

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

**EVANDRO AMON BRUNO**

**INTEGRAÇÃO DE UM CLP, INVERSOR DE FREQUÊNCIA E  
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ANÁLISE DE  
CONTROLE VETORIAL *SENSORLESS***

VITÓRIA – ES  
JANEIRO/2018

EVANDRO AMON BRUNO

**INTEGRAÇÃO DE UM CLP, INVERSOR DE FREQUÊNCIA E  
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ANÁLISE DE CONTROLE  
VETORIAL *SENSORLESS***

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Evandro Amon Bruno**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Profa. Dra. Jussara Farias Fardin  
Coorientador: Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa

VITÓRIA – ES  
JANEIRO/2018

EVANDRO AMON BRUNO

**INTEGRAÇÃO DE UM CLP, INVERSOR DE FREQUÊNCIA E MOTOR  
DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ANÁLISE DE CONTROLE  
VETORIAL *SENSORLESS***

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Evandro Amon Bruno**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 04, de janeiro de 2018.

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Dra. Jussara Farias Fardin**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Orientador**

---

**Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa**  
**Universidade Vila Velha**  
**Coorientador**

---

**Dr. Walbermark Marques dos Santos**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Examinador**

---

**Eng. Giliard Ribeiro dos Santos**  
**Adesso Engenharia Ltda**  
**Examinador**

## **DEDICATÓRIA**

Ao meu pai Edimar dos Santos Bruno, que sempre apoiou meus estudos e à minha mãe Doralice Amon Pereira, que sempre sonhou em ter um filho cardiologista mas se mostrou muito satisfeita e feliz com minha escolha pela engenharia.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais Edimar dos Santos Bruno e Doralice Amon Pereira pelo apoio moral e financeiro durante todo o curso.

A todos os professores com os quais tive o prazer de aprender, com destaque especial para meus orientadores Jussara Farias Fardin e Gilberto Costa Drumond de Sousa.

A Giliard Ribeiro dos Santos, cujo projeto de graduação serviu de inspiração para este projeto e que foi de grande auxílio ao longo do desenvolvimento do mesmo.

Aos meus amigos de curso e também àqueles de fora que me pressionaram para concluir este projeto.

A Margarida Santos Daher Carneiro e Geraldo Domingues Carneiro que, embora não tenham sido meus professores, foram de grande importância para minha educação e minha vida.

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado um tipo simples de controle de equipamento industrial que exemplifica como a descoberta e criação de novos métodos de controle de máquinas elétricas é de suma importância para a redução de gastos, aumento de produção e desenvolvimento da humanidade em diversas frentes. É demonstrado o acionamento de um motor de indução trifásico por um inversor de frequência, que será controlado por um controlador lógico programável (CLP). Ainda simulando a situação real da indústria, foi utilizado um sistema supervisório (SCADA – *Supervisory Control and Data Acquisition*) para controlar e monitorar o processo à distância, de um computador *Desktop*. É mostrado, também, as vantagens no uso do controle vetorial em relação ao controle escalar e para isso, ambos os métodos foram utilizados e comparados por meio de testes que fazem uso de um freio de Foucault para simular carga no eixo do motor. Os equipamentos supracitados estão disponíveis no Laboratório de Acionamentos e Controles Industriais (LACI) da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) e, para utilizá-los no projeto, foram feitas pesquisas na literatura sobre seu funcionamento e sobre controle vetorial de velocidade.

**Palavras-chave:** inversor, CLP, SCADA, controle, vetorial.

## **ABSTRACT**

This project presents a simplified example of industrial equipment control that shows the importance of the discovery e criation of new electric machine control methods when it comes to cost reduction, increase in productivity and of development of society in many ways. A three fase induction motor is driven by a frequency control converter, which is controlled by a Programmable Logic Controller (PLC). Further simulating an industrial situation, a SCADA (Supervisory Control and Data Acquisiton) system was used for controlling and monitoring the process from a desktop computer. It is also shown the advantages in the use of vector control compared to scalar control method, and for that, both methods were implemented and compared through tests for which a Eddy current brake was used to simulate the motor load. All mentioned equipment is available at the Laboratory of Industrial Drives and Controls (LACI) of Federal University of Espírito Santo (UFES) and in order to used them, research was made about their functionality and about vector speed control.

**Key words:** converter, PLC, SCADA, control, vector.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema básico do inversor de frequência .....	15
Figura 2 – Analogia entre motor de indução com controle vetorial e motor CC de excitação independente .....	20
Figura 3 – Esquema de controle vetorial com modelo de máquina $dq$ .....	22
Figura 4 – Circuitos trifásico e bifásico em transformação de Clarke .....	23
Figura 5 – Efeito da transformação de Clarke para uma máquina simétrica trifásica.....	25
Figura 6 - Sistema de eixos na transformada de Park.....	26
Figura 7 - Diagrama do controle vetorial direto com orientação de fluxo do rotor.....	27
Figura 8 – Fasores mostrando a orientação de fluxo correta .....	28
Figura 9 - Diagrama fasorial explicando controle vetorial indireto .....	29
Figura 10 - Diagrama de blocos do controle vetorial indireto.....	32
Figura 11 - Inversores de frequência WEG série CFW09.....	33
Figura 12 – Bancada didática do CLP TP02 – 20MR .....	38
Figura 13 – Aplicação SCADA utilizada no PC <i>Desktop</i> .....	40
Figura 14 – Motor de Indução Trifásico utilizado.....	41
Figura 15 – Freio de Foucault.....	43
Figura 16 - Todos os equipamentos conectados .....	58
Figura 17 - Diagrama de ligação dos equipamentos.....	59



## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Variação proporcional de tensão e frequência.....	17
Gráfico 2 – Relação de torque e frequência.....	17
Gráfico 3 – Relação de potência desenvolvida e frequência .....	18
Gráfico 4 - Curva de carga do freio de Foucault .....	47
Gráfico 5 – Relação entre Torque e velocidade escorregamento para 1715 RPM.....	48
Gráfico 6 - Relação entre Torque e velocidade de escorregamento para 600 RPM.....	49
Gráfico 7 - Relação entre Torque e velocidade de escorregamento para 200 RPM.....	49
Gráfico 8 - Velocidade mecânica x Corrente do freio [Referência 1715 RPM] .....	50
Gráfico 9 - Torque x Corrente do freio [Referência 1715 RPM] .....	50
Gráfico 10 - Velocidade x Corrente do freio [Referência 600 RPM].....	51
Gráfico 11 - Torque x Corrente do freio [Referência 600 RPM] .....	51
Gráfico 12 - Velocidade x Corrente do freio [Referência 200 RPM].....	52
Gráfico 13 - Torque x Corrente do freio [Referência 200 RPM] .....	52

## **LISTA DE QUADROS**

Quadro 1 - Características Técnicas do Inversor WEG CFW09 .....	34
Quadro 2 – Dados de placa do motor de indução .....	41
Quadro 3 – Parâmetros do motor estimados pelo auto-ajuste do inversor .....	42

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Ensaio com variação de carga em 1715 RPM .....	44
Tabela 2 - Ensaio com variação de carga em 600 RPM .....	45
Tabela 3 - Ensaio com variação de carga em 200 RPM .....	45
Tabela 4 - Velocidades de escorregamento em função da carga .....	46

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>12</b>
1.1	Objetivo .....	12
1.2	Metodologia.....	13
1.3	Estrutura do Projeto .....	13
<b>2</b>	<b>INVERSOR DE FREQUÊNCIA .....</b>	<b>15</b>
2.1	Controle Escalar .....	18
2.2	Controle Vetorial.....	19
2.2.1	Transformação de Clarke .....	22
2.2.2	Transformação de Park.....	25
2.2.3	Controle Vetorial Direto.....	27
2.2.4	Controle Vetorial Indireto .....	29
2.3	O inversor de frequência CFW09.....	33
2.3.1	Programação do Inversor.....	35
2.3.1.1	Parâmetros relativos ao controle e ajuste para o motor usado.....	35
2.3.1.2	Parâmetros relativos às entradas digitais e função <i>multispeed</i> .....	36
<b>3</b>	<b>CONTROLADOR LÓGICO PROGRAMÁVEL E SUPERVISÓRIO .....</b>	<b>38</b>
3.1	A bancada didática e o CLP TP02-20MR .....	38
3.2	Sistema Supervisório .....	39
<b>4</b>	<b>TESTES E RESULTADOS .....</b>	<b>41</b>
4.1	O motor de indução trifásico .....	41
4.2	Freio de Foucault .....	42
4.3	Ensaio e resultados .....	44
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>55</b>
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>57</b>
	<b>APÊNDICE A .....</b>	<b>58</b>
	<b>ANEXO A .....</b>	<b>60</b>

# 1 INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas desempenham um papel muito importante em nossas vidas, seja diretamente, estando presentes em nossas casas ou seja indiretamente, longe dos olhos, no âmbito industrial. Entre elas podemos dar destaque ao motor de indução, que é o tipo de motor elétrico mais usado na indústria. Isso se deve pelo menor custo de manutenção, devido à ausência de componentes de fácil desgaste como escovas e comutadores, à maior facilidade de fabricação (principalmente o motor de rotor gaiola), à confiabilidade e outros fatores.

