  
Fernando Guilherme Kaehler Guarda  
Alzenira da Rosa Abaide

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221065>

## **CAPÍTULO 6..... 68**

### SISTEMA RETIFICADOR/INVERSOR COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO AO ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES


Pedro Cerutti Bolsi  
Edemar de Oliveira Prado  
Hamiltom Confortin Sartori  
José Renes Pinheiro

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221066>

## **CAPÍTULO 7..... 84**

### UM MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DA MARGEM DE CARGA DE SISTEMAS DE POTÊNCIA NA REGIÃO DE SEGURANÇA DINÂMICA DEVIDO A BIFURCAÇÕES

Murilo Eduardo Casteroba Bento

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221067>

## **CAPÍTULO 8..... 92**

### UM MÉTODO BASEADO EM OTIMIZAÇÃO PARA O PROJETO DE CONTROLADORES CENTRALIZADOS DE AMORTECIMENTO

Murilo Eduardo Casteroba Bento

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221068>

## **CAPÍTULO 9..... 102**

### TRAÇADOR DE CURVAS PORTÁTIL E DE BAIXO CUSTO PARA PAINÉIS PV USANDO UM CONVERSOR CC-CC

Romário de J. Nazaré  
Leandro L. O. Carralero  
Fabiano F. Costa  
André P. N. Tahim

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.7532221069>

## **CAPÍTULO 10..... 117**

### METODOLOGIA AVALIATIVA REMOTA APLICADA À UMA DISCIPLINA DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA: RELATO DE CASO

Bruno Knevez Hammerschmitt  
Felipe Cirolini Lucchese  
Alzenira da Rosa Abaide

 <https://doi.org/10.22533/at.ed.75322210610>

<b>SOBRE OS ORGANIZADORES .....</b>	<b>127</b>
<b>ÍNDICE REMISSIVO.....</b>	<b>128</b>

## SISTEMA RETIFICADOR/INVERSOR COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO AO AÇIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

*Data de aceite: 01/06/2022*

*Data de submissão: 08/04/2022*

### **Pedro Cerutti Bolsi**

Universidade Federal da Bahia – UFBA  
Salvador - BA

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM  
Santa Maria – RS

<http://lattes.cnpq.br/0324597211954149>

### **Edemar de Oliveira Prado**

Universidade Federal da Bahia – UFBA  
Salvador - BA

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM  
Santa Maria – RS

<http://lattes.cnpq.br/1774778404976935>

### **Hamilton Confortin Sartori**

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM  
Santa Maria – RS

<http://lattes.cnpq.br/6722822162374884>

### **José Renes Pinheiro**

Universidade Federal da Bahia – UFBA  
Salvador - BA

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM  
Santa Maria – RS

<http://lattes.cnpq.br/2333794966860226>

**RESUMO:** Este trabalho apresenta o projeto e controle de um sistema retificador-inversor trifásico aplicado ao controle de um motor síncrono de imãs permanentes (PMSM). O estágio retificador é empregado para regulação do fator de potência (FP) na fonte, e o estágio inversor é responsável por regular a velocidade

do motor. O modelo médio de pequenos sinais é adotado para modelagem dos conversores, de forma a projetar os sistemas de controle em malha fechada. Os resultados apresentados validam a estratégia usada no controle da tensão do barramento CC, regulação do FP na entrada e controle da velocidade do PMSM.

**PALAVRAS-CHAVE:** Controle, Fator de Potência, Motor Síncrono de Imãs Permanentes.

### RECTIFIER/INVERTER SYSTEM WITH POWER FACTOR CORRECTION APPLIED TO PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE

**ABSTRACT:** This work presents the design and control of a three-phase rectifier-inverter system applied to the control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The rectifier is used to regulate the power factor (PF) at the grid, and the inverter is responsible for regulating the motor speed. The small-signal average model is adopted for modeling the converters, in order to design closed-loop control systems. The results presented validate the strategy used to control the DC link voltage, PF regulation at the input and PMSM speed control.

**KEYWORDS:** Control, Power Factor, Permanent Magnet Synchronous Motor.

## 1 | INTRODUÇÃO

O uso de motores síncronos de imãs permanentes tem como vantagem a maior eficiência dentre os motores elétricos, principalmente devido à ausência de perdas

Joule no rotor (como em motores de indução), e à ausência de comutador (como em motores CC). Ademais, os PMSM apresentam menor volume e peso quando comparando a motores de indução, e menor custo quando comparado a motores CC (RIBEIRO, PRADO, 2015).

A regulação da velocidade e fator de potência são essenciais para a boa performance em sistemas de acionamento de máquinas. Em comparação com uma partida estrela-delta, o uso de um inversor para acionamentos motores é vantajoso por apresentar uma partida mais suave e drenar menor corrente (NOVOTNY, LIPO, 1996).

Em oposição à uma conversão direta de energia (utilizando apenas um conversor) o uso de inversores para acionamento de máquinas implica em uma conversão indireta, de arquitetura ilustrada na Figura 1. Nesta é empregada um estágio inicial retificador, um barramento capacitivo, e finalmente o inversor de frequência, cuja modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*) é ajustada para obtenção da tensão e frequência desejada.

