

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

VINÍCIUS RAGNINI HENARES

**CONTROLE E ACIONAMENTO ELETRÔNICO DE MÁQUINAS DE CORRENTE
ALTERNADA E AQUISIÇÃO DE DADOS VIA SOFTWARE**

Ilha Solteira
2023

VINÍCIUS RAGNINI HENARES

**CONTROLE E ACIONAMENTO ELETRÔNICO DE MÁQUINAS DE CORRENTE
ALTERNADA E AQUISIÇÃO DE DADOS VIA SOFTWARE**

Trabalho de Graduação apresentado à Faculdade
de Engenharia de Ilha Solteira – Unesp como parte
dos requisitos para obtenção do título de bacharel
em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro
Orientador

Ilha Solteira
2023

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação


H493c Henares, Vinícius Ragnini.
Controle e acionamento eletrônico de máquinas de corrente alternada e aquisição de dados via software / Vinícius Ragnini Henares. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2023
62 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2023

Orientador: Jean Marcos de Souza Ribeiro

Inclui bibliografia

1. Motor elétrico. 2. Superdrive. 3. Conversor de frequência . 4. CFW-11.


Amanda Sertori dos Santos

Bibliotecária - CRB/8-9061
Seção Técnica de Referência, Atendimento ao
Usuário e Documentação
Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação

ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos dezoito dias do mês de dezembro do ano de dois mil e vinte e três, o discente **Vinicius Ragnini Henares**, matriculado sob o nº 181051011, tendo como banca examinadora o seu orientador, o Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro, o Prof. Dr. Alexandre Cesar Rodrigues da Silva e o Prof. Dr. Carlos Antonio Alves, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "Controle e acionamentos eletrônicos de máquinas de corrente alternada e coleta de dados via software", obtendo a nota 9,0 (NOVE) e conceito

aprovado.

Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro
 - orientador-

Vinicius Ragnini Henares
 - discente-

Prof. Dr. Alexandre Cesar Rodrigues da Silva
 - Membro da Banca -

Prof. Dr. Carlos Antonio Alves
 - Membro da Banca -

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, João Luiz Henares e Luiza Angela Ragnini Henares, por sempre me motivarem desde o começo da graduação e estarem presentes na minha vida.

Ao meu irmão Lucas, por ser um exemplo de resiliência e que sempre apoiou e respeitou as minhas decisões.

Aos meus amigos e colegas de república que nos momentos difíceis estiveram comigo e também compartilharam os bons momentos.

Ao professor Jean Marcos Souza Ribeiro, por me orientar na fase final da minha graduação.

Aos colegas de classe Leandro Yudi, Victor Pinhel e Guilherme Rosante que me incentivaram e ajudaram a concluir o curso de Engenharia Elétrica.

À UNESP, por possibilitar todas as experiências, conhecimento e vivência durante todo período de curso. A todos, meu muito obrigado.

RESUMO

No presente trabalho, é apresentado um motor elétrico trifásico assíncrono e como realizar o seu controle com um conversor de frequência. Utilizando o inversor CFW-11 para controlar a máquina é possível através do software SuperDrive coletar dados do motor de indução em tempo real, sendo que, quando feito somente por IHM existe uma limitação na quantidade de parâmetros que podem ser visualizados na tela e também não há como analisar as curvas características do motor em função do tempo. Os controles utilizados através do conversor de frequência foram o vetorial e escalar. Os resultados obtidos utilizando esse método corroboram com a teoria e possibilita visualizar curvas do CFW-11 em função do tempo para análise do comportamento de parâmetros que foram previamente selecionados.

Palavras-chave: Motor elétrico, Superdrive, Conversor de frequência, CFW-11.

ABSTRACT

In the present work, an asynchronous three-phase electric motor is presented and how to control it with a frequency converter. Using the CFW-11 inverter to control the machine, it is possible through the SuperDrive software to collect data from the induction motor in real time, and when done only by HMI there is a limitation on the number of parameters that can be viewed on the screen and there is also no way to analyze the characteristic curves of the motor as a function of time. The controls used through the frequency converter were vector and scalar. The results obtained using this method corroborate the theory and make it possible to visualize CFW-11 curves as a function of time for analyzing the behavior of parameters that were previously selected.

Keywords: Electric motor, Superdrive, Frequency converter, CFW-11.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura de um MIT.....	14
Figura 2 - Rotor gaiola de esquilo	15
Figura 3 - Bobina com enrolamentos defasados em 120°	16
Figura 4 - Soma dos campos magnéticos	16
Figura 5 - Circuito equivalente de um motor de indução	18
Figura 6 - Circuito do motor de indução simplificado pelo teorema de Thevenin.....	18
Figura 7 - Curva de conjugado x velocidade/escorregamento de uma máquina assíncrona	20
Figura 8 - Curva característica de potência e conjugado de um motor de indução.....	21
Figura 9 - Curvas do conjugado x escorregamento variando a resistência do rotor.....	21
Figura 10 - Curva de torque com variação de tensão.	22
Figura 11 - Transformação dq0.	23
Figura 12 - Referência síncrona girante d_e e q_e em relação a d_{se} q_s	25
Figura 13 - Modelo equivalente dinâmico do MIT (a) eixo q_e (b) eixo d_e	26
Figura 14 - Diagrama esquemático de um driver de acionamento de máquina.	27
Figura 15 - Diagrama esquemático do circuito básico de um inversor.	27
Figura 16 - Comportamento de ondas de tensão e corrente no motor.	29
Figura 17 - Característica do motor na região de enfraquecimento de campo.	31
Figura 18 - Controle de velocidade em malha com “inversor”.	31
Figura 19 - Variação de torque, frequência e tensão.	32
Figura 20 - Característica de aceleração e desaceleração para controle V/Hz.	33
Figura 21 - Condições de aceleração e desaceleração.	34
Figura 22 - Controle de velocidade V/Hz em malha fechada.....	35
Figura 23 - Motor CC com excitação separada.	36
Figura 24 - Controle vetorial do motor de indução trifásico.	36
Figura 25 - Princípio do controle vetorial.	37
Figura 26 - Conversor de frequência CFW-11.	39
Figura 27 - Interface do IHM do CFW-11.	40
Figura 28 - Diagrama interno CFW-11.	40
Figura 29 - Especificações das entradas de controle.	41
Figura 30 - Motor de indução trifásico Plus WEG	42
Figura 31 - Freio de Foucault da WEG	43
Figura 32 - Entradas e saídas de controle do CFW-11 com fios isolados.	44
Figura 33 - Chaves de partida.....	44

Figura 34 - Diagrama esquemático da montagem (circuito de potência).....	45
Figura 35 - Interface SuperDrive.....	46
Figura 36 - Barra de ferramentas SuperDrive.	46
Figura 37 - Comando “Novo arquivo de parâmetros”.....	46
Figura 38 - Parâmetros de Startup no SuperDrive.....	47
Figura 39 - Interface para editar parâmetros.	47
Figura 40 - Aba “Trend”.....	48
Figura 41 - DI4 a DI6 habilitadas.....	49
Figura 42 - Velocidades pré-programadas no SuperDrive.	49
Figura 43 - Curvas multispeed.	49
Figura 44 - Circuito para fornecer sinais de comando através de chaves.....	50
Figura 45 - Parametrizações primeira e segunda rampa no software SuperDrive.....	50
Figura 46 - Esquema de atuação segunda rampa.....	51
Figura 47 - Parâmetros P0409 a P0413 para P0408 = 1 no software SuperDrive.....	52
Figura 48 - Parâmetros P0409 a P0413 para P0408 = 2 no software SuperDrive.....	52
Figura 49 - Monitoramento de parâmetros.....	53
Figura 50 - Curva boost torque máximo todos os parâmetros.....	53
Figura 51 - Curva boost de torque máximo corrente e torque.....	54
Figura 52 - Curva boost de torque máximo velocidade e torque.	54
Figura 53 - Curva boost de torque máximo potência e torque.	55
Figura 54 - Curva com boost de torque mínimo.....	55
Figura 55 - Valores de pico boost de torque máximo.	55
Figura 56 - Valores de pico boost de torque mínimo.	55
Figura 57 - Gráfico no Multispeed.	56
Figura 58 - Segunda rampa de velocidade.....	56
Figura 59 - Torque do motor durante o aumento de carga no SuperDrive.....	57
Figura 60 - Potência do motor durante o aumento de carga no SuperDrive.	57
Figura 61 - Gráfico com controle vetorial <i>sensorless</i> à vazio.	58
Figura 62 - Curva controle vetorial <i>sensorless</i> para P0408 = 1.	58
Figura 63 - Curva controle vetorial <i>sensorless</i> para P0408 = 2.	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Lógica de acionamento dos comandos.....	50
Tabela 2 - Configuração de parâmetros segunda rampa.....	51

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MIT	Motor de Indução Trifásico
PWM	Pulse Width Modulation
IHM	Interface Homem-Máquina

SUMÁRIO

1. Introdução	12
2. Revisão da literatura	14
2.1 Motores de indução	14
2.2 Princípio de funcionamento do MIT	15
2.2.1 Escorregamento	17
2.2.2 Curva velocidade-torque	17
2.3 Modelo Matemático MIT	22
2.4 Conversor de frequência.....	26
2.4.1 Princípio de funcionamento do conversor de frequência	26
2.4.2 Modulação PWM senoidal	28
2.5 Controle escalar	29
2.6 Controle de velocidade com regulação do escorregamento	34
2.7 Controle vetorial.....	36
3 Materiais e métodos.....	39
3.1 Conversor de frequência e motor.....	39
3.2 Freio de Foucault	42
3.3 Fios isolados	44
3.4 Chaves de partida.....	44
3.5 Circuito de potência.....	45
3.6 SuperDrive.....	45
3.7 Experimento 1: Ajuste de parâmetros	48
3.8 Experimento 2: aplicação comando boost de torque	48
3.9 Experimento 3: Multispeed	49
3.10 Experimento 4: segunda rampa de aceleração.....	50
3.11 Experimento 5: freio de Foucault e compensação do escorregamento	51
3.12 Experimento 6: controle vetorial <i>sensorless</i>	52

4 Resultados e discussão.....	53
4.1 Dados experimento 1	53
4.2 Dados experimento 2	53
4.3 Dados experimento 3	56
4.4 Dados experimento 4	56
4.5 Dados experimento 5	57
4.6 Dados experimento 6	58
5. Conclusão	60
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	61

1. Introdução

Atualmente nas indústrias há uma necessidade de aplicações da variação de velocidade dos motores de corrente alternada (CA), pois, antigamente os trabalhos eram feitos normalmente com motores de corrente contínua (CC) devido ao fato de terem uma alta precisão no controle de velocidade e torque.

Contudo, os motores de corrente contínua possuíam desvantagens relacionados ao tamanho, preço e manutenção. Dessa forma, nos anos 60 os inversores de frequência ganharam mais atenção de pesquisadores e investidores, devido a disponibilidade de semicondutores. Assim, implementou-se melhorias nos inversores, principalmente na década de 80, com o desenvolvimento de microprocessadores, que ocasionou o barateamento do inversor e assim ficou cada vez mais comum no mercado (WEG, 2005c).

O conversor de frequência realiza um controle de tensão e frequência para controlar a velocidade nos motores de indução e com isso é possível fazer diferentes processos que podem ser aplicados em diversas ocasiões.

A estrutura do conversor de frequência é composta por ponte retificadora CA/CC, a diodos na maioria dos inversores, um circuito intermediário em corrente contínua com um banco de capacitores para estabilizar a tensão CC, e um conversor CC/CA a transistores, normalmente do tipo IGBT, para criar a forma de onda com tensão e frequência variável na saída para o motor (BOSE, 2002).

Dentre suas principais vantagens podem ser citados que o conversor de frequência varia a velocidade do motor mantendo o torque, possibilita visualizar condições de funcionamento do motor, permite comando e controle a distância, protege o motor eletricamente, atende qualquer aplicação com motor de indução, proporciona economia de energia e pode ser reprogramado infinitamente.

Neste trabalho é abordado o controle e acionamento eletrônico de máquinas de corrente alternada através de software no qual é utilizado o computador para controlar e gerenciar o funcionamento de motores elétricos de corrente alternada. Isso é feito através de algoritmos de controle, como o controle escalar, o controle vetorial, e outros, que são implementados em software e executados em controladores eletrônicos.

Esse tipo de controle tem como vantagem a flexibilidade e a capacidade de adaptação a diferentes tipos de máquinas e aplicações, bem como a possibilidade de monitoramento e gerenciamento remoto do sistema. Além disso, pode ser atualizado e adaptado de forma rápida

e fácil. Porém, o controle requer conhecimentos avançados em programação e sistemas de controle e tem como desvantagem a necessidade de manutenção frequente.

No Capítulo 2 apresenta-se o Motor de indução trifásico (MIT) e o seu funcionamento, demonstrando as principais curvas de torque em relação a velocidade e as equações que regem o comportamento desses gráficos, assim como os métodos de controle utilizados nos experimentos através do conversor de frequência CFW-11 que possui a sua estrutura e funcionalidades descritos neste capítulo também.

Os materiais utilizados como o motor, conversor de frequência e periféricos para os experimentos, assim como, os métodos de montagem experimental, descrição e utilização do software SuperDrive são apresentados no Capítulo 3.

O Capítulo 4 consta os resultados obtidos experimentalmente através do software SuperDrive que são curvas em função do tempo dos parâmetros do MIT. Os experimentos realizados demonstram diferentes funcionalidades do CFW-11 que são utilizadas para diferentes aplicações do motor. Os tipos de controle utilizados através do conversor de frequência foram o escalar e vetorial *sensorless*.

Por fim, tem-se o Capítulo 5 encontra-se as considerações finais do desenvolvimento dos experimentos.

2. Revisão da literatura

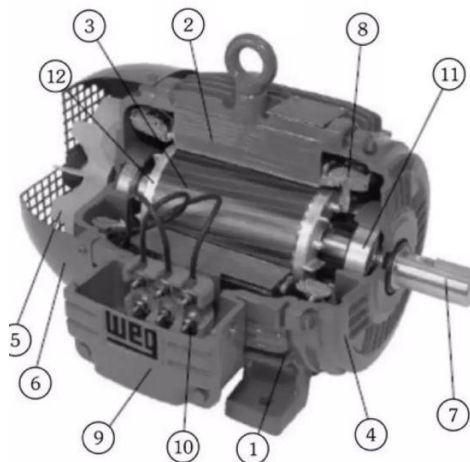
Neste capítulo é apresentado o motor de indução, os métodos de controle, as equações fundamentais que regem as diferentes aplicações do motor, as curvas fundamentais de torque e escorregamento e o conversor de frequência.

2.1 Motores de indução

Os motores de indução apresentam funcionamento baseado na aplicação de uma corrente alternada diretamente nos enrolamentos do estator, e através de uma relação de transformação, tem-se a corrente no rotor por fenômeno de indução (FITZGERALD et al, 2005).

O motor é composto por duas partes principais, sendo o estator responsável pela geração do fluxo magnético e o rotor que faz o movimento de rotação girando em torno do próprio eixo. A estrutura de um motor de indução trifásico (MIT) pode ser visualizada na Figura 1.

Figura 1 - Estrutura de um MIT.



Fonte: (FRANCHI, 2009).

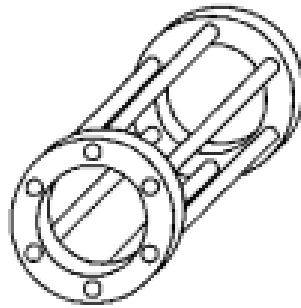
Segue as partes numeradas na imagem.

- 1) Carcaça
- 2) Núcleo de chapas;
- 3) Núcleo de chapas;
- 4) Tampa;
- 5) Ventilador;
- 6) Tampa defletora;
- 7) Eixo;
- 8) Enrolamento trifásico;

- 9) Caixa de ligação;
- 10) Terminais;
- 11) Rolamentos;
- 12) Barras e anéis de curto-circuito.

O motor utilizado para realizar os ensaios experimentais é assíncrono com rotor tipo gaiola de esquilo constituído por um núcleo de chapas ferromagnéticas isoladas, sobre o qual são colocadas chapas de alumínio (condutores), dispostas paralelamente e unidas nas suas extremidades por dois anéis condutores, também de alumínio, que provocam um curto-circuito nos condutores (FRANCHI, 2009). O rotor gaiola de esquilo pode ser visualizado na Figura 2.

Figura 2 - Rotor gaiola de esquilo



Fonte: (FRANCHI, 2009).

O princípio de funcionamento do MIT é baseado na lei de Faraday que relaciona o campo magnético gerado pelo estator e a velocidade do rotor.

2.2 Princípio de funcionamento do MIT

A lei de Faraday afirma que um condutor movimentado através de um campo magnético (B) uma tensão é induzida, caso for um circuito fechado uma corrente (I) irá circular. Uma força (F) perpendicular ao campo magnético age sobre o condutor quando esse se movimenta.

No motor acontece o inverso, ou seja, o condutor conduzindo corrente é posicionado dentro do campo magnético, dessa forma, a força (F) atua sobre o movimentando para fora. Dessa forma, no motor o campo magnético é gerado no estator e as forças eletromagnéticas atuam no rotor que é feito de material condutor.

O MIT é composto por três enrolamentos monofásicos defasados de 120° como é mostrado na Figura 3. Se for alimentado por três correntes i_1 , i_2 e i_3 essas irão criar seus respectivos campos magnéticos pulsantes h_1 , h_2 e h_3 defasados em 120° . As correntes e campos gerados podem ser representados pelas equações (1), (2) e (3).

$$i_1(t) = I_{max} \cos(\omega_e t) \tag{1}$$

$$i_2(t) = I_{max} \cos(\omega_e t - 120^\circ) \tag{2}$$

$$i_3(t) = I_{max} \cos(\omega_e t + 120^\circ) \tag{3}$$

Respectivos campos magnéticos gerados representados pelas equações (4), (5) e (6).