Assim, torna-se interessante fazer um estudo do controle de velocidade de um motor de indução pois os sistemas industriais tem alta necessidade de fazer um controle otimizado de seus equipamentos, minimizando desperdícios e aumentando a qualidade de seu trabalho. Ao longo dos anos foram desenvolvidas diferentes técnicas para satisfazer essa necessidade, cada uma com sua vantagem, desvantagem e limitação. Atualmente, duas das técnicas que dominam o mercado são as chamadas Controle Escalar e Controle Vetorial.

Segundo (1), sistemas de acionamento por controle escalar são, de certa forma mais fáceis de implementar e tem sido muito usados na indústria. Porém, a importância desse tipo de controle vem diminuindo devido à performance superior do controle vetorial, necessária em algumas aplicações. A invenção do controle vetorial na década de 1970 e a demonstração que o motor de indução pode ser controlado como um motor de excitação independente (o que será discutido mais adiante) trouxe uma mudança ao controle de alta performance. Ainda de acordo com (1), parece que, eventualmente, o controle vetorial vai superar o escalar e será aceito como o tipo padrão de controle de equipamentos CA na indústria.

## 1.1 Objetivo

Este projeto propõe a montagem de um sistema similar àqueles utilizados nas indústrias de modo que possibilite acionar, em velocidade variável, um motor de indução controlado diretamente pelo inversor de frequência CFW-09 configurado na função *Multispeed*, cujas entradas digitais receberão comandos vindos das saídas digitais do CLP-TP02 20MR. Por fim, usar uma interface homem-máquina criada com uma aplicação SCADA para fazer a supervisão e o controle em tempo real do sistema.

Dessa forma, sendo uma expansão do projeto de graduação desenvolvido por Giliard Ribeiro Santos (2), que implementou o controle escalar, o projeto visa complementar os conhecimentos sobre a integração dos equipamentos e aplicações em questão e, especialmente, do controle vetorial *sensorless*, cujas vantagens em relação ao controle escalar foram verificadas com testes. Visa também facilitar o contato dos alunos com os equipamentos do LACI.

## **1.2 Metodologia**

É feita a ligação de um motor de indução trifásico de rotor gaiola conectado a um freio de Foucault, um inversor de frequência (CFW-09) parametrizado para funcionar na função *Multispeed*, um CLP (TP02 20MR) programado em *Ladder* para controlar o processo e um computador *Desktop* com aplicação SCADA desenvolvida em (2) no software Indusoft Web Studio. A conexão entre o CLP e o *Desktop* é feita por meio da porta de comunicação serial MMI – *Man Machine Interface* de modo que o controlador possa ser acionado a partir do supervisor, que permite ao operador realizar ações como ligar e desligar o motor, alterar sua velocidade e sentido de giro. O freio é alimentado por uma fonte CC, cuja corrente é alterada para regular o torque de carga conforme desejado.

## **1.3 Estrutura do Projeto**

O projeto foi dividido em 5 capítulos principais, dando atenção aos equipamentos utilizados e à teoria e prática do método de controle empregado.

No capítulo 1 é feita a introdução ao tema abordado no projeto e apresentados o objetivo e a metodologia do desenvolvimento do mesmo.

No capítulo 2 é abordado o básico da teoria de inversores de frequência, dos controles escalar e vetorial de velocidade e são apresentados os dados técnicos do inversor utilizado, além de explicar o método de programação do mesmo.

No capítulo 3 são apresentados o controlador lógico programável, a bancada didática e o sistema supervisor utilizados.

No capítulo 4 fala-se dos testes feitos para verificar o correto funcionamento do sistema e validar a característica do controle vetorial em relação ao escalar e são apresentados os resultados.

No capítulo 5 é feita a conclusão do projeto com base nas pesquisas feitas, nos testes realizados e nas matérias cursadas ao longo do curso de Engenharia Elétrica.

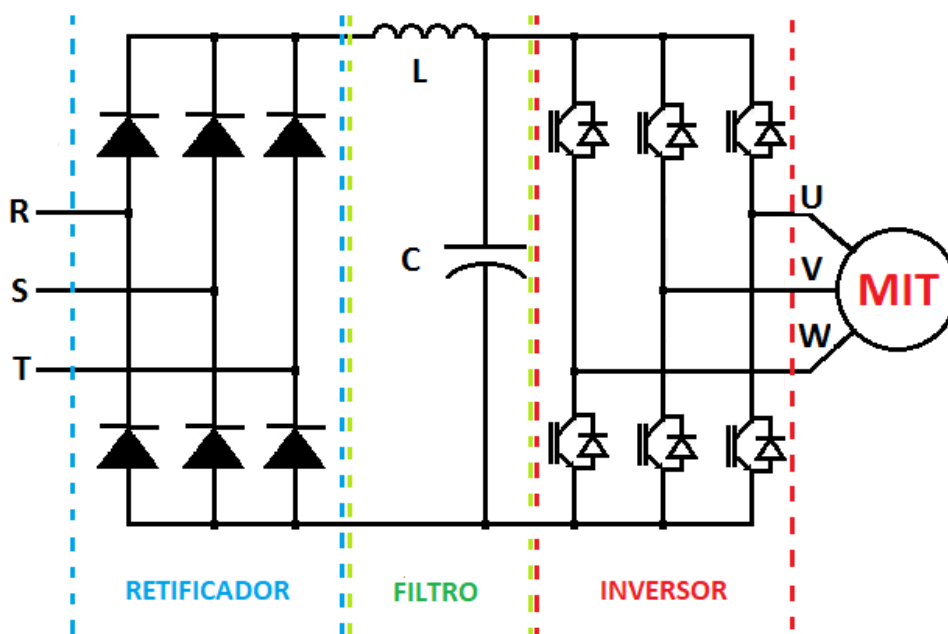
## 2 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Ao longo dos anos, conforme a eletrônica de potência foi se desenvolvendo, novas técnicas de controle de velocidade tornaram-se aplicáveis, quando se trata de motores elétricos de indução trifásico (MIT). Por meio da variação da frequência e do valor eficaz da tensão estatórica é possível fazer um controle mais preciso e eficiente da rotação do MIT, o que leva à utilização dos inversores de frequência.

Os inversores de frequência, como são popularmente conhecidos os conversores de frequência, transformam a tensão da rede, cuja amplitude e frequência são constantes, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Seu funcionamento pode ser dividido em três etapas ou blocos básicos, como se explica:

1. Retificador: A tensão alternada recebida da rede é retificada por uma ponte de diodos os SCRs;
2. Filtro: A tensão retificada é regulada e armazenada por bancos de capacitores. Também conhecido como *Link CC*;
3. Inversor: Ocorre a inversão por transistores IGBT. A tensão contínua passa a ser alternada e com frequência variável.

Figura 1 – Esquema básico do inversor de frequência



Fonte: (3)

Nota: Modificado pelo autor.



Ao variar a frequência da tensão de alimentação do motor, varia-se também a velocidade do campo girante e, por consequência, a velocidade mecânica a máquina em questão, de acordo com a Equação (1):

$$n = n_s \times (1 - s) = \frac{120 \times f_1}{p} \times (1 - s) \quad (1)$$

Onde:

$n$  : velocidade de rotação mecânica do motor (rpm);

$n_s$ : a velocidade síncrona do motor;

$f_1$ : frequência fundamental da tensão de alimentação (Hz);

$p$ : número de polos do motor;

$s$ : escorregamento.

