



**FUNDAÇÃO UNIVERSIDADE
FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
ENGENHARIA ELÉTRICA**

VITOR HUGO BUENO DE BARROS

**Aplicação de Controle de Velocidade em Motores de Indução
no Processo de Moagem em uma Indústria Cerâmica**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Campo Grande MS

20 de março de 2021

VITOR HUGO BUENO DE BARROS

**Aplicação de Controle de Velocidade em Motores de Indução
no Processo de Moagem em uma Indústria Cerâmica**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, como requisito parcial para
obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Cristiano Quevedo Andrea

Campo Grande MS
20 de março de 2021

Aplicação de Controle de Velocidade em Motores de Indução no Processo de Moagem em uma Indústria Cerâmica

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Cristiano Quevedo Andrea
Orientador

Prof. Dr. Edson Antonio Batista

Profª. Drª. Luciana Cambraia Leite

Campo Grande MS
20 de março 2021

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Vitor Hugo Bueno de Barros , residente e domiciliado na cidade de Campo Grande. Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 21.230.919 e CPF nº 103.528.209-77, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso apresentado, com o título “Aplicação de Controle de Velocidade em Motores de Indução no Processo de Moagem e Indústria Cerâmica” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 20 de março de 2021.

Vitor Hugo Bueno de Barros

Resumo

Este trabalho busca, através de uma simulação computacional de uma planta industrial, automatizar o controle de velocidade das máquinas envolvidas no processo de moagem de uma fábrica de cerâmica em Terenos - MS, para isso, foi utilizado uma combinação de um controlador PI e um controle escalar de velocidade. Esta automação irá permitir um aumento no rendimento e na vida útil dos motores envolvidos no processo, pois, além de ser possível regular os esforços no eixo de um dos motores, também evitará o consumo desnecessário de energia, dado que as máquinas serão controladas para atuarem apenas na velocidade definida pela referência. Realizou-se uma pesquisa bibliográfica para que fosse feito o projeto do sistema de controle de velocidade das máquinas, em seguida, por meio da simulação do sistema computacional via MATLAB/Simulink visualizou-se o desempenho do sistema que emulava a planta industrial. Com o projeto de automação do sistema de controle de velocidade das máquinas supracitadas, verificou-se em simulação o bom desempenho na regulação de velocidade de rotação das mesmas, o que resultará em uma melhoria do processo produtivo de tal empresa. Entretanto, a sintonia do sistema de controle de velocidade foi possível para um valor de rotação menor do que o valor nominal de uma das máquinas. Para ter um resultado mais adequado, deve-se obter os valores dos motores da planta real para realização da sintonia do sistema de controle de velocidade.

Palavras-chave: Automação. Controle Escalar. Motor de Indução. Planta Industrial.

Abstract

This paper seeks, through a computer simulation of an industrial plant, to automate the speed control of the machines involved in the grinding process of a ceramic factory in Terenos - MS and, to do so was used a combination of a PI controller and a scalar speed control. This automation will allow an increase in the efficiency and useful life of the engines involved in the process, because, in addition to being able to regulate the efforts on the axis of one of the engines, it will also avoid unnecessary energy consumption, since the machines will be controlled to operate only at the speed defined by the reference. A bibliographic research was performed to design the project of the speed control system of the machines and through the simulation of the computer system via MATLAB / Simulink, the performance of the system that emulated the industrial plant was visualized. With the automation project of the speed control system of the above-mentioned machines, it was verified through simulation the good performance in the speed regulation of the machines, which will result in an improvement of the production process of such company. However, the tuning of the speed control system was possible for a speed value of less than the nominal value of one of the machines. In order to have a more adequate result, the values of the motors of the real plant must be obtained to perform the tuning of the speed control system.

Keywords: Automation. Scalar Control. Induction Motor. Industrial Plant.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Demanda mundial de energia elétrica	11
Figura 2 – Diagrama de blocos do modo tradicional de utilização de motores em sistema de bombeamento	12
Figura 3 – Diagrama de blocos de utilização dos motores em sistema de bombeamento de modo otimizado	13
Figura 4 – Esquemático das máquinas envolvidas no processo de moagem da fábrica de cerâmica	14
Figura 5 – Vista em corte longitudinal de um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo	16
Figura 6 – Enrolamento de estator trifásico de dois polos	17
Figura 7 – Rotor bobinado	18
Figura 8 – Rotor de gaiola de esquilo	18
Figura 9 – Correntes de fase instantâneas no estator	19
Figura 10 – Campo magnético girante gerado pelas correntes do estator	19
Figura 11 – Características de Torque-Velocidade para variação da tensão terminal	22
Figura 12 – Curvas de torque-velocidade em comparação com curva tensão-frequência	23
Figura 13 – Representação para utilização do inversor	24
Figura 14 – Geração de sinal PWM a partir de referência senoidal	25
Figura 15 – Procedimento de projetos de sistemas de controle em engenharia	25
Figura 16 – Sistema genérico em malha fechada	26
Figura 17 – Comportamento dinâmico de um sistema linear de segunda ordem	27
Figura 18 – Diagrama de blocos de controlador proporcional e integral	28
Figura 19 – Diagrama de blocos de controlador proporcional e derivativo	28
Figura 20 – Diagrama de blocos de controlador proporcional, integral e derivativo	29
Figura 21 – Fluxograma do processo de moagem controlado	31
Figura 22 – Diagrama de blocos da automação do processo de moagem	32
Figura 23 – Processo de moagem no ambiente de simulação	32
Figura 24 – Fonte trifásica senoidal	33
Figura 25 – Modelo do motor de 100 CV do moinho e suas leituras	33
Figura 26 – Controle do motor da bica	35
Figura 27 – Subsistema de modulação senoidal	36
Figura 28 – Subsistema do conversor eletrônico	37
Figura 29 – Modelo do motor de 2 CV da bica e sua saída	38
Figura 30 – Curva de velocidade do motor do moinho	39
Figura 31 – Curva de torque no eixo do motor do moinho	39
Figura 32 – Curva de corrente eficaz do motor do moinho	40
Figura 33 – Forma de onda de entrada no controlador	40

Figura 34 – Frequência utilizada para modulação senoidal	41
Figura 35 – Tensão de entrada da modulação senoidal	42
Figura 36 – Forma de onda da velocidade do eixo do motor da bica	42

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do circuito equivalente para o motor 100 CV	34
Tabela 2 – Parâmetros do circuito equivalente para o motor de 2 CV	38

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MIT	Motor de Indução Trifásico
PD	Controlador Proporcional e Derivativo
PI	Controlador Proporcional e Integral
PID	Controlador Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	Modulação de Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
rad/s	Radianos Por Segundo
rpm	Rotações Por Minuto

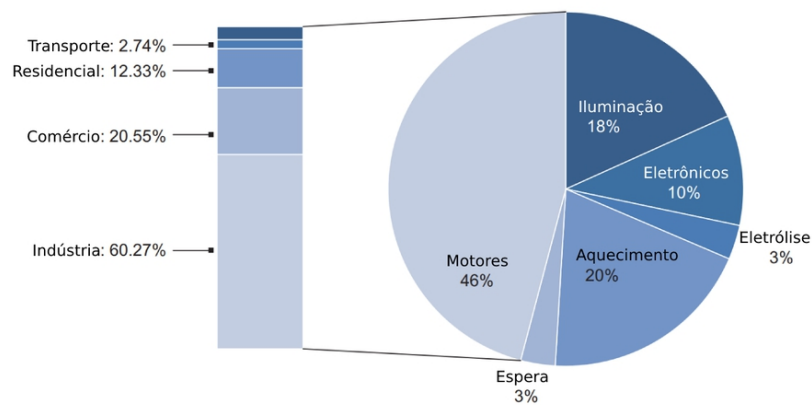
Sumário

1	Introdução	11
1.1	Justificativa do Trabalho	14
1.2	Objetivos	15
1.2.1	Objetivo Geral	15
1.2.2	Objetivos Específicos	15
1.3	Organização do Trabalho	15
2	Revisão Teórica	16
2.1	Motor de Indução	16
2.1.1	Revisão bibliográfica	16
2.1.2	Aspectos Construtivos	17
2.1.3	Princípio de Funcionamento	18
2.2	Métodos de Controle de Velocidade	20
2.2.1	Variação da Frequência da Tensão	20
2.2.2	Variação da Magnitude da Tensão no Estator	21
2.2.3	Controle Escalar	22
2.2.4	Controle Vetorial	23
2.3	<i>Drivers (Conversores eletrônicos)</i>	24
2.4	Fundamentos de Controle Clássico	25
2.4.1	Sistema em Malha Fechada	26
2.4.2	Parâmetros da resposta dinâmica	26
2.4.3	Compensadores	27
3	Metodologia e Desenvolvimento	30
3.1	Fluxograma de Funcionamento	30
3.2	Simulação	32
4	Resultados	39
5	Conclusão	43
6	Trabalhos futuros	44
	Referências	45

1 Introdução

Pode-se afirmar que os motores elétricos são máquinas eletromecânicas as quais convertem energia elétrica em energia mecânica, deste modo, podem ser utilizadas tanto em equipamentos de ambientes domésticos, por exemplo, condicionadores de ar, geladeiras e ventiladores como também no ambiente industrial, com aplicação em guindastes, bombas e compressores. Portanto, devido à sua diversidade de aplicação, os motores elétricos são os maiores consumidores de energia elétrica, consumindo por volta de 46% da demanda elétrica global e desta demanda, 60% é utilizada no setor industrial. É ilustrado na Figura 1 a demanda elétrica mundial citada (BILGIN; JIANG; EMADI, 2019).

Figura 1 – Demanda mundial de energia elétrica

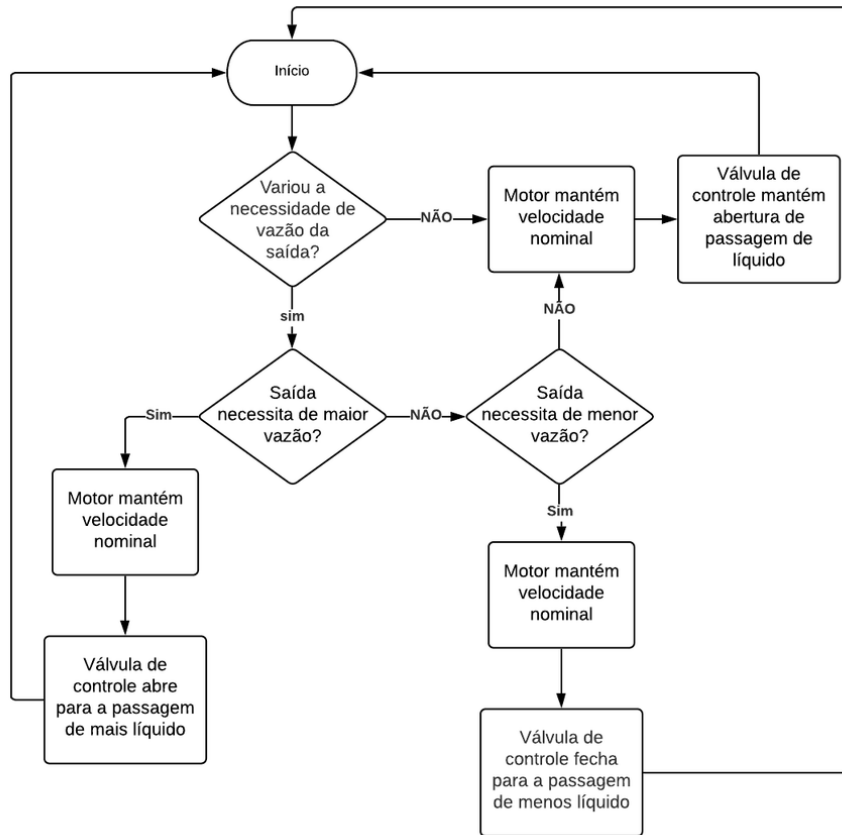


Fonte: Adaptado de Bilgin, Jiang, Emadi, 2019

Em posse dos dados de consumo como os apresentados anteriormente, buscou-se formas de diminuir os gastos de energia com motores elétricos, sendo uma das soluções encontradas, a de aplicar métodos de controle de velocidade nestas máquinas. Esta solução baseia-se em otimizar o modo tradicional de utilização de motores na indústria, a qual pode ser observada no exemplo da Figura 2, em que uma máquina elétrica é utilizada para o bombeamento de líquidos.

Para um melhor entendimento do processo do exemplo, é apresentado na Figura 2 o diagrama de blocos do funcionamento. Pode-se observar que, no uso tradicional da máquina na indústria, o motor opera à velocidade nominal enquanto uma válvula controla a vazão do sistema, ou seja, mesmo quando se necessita baixa vazão, o motor opera nominalmente, consumindo uma grande quantidade de energia desnecessariamente.