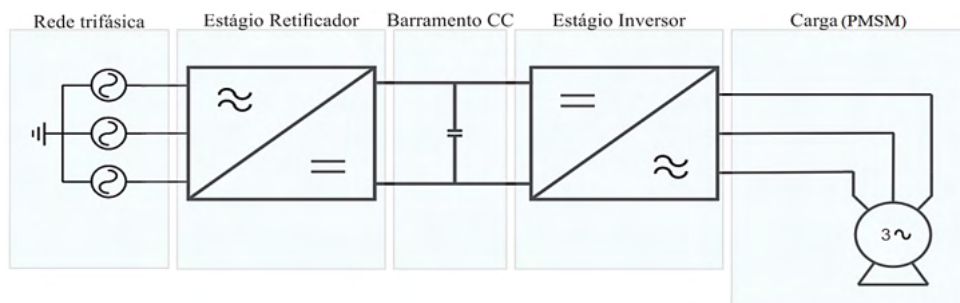


Figura 1: Arquitetura do Sistema utilizado no Acionamento.

Para o estágio retificador, comumente adota-se um retificador trifásico com modulação por largura de pulso, por possibilitar a regulação da tensão de saída (BORGONOVO, et.al 2001). Neste trabalho este conversor é empregado, modelado através de um modelo de pequenos sinais convertido em um sistema de coordenadas dq0. O intuito é simplificar o projeto do controle, que objetiva regular a tensão de saída e manter um fator de potência elevado na conexão com a rede.

Para o comando do inversor de acionamento, uma das estratégias que faz o controle de máquinas é o Controle de Torque Direto (*Direct Torque Control – DTC*), que usa a tensão aplicada e correntes medidas no estator para estimar o torque e o fluxo. Esta estimativa é então comparada a um objetivo utilizando reguladores de histerese, ditando as comutações do inversor (HOLMES, MCGRATH, PARKER, 2011)

A estratégia empregada neste trabalho, o Controle de Campo Orientado (*Field Orientated Control – FOC*), controla de forma independente as componentes em-fase e

em-quadratura, que controlam, respectivamente, o fluxo e o torque (HOLMES, MCGRATH, PARKER, 2011). A modelagem para o PMSM com FOC segue o modelo já consagrado pela literatura (HOLMES, MCGRATH, PARKER, 2011), (CHEN, THANG 1999) e (GABBI, 2015), sendo utilizado no controle da velocidade do eixo do rotor através do sistema dq0.

De forma a possibilitar que os reguladores de corrente para o FOC rastreiem com precisão as componentes do eixo de referência dq0, é adotado um regulador síncrono de corrente proporcional-integral no sistema dq (*synchronous dq frame PI current regulator*). A principal vantagem do uso deste regulador síncrono é possuir erro nulo em regime permanente (para componentes do tipo CC) e, em comparação a um regulador estacionário, apresenta performance em transitórios que é mais independente da carga, impedância do motor, e frequência (ERICKSON, MAKSIMOVIC, 2007) e (ROWAN, KERKMAN, 1986). No entanto, esta estratégia de regulação exige duas transformações síncronas distintas, o que aumenta a complexidade e pode prejudicar o controle se o ângulo do fluxo do rotor apresentar um erro de fase (HOLMES, MCGRATH, PARKER, 2011).

## 2 | MODELO DOS CONVERSORES

### A. Retificador Trifásico PWM

O retificador trifásico típico ilustrado na Figura 2 transforma a tensão alternada das fontes (fornecidas pela rede elétrica) em uma tensão contínua em sua saída, através das comutações dos transistores (BORGONOVO, et.al 2001). Devido a sua característica boost, o retificador poderá sintetizar uma tensão contínua mais elevada que a tensão de pico na fonte, e o fará de acordo com a especificação de tensão de entrada do estágio inversor, alterando os sinais modulantes para a portadora PWM (BORGONOVO, et.al 2001).

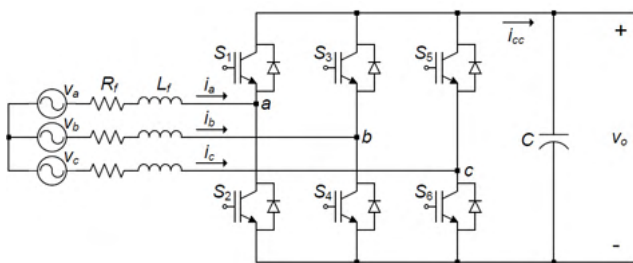


Figura 2: Topologia do Retificador Trifásico PWM

A equação de estados que modela esta planta (em coordenadas abc) é apresentada

$$v_{abc} = R_f i_{abc} + L_f \dot{i}_{abc} + u_{abc} + V_N, \quad (1)$$

onde  $u_{abc}$  representa a tensão  $V_O$  multiplicada pelas razões cíclicas ( $d_{a,b,c}$ ) respectivas

de cada fase, e  $V_N$  representa a tensão de modo comum entre o ponto negativo de  $V_o$  e o ponto comum às fontes  $V_{a,b,c}$ . Manipulando esta expressão, e escrevendo cada fase separadamente em forma matricial, chega-se na expressão do modelo médio deste conversor, visto do lado CA,

$$\dot{x}(t) = A_{abc} x(t) + B_{abc} u(t) + F_{abc} w(t), \quad (2)$$

em que,

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad u(t) = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix}, \quad w(t) = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$A_{abc} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad B_{abc} = \frac{V_o}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$F_{abc} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

Como o sistema é trifásico tem-se a dependência entre as correntes,

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (6)$$

de modo a desacoplar este sistema em coordenadas estacionárias, a transformada dq0 (7) é empregada,