O escorregamento, que é a diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade mecânica do motor, é dado pela Equação (2):

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2)$$

O torque de um motor de indução funciona de acordo com a Equação (3):

$$T = K_1 \times \emptyset_m \times I_2 \quad (3)$$

Enquanto o fluxo magnetizante, desprezando-se a queda de tensão causada pela resistência e reatância estatórica, segue a Equação (4):

$$\emptyset_m = K_2 \times \frac{V_1}{f_1} \quad (4)$$

Nas quais:

$T$ : torque do motor disponível na ponta de eixo (N.m);

$\emptyset_m$ : fluxo de magnetização (Wb);

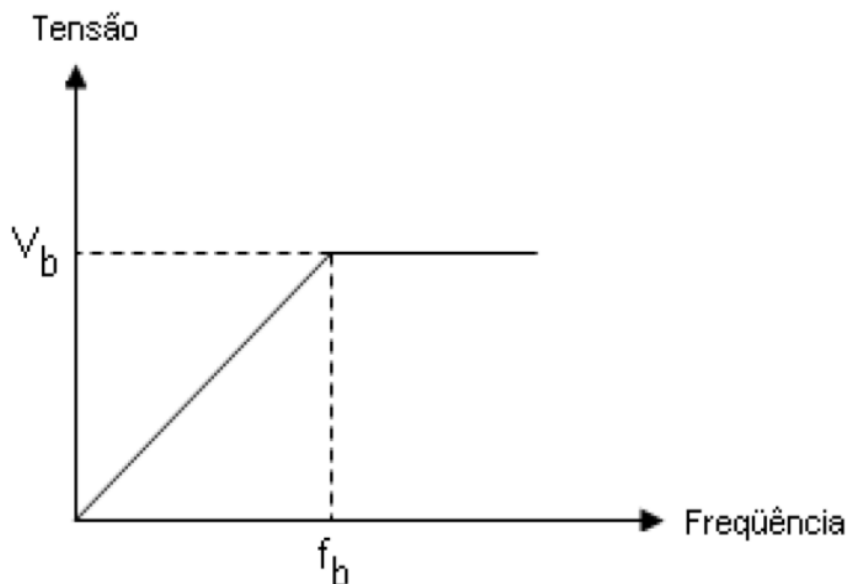
$I_2$ : corrente rotórica (A);

$V_1$ : tensão estatórica (V);

$K_1$  e  $K_2$ : constantes (N.m/Wb.A, Wb.Hz/V) que dependem do material e projeto da máquina.

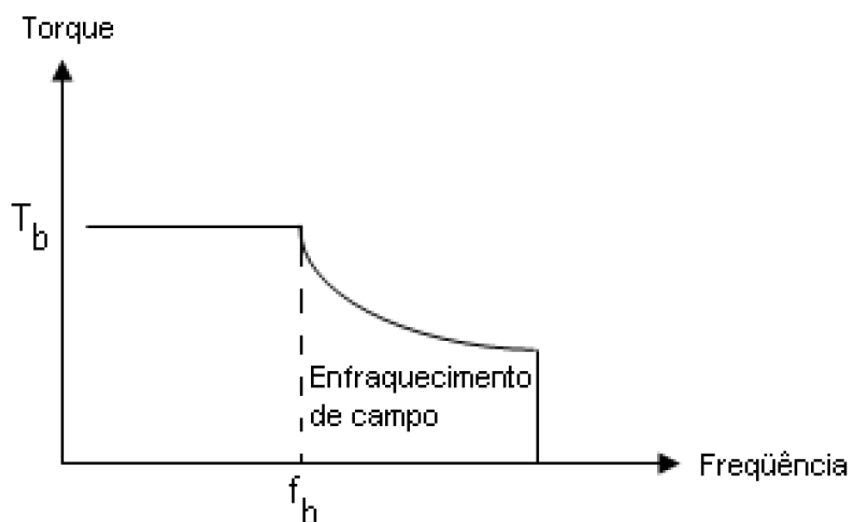
A partir das equações (3) e (4), e considerando que uma carga constante implica uma corrente aproximadamente constante (o valor da corrente depende da carga), obtêm-se as curvas apresentadas nos gráficos (1) e (2).

Gráfico 1 – Variação proporcional de tensão e frequência



Fonte: (4)

Gráfico 2 – Relação de torque e frequência



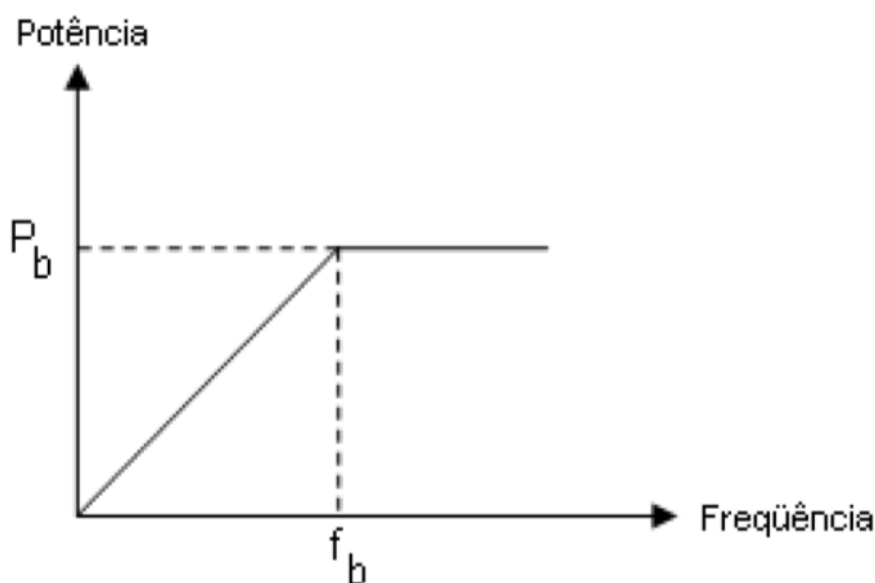
Fonte: (4)

Observando o Gráfico (1) nota-se que ao variar na mesma proporção a frequência da tensão e seu valor eficaz o torque se mantém constante. Essa propriedade se mantém até a frequência

nominal do motor ( $f_b$ ), a partir da qual o motor passa a operar na região de enfraquecimento de campo. Nessa região o fluxo magnético diminui conforme a frequência aumenta, o que leva a uma queda no valor do torque, como pode ser visto no Gráfico (2).

Sendo a potência equivalente ao produto do torque e velocidade do motor, obtém-se o Gráfico (3). A potência desenvolvida parte do zero quando o motor está parado e cresce linearmente com a frequência até seu valor nominal ( $P_b$ ).

Gráfico 3 – Relação de potência desenvolvida e frequência



Fonte: (4)

## 2.1 Controle Escalar

O fluxo de magnetização de um motor de indução mantém-se aproximadamente constante quando a relação tensão/frequência ( $V/f$ ) do mesmo é mantida constante em determinado intervalo de frequência e tensão. É justamente dessa propriedade que o método de controle escalar tira proveito. Para que se tenha um torque constante na carga é necessário que a curva  $V/f$  tenha um inclinação constante e, assim, quando a frequência de alimentação do motor é variada cabe ao inversor escalar variar a tensão de alimentação na mesma proporção.

Porém, a partir da frequência nominal o valor da tensão já atingiu seu máximo (valor nominal) e portanto a razão  $V/f$  deixa de ser constante e passa a diminuir. Isso leva a um

enfraquecimento do campo e, conseqüentemente a uma queda do torque máximo desenvolvido pelo motor, como nota-se nas equações (3) e (4) e no Gráfico (2).

Outro problema deste método de controle de velocidade está na queda do torque em baixas velocidades. Neste caso, relação  $V/f$  é mantida constante pelo inversor, porém conforme a tensão de alimentação também é baixa, o que resulta numa corrente de alimentação reduzida e, por consequência, um torque reduzido.

Nota-se então que o controle escalar possui limitações, porém é amplamente utilizado devido à sua simplicidade e pelo fato de a maioria das aplicações não necessitarem de um controle de velocidade extremamente rápido e preciso.

## 2.2 Controle Vetorial

O controle vetorial é dividido em dois tipos básicos, baseados no método de obtenção da velocidade. São eles: de malha fechada e de malha aberta (*sensorless*). Quando feito em malha fechada possui uma maior precisão e melhor performance, porém requer a utilização de sensores, tais como encoders e tacho geradores de pulso, o que o torna mais custoso. Já quando feito em malha aberta dispensa sensores (origem do nome popular *sensorless*, “sem sensor” em inglês) e apresenta desempenho limitado de torque e menor precisão em baixas rotações. O tipo de controle vetorial empregado neste projeto é o *sensorless*, no qual a velocidade é obtida por estimações, como explicado em (1).

O controle vetorial faz com que um motor de indução trifásico atue como um motor de corrente contínua de excitação independente, de forma que a velocidade e o torque são controlados separadamente. A Figura 2 mostra essa analogia. A corrente do motor é decomposta em duas componentes vetoriais (daí o nome do tipo de controle), um responsável pela produção do torque e outro do fluxo magnetizante.