Figura 2 – Diagrama de blocos do modo tradicional de utilização de motores em sistema de bombeamento

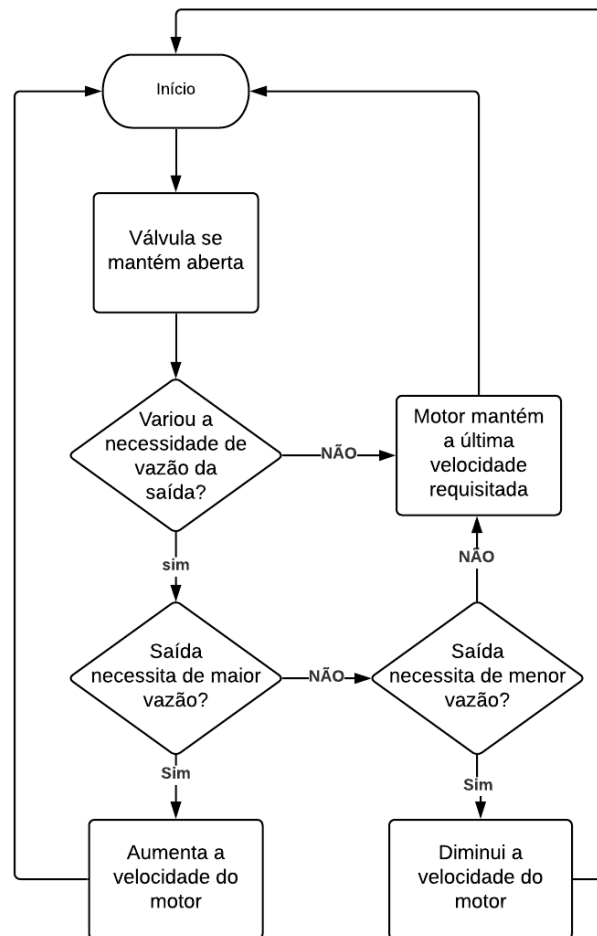


Fonte: Autor, 2020

Portanto, para solucionar o problema de consumo de energia elétrica destas máquinas, foi necessário implementar formas de regulação de velocidade do motor, sendo algumas delas citadas na Seção 2.2.

Ao utilizar os métodos citados na Seção 2.2 é possível alterar o modo de utilização do motor mostrado na Figura 2 para o modo mostrado na Figura 3, onde há um menor consumo de energia devido à otimização do processo.

Figura 3 – Diagrama de blocos de utilização dos motores em sistema de bombeamento de modo otimizado



Fonte: Autor, 2020

Como pode ser observado na Figura 3, neste método de operação quem controla a vazão de saída é o próprio motor da bomba, ou seja, a válvula fica sempre aberta e se for necessário um aumento ou uma diminuição da vazão de saída, deve ser aumentada ou diminuída a velocidade de rotação do motor, deste modo o motor consumiria somente o necessário de energia para suprir a demanda de saída.

Inicialmente, optou-se por utilizar motores de corrente contínua nas aplicações industriais, incluindo a do processo desta pesquisa, pois, para esta categoria de motor, a velocidade poderia ser variada de modo mais simples, facilitando assim, a automação do processo (FITZGERALD; KINGSLEY JÚNIOR; UMANS, 2006). Entretanto, devido às diversas vantagens, o motor de indução trifásico (MIT) passou a ser utilizado em cada vez mais aplicações, se tornando o mais utilizado na indústria e o escolhido para este trabalho.

Dentre as vantagens do MIT em relação ao motor CC, estão incluídas maior robustez, baixo custo de manutenção e ausência de comutador e escovas. Por outro lado, apenas com a utilização do MIT não se garante o melhor custo benefício do processo, pois, esta categoria de

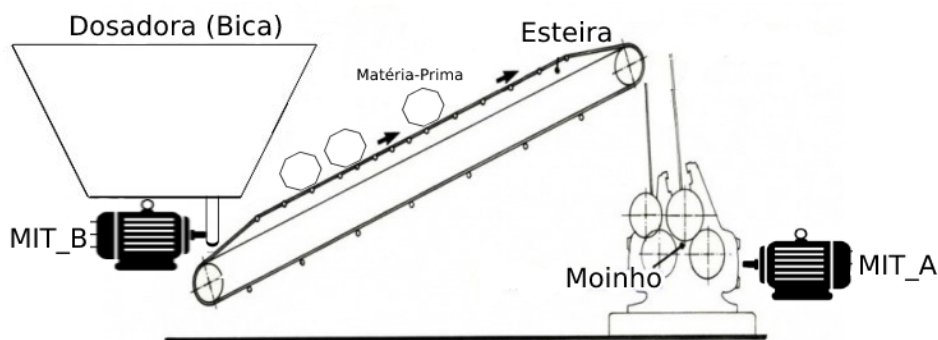
motor apresenta uma alta complexidade em seu controle, sendo necessário o uso de acionadores alimentados por conversores eletrônicos (BARBI, 1985).

Estes motores de indução trifásicos são utilizados em diversas etapas de diversos processos da indústria, como, por exemplo, esteiras, bombas e até ventiladores. Além destes casos, o MIT também é utilizado no processo de moagem da indústria cerâmica, o qual foi objeto desta pesquisa. O processo é ilustrado na Figura 4 e se inicia com o MIT_B conectado a uma dosadora que despeja a matéria prima em uma esteira, em seguida, esta matéria prima é levada ao moinho, movido pelo MIT_A, onde é triturada e levada para as próximas etapas do processo.

Ao se analisar a relação das etapas do processo supracitado, percebeu-se que o MIT_A não trabalhava com torque nominal em seu eixo, pois, devido à irregularidade da matéria-prima lançada no moinho, existem momentos em que o torque exigido de MIT_A aumenta para que seja possível triturar a matéria-prima em seu interior, o que neste caso iria ultrapassar o torque nominal.

Para se evitar o aumento de torque no moinho, uma solução proposta foi a de implementar um controle que mantivesse a corrente de MIT_A em um valor de referência que obtivesse uma velocidade próxima da nominal. Este controle foi realizado através da variação da velocidade de MIT_B, diminuindo ou aumentando a entrada de material no processo.

Figura 4 – Esquemático das máquinas envolvidas no processo de moagem da fábrica de cerâmica



Fonte: Autor, 2020

Neste trabalho é proposto um sistema de automação para regulação de velocidade dos motores de indução A e B envolvidos no processo de moagem de uma fábrica de cerâmica em Terenos - MS.

1.1 Justificativa do Trabalho

A justificativa do trabalho se baseia em uma demanda relacionada ao controle de velocidade de MITs utilizados em uma fábrica de cerâmica em Terenos - MS. Dentre as etapas da produção, selecionou-se a de moagem da matéria-prima, onde a implementação de um controle

de velocidade em suas máquinas é vantajoso para a produção, aumentando o rendimento da produção.

Portanto, com a sintonia dos controladores para regulação da velocidade das máquinas e simulação do sistema, tal projeto poderá servir como base para ser implementado no estudo de caso proposto. Isto implicará no aumento do rendimento do processo, tanto para os motores, regulando os esforços no moinho devido a uma entrada de matéria-prima controlada, quanto energético, acionando os motores em sua velocidade nominal apenas quando necessário.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

A pesquisa tem como objetivo geral desenvolver um sistema de automação para simular o controle de velocidade de MITs utilizados em um processo industrial de uma fábrica de cerâmica em Terenos - MS.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Simular o modelo matemático de um motor de indução trifásico;
- Projetar um sistema de controle para as máquinas do processo de moagem;
- Realizar a simulação computacional do sistema de automação completo.

1.3 Organização do Trabalho

No Capítulo 1, é apresentada uma introdução que inicialmente mostra o contexto energético que o MIT está inserido e em seguida situa o leitor com um breve histórico da evolução da utilização deste tipo de motor no setor industrial. Além disso, são apresentadas as motivações para o desenvolvimento da pesquisa e explicitado seus objetivos.

No Capítulo 2 é apresentada a revisão teórica dos conceitos dos motores de indução e de seu controle de velocidade.

No Capítulo 3 é apresentada a metodologia utilizada para a montagem da simulação, envolvendo subsistemas desenvolvidos, disposição de componentes e parâmetros utilizados.

No Capítulo 4, são apresentados os resultados da simulação, mostrando se a mesma obteve respostas satisfatórias.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais.

No Capítulo 6 propõe-se a continuidade do trabalho em projetos futuros.

2 Revisão Teórica

2.1 Motor de Indução

Nesta seção apresenta-se a teoria sobre o motor de indução, onde é abordada a evolução de sua aplicabilidade na indústria, seus aspectos construtivos e, por fim, seu princípio de funcionamento.

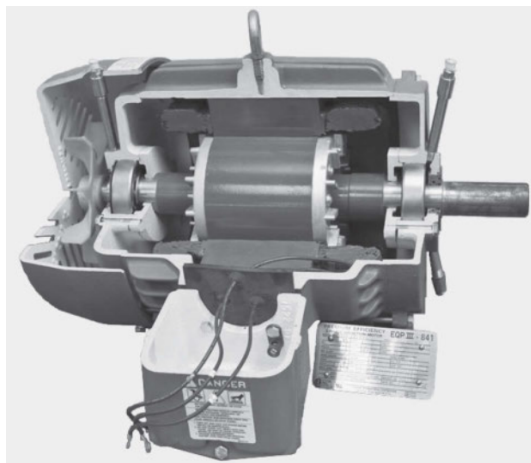
2.1.1 Revisão bibliográfica

Para Trzynadlowski em 2001, os motores de indução podem ser controlados de diversas formas, sendo que, uma das mais simples, eram as baseadas na mudança estrutural dos enrolamentos no estator, por exemplo, o método de polos consequentes que emula uma troca de marcha ao alterar o número de polos do estator. Por outro lado, nos controles modernos, pode-se encontrar o sistema de controle escalar para regulação da velocidade de motores (TRZYNADLOWSKI, 2001).

Em 2002, Bose afirma que o controle escalar em um motor de indução é o método mais utilizado na indústria, isto se dá não só pela simplicidade da implementação deste controle, mas também pelo fato deste motor ser o mais vantajoso de utilizar, ao se comparar com o motor CC. Entretanto, o autor também aponta os limites no desempenho desta máquina, especialmente operando com baixas velocidades (BOSE, 2002).

A respeito do uso de MIT no setor industrial, Goedtel declara em 2003 que a preferência por este tipo de motor se dá principalmente pelo fato de seu baixo custo e sua robustez, quando comparado ao motor CC, pois este último necessita de manutenções frequentes devido às suas escovas e comutadores que se desgastam (GOEDTEL, 2003). É ilustrado na Figura 5 um motor de indução para melhor compreensão.

Figura 5 – Vista em corte longitudinal de um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo



Fonte: Fitzgerald et al., 2006

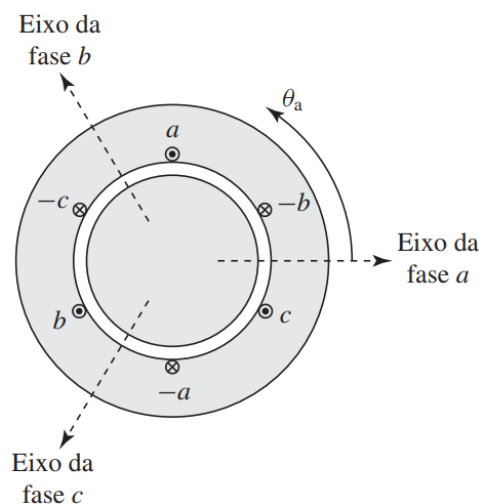
Com relação aos pontos negativos da complexidade do controle de um MIT, Raniel em 2011 informou que mesmo as máquinas CA sendo a preferência nas indústrias, seu controle é mais complexo que o das máquinas CC devido à, por exemplo, frequência variável, dinâmica da máquina ser complexa e variação de seus parâmetros no tempo (RANIEL, 2011).

Ainda em 2011, Suetake, Silva e Goedtel, caracterizam o método mais utilizado na indústria, o controle escalar, pelo seu baixo erro em regime permanente. Este controle se dá pela variação proporcional de tensão (V) e da frequência (f), ou seja, V/f do MIT mantendo assim o fluxo aproximadamente constante e o conjugado elevado (SUETAKE; SILVA; GOEDTEL, 2011).

