



João Dallamuta
(Organizador)

**Estudos Transdisciplinares
nas Engenharias 2**

Atena
Editora
Ano 2019

João Dallamuta

(Organizador)

Estudos Transdisciplinares nas Engenharias 2

Atena Editora
2019

2019 by Atena Editora
Copyright © Atena Editora
Copyright do Texto © 2019 Os Autores
Copyright da Edição © 2019 Atena Editora
Editora Executiva: Profª Drª Antonella Carvalho de
Oliveira Diagramação: Karine de Lima
Edição de Arte: Lorena Prestes
Revisão: Os Autores

O conteúdo dos artigos e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores. 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.

Conselho Editorial

Ciências Humanas e Sociais Aplicadas

Prof. Dr. Álvaro Augusto de Borba Barreto – Universidade Federal de Pelotas
Prof. Dr. Antonio Carlos Frasson – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Antonio Isidro-Filho – Universidade de Brasília
Prof. Dr. Constantino Ribeiro de Oliveira Junior – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Cristina Gaio – Universidade de Lisboa
Prof. Dr. Deyvison de Lima Oliveira – Universidade Federal de Rondônia
Prof. Dr. Gilmei Fleck – Universidade Estadual do Oeste do Paraná
Profª Drª Ivone Goulart Lopes – Istituto Internazionale delle Figlie de Maria Ausiliatrice
Profª Drª Juliane Sant’Ana Bento – Universidade Federal do Rio Grande do Sul
Prof. Dr. Julio Candido de Meirelles Junior – Universidade Federal Fluminense
Profª Drª Lina Maria Gonçalves – Universidade Federal do Tocantins
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Profª Drª Paola Andressa Scortegagna – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Prof. Dr. Urandi João Rodrigues Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará
Profª Drª Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande
Prof. Dr. Willian Douglas Guilherme – Universidade Federal do Tocantins

Ciências Agrárias e Multidisciplinar

Prof. Dr. Alan Mario Zuffo – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Prof. Dr. Alexandre Igor Azevedo Pereira – Instituto Federal Goiano
Profª Drª Daiane Garabeli Trojan – Universidade Norte do Paraná
Prof. Dr. Darllan Collins da Cunha e Silva – Universidade Estadual Paulista
Prof. Dr. Fábio Steiner – Universidade Estadual de Mato Grosso do Sul
Profª Drª Girlene Santos de Souza – Universidade Federal do Recôncavo da Bahia
Prof. Dr. Jorge González Aguilera – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Prof. Dr. Ronilson Freitas de Souza – Universidade do Estado do Pará
Prof. Dr. Valdemar Antonio Paffaro Junior – Universidade Federal de Alfenas

Ciências Biológicas e da Saúde

Prof. Dr. Gianfábio Pimentel Franco – Universidade Federal de Santa Maria
Prof. Dr. Benedito Rodrigues da Silva Neto – Universidade Federal de Goiás
Prof.^a Dr.^a Elane Schwinden Prudêncio – Universidade Federal de Santa Catarina
Prof. Dr. José Max Barbosa de Oliveira Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará
Prof.^a Dr.^a Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Prof.^a Dr.^a Raissa Rachel Salustriano da Silva Matos – Universidade Federal do Maranhão
Prof.^a Dr.^a Vanessa Lima Gonçalves – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Prof.^a Dr.^a Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande

Ciências Exatas e da Terra e Engenharias

Prof. Dr. Adélio Alcino Sampaio Castro Machado – Universidade do Porto
Prof. Dr. Eloi Rufato Junior – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Fabrício Menezes Ramos – Instituto Federal do Pará
Prof.^a Dr.^a Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Takeshy Tachizawa – Faculdade de Campo Limpo Paulista

Conselho Técnico Científico

Prof. Msc. Abrãao Carvalho Nogueira – Universidade Federal do Espírito Santo
Prof.^a Dr.^a Andreza Lopes – Instituto de Pesquisa e Desenvolvimento Acadêmico
Prof. Msc. Carlos Antônio dos Santos – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Prof.^a Msc. Jaqueline Oliveira Rezende – Universidade Federal de Uberlândia
Prof. Msc. Leonardo Tullio – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Prof. Dr. Welleson Feitosa Gazel – Universidade Paulista
Prof. Msc. André Flávio Gonçalves Silva – Universidade Federal do Maranhão
Prof.^a Msc. Renata Luciane Polsaque Young Blood – UniSecal
Prof. Msc. Daniel da Silva Miranda – Universidade Federal do Pará

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) (eDOC BRASIL, Belo Horizonte/MG)	
E82	Estudos transdisciplinares nas engenharias 2 [recurso eletrônico] / Organizador João Dallamuta. – Ponta Grossa, PR: Atena Editora, 2019. – (Estudos Transdisciplinares nas Engenharias; v. 2) Formato: PDF Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader Modo de acesso: World Wide Web Inclui bibliografia ISBN 978-85-7247-356-9 DOI 10.22533/at.ed.569102905 1. Engenharia – Pesquisa – Brasil. 2. Transdisciplinaridade. I. Dallamuta, João. II. Série. CDD 620
Elaborado por Maurício Amormino Júnior – CRB6/2422	

Atena Editora

Ponta Grossa – Paraná - Brasil

www.atenaeditora.com.br

contato@atenaeditora.com.br

APRESENTAÇÃO

Caro(a) leitor(a),

Nesta obra temos um compendio de pesquisas realizadas por alunos e professores atuantes em ciências exatas, engenharia e tecnologia. São apresentados trabalhos teóricos e vários resultados práticos de diferentes formas de aplicação e abordagens de simulação, projetos e caracterização no âmbito da engenharia e aplicação de tecnologia.

Tecnologia e pesquisa de base são os pilares do desenvolvimento tecnológico e da inovação. Uma visão ampla destes temas é portanda fundamental. É esta amplitude de áreas e temas que procuramos reunir neste livro.

De abordagem objetiva, a obra se mostra de grande relevância para graduandos, alunos de pós-graduação, docentes e profissionais, apresentando temáticas e metodologias diversificadas, em situações reais.

Optamos pela divisão da obra em dois volumes, como forma de organização e praticidade a você leitor. Aos autores, agradecemos pela confiança e espírito de parceria.

Boa leitura.

João Dallamuta

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	1
ESTUDO SEMI PROBABILÍSTICO E SIMULAÇÕES NUMÉRICAS PARA O MÓDULO DE ELASTICIDADE DO CONCRETO APLICADO AO PROBLEMA DE FLEXÃO DE UMA VIGA	
Ana Carolina Carius Bruna Teixeira Silveira Ricardo Franciss Leonardo de Souza Corrêa João Vitor Curioni de Miranda Bruna Nogueira da Silva	
DOI 10.22533/at.ed.5691029051	
CAPÍTULO 2	14
EVOLUÇÃO DIFERENCIAL APLICADA NA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM SISTEMA OSCILATÓRIO	
Iolanda Ortiz Bernardes Marcelo Favoretto Castoldi Alessandro Goedel	
DOI 10.22533/at.ed.5691029052	
CAPÍTULO 3	20
GERAÇÃO DE UM ACELEROGRAMA SÍSMICO ARTIFICIAL A PARTIR DE UMA FUNÇÃO DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA COMPATÍVEL COM UM ESPECTRO DE RESPOSTA DE PROJETO	
Daniela Dalla Chiesa Letícia Fleck Fadel Miguel	
DOI 10.22533/at.ed.5691029053	
CAPÍTULO 4	25
GRUPO DE ESTUDOS E INTERVENÇÕES SOCIOAMBIENTAIS ENQUANTO PRÁTICA EDUCATIVA PARA A ENGENHARIA AMBIENTAL: CICLOS QUE SE RETROALIMENTAM	
Gabriela de Souza Carvalho Julia Dedini Felício Lara Ramos Monteiro Silva Rhennan Mecca Bontempi	
DOI 10.22533/at.ed.5691029054	
CAPÍTULO 5	43
MAPEAMENTO DE LINEAMENTOS ESTRUTURAIS E ESTUDO DA POTENCIALIDADE HÍDRICA DO SISTEMA AQUÍFERO SERRA GERAL NA BACIA DO RIBEIRÃO CAMBÉ EM LONDRINA, PR	
Giselly Peterlini Maurício Moreira dos Santos Thiago Henrique da Silva	
DOI 10.22533/at.ed.5691029055	
CAPÍTULO 6	49
MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR FONTE DE TENSÃO PARA ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO	
Lucas Niquele Endrice Jakson Paulo Bonaldo	
DOI 10.22533/at.ed.5691029056	