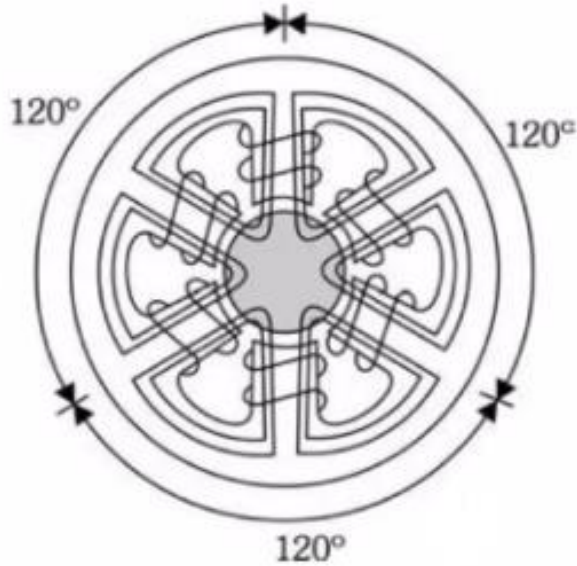
$$h_1(t) = H_{max} \cos(\omega_e t) \tag{4}$$

$$h_2(t) = H_{max} \cos(\omega_e t - 120^\circ) \tag{5}$$

$$h_3(t) = H_{max} \cos(\omega_e t + 120^\circ) \tag{6}$$

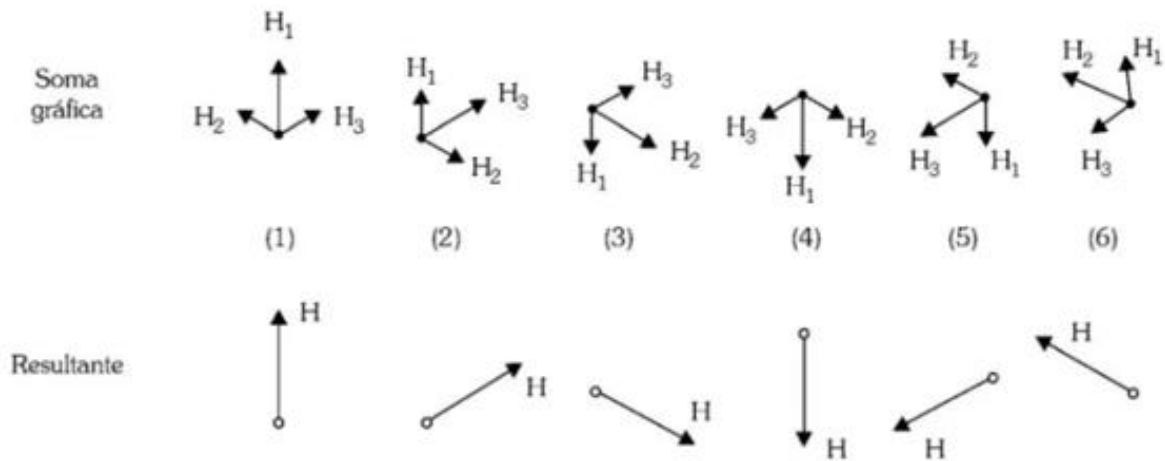
A soma desses vetores resulta em um campo magnético girante (H). Os vetores h1, h2 e h3 juntamente com a sua resultante H podem ser visualizados na Figura 4.

Figura 3 - Bobina com enrolamentos defasados em 120°



Fonte: (FRANCHI, 2009).

Figura 4 - Soma dos campos magnéticos



Fonte: (FRANCHI, 2009).

A força resultante é dada por (7).

$$F(t) = N[i_1(t)\cos(\omega_{et}) + i_2(t)\cos(\omega_{et} - 120^\circ) + i_3(t)\cos(\omega_{et} + 120^\circ)] \quad (7)$$

Sendo:

- N = número de voltas em um enrolamento de fase

A variação senoidal possui um pico de $\frac{3}{2} I_M N$ que está girando no entreferro com velocidade síncrona ω_e . Em uma máquina de dois polos a força resultante do campo girante faz uma revolução por ciclo de variação de corrente. Isso significa que para uma máquina de n polos a velocidade de rotação é expressa pela equação (8) (BOSE, 2009).

$$n_e = \frac{120f_e}{P} \quad (8)$$

sendo:

- n_e = velocidade síncrona
- f_e = frequência do estator em Hz.

2.2.1 Escorregamento

O escorregamento representa a porcentagem em que a velocidade do rotor é menor do que a frequência do estator e é representado como uma porcentagem da velocidade síncrona. O escorregamento no motor de indução é sempre maior que zero. No instante da partida (quando o rotor está parado) o valor do escorregamento é igual a 1. O escorregamento é expresso pela equação (9).

$$S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (9)$$

sendo:

- ω_r = velocidade angular do rotor;
- ω_s = frequência do estator.

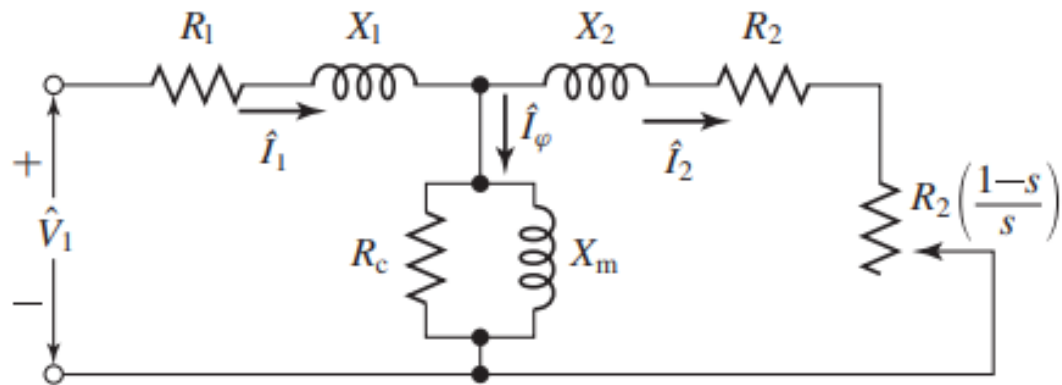
Rearranjando (9) a velocidade angular do rotor é dada por (10).

$$\omega_r = \omega_s(1 - S) \quad (10)$$

2.2.2 Curva velocidade-torque

A curva velocidade-torque possui grande relevância nas aplicações com motores de indução. Para se obter a expressão do torque produzido pela máquina é necessário realizar a análise do circuito equivalente de um motor de indução que está exposto na Figura 5.

Figura 5 - Circuito equivalente de um motor de indução



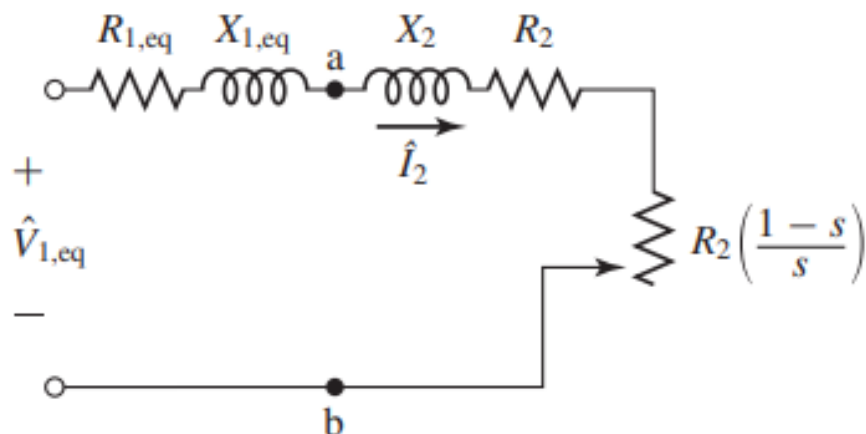
Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

tal que:

- V_1 = tensão de fase de terminal do estator
- R_1 = resistência estatórica;
- I_1 = corrente do estator;
- X_1 = reatância do estator;
- R_c = resistência de perdas no núcleo;
- X_m = reatância de magnetização;
- R_2 = resistência rotórica;

Quando se deseja enfatizar as relações de conjugado e potência, uma considerável simplificação resulta aplicando o teorema de Thévenin no circuito equivalente do motor de indução (FITZGERALD et al, 2005). Com isso, o equivalente do circuito simplificado pelo teorema de Thévenin está apresentado na Figura 6.

Figura 6 - Circuito do motor de indução simplificado pelo teorema de Thévenin.



Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

A potência do motor que corresponde a potência mecânica fornecida para a carga é expressa pela equação (11).

$$P_{em} = P_i - P_{perdas} \quad (11)$$

sendo:

- P_{em} = Potência eletromecânica;
- P_i = Potência inicial;
- P_{perdas} = Potência dissipada.

Do circuito na Figura 5, tem-se as equações (12) e (13).

$$P_i = 3R_e V_1 I_1 = 3 |I_1|^2 R_{1eq} + \frac{R_2}{s} \quad (12)$$

$$P_{perdas} = 3 |I_1|^2 \left(R_{1eq} + \frac{R_2}{s} \right) \quad (13)$$

Potência desenvolvida pelo motor P_{em} é dada pela equação (14).

$$P_{em} = 3 |I_1|^2 R_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (14)$$

A potência desenvolvida pelo motor também é expressa pela equação (15).

$$P_{em} = T_{em} \omega_r \quad (15)$$

sendo:

- T_{em} = Torque eletromecânico
- ω_r = velocidade do motor

Substituindo (14) em (15) o torque eletromecânico é igual a (16).

$$T_{em} = 3 |I_1|^2 R_2 \frac{(1-s)}{\omega_r s} \quad (16)$$

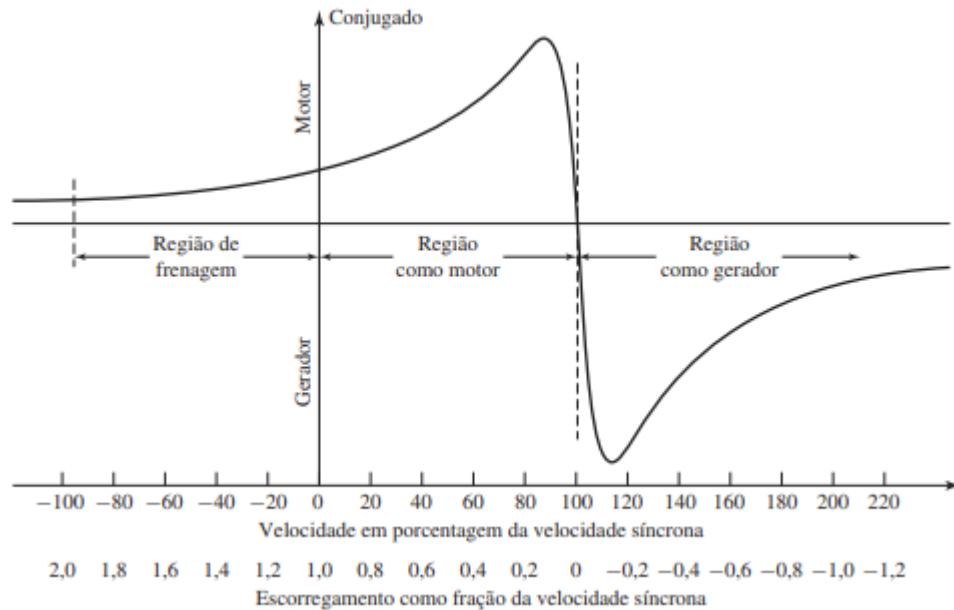
Substituindo (10) e $|I_2|^2 = \frac{V_{1eq}^2}{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (X_{1eq} + X_2)^2}$ em (16) tem-se a equação de torque

dada como (17).

$$T_{em} = \frac{3}{\omega_s} \frac{R_2}{s} \frac{|V_{1eq}|^2}{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (X_{1eq} + X_2)^2} \quad (17)$$

A equação descreve o torque eletromecânico em função do escorregamento. Para uma frequência e tensão constante o gráfico de conjugado versus velocidade ou conjugado versus escorregamento está apresentado na Figura 7.

Figura 7 - Curva de conjugado x velocidade/escorregamento de uma máquina assíncrona



Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

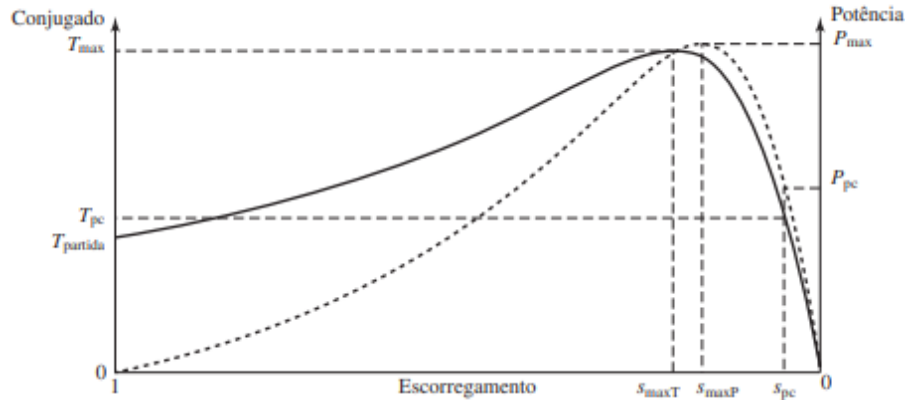
Na Figura 7 a operação do motor tem escorregamento $S = 1$ quando estiver parado e tende a escorregamento $S = 0$ quando a velocidade da ponta do eixo se aproxima da velocidade síncrona e o rotor gira no sentido de rotação do campo magnético produzido pelas correntes de estator.

Para operar na região de S superior a 1 (correspondendo a uma velocidade negativa do motor), o motor deve ser acionado em sentido contrário, contra o sentido de rotação do seu campo magnético, por uma fonte de potência mecânica capaz de contrabalançar o conjugado eletromecânico T_{mec} (FITZGERALD et al, 2005). A “Região de frenagem” é utilizada com o intuito de fazer a parada do motor, para ser feito isso, é trocado o conjunto de dois terminais do estator, dessa forma, tem-se a inversão no sentido de rotação do campo girante. Com isso, o escorregamento fica maior que 1 e a velocidade em relação à onda de fluxo síncrona do estator se torna negativa e o torque resultante positivo obriga o escorregamento a se aproximar de 1 novamente, que representa a parada do motor.

Quando o $S < 0$, é caracterizado a região em que é operado como gerador, para tal a máquina tem que ser conectada a uma fonte de tensão polifásica seu rotor for acionado por uma máquina motriz acima da velocidade síncrona, com isso, certamente existe um torque negativo de carga, significando que a potência mecânica inserida ao rotor é transformada em potência elétrica entregue ao sistema através dos terminais do estator. Uma aplicação desse tipo consiste

em um gerador de indução conectado a um sistema de potência acionado por uma turbina eólica. A análise da região em que está atuando como motor, obtém-se o gráfico exposto na Figura 8.

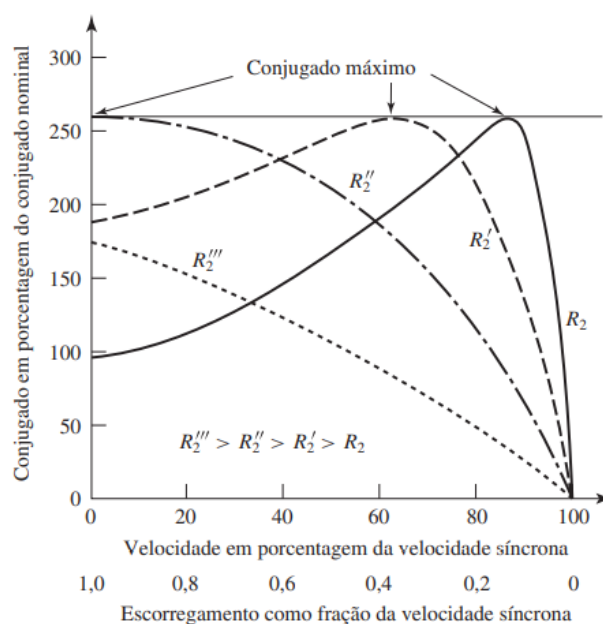
Figura 8 - Curva característica de potência e conjugado de um motor de indução



Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

Quando o escorregamento está em $0 \leq s \leq 1,0$, as condições de funcionamento em plena carga são definidas pelo escorregamento S_{pc} , a potência P_{pc} e o conjugado T_{pc} . A capacidade máxima de potência e conjugado é atingida quando o escorregamento é um pouco mais elevado que o S_{pc} . A curva característica de conjugado x escorregamento pode variar com a mudança de resistência do rotor. Na Figura 9 pode-se visualizar as curvas de conjugado versus escorregamento de um motor de indução mostrando o efeito da variação da resistência do circuito do rotor.

Figura 9 - Curvas do conjugado x escorregamento variando a resistência do rotor.



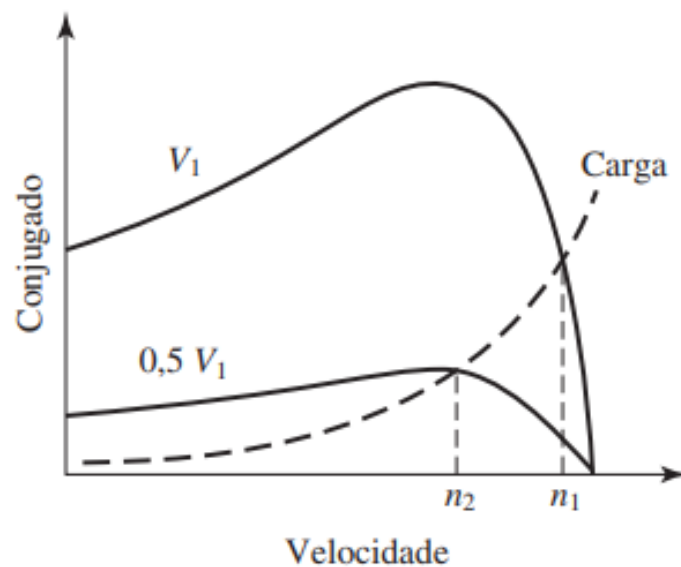
Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

A variação da resistência do rotor, implica em variações significativas na velocidade do motor. Pela Figura 9, também é notável a variação do conjugado de partida alterando-se a resistência do rotor.