2.1.2 Aspectos Construtivos

Inicialmente, a respeito dos aspectos construtivos do motor, o mesmo pode ser dividido em estator e rotor. O estator é a parte fixa da máquina e é composto por três conjuntos de enrolamentos de fases individuais, cujos eixos estão distribuídos a 120° elétricos no espaço entre si ao redor do entreferro, como pode-se observar na Figura 6 (FITZGERALD; KINGSLEY JÚNIOR; UMANS, 2006).

Figura 6 – Enrolamento de estator trifásico de dois polos



Fonte: Fitzgerald et al., 2006

Por outro lado, o rotor é a parte móvel da máquina, o qual pode ser de dois tipos, rotor bobinado ou rotor de gaiola de esquilo.

O rotor bobinado apresenta enrolamentos isolados, assim como o estator, tendo também o mesmo número de polos que o estator, além disso, sua construção é dada de tal forma que os enrolamentos são trazidos para o exterior através de anéis coletores sobre o eixo do motor, como pode-se observar na Figura 7.

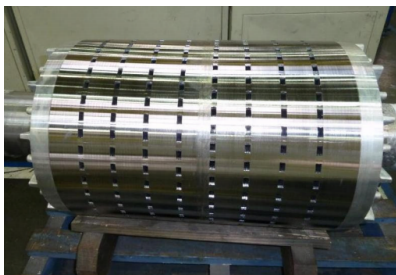
Figura 7 – Rotor bobinado



Fonte: Ruviaro, 2011

No rotor de gaiola de esquilo, os enrolamentos são dados por barras de cobre curto-circuitadas em cada extremidade por um anel condutor. Portanto, devido a sua simplicidade quando comparado com o rotor bobinado, o rotor de gaiola de esquilo é o mais utilizado entre os dois citados (SEN, 2013). O rotor gaiola de esquilo pode ser observado na Figura 8 (RUVIARO, 2001).

Figura 8 – Rotor de gaiola de esquilo

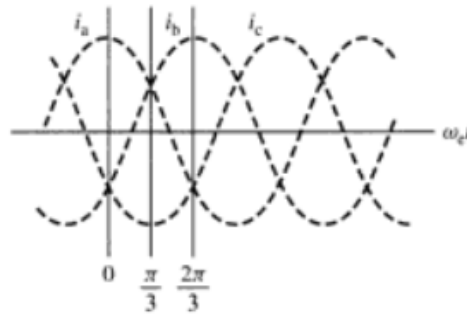


Fonte: Ruviaro, 2011

2.1.3 Princípio de Funcionamento

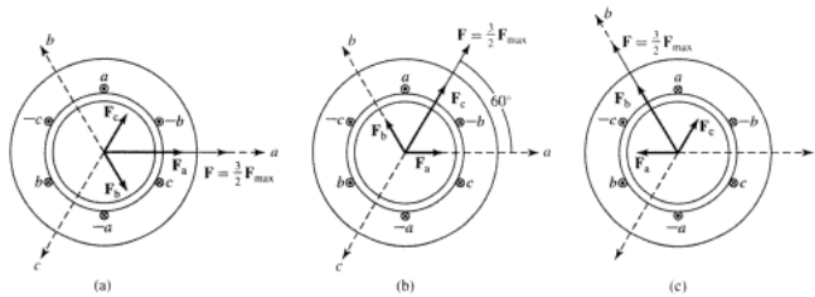
Primeiramente, deve-se ressaltar que apenas os enrolamentos do estator são ligados diretamente na fonte de alimentação trifásica alternada. Devido ao espaçamento de 120° elétricos no tempo, ao energizar as bobinas, fazendo percorrer corrente elétrica com características trifásicas. Como pode-se observar na Figura 9, estas correntes geram um campo magnético segundo a Lei de Ampère, chamado de campo girante, este nome é dado devido a resultante de suas componentes possuir movimento rotacional, como mostrado na Figura 10 (SEN, 2013).

Figura 9 – Correntes de fase instantâneas no estator



Fonte: Fitzgerald et al., 2006

Figura 10 – Campo magnético girante gerado pelas correntes do estator



Fonte: Fitzgerald et al., 2006

Portanto, segundo a Lei de Faraday, o campo girante induz tensão nas barras do rotor, a qual em um circuito fechado gera uma corrente. Esta corrente induzida, através da Lei de Lenz, produz um campo magnético no rotor com polaridade oposta ao do campo girante que a criou, deste modo, o campo do rotor tende a alinhar-se com o do estator (girante) produzindo assim o torque que levará à rotação do rotor (FITZGERALD; KINGSLEY JÚNIOR; UMANS, 2006).

Após estudos sobre este tipo de máquina, notou-se que, para uma máquina de 2 polos, em um ciclo de variação de corrente, a resultante do campo girante realiza uma volta, deste modo conclui-se que em uma máquina de “ p ” polos, um ciclo de variação da corrente irá fazer a resultante do campo girante rotacionar $2/p$ revoluções, ou seja, em condições de equilíbrio trifásico, o campo girante resultante gira a uma velocidade síncrona conforme (2.1) em radianos por segundo e em (2.2) em rotação por minuto (SEN, 2013).

$$\omega_s = \frac{2}{p} \omega_e = \frac{2}{p} (2\pi f_e), \quad (2.1)$$

$$n_s = \frac{120 f_e}{p}. \quad (2.2)$$

sendo:

- ω_s - velocidade angular do campo girante [rad/s];
- ω_e - velocidade angular da excitação elétrica aplicada [rad/s];
- p - número de polos da máquina;
- n_s - velocidade do campo girante [rpm];
- f_e - frequência elétrica aplicada [Hz].

Por fim, pelo fato do campo gerado no rotor estar sempre buscando o alinhamento com o campo girante, a velocidade do eixo sempre será menor que a síncrona, pois, caso não fosse, não haveria tensão induzida nas barras do rotor.

Esta diferença de velocidade é chamada de *escorregamento*, sendo frequentemente expressado como uma fração da velocidade síncrona e em percentual, como descrito em (2.3):

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} 100\%. \quad (2.3)$$

sendo:

- s - *escorregamento* [%];
- n_s - velocidade do campo girante [rpm];
- n - velocidade do rotor [rpm].

2.2 Métodos de Controle de Velocidade

O motor de indução trifásico é a categoria de máquina mais utilizada no setor industrial, porém, para que o mesmo pudesse ser utilizado em operações que demandassem variação de velocidade, se fez necessário desenvolver métodos de sistemas de controle de velocidade para que este tipo de operação fosse possível.

Observando-se a literatura sobre controle de velocidade de MIT, constata-se que existem duas principais técnicas de regulação. Uma é a de alterar a velocidade síncrona através da variação da frequência elétrica ou do número de polos do motor, como pode-se observar em (2.2).

A outra forma de controle de velocidade se baseia na variação do *escorregamento* do motor para uma dada carga, que pode ser obtido, por exemplo, variando a resistência do rotor (no caso de um rotor bobinado) ou a tensão terminal. Alguns dos métodos supracitados são mostrados nas Seções 2.2.1, 2.2.2, 2.2.3 e 2.2.4.

2.2.1 Variação da Frequência da Tensão

Conforme (2.2), a velocidade síncrona é diretamente proporcional à frequência da tensão no estator, ou seja, uma mudança na frequência resulta em uma variação da velocidade síncrona, portanto, variando a velocidade do motor.

Com este método de controle é possível controlar a velocidade tanto acima quanto abaixo da velocidade base, entretanto, há um problema para quando está operando com valores relativamente baixos de frequência.

Caso o motor esteja operando na região saturada da curva de magnetização, uma diminuição da frequência irá acarretar um aumento do fluxo no núcleo e por consequência, será requerido um aumento significativo na corrente de magnetização, podendo causar danos na máquina (FITZGERALD; KINGSLEY JÚNIOR; UMANS, 2006).

2.2.2 Variação da Magnitude da Tensão no Estator

Para analisar este método de controle de velocidade é necessário utilizar (2.4), que diz respeito à equação do torque do motor obtida através do circuito equivalente da máquina.

$$T_m = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]}. \quad (2.4)$$

sendo:

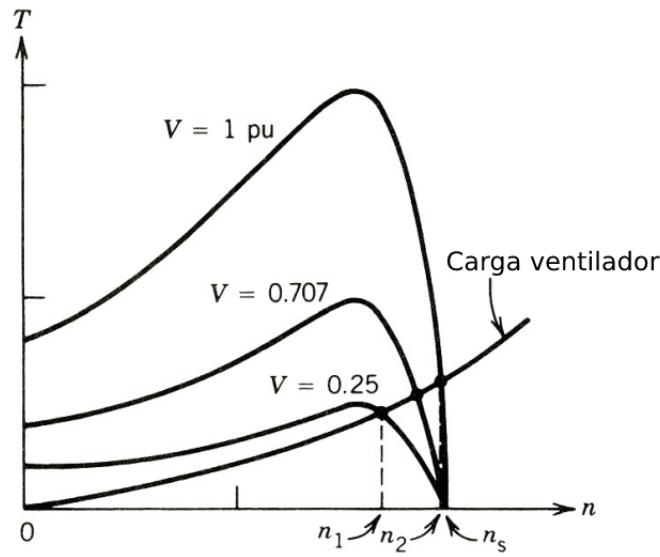
- T_m - torque do motor [N.m];
- R_r - resistência do rotor [Ω];
- V_s - tensão de alimentação [V];
- ω_s - velocidade síncrona [rad/s];
- R_s - resistência do estator [Ω];
- X_s - reatância de dispersão do estator [Ω];
- X_r - reatância de dispersão do rotor [Ω];
- s - escorregamento.

Portanto, pode-se perceber por (2.4), que o torque é proporcional ao quadrado da tensão aplicada ao estator, ou seja, se a tensão for reduzida, o torque diminui, entretanto, de modo a mantê-lo constante, o escorregamento aumenta e por consequência a velocidade é que diminui.

Este método de controle proporciona um ajuste mais preciso da velocidade quando comparado ao da variação do número de polos, entretanto, ainda não é um método satisfatório, pois, pelo fato deste controle variar a magnitude da tensão terminal, a mesma não pode exceder o valor nominal da máquina, podendo acarretar no rompimento da isolação.

Na Figura 11 é mostrado um exemplo deste controle para um ventilador como carga, onde pode-se observar a diminuição da velocidade nos novos pontos de operação a medida que se diminui a tensão (SEN, 2013).

Figura 11 – Características de Torque-Velocidade para variação da tensão terminal



Fonte: Sen, 2013

2.2.3 Controle Escalar

De modo a evitar o aumento da corrente de magnetização para frequências abaixo da nominal, foi proposto variar a tensão terminal proporcionalmente com a frequência, deste modo, o fluxo magnético no entreferro e o torque do motor se mantém constante (FITZGERALD; KINGSLEY JÚNIOR; UMANS, 2006).

Em (2.5) pode-se observar o equacionamento para o fluxo constante no entreferro e o torque do motor, a qual, após manipulações, resulta em (2.7), que mostra a proporcionalidade da tensão e frequência. Nestas manipulações, de modo a simplificar os cálculos, foi desprezada a queda de tensão nos enrolamentos do estator.

$$V_t = E = 4,44fKN\phi, \quad (2.5)$$

$$\frac{V_t}{f} = 4,44KN\phi, \quad (2.6)$$

$$\frac{V_t}{f} = K'\phi. \quad (2.7)$$

sendo:

E - Tensão induzida [V];

V_t - Tensão terminal [V];

f - frequência [Hz];

K - Coeficiente de distribuição dos enrolamentos;

N - Número de espiras por fase;

Φ - Fluxo por polo [Wb].

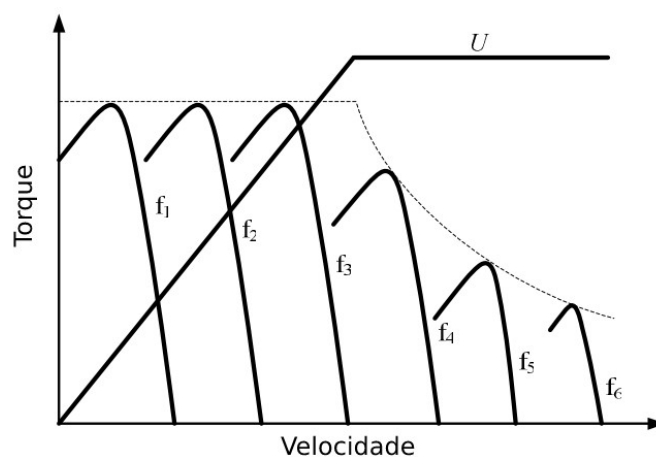
Portanto, assim como no método de controle da Seção 2.2.2, a tensão terminal não deve passar de seu valor nominal para não romper a isolamento, ou seja, independente da variação de frequência, o valor máximo da tensão do estator será o nominal, como mostrado na Figura 12 (JERKOVIC *et al.*, 2008).