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = T_{abc-dq0} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix}, \quad (7)$$

onde,

$$T_{abc-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

O modelo resultante dq0, para o retificador trifásico é descrito por,

$$\dot{x}(t) = A_{dq0} x_{dq0}(t) + B_{dq0} u_{dq0}(t) + F_{dq0} w_{dq0}(t),$$

em que,

$$A_{dq0} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \quad x_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$B_{dq0} = \frac{V_o}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad F_{dq0} = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

O modelo CA é obtido a partir da perturbação das razões cíclicas que resultarão em perturbação nas correntes (BORGONOVO, et.al 2001). Desprezando os termos CC, e aplicando Laplace, obtém-se as expressões que descrevem o modelo de pequenos sinais (12), (13) e Figura 3 (a), utilizados para projetar as malhas de corrente. A validação do modelo em malha aberta está apresentada na 3 (b). Para o projeto do sistema de controle, o acoplamento  $\omega$  entre os eixos d e q foi desprezado.

$$s\hat{i}_d = -\frac{R}{L_f}\hat{i}_d(s) + \omega\hat{i}_q(s) - \frac{V_o}{L_f}\hat{D}_d(s), \quad (12)$$

$$s\hat{i}_q = -\omega\hat{i}_d(s) - \frac{R}{L_f}\hat{i}_q(s) - \frac{V_o}{L_f}\hat{D}_q(s), \quad (13)$$

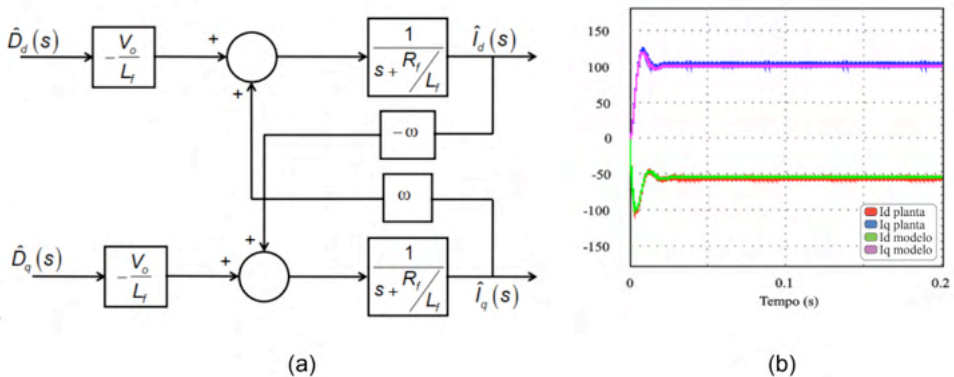


Figura 3: (a) Modelo das correntes  $i_d$  e  $i_q$  para as razões cíclicas no Retificador Trifásico. (b) Validação do modelo.

Para o modelo CC, é feita a transformada dq0 (8) sobre o valor médio da corrente que flui no lado CC do retificador,



$$\hat{i}_{cc}(t) = i_a(t)d_a(t) + i_b(t)d_b(t) + i_c(t)d_c(t), \quad (14)$$

$$\hat{i}_{cc}(t) = i_d(t)d_d(t) + i_q(t)d_q(t), \quad (15)$$

e mais uma vez é feita a operação de perturbação das razões cíclicas que resultam em perturbação nas correntes. Desprezando os termos CC, e aplicando Laplace, o resultado é a equação linearizada de pequenos sinais que relaciona a corrente CC aos valores CA (16).

$$\hat{i}_{cc}(s) = i_d \hat{D}_d(s) + D_d \hat{i}_d(s) + i_q \hat{D}_q(s) + D_q \hat{i}_q(s), \quad (16)$$

As expressões (12) e (13) que formam o diagrama de blocos do lado CA (Figura 3 (a)) são substituídas em (16), obtendo a corrente perturbada no lado CC, dependente somente dos valores perturbados de  $\hat{i}_d$  e  $\hat{i}_q$ .

Considerando que o sistema está em regime permanente, obtém-se os valores nominais de  $D_d$  e  $D_q$ . Utilizando as potências médias (ativa e reativa) de entrada do retificador, obtém-se os valores nominais de  $i_d$  e  $i_q$ . Unindo as expressões resultantes, e considerando que para obter um fator de potência unitário a parcela reativa deve ser nula, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente no eixo d (17).

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{I}_d} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_p}{V_o} R \left[ \frac{1 - (L_f s + 2R_f) \frac{2}{3} \frac{P_o}{\eta V_p^2}}{1 + sRC} \right]. \quad (17)$$

O modelo CC é responsável por gerar a referência de corrente  $i_d$  de acordo com o erro de tensão no barramento CC. Através desta, a corrente  $i_d$  é responsável pelo controle de potência ativa. A potência reativa seguirá a referência da corrente  $i_q$ , que é fixada em zero.

## B. Inversor PWM para acionamento do PMSM

Para o controle do inversor trifásico, as referências para o PWM serão geradas pelo regulador síncrono de corrente proporcional-integral no sistema dq. Para implementação deste regulador, são medidas as correntes  $i_{abc}$  na entrada do PMSM e transformadas para o sistema dq0. A Figura 4 mostra o inversor.