CAPÍTULO 7	67
MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO PROCESSO PRODUTIVO DE LEITE EM PÓ INTEGRAL: ÊNFASE NA ETAPA DE SECAGEM POR <i>SPRAY DRYING</i> Gustavo Storte Tonin Régis da Silva Pereira DOI 10.22533/at.ed.5691029057	
CAPÍTULO 8	83
NÍVEIS DE RUÍDO DE UM TRATOR AGRÍCOLA EM CONDIÇÃO ESTÁTICA Maria Rosa Alferes da Silva Letícia Rodrigues da Silva Rônega Boa Sorte Vargas Beethoven Gabriel Xavier Alves DOI 10.22533/at.ed.5691029058	
CAPÍTULO 9	88
O MÉTODO SORM DG E SUAS APLICAÇÕES NA ANÁLISE DE CONFIABILIDADE ESTRUTURAL DE PROBLEMAS DE ENGENHARIA Emmanoel Guasti Ferreira Marcílio Sousa da Rocha Freitas José Antônio da Rocha Pinto Geraldo Rossoni Sisquini DOI 10.22533/at.ed.5691029059	
CAPÍTULO 10	106
PROPOSTA DE INTERVENÇÃO PARA CRIAÇÃO DA ZONA DE SEGURANÇA HÍDRICA DO MUNICÍPIO DE CUIABÁ, MATO GROSSO Ibraim Fantin-Cruz Maria Ivoneide Vital Rodrigues Leandro Obadowiski Bruno Marcel Medinas de Campos DOI 10.22533/at.ed.56910290510	
CAPÍTULO 11	123
PROSPECÇÃO QUÍMICA DA CASCA DO FRUTO E DA SEMENTE DA <i>MAGONIA PUBENSCENS</i> A. ST.-HIL Amanda Silva Oliveira Arnaldo Ferreira Ribeiro Júnior Bruna Lane Malkut Fábio Gramani Saliba Júnior Maria Perpétua Oliveira Ramos DOI 10.22533/at.ed.56910290511	
CAPÍTULO 12	128
REÚSO DE EFLUENTE DE ESGOTO TRATADO NO CULTIVO DO PIMENTÃO AMARELO EM SOLO DO CERRADO Delvio Sandri Waltoíres Reis da Silva Júnior Cícero Célio de Figueiredo Rodrigo Moura Pereira DOI 10.22533/at.ed.56910290512	

CAPÍTULO 13	140
SISTEMA DE IRRIGAÇÃO AUTOMÁTICO	
Camila Dias de Jesus	
Márcio da Silva Vilela	
Leonardo Nazário Silva dos Santos	
Clarissa Vitória Borges dos Santos	
DOI 10.22533/at.ed.56910290513	
CAPÍTULO 14	144
SISTEMA RADICULAR DA CULTIVAR 'GOLD JEWEL' DE KALANCHOE BLOSSFELDIANA POELLN CULTIVADA EM SUBSTRATO COMERCIAL E EM DIFERENTES DOSAGENS DE IRRIGAÇÃO	
Fátima Cibele Soares	
Jumar Luís Russi	
Andressa Fernandes Leal	
Carine Brum Duran	
Francieli Ribeiro Corrêa	
Giordana Trindade de Abreu	
DOI 10.22533/at.ed.56910290514	
CAPÍTULO 15	151
UMA ABORDAGEM DE APRENDIZADO DE MÁQUINAS PARA AUXÍLIO NO PLANEJAMENTO E CONTROLE DE MANUTENÇÃO	
Jéfter Mateus de Oliveira Rezende	
Gustavo de Assis Costa	
Camila Dias de Jesus	
DOI 10.22533/at.ed.56910290515	
CAPÍTULO 16	164
UTILIZAÇÃO DA TÉCNICA DE VELOCIMETRIA POR IMAGENS DE PARTÍCULAS (PIV) PARA OBTENÇÃO DO MAPA DE DEFORMAÇÕES EM PAINÉIS DE MADEIRA DE <i>PINUS OOCARPA</i>	
Eduardo Hélio de Novais Miranda	
Rodrigo Allan Pereira	
DOI 10.22533/at.ed.56910290516	
CAPÍTULO 17	170
UTILIZAÇÃO DE AGENTE DE SECAGEM NA PRODUÇÃO DE PAPEL CARTÃO	
Crivian Pelisser	
Márcio Antônio Fiori	
Josiane Maria Muneron de Mello	
Jaqueline Scapinello	
DOI 10.22533/at.ed.56910290517	
SOBRE O ORGANIZADOR	184

MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR FONTE DE TENSÃO PARA ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO

Lucas Niquele Endrice

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campo Mourão – Paraná

Jakson Paulo Bonaldo

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campo Mourão – Paraná

RESUMO: Este trabalho apresenta o desenvolvimento e simulação de um sistema de controle escalar de velocidade para motores de indução monofásicos. A técnica utilizada é conhecida como controle V/F. Para um melhor entendimento do projeto foi realizada uma revisão de literatura sobre modulação PWM, conversores CC/CA, e métodos de controle de velocidade e motores de indução. Para alcançar os objetivos do trabalho foi desenvolvido um inversor monofásico, para servir como fonte de tensão e frequência variáveis para o motor, seguido pela aplicação do método de controle de velocidade V/F através de controladores digitais. No trabalho são apresentados os resultados das simulações, para visualização e demonstração de sua validade.

PALAVRAS-CHAVE: Controle escalar; Inversor monofásico; Modelagem de Conversores.

ABSTRACT: The current work presents the development and simulation of a scalar speed

control system for single-phase induction motor. The used technique is called V/F control. For a better understanding of the project, a literature review was made on PWM modulation, DC/AC converters, speed control methods and induction motors. To achieve the work goals, a single-phase inverter was developed and operated as a variable voltage and frequency power supply. The proposed method was applied for speed control of the induction motor based on the scalar V/F method using digital controllers. Simulation results are presented supporting the validity of the proposed work.

KEYWORDS: Modeling of power converters; Scalar control; Single-phase inverter.

1 | INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CA, também conhecidos como inversores, podem ser considerados um grupo recente de circuitos de chaveamento de potência. Os inversores CC-CA convertem uma tensão de entrada contínua em alternada, e sua estrutura básica é mostrada na Figura 1 (Luo, Ye, Rashid, 2005).

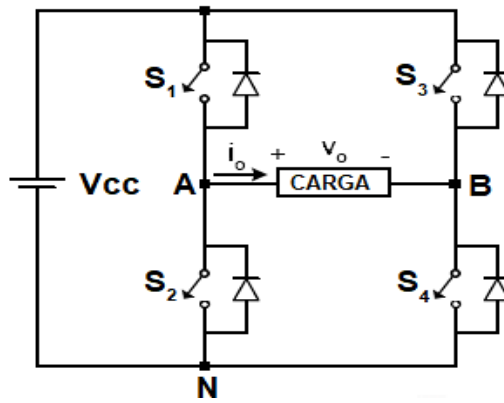


Figura 1 - Conversor CC-CA em ponte completa.

Fonte: Luo, Ye, Rashid (2005).

O princípio de operação do inversor consiste no acionamento das chaves S1, S2, S3 e S4. Sendo que as chaves S1 e S3 devem trabalhar de forma complementar às chaves S2 e S4, pois, se dois interruptores de um mesmo braço estiverem conduzindo num mesmo instante, a fonte de tensão, V_{cc} , será curto-circuitada. Quando S1 e S4 estiverem conduzindo a tensão V_{cc} é aplicada sobre a carga. Quando S2 e S3 conduzirem, será aplicada uma tensão $-V_{cc}$ (Rashid, 1999).

Os inversores CC-CA são geralmente utilizados como (Luo, Ye, Rashid, 2005):

- Fonte de tensão/frequência variável para controle de velocidade de motores;
- Fonte de tensão CA constante;
- Filtros ativos de potência;
- Fontes ininterruptas de energia (*no-breaks*), entre outros.

Neste trabalho, o inversor de frequência será utilizado no controle de velocidade de um motor de indução monofásico. Estes motores são largamente utilizados em razão de sua construção simples, baixo custo de manutenção e baixo custo de aquisição se comparados a outros tipos de motores, como os de corrente contínua (Iorgulescu, 2016; Niu, et al, 2016).