A análise de (16) e (17) revela que o escorregamento para atingir o conjugado máximo está diretamente relacionado à resistência do rotor R_2 , porém o valor do conjugado máximo em si não é influenciado pela variação de R_2 . Quando introduzido uma resistência adicional no rotor, o conjugado eletromecânico máximo permanece inalterado, mas a velocidade na qual esse ponto é realizado pode ser controlada de maneira direta. Essa observação também pode ser feita considerando que o conjugado eletromecânico, de acordo com (17), é uma função da razão R_2/s . Conseqüentemente, o conjugado não se modifica, desde que a relação R_2/s se mantenha constante.

O torque interno gerado por um motor de indução é diretamente proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos seus terminais primários, conforme evidenciado em (17). A curva que expressa a relação do torque com a tensão é ilustrada na Figura 10.

Figura 10 - Curva de torque com variação de tensão.



Fonte: (FITZGERALD et al, 2005).

2.3 Modelo Matemático MIT

Para o modelo matemático do MIT é necessário realizar a transformação $qd0$, de forma que seja possível trabalhar com uma máquina simétrica bifásica ao invés de trifásica. Esse método consiste em mudar a referência arbitrária para um observador girante postado no sistema do rotor. Esta mudança possibilita trabalhar a máquina CA como CC (KRAUSE et al, 2002).

Considerando-se as grandezas f_a , f_b e f_c , a transformação para qd0 pode ser escrita de forma matricial como (18).

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [K] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

Sendo $[K]$ expresso em (19).

$$[K] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

A matriz inversa $[K]^{-1}$, é dada como (20).

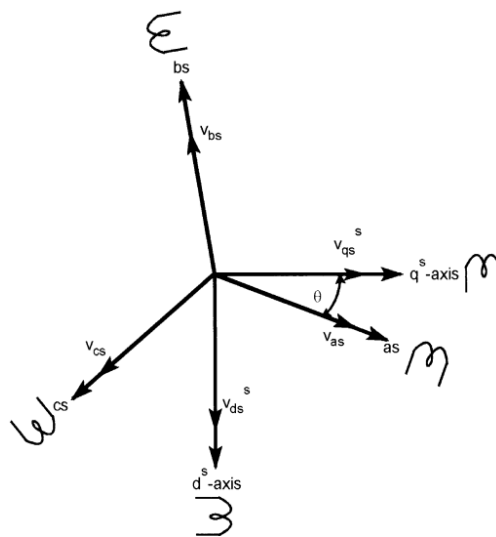
$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [K]^{-1} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Com $[K]^{-1}$ sendo (21).

$$[K]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Na transformação qd0, os índices d e q representam os eixos direto e em quadratura, respectivamente, a componente de sequência zero representa as componentes da corrente de armadura que produzem fluxo líquido nulo de entreferro (FITZGERALD et al, 2005). A transformação é expressa a-b-c para q-d está expressa na Figura 11.

Figura 11 - Transformação qd0.



Fonte: (BOSE, 2002).

Na Figura 11, tendo como referência de orientação θ para os eixos q^s e d^s pode-se escrever de forma matricial as tensões V_{qs}^s e V_{ds}^s expressas pelas componentes $as - bs - cs$ (BOSE, 2001), a matriz está exposta em (22).

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (22)$$

sendo:

- V_{qs}^s = tensão estacionária em quadratura do estator;
- V_{ds}^s = tensão estacionária direta do estator;
- V_{0s}^s = tensão estacionária componente zero do estator.

Com $\theta = 0$ para que o eixo q^s fique alinhado com o eixo- as , tem-se as equações (23) a (25) como simplificações de (22).

$$V_{qs}^s = \frac{2}{3} V_{as} - \frac{1}{3} V_{bs} - \frac{1}{3} V_{cs} = V_{as} \quad (23)$$

$$V_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_{bs} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cs} \quad (24)$$

$$V_{0s}^s = \frac{1}{2} V_{as} + \frac{1}{2} V_{bs} + \frac{1}{2} V_{cs} = 0 \quad (25)$$

Para que essas relações sejam verdadeiras, o sistema deve ser um trifásico equilibrado como a matriz exposta em (26).

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \phi) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (26)$$

sendo:

- ω_e = velocidade síncrona girante;
- ϕ = fase;
- V_m = tensão média.

Das equações em (26) é possível chegar nas relações (27) e (28).

$$V_{qs} = V_m \cos(\phi) \quad (27)$$

$$V_{ds} = -V_m \text{sen}(\phi) \quad (28)$$

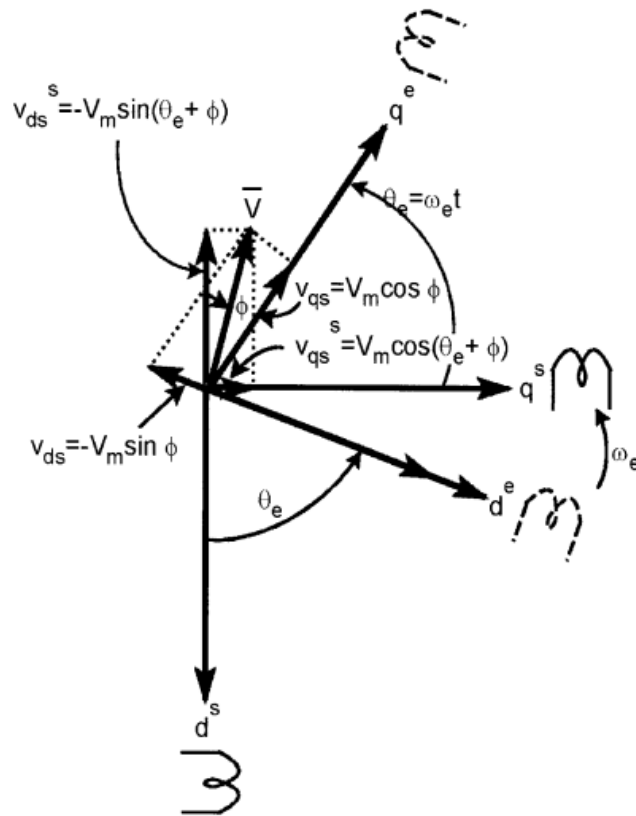
sendo:

- V_{qs} = tensão síncrona girante em quadratura do estator;

- V_{ds} = tensão síncrona girante direta do estator.

Na Figura 12 é exposto a representação dos eixos síncronos girantes d^e e q^e com uma velocidade de ω_e e um ângulo $\theta = \omega_e t$ em relação a d^s e q^s (BOSE, 2002).

Figura 12 - Referência síncrona girante d^e e q^e em relação a d^s e q^s .



Fonte: (BOSE, 2002).

Com a velocidade do rotor sendo ω_r , as equações de tensões são dadas por (29) a (32).

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_e \Psi_{ds} \quad (29)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (30)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (31)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (32)$$

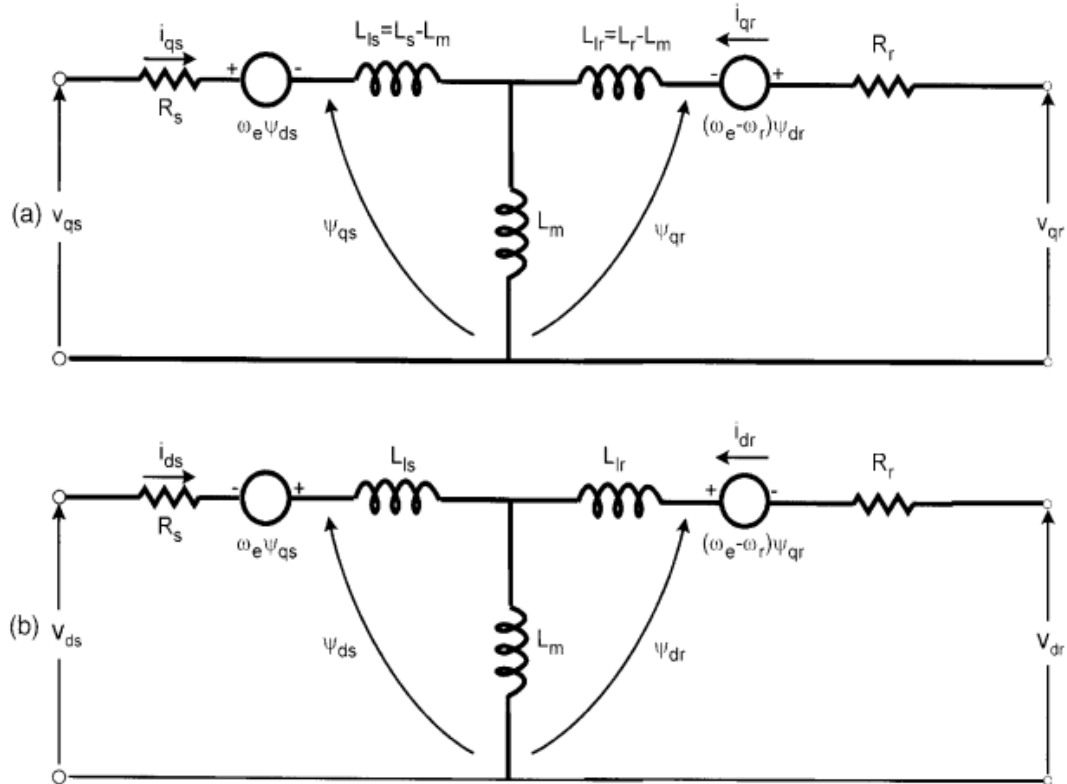
sendo:

- Ψ_{ds} = fluxo concatenado direto do estator;
- Ψ_{qs} = fluxo concatenado em quadratura do estator;
- Ψ_{dr} = fluxo concatenado direto do rotor;

- Ψ_{qr} = fluxo concatenado em quadratura do rotor.

O circuito equivalente para as equações apresentadas está exposto na Figura 13.

Figura 13 - Modelo equivalente dinâmico do MIT (a) eixo q^e (b) eixo d^e .



Fonte: (BOSE, 2002).

O torque eletromecânico produzido expresso pelas variáveis dos eixos d-q (BOSE, 2002) é dado pela equação (33).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (33)$$

2.4 Conversor de frequência

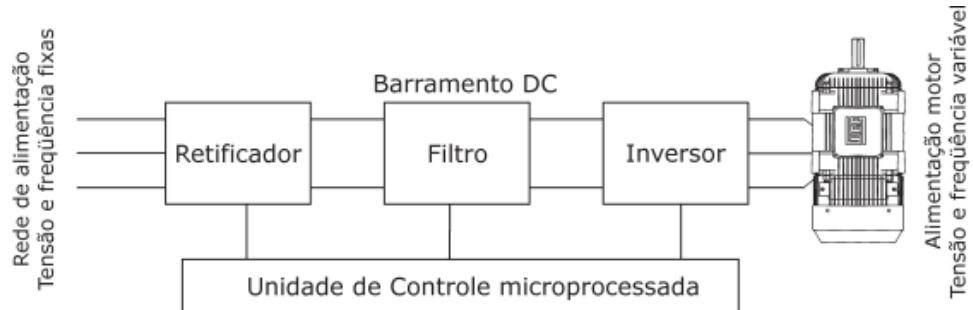
Um conversor de frequência é um dispositivo eletrônico que controla a velocidade de um motor elétrico, ajustando a frequência da corrente elétrica que alimenta o motor. Isso permite uma ampla variedade de aplicações, incluindo controle de velocidade de motores de bombas, ventiladores, esteiras rolantes, entre outros.

2.4.1 Princípio de funcionamento do conversor de frequência

Independentemente do tipo de conversor de frequência, este dispositivo é composto, de modo generalista, por três blocos funcionais distintos, tais como: retificador, filtro e inversor,

tal como apresentado na Figura 14. Para ter um bom entendimento desta categoria de conversor, faz-se necessário compreender a funcionalidade de cada bloco que o constitui.

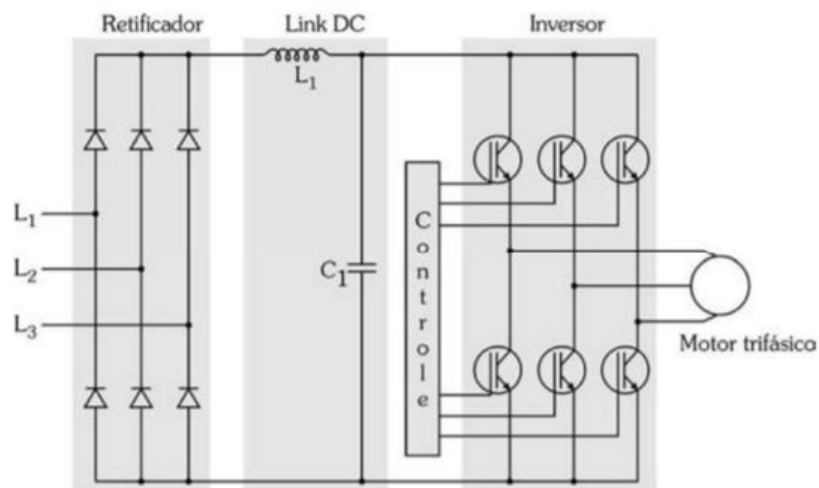
Figura 14 - Diagrama esquemático de um driver de acionamento de máquina.



Fonte: (WEG, 2005c).

Para os blocos da Figura 14 podem ser explorados e visualizados os seus circuitos internos na Figura 15.

Figura 15 - Diagrama esquemático do circuito básico de um inversor.



Fonte: (FRANCHI, 2009).

Na Figura 15 tem-se o retificador de onda completa que é um circuito eletrônico utilizado para converter a corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). Este tipo de retificador utiliza diodos para realizar a conversão, permitindo a passagem da corrente em ambos os sentidos da onda, ou seja, positivo e negativo. Desta forma, ao utilizar a onda completa, é possível obter uma corrente CC mais suave e estável, comparado aos retificadores de onda positiva ou meia-onda.

A segunda parte é o filtro responsável por garantir que a saída da ponte retificadora seja estável e de boa qualidade, proporcionando uma alimentação confiável para o circuito subsequente.

Por fim, o inversor composto por semicondutores, geralmente transistores IGBT, é o terceiro elemento, ou etapa final do inversor de frequência tem a finalidade de converter a tensão contínua proveniente da saída do filtro em uma tensão senoidal de frequência variável. Este processo de conversão ocorre devido à modulação PWM (Pulse Width Modulation) que é uma técnica de modulação utilizada em sistemas elétricos e eletrônicos para controlar a amplitude da corrente elétrica em dispositivos como motores.

A modulação PWM funciona enviando pulsos elétricos de largura variável para o dispositivo, sendo que a largura destes pulsos determina a amplitude da corrente elétrica que será fornecida ao dispositivo. Quanto maior a largura dos pulsos, mais corrente será fornecida, resultando em maior intensidade de velocidade de giro, por exemplo.

A modulação PWM é amplamente utilizada devido a sua eficiência energética e facilidade de implementação, além de ser capaz de controlar dispositivos de forma precisa e suave.

2.4.2 Modulação PWM senoidal

A modulação PWM senoidal é a mais utilizada em conversores de frequência de baixa tensão. Essa técnica compara uma onda triangular com frequência f_c , chamada de onda portadora, com uma onda senoidal com frequência fundamental f , chamada de onda modulante (BOSE, 2002). Para comparar esses dois sinais é utilizado um modulador, no qual o sinal de saída possui largura dos pulsos que depende da amplitude do sinal de referência.

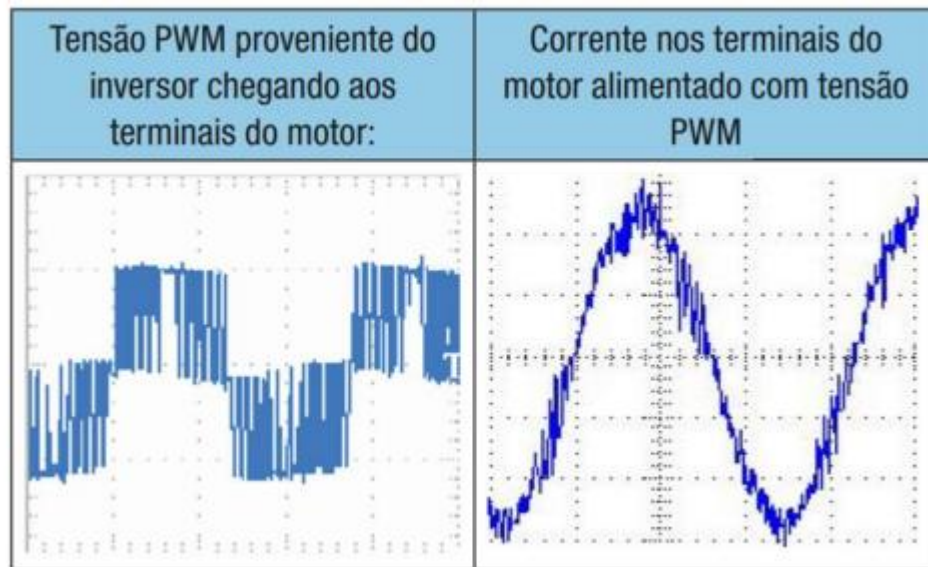
A comparação resulta em sinal com nível lógico alto quando o valor da onda modulante é superior ao valor da portadora e, quando valor da onda portadora for superior, a comparação resulta em nível lógico baixo.

Nesse caso, a frequência de chaveamento é definida pela portadora e a tensão de saída do inversor pela frequência modulante (CHATURVEDI, 2017), a relação desses dois sinais está expressa em (34).

$$M_f = \frac{V_m}{V_c} \quad (34)$$

Quando um conversor de frequência PWM é utilizado para alimentar um MIT, este recebe em seus terminais uma tensão quadrada chaveada. Porém a corrente que chega aos terminais do MIT não se comporta da mesma forma, visto que esta máquina se trata de uma carga indutiva e não puramente resistiva. Na Figura 16 é mostrado o comportamento das ondas de tensão e corrente que chegam aos terminais do motor quando alimentado por um conversor de frequência PWM.

Figura 16 - Comportamento de ondas de tensão e corrente no motor.



Fonte: Adaptado de WEG (2016e).

Com essa técnica é possível entregar uma onda semelhante a uma senoide ao motor. Quanto maior a frequência de chaveamento, a onda se aproxima mais de uma senoide e possui menos ruídos no sinal de corrente (FRANCHI, 2009). Com isso, gera-se campos magnéticos nos enrolamentos da máquina pelo conversor, que interagem entre si e produzem torque.