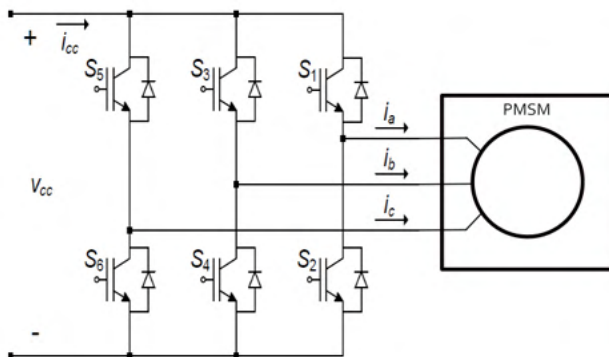


Figura 4: Inversor Trifásico conectado ao PMSM.

O modelo dinâmico do PMSM é descrito pelas correntes estatóricas no eixo síncrono (dq) mostrados em (18) – (21), ilustrado na Figura 5 (CHEN, THANG 1999),

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} + N_p \frac{L_q}{L_q} \omega_r i_{qs} + \frac{1}{L_d} v_{ds}, \quad (18)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - N_p \frac{L_q}{L_q} \omega_r i_{qs} - N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} + \frac{1}{L_q} v_{qs}, \quad (19)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (-B\omega_r + T_e - T_L), \quad (20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} N_p ((L_d - L_q) i_{ds} + \phi_{srm}) i_{qs}, \quad (21)$$

onde  $R_s$  é a resistência do estator,  $L_d$  é a indutância do eixo d,  $L_q$  é a indutância do eixo q,  $N_p$  é o número de pares de polos,  $\phi_{srm}$  é o fluxo gerado pelos ímãs permanentes,  $J$  é o momento de inércia,  $B$  é a constante de atrito viscoso,  $T_e$  é o torque elétrico,  $T_L$  é o torque da carga,  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor, e  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$  são as correntes e tensões estatóricas nos eixos dq.

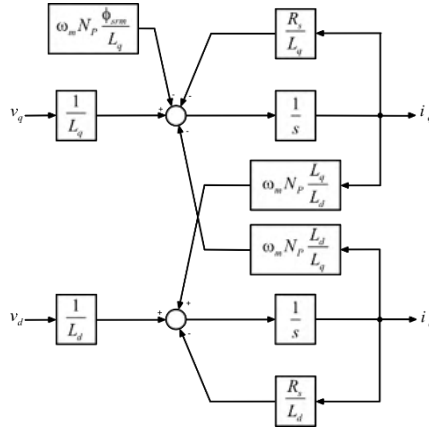


Figura 5: Modelo das correntes  $i_d$  e  $i_q$  para as tensões  $v_d$  e  $v_q$ .

Aplicando Laplace, considerando o acoplamento como sendo constante e desprezível, as funções de transferência que modelam a planta serão,

$$\frac{i_{ds}}{v_d} = \frac{1}{R_s + sL_d}, \quad (22)$$

$$\frac{i_{qs}}{v_q} = \frac{1}{R_s + sL_q}, \quad (23)$$

e dado que,

$$\frac{T_e}{i_q} = \frac{3}{2} N_p \phi_{srm}, \quad (24)$$

podemos obter  $i_q$  a partir da velocidade,

$$\frac{\omega_r}{i_q} = \frac{T_e}{B + sJ}, \quad (25)$$

constituindo assim as funções de transferência utilizadas para o projeto dos compensadores. As tensões  $v_{ds}$  e  $v_{qs}$ , ao serem transformadas no sistema abc, serão os sinais modulantes a serem comparados a portadora PWM.

### 3 | CONTROLE DOS CONVERSORES

O projeto dos compensadores foi realizado com o modelo de malha aberta de cada conversor (retificador e inversor). Nesta seção são apresentados os compensadores projetados e os diagramas de bode das funções de transferência não compensadas e compensadas.

#### A. Retificador Trifásico PWM

O retificador trifásico foi projetado de modo a atender as especificações de carga. No

estudo de caso abordado nesse artigo, foi considerado o PMSM disponível em laboratório *weg wmagnet*, assim o retificador foi projetado considerando uma potência máxima de 11 kW na carga.

Tendo em vista que os harmônicos gerados pelo chaveamento dos transistores de potência degradam a qualidade da corrente drenada da rede, um filtro passa baixas LCL foi implementado seguindo a metodologia apresentada em (LISERRE, BLAABJERG, HANSEN, 2005) e (VENTURINI, 2016), constituído de um indutor em conexão com a rede ( $L_1$ ), um indutor na conexão de entrada do retificador ( $L_2$ ) e um Capacitor *shunt* ( $C_1$ ). Ainda conforme os autores, para fins de modelagem, pode-se aproximar o filtro LCL a um filtro L (correspondente a grandeza de  $L_2$ ), pois apresentam resposta de frequência similar.

Os parâmetros do filtro, assim como demais parâmetros utilizados no projeto do retificador estão apresentados na Tabela 1.

Para os parâmetros apresentados, e com base nas funções de transferência dadas por (12) e (13) o diagrama dos compensadores foi estabelecido (Figura 6).