Na Figura 12 também é possível observar as regiões de torque constante e de campo enfraquecido.

A região de torque constante se dá durante o aumento proporcional de tensão e frequência, onde as curvas de torque-velocidade se deslocam, mas se mantém o conjugado máximo.

Por outro lado, a região de campo enfraquecido pode ser observada quando se satura a tensão, mas ainda há o aumento da frequência, fazendo com que o fluxo diminua e por consequência, o torque também (WEG, 2020a).

Figura 12 – Curvas de torque-velocidade em comparação com curva tensão-frequência



Fonte: Jerkovic et al., 2008

Entretanto, para que fosse possível controlar a tensão e a frequência mantendo a proporcionalidade, foi necessário o uso de um sistema de acionamento como o descrito na Seção 2.3.

2.2.4 Controle Vetorial

Por fim, o último método de controle de velocidade a ser citado neste trabalho é o controle vetorial, o qual, possibilita que o controle da máquina CA seja realizada tal qual o controle de uma máquina CC através de transformadas das variáveis do sistema trifásico.

Este método apresenta um alto desempenho tanto em regime permanente quanto em regime transitório, pois, após as transformadas das variáveis do sistema, é possível o controle

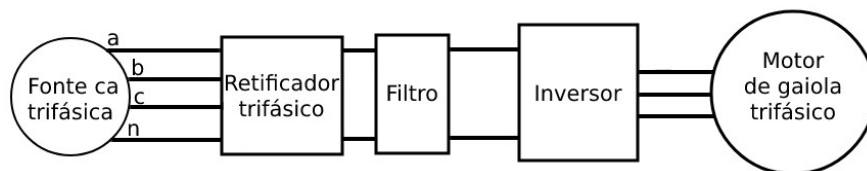
do torque diretamente pelo ajuste da corrente de armadura e o do fluxo através da corrente de campo, havendo assim, uma regulação independente entre torque e fluxo (BAZZO, 2077).

2.3 Drivers (Conversores eletrônicos)

Para que fosse possível a implementação de um sistema de controle em MITs aplicados em automações industriais, teve que ser utilizado um dispositivo chamado de inversor. Este equipamento pode realizar o controle de velocidade de MITs através da variação da tensão e frequência do sinal de alimentação da máquina.

Pode-se montar uma representação para utilização do inversor com os seguintes itens da Figura 13, sendo primeiramente a fonte trifásica alternada, seguida de um retificador trifásico, um filtro e um inversor para, por fim, alimentar o motor desejado.

Figura 13 – Representação para utilização do inversor



Fonte: Adaptado de Toro, 1999

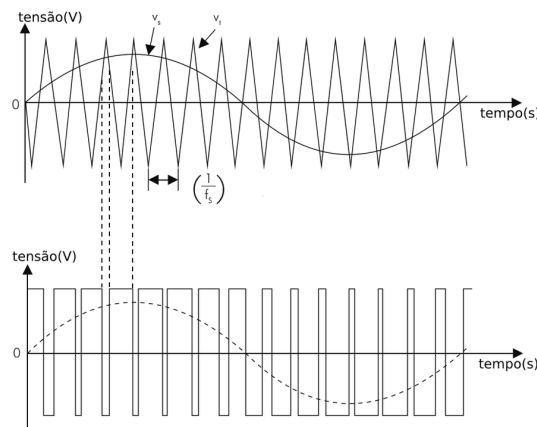
O retificador tem a função de converter o sinal CA da fonte em um sinal retificado, o qual avança para a próxima etapa para ser filtrado. No filtro, a onda de entrada é transformada de modo a sair uma essencialmente CC através de elementos passivos como indutores ou capacitores (TORO, 1999).

Durante a última etapa, o sinal CC de saída do filtro entra no inversor, onde, através do controle dos ângulos de disparos de transistores o sinal é convertido em uma onda CC pulsada, a qual o valor eficaz simula um sinal CA que entra no motor (WEG, 2020a).

Por fim, o controle dos transistores do inversor é feito através de uma modulação por largura de pulsos (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*), obtida ao se comparar uma onda senoidal de controle com uma triangular, chamadas respectivamente de modulante e portadora.

Pode-se observar na Figura 14 que a largura da onda de saída depende da frequência da portadora, pois, quando o valor da modulante é superior ao da portadora, a saída do inversor recebe um valor positivo de metade da tensão de entrada CC, por outro lado, quando o valor da modulante é inferior, a saída recebe um valor negativo de metade da tensão de entrada CC (STEPHAN, 2008).

Figura 14 – Geração de sinal PWM a partir de referência senoidal

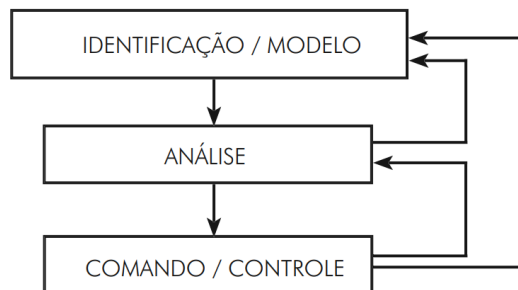


Fonte: Stephan, 2008

2.4 Fundamentos de Controle Clássico

Para o desenvolvimento de projetos de engenharia envolvendo controle de alguma planta ou processo, o autor Richard M. Stephan montou o fluxograma mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Procedimento de projetos de sistemas de controle em engenharia



Fonte: Stephan, 2008

O fluxograma se inicia na etapa de identificação do processo ou do sistema, a qual tem a finalidade de, por exemplo, verificar quais são as entradas e saídas da planta.

Por outro lado, esta primeira etapa pode não ser utilizada caso seja optado por um controle PID, explicado na Seção 2.4.3, pois, estes controladores não necessitam do modelo para que seja possível sintonizá-los, o que torna este controle adequado para aplicação na regulação do processo industrial abordado neste trabalho.

Na etapa seguinte faz-se a análise da saída obtida, de modo a verificar se os resultados condizem com a realidade, pois, em caso negativo, deve-se retornar para a etapa anterior de identificação e montagem da planta e realizar novos testes.

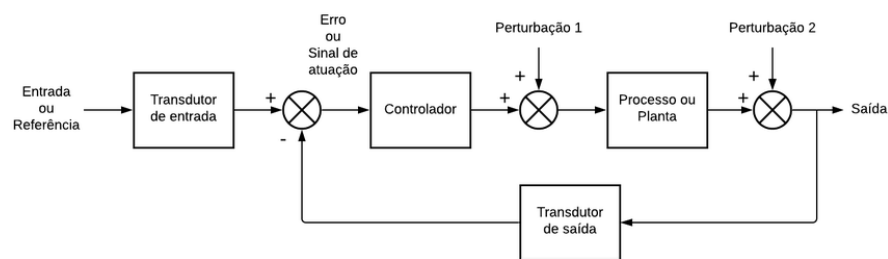
Por fim, deve ser realizado o dimensionamento do controle para alterar o desempenho do processo e atingir os requisitos de projeto, como por exemplo, uma especificação de projeto

para erro de regime de estado estacionário. Este controle se dá em duas principais configurações: malha aberta e malha fechada, sendo o último, utilizado no trabalho.

2.4.1 Sistema em Malha Fechada

A maior desvantagem de um sistema em malha aberta é que perturbações podem não ser corrigidas pelo controlador e com isso resultar em um sinal de saída com desempenho não adequado. Portanto, foi necessário implementar um sistema de controle que possuísse a capacidade de rejeitar o efeito do sinal de distúrbio na saída do processo, e assim, foi desenvolvido o sistema em malha fechada, o qual é exemplificado de forma genérica pela Figura 16.

Figura 16 – Sistema genérico em malha fechada



Fonte: Adaptado de Nise, 2012

Ao se analisar o fluxo do sinal da Figura 16, pode-se perceber que o sistema se inicia com o sinal de entrada (ou referência) que passa pelo subsistema do “Transdutor de entrada” e segue para uma junção de soma que, neste caso, faz uma subtração entre as saídas do “Transdutor de entrada” e do “Transdutor de saída”. Este resultado da subtração é chamado de sinal de atuação ou erro quando seu valor é igual à diferença real entre as leituras de entrada e saída (NISE, 2012).

Após ser obtido o sinal de atuação, o mesmo segue para o subsistema do “Controlador” que aciona o subsistema da “Planta” após mais uma junção de soma simbolizando alguma eventual perturbação no sistema. Em seguida, a saída da “Planta” passa por mais uma junção de soma simbolizando uma perturbação na saída e esse mesmo sinal entra no subsistema do “Transdutor de saída” que realimenta o sistema.

Por fim, pode-se perceber que, com a adição da malha de realimentação foi possível analisar o sinal de saída após as perturbações, para que, após uma comparação com o sinal de entrada, caso haja alguma diferença (sinal de atuação), devam ser feitas as devidas alterações pelo controlador.

2.4.2 Parâmetros da resposta dinâmica

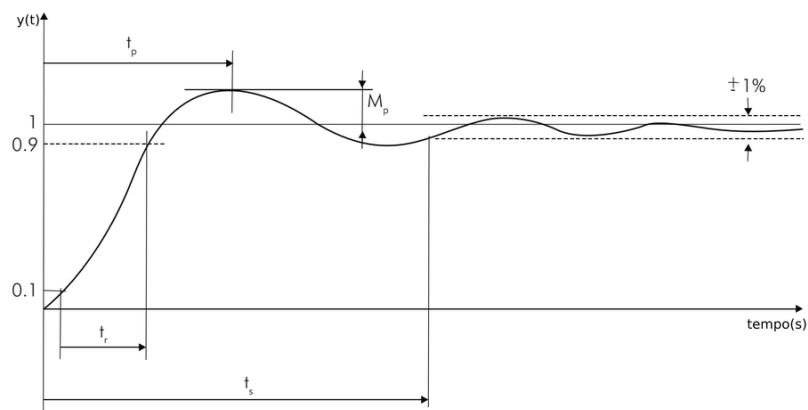
Pode-se afirmar que tanto o sistema em malha aberta quanto o em malha fechada são dinâmicos, pois, ao se inserir um sinal de entrada na planta, primeiramente a mesma demonstra

uma resposta transitória, para que, em seguida assente em um regime permanente com um sinal próximo ao valor de referência.

Usualmente utiliza-se uma entrada do sistema em degrau, portanto, a resposta transitória corresponde ao comportamento do sinal de saída até atingir e permanecer em uma faixa de 1% acima ou abaixo do valor em regime permanente.

O regime permanente supracitado corresponde ao comportamento do sinal de saída após o transitório, onde não há mais variação significativa. Na Figura 17 abaixo podem ser observados os parâmetros associados à resposta dinâmica.

Figura 17 – Comportamento dinâmico de um sistema linear de segunda ordem



Fonte: Stephan, 2008

Sendo T_r é o tempo de subida, definido como o tempo que a onda leva para ir de 10% do valor final até 90% do valor final e T_p é o tempo de pico, ou seja, o tempo necessário para a onda atingir seu pico máximo.

Tem-se também M_p , chamado de ultrapassagem, o qual é dado como o valor que a onda atinge em seu pico após ultrapassar o valor em regime, este valor é geralmente dado em porcentagem do valor final e por fim, tem-se o T_s , tempo de acomodação, o qual por definição, é o tempo necessário para que as oscilações transitórias atinjam e estabilizem em uma variação em torno de 1% do valor em regime (NISE, 2012).

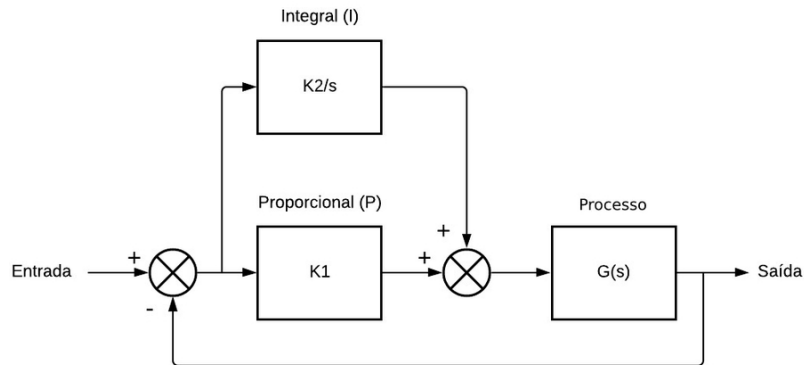
2.4.3 Compensadores

Se, após analisar o comportamento dinâmico de um sistema, o projetista concluir que os parâmetros da resposta não estão satisfatórios, deve-se dimensionar compensadores que podem modificar tanto a resposta transitória, quanto o erro em regime permanente, obtendo assim, um resultado mais próximo do desejado.