Entender as características da construção da máquina CC é muito importante para compreender os princípios do controle vetorial. Desprezando o efeito de reação de armadura e a saturação do campo, o torque desenvolvido em um máquina CC é dado pela equação 5:

$$T_e = K_t' \times I_a \times I_f \quad (5)$$

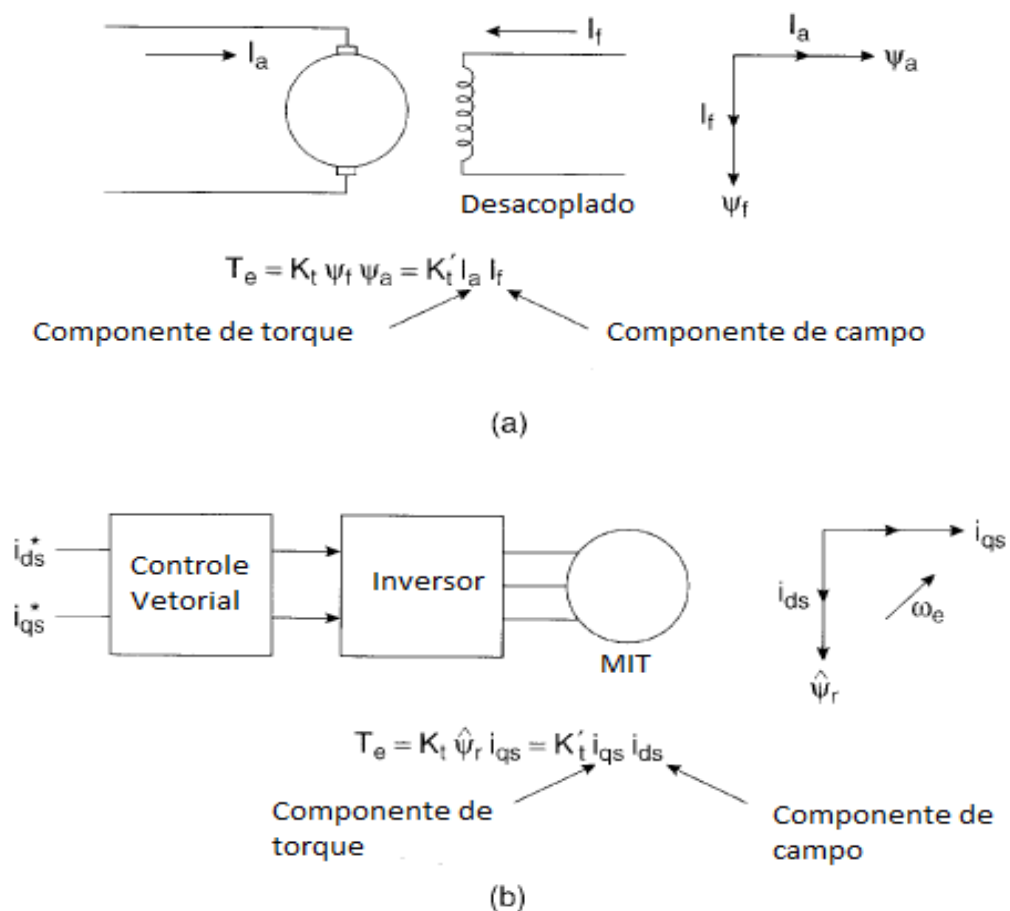
Na qual:

$I_a$  : Corrente de armadura;

$I_f$  : Corrente de campo;

$K_t'$ : Constante.

Figura 2 – Analogia entre motor de indução com controle vetorial e motor CC de excitação independente



(a) Motor CC de excitação independente, (b) Motor de indução sob controle vetorial

Fonte: (1)

O fluxo de campo produzido pela corrente de campo é perpendicular ao fluxo de armadura, que por sua vez é produzido pela corrente de armadura. Assim, esses vetores são ortogonais e naturalmente desacoplados, o que significa que quando controla-se a corrente  $I_a$  para controlar o torque, o fluxo de campo não é afetado e a máquina produz uma resposta rápida. Da mesma forma, quando  $I_f$  é controlada somente o fluxo de campo é afetado.

A Figura 2(b) mostra o motor de indução com o inversor e controle vetorial em sua entrada, alimentado por duas correntes,  $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$ , que são, respectivamente, a componente do eixo direto e a componente do eixo em quadratura da corrente do estator em um referencial girante na velocidade síncrona. No controle vetorial,  $i_{ds}$  é análoga à corrente de campo  $I_f$  enquanto  $i_{qs}$  é análoga à corrente de armadura  $I_a$  da máquina CC. Assim sendo, o torque do motor de indução pode ser representado pelas equações 6 e 7:

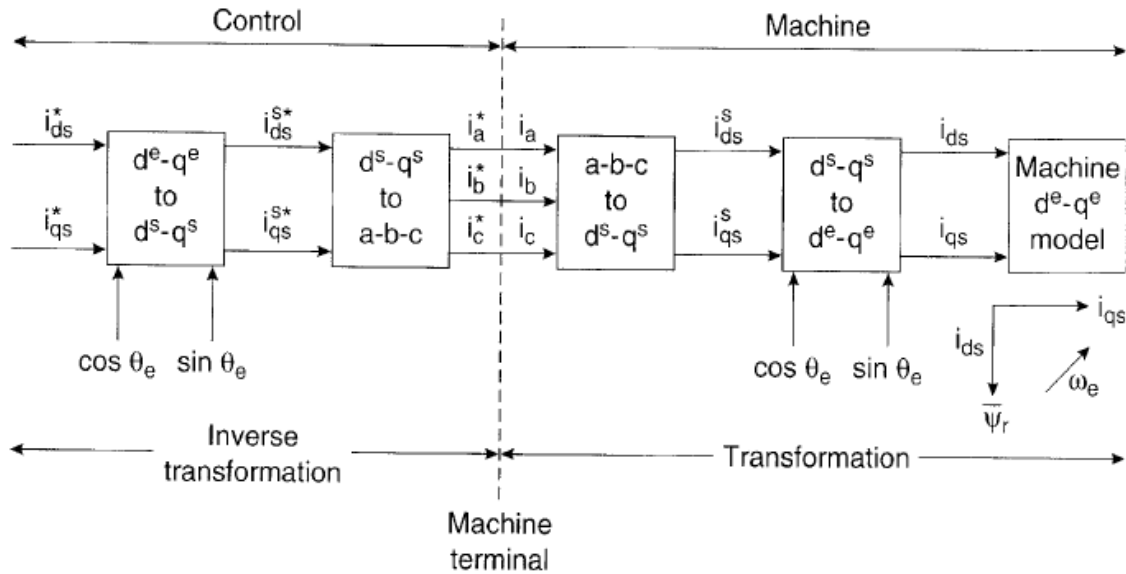
$$T_e = K_t \times \widehat{\Psi}_r \times i_{qs} \quad (6)$$

Na qual  $\widehat{\Psi}_r$  representa o fluxo.

$$T_e = K_t' \times i_{ds} \times i_{qs} \quad (7)$$

Para que o motor de indução desenvolva esse comportamento semelhante à máquina CC, é necessário que  $i_{ds}$  seja orientada na direção do fluxo  $\widehat{\Psi}_r$  e que  $i_{qs}$  seja estabelecida perpendicularmente a ele, exatamente como mostrado na Figura 2(b). Assim,  $i_{qs}^*$  afeta  $i_{qs}$  mas não o fluxo  $\widehat{\Psi}_r$ , enquanto  $i_{ds}^*$  controla o fluxo, mas não  $i_{qs}$ . Como também pode ser visto na figura, os vetores do motor de indução giram de forma síncrona numa frequência  $\omega_e$ .

A Figura 3 apresenta um esquema de implementação de controle vetorial no qual o modelo da máquina de indução é representado num referencial girante síncrono. O esquema considera o ganho do inversor como tendo ganho unitário (gera  $i_a, i_b$  e  $i_c$  a partir de  $i_a^*, i_b^*$  e  $i_c^*$  recebidas do controlador), e por isso este é omitido. No lado direito o terminal da máquina recebe as correntes  $i_a, i_b$  e  $i_c$ , que são convertidas em  $i_{ds}^s$  e  $i_{qs}^s$  pela transformação trifásico/bifásico. Elas, por sua vez, são convertidas em  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  pelos componentes  $\cos\theta_e$  e  $\sin\theta_e$  para serem inseridas na máquina de modelo  $d^e - q^e$ . No lado esquerdo o controlador faz as transformações inversas equivalentes para que as correntes de entrada  $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$  correspondam a  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ , respectivamente, recebidas pelo motor.

Figura 3 – Esquema de controle vetorial com modelo de máquina  $d^e - q^e$ 

Fonte: (1)

As transformações mostradas na Figura 3 serão melhor explicadas nas seções 2.2.1 e 2.2.2.