Para o eixo direto, a ação de controle  $D_d$  depende da referência de tensão para o barramento,  $v_{cc}^*$ , que subtraído da medida de tensão atual do barramento ( $v_{cc}$ ), gerará o erro de tensão a ser compensado por  $C_{\frac{v_{cc}}{i_d}}$ .

$$C_{\frac{v_{cc}}{i_d}} = 0,56371 \left( \frac{s + 60,9}{s} \right), \quad (26)$$

de frequência de cruzamento em 11.9 Hz (Figura 7 (a)). A saída do compensador da expressão (26) é a referência de corrente  $i_d^*$ , que, subtraída da medição da corrente no eixo d do retificador ( $i_d$ ), gerará o erro de corrente a ser compensado por  $C_{\frac{i_d}{D_d}}$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada (Rede)	$V_{in}$	127 V <sub>RMS</sub>
Frequência da Rede	$f$	60 Hz
Frequência da Portadora PWM	$f_{tri}$	20 kHz
Tensão do barramento CC	$V_{cc}$	400 V
Capacitor de Barramento	$C_{bar}$	5 mF
Potência nominal da Carga	$P_o$	11 kW
$L_1$ (filtro LCL)	$L_1$	300 $\mu$ H
$C_1$ (filtro LCL)	$C_1$	50 $\mu$ H
$L_2$ (filtro LCL)	$L_2$	2 mH

Tabela 1: Parâmetros do Retificador.

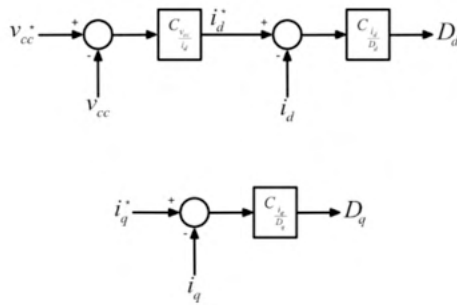


Figura 6: Diagrama dos Compensadores do Retificador.

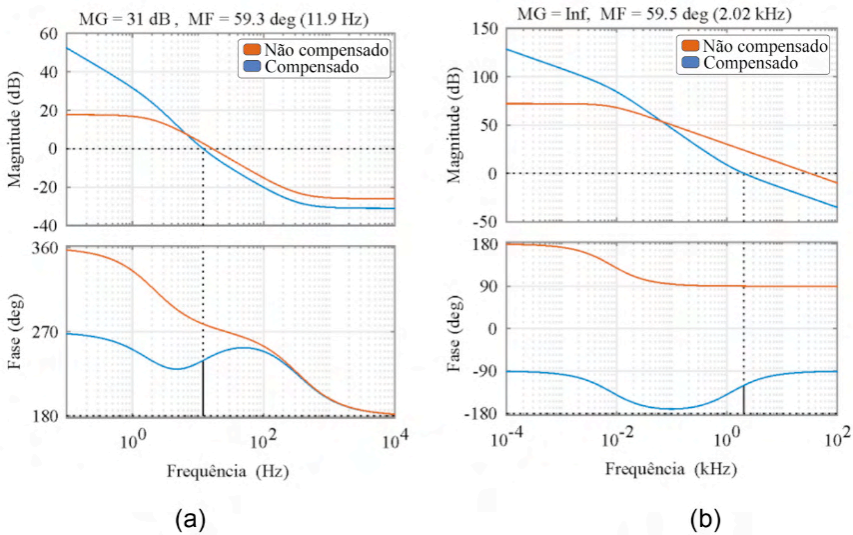


Figura 7: (a) Diagrama de Bode da Malha  $V_d - I_d$ , (b) Diagrama de Bode da Malha  $I_{d,q} - D_{d,q}$ .

$$C_{\frac{I_d}{D_d}} = -0,054478 \frac{(s + 7,52 \cdot 10^3)}{s}, \quad (27)$$

de frequência de cruzamento em 2 kHz (Figura 7 (b)), uma década abaixo da frequência de chaveamento do retificador.

Para o eixo em quadratura, a ação de controle  $D_q$  depende da referência  $i_q^*$ , fixada em zero para obtenção de um fator de potência unitário. A partir da referência é gerado o sinal de erro a ser compensado por  $C_{\frac{I_q}{D_q}}$ ,

$$C_{\frac{I_q}{D_q}} = -0,054478 \frac{(s + 7,52 \cdot 10^3)}{s}, \quad (28)$$

de frequência de cruzamento em 2 kHz.

Os compensadores foram projetados de modo a obter margem de fase próxima de

60°, segundo (GOODWIN, GRAEBE, SALGADO, 2001) a margem de fase entre 30° e 60° assegura uma resposta estável e sub amortecida para o sistema. Os diagramas de bode das malhas compensada e não compensada estão apresentados nas Figuras 7 (a) e (b), lembrando que as funções de transferência que associam as malhas de corrente com as respectivas razões cíclicas nos eixos d e q (12) e (13) são idênticas quando o acoplamento é desconsiderado.

## B. Inversor PWM para acionamento do PMSM

O controle da velocidade do motor síncrono de ímãs permanentes é feito através da tensão de saída do inversor trifásico. Os parâmetros do Inversor e do PMSM estão apresentados na Tabela 2.

Com base nas funções de transferência dadas por (22) - (25), o diagrama dos compensadores para o controle da velocidade do motor síncrono de ímãs permanentes pôde ser estabelecido (Figura 8). Os compensadores das malhas internas foram projetados para uma frequência de corte aproximadamente uma década abaixo da frequência de portadora PWM.