Dessa forma, o controle de velocidade dos motores de indução inversores tem se tornado cada vez mais desejado pelas facilidades no processo de controle. Com o avanço das tecnologias da eletrônica de potência e das teorias de controle, surgiram uma variedade de estratégias de controle para uso geral ou para alta *performance*. Algumas estratégias representativas são: constante V/F, controle vetorial, controle de torque direto, controle inteligente, etc. Cada uma das técnicas possui suas vantagens e desvantagens, e a utilização de uma ou de outra técnica depende dos requisitos da aplicação (Guay Salmon, 2006; Hayakwong, Kinnares, Bunlaksananusorn, 2016; Niu, et al, 2016).

2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Com o objetivo de realizar o controle de forma digital, sabe-se que o modulador PWM digital gera um atraso em função da sua dinâmica de funcionamento, visto que a atualização do sinal modulante ocorre apenas no início de cada período (T_s). Todavia este comportamento pode ser modelado como um efeito de atraso *sample and hold* (Buso, Mattavelli, 2006).

Segundo os mesmos autores, em uma aproximação por pequenos sinais é possível encontrar a função de transferência entre o sinal modulante, $m(t)$, e o sinal de controle, $V_{MO}(t)$. Aplicando a aproximação de Padé de primeira ordem obtém-se a equação (1).

$$PWM(s) = \frac{V_{MO}(s)}{M(s)} = \frac{e^{-sDT_s}}{c_{PK}} \approx \frac{1 - s \frac{T_s}{4}}{1 + s \frac{T_s}{4}} \quad (1)$$

Desta forma, o sinal PWM deve ser arranjado de maneira adequada para o correto chaveamento dos interruptores, e conseqüentemente obter o resultado esperado para frequência e amplitude da tensão de saída do conversor. Entretanto, o sinal obtido logo após as chaves, isto é, entre cada um dos braços do inversor, é modulado em alta frequência, sendo necessário a inserção de um filtro passa-baixas na saída do conversor para eliminar as harmônicas de alta frequência.

Portanto foi projetado um filtro passa-baixas de segunda ordem considerando a carga como uma resistência (R) e a ponte inversora como uma fonte de tensão variável (V_{INV}). Dado que a frequência de chaveamento do inversor é de 13 kHz, a frequência de corte do filtro passa-baixas foi ajustada aproximadamente uma década abaixo, em 1,2 kHz. Os parâmetros do filtro são listados na Tabela 1.

Neste modelo foi considerada a resistência interna do indutor, mas não a do capacitor, pois é desprezível. Assim, utilizando o domínio de Laplace, pode-se definir a função de transferência do filtro como sendo a equação (2).

$$\frac{V_o(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{\frac{1}{CL}}{s^2 + s\left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{CR}\right) + \frac{1}{CL}\left(\frac{R_L}{R} + 1\right)} \quad (2)$$

Os valores dos componentes utilizados para o desenvolvimento do trabalho são descritos na Tabela 1.

Descrição	Símbolo	Valor
Frequência de chaveamento	f_s	13 kHz

Tensão de entrada	V_{cc}	300 V
Ganho do transdutor de corrente	K_{st}	0,05 V/A
Ganho do transdutor de tensão	K_{sv}	0,0033 V/V
Indutância	L	1 mH
Capacitância	C	40 μ F
Resistencia interna do indutor	R_L	100 m Ω
Carga	R	16 Ω

Tabela 1 - Parâmetros do inversor

O método de controle de velocidade utilizado será o método de constante V/F. O princípio de funcionamento desse método consiste em aplicar uma frequência e uma tensão variáveis ao motor, porém mantendo constante a relação entre a tensão e a frequência. Desta forma é possível obter o máximo torque em uma faixa que vai de uma frequência mínima até a frequência nominal de operação do motor (Singh, et al, 2016).

Quando se deseja operar o motor com velocidades muito baixas, uma tensão com pequena amplitude e baixa frequência é aplicada ao motor. Entretanto, nesta condição o torque máximo disponível diminui, mesmo mantendo constante a relação V/F (Diyoke, Okeke, Aniagwu, 2016).

Isso acontece, pois, o fluxo do entreferro é reduzido em função das perdas na impedância do estator, enquanto o motor opera em baixas velocidades. Para compensar as perdas e para que se tenha um maior torque de partida, mantém-se uma tensão com uma amplitude mínima (Figura 2). Por isso, em baixas frequências a relação V/F é maior que a relação V/F nominal (Bose, 2002).

Em frequências maiores que a nominal o motor opera com velocidade maior que a nominal. Entretanto, o torque diminui, pois a amplitude da tensão é mantida constante ao passo que a frequência aumenta. Neste caso, tem-se uma redução da relação V/F, levando a uma redução do fluxo e conseqüentemente do torque máximo (Pomílio, 2016).

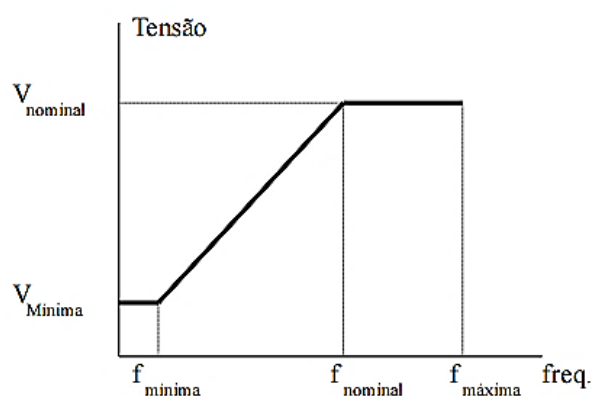


Figura 2 - Curva V/F típica para acionamentos de motores CA .

Fonte: Pomílio (2016).

3 | DESENVOLVIMENTO

3.1 Modelagem da malha de controle de corrente

Primeiramente, é necessário definir a função de transferência da planta do sistema. Como a carga que estamos adotando está relacionada ao filtro de saída, a planta será a função de transferência do filtro passa-baixas.

A equação (2) representa a função de transferência do filtro passa-baixas, que expressa a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do filtro. A função de transferência da corrente do indutor é obtida conforme equação (3).

$$\frac{I_L(s)}{V_{INV}(s)} = \frac{s \frac{1}{L} + \frac{1}{CLR}}{s^2 + s \left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{CR} \right) + \frac{1}{CL} \left(\frac{R_L}{R} + 1 \right)} \quad (3)$$

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos da malha fechada do controle de corrente, onde todos os componentes estão representados por suas funções de transferência ou ganhos. Em particular, o bloco do controlador é representado por um controlador do tipo proporcional-integral, já que análises preliminares indicaram que somente o controlador proporcional não seria suficiente para atender os parâmetros do projeto, pois este não é capaz de corrigir o erro em regime estacionário do sistema (Buso, Mattavelli, 2006; Sikarwar, Barve, 2013).

Do diagrama de blocos da Figura 3 pode ser definida a função de transferência de malha aberta do sistema de controle da corrente, a qual é dada pela equação (4).

$$H_f(s) = \left(K_{PI} + \frac{K_I}{s} \right) \left(\frac{1 - s \frac{T_{sv}}{4}}{1 + s \frac{T_s}{4}} \right) V_{cc} \left(\frac{s \frac{1}{L} + \frac{1}{CLR}}{s^2 + s \left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{CR} \right) + \frac{1}{CL} \left(\frac{R_L}{R} + 1 \right)} \right) K_{sr} \quad (4)$$

Os valores de K_{PI} e K_I do controlador PI são calculados utilizando as condições de ângulo e módulo sobre a função de transferência de malha aberta. Definindo então como a largura de banda do sistema de controle da corrente (Buso, Mattavelli, 2006).