### 2.2.1 Transformação de Clarke

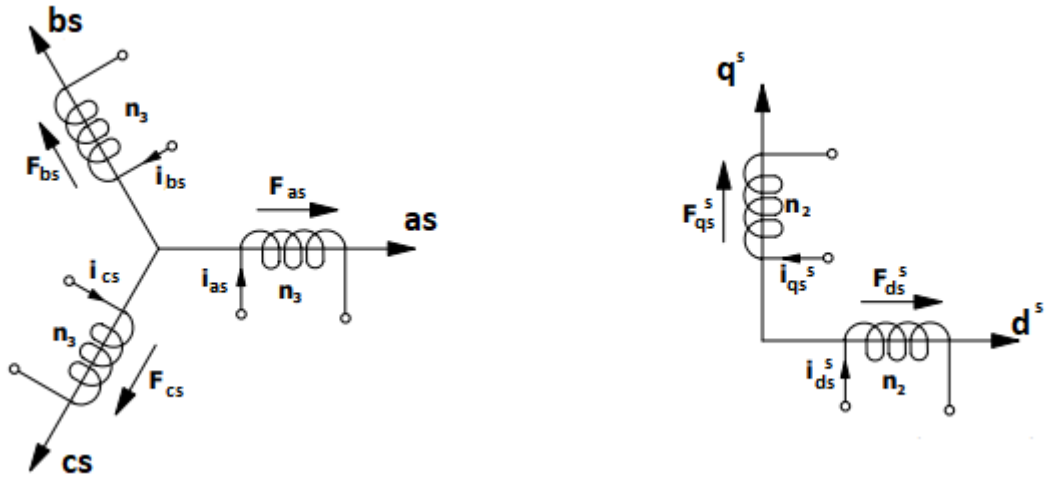
A transformada de Clarke, também conhecida como transformação trifásica-bifásica ou  $\alpha\beta 0$ , como é apresentada em (5), simplifica modelos simétricos trifásicos, sendo que transforma uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica na referência estacionária, com a mesma potência, torque, velocidade e número de pólos.

A Figura 4 mostra duas estruturas, uma trifásica, cujos enrolamentos possuem  $n_3$  espiras, e uma bifásica, cujos enrolamentos possuem  $n_2$  espiras. Cada enrolamento produz uma força magnetomotriz  $F$  quando percorrido por uma corrente, e por meio de decomposição vetorial,  $F_{as}$ ,  $F_{bs}$  e  $F_{cs}$  podem ser transformadas em  $F_{ds}^s$  e  $F_{qs}^s$  como explicado em (5) e mostrado nas equações 8 e 9.

$$F_{ds}^s = F_{as} + F_{bs} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_{cs} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (8)$$

$$F_{qs}^s = 0 + F_{bs} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_{cs} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (9)$$

Figura 4 – Circuitos trifásico e bifásico em transformação de Clarke



Fonte: (5)

Dados modificados pelo autor (2017).

Resolvendo os senos e cossenos e mudando a representação das equações 8 e 9 para a forma matricial, tem-se a equação 10.

$$\begin{bmatrix} F_{ds}^s \\ F_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{as} \\ F_{bs} \\ F_{cs} \end{bmatrix} \quad (10)$$

A relação entre as forças magnetomotrizes e as correntes que percorrem os enrolamentos nos sistemas bifásico e trifásico são representadas nas equações 11 e 12.

$$\begin{bmatrix} F_{ds}^s \\ F_{qs}^s \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} F_{as} \\ F_{bs} \\ F_{cs} \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (12)$$



Ao substituir as equações 11 e 12 na equação 10, chega-se na equação 13:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (13)$$

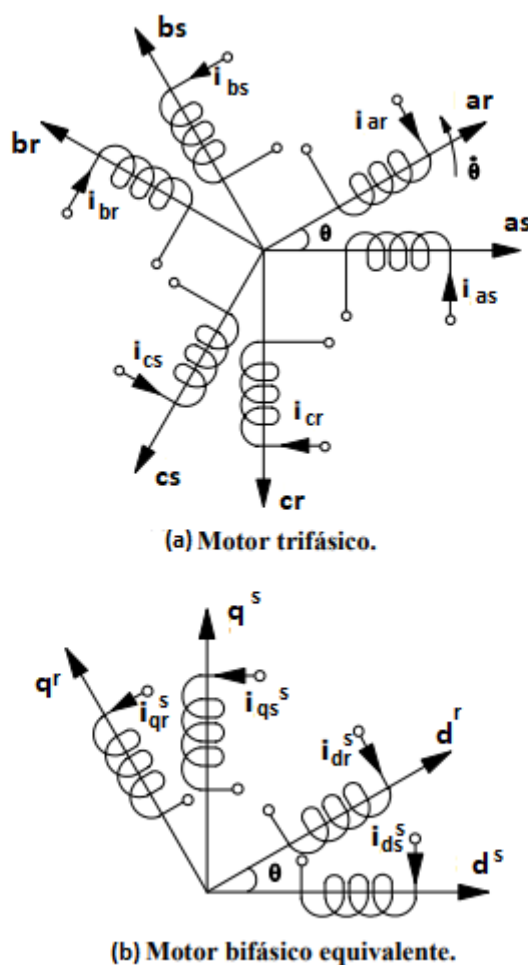
Em (5) é explicado que, para que a matriz de transformação contida na equação 13 possa ser invertida, se faz necessário definir a corrente de sequência zero, identificada como  $i_0$ . Também, por meio de cálculos e manipulações matriciais, conclui-se que a relação  $n_3/n_2$  equivale a  $\sqrt{2/3}$ . Vale notar que a transformação inversa é realizada pelo controlador, como mostrado na Figura 3.

Devido à ausência de um fio neutro na alimentação da máquina simétrica trifásica, as tensões e correntes homopolares ou de sequência zero não existem e portanto podem ser desconsideradas. Logo, para o caso em questão, a transformação de Clarke aplicada às correntes é definida na equação 14.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Assim, obtém-se uma máquina bifásica na referência estacionária a partir de uma trifásica real, como evidenciado na Figura 5. Informações mais detalhadas sobre a transformação de Clarke (ou  $\alpha\beta 0$ ) podem ser encontradas em (5).

Figura 5 – Efeito da transformação de Clarke para uma máquina simétrica trifásica



Fonte: (5)

Dados modificados pelo autor.

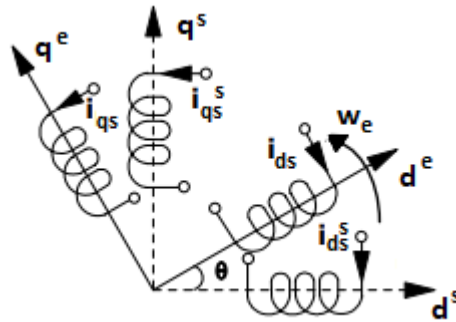
A seção 2.2.2 apresenta a transformação de Park, usada para simplificar ainda mais o modelo da máquina simétrica trifásica.

### 2.2.2 Transformação de Park

A transformação de Park é apresentada em (5) como sendo uma transformação linear que simplifica as equações de máquinas e introduz um conjunto de variáveis hipotéticas. Quando aplicada ao motor de indução, ela transforma o modelo de máquina bifásica na referência estacionária obtido pela transformação de Clarke em um modelo de máquina bifásica na referência síncrona.

A Figura 6 traz uma representação física da transformação de Park. Os eixos estacionários  $d^s$  e  $q^s$  são transformados nos eixos  $d^e$  e  $q^e$ , girantes. Decompondo as forças magnetomotrizs de cada enrolamento estacionário nas direções dos eixos girantes e dividindo seu valor pelo número de espiras, encontra-se as equações 15 e 16.

Figura 6 - Sistema de eixos na transformada de Park



Fonte: (5)

Dados modificados pelo autor.

$$i_{ds} = i_{ds}^s \cos \theta + i_{qs}^s \sin \theta \quad (15)$$

$$i_{qs} = -i_{ds}^s \sin \theta + i_{qs}^s \cos \theta \quad (16)$$

Por fim, organizando na forma matricial chega-se à expressão 17:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (17)$$

Assim como acontece com a transformação de Clarke, a transformação inversa de Park também é aplicada pelo controlador, como visto na Figura 3.