Para o eixo direto, a referência  $i_d^*$  é mantida em zero, pois o fluxo é gerado pelos ímãs permanentes. A ação de controle  $v_d$  dependerá do sinal de erro na entrada do compensador  $C_{\frac{i_d}{v_d}}$  (29).

$$C_{\frac{i_d}{v_d}} = 112,4 \frac{(s + 9,431 \cdot 10^3)}{s}, \quad (29)$$

Para o eixo em quadratura, a ação de controle  $v_q$  dependerá da velocidade do rotor. A velocidade  $\omega_r$  medida no rotor é subtraída da velocidade a ser atingida  $\omega_r^*$ , gerando o sinal de erro na entrada do compensador  $C_{\frac{\omega_r}{T}}$ ,

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	$V_{cc}$	400 V <sub>cc</sub>
Frequência da Portadora PWM	$f_{tri}$	10 kHz
Potência Nominal do Motor	$P_{nom}$	11 kW
Velocidade Nominal do Motor	$n_{nom}$	1800 RPM
Resistência do Estator	$R_s$	0,5 Ω
Indutância do Eixo d	$L_d$	20,1 mH
Indutância do Eixo q	$L_q$	40,9 mH
Fluxo dos Ímãs Permanentes	$\phi_{srm}$	0,5126 V/rad/s
Número de Pares de Polos	$N_p$	2
Momento de Inércia	$J$	0,03877 kgm <sup>2</sup>
Coefficiente de Atrito Viscoso	$B$	0,0194 Nms

Tabela 2: Parâmetros do Inversor e PMSM.

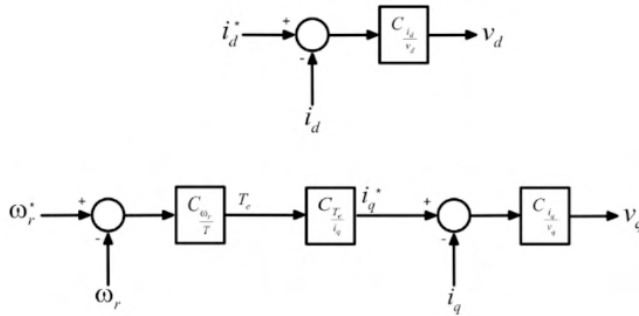


Figura 8: Diagrama dos Compensadores do PMSM.

$$C_{\frac{\omega_r}{T}} = 1,8437 \frac{(s + 15,26)}{s}, \quad (30)$$

cuja saída gera a referência de corrente em quadratura  $i_q^*$  ao ser multiplicado pelo ganho proporcional de  $C_{\frac{T_e}{i_q}}$  (31),

$$C_{\frac{T_e}{i_q}} = 1,554. \quad (31)$$

A ação de controle  $v_q$  será então produzida, dada a partir da referência de corrente na saída do compensador expresso em (31) subtraída pela corrente  $i_q$  do estator, resultando no sinal de erro no compensador  $C_{\frac{i_q}{v_q}}$  (32).

$$C_{\frac{i_q}{v_q}} = 180,4 \frac{(s + 6,286 \cdot 10^3)}{s} \quad (32)$$

Os diagramas de bode das malhas compensada e não compensada das expressões (22), (23) e (25) estão apresentados nas Figuras 9 (a), (b) e (c) respectivamente.

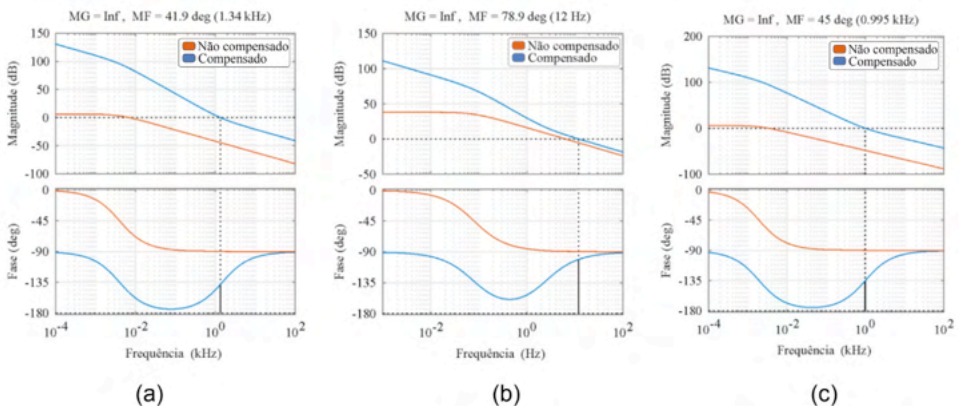


Figura 9: Diagrama de Bode da Malha: (a)  $i_d - v_d$ , (b)  $T - \omega_r$  e (c)  $i_q - v_q$ .

## 4 | RESULTADOS E DISCUSSÕES

O Para comprovar o funcionamento do sistema, o circuito foi implementado no software *Psim*® com os parâmetros das Tabelas 1 e 2. Os controladores foram empregados para, frente a aplicação de diferentes rampas de aceleração:

- Manter a tensão do Barramento CC em 400 V;
- Manter um fator de potência unitário na entrada;
- A velocidade do motor seguir a referência.

Os resultados obtidos em simulação são apresentados para diferentes rampas de aceleração. O comando de velocidade para o motor parte do repouso (0 rpm) até 900 rpm, onde se mantém por 2 segundos, e, em seguida, desacelera até inverter a rotação do eixo, parando em -900 rpm, como visto na Figura 10 (a). Para a situação descrita, a corrente e a tensão para a fase A na conexão com a rede são apresentadas na Figura 10 (b). O fator de potência foi mantido próximo à unidade pela malha de controle do retificador.