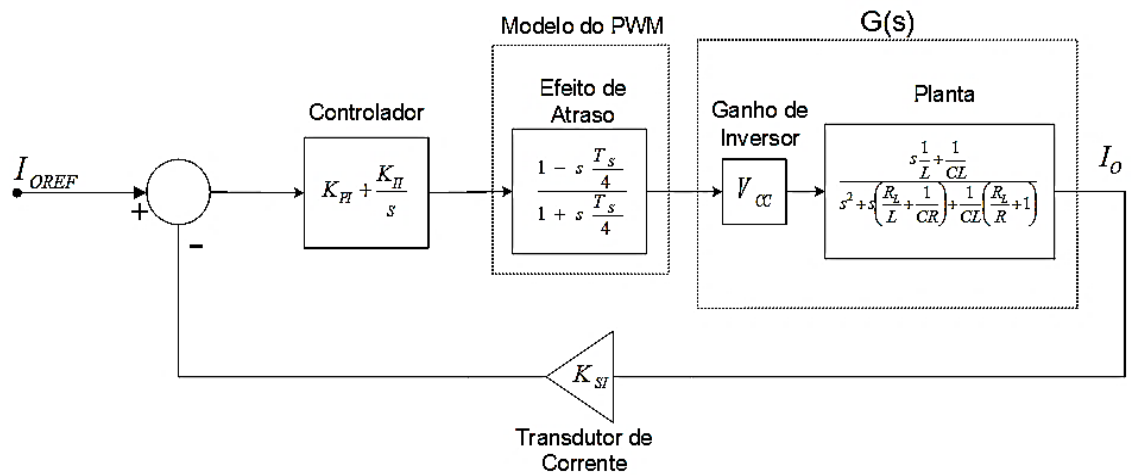


Figura 3 - Diagrama de bloco da malha de controle de corrente.

Fonte: Buso, Mattavelli (2006).

A função de transferência de malha aberta, $H_I(j\omega_{CI})$, é mostrada na equação (5).

$$H_I(j\omega_{CI}) = \frac{1 - j\omega_{CI} \frac{T_s}{4}}{1 + j\omega_{CI} \frac{T_s}{4}} V_{CC} \frac{j\omega_{CI} \frac{1}{L} + \frac{1}{CLR}}{(j\omega_{CI})^2 + j\omega_{CI} \left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{CR} \right) + \frac{1}{CL} \left(\frac{R_L}{R} + 1 \right)} K_{SI} \quad (5)$$

Para deslocar a frequência de corte do sistema para o valor desejado, isto é, para ω_{CI} , o valor de K_{PI} é calculado de acordo com equação (6).

$$K_{PI} = \frac{1}{|H_I(j\omega_{CI})|} \approx 0.787 \quad (6)$$

Já para K_{II} , utiliza-se a condição de ângulo, impondo que a margem de fase do sistema seja igual a 60° , obtendo a equação (7).

$$K_{II} = \frac{K_{PI} I \omega_{CI}}{\tan((-180^\circ + 60^\circ) + 90^\circ - \phi\{H_I(j\omega_{CI})\})} \approx 402 \frac{rad}{s} \quad (7)$$

Pelo diagrama de Bode do sistema em malha aberta é possível verificar a margem de fase e a frequência de corte do sistema em malha fechada. O diagrama da Figura 4 foi traçado considerando diversos valores da carga para verificar a influência desta no comportamento do sistema. Conforme se observa, a margem de fase é de aproximadamente 60° (para $R = 16 \Omega$).

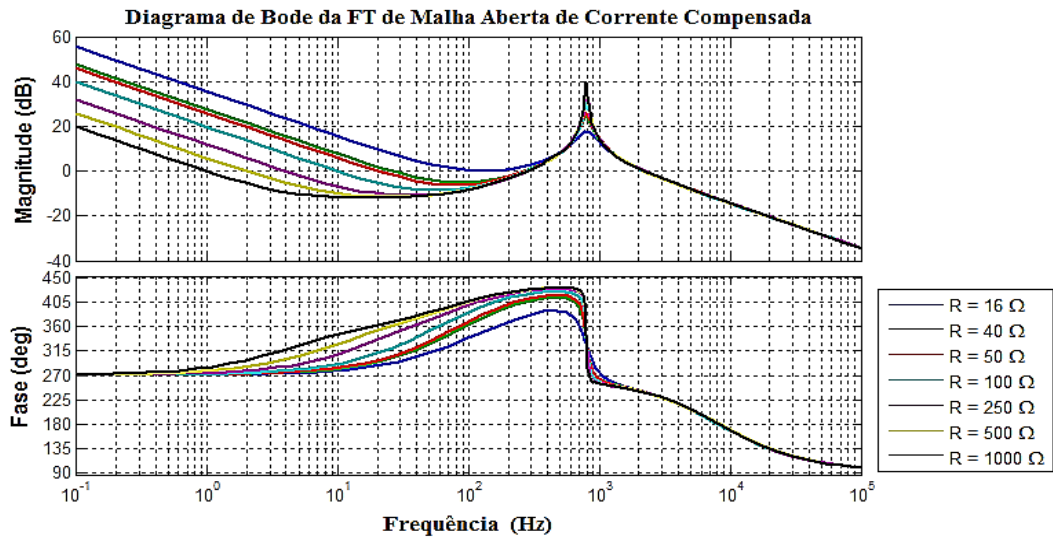


Figura 4 - Diagrama de Bode da malha de corrente variando R.

3.2 Modelagem da malha de controle de tensão

A malha de tensão é externa à malha de corrente. Portanto tendo esta definida, pode-se iniciar trabalho sobre a malha de controle de tensão. Desta forma, a malha fechada da corrente é tratada como um bloco do sistema de controle da tensão. O sistema completo com as duas malhas é apresentado no formato de diagrama de blocos na Figura 5.

A respectiva planta para a malha de tensão é a função de transferência da carga em paralelo com o capacitor do filtro, resultando na equação (8).

$$\frac{V_O(s)}{I_L(s)}(s) = \frac{R}{sCR} + 1 \quad (8)$$

Para o cálculo do controlador PI de tensão foi utilizado o mesmo método para a determinação do controlador de corrente, através das condições de ângulo e módulo da função de transferência em malha aberta do sistema de controle da tensão, com $\omega_{CV} = 2\pi f_s/12$ como a largura de banda do sistema de controle da tensão.

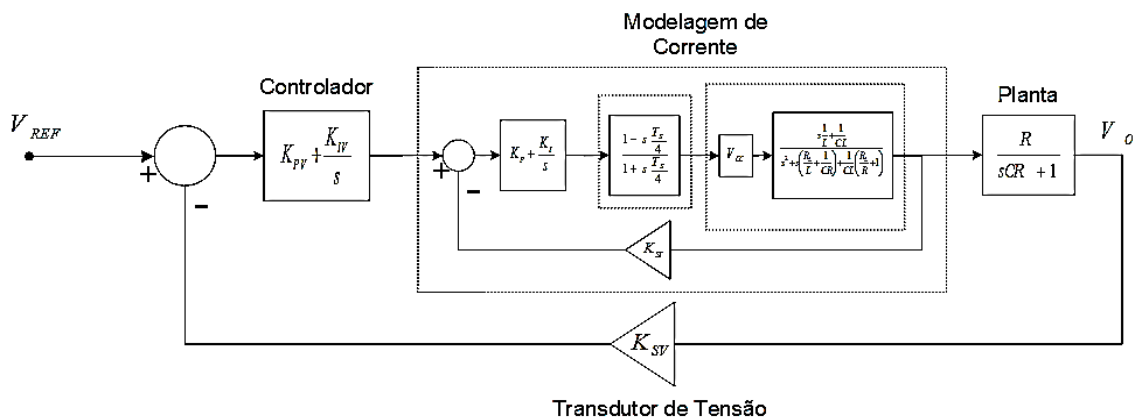


Figura 5 - Diagrama de bloco da malha de controle de tensão.

Fonte: Buso, Mattavelli (2006).

A função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão é descrita por:

$$H_V(s) = \left(K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \right) H_{I_MF} \left(\frac{R}{sRC+1} \right) K_{ST} \quad (9)$$

onde H_{I_MF} é a função de transferência em malha fechada do sistema de controle de corrente.

Para deslocar a frequência de corte do sistema para ω_{CV} , o valor de K_{PV} necessário é calculado conforme equação (10).

$$K_{PV} = \frac{1}{|H_V(j\omega_{CV})|} \approx 4,28 \quad (10)$$

O ganho integral, K_{IV} , é calculado usando a condição de ângulo, impondo que a fase do sistema na frequência ω_{CV} seja igual a 60° , conforme equação (11).

$$K_{IV} = \frac{K_{PV}\omega_{CV}}{\tan((-180^\circ + 60^\circ) + 90^\circ - \phi\{H_V(j\omega_{CV})\})} \approx 14498 \frac{rad}{s} \quad (11)$$

É interessante analisar como o sistema de controle da tensão se comporta quando a carga varia. Para isso foram definidos diversos valores para a carga (R) e traçado o respectivo diagrama de Bode, apresentado na Figura 6. Notam-se diferenças tanto no módulo quanto na fase do sistema. Entretanto, a margem de fase para R é de aproximadamente 52° , enquanto para os outros valores fica em torno de 40° . Portanto com pouca carga, isto é, com R muito alto, o sistema torna-se menos amortecido.