Primeiramente será tratada a compensação para reduzir o erro em regime permanente, para isso, é necessário um compensador com dois tipos de controle, o proporcional, o qual se baseia em um ganho que envia o erro adiante para a planta e o integral que, como o nome já

mostra, envia a integral do erro juntamente com um ganho para a planta. A soma destes controles resulta no controlador proporcional e integral (PI) mostrado na Figura 18 (NISE, 2012).

Figura 18 – Diagrama de blocos de controlador proporcional e integral



Fonte: Adaptado de Nise, 2012

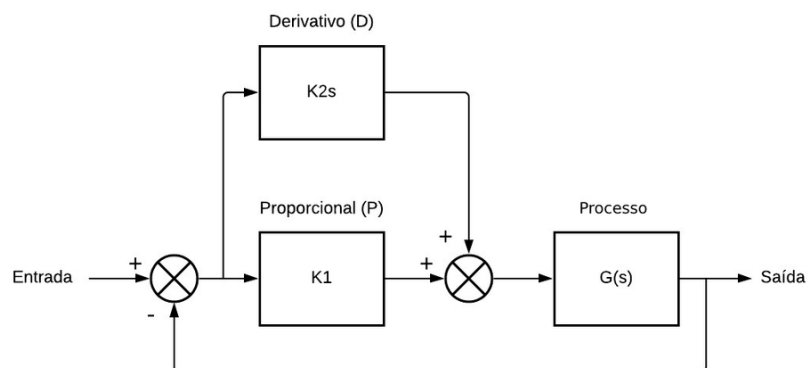
sendo:

K_1 - Ganho do controlador proporcional;

K_2 - Ganho do controlador integral.

Por outro lado, caso seja necessário modificar a resposta transitória, deve-se utilizar, assim como na compensação do erro em regime permanente, um compensador com dois tipos de controle. Entretanto, neste caso, devem ser utilizados o controle proporcional, já citado anteriormente e o derivativo, o qual se baseia em enviar um ganho juntamente com a derivada do erro para a planta. Deste modo, ao somar estes controladores conforme a Figura 19 exemplifica, obtém-se o controlador proporcional e derivativo (PD) (NISE, 2012).

Figura 19 – Diagrama de blocos de controlador proporcional e derivativo



Fonte: Adaptado de Nise, 2012

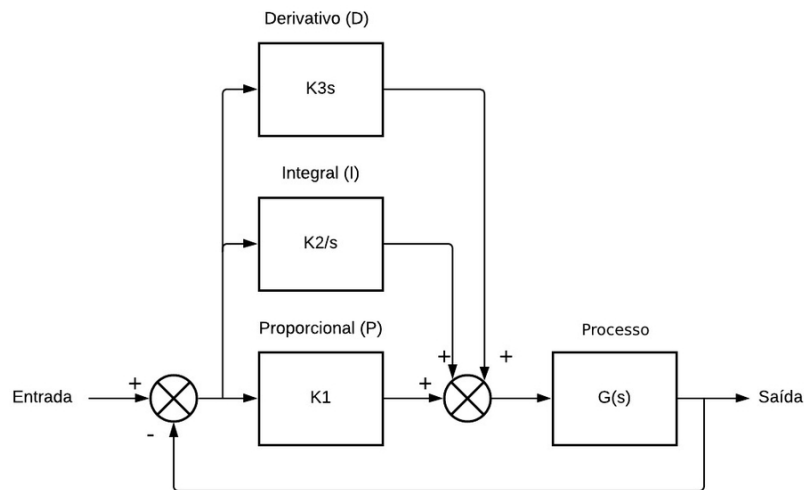
sendo:

K_1 - Ganho do controlador proporcional;

K_2 - Ganho do controlador derivativo.

Por fim, de modo a obter melhorias tanto na resposta transitória quanto no erro em regime permanente, utiliza-se um compensador que faz a soma dos controladores derivativo, integral e proporcional, assim como o mostrado na Figura 20. A este compensador é dado o nome de controlador proporcional, integral e derivativo (PID).

Figura 20 – Diagrama de blocos de controlador proporcional, integral e derivativo



Fonte: Adaptado de Nise, 2012

sendo:

K_1 - Ganho do controlador proporcional;

K_2 - Ganho do controlador integral;

K_3 - Ganho do controlador derivativo.

Por fim, conforme justificativa presente na Seção 3.2, os controladores selecionados para a pesquisa foram o proporcional e integral (PI) em conjunto com um controle escalar.

3 Metodologia e Desenvolvimento

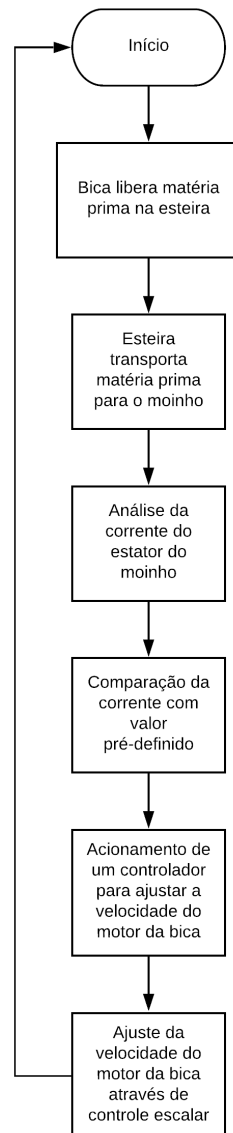
Para que fosse possível atingir os objetivos deste trabalho de pesquisa, as atividades foram organizadas em etapas, as quais estão descritas a seguir:

- Etapa 1: Revisão bibliográfica;
- Etapa 2: Criação de fluxograma de funcionamento do processo;
- Etapa 3: Simulação computacional do sistema de controle do processo de moagem de matéria-prima de uma indústria cerâmica;
- Etapa 4: Sintonia dos controladores;
- Etapa 5: Avaliação dos resultados;
- Etapa 6: Documentação do trabalho.

3.1 Fluxograma de Funcionamento

Para um melhor entendimento do processo de moagem automatizado, o qual é o objetivo da pesquisa, inicialmente é mostrado na Figura 21 o fluxograma de funcionamento de suas máquinas.

Figura 21 – Fluxograma do processo de moagem controlado



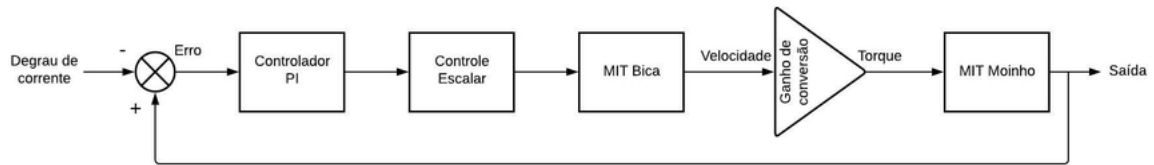
Fonte: Autor, 2020

Portanto, da análise deste fluxograma pode-se perceber que, considerando que a esteira atue em velocidade constante, o torque no moinho depende da velocidade em que a bica libera matéria prima na esteira, ou seja, ao aumentar a velocidade da bica, aumenta-se a quantidade de matéria prima transportada para o moinho.

Por outro lado, para que os esforços fiquem constantes, é inserido um controlador de modo que, com a leitura da corrente do moinho, seja ajustada a velocidade da bica.

Para ilustrar o funcionamento do processo supracitado, foi desenvolvido seu diagrama de blocos mostrado na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama de blocos da automação do processo de moagem

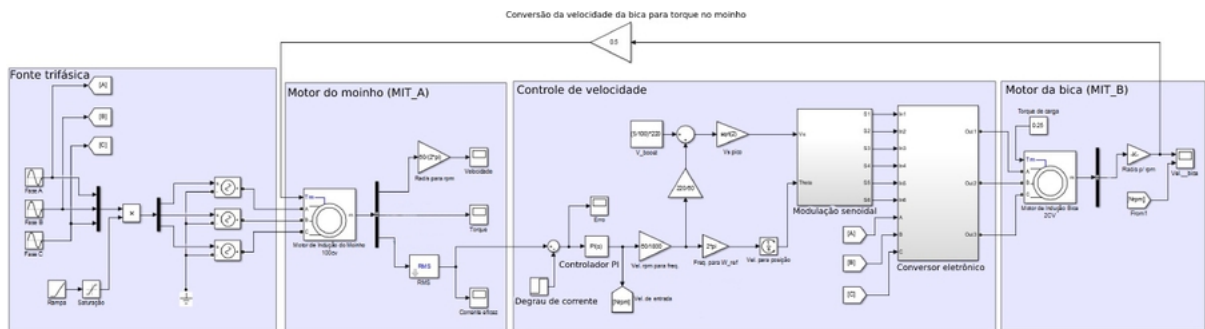


Fonte: Autor, 2020

3.2 Simulação

Neste tópico apresenta-se a simulação do processo de moagem de uma indústria cerâmica com o controlador projetado, a qual pode ser observada na Figura 23. Para que a simulação fosse realizada, utilizou-se a ferramenta Simulink do *software* MATLAB.

Figura 23 – Processo de moagem no ambiente de simulação

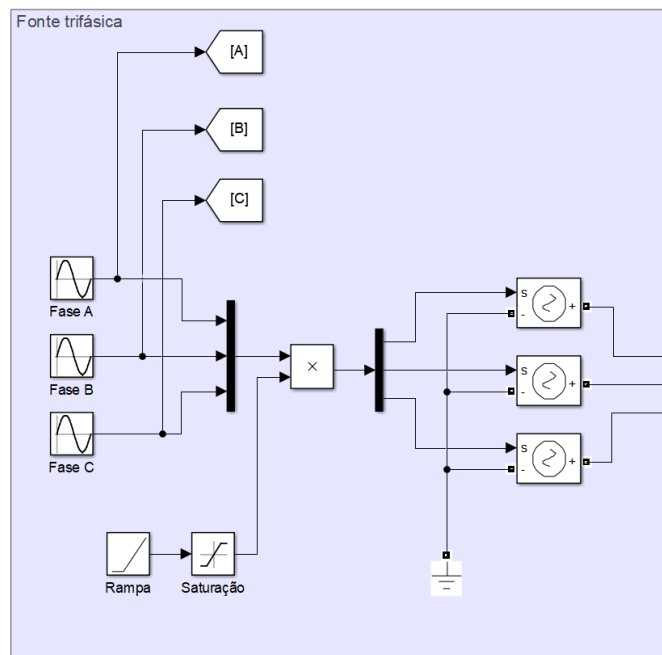


Fonte: Autor, 2020

Como pode-se observar na Figura 23, a simulação desenvolvida foi dividida em 4 subsistemas, sendo eles, Fonte trifásica, Motor do moinho (MIT_A), Controle de velocidade e Motor da bica (MIT_B), esta divisão foi feita para facilitar o processo de explicação das etapas da simulação. Tais subsistemas são descritos a seguir.

Inicialmente é representada uma fonte senoidal trifásica com tensão eficaz de 220 V e frequência de 60 Hz, com uma rampa de tensão para limitar a corrente de partida, conforme Figura 24.

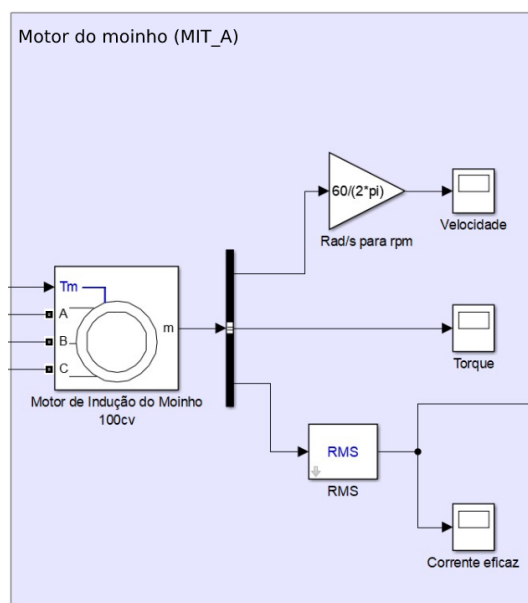
Figura 24 – Fonte trifásica senoidal



Fonte: Autor, 2020

Em seguida, alimentado pela fonte anterior, está o modelo em simulação do motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo de 100 CV e 4 polos, esta máquina é utilizada no moinho e dela são feitas as leituras de velocidade do eixo (rad/s), torque eletromagnético (N) e corrente do estator (A), entretanto, a velocidade é convertida para rpm e da corrente lê-se seu valor eficaz. Esta arquitetura de montagem é mostrada na Figura 25.