2.5 Controle escalar

O controle escalar de máquinas de corrente alternada é uma técnica de controle que utiliza sinais escalares, como a tensão e a corrente, para controlar a velocidade e o torque de um motor de corrente alternada. O controle escalar é baseado na lei de Ohm, que relaciona a tensão, a corrente e a resistência elétrica de um circuito, é comumente utilizado em sistemas de controle de velocidade simples, possui como vantagem a facilidade de implementação e a baixa complexidade, mas tem como desvantagem a perda de eficiência e a limitação de controle de torque.

Claramente, o meio mais simples de controlar um motor síncrono é variando a velocidade por meio do controle de frequência da tensão de armadura aplicada. Junto com o controle de frequência aplicada deve haver o controle de amplitude da tensão.

De acordo com a lei de Faraday, em uma máquina CA a componente de entreferro da tensão de armadura é proporcional a frequência elétrica e a densidade de fluxo de pico da máquina, dessa forma, se desprezarmos a queda de tensão na reatância de dispersão e na resistência de armadura (FITZGERALD et al, 2005). Para esse caso tem-se a equação (35).

$$V_a = \left(\frac{f_e}{f_{nominal}} \right) \left(\frac{B_{pico}}{B_{nominal}} \right) V_{nominal} \quad (35)$$

sendo:

- V_a = amplitude de tensão;
- f_e = frequência de operação;
- B_{pico} = densidade de fluxo de pico;
- $V_{nominal}$ = tensão nominal;
- $f_{nominal}$ = frequência nominal;
- $B_{nominal}$ = densidade de fluxo de pico nominal.

Considerando, a amplitude de tensão de armadura igual a nominal $V_a = V_{nominal}$ e a frequência variada, obtém-se a equação (36).

$$B_{pico} = \left(\frac{f_{nominal}}{f_e} \right) B_{nominal} \quad (36)$$

Por (36) nota-se que a densidade de fluxo é inversamente proporcional a frequência, desse modo, quando a frequência diminui, o fluxo aumenta. Para uma máquina CA que opera saturada com frequência e tensão nominais, o aumento da densidade do fluxo pode danificá-la devido ao aumento de perdas no núcleo e das correntes elevadas. Para frequências inferiores ou iguais a nominal tem-se o fluxo constante ($B_{pico} = B_{nominal}$), dessa forma, obtém-se (37).

$$V_a = \left(\frac{f_e}{f_{nominal}} \right) V_{nominal} \quad (37)$$

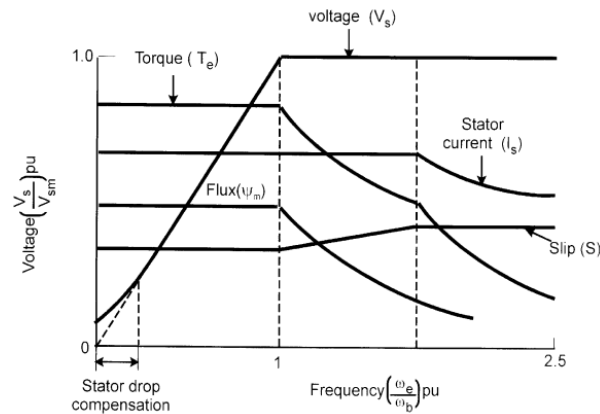
A equação (37) pode ser reescrita como (38).

$$\frac{V_a}{f_e} = \frac{V_{nominal}}{f_{nominal}} \quad (38)$$

A equação (38) demonstra a relação entre tensão e frequência para manter o fluxo constante, também conhecido como operação *volts/hertz* (V/Hz constante).

Para velocidades superiores à frequência nominal do motor, ocorre a região denominada de potência constante, onde a relação V/Hz não é válida já que a aplicação de tensões superiores à nominal poderia causar danos ao motor. Nesse caso, o aumento da frequência acima da nominal causa perda gradativa do torque do motor por causa da redução do fluxo no entreferro.

Figura 17 - Característica do motor na região de enfraquecimento de campo.

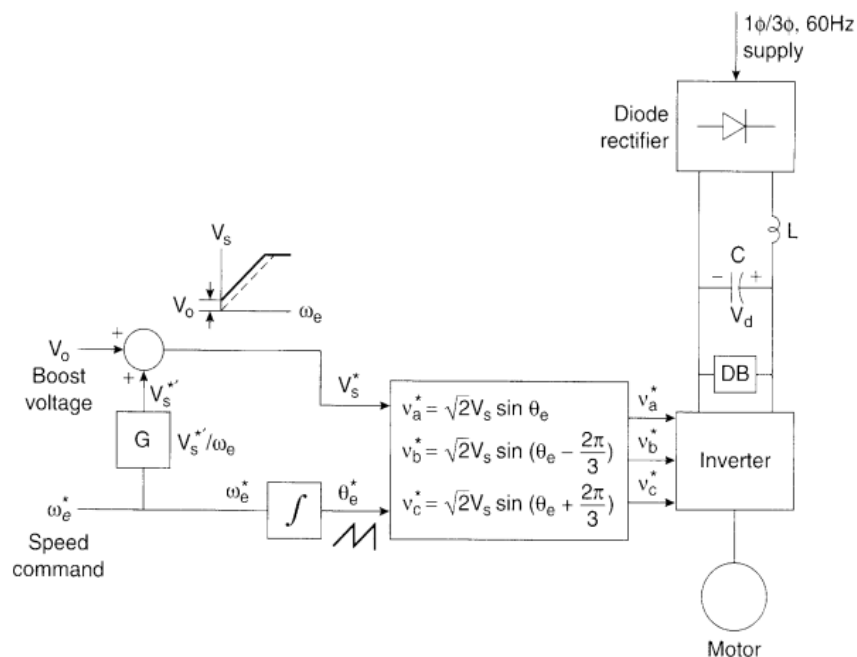


Fonte: (BOSE, 2002).

Na Figura 17 é notório a região de enfraquecimento de campo devido ao aumento da frequência acima da nominal e por consequência a perda de torque. Nota-se que os motores normalmente são utilizados em uma frequência de 60 Hz proveniente da fonte de energia em malha aberta para aplicação sem mudanças de velocidade (BOSE,2002). Para controle de velocidades variáveis, a variação de frequência é a forma natural, contudo a tensão é necessária para o fluxo ($\varphi = \frac{V_s}{\omega_e}$) permanecer constante, quando desprezado a resistência no estator R_s .

Na Figura 18 está exposto um diagrama esquemático do controle de velocidade em malha aberta com inversor alimentado por tensão.

Figura 18 - Controle de velocidade em malha com “inversor”.

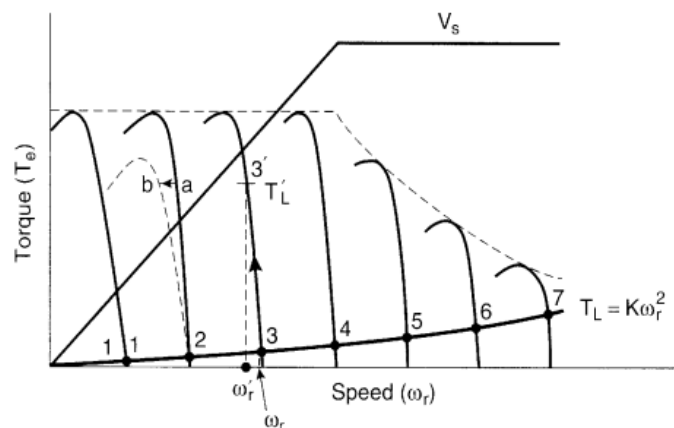


Fonte: (BOSE, 2002).

Na Figura 18 é possível identificar que o circuito é composto por um retificador a diodo alimentado pela rede, um filtro LC e um inversor de frequência (VFI) PWM. Idealmente não é necessário um sinal de realimentação para o controle, caso desprezarmos a velocidade de escorregamento ω_s a variável primária ω_e é quase igual a ω_r . A referência de tensão de fase V_s^* é gerada diretamente da referência de frequência através da multiplicação por um fator de ganho G , de maneira que o fluxo ψ_s fique constante. Se a resistência do rotor e a indutância de dispersão da máquina são desprezadas, então o fluxo do estator ψ_s também corresponderá ao fluxo do entreferro ψ_m e ao do rotor ψ_r . Para baixas frequências, a resistência do estator tende a absorver toda a tensão do estator, o que enfraquece o campo. Uma tensão de “boost” V_o é somada para que o fluxo nominal seja estabelecido e seja possível desenvolver o torque total em velocidade zero para altas velocidades, o efeito de V_o torna-se desprezível. O sinal de velocidade ω_e^* é integrado para gerar o sinal de ângulo Θ_e^* e as tensões de fase correspondentes v_a^* , v_b^* e v_c^* . O controlador PWM é representado junto com o bloco do “inversor”. (BOSE 2002).

A Figura 19 mostra o sistema em regime permanente no plano torque-velocidade para carga do tipo ventilador ou bomba ($T_L = K\omega_r^2$) medida que a frequência é aumentada gradualmente, a velocidade também aumenta proporcionalmente, como indicado nos pontos 1, 2, 3, 4, ... A operação pode suavemente entrar na região de campo enfraquecido, onde a tensão de alimentação satura.

Figura 19 - Variação de torque, frequência e tensão.



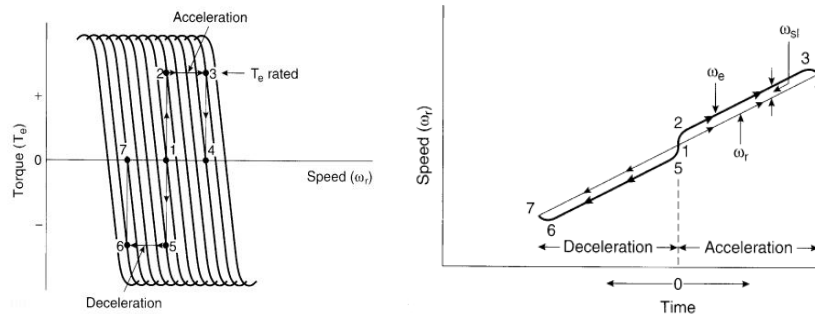
Fonte: (BOSE, 2002).

De acordo com a Figura 19 caso o torque estiver operando no ponto 3 e for aumentado até T_L' com a mesma frequência de comando, ocorre uma queda na velocidade. Para máquinas

de alta eficiência essa queda é muito baixa e é tolerada para aplicações no controle de velocidade. Considerando-se que esteja operando no ponto “a” e tenha uma queda de tensão, a velocidade irá cair para o ponto “b”. Uma melhoria no controle em malha aberta pode ser feita com um medidor de escorregamento e somando o valor estimado ao comando de frequência.

Quando ocorre aceleração e desaceleração, se a frequência de comando mudar de forma brusca, o escorregamento acompanha essa variação para mudar o torque, mas, devido a inércia, a velocidade do motor se mantém constante. Contudo, o sistema se torna instável em alta rotação (BOSE, 2002.). Na Figura 20 é apresentada a característica satisfatória de aceleração e desaceleração.

Figura 20 - Característica de aceleração e desaceleração para controle V/Hz.



(a) Na curva de torque x velocidade

(b) Em função do tempo

Fonte: (BOSE, 2002).

Para simplificação da análise, assuma uma carga apenas com inércia e sem atrito. Considere que a máquina esteja operando no ponto 1, e que a referência de frequência é aumentada abruptamente, porém em uma pequena quantidade. Com a alteração, aparece um escorregamento e o ponto de operação passa a ser 2, o qual corresponde ao torque nominal desenvolvido. A aceleração é aumentada de forma constante em rampa de frequência com o escorregamento estável. Esse aumento ocorre de forma que haja estabilidade na corrente sem prejudicar o estator (BOSE 2002).

No ponto de operação 3, o comando de frequência pode ser diminuído para atingir o ponto de operação de regime permanente, o qual é o ponto 4. O torque e a velocidade da máquina são relacionados pela equação (39).

$$\omega_r = \int \frac{T_e - T_L}{J} dt \quad (39)$$

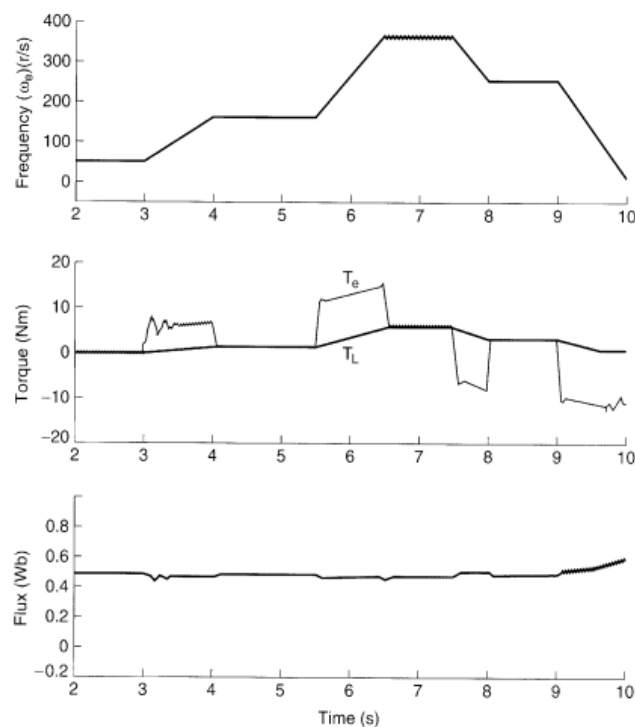
sendo:

- T_L = torque resistivo gerado pela carga no rotor;
- J = momento de inércia.

Com o torque nominal T_e , a declividade da aceleração $\frac{d\omega_r}{dt}$ é determinada pelo parâmetro J , ou seja, quanto maior J , mais lenta será a aceleração, e vice-versa. Se for possível estimar J on-line para uma carga de inércia variável, a aceleração do sistema pode ser previamente determinada. A desaceleração é similar a aceleração.

Com retificadores a diodo na entrada, o inversor necessitará de um freio dinâmico, como indicado no diagrama de blocos. Uma aplicação típica de um sistema de controle Volts/Hertz em malha aberta de um motor de indução, em condições de aceleração e desaceleração com torque de carga $T_L = K\omega_r^2$ é mostrado na Figura 21. O efeito do acoplamento inerente da máquina faz a resposta do torque ser lenta. Há um subamortecimento nas respostas de torque e fluxo, às quais apresentam maior oscilação para baixas frequências. Tais oscilações são filtradas pela inércia e, portanto, não aparecem na velocidade. Variação no sinal de fluxo devido a variação do torque (corrente do estator) também é evidente.

Figura 21 - Condições de aceleração e desaceleração.



Fonte: (BOSE, 2002).

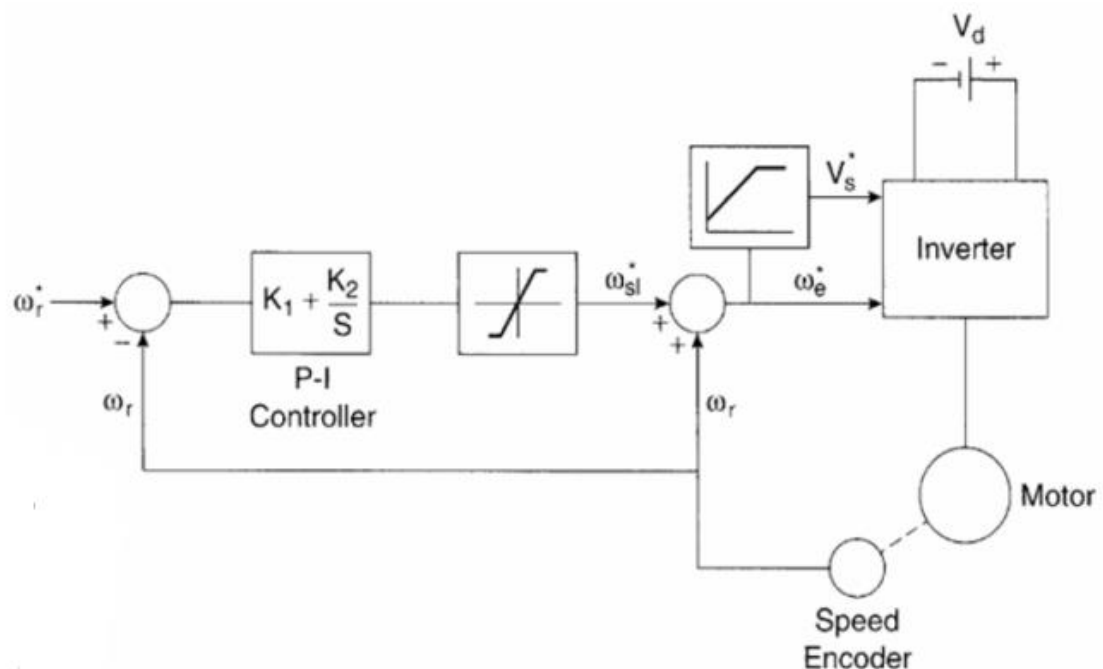
2.6 Controle de velocidade com regulação do escorregamento

O controle de velocidade com regulação do escorregamento é uma técnica utilizada para controlar a velocidade de motores de corrente alternada de indução, baseia-se na regulação do escorregamento, que é a diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor do motor.

A regulação do escorregamento é feita através da variação da frequência da corrente de entrada do motor, que é controlada por um inversor. Isso permite controlar a velocidade do rotor do motor de forma precisa, sem afetar a corrente de saída do motor.

Este tipo de controle é muito utilizado em sistemas de acionamento de cargas variáveis e com alto rendimento, como sistemas de ventilação, bombas, compressores e outros processos industriais, possui a vantagem de ser mais preciso e eficiente que o controle tradicional de velocidade com variador de frequência, pois controla a velocidade do rotor e não a frequência de alimentação. Na Figura 22 tem-se um esquema do controle de velocidade V/Hz em malha fechada e regulação de escorregamento.

Figura 22 - Controle de velocidade V/Hz em malha fechada.



Fonte: (BOSE 2002).

No exemplo da Figura 22, um encoder está medindo a velocidade do rotor ω_r . Então, para gerar um erro ω_r é subtraído do valor de referência ω_r^* . Assim, através de um controlador PI e um saturador de velocidade gera-se a velocidade de escorregamento ω_{sl}^* que é somada ao valor lido da velocidade para enfim gerar a velocidade síncrona de referência ω_e^* .