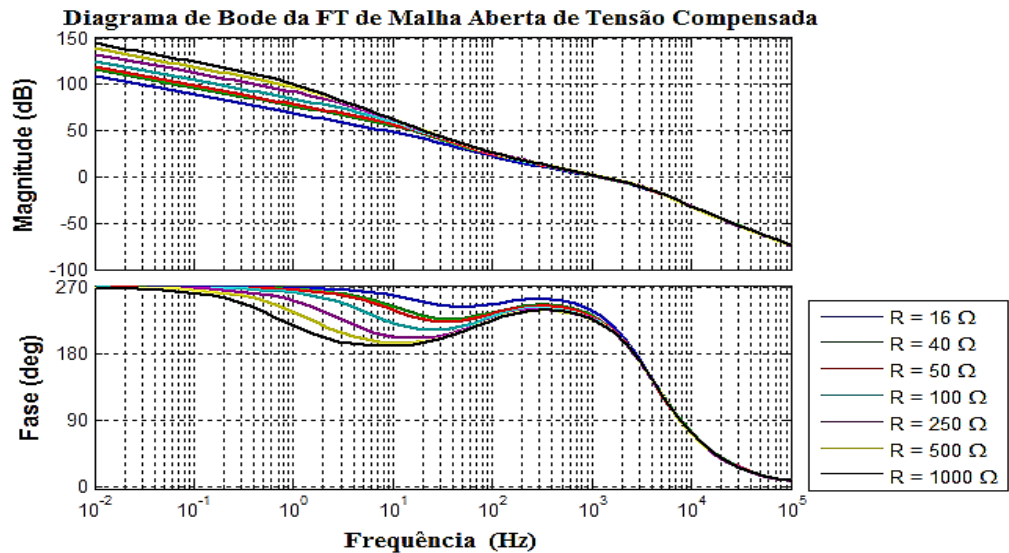


Figura 6 - Diagrama de Bode da malha de tensão variando R.

3.3 Simulação do conversor CC/CA

Após a modelagem e o projeto dos controladores, o circuito completo do inversor incluindo o modulador PWM e as malhas de realimentação é mostrado na Figura 7.

O diagrama esquemático consiste no circuito de um conversor CC-CA em ponte completa, com quatro MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e seus diodos em antiparalelo; o filtro de saída e a carga R; os transdutores de corrente e tensão usados para a realimentação; o modulador PWM com os comparadores, a onda triangular e a onda de referência.

Tendo em vista que o objetivo é realizar o controle de forma digital, e que suas implicações já foram consideradas na modelagem, os controladores PI são utilizados em suas versões digitais, programados em linguagem C e com frequência de amostragem igual à frequência de chaveamento do inversor (f_s).

O princípio de funcionamento da ação integral necessita que o controlador tenha acesso ao valor anterior do integrador, pois a integral nada mais é que a soma e acúmulo dos valores que sua entrada assume. Desta forma, tem-se o circuito da Figura 7, onde os blocos S&H (*sample and hold*) representam os A/D's (conversores analógico-digital) responsáveis pela amostragem dos valores de tensão e corrente realimentado.

Dessa maneira, pode-se simular este circuito com controladores digitais e comparar sua resposta com a onda de referência para constatar o desempenho dinâmico do sistema controlado.

Para realizar a simulação foi gerado um sinal de referência com uma amplitude inicial de 100 V. Um degrau ocorre em 0,113 s elevando a amplitude para 180 V. Desta forma, na Figura 8 é visto que o sistema consegue seguir de forma satisfatória a referência, mostrando que os controladores estão adequados para este caso, com atraso e diferença de amplitude muito pequenos. Observa-se também que o

transitório é curto com o sistema entrando em regime logo após a aplicação do degrau.

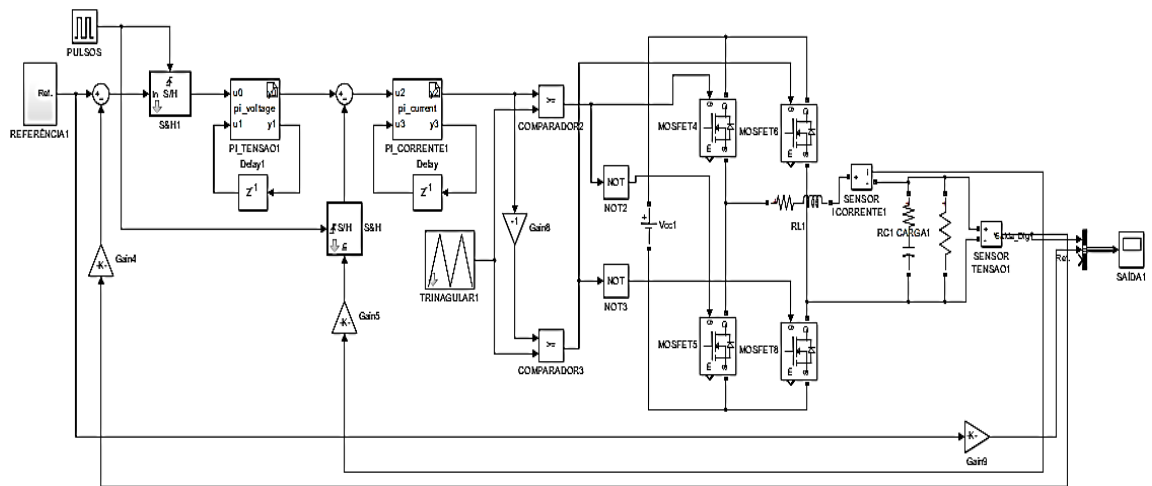


Figura 7 - Circuito com controlador digital.

Na Figura 8, mostra-se a comparação entre a onda de referência e a tensão de saída do inversor controlado de forma digital.

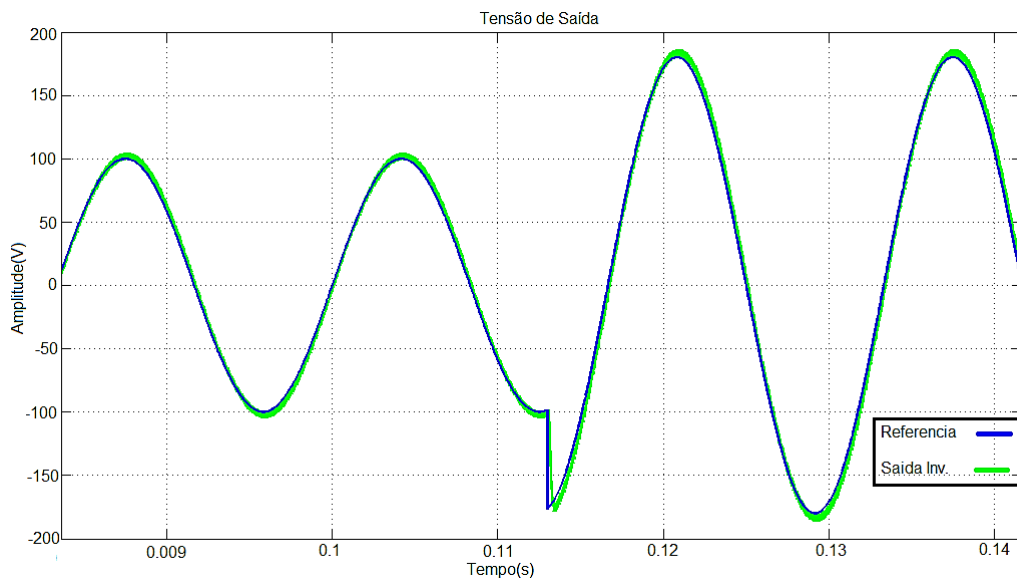


Figura 8 - Comparação da saída do inversor com a onda de referência.

3.4 Controle de velocidade do motor de indução

O controle V/F em malha aberta de motores de indução é o mais popular método de controle de velocidade devido a sua simplicidade. Tradicionalmente, motores de indução têm utilizado fonte de alimentação de 60 Hz, em malha aberta, para aplicações de velocidade constante. Para aplicações com velocidade ajustável, o controle da frequência é inevitável. Todavia, a tensão precisa se manter proporcional à frequência para que o fluxo (Φ) se mantenha constante. O diagrama de bloco que representa o método V/F é mostrado na Figura 9 (Bose, 2002).