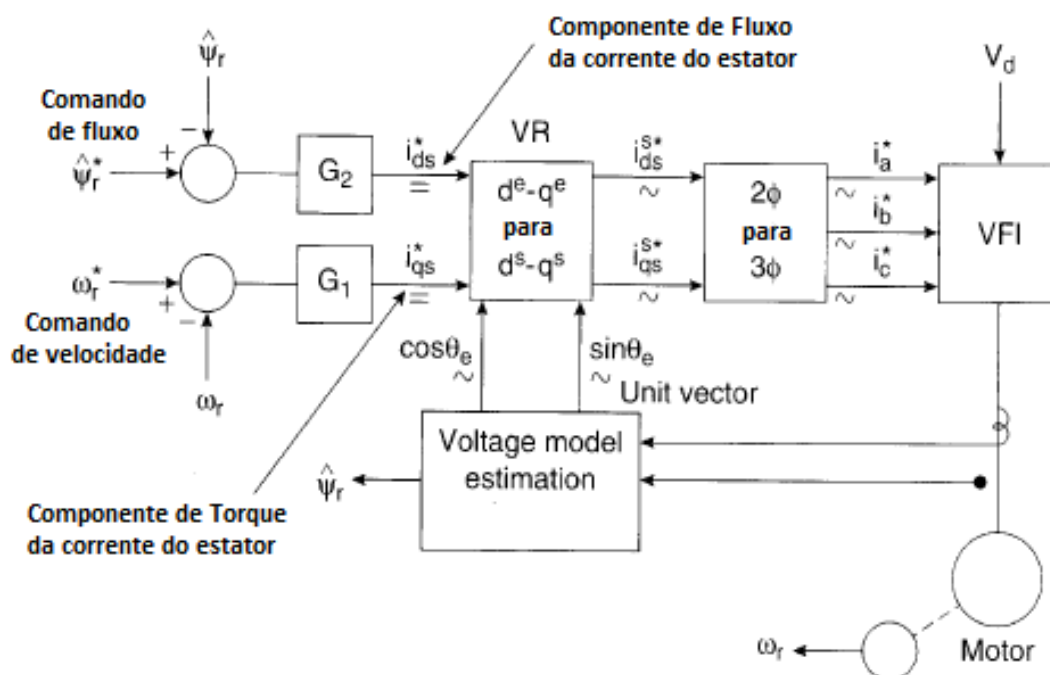
Tem-se, portanto, as duas transformações que, quando aplicadas em sequência, convertem um sistema trifásico estacionário em um sistema bifásico girante na velocidade síncrona, com eixos perpendiculares que proporcionam as características necessárias de ortogonalidade e desacoplamento das correntes para o controle vetorial.

### 2.2.3 Controle Vetorial Direto

De acordo com (1), é possível classificar o controle vetorial em duas categorias gerais, tendo como base a maneira como os componentes  $\cos\theta_e$  e  $\sin\theta_e$  (vistos na Figura 3) são gerados para a realização do controle. O primeiro é o método direto, que foi desenvolvido por F. Blasschke e será tratado nesta seção. O segundo é o método indireto, foi desenvolvido por K. Hasse, é mais simples e usado que o outro e será tratado em 2.2.4.

A Figura 7 traz o diagrama de blocos básico do controle vetorial direto para um inversor. Os parâmetros  $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$ , valores CC na referência síncrona, são convertidos para a referência estacionária com auxílio dos parâmetros  $\cos\theta_e$  e  $\sin\theta_e$ , que por sua vez são gerados a partir dos sinais de vetor de fluxo  $\Psi_{dr}^s$  e  $\Psi_{qr}^s$ . Os sinais resultantes desse processo ( $i_{ds}^s$  e  $i_{qs}^s$ ) são convertidos em correntes de fase para o inversor.

Figura 7 - Diagrama do controle vetorial direto com orientação de fluxo do rotor

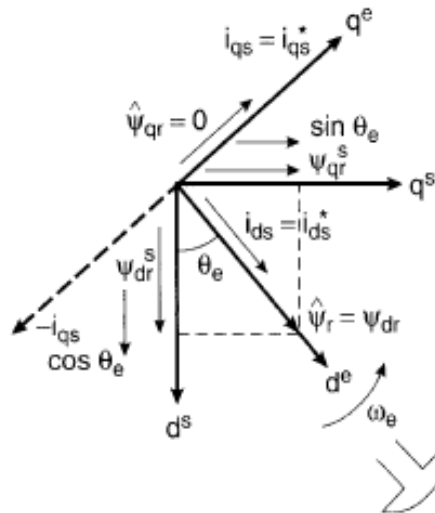


Fonte: (1)

Dados modificados pelo autor

O alinhamento da corrente  $i_{ds}$  com o fluxo  $\hat{\Psi}_r$  e a perpendicularidade de  $i_{ds}$  são de extrema importância no controle vetorial e pode ser melhor compreendido com auxílio da Figura 8.

Figura 8 – Fasores mostrando a orientação de fluxo correta



Fonte: (1)

O sistema  $d_e - q_e$  está girando na velocidade síncrona  $\omega_e$  em relação ao sistema  $d_s - q_s$ . A posição angular do eixo  $d_e$  em relação ao eixo  $q_e$  é dado por  $\theta_e = \omega_e t$ . A partir da figura é possível escrever:

$$\Psi_{dr}^s = \hat{\Psi}_r \cos \theta_e \quad (18)$$

$$\Psi_{qr}^s = \hat{\Psi}_r \sin \theta_e \quad (19)$$

Consequentemente, tem-se as equações 20, 21 e 22:

$$\cos \theta_e = \frac{\Psi_{dr}^s}{\hat{\Psi}_r} \quad (20)$$

$$\sen \theta_e = \frac{\Psi_{qr}^s}{\hat{\Psi}_r} \quad (21)$$

$$\hat{\Psi}_r = \sqrt{(\Psi_{dr}^s)^2 + (\Psi_{qr}^s)^2} \quad (22)$$

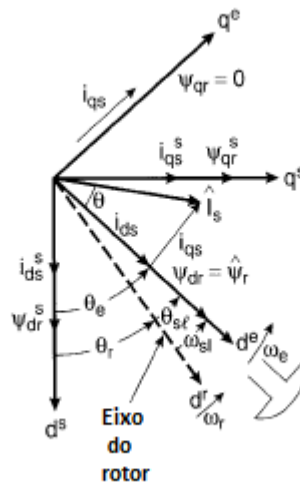
A posição do fluxo é obtida por medição direta utilizando sensores de fluxo instalados no interior da máquina ou por estimação através da tensão ou corrente, explicadas em (1). A geração dos sinais  $\cos\theta_e$  e  $\sin\theta_e$  a partir do *feedback* dos vetores de fluxo é que dá o nome ao método, controle vetorial direto.

### 2.2.4 Controle Vetorial Indireto

Como dito anteriormente, o método de controle vetorial indireto é bastante popular em aplicações industriais e, como explicado por (1), é essencialmente igual ao controle direto, exceto na maneira como os sinais  $\cos\theta_e$  e  $\sin\theta_e$  são gerados.

A Figura 9 traz um diagrama fasorial que facilita a compreensão do controle vetorial indireto. Os eixos  $d^s - q^s$  estão fixos no estator enquanto os eixos  $d^r - q^r$  estão fixos no rotor, girando na velocidade  $\omega_r$ . Já os eixos  $d^e - q^e$  giram na velocidade síncrona, à frente dos eixos  $d^r - q^r$ , mantendo uma diferença angular de  $\theta_{sl}$  correspondente à velocidade de escorregamento  $\omega_{sl}$ .

Figura 9 - Diagrama fasorial explicando controle vetorial indireto



Fonte: (1)

Dados modificados pelo autor

Bose explica em (1) que, considerando a relação  $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$  e que a posição do polo do rotor está direcionado no eixo  $d^e$ , é possível obter a posição  $\theta_e$  do fluxo do rotor, dada pela expressão:

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (23)$$

Os circuitos equivalentes e as equações do modelo dinâmico da máquina de indução podem ser vistas em (1). Elas podem ser manipuladas e as expressões do circuito rotórico podem escritas na forma das equações 24 e 25.

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} = 0 \quad (24)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} = 0 \quad (25)$$

As correntes do rotor não são acessíveis e, portanto, devem ser eliminadas. Para isso, pode-se fazer uso das expressões do fluxo do rotor (equações 26 e 27) e remodelá-las para que se tenha o valor das correntes do rotor em função das correntes do estator e do fluxo (equações 28 e 29):

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (26)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (27)$$

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (28)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (29)$$

Substituindo as equações 28 e 29 nas equações 24 e 25 resulta em:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \Psi_{qr} = 0 \quad (30)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \Psi_{dr} = 0 \quad (31)$$

Nas quais foi feita a substituição  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ . Para que haja o desacoplamento desejado é necessário que:

$$\Psi_{qr} = 0 \quad (32)$$

O que implica em:

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = 0 \quad (33)$$

Assim, o fluxo total do rotor passa a estar no eixo  $d^e$ , o que significa  $\hat{\Psi}_r = \Psi_{dr}$ . Isso pode ser melhor compreendido com auxílio da Figura 9.

Substituindo as equações 32 e 33 e  $\hat{\Psi}_r$  nas equações 30 e 31 chega-se a:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} + \hat{\Psi}_r = L_m i_{ds} \quad (34)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\hat{\Psi}_r L_r} i_{qs} \quad (35)$$

Assim, a velocidade de escorregamento  $\omega_{sl}$  é gerada a partir de  $i_{qs}$  pela equação 35. Segundo (1) normalmente o fluxo do rotor  $\hat{\Psi}_r$  é constante e, portanto, a partir da equação 34 chega-se à equação 36, que revela uma proporcionalidade direta entre o fluxo do rotor e a corrente  $i_{ds}$  em regime permanente, exatamente o que se esperava deste método.