Figura 25 – Modelo do motor de 100 CV do moinho e suas leituras



Fonte: Autor, 2020

Para que fosse possível utilizar o bloco do motor de indução mostrado na Figura 25, considerou-se os parâmetros do circuito equivalente listados na Tabela 1 (LUNA; CAIXETA; GUIMARÃES, 2016):

Tabela 1 – Parâmetros do circuito equivalente para o motor 100 CV

Resistência do estator (Rs) [Ω]	Indutância do estator (Ls) [H]	Resistência do rotor (Rr) [Ω]	Indutância do rotor (Lr) [H]	Indutância mútua (Lm) [H]
0,031802	0,0001736	0,008856	0,0001736	0,005952

Além dos dados da Tabela 1, foi utilizado na configuração do bloco do motor um momento de inércia do eixo de 1,01 kgm² (WEG, 2020b).

A terceira parte da simulação diz respeito ao controle de velocidade de MIT_B, o qual se inicia com a leitura da corrente eficaz obtida do moinho. Esta corrente é comparada com um valor pré-definido, o qual é inserido através de um degrau após 0,5 segundos de simulação. Este valor é a saída esperada do motor do moinho após a atuação do controle no motor da bica. Para esta simulação selecionou-se 105 A, valor este que proporciona uma velocidade nominal especificada no projeto para a operação do moinho.

Após a comparação das correntes através de uma subtração, obtém-se um erro, o qual prossegue para o controlador PI sintonizado para reduzir este erro a zero. Este controlador foi selecionado, pois, conforme será mostrado posteriormente, o controle da velocidade de MIT_B é dado através do controle escalar e este esquema de controle é calcado no modelo elétrico de regime permanente do motor de indução (STEPHAN, 2008). Deste modo, buscou-se utilizar um controlador que atuasse no regime permanente.

A respeito da sintonização do controlador PI utilizado na simulação, pode-se afirmar que foi feita utilizando ajustes manuais e analisando se o erro em regime permanente tendia a zero, pois, não foi obtido o modelo dinâmico do sistema devido à complexidade deste procedimento. Chegando a conclusão que os parâmetros dos ganhos de cada controlador utilizados foram 1,6 para o proporcional e 2,5 para o integral.

A saída do controlador segue para um ganho de conversão da velocidade para frequência através da relação de proporcionalidade entre a velocidade do campo girante e frequência nominal mostrada em (3.1), com esta conversão é possível fazer a leitura da frequência que será utilizada no controle escalar:

$$\frac{n_{in}}{f_{out}} = \frac{n_s}{f_n}, \quad (3.1)$$

$$\frac{n_{in}}{f_{out}} = \frac{1800}{60}, \quad (3.2)$$

$$f_{out} = \frac{60}{1800} n_{in}. \quad (3.3)$$

sendo:

n_{in} - velocidade de entrada [rpm];

n_s - velocidade do campo girante [rpm];

f_{out} - frequência de saída [Hz];

f_n - frequência nominal [Hz].

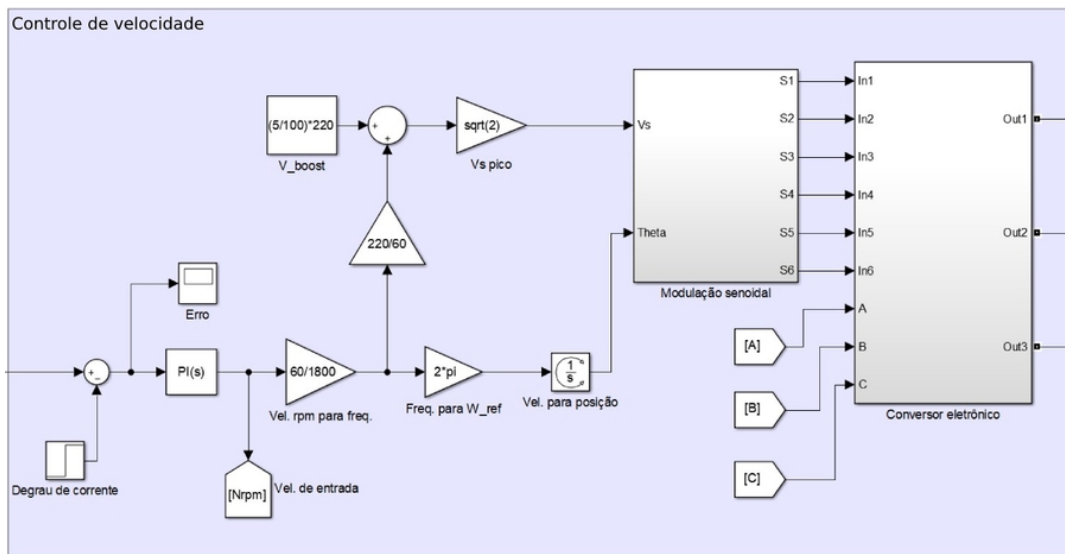
No controle escalar deve ser mantida a relação de proporcionalidade entre tensão e frequência, neste caso utilizando seus valores nominais, portanto, 220 V e 60 Hz, respectivamente. Desta forma, a frequência de saída decorrente de (3.3) é multiplicada por um ganho de 220/60, mantendo assim a proporção nominal.

A tensão de saída do ganho anterior é somada a uma tensão de *boost*, cuja função é de compensar a queda de tensão na resistência do estator em baixas frequências, pois, esta queda acarretaria um enfraquecimento do campo (BOSE, 2002). Para esta simulação foi escolhida uma tensão de *boost* de 5% da tensão nominal, que após ser somada com a tensão de referência é transformada para tensão de pico antes de adentrar o subsistema de modulação senoidal.

Por outro lado, a mesma frequência de saída de (3.3) é convertida através de outro ganho, mas desta vez para velocidade angular (ω_{ref}) a qual, após ser utilizada em um integrador de modo a converter este valor para posição, também avança para o subsistema de Modulação senoidal.

Os ganhos e transformações supracitados podem ser vistos detalhadamente na Figura 26, a qual representa a estrutura do sistema de controle para o MIT _B.

Figura 26 – Controle do motor da bica

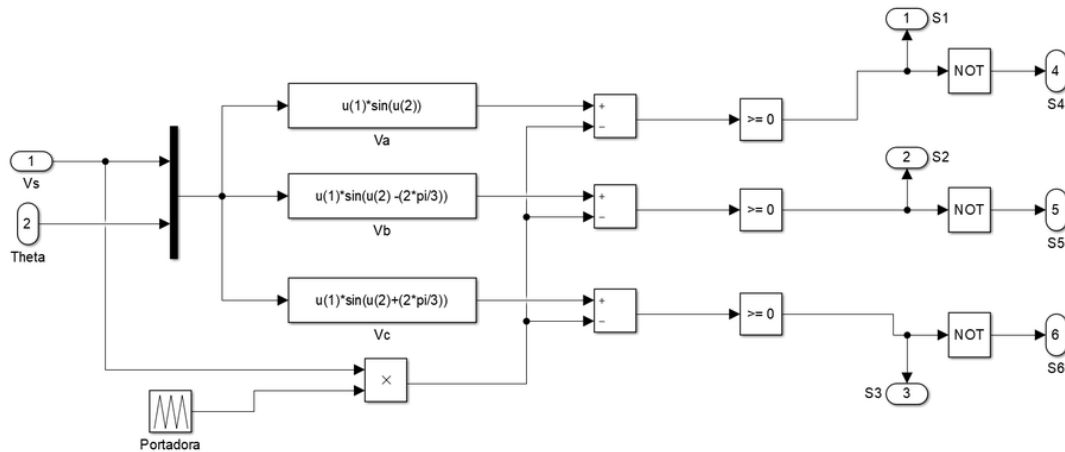


O subsistema “Modulação senoidal” mostrado externamente na Figura 26 e internamente na Figura 27 se inicia com a geração de três senóides defasadas em 120° entre si, com amplitude igual ao valor da tensão da entrada e com o ângulo inicial igual ao de referência. Estas senóides, conforme introdução teórica, são as modulantes, por outro lado, tem-se também a onda portadora, dada por uma onda triangular com amplitude igual ao valor da tensão de entrada e uma frequência de chaveamento de 4 kHz.

Esta onda triangular é subtraída das modulantes e seus resultados passam por comparadores, cuja função é a de verificar se as subtrações foram maiores que zero.

Caso a subtração seja positiva, ativam-se as saídas S1, S2 e S3 e são invertidas as saídas S4, S5, S6. Caso a subtração seja negativa inverte-se as saídas. Deste modo é produzida a saída para controlar a abertura e fechamento das chaves ligadas às saídas S1, S2, S3, S4, S5, S6.

Figura 27 – Subsistema de modulação senoidal

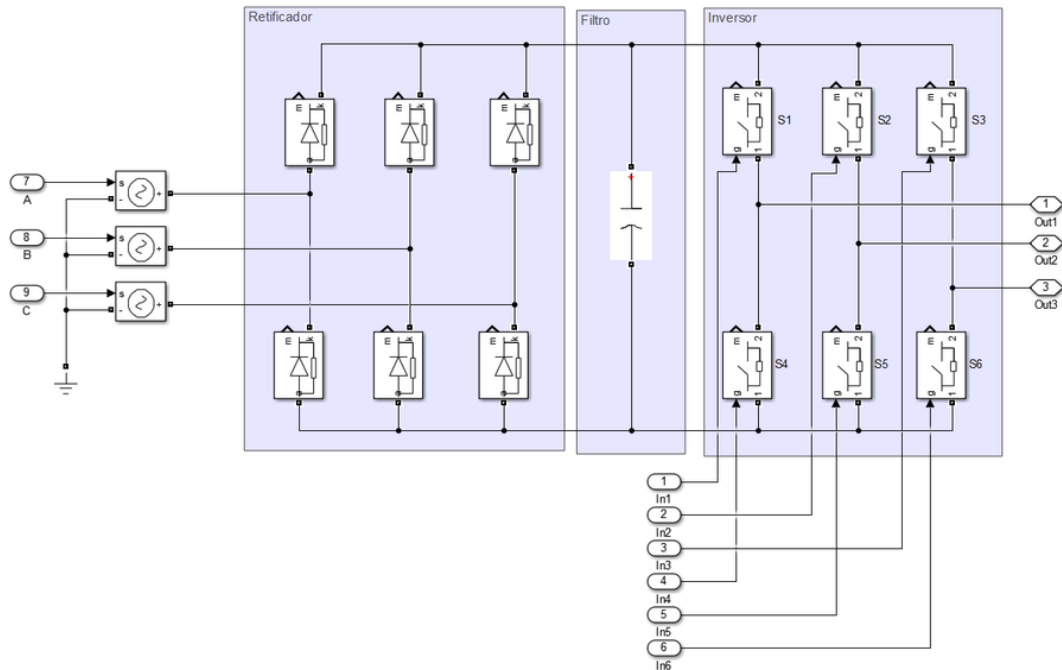


Fonte: Autor, 2020

O subsistema seguinte, chamado de “Conversor eletrônico” consiste em duas entradas, sendo uma delas a saída do subsistema “Modulação senoidal” e a outra, a saída da fonte trifásica antes da rampa, como pode-se observar na Figura 26.

Na estrutura interna do conversor existe um retificador trifásico de onda completa a diodos, o qual recebe a tensão CA trifásica. A saída deste retificador passa pelo filtro, composto por um capacitor de 62 mF, onde a onda se torna essencialmente CC. Por fim, a tensão retificada filtrada vai para o inversor, cujos transistores são chaveados conforme saída do subsistema de “Modulação senoidal”, convertendo o sinal em uma onda CC pulsada. O valor eficaz desta onda simula um sinal CA entrando no motor, portanto, através da modulação é possível alterar tanto a amplitude quanto a frequência da onda de saída. Este subsistema pode ser observado da Figura 28.