A tensão V_s é diretamente gerada em função da frequência, pelo fator de ganho

G, assim o fluxo se mantém constante. À medida que a frequência diminui, a reatância de magnetização do motor diminui levando a um aumento da corrente do estator. Nesta condição a queda de tensão sobre a resistência do estator aumenta, aumentando as perdas de potência. Desta forma, ocorre o enfraquecimento do fluxo pelo entreferro. A tensão V_o (*boost voltage*) é adicionada para que o fluxo e o torque estejam disponíveis em velocidade baixa, e seu efeito é desprezível para as altas frequências (Bose, 2002).

Uma melhoria para o controle V/F em malha aberta é o controle por regulação de escorregamento em malha fechada, como mostrado na Figura 10.

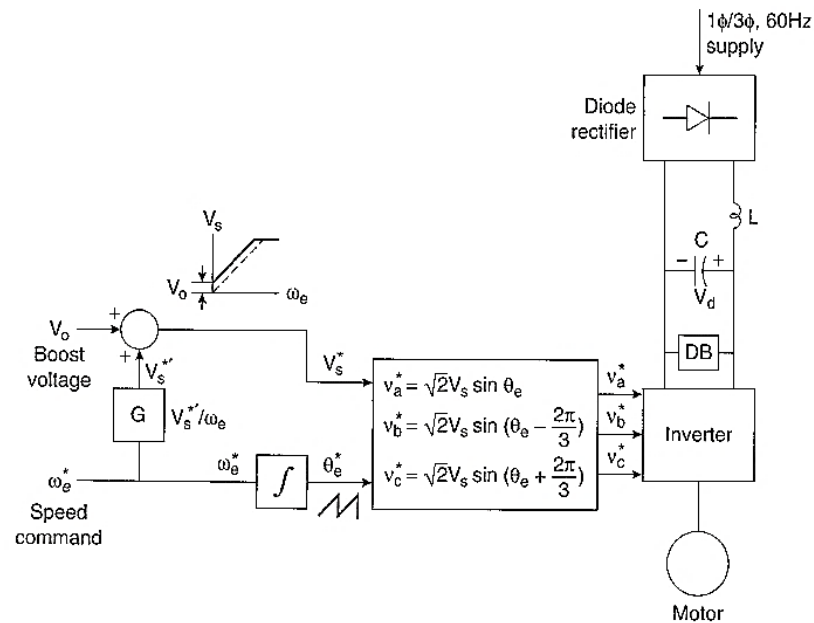


Figura 9 - Diagrama de bloco do método V/F em malha aberta trifásico.

Fonte: Bose (2002).

A velocidade instantânea do motor pode ser obtida através de um *encoder* de posição no eixo ou por um sensor de velocidade, que então é comparada com velocidade de referência gerando o sinal de erro é obtido. O sinal de erro de velocidade é processado pelo controlador de velocidade originando o sinal ω_e^* . Este sinal é somado à realimentação da velocidade para produzir a frequência de comando, que é utilizada, também, para gerar a referência de tensão do inversor através do bloco V/F (Bose, 2002; Singh, Kumar, Pattnaik, Reddy, 2016).

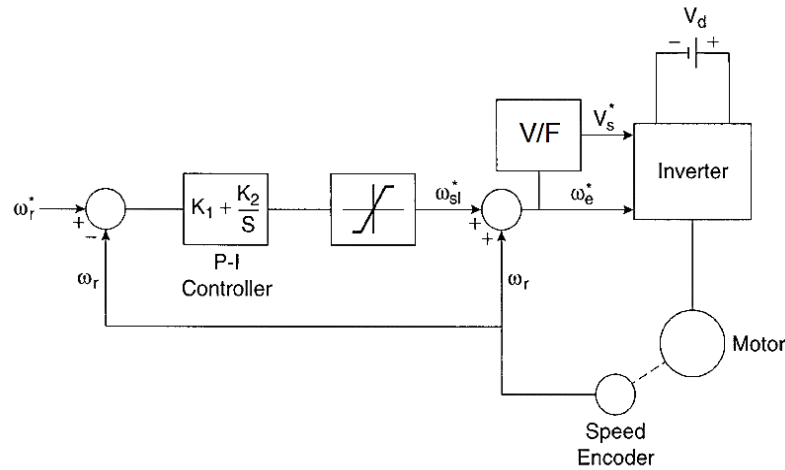


Figura 10 - Controle V/F em malha fechada.

Fonte: Buso, Mattavelli (2006).

Quando há um incremento no sinal de comando da velocidade, o motor acelera até estabilizar no valor de regime desejado. Quando há uma redução do sinal de comando, o motor entra em modo regenerativo ou de frenagem e desacelera até estabilizar novamente (Bose, 2002).

3.5 Implementação do controle de velocidade

Na simulação do funcionamento do controle de velocidade V/F é usado um motor de indução monofásico com capacitor de partida.

O modelo matemático do motor utilizado para as simulações já está presente no *software MATLAB* e as especificações, do mesmo, são apresentadas na Tabela 2.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	186,5 VA
Tensão nominal	127 Vrms
Frequência nominal	60 Hz
Resistência do enrolamento do estator (R_s)	2,02 Ω
Indutância do enrolamento do estator (L_s)	7,4 mH
Resistência do enrolamento do rotor (R_r')	4,12 Ω
Indutância do enrolamento do rotor (L_r')	5,6002 mH
Indutância mútua (L_{ms})	0,17719 H
Resistência do enrolamento auxiliar (R_S)	7,14 Ω
Indutância do enrolamento auxiliar (L_S)	8,5001 mH
Inércia	0,0146 J(kg.m ²)
Fator de atrito	0 F(N.m.s)
Par de polos	2
Resistência do capacitor de partida (R_{st})	2 Ω
Capacitância do capacitor de partida (C_s)	254,7 μF
Velocidade de desconexão do capacitor (em relação a velocidade síncrona)	75%

Tabela 2 - Especificações do motor de indução monofásico

Para realizar o controle de velocidade será utilizado um controlador PI digital, para reduzir erros de regime permanente e melhorar a resposta geral do sistema (Bose, 2002).

A implementação do circuito segue o conceito de controle escalar apresentado na Figura 10. O circuito completo para controle de motor de velocidade através de um inversor é apresentado na Figura 11. O sistema é formado basicamente pelos seis blocos que foram destacados na Figura 11, facilitando o entendimento do funcionamento do processo.

O primeiro bloco, chamado de bloco 1 na Figura 11, é responsável por gerar as rampas que aumentam ou reduzem a referência de velocidade do motor. As rampas podem ser crescentes (aumentar velocidade) ou decrescentes (reduzir velocidade). O componente de ganho denominado $RPM2w$, converte a referência de velocidade para rad/s.

Na Figura 12 podem ser visualizadas as rampas geradas. Para a aceleração, a velocidade foi de 0 a 3600 RPM, incrementando 600 RPM em cada transição após atingir o valor inicial de 1800 RPM (1800-2400-3000-3600), com duração de 1 s cada. Já na desaceleração a velocidade reduziu de 3000 a 0 RPM, sendo decrementadas 600 RPM, em 1 s, para cada transição intermediária (3000-2400-1800). Assim, inicialmente o motor é acelerado até 3000 RPM para que possa realizar a redução de sua velocidade, e por fim parte de 1800 RPM até sua completa paralização, em 0 RPM.

O bloco 2 da Figura 11, representa o circuito de realimentação e o controlador de velocidade. O primeiro bloco somador realiza a subtração do sinal da rampa e o sinal de velocidade do motor. Essa diferença entra no bloco do controlador PI para ser processada.

O segundo somador tem como objetivo adicionar ao sinal de saída do controlador o valor da velocidade do motor. Assim tem-se o valor de velocidade compensada que será utilizada para o cálculo de tensão e para definição da frequência do sinal de referência do inversor.

O bloco 3 da Figura 11 é responsável por definir o valor da tensão de pico de saída do inversor, a partir da velocidade do motor. Uma constante de tensão é somada para que se tenha fluxo já em velocidades baixas, e em frequências mais altas essa constante se torna desprezível. O componente de saturação garante que o valor de tensão não ultrapassará o valor máximo (Bose, 2002).