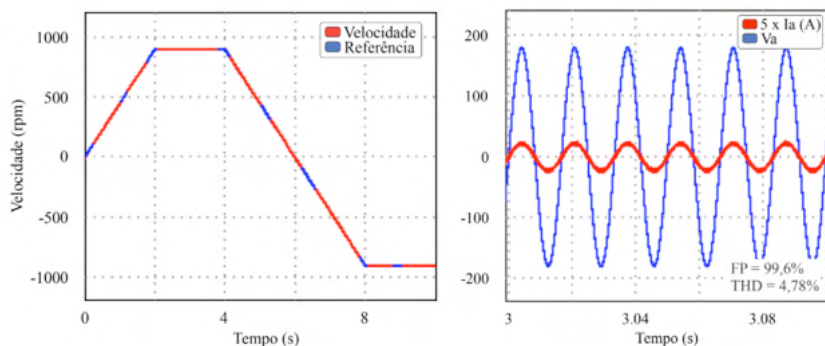


Figura 10. (a) Rampa de Velocidade com a velocidade medida do rotor (vermelho) e referência do controle (azul), (b) Tensão (azul) e Corrente (vermelho) na Entrada do Estágio Retificador.

A compensação para a alternância de exigência de corrente da máquina (em função das rampas de aceleração e desaceleração) é feita alterando a referência do eixo d do retificador, enquanto se mantém a referência do eixo q em zero, no objetivo de manter o fator de potência próximo à unidade (Figura 11 (a)). Para a situação descrita, a tensão controlada no barramento CC é apresentada na Figura 11 (b).



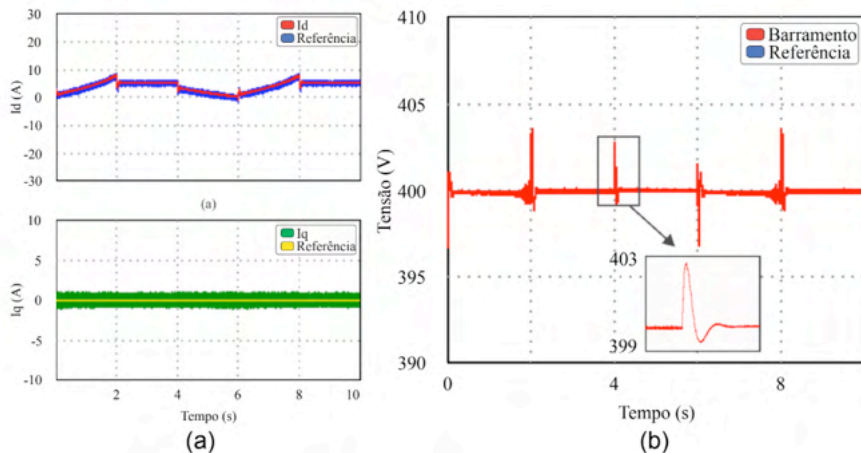


Figura 11. (a) Controle do Retificador: correntes de eixo direto superior e em quadratura inferior, (b) Tensão controlada no barramento CC.

Os pulsos de tensão no barramento estão relacionados com as variações na ação de controle do inversor. Na Figura 12 (a) pode-se observar o comportamento correntes estáticas nos instantes de aceleração e inversão do sentido de rotação da máquina.

Por fim, um reflexo direto da variação da referência de velocidade se dá na alteração da corrente do eixo q do inversor, responsável por controlar o torque e a velocidade (Figura 12 (b) inferior). A corrente do eixo d é mantida em zero, pois o fluxo é gerado pelos ímãs permanentes da máquina síncrona (Figura 12 (b)).

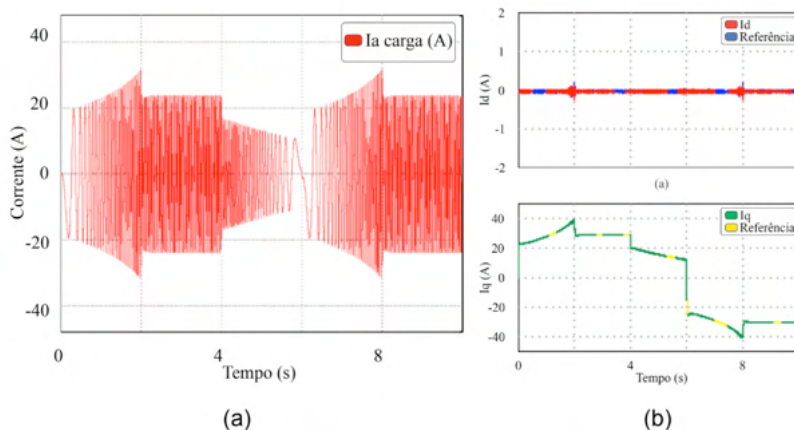


Figura 12. (a) Correntes estáticas na Saída do Inversor, (b) Controle do PMSM: correntes de eixo direto superior e em quadratura inferior.