Figura 28 – Subsistema do conversor eletrônico



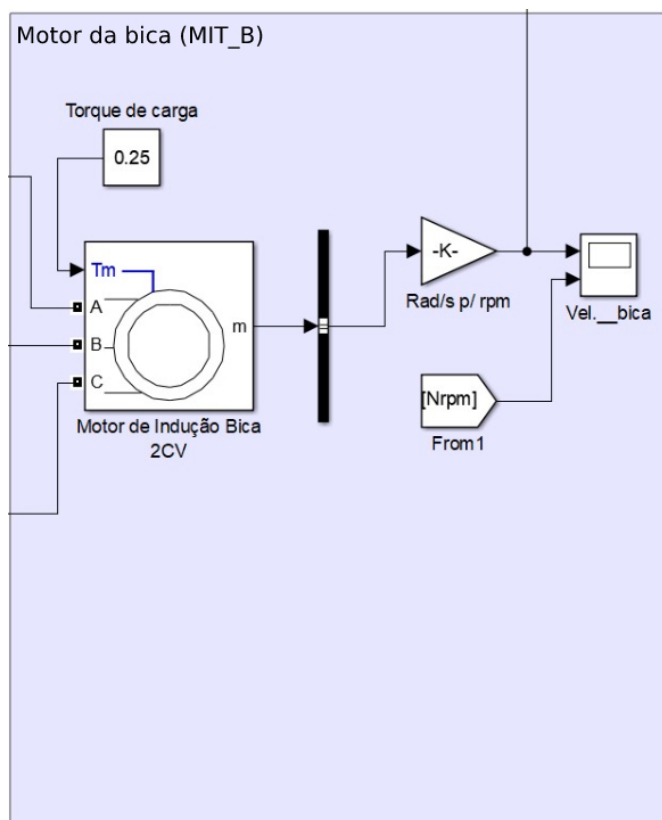
Fonte: Autor, 2020

Por fim, a saída deste subsistema alimenta o modelo em simulação do motor da bica, o qual, assim como o moinho, consiste em um motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo, entretanto, neste caso, o motor é de 2 CV e 4 polos.

Outra entrada a ser notada neste motor é o torque de carga, estimado em 0,25 N, este valor estimado representa o conjugado exercido pela carga ao despejar a matéria-prima na esteira e é constante devido ao modo de operação da bica, o qual é dado por uma correia com um lado acoplado no eixo da máquina e outro no eixo de um pistão, ou seja, nesta configuração pode-se dizer que o torque independe da velocidade.

A leitura obtida deste motor foi a velocidade do eixo em radianos por segundo, que, após um ganho é convertida para rpm e comparada com a velocidade de referência que sai do controlador PI, como pode ser visto na Figura 29.

Figura 29 – Modelo do motor de 2 CV da bica e sua saída



Fonte: Autor, 2020

Entretanto, para obter esta saída foi necessário inserir no modelo em simulação os parâmetros do motor, os quais estão listados na Tabela 2 (OLIVEIRA, 2017).

Tabela 2 – Parâmetros do circuito equivalente para o motor de 2 CV

Resistência do estator (R_s) [Ω]	Indutância do estator (L_s) [H]	Resistência do rotor (R_r) [Ω]	Indutância do rotor (L_r) [H]	Indutância mútua (L_m) [H]
3,84	0,0153	3,66	0,0153	0,3073

Na configuração do bloco do motor foi inserido o valor do momento de inércia de 0,0066kgm² e os dados da Tabela 2 (WEG, 2020c).

Ressalta-se que tanto os valores da Tabela 1 quanto os da Tabela 2 foram preenchidos segundo suas referências, ou seja, caso o sistema de controle proposto seja executado deve-se realizar os devidos ensaios para obter os parâmetros reais dos motores.

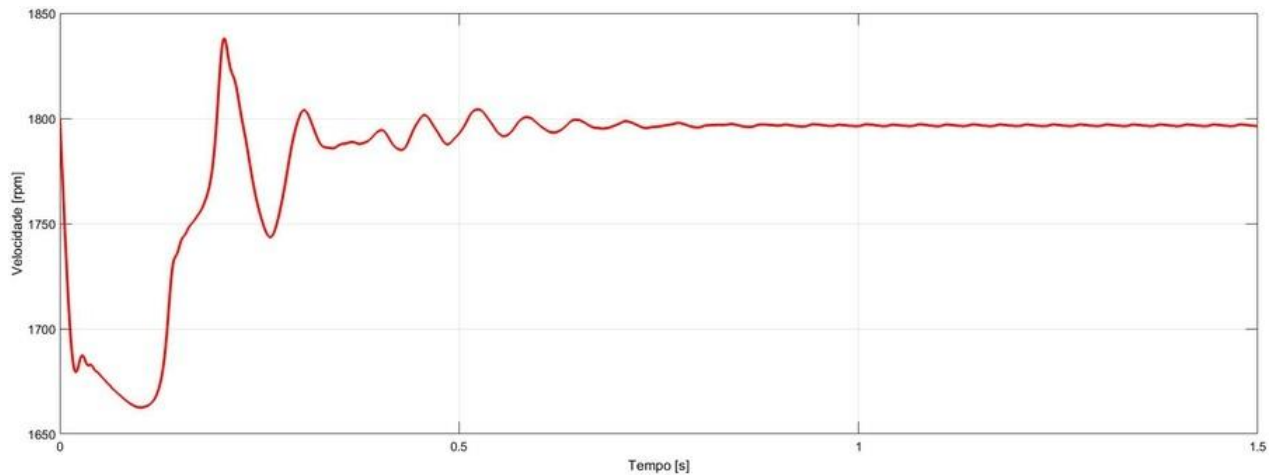
Por fim, a última etapa da simulação representa a relação previamente explicada entre a velocidade em que a bica libera matéria-prima na esteira e o torque de carga no eixo do motor do moinho decorrente desta matéria-prima liberada. Essa relação entre saída da bica e torque no moinho foi traduzida para a simulação como um ganho entre essas duas máquinas estimado em 0,5. Ao implementar o sistema deve-se adequar o ganho para o valor real obtido no processo da indústria de cerâmica.

4 Resultados

Nesta seção da pesquisa serão mostradas as saídas obtidas do sistema de controle simulado conforme montagem mostrada na Seção 3.2.

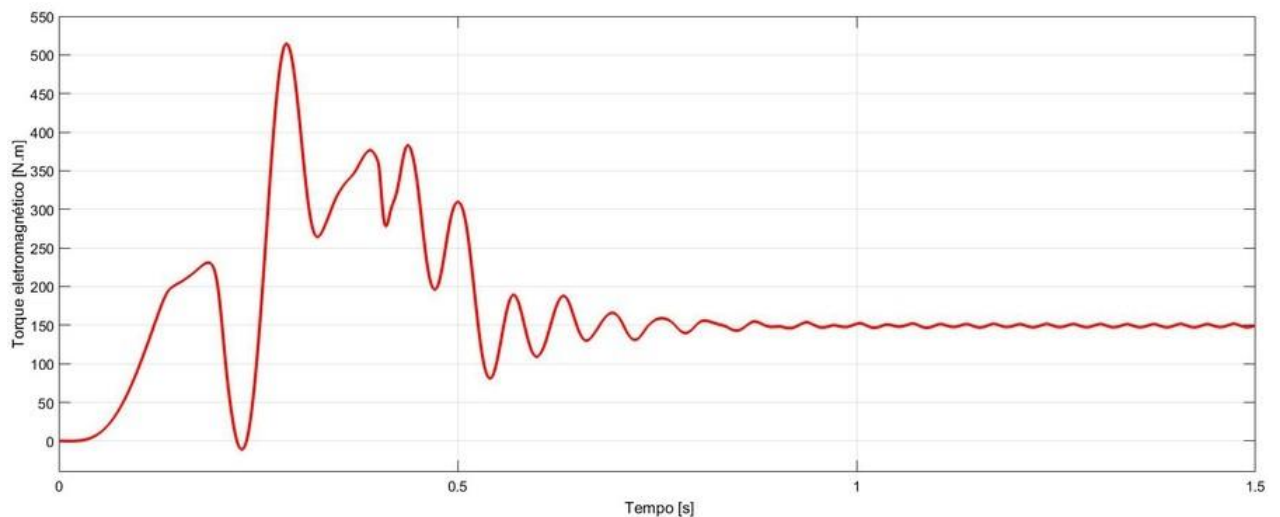
Inicialmente foram obtidas as saídas do MIT_A de 100 CV utilizado no moinho, as quais são mostradas nas Figuras 31, 32 e 33.

Figura 31 – Curva de velocidade do motor do moinho



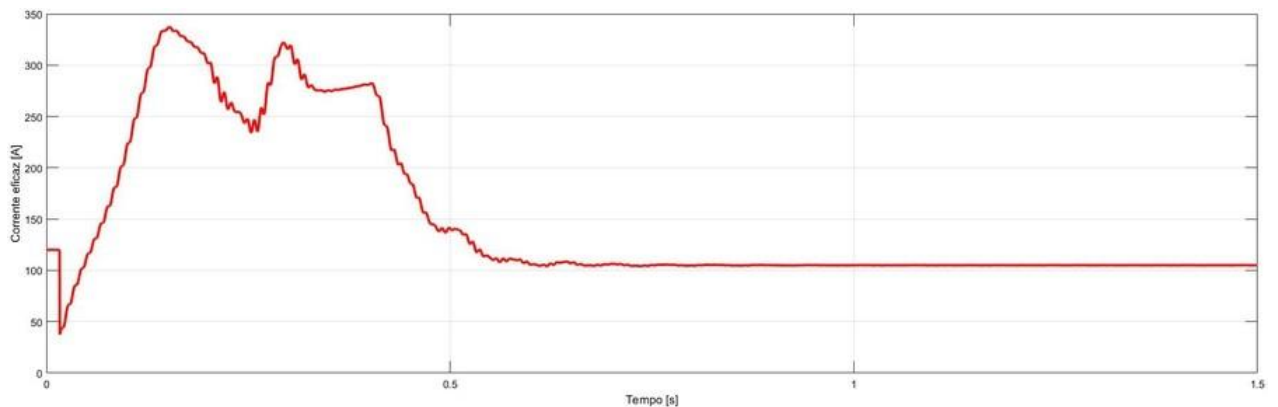
Fonte: Autor, 2020

Figura 32 – Curva de torque no eixo do motor do moinho



Fonte: Autor, 2020

Figura 33 – Curva de corrente eficaz do motor do moinho



Fonte: Autor, 2020

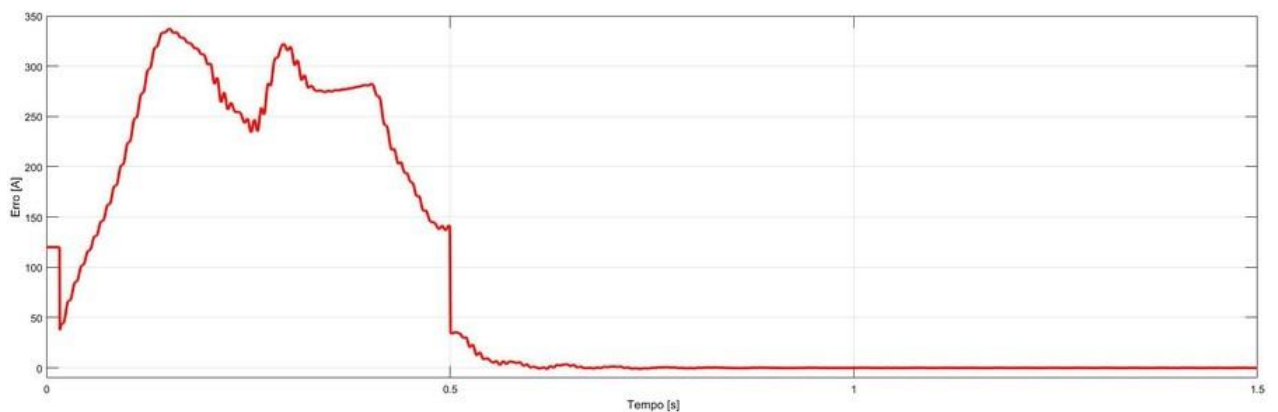
Na Figura 31 pode-se observar uma variação no transitório de partida do motor relativamente alta chegando a um pico de velocidade de 1838 rpm, entretanto, após o degrau de corrente aos 0,5 s, a curva se estabiliza em 1796 rpm.

Já na Figura 32 nota-se um transitório em que o torque atinge um valor máximo de 515 N.m, para em seguida, estabilizar, em torno de 149 N.m.

Por fim, a última resposta do motor do moinho, mostrada na Figura 33, diz respeito à curva de corrente eficaz no estator deste motor, a qual, em seu transitório chegou a 337 A, mas após o degrau de 105 A aos 0,5 s, a resposta converge para o valor de referência, estabilizando neste valor por volta de 0,5 s após a perturbação. Além disso, esta corrente constante implica em um esforço constante do moinho após controle da bica.

Seguindo o fluxo do circuito mostrado na Figura 24, é mostrada na Figura 34 a curva do erro resultante da subtração entre a corrente de saída do motor do moinho e o degrau de 105 A.