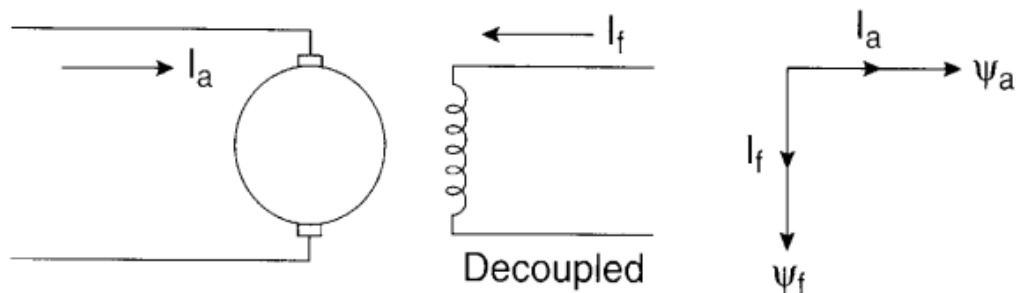
O controle escalar com regulagem de escorregamento é mais preciso na regulagem de velocidade, sua eficiência é melhorada se for acompanhada de um medidor de velocidade. Entretanto, por ser um controle que depende do fluxo constante, em baixas frequências seu desempenho não é tão eficiente.

2.7 Controle vetorial

O controle vetorial é um método utilizado para controlar a velocidade e posição de motores elétricos, baseia-se na utilização de controladores de corrente de saída para controlar a corrente em cada fase do motor independentemente das outras fases. Isso permite ajustar a direção e a velocidade do motor com precisão. Além disso, o controle vetorial permite controlar a corrente de saída do motor independentemente da tensão de entrada, o que é útil em aplicações como robótica, automação industrial e veículos elétricos.

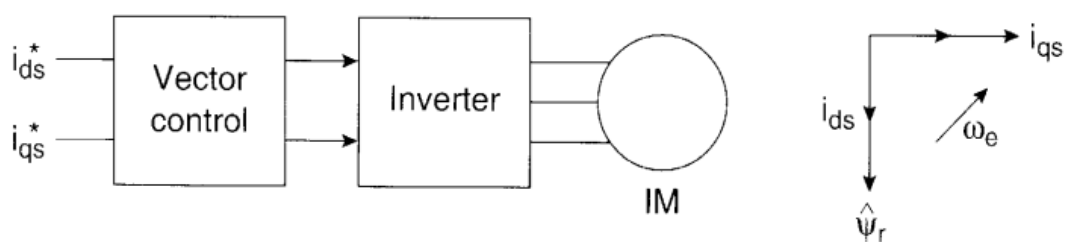
Esse método possui o mesmo princípio de controle das máquinas CC com excitação separada, em que se opera com o vetor ortogonal desacoplado entre fluxo e torque. É um pouco mais complexo que o controle escalar, porém apresenta vantagens como em baixa rotações ser mais eficiente e permite um controle de torque com um tempo de resposta mais rápido. As Figuras 23 e 24 apresentam o motor CC com excitação separada e o controle vetorial do motor de indução trifásica, respectivamente.

Figura 23 - Motor CC com excitação separada.



Fonte: Adaptado de BOSE, (2002).

Figura 24 - Controle vetorial do motor de indução trifásico.



Fonte: Adaptado de BOSE (2002).

O torque produzido pelo motor CC é expresso pela equação (38).

$$T_e = K_t' I_a I_f \quad (38)$$

- I_a = Corrente de armadura;

- I_f = corrente de campo

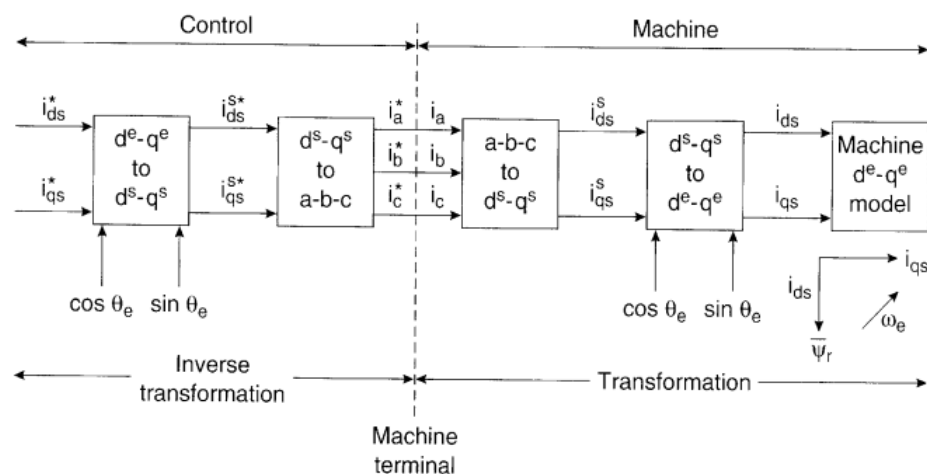
Os vetores I_a e I_f por serem ortogonais, significa que quando o torque é controlado por I_a , o fluxo ψ_f não é afetado, assim como, quando I_f é controlada o fluxo ψ_a não sofre mudanças. Essa característica permite uma rápida resposta transitória e alta relação torque/ampere.

O motor de indução trifásico pode obter uma resposta parecida com o motor CC considerando-se a referência síncrona girante d^e e q^e . Dessa forma, no controle vetorial pode ser feito a analogia de que a corrente de armadura I_a é i_{qs} e a corrente de campo I_f é i_{ds} . Portanto o torque no controle vetorial é expresso pela equação (39).

$$T_e = K'_t i_{ds} i_{qs} \quad (39)$$

Com isso, o controle vetorial permite uma rápida resposta de corrente como na máquina CC. O princípio de funcionamento do controle vetorial de um motor pode ser visualizado na Figura 25.

Figura 25 - Princípio do controle vetorial.



Fonte: (BOSE, 2002).

O conversor de frequência é omitido e considera-se o ganho unitário e gera as correntes i_a , i_b , i_c que correspondem às referências i_a^* , i_b^* , i_c^* . Na direita está o modelo da máquina que possui dois modelos de transformação inversa em que as correntes i_{abc} são convertidas nas correntes da máquina i_{ds} e i_{qs} . (BOSE, 2002).

A corrente direta i_{ds} está relacionada ao fluxo eletromagnético no motor, enquanto a corrente de quadratura i_{qs} está diretamente relacionada ao torque eletromagnético produzido no eixo do motor. Com esta estratégia tem-se o chamado desacoplamento, isto é, pode-se controlar independentemente o fluxo e o torque no motor através do controle das correntes.

O controle vetorial está orientado quando o vetor da corrente i_{ds} está alinhado com o fluxo do motor. Para esse controle funcionar, os parâmetros do motor devem estar corretamente ajustados, dessa forma, as componentes tensão e corrente são separadas nos eixos em quadratura e direto e transformadas para o referencial síncrono. Com esses ajustes é imposto correntes desejadas e comparando-as com os valores reais para que seja possível controlar o motor (WEG, 2010a).

Para se obter a correta orientação dos vetores é necessário que o conversor de frequência faça a medição dos parâmetros velocidade e corrente. O controle vetorial pode ser obtido com um sinal do encoder ou por algoritmo que estima a velocidade, baseado nas correntes e tensões de saída, esse é denominado *sensorless*.

3 Materiais e métodos

Neste capítulo é apresentado os materiais e métodos utilizados para elaboração e coleta de dados dos experimentos com o motor e conversor de frequência CFW-11. Todos os procedimentos foram realizados no laboratório do Câmpus 3 da UNESP de Ilha Solteira.

3.1 Conversor de frequência e motor

Os conversores de frequência WEG, série CFW-11, são dotados da tecnologia para variação de velocidade em motores de indução trifásicos e de design arrojado, são compactos e apresentam uma grande gama de funcionalidades disponíveis (WEG, 2010a)

De simples instalação e operação, este produto dispõe de recursos já otimizados em software, facilmente parametrizáveis, através de interface homem-máquina (IHM) simples, que o habilitam para utilização em controle de processos e máquinas industriais (WEG, 2010a). Tal inversor é apresentado na Figura 26.

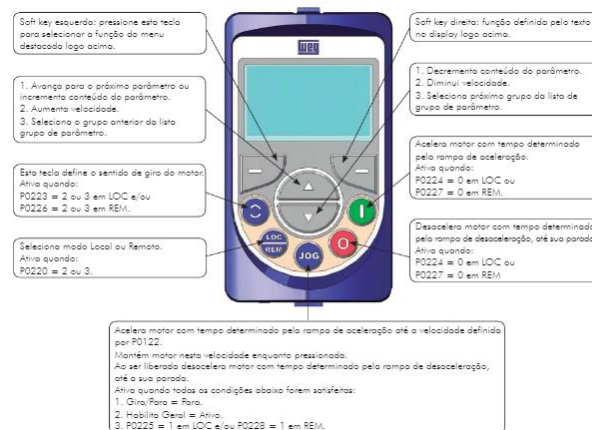
Figura 26 - Conversor de frequência CFW-11.



Fonte: (WEG, 2023d).

O inversor CFW-11 conta com uma interface homem-máquina (IHM), a qual pode ser utilizada para fazer a variação de parâmetros e monitorá-los. A representação da IHM no CFW-11 está disposta na Figura 27.

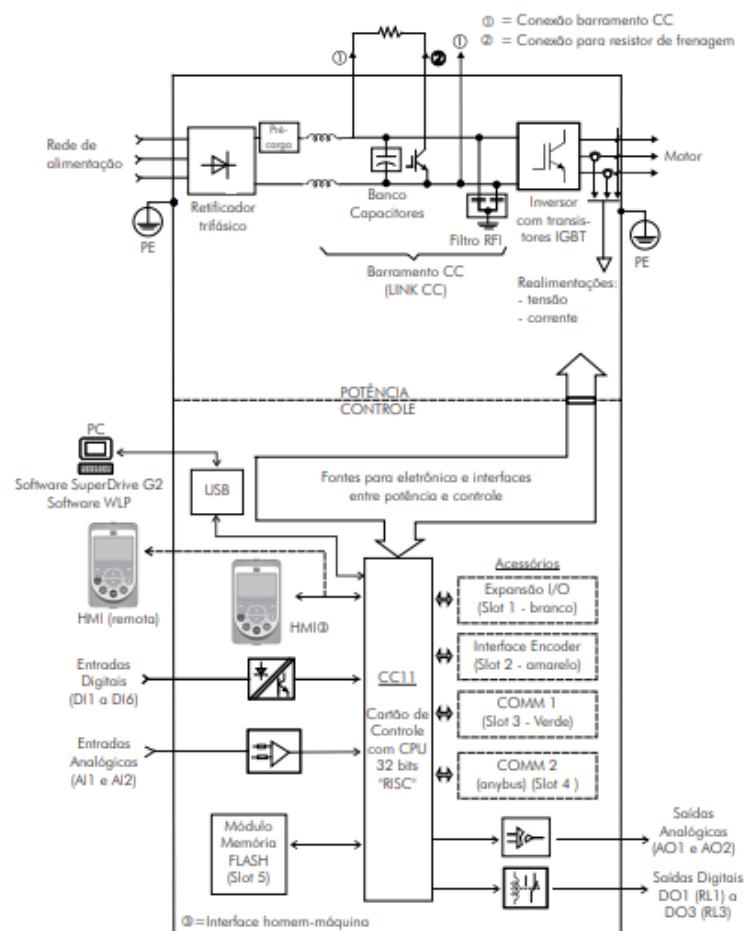
Figura 27 - Interface do IHM do CFW-11.



Fonte: (WEG, 2010a).

A estrutura do CFW-11 conta com uma estrutura para atender diversas aplicações, como, uma entrada USB para conexão com o software SuperDrive, entradas digitais DI1 a DI6, entradas analógicas (AI1 e AI2), saídas digitais DO1 (RL1) a DO3 (RL3) e saídas analógicas AO1 e AO2. Na Figura 28 tem-se o diagrama interno do CFW-11.


Figura 28 - Diagrama interno CFW-11.



Fonte: (WEG, 2010a)

As conexões de controle são feitas no conector XC1 do Cartão Eletrônico de Controle CC11 (WEG, 2016f). Foi explorado as funcionalidades das entradas digitais DI1 a DI6 e as saídas digitais DO1 a DO3 nos experimentos realizados. As especificações das conexões típicas do CFW-11 estão expostas na Figura 29.

Figura 29 - Especificações das entradas de controle.



Conector XC1	Função Padrão de Fábrica	Especificações
1	+REF	Referência positiva para potenciômetro
2	AI1+	Entrada analógica 1: referência de velocidade (remota)
3	AI1-	Diferencial Resolução: 12 bits Sinal: 0 a 10 V ($R_{in} = 400 \text{ k}\Omega$) / 0 a 20 mA / 4 a 20 mA ($R_{in} = 500 \Omega$) Tensão máxima: $\pm 30 \text{ V}$
4	REF-	Referência negativa para potenciômetro
5	AI2+	Entrada analógica 2: sem função
6	AI2-	Diferencial Resolução: 11 bits + sinal Sinal: 0 a $\pm 10 \text{ V}$ ($R_{in} = 400 \text{ k}\Omega$) / 0 a 20 mA / 4 a 20 mA ($R_{in} = 500 \Omega$). Tensão máxima: $\pm 30 \text{ V}$
7	AO1	Saída analógica 1: velocidade
8	AGND (24 V)	Referência 0 V para saídas analógicas
9	AO2	Saída analógica 2: corrente do motor
10	AGND (24 V)	Referência 0 V para saídas analógicas
11	DGND+	Referência 0 V da fonte de 24 Vcc
12	COM	Ponto comum das entradas digitais
13	24 Vcc	Fonte 24 Vcc
14	COM	Ponto comum das entradas digitais
15	DI1	Entrada digital 1: Giro/Para
16	DI2	Entrada digital 2: sentido de giro (remoto)
17	DI3	Entrada digital 3: sem função
18	DI4	Entrada digital 4: sem função
19	DI5	Entrada digital 5: Jog (remoto)
20	DI6	Entrada digital 6: 2ª rampa
21	NF1	Saída digital 1 DO1 (RL1): Sem falha
22	C1	
23	NA1	
24	NF2	Saída digital 2 DO2 (RL2): $N > N_x$ - velocidade > P0288
25	C2	
26	NA2	
27	NF3	Saída digital 3 DO3 (RL3): $N^* > N_x$ - referência de velocidade > P0288
28	C3	
29	NA3	

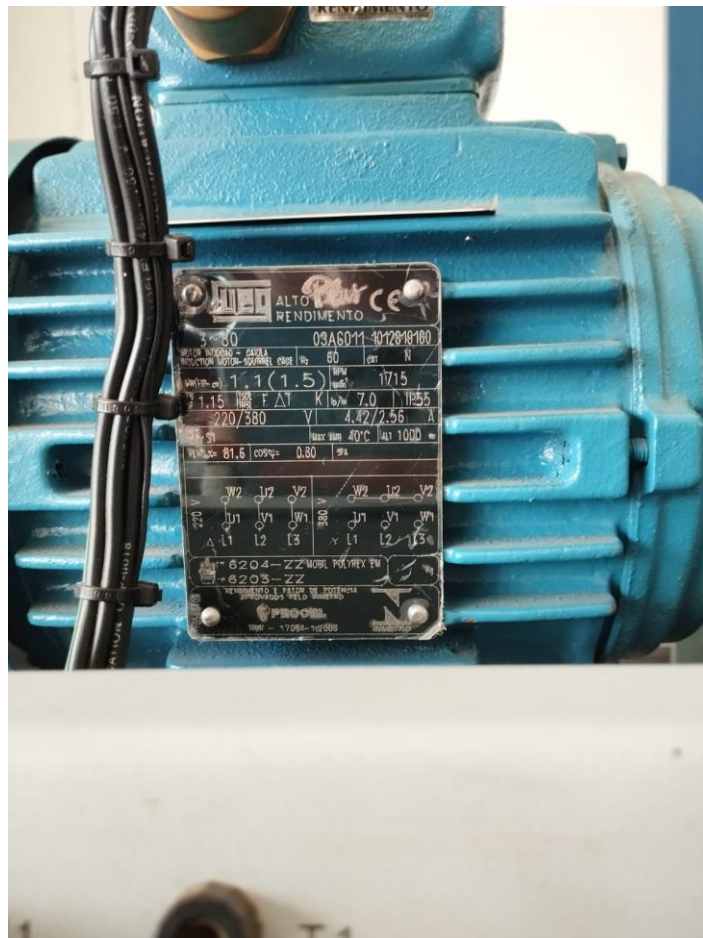
Fonte: Adaptado de WEG (2016f).

O motor utilizado no experimento possuía as seguintes configurações:

- Potência de 1,5 CV;
- Tensão nominal: 220 / 380 Vca trifásico;
- Frequência: 60 Hz;
- Número de polos: 4;
- Velocidade: 1.715 rpm;
- Corrente nominal: 4,42 A

A tabela de dados do motor está disposta na Figura 30.

Figura 30 - Motor de indução trifásico Plus WEG



Fonte: Próprio autor.

3.2 Freio de Foucault

Para realizar no motor o efeito de carga foi utilizado o freio de Foucault da WEG que é composto por um disco metálico, dois dinamômetros e duas bobinas, como pode ser visto na Figura 31.

Figura 31 - Freio de Foucault da WEG



Fonte: Próprio autor.

Esse freio é utilizado para controlar a velocidade do motor, nesse caso, quando o motor que está com o eixo acoplado ao freio magnético for acionado, fará com que o disco metálico na presença dos eletroímãs provoque uma variação de fluxo magnético, esse fenômeno irá induzir o surgimento de uma força eletromotriz responsável pelo aparecimento de correntes parasitas, conhecidas também como correntes de Foucault, que aparecem em um condutor com fluxo variante.

Essas correntes parasitas possuem o sentido contrário da variação do fluxo magnético de acordo com a lei de Lenz, dessa forma o campo magnético gerado pelas correntes se opõe ao campo gerado pelos ímãs e com isso são gerados polos magnéticos que produzem forças contrárias ao movimento do disco.