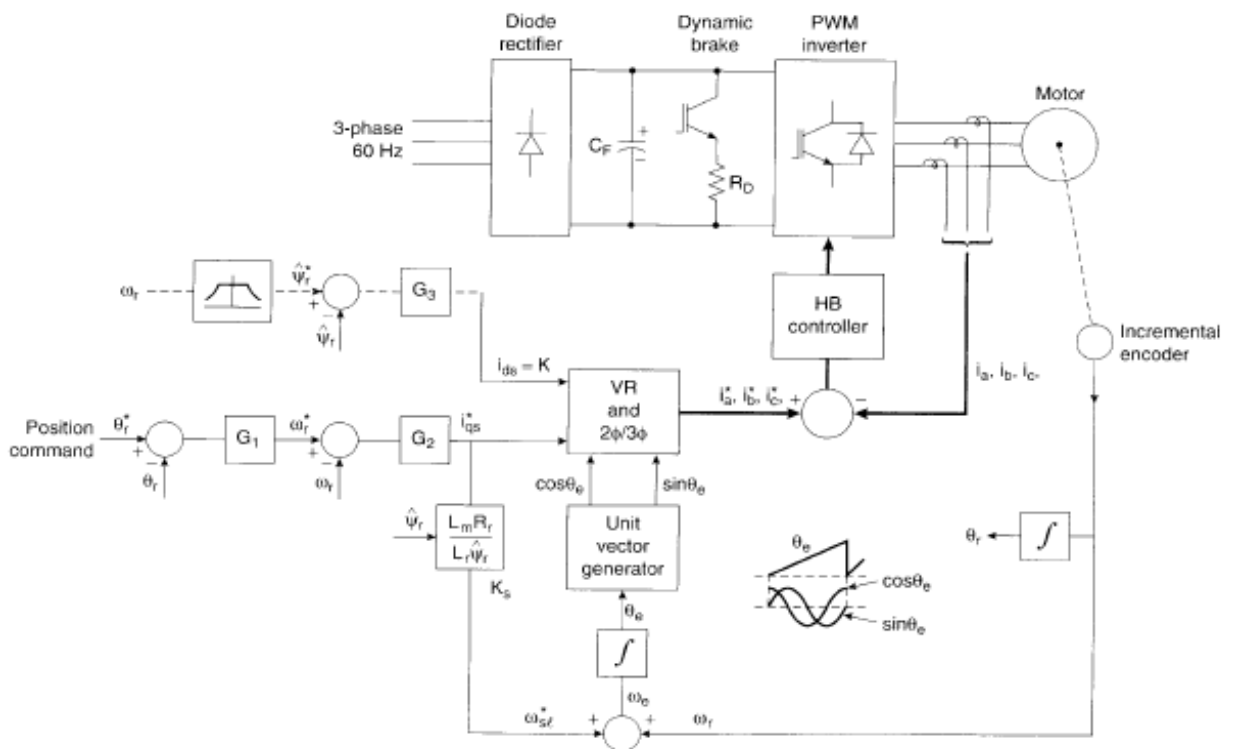
$$\hat{\Psi}_r = L_m i_{ds} \quad (36)$$

A Figura 10 mostra um sistema no qual é implementado o método de controle vetorial indireto. O circuito de potência traz um motor e um inversor de frequência, composto por um retificador a diodo e um inversor PWM com freio dinâmico. Vê-se na figura que  $\omega_{sl}^*$  é gerado a partir de  $i_{qs}^*$  pela equação 35,  $\omega_e$  é gerado a partir de  $\omega_{sl}^* + \omega_r$ , a corrente  $i_{ds}$  é determinada pela equação 36 e os sinais  $\cos \theta_e$  e  $\sin \theta_e$  são gerados a partir da equação 23. Estes, juntamente com as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}^*$ , passam por uma transformação VR (*Vector Rotation*), que muda a referência das correntes de síncrona para estacionária, e uma



transformação bifásica-trifásica e, assim, formam as correntes  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  e  $i_c^*$ . Estas são comparadas com as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , que de fato alimentam o motor e a diferença passa por um controlador por banda de histerese (HB controller, na Figura 10) que comanda as chaves do inversor de forma que as correntes medidas assumam os valores calculados pelo sistema de controle.

Figura 10 - Diagrama de blocos do controle vetorial indireto



Fonte: (1)

Um modelo de máquina sob controle vetorial ideal com comportamento semelhante ao de uma máquina CC pode ser derivado da equação 34 e das seguintes equações:

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r i_{qs} \quad (37)$$

$$T_e - T_L = \left( \frac{2}{P} \right) J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (38)$$

A equação 37 é a equação de torque da máquina de indução e a equação 38 dá a relação entre a variação da velocidade de um motor e seu torque elétrico, o torque de carga ( $T_L$ ), sua constante de inércia ( $J$ ) e número de polos ( $P$ ).

Para concluir e compreender melhor o controle vetorial, a seguinte análise pode ser feita. Na equação 38 vê-se que, quando o valor do torque de carga aumenta a velocidade do motor tende a cair. Porém, da equação 37 sabe-se que para um fluxo constante o torque elétrico depende apenas do valor de  $i_{qs}$ . Assim, é possível compensar a variação de carga e controlar o torque do motor de indução apenas variando a corrente  $i_{qs}$ , como se espera do controle vetorial de velocidade.

### 2.3 O inversor de frequência CFW09

A Figura 11 apresenta os inversores de frequência WEG da série CFW09, modelos utilizados nesse projeto e que incorporam uma tecnologia avançada para acionamento de motores CA de indução trifásicos. Eles trazem a tecnologia Vectrue, desenvolvida pela própria WEG para inversores destinados a aplicações de variação de velocidade, incorporando em um só produto técnicas de controle Escalar, Vetorial *Sensorless* (utilizada nesse projeto) e Vetorial com Encoder.

Figura 11 - Inversores de frequência WEG série CFW09



O próprio usuário pode programar o inversor para utilizar a técnica de controle mais adequada a suas necessidades, bastando alterar um parâmetro do mesmo por meio da interface homem-máquina do próprio equipamento. Também, ao conectar o inversor a um novo motor pode-se inserir manualmente os parâmetros (resistência do estator, corrente de magnetização, indutância de dispersão de fluxo, etc) do mesmo ou pode-se utilizar o auto-ajuste, no qual o próprio inversor estima os valores dos parâmetros do motor.

As principais características técnicas do inversor CFW09 são apresentadas no Quadro 1.