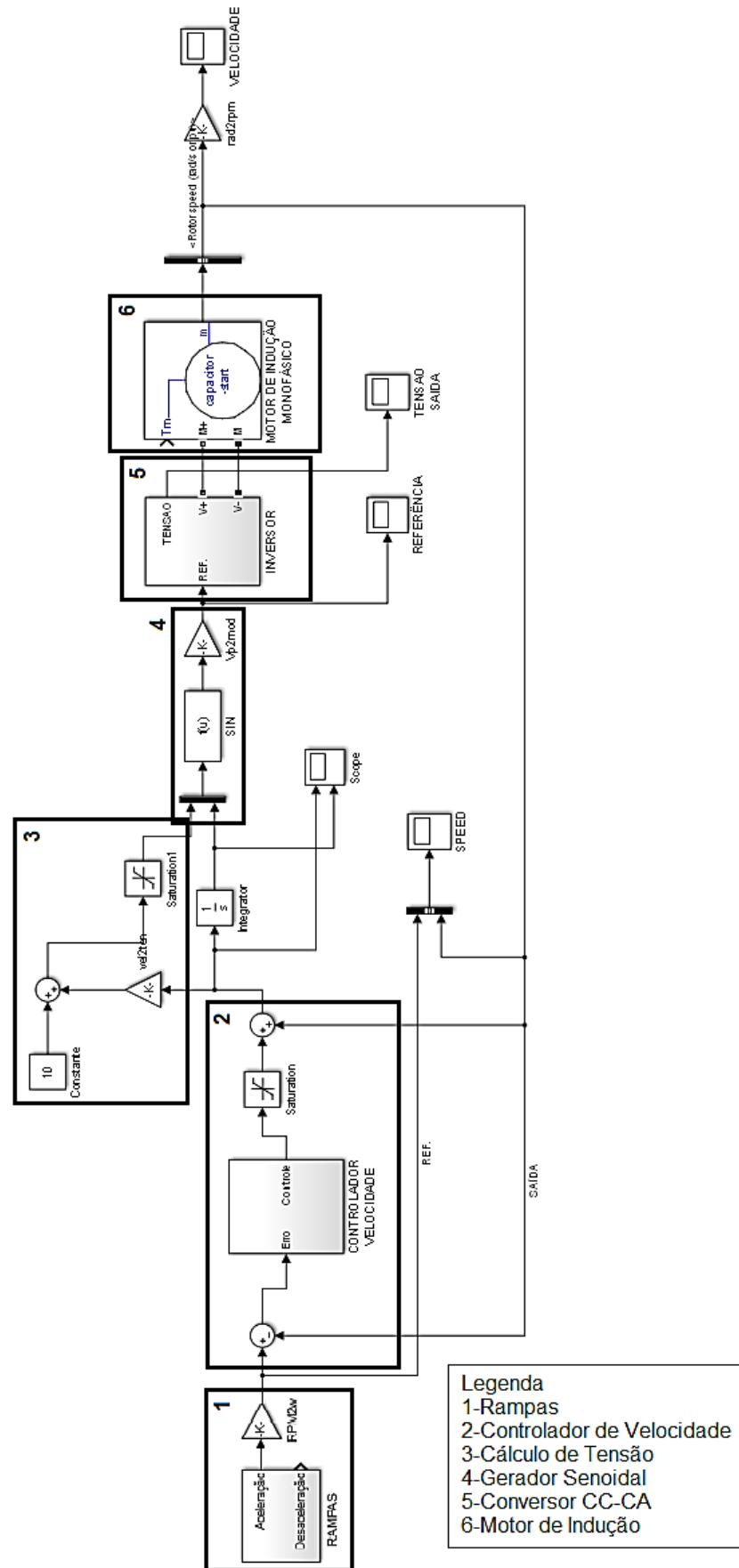


Figura 11 - Circuito completo de controle.

Na Figura 12, mostra-se as ondas de referência de velocidade/frequência para os movimentos de aceleração e desaceleração do motor.

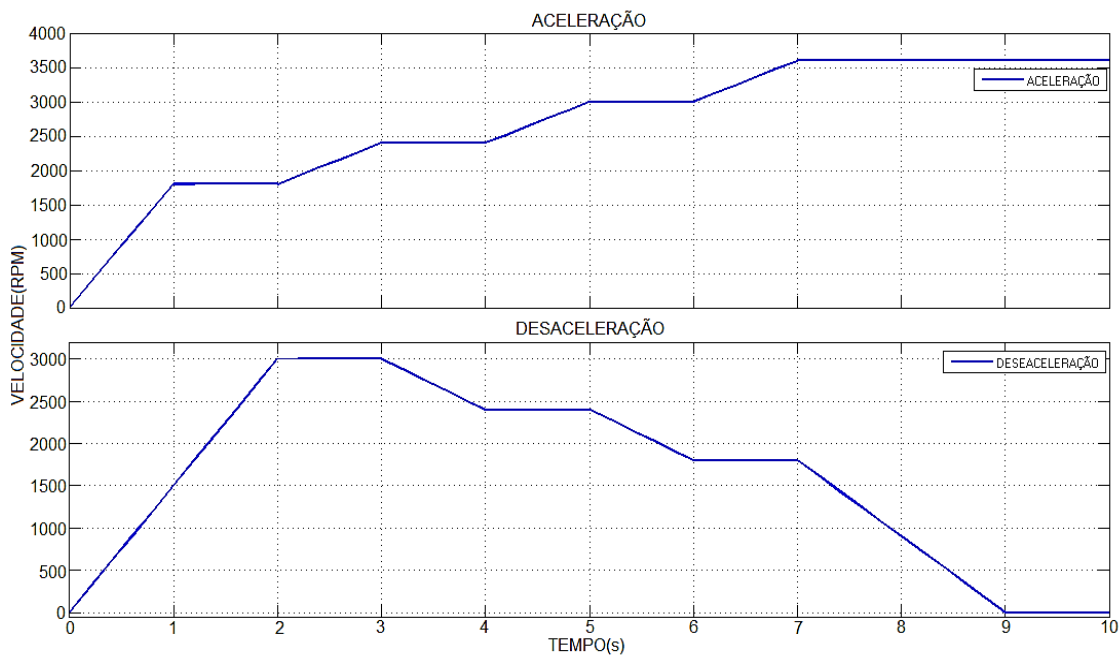


Figura 12 - Rampas de frequência.

O bloco 4 tem como função converter os valores de tensão de pico (\hat{v}) e de velocidade compensado (em radianos) para uma referência senoidal, a qual deve ser sintetizada pelo inversor. Este bloco produz um sinal com a amplitude de pico-a-pico da tensão desejada na saída do inversor. Por isso é preciso multiplicar essa senoide por uma constante que ajuste este sinal em uma faixa entre -1 V e 1 V. O valor de pico desta senoide de referência corresponde ao índice de modulação do inversor.

Em seguida, o bloco, representa o inversor apresentado anteriormente na Figura 7, que foi suprimido para melhorar a visualização, com duas modificações: a retirada do bloco de referência e a carga R é retirada para a ligação do motor.

Finalmente tem-se o bloco 6, representando o motor de indução. Onde M+ e M, são os pinos de alimentação de tensão; pode ser usado para simular uma carga; e m é o pino onde são feitas as medições dos parâmetros do motor.

O restante dos componentes é utilizado para geração e visualização dos gráficos ou ganhos para transformar os valores em escala adequada para utilização no circuito e facilitar comparação visual.

O sistema mostrado na Figura 11 pode então ser simulado para verificar a eficácia do controle da velocidade do motor de indução.

Na Figura 13 tem-se o resultado da simulação de aceleração do motor. Pode-se perceber uma variação durante a primeira rampa e um *overshoot* de aproximadamente 8% ao atingir o primeiro patamar. A partir da segunda rampa o sistema possui um comportamento bem mais suave e consegue compensar erros que o sistema pudesse ter em regime permanente.

Já o *overshoot* na primeira rampa, entre 0s e 1s, se deve a ação do controlador PI de velocidade. Pois enquanto a velocidade do motor for menor que a velocidade de

referência, este acumula o valor de erro pela ação integral. Quando a velocidade do motor ultrapassa a de referência, o controlador começa a subtrair do valor acumulado até que consegue estabilizar.

Da mesma maneira que foi realizada a simulação para a rampa de aceleração, a seguir serão apresentados os resultados para a rampa de desaceleração do motor. Para isso, inicialmente a velocidade foi ajustada em 3000 RPM para que o motor obtivesse uma velocidade inicial, para em seguida iniciar o processo de desaceleração.