## 5 | CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma modelagem matemática através do modelo médio de pequenos sinais de um retificador e um inversor trifásico, empregados no acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes. Para realizar o controle, o modelo de pequenos sinais obtido foi convertido em um sistema de coordenadas dq0 no intuito de simplificar o projeto de controle. O modelo utilizado como base para o projeto do controle do PMSM é consagrado no meio acadêmico, validado em diversas literaturas (HOLMES, MCGRATH, PARKER, 2011), (CHEN, TANG, 1999), (GABBI, 2015) e (ERICKSON, MAKSIMOVIC, 2007)

Foram realizadas simulações do sistema em malha fechada aplicando rampas de aceleração e desaceleração da máquina, e para ambos os casos os resultados do controle projetado atenderam os objetivos de manter a tensão no barramento fixa, fator de potência elevado e referência de velocidade desejada.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao PPGEE PROEX/CAPES e ao projeto INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 - Código de Financiamento 001 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

## REFERÊNCIAS

BORGONOVO, Deivis et al. **Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos empregando a transformação de PARK**. 2001.

CHEN, Jessen; TANG, Pei-Chong. A sliding mode current control scheme for PWM brushless DC motor drives. **IEEE transactions on power electronics**, v. 14, n. 3, p. 541-551, 1999.

GABBI, Thieli Smidt et al. **Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes**. 2015.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. Springer Science & Business Media, 2007.

GOODWIN, Graham Clifford et al. **Control system design**. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.

HOLMES, Donald Grahame; MCGRATH, Brendan Peter; PARKER, Stewart Geoffrey. Current regulation strategies for vector-controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3680-3689, 2011.

KAZMIERKOWSKI, Marian P.; MALESANI, Luigi. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 45, n. 5, p. 691-703, 1998.

LISERRE, Marco; BLAABJERG, Frede; HANSEN, Steffan. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on industry applications**, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, 2005.

NOVOTNY, Donald W.; LIPO, Thomas A. **Vector control and dynamics of AC drives**. Oxford university press, 1996.

RIBEIRO, Dhiego S.; PRADO, Cláudio Castro. "**Motores de Imãs Permanentes**", Trabalho de Conclusão de Curso, INATEL, 2015.

ROWAN, Timothy M.; KERKMAN, Russel J. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 4, p. 678-690, 1986.

VENTURINI, William Alegranci et al. Fonte ininterrupta de energia trifásica de alto desempenho sem transformador com dupla funcionalidade do estágio de entrada e sistema de controle digital. 2016.

## ÍNDICE REMISSIVO

### A

Adquisição de dados 41

Amortecimento 84, 85, 87, 89, 92, 93, 95, 96, 97, 98, 99, 100

Ar 1, 2, 4, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 60

Arma 1, 2, 4, 6, 9, 10, 11, 12

Avaliação 6, 13, 27, 59, 67, 84, 89, 95, 119, 120, 123, 124

### C

Controladores 80, 92, 93, 100

Controle 3, 6, 7, 8, 21, 24, 25, 40, 59, 68, 69, 70, 72, 73, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 93, 95, 99, 101, 118

Conversor CC-CC Cuk 102, 104, 106, 111, 114

Curso de graduação 117, 119

### D

Desvios vocais 1, 2

Detecção 1, 2, 12, 13

### E

Emulador 102, 104, 105, 114

Energias renováveis 57, 61, 65

Ensino remoto 117, 118, 119, 120, 124, 126

Estabilidade 65, 84, 85, 92, 105

Expansão da geração de energia 56, 57, 65

### F

Fator de potência 68, 69, 73, 77, 80, 82

### I

Ímãs permanentes 68, 74, 78, 81, 82, 83

### J

Jogos digitais 15, 16, 18, 19, 25

### K

K-nearest neighbor 1, 2, 5

## **M**

Margem de carga 84, 85, 89, 90, 91

Metodologia avaliativa 117, 119

Metodologias ativas 15

Métodos diretos 84, 85

Modelagem computacional 27

Motor síncrono 68, 78, 82

## **O**

Otimização 13, 39, 58, 65, 84, 85, 86, 88, 91, 92, 93, 95, 96, 97

## **P**

Pandemia 59, 60, 117, 118, 120, 124, 126

Penetração do cordão de solda 40, 41

Pequenos sinais 68, 69, 72, 73, 82, 84, 92

Procesamento de imagen 41

Prototipagem virtual 27

## **R**

Realidade virtual 16, 27

Resistência 110, 121, 122

Robótica móvel 15

## **S**

Scratch 14, 15, 19, 20, 24, 25

Segurança dinâmica 84, 87, 89

Sistema elétrico brasileiro 56, 57, 58, 62

Sistemas multienergia 57, 65

## **T**

Tensão 68, 69, 70, 71, 73, 76, 78, 80, 81, 82, 84, 89, 99, 100, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 110, 112, 113, 118

Termografia infravermelha 41

Traçador de curvas 102, 104, 108, 109, 110, 111, 114

Treinamento 9, 17, 27

## **U**

Unidade de medição fasorial 92



Atena  
Editora  
Ano 2022

# ELECTRICAL ENGINEERING: PERSPECTIVE AND TENDENCY

[www.atenaeditora.com.br](http://www.atenaeditora.com.br) 

[contato@atenaeditora.com.br](mailto:contato@atenaeditora.com.br) 

@atenaeditora 

[www.facebook.com/atenaeditora.com.br](https://www.facebook.com/atenaeditora.com.br) 



Atena  
Editora  
Ano 2022

# ELECTRICAL ENGINEERING: PERSPECTIVE AND TENDENCY

[www.atenaeditora.com.br](http://www.atenaeditora.com.br) 

[contato@atenaeditora.com.br](mailto:contato@atenaeditora.com.br) 

[@atenaeditora](https://www.instagram.com/atenaeditora) 

[www.facebook.com/atenaeditora.com.br](https://www.facebook.com/atenaeditora.com.br) 