Os freios magnéticos são amplamente utilizados em muitas aplicações, incluindo equipamentos industriais, sistemas de transporte, sistemas de geração de energia, entre outros, são conhecidos por serem confiáveis, silenciosos e eficientes em termos de energia, tornando-os uma escolha popular em muitas aplicações que requerem freios de precisão.

3.3 Fios isolados

Quando utilizado as entradas ou saídas de controle do CFW-11 eram feitas as ligações com fios isolados para segurança do usuário quanto dos equipamentos como está exposto na Figura 32.

Figura 32 - Entradas e saídas de controle do CFW-11 com fios isolados.



Fonte: Próprio autor.

3.4 Chaves de partida

Para utilizar o conversor de frequência remotamente e controlá-lo pelas entradas e saídas de controle utilizou-se chaves de partida, como exposto na Figura 33.

Figura 33 - Chaves de partida.

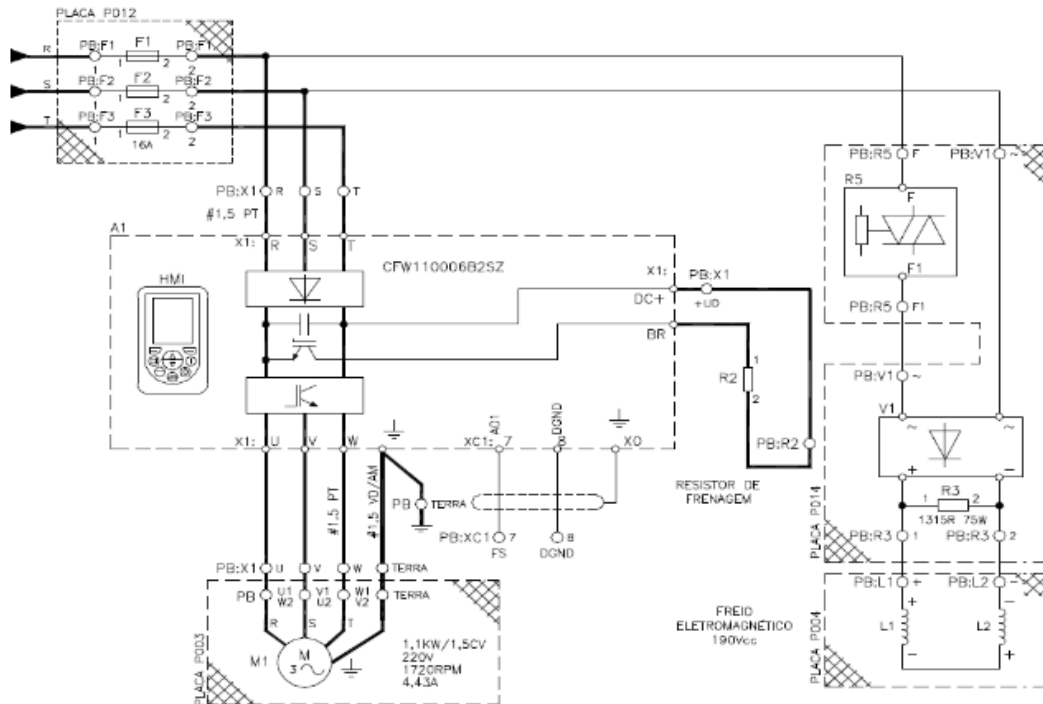


Fonte: Próprio autor.

3.5 Circuito de potência

Para realizar os experimentos utilizando o inversor CFW-11 realizou-se montagens experimentais como apresentado na Figura 34.

Figura 34 - Diagrama esquemático da montagem (circuito de potência).



Fonte: (AZEVEDO, 2018).

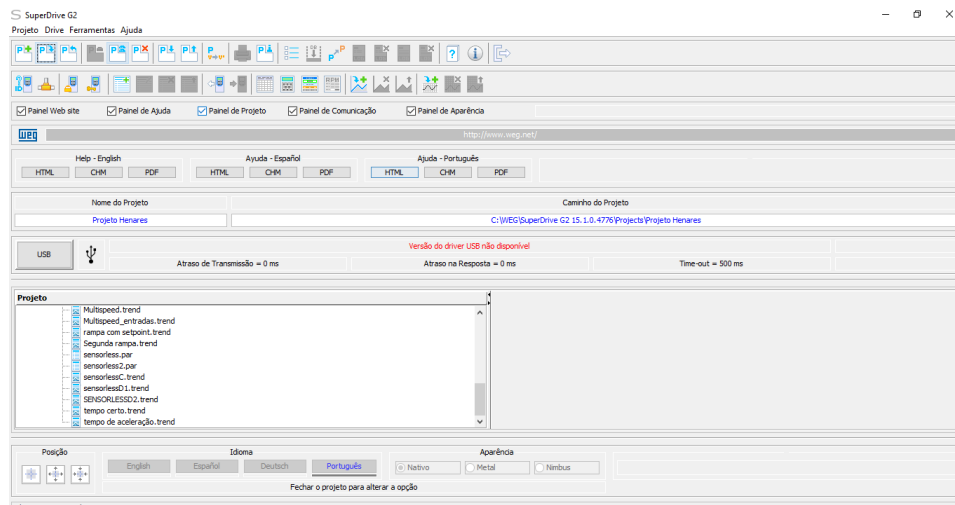
Com um notebook conectado ao CFW-11 através de um cabo USB foi utilizado o software Superdrive para ter acesso ao diagnóstico do motor, possibilitando monitorar variáveis de forma gráfica ou numérica.

3.6 SuperDrive

Software da WEG utilizado para coletar os dados dos experimentos realizados. Para iniciar a conexão do drive com o software, utiliza-se um cabo USB que será conectado no computador onde está instalado o SuperDrive e a outra ponta sendo Ethernet irá ser conectada no CFW-11.

Na interface do software deve ser clicado em “Identificar Drive” para ser feito a conexão com o conversor de frequência e criar uma pasta para salvar o projeto. Na Figura 35 tem-se a interface do SuperDrive.

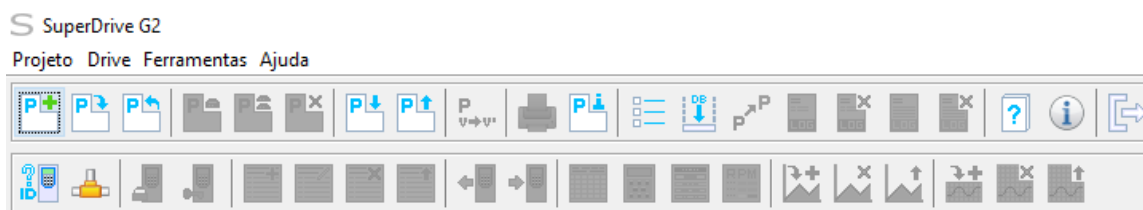
Figura 35 - Interface SuperDrive.



Fonte: Próprio autor

Com a conexão estabelecida entre computador e CFW-11, uma nova pasta deve ser criada para iniciar o projeto clicando em “novo projeto” no canto superior esquerdo da barra de ferramentas. Na Figura 36 tem-se a barra de ferramentas com o ícone destacado.

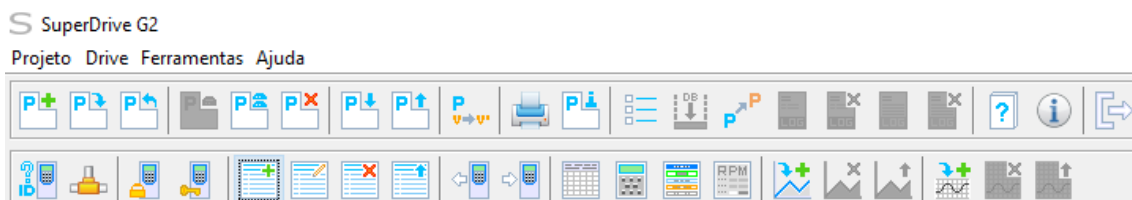
Figura 36 - Barra de ferramentas SuperDrive.



Fonte: Próprio autor.

Para realizar o startup do CFW-11 é preciso clicar em “Novo arquivo de parâmetros” nessa aba de forma offline pode ser modificado ajustando os comandos de configuração do motor. Na Figura 37 tem-se o ícone para “Novo arquivo de parâmetros”.

Figura 37 - Comando “Novo arquivo de parâmetros”.



Fonte: Próprio autor.

Para realizar o startup do CFW-11, primeiramente deve-se ajustar $P000 = 5$ e após isso com a placa do motor colocar os dados de “Fator serviço motor” em P398, “Corrente Nom. Motor” em P401, “Rotação Nom. Motor” em P402 e “Corrente Magnetização” em P410. Na Figura 38 tem-se os parâmetros modificados para o motor utilizado no experimento.

Figura 38 - Parâmetros de Startup no SuperDrive.

398	Fator Serviço Motor	1	1,5	1	1,15		Alterado
399	Rendimento Nom...	50	99,9	67	67	%	
400	Tensão Nominal ...	0	690	220	220	V	
401	Corrente Nom. M...	0	9,1	7	4,4	A	Alterado
402	Rotação Nom. M...	0	18000	1750	1715	rpm	Alterado
403	Frequência Nom....	0	300	60	60	Hz	
404	Potência Nom. M...	0	60	4: 1.5 CV	4: 1.5 CV		
405	Número Pulsos E...	100	9999	1024	1024	ppr	
406	Ventilação do Motor	0	3	0: Autoventilado	0: Autovent...		
407	Fator Pot. Nom. ...	0,5	0,99	0,68	0,68		
409	Resistência Estator	0	9,999	0	0	ohm	
410	Corrente Magnet...	0	8,8	4,7	2,5	A	Alterado

Fonte: Próprio autor.

Com as configurações desejadas já editadas podem ser transferidas para o CFW-11 clicando em “Escrever parâmetros para o Drive”.

Também é possível editar o CFW-11 de forma online, ou seja, todas as modificações feitas, são escritas instantaneamente para o drive, esse recurso pode ser utilizado clicando em “Monitorar parâmetros”. Dessa forma, ao clicar nessa função, o programa apresentará uma visão geral dos parâmetros disponíveis em uma janela separada. Quando o SuperDrive está online com um drive é possível visualizar a informação sendo monitorada. Para editar um parâmetro dê um duplo clique no ajuste do usuário do parâmetro que você gostaria de editar (WEG, 2016f). A aba para editar parâmetros pode ser visualizada na Figura 39.

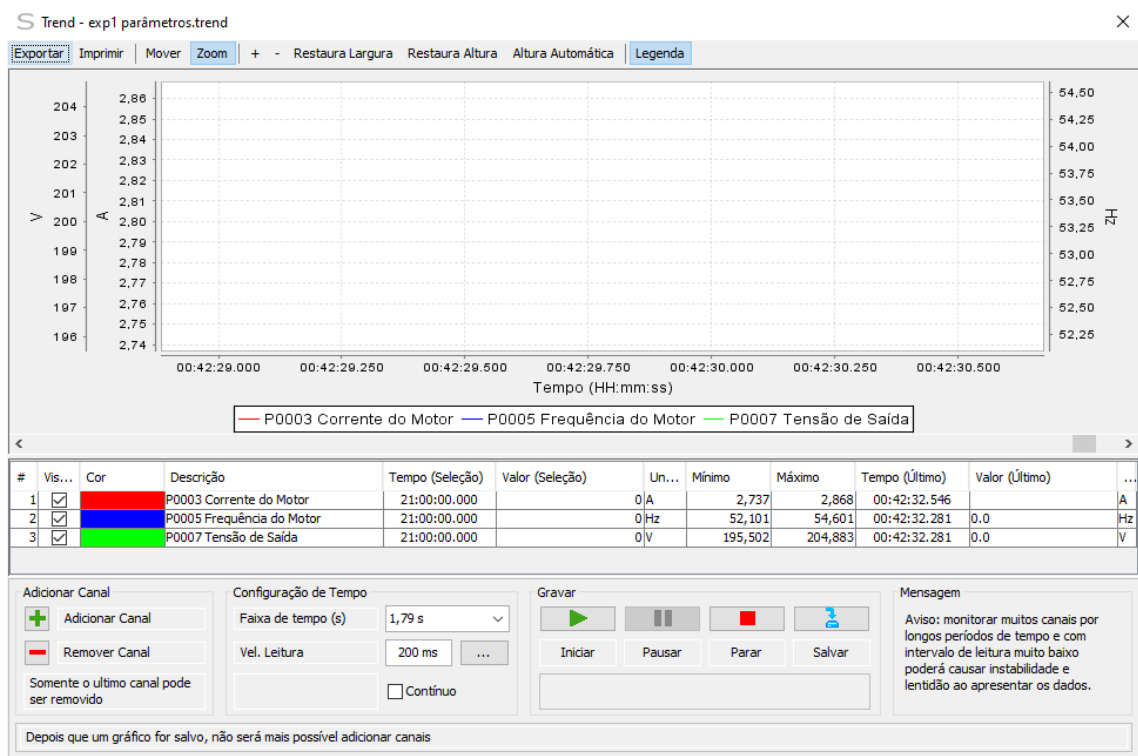
Figura 39 - Interface para editar parâmetros.

Número	Função	Mínimo	Máximo	Ajuste de Fábrica	Ajuste do Usuário	Unidade	Comparação
0	Acesso aos Parâ...	0	9999	0	5		Alterado
1	Referência Veloc...	0	18000	0	90	rpm	
2	Velocidade do Mo...	0	18000	0	0	rpm	
3	Corrente do Motor	0	4500	0	0	A	
4	Tensão Barram.C...	0	2000	0	314	V	
5	Frequência do M...	0	1020	0	0	Hz	
6	Estado do Inversor	0	7	0: Ready (Pronto)	0: Ready (Pronto)		
7	Tensão de Saída	0	2000	0	0	V	
9	Torque no Motor	-1000	1000	0	0	%	
10	Potência de Saída	0	6553,5	0	0	kW	
11	cosPhi da Saída	0	1	0	0		
12	Estado DI8 a DI1	00000000b	11111111b	00000000b	00000000b		
13	Estado DO5 a DO1	00000000b	00011111b	00000000b	00000010b		
14	Valor de AO1	0	100	0	0	%	
15	Valor de AO2	0	100	0	0	%	
16	Valor de AO3	-100	100	0	0	%	
17	Valor de AO4	-100	100	0	0	%	
18	Valor de AI1	-100	100	0	0,05	%	

Fonte: Próprio autor.

Com o inversor configurado, pode-se tirar os dados de forma gráfica dos parâmetros durante o funcionamento do motor, para realizar esse monitoramento em tempo real, deve-se clicar em “trend” e assim abrir uma aba para colocar parâmetros que vão ser analisados durante um período. A aba “Trend” pode ser visualizada na Figura 40.

Figura 40 - Aba “Trend”.



Fonte: Próprio autor.

3.7 Experimento 1: Ajuste de parâmetros

Fez-se ensaios com um motor assíncrono de corrente alternada e com a conexão entre o software SuperDrive e CFW-11 foi possível monitorar em tempo real os dados de resposta para as diferentes configurações impostas para o acionamento e controle da máquina de corrente alternada.

Para iniciar os experimentos foi feito um teste de parâmetros do motor para identificar que todos os procedimentos experimentais estavam de acordo para um funcionamento correto.

Para isso, foi gerado um gráfico monitorando os parâmetros de Corrente do motor P0003, Frequência do motor P0005 e Tensão de saída P0007 para ver o comportamento apresentado no software SuperDrive e assim identificar se havia algum erro ou não.

3.8 Experimento 2: aplicação comando boost de torque

No experimento 2 o comando boost de torque P136 foi ajustado para o menor valor e coletou-se as curvas de torque, corrente, potência, tensão de saída e velocidade do motor.

O mesmo processo foi feito com o boost de torque no máximo possível, esse processo foi feito com cautela para que a corrente de operação não ultrapasse a corrente nominal do motor de 4,4 A, já que acima desse valor pode prejudicar o motor.

3.9 Experimento 3: Multispeed

A função Multispeed no CFW-11 permite fixar velocidades pré-programadas que são comandadas pelas entradas digitais DI4 a DI6. Para a programação dessa função, foi configurado o parâmetro P0222 = 8 (Multispeed) e as entradas digitais DI4 a DI6 foram habilitadas no software SuperDrive conforme a Figura 41.

Figura 41 - DI4 a DI6 habilitadas.

266	Função da Entra...	0	31	0: Sem Função	13: Multisp...	Alterado
267	Função da Entra...	0	31	10: JOG	13: Multisp...	Alterado
268	Função da Entra...	0	31	14: 2a. Rampa	13: Multisp...	Alterado

Fonte: Próprio autor.

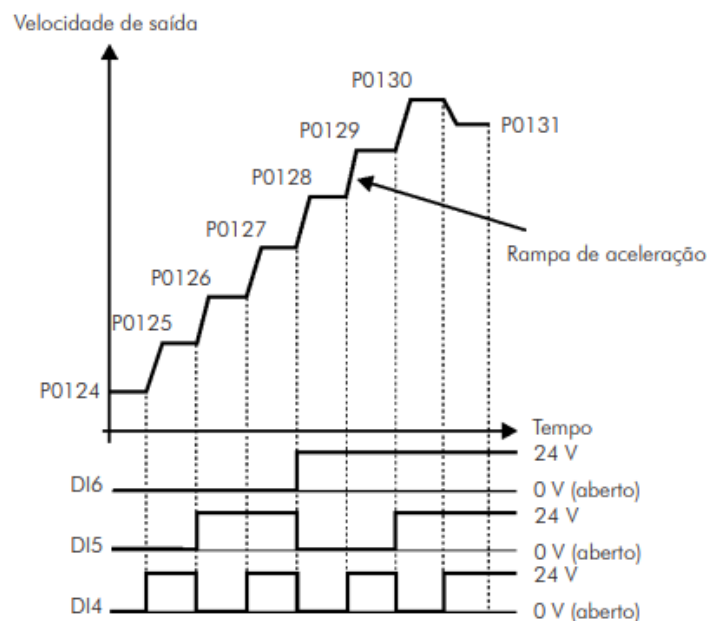
Foi configurado 4 velocidades de referência para o motor, sendo P0124 = 200 rpm, P0125 = 600 rpm, P0126 = 1200 rpm e P0127 = 1800 rpm, como é apresentado na Figura 42. O funcionamento do Multispeed pode ser visualizado na figura 43.