Figura 34 – Forma de onda de entrada no controlador



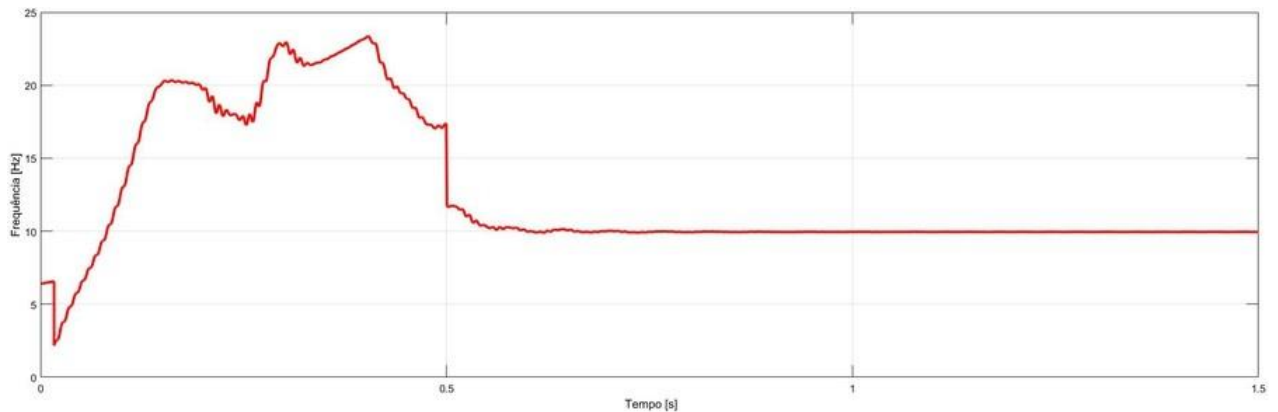
Fonte: Autor, 2020

Pode-se observar que, durante o transitório de partida do MIT_A, o erro chega a 337 A,

mesmo valor máximo da corrente eficaz do motor do moinho, porém, com o degrau aos 0,5 s, o controlador atua fazendo o erro cair para um valor próximo de zero.

Conforme mostrado na Seção 3.2, a saída do controlador PI passa por ganhos que são aplicados na entrada do subsistema de modulação senoidal. De um destes ganhos, mais especificamente utilizando (3.3), obtém-se a frequência de referência, a qual pode ser observada na Figura 35.

Figura 35 – Frequência utilizada para modulação senoidal

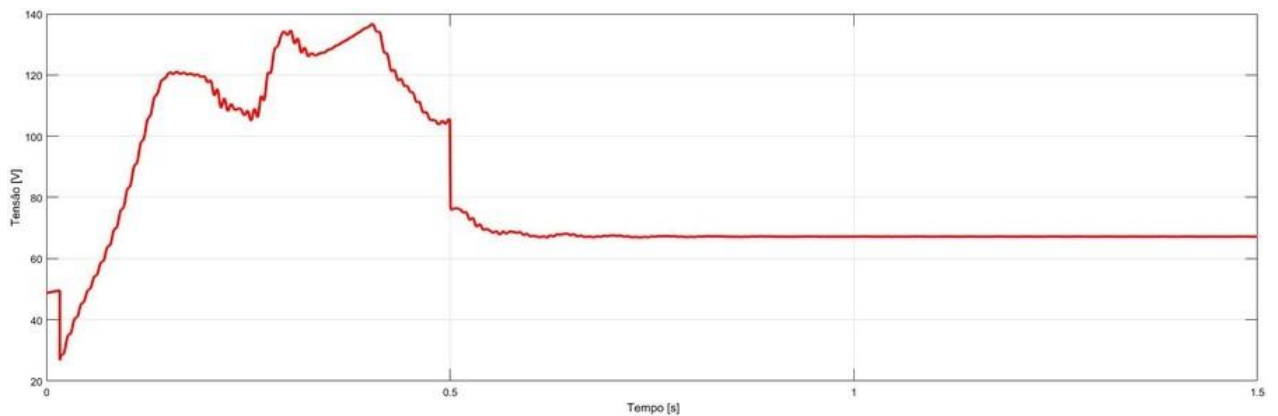


Fonte: Autor, 2020

Com a Figura 35 pode-se constatar que, aos 0,5 s, momento em que a corrente do moinho converge para o valor de referência, a saída do controlador converge para um valor que faça o erro ir a zero, portanto, a frequência se estabiliza em 9,9 Hz.

Na Figura 36 é mostrada a forma de onda da tensão de entrada no subsistema de modulação senoidal, a qual, como já mostrado na Seção 3.2 se baseia na forma de onda da Figura 35, portanto, ambas as ondas apresentam o mesmo comportamento, logo, após o transitório de partida e o *step*, é mantida a proporcionalidade V/f do controle escalar, fazendo a tensão se estabilizar em 67,2 V.

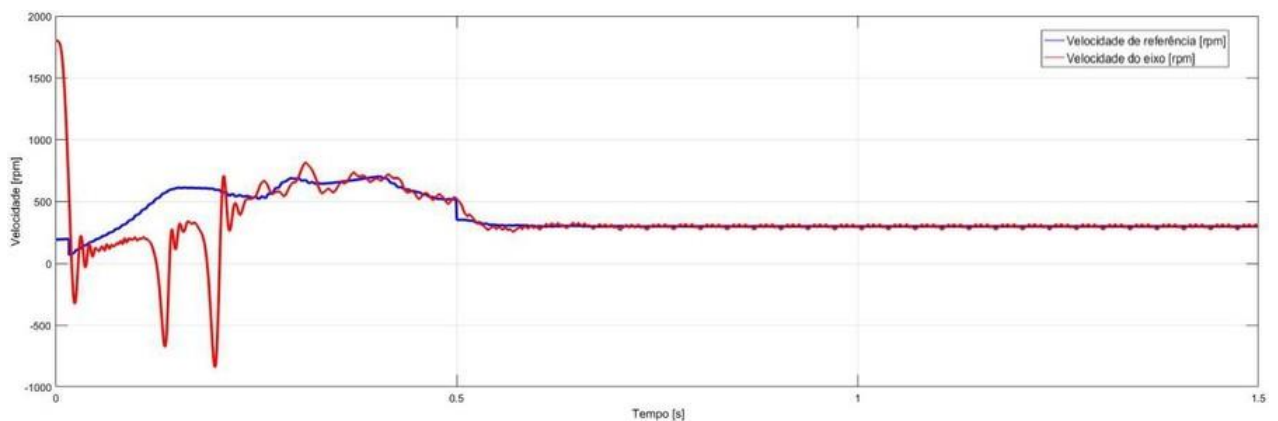
Figura 36 – Tensão de entrada da modulação senoidal



Fonte: Autor, 2020

Por fim, na Figura 37 são mostradas duas ondas, uma em azul, que representa a referência de velocidade que sai do controlador e uma em vermelho que representa a velocidade real de saída do motor da bica.

Figura 37 – Forma de onda da velocidade do eixo do motor da bica



Fonte: Autor, 2020

Ao avaliar a Figura 37 nota-se que durante o início da simulação não foi possível seguir a velocidade de referência acarretando dois picos inversos de velocidade nos tempos 0,136 s e 0,199 s. Entretanto, após este período inicial, a velocidade da bica volta a seguir a onda de referência, mesmo após o *step*, se estabilizando em 300 rpm.

5 Conclusão

Foi proposto e analisado neste trabalho, o desenvolvimento de um sistema de automação para controlar a velocidade de motores de indução em uma fábrica de cerâmica em Terenos - MS. Entretanto, de modo a realizar a simulação computacional com todos os seus subsistemas, foi necessário não só simular o modelo matemático do motor de indução trifásico, mas também sintonizar tanto o controle PI quanto o controle escalar para o processo.

De acordo com o desempenho das máquinas, verificado na Seção 4, foi possível obter resultados satisfatórios da simulação para a condição testada, pois pôde-se perceber que todas as formas de onda se estabilizaram após o *step* de corrente e o erro da corrente no motor do moinho foi a zero.

Por outro lado, notou-se que, pelo fato das entradas de tensão e frequência no inversor do motor da bica ficarem baixas, a velocidade de rotação do MIT_B apresentou valores baixos também. Este fato ocorreu devido às estimativas adotadas para o desenvolvimento da simulação, principalmente o ganho para conversão da velocidade da bica em torque no eixo do moinho.

O ganho de conversão supracitado interfere profundamente no processo, pois, ao diminuir seu valor, aumenta-se a velocidade requisitada de MIT_B para manter a corrente do moinho no valor da referência. Assim sendo, de modo a aproximar a simulação da prática, deve-se averiguar *in loco* o valor deste ganho.

Conforme supracitado, após o *step* na entrada foi possível trazer estabilidade à planta, entretanto, a velocidade do MIT_A se estabilizou em um valor de 10 rpm mais alto que a nominal listada em catálogo, valor este, muito próximo da velocidade síncrona.

Portanto, da mesma forma que no ganho de conversão, para que os modelos dos motores em simulação atuem como os reais instalados na fábrica, deve-se fazer nestas máquinas, os testes necessários com o intuito de substituir os parâmetros de circuito equivalente utilizados na simulação pelos valores reais dos ensaios.

6 Trabalhos futuros

Como continuidade do trabalho propõem-se ir à fábrica para adquirir as informações que tiveram que ser estimadas durante a pesquisa, como, por exemplo, o ganho de conversão e os parâmetros dos motores utilizados, para que, deste modo seja possível realizar a implementação prática do sistema.

Também propõe-se, como prosseguimento da pesquisa, o desenvolvimento da automação do processo da fábrica, sugerindo a substituição do controle escalar por controles modernos, como o controle vetorial. Sugere-se ainda simular a planta da fábrica substituindo os motores de indução por motores mais sofisticados, como o motor de ímãs permanentes.

Referências

- BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: Editora da UFSC, 1985. Acesso em: 01/10/2020.
- BAZZO, T. de P. M. **Implementação de Controle Vetorial em Geradores Assíncronos**. 2077. 90 p. Dissertação (Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina.
- BILGIN, B.; JIANG, J. W.; EMADI, A. **Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2019. Acesso em: 01/10/2020.
- BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002. Acesso em: 17/10/2020.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JÚNIOR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas: Com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. Acesso em: 20/10/2020.
- GOEDEL, A. **Estimativa de Conjugado de Carga Aplicado em Eixos de Motores de Indução Trifásicos Através de Redes Neurais Artificiais**. 2003. 123 p. Dissertação (Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”. Acesso em: 17/10/2020.
- JERKOVIC, V. *et al.* Comparison of Different Motor Control Principles Using Frequency Converter. 2008.
- LUNA, G. G. C. de; CAIXETA, D. A.; GUIMARÃES, G. C. Uma Metodologia de Agrupamento de MIT para Estudos de Curto-Circuito em Sistemas Elétricos Industriais. In: UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, 2016, Uberlândia. **XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica**. Uberlândia, 2016.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 2012.
- OLIVEIRA, V. M. **Comparações de Parâmetros Entre Motores Elétricos C.A. de Indução Originais de Fábrica de Motores Rebobinados**. 2017. 121 p. Monografia (Engenharia Elétrica) — Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul.
- RANIEL, T. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador**. 2011. 128 p. Dissertação (Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”. Acesso em: 20/10/2020.
- RUVIARO, M. **Máquina Assíncrona Trifásica de Rotor Bobinado Duplamente Alimentada por Meio de Transformador Rotativo**. 2001. 398 p. Dissertação (Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina.
- SEN, P. C. **Principles of Electric Machines and Power Electronics**. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. Acesso em: 20/10/2020.
- STEPHAN, R. M. **Acionamento, Comando e Controle de Máquinas Elétricas**. [S.l.]: UFRJ, 2008.

SUETAKE, M.; SILVA, I. N. da; GOEDTEL, A. Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 3, p. 750 – 760, Março 2011.

TORO, V. D. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editor S.A., 1999.

TRZYNADLOWSKI, A. M. **Control of Induction Motors**. San Diego: Academic Press, 2001. Acesso em: 20/10/2020.

WEG. **Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM**. [S.l.], 2020a. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h35/h10/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-brochure-portuguese-web.pdf>.

WEG. **W22 IR3 Premium 100 cv 4P 250S/M 3F 220/380 V 60 Hz IC411 - TFVE - B34D**. 2020b. Disponível em: <https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Motores-El%C3%A9tricos/Trif%C3%A1sico---Baixa-Tens%C3%A3o/Uso-Geral/W22/W22/W22-IR3-Premium-100-cv-4P-250S-M-3F-220-380-V-60-Hz-IC411---TFVE---B34D/p/12996969>. Acesso em: 20/11/2020.

WEG. **W22 IR3 Premium 2 cv 4P L90S 3F 220/380 V 60 Hz IC411 - TFVE - B14D**. 2020c. Disponível em: <https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Motores-El%C3%A9tricos/Trif%C3%A1sico---Baixa-Tens%C3%A3o/Uso-Geral/W22/W22/W22-IR3-Premium-2-cv-4P-L90S-3F-220-380-V-60-Hz-IC411---TFVE---B14D/p/12219486>. Acesso em: 20/11/2020.