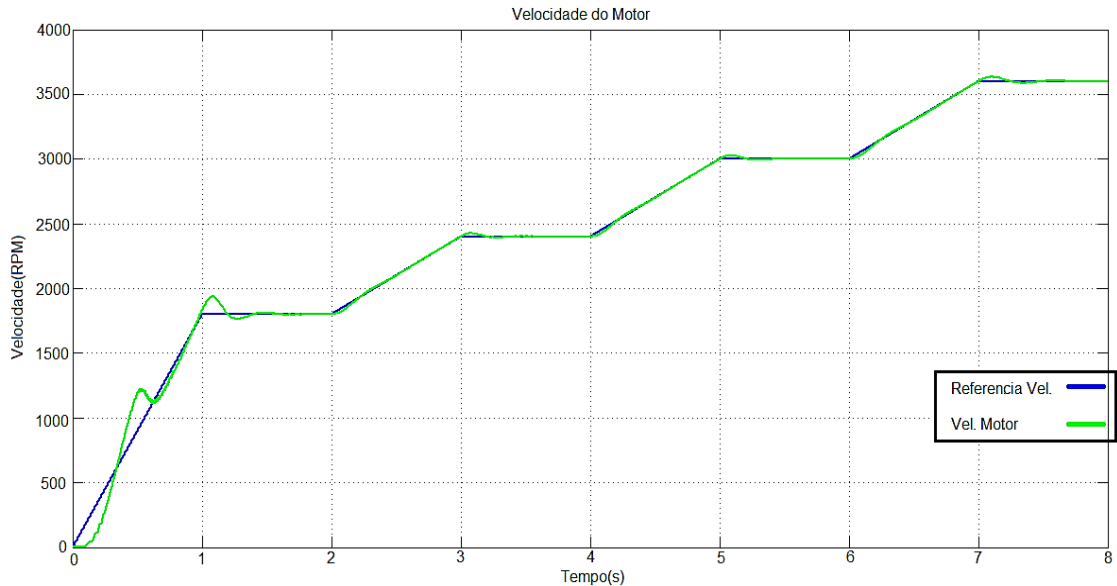


Figura 13 - Resposta de aceleração.

Em seguida apresenta-se, na Figura 14, a resposta de desaceleração do motor de indução comparado com o sinal de referência de velocidade. Da mesma forma que na aceleração, uma vez que o sistema se estabilizou em um patamar, as próximas transições são suaves e com *overshoot* pequenos e de rápida recuperação.

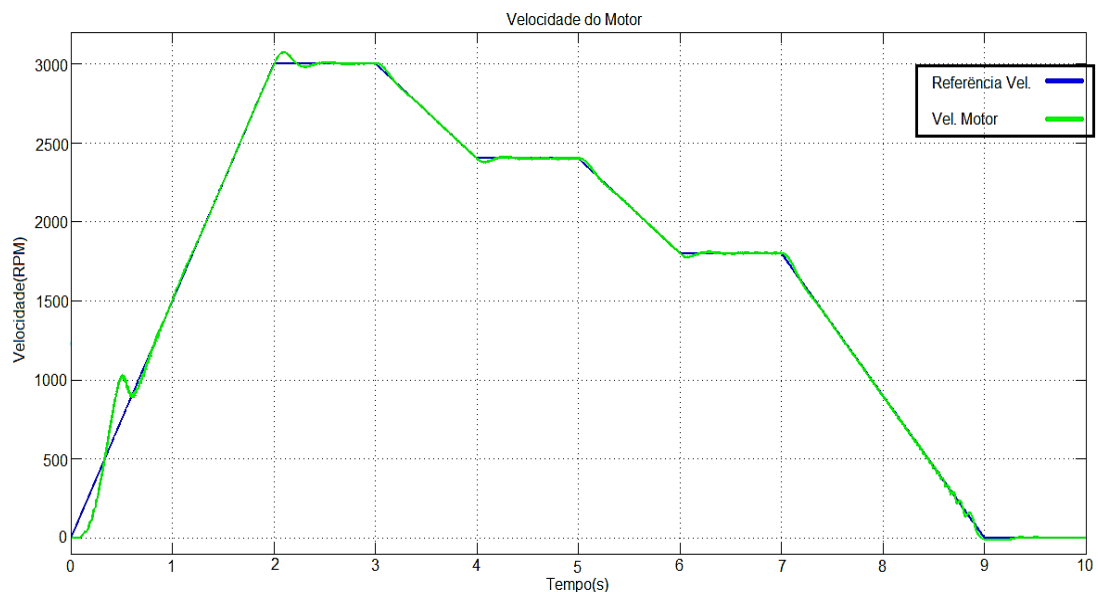


Figura 14 - Resposta do motor em desaceleração.

4 | CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a modelagem de um inversor fonte de tensão controlado em tensão e a sua aplicação para o controle de velocidade de motores monofásicos assíncronos com capacitor de partida, utilizando a técnica de controle escalar V/F, com introduções teóricas sobre os mesmos e seu princípio de funcionamento.

Inicialmente foram apresentadas as modelagens das malhas de corrente e tensão, respectivamente, incluindo o projeto dos controladores de cada um. Através das simulações e dos diagramas de Bode pode-se concluir que o projeto estava adequado para os parâmetros esperados de resposta. Também foi realizada a simulação do circuito no *software* que apresentasse todas as ferramentas necessárias para a implementação do circuito.

E em seguida tem-se o desenvolvimento da técnica de controle escalar V/F, baseado na literatura utilizada. Pode ser visto o circuito implementado para realizar o controle de velocidade, além das simulações do circuito para aumento e redução de velocidade.

Dessa forma, tem-se que o projeto teve o resultado esperado, apresentando um *overshoot* inferior a 10%, além de responder de forma rápida e eliminar os erros de regime permanente do sistema, mostrando um funcionamento satisfatório do projeto desenvolvido no trabalho.

REFERÊNCIAS

BOSE, B. K. **Modern power electronics an AC drives**. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Eletronics**. Lincoln: Lectures in power electronics, 2006.

DIYOKE, G. C.; OKEKE, C.; ANIAGWU, U. **Different Methods od Speed Control of Thre-Phase Asynchronous Motor**. American Journal of Electrical and Electronic Engineering, 4, 2016. 62-68. Disponível em: <<http://pubs.sciepub.com/ajeee/4/2/3>>. Acesso em: 25 Maio 2017.

GUAY, L.; SALMON, J. **DSP Speed Control of Single-Phase Induction Motor Using C Programming**. 2006 IEEE International Symposium on Industril Electronics. Montreal: [s.n.]. 2006. p. 246-251.

HAYAKWONG, E.; KINNARES, V.; BUNLAKSANANUSORN, C. **Two-Phase Induction Motor Drive Impovement for PV Water Pumping System**. 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems. Chiba: [s.n.]. 2016. p. 1-6.

IORGULESCU, M. **Study of single phase induction motor with aluminium versus copper stator winding**. 2016 International Conference on Applied and Theoretical Eletrecity. Craiova: [s.n.]. 2016. p. 1-5.

LUO, F. L.; YE, H.; RASHID, M. **Digital Power Eletronics and Applications**. San Diego: Elsevier Academic Press, 2005.

NIU, M.-Z. et al. **A new speed control method of induction motor**. 2016 35th Chinese Control

Conference. Chengdu: [s.n.]. 2016. p. 10140-10143.

POMÍLIO, J. A. **Conversores para Acionamentos de Máquinas Elétricas**. UNICAMP. [S.I.]. 2016.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.

SIKARWAR, S.; BARVE, A. **Discrete PI and PID Controller Based Three Phase Induction Motor Drive: A Review**. International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering, Bhopal, Novembro 2013.

SINGH, A. K. et al. **Speed control of 3-phase Induction motor fed through direct matrix converter using GSPWM technique with unity input power factor**. 2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems. Bhopal: [s.n.]. 2016. p. 420-425.

SOBRE O ORGANIZADOR

João Dallamuta: Professor assistente da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Graduação em Engenharia de Telecomunicações pela UFPR. MBA em Gestão pela FAE Business School, Mestre pela UEL. Trabalha com Gestão da Inovação, Empreendedorismo e Inteligência de Mercado.

Agência Brasileira do ISBN
ISBN 978-85-7247-356-9