Figura 42 - Velocidades pré-programadas no SuperDrive.

124	Ref. 1 Multispeed	0	18000	90	200	rpm	Alterado
125	Ref. 2 Multispeed	0	18000	300	600	rpm	Alterado
126	Ref. 3 Multispeed	0	18000	600	1200	rpm	Alterado
127	Ref. 4 Multispeed	0	18000	900	1800	rpm	Alterado

Fonte: Próprio autor.

Figura 43 - Curvas Multispeed.



Fonte: (WEG, 2010a).

A lógica de acionamento dos comandos P0124 a P0127 através de chaves com o comando remoto, pode ser visualizado na Tabela 1.

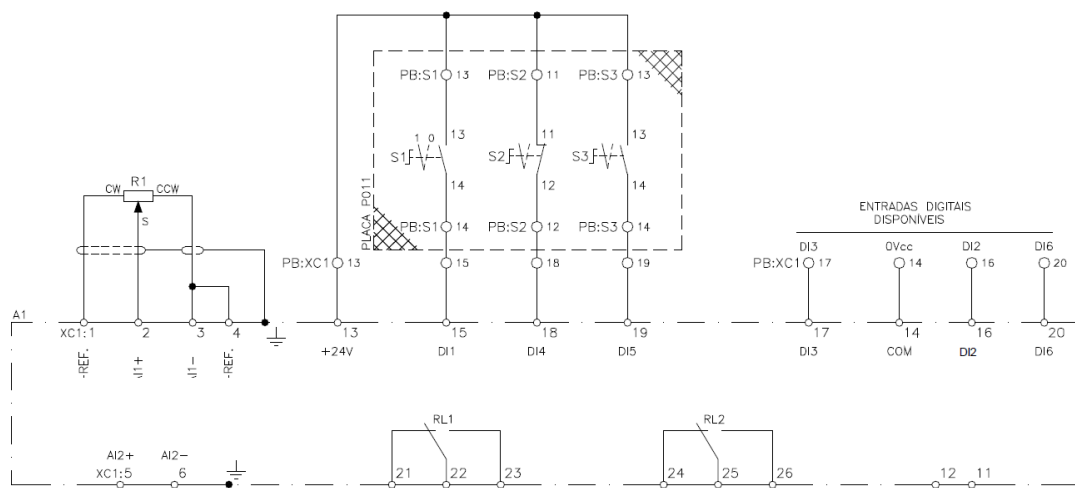
Tabela 1 - Lógica de acionamento dos comandos.

Entrada digital DI5	Entrada digital DI4	Velocidade (rpm)
0	0	200
0	1	600
1	0	1200
1	1	1800

Fonte: Próprio autor.

O circuito externo de chaves para fornecer os sinais de comando nas entradas digitais está exposto na Figura 44.

Figura 44 - Circuito para fornecer sinais de comando através de chaves.



Fonte: (AZEVEDO, 2018).

3.10 Experimento 4: segunda rampa de aceleração

Com os parâmetros P0102 e P0103 é possível configurar uma segunda rampa de aceleração e desaceleração, respectivamente, a qual é ativada via comando digital externo. Para isso, primeiramente é escolhido um tempo de aceleração (P0100) e desaceleração (P0101), após isso é parametrizado um tempo para a 2ª rampa. Na Figura 45 está exposto as parametrizações realizadas no software SuperDrive.

Figura 45 - Parametrizações primeira e segunda rampa no software SuperDrive.

100	Tempo Aceleração	0	999	20	100	s	Alterado
101	Tempo Desaceler...	0	999	20	100	s	Alterado
102	Tempo Acel. 2a ...	0	999	20	12	s	Alterado
103	Tempo Desac. 2a...	0	999	20	12	s	Alterado

Fonte: Próprio autor.

Foi configurado os parâmetros P0275 e P0276 de forma que o motor passe rapidamente pela região de 600 a 1000 rpm, ou seja, quando o motor estiver acelerando a partir do momento que atingir 600 rpm funciona-se com a segunda rampa, quando atingir 1000 rpm atua-se com a primeira rampa novamente. Na desaceleração do motor, o funcionamento é o mesmo, porém a segunda rampa é acionada em 1000 rpm e volta para a primeira rampa em 600 rpm.

Para configurar essa faixa de aceleração e desaceleração no SuperDrive, foi necessário configurar os parâmetros P0275, P0276, P0288 e P0289 como exposto na Tabela 2.

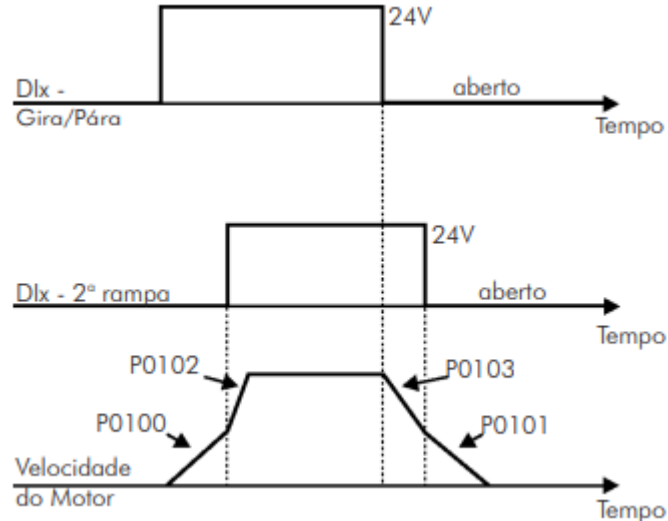
Tabela 2 - Configuração de parâmetros segunda rampa.

Parâmetros	Descrição	Configuração
P0275	Função Saída DO1	$N > N_x$
P0276	Função Saída DO2	$N < N_y$
P0288	Velocidade N_x	600
P0289	Velocidade N_y	1000

Fonte: Próprio autor.

O esquema de funcionamento da segunda rampa pode ser visualizado na Figura 46.

Figura 46 - Esquema de atuação segunda rampa.



Fonte: (WEG, 2010a).

3.11 Experimento 5: freio de Foucault e compensação do escorregamento

Acionou-se o motor aumentando sua velocidade até a nominal de 1800 rpm e aplicou-se o freio de Foucault cuidadosamente até atingir a corrente nominal de motor de 4,42 A. Foi monitorado os dados de potência, tensão e torque durante o experimento.

O procedimento anterior repetiu-se, porém para a metade da velocidade nominal e o parâmetro P0138 foi incrementado até que a velocidade com o freio aplicado se torne a velocidade a vazio.

3.12 Experimento 6: controle vetorial *sensorless*

Para o controle vetorial funcionar utilizando o CFW-11, deve-se estimar parâmetros que não estão na placa do motor. Para isso, é realizado o auto-ajuste, que é estimado os valores de resistência do estator, indutância de dispersão de fluxo do estator, constante de tempo do rotor (Tr), a corrente de magnetização nominal do motor e a constante de tempo mecânica do motor e da carga acionada.

O parâmetro P0408 controla a rotina do auto-ajuste, as opções de valores para serem inseridos nesse comando são:

- P0408 = 1 o motor permanece parado durante o processo de estimar os parâmetros e a corrente de magnetização (P0410) é obtido de uma tabela da WEG;
- P0408 = 2 estima a corrente de magnetização (P0410) com o motor girando;
- P0408 = 3 o valor de constante de tempo mecânica – Tm (P0413) é estimado com o motor girando;

O auto-ajuste deve ser feito com o parâmetro P0202 alterado para controle vetorial *sensorless* e após isso insere-se um valor em P0408 para iniciar o processo e com isso define-se os valores de P0409 a P0413. Para P0408 = 1 estimou-se os valores expostos na Figura 47 e com P0408 = 2 os dados podem ser visualizados na Figura 48.

Figura 47 - Parâmetros P0409 a P0413 para P0408 = 1 no software SuperDrive.

409	Resistência Estator	0	9,999	0	2,101	ohm	Alterado
410	Corrente Magnet...	0	8,8	4,7	2,7	A	Alterado
411	Indutância Dispe...	0	99,99	0	13,68	mH	Alterado
412	Constante Tr	0	9,999	0	0,114	s	Alterado
413	Constante Tm	0	99,99	0	0,07	s	Alterado

Fonte: Próprio autor.

Figura 48 - Parâmetros P0409 a P0413 para P0408 = 2 no software SuperDrive.

409	Resistência Estator	0	9,999	0	2,168	ohm	Alterado
410	Corrente Magnet...	0	8,8	4,7	2,3	A	Alterado
411	Indutância Dispe...	0	99,99	0	13,71	mH	Alterado
412	Constante Tr	0	9,999	0	0,12	s	Alterado
413	Constante Tm	0	99,99	0	0,07	s	Alterado

Fonte: Próprio autor.

Com o controle vetorial foi coletado as curvas pelo software SuperDrive a vazio e em carga.

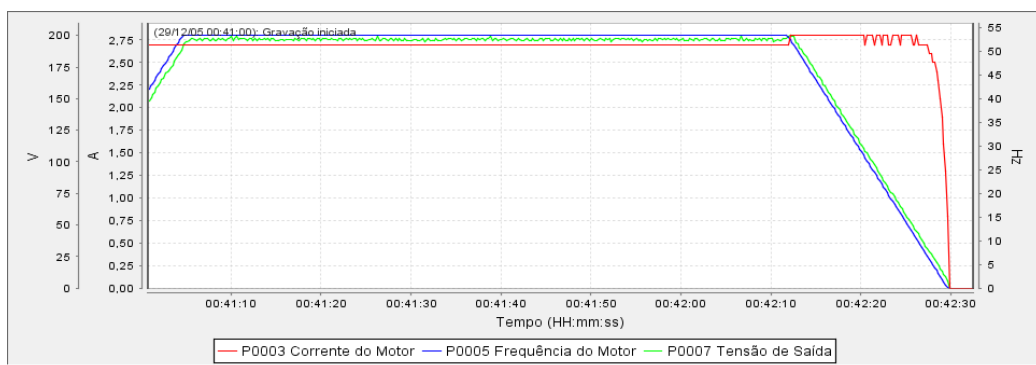
4 Resultados e discussão

Os dados coletados de forma gráfica em função do tempo para cada experimento estão presentes nesse capítulo.

4.1 Dados experimento 1

Para realizar esse teste aumentou-se a velocidade do motor gradativamente até o valor nominal e ver qual era seu comportamento durante esse processo. O resultado obtido pode ser visualizado na Figura 49.

Figura 49 - Monitoramento de parâmetros.



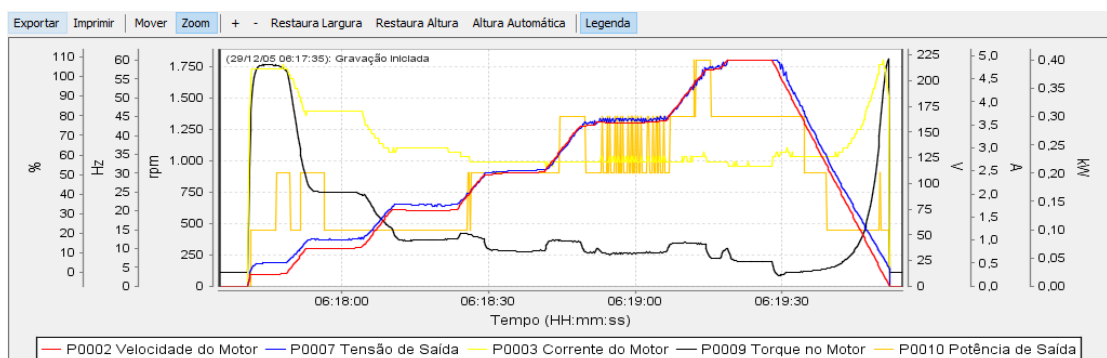
Fonte: Próprio autor.

Nota-se pela análise do gráfico que conforme o motor se manteve na sua velocidade nominal a corrente e tensão permaneceram constantes. Com isso, pode ser feito os próximos experimentos.

4.2 Dados experimento 2

Com cautela o boost de torque foi aumentado até que a corrente de operação não ultrapassasse a corrente nominal de 4,42 A para evitar problemas com o motor. O gráfico obtido pode ser visualizado na Figura 50.

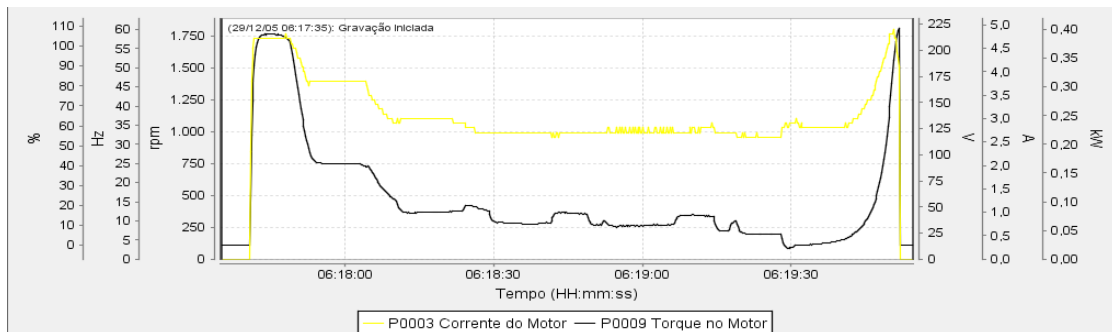
Figura 50 - Curva boost torque máximo todos os parâmetros.



Fonte: Próprio autor

Na curva da Figura 50 tem-se os parâmetros velocidade do motor em vermelho, tensão de saída em azul, corrente do motor em amarelo, torque em preto e potência em laranja. Os principais pontos que podem ser analisados com o aumento de torque na partida e na parada do motor é que há um aumento expressivo na corrente durante o processo, porém conforme a máquina vai se aproximando de sua velocidade nominal o torque decai consideravelmente, assim como a corrente. Na Figura 51 tem-se a corrente e torque no motor operando com o boost de torque máximo.

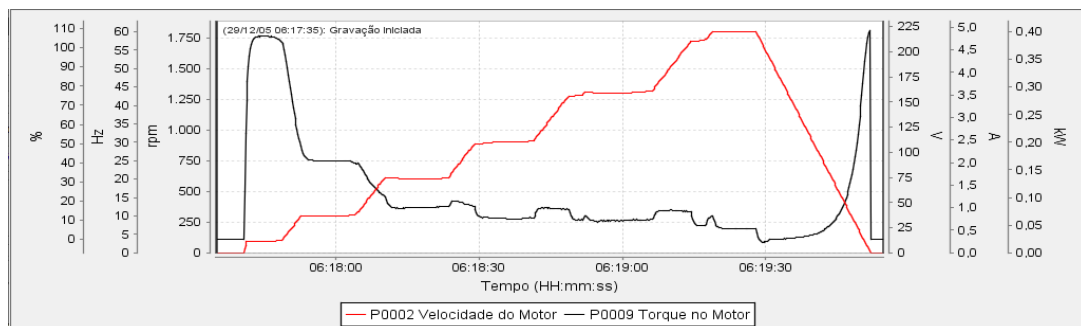
Figura 51 - Curva de corrente e torque com boost de torque no máximo.



Fonte: Próprio autor.

Com o aumento da velocidade síncrona do motor, o torque decai consideravelmente corroborando com a curva característica do motor, o torque mínimo é atingido quando o motor está na velocidade síncrona, como observa-se na Figura 52.

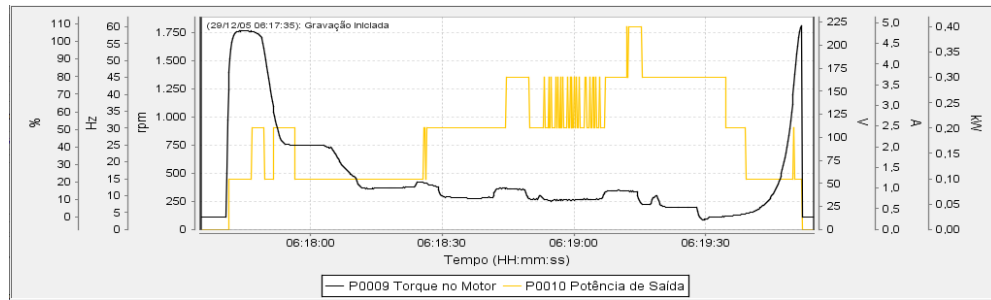
Figura 52 - Curva de velocidade e torque com boost de torque máximo.



Fonte: Próprio autor.

O motor está parado com escorregamento 100 %, e quando começa a tomar carga o escorregamento começa a diminuir, pois a velocidade do rotor começa a aumentar. O motor precisa de um torque de partida igual ou maior que a carga, caso contrário não partirá, e à medida que a carga aumenta, o motor desenvolve um torque para suportar a potência requerida. Como observa-se na Figura 53.

Figura 53 - Curva boost de torque máximo potência e torque.

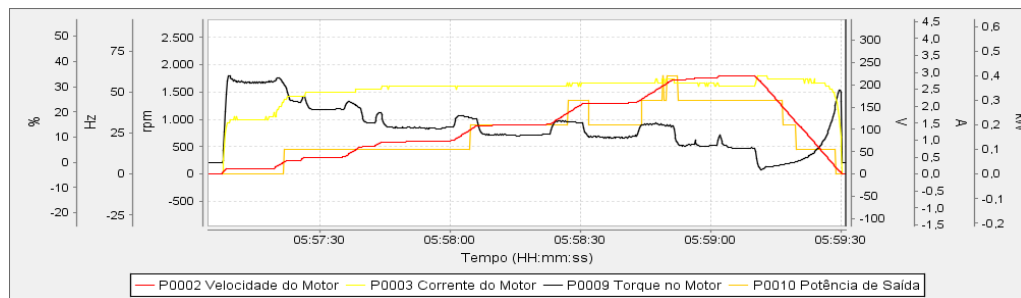


Fonte: Próprio autor.

Verifica-se também que os máximos do torque elétrico e da potência mecânica acontecem em pontos de operação diferentes, por conta da variação da tensão e corrente.

A curva utilizando o boost de torque mínimo, possui as mesmas características apresentadas nas Figuras 50 a 53 como exposto na Figura 54.

Figura 54 - Curva com boost de torque mínimo.



Fonte: Próprio autor.

A diferença entre as duas configurações seria nos valores de pico do torque e corrente como apresentado na tela de monitoramento de parâmetros do software. Na Figura 55 tem-se os valores de pico desses parâmetros para o boost de torque máximo e a Figura 56 apresenta para o boost de torque mínimo.

Figura 55 - Valores de pico boost de torque máximo.

#	Visi...	Cor	Descrição	Tempo (Seleção)	Valor (Seleção)	Uni...	Mínimo	Máximo
3	<input type="checkbox"/>		P0005 Frequência do Motor	21:00:00.000		0 Hz	0	63
4	<input checked="" type="checkbox"/>		P0003 Corrente do Motor	21:00:00.000		0 A	0	5,145
5	<input checked="" type="checkbox"/>		P0009 Torque no Motor	21:00:00.000		0 %	0	114,1
6	<input checked="" type="checkbox"/>		P0010 Potência de Saída	21:00:00.000		0 kW	0	0,42

Fonte: Próprio autor.

Figura 56 - Valores de pico boost de torque mínimo.

#	Visi...	Cor	Descrição	Tempo (Seleção)	Valor (Seleção)	Uni...	Mínimo	Máximo
3	<input type="checkbox"/>		P0005 Frequência do Motor	05:59:31.265		0 Hz	0	63
4	<input checked="" type="checkbox"/>		P0003 Corrente do Motor	05:59:31.265		0 A	0	3,045
5	<input checked="" type="checkbox"/>		P0009 Torque no Motor	05:59:31.265		0 %	0	36,26
6	<input checked="" type="checkbox"/>		P0010 Potência de Saída	05:59:31.265		0 kW	0	0,42

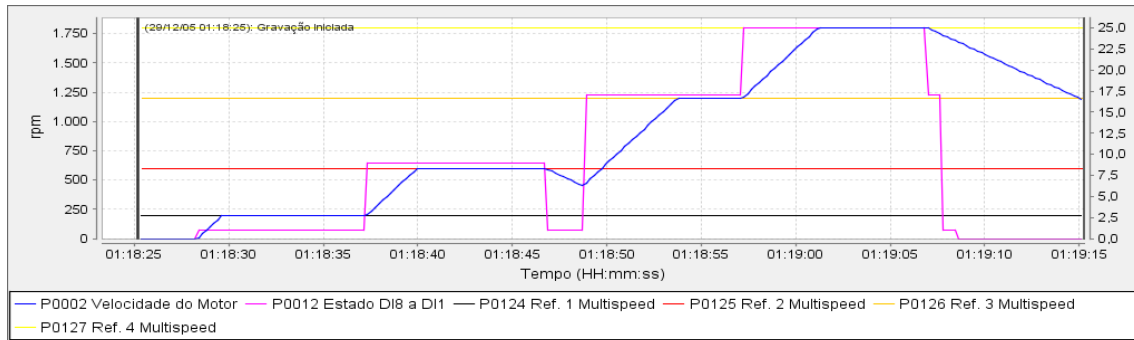
Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, a ferramenta de boost de torque pode ser utilizada em diversas aplicações que necessitam de torque elevado em baixas rotações.

4.3 Dados experimento 3

Na Figura 57 pode-se visualizar as referências de velocidades nas cores rosa, ciano, laranja e amarelo, respectivamente.

Figura 57 - Gráfico no Multispeed.



Fonte: Próprio autor.

As linhas horizontais são as referências de velocidade, as entradas lógicas estão representadas pela curva rosa e a curva azul é a velocidade do motor.

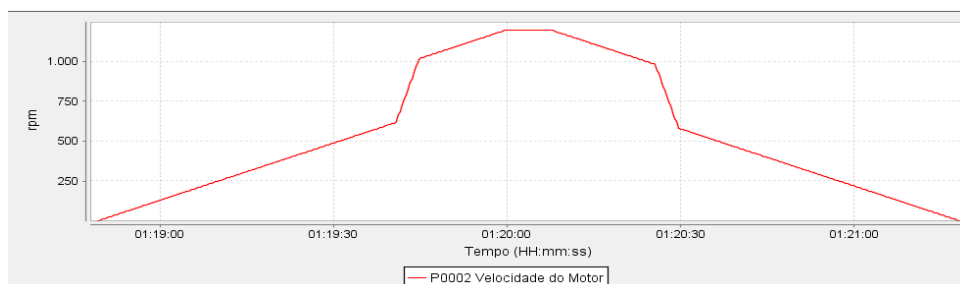
Há uma queda de velocidade durante o processo que é quando se faz a mudança de estado em binário de 01 para 10, nesse processo por ser um processo manual que passa por 00, o CFW-11 passa pela referência de 200 rpm e depois passa para 1200 rpm.

O experimento demonstra a versatilidade do inversor e como as entradas lógicas podem ser utilizadas para mudar a velocidade do motor de forma remota, além de ficar visível as rampas de aceleração do motor durante o processo.

4.4 Dados experimento 4

Com a configuração do CFW-11 e acionando o motor, obteve-se a curva exposta na Figura 58.

Figura 58 - Segunda rampa de velocidade.



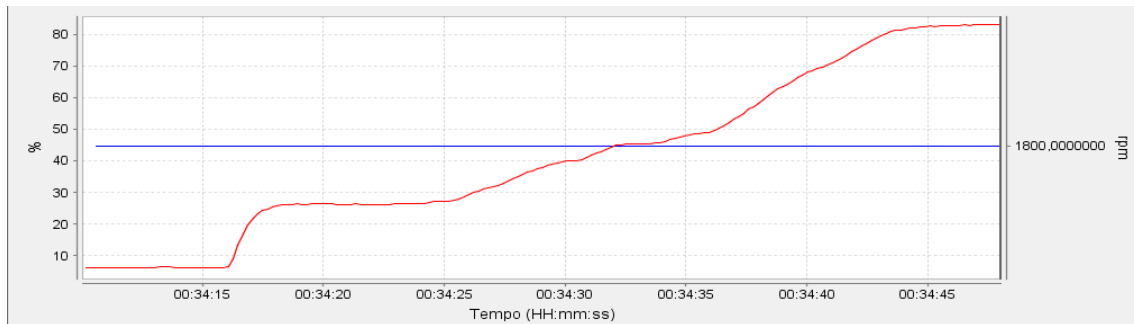
Fonte: Próprio autor.

A função segunda rampa de velocidade é utilizada para evitar vibrações do motor para velocidades específicas.

4.5 Dados experimento 5

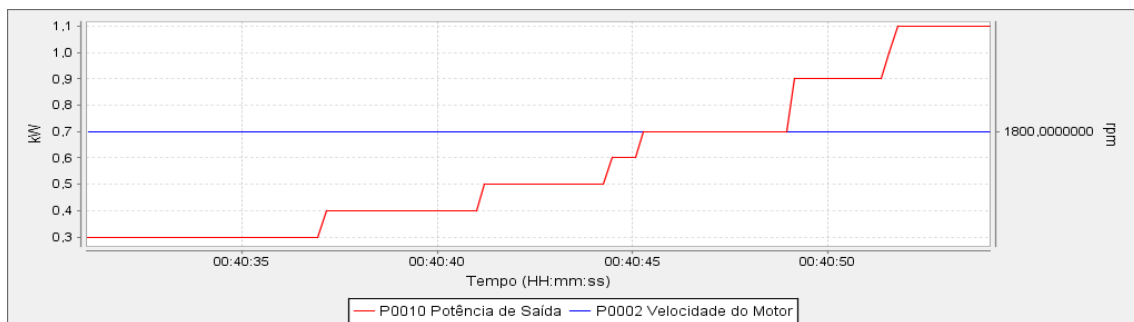
Com a aplicação do freio de Foucault com o motor acionado e em sua velocidade nominal, notou-se que para compensar o aumento de carga, é necessário um aumento do torque e consequentemente da potência de saída do motor, como pode ser notado nas Figuras 59 e 60.

Figura 59 - Torque do motor durante o aumento de carga no SuperDrive.



Fonte: Próprio autor.

Figura 60 - Potência do motor durante o aumento de carga no SuperDrive.



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que com a aplicação do freio, para que a velocidade se mantenha constante, o torque necessita ser elevado e consequentemente há um aumento considerável de potência, sendo variado de 0,3 kW a 1,1 kW.

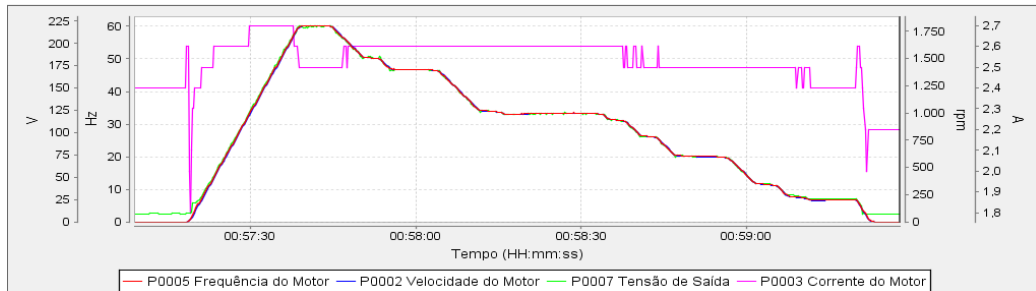
A potência de saída não ultrapassa 1,1 kW para que não houvesse complicações no motor por ultrapassar a corrente nominal.

Entretanto, o gráfico não corrobora com a teoria apresentada visto que, com o aumento da carga aplicada, a velocidade deveria diminuir e pelo gráfico é notável que continua apresentando 1800 rpm. Isso acontece, pois o CFW-11 mostra a velocidade selecionada para atuar e não a real na ponta do rotor. Por conta disso foi utilizado um tacômetro para medir a velocidade e obteve-se 1711 rpm, totalizando uma diferença de 5%.

4.6 Dados experimento 6

Primeiramente para o experimento em vazio, utilizando a técnica do controle vetorial *sensorless*, obteve-se a curva na Figura 61.

Figura 61 - Gráfico com controle vetorial *sensorless* à vazio.

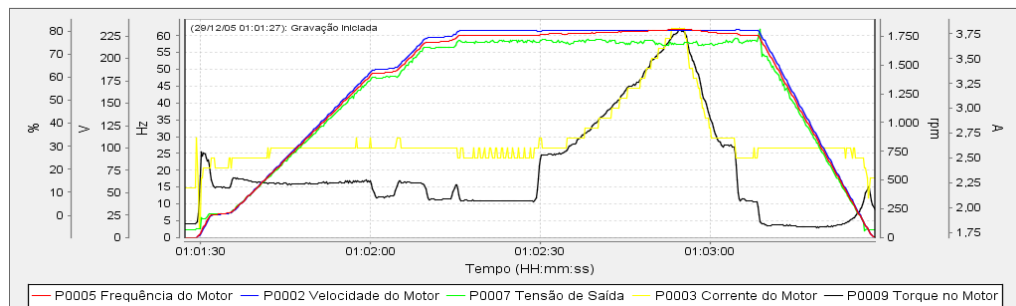


Fonte: elaborado pelo autor.

Nota-se que existe uma corrente de magnetização mesmo quando o motor não está girando. Além disso, o comportamento dos outros parâmetros analisados é semelhante ao controle escalar.

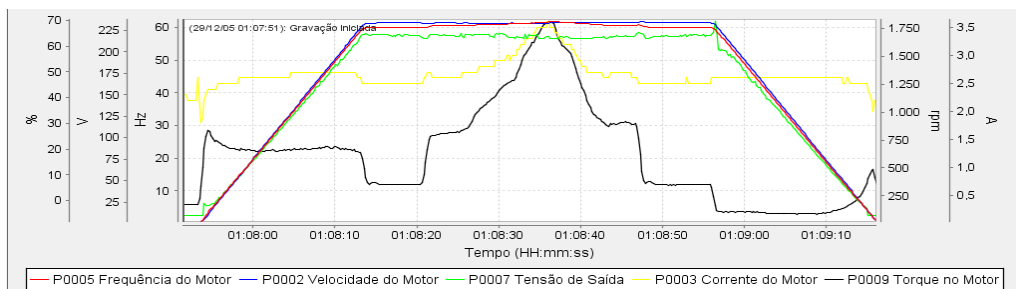
As curvas do controle vetorial *sensorless* em carga para $P0408 = 1$ e $P0408 = 2$, podem ser visualizadas nas Figuras 62 e 63, respectivamente.

Figura 62 - Curva controle vetorial *sensorless* para $P0408 = 1$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 63 - Curva controle vetorial *sensorless* para $P0408 = 2$.



Fonte: Próprio autor.

Ao mudar o parâmetro $P0408 = 1$ para 2, notou-se que os gráficos gerados são semelhantes, por conta de os parâmetros ajustados nos dois métodos serem próximos.

Como citado anteriormente, o conversor de frequência não mostra a velocidade real do rotor, por conta disso esse dado foi coletado com o auxílio do tacômetro, o qual indicou uma velocidade de 1788 rpm.

A pouca diferença entre o valor medido com o freio aplicado e a velocidade nominal a vazio, é por conta de o controle vetorial utilizar os parâmetros estimados no auto-ajuste e também por estimar a velocidade pelos valores de corrente e tensão, funcionando como uma malha de realimentação. Com isso, o controle vetorial é superior ao V/Hz.

5. Conclusão

O trabalho realizado consistiu em uma série de diferentes experimentos feitos em uma bancada didática com o conversor de frequência CFW-11, para controlar um motor de indução trifásico com gaiola de esquilo e os dados obtidos foram através do software Superdrive, que possibilitou a leitura de parâmetros em função do tempo e apresentados de forma gráfica.

Após o término de todos os experimentos e com os estudos das bibliografias é possível concluir que nem todos os resultados foram condizentes com a teoria, por conta do CFW-11, não realizar a leitura na ponta do rotor, logo, a velocidade que se apresenta nas curvas é aquela que foi parametrizada para atingir. Além disso, por ser uma simulação utilizando dados experimentais com um motor real, há fatores envolvidos que fazem as curvas dos experimentos apresentarem características únicas, que não seguem um padrão uniforme, como variações indesejadas dos parâmetros avaliados.

A elaboração dos experimentos e utilizar o software SuperDrive para coletar os dados, trouxe para o autor um maior aprofundamento no conhecimento em controlar e monitorar um motor de indução trifásico. Através dos ensaios realizados nota-se a variedade de funções que o CFW-11 possui, foi possível controlar o motor utilizando o controle escalar e o controle vetorial *sensorless*, de forma simplificada, levando em consideração que o conversor de frequência possui um startup orientado e auto-ajuste para auxiliar o operador. Com suas entradas e saídas lógicas foi possível utilizar componentes externos e acioná-los para ampliar as funcionalidades disponíveis.

Portanto, utilizar o SuperDrive para coletar dados em tempo real, permitiu um aprofundamento na análise das curvas características do motor, que somente coletando os parâmetros via IHM não seria possível. Com algumas curvas foi necessário utilizar o tacômetro para obter a real leitura da velocidade do rotor e assim verificar o funcionamento da aplicação do freio e compensação do escorregamento, porém, utilizando o software como auxílio facilitou a análise em tempo real ponto a ponto das variações dos parâmetros com as aplicações das funcionalidades do CFW-11.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BOSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. University of Tennessee, Knoxville: Prentice Hall PTR, 2002.

CHATURVEDI, Lokesh, YADAV, D. K., PANCHOLI, Gargi. **Comparison of SPWM, THIPWM and PDPWM technique based voltage source inverters for application in renewable energy**. Journal of Green Engineering, Kota, v. 7, n. 1, p. 83-98, 2017.

FITZGERALD, ARTHUR ERNEST; KINGSLEY, CHARLES; UMANS, STEPHEN D. **Máquinas elétricas**. 6ª. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2005.

FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**, 2ª Edição. São Paulo: Editora Érica, 2009, 192p.

KRAUSE, C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, D. **Analysis of electric machinery and drive systems**, 2a Edição, IEEE, 2002.

MELO, GUILHERME DE AZEVEDO. **Roteiros para Laboratório de CAEMCA**. do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da FEIS/UNESP, 2005. Disponível em: <https://www.feis.unesp.br/#!/departamentos/engenharia-eletrica/pesquisas-e-projetos/lepnovo/graduacao/caemca/lab-caemca/>. Acesso em: 10 out. 2023.

WEG. **CFW-11 Manual de Programação**. Jaraguá do Sul, 2010a. Disponível em: <https://static2.weg.net/medias/downloadcenter/h2b/h91/WEG-cfw11-manual-de-programacao-0899.5654-2.0x-manual-portugues-br.pdf>. Acesso em 10 out. 2023.

WEG. **CFW-11 Manual do Usuário**. Jaraguá do Sul, 2016b. Disponível em: <https://www.servicedrive.com.br/wp-content/uploads/Manual-do-Usu%C3%A1rio-CFW11-Mec-F-a-H-PTBR-ServiceDrive-19-3012-6360.pdf>. Acesso em 14 out. 2023.

WEG. **Guia de Aplicação Inversores de Frequência**. Jaraguá do Sul, 2005c. Disponível em: <https://sidrasul.com.br/uploads/Guia-de-Aplica%C3%A7%C3%A3o-de-Inversores-de->

Frequ%C3%Aancia-WEG-3%C2%AA-Edi%C3%A7%C3%A3o.pdf. Acesso em: 10 out. 2023.

WEG. **Inversor de Frequência CFW11**. Jaraguá do Sul, 2023d. Disponível em: https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Automa%C3%A7%C3%A3o-e-Control-Industrial/Drives/Inversores-de-Frequ%C3%Aancia/Drives-para-Sistemas-Industriais/Inversor-de-Frequ%C3%Aancia-CFW11/Inversor-de-Frequ%C3%Aancia-CFW11/p/MKT_WDC_BRAZIL_PRODUCT_INVERTER_CFW11. Acesso em: 10 out. 2023.

WEG. **Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM**.

Jaraguá do Sul, 2016e. 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>.

Acesso em 15 out. 2023.

WEG. **Software SuperDrive Manual do Usuário**. Jaraguá do Sul, 2016f. Disponível em:

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h8a/h75/WEG-superdrive-manual-do-usuario-10001830643-8.0.0.3041-manual-portugues-br.pdf>. Acesso em: 12 out. 2023.