Quadro 1 - Características Técnicas do Inversor WEG CFW09

ALIMENTAÇÃO	Tensão	Trifásica	220 - 230 V: 220 / 230 V (-15%, +10%)
			380 - 480 V: 380 / 400 / 415 / 440 / 460 / 480 V (+10%, -15%)
			500 - 600 V: 500 / 525 / 575 / 600 V (+10%, -15%)
			500 - 690 V: 500 / 525 / 575 / 600 / 690 V (+10%, -15%)
	Frequência	50 / 60 Hz +/- 2% (48 a 62 Hz)	
	Desbalanceamento entre fases	Menor que 3 %	
	Cos $\phi$ (Fator de deslocamento)	Maior que 0,98	
GRAU DE PROTEÇÃO	Standard	NEMA 1 / IP 20 (modelos mecânicas 1 a 8), IP 20 (modelos mecânicas 9 a 10) e NEMA 4x / IP 56 (modelos até 10 CV)	
CONTROLE	Tipo de alimentação	Fonte Chaveada	
	Microcontrolador	Tipo RISC 32 bits	
	Método de controle	PWM Senoidal SVM (Space Vector Modulation)	
		Reguladores de Corrente, Fluxo e Velocidade implementados em software ( Full Digital )	
	Tipos de controle	Escalar ( Tensão Imposta – V / F )	
		Vetorial Sensorless ( sem encoder )	
		Vetorial com Encoder	
	Chaveamento	Transistores IGBT – Frequências Seleccionáveis : 1,25 / 2,5 / 5,0 / 10 kHz	
	Variação de frequência	0 a 204 Hz ( para rede em 60 Hz )	
		0 a 170 Hz ( para rede em 50 Hz ) Acima de 204 Hz ( sob consulta )	
Sobrecarga admissível	150% durante 60 seg. a cada 10 min. ( 1,5 x I nom. – CT )		
	180 % durante 1 seg. a cada 10 min. ( 1,8 x I nom. – CT )		
Rendimento	97%		
PERFORMANCE	Controle de velocidade (Modo Escalar)	V / F	Regulação : 1 % da velocidade nominal c/ compensação de escorregamento
			Resolução : 1 rpm ( referência via teclado )
			Faixa de regulação de velocidade = 1 : 20
	Controle de velocidade (Modo Vetorial)	Sensorless	Regulação : 0,5 % da velocidade nominal
			Resolução : 1 rpm ( referência via teclado )
			Faixa de regulação de velocidade = 1 : 100
Com Encoder $\oplus$	Faixa de regulação de velocidade = Até 0 rpm		
	Regulação :		
	+/- 0,1 % da velocidade nominal p/ ref. Analógica 10 bits +/- 0,01 % da velocidade nominal p/ ref. Digital ( Ex.: Teclado, FieldBus ) +/- 0,01 % da velocidade nominal p/ ref. Analógica 14 bits		
Controle de Torque (Modo Vetorial)	Torque	Regulação : +/- 10 % do torque nominal Faixa de regulação de torque : 0 a 150 % do torque nominal	
ENTRADAS	Analógicas	2 Entradas diferenciais programáveis ( 10 bits ) : (0a 10 V), (0a 20 mA) ou (4a 20 mA)	
		1 Entrada programável bipolar ( 14 bits ) : -10V a +10 V, (0 a 20 mA) ou (4 a 20 mA) $\oplus$	
		1 Entrada programável isolada ( 10 bits ) : 0 a 10 V, 0 a 20 mA ou 4 a 20 mA $\oplus$	
	Digitais	6 Entradas programáveis isoladas : 24 Vcc 1 Entrada programável isolada : 24 Vcc $\oplus$ 1 Entrada programável isolada : 24 Vcc ( para Termistor-PTC do motor ) $\oplus$	
Encoder incremental	1 Entrada diferencial isolada, com fonte interna isolada 12 Vcc $\oplus$		
SAÍDAS	Analógicas	2 Saídas programáveis ( 11 bits ) : 0 a 10 V	
		2 Saídas programáveis bipolares ( 14 bits ) : - 10 ... + 10 V $\oplus$	
		2 Saídas programáveis isoladas ( 11 bits ) : 0 a 20 mA ou 4 ... 20 mA $\oplus$	
	Relé	2 Saídas programáveis, contatos NA/NF ( NO/NC ) : 240 Vca, 1 A 1 Saída programável , contato NA ( NO ) : 240 Vca, 1 A	
	Transistor	2 Saídas programáveis isoladas OC : 24 Vcc, 50 mA $\oplus$	
Encoder	1 Saída diferencial isolada de sinal de encoder: alimentação externa 5 a 15 Vcc $\oplus$		

Fonte: (6)

Dentre seus diversos recursos disponíveis tem-se:

- Interface homem-máquina (HMI) incorporada com duplo display LCD + LED;
- Senha de habilitação para programação;
- Seleção de idioma da HMI (Português, Inglês ou Espanhol);
- Seleção do tipo de controle via parâmetro (Escalar V/F, Vetorial *Sensorless* ou Vetorial com Encoder);
- Auto-diagnóstico de defeitos e Auto-reset de falhas;
- Reset para programação padrão de fábrica ou para padrão do usuário;
- Auto-ajuste do inversor às condições de carga (*Self Tuning*);
- Compensação de escorregamento (Modo V/F);
- Rampas linear e tipo “S” e dupla rampa;
- Função *Multi-Speed* (Até 8 velocidades pré-programadas);
- Seleção do sentido de rotação (horário / anti-horário);
- Seleção para operação Local/ Remoto.

Maiores informações acerca das características e recursos técnicos do equipamento podem ser encontrados em (6).

### **2.3.1 Programação do Inversor**

A seguir é mostrado o passo a passo da programação do inversor de frequência de acordo com o manual do usuário da WEG (7) para operar na função *Multispeed* com controle vetorial *sensorless* que, também de acordo com (7), permite operação em uma faixa de variação de velocidade 1:100, precisão no controle da velocidade de 0,5%, alto torque de partida e resposta dinâmica rápida, além da maior robustez contra variações súbitas da tensão da rede e da carga, evitando desligamentos desnecessários por sobrecorrente. O procedimento para operação com controle escalar, necessário para os testes mostrados na seção 4.2, foi descrito em (2) e pode ser encontrado no Anexo A.

#### **2.3.1.1 Parâmetros relativos ao controle e ajuste para o motor usado**

1 Programar P000 (Acesso Parâmetros) = 5 (Habilita alteração dos parâmetros);

2 Programar P201 (Idioma) = 0 (Seleciona português);

- 3 Programar P204 (Carrega Parâmetros) = 5 (Padrão WEG 60 Hz);
- 4 Programar P202 (Tipo de Controle) = 3 (Vetorial *Sensorless*);
- 5 Programar P296 (Padrão de entrada) = 0 (220/230 V);
- 6 Programar P400 (Tensão nominal do motor) = 220 (220 V);
- 7 Programar P401 (Corrente nominal do motor) = 4,4 (4,4 A) – Consequentemente o parâmetro P156 (Corrente de sobrecarga do motor a velocidade nominal) assume o valor 4,8 A, o parâmetro P157 (Corrente de sobrecarga do motor a 50% da velocidade nominal) assume o valor 3,9 A e o parâmetro P158 (Corrente de sobrecarga do motor a 5% da velocidade nominal) assume o valor 2,4 A, pois eles vem com ajuste de fábrica para valer  $1,1 \times P401$ ,  $0,9 \times P401$  e  $0,55 \times P401$ , respectivamente. Foi necessário, porém, reprogramar P157 e P158 para um valor mais alto para permitir a correta realização dos testes, como explicado na seção 4.2;
- 8 Programar P403 (Frequência nominal do motor) = 60.H (60 Hz);
- 9 Programar P402 (Velocidade nominal do motor) = 1715 (1715 rpm);
- 10 Programar P404 (Potência nominal do motor) = 1.5 (1,5 CV);
- 11 Programar P406 (Tipo de ventilação do motor) = 0 (Autoventilado);
- 12 Programar P408 (Auto-ajuste) = 2 (Girar para Imr) – O inversor então passa a fazer o auto-ajuste, estimando valores como a resistência do estator, a corrente de magnetização, a indutância de dispersão de fluxo e a constante de tempo rotórica do motor, representadas pelos parâmetros P409, P410, P411 e P412, respectivamente.

### **2.3.1.2 Parâmetros relativos às entradas digitais e função *multispeed***

Os valores dos parâmetros relacionados às entradas digitais e à função *multispeed* são os mesmos utilizados em (2), porém foi necessário refazer reprogramar os parâmetros visto que o inversor estava desconfigurado. Segue abaixo, portanto, o passo a passo:

- 1 Programar P000 (Acesso parâmetros) = 5 (Habilita alteração parâmetros);
- 2 Programar P220 (Define fonte de origem do comando que irá selecionar entre a situação LOCAL e a situação REMOTO) = 4 (Entradas digitais DI2 a DI8, parâmetros P264 a P270);
- 3 Programar P222 (Seleção de referência de velocidade situação REMOTO) = 8 (*Multispeed*, parâmetros P124 a P131);
- 4 Programar P224 (Seleção Gira/Pára Situação LOCAL) = 1 (Entradas digitais Dix);
- 5 Programar P226 (Seleção de sentido de giro Situação REMOTO) = 4 (Entrada digital DI2);

- 6 Programar P227 (Seleção Gira/Pára Situação REMOTO) = 1 (Entradas digitais DIx);
- 7 Programar P263 (Função de entrada digital DI1) = 1 (Gira/Pára);
- 8 Programar P264 (Função de entrada digital DI2) = 0 (Sentido de giro);
- 9 Programar P265 (Função de entrada digital DI3) = 1 (Sentido de giro LOCAL/REMOTO);
- 10 Programar P266 (Função de entrada digital DI4) = 7 (*Multispeed* MS0);
- 11 Programar P267 (Função de entrada digital DI5) = 7 (*Multispeed* MS1);
- 12 Programar P268 (Função de entrada digital DI6) = 7 (*Multispeed* MS2);
- 13 Programar P100 (Definição do tempo de aceleração) = 10,00 s;
- 14 Programar P101 (Definição do tempo de desaceleração) = 10,00 s;
- 15 Programar P124 (Referência de velocidade Musltispeed 1) = 200 rpm,;
- 16 Programar P125 (Referência de velocidade Musltispeed 2) = 400 rpm;
- 17 Programar P126 (Referência de velocidade Musltispeed 3) = 600 rpm;
- 18 Programar P127 (Referência de velocidade Musltispeed 4) = 800 rpm;
- 19 Programar P128 (Referência de velocidade Musltispeed 5) = 1000 rpm;
- 20 Programar P129 (Referência de velocidade Musltispeed 6) = 1200 rpm;
- 21 Programar P130 (Referência de velocidade Musltispeed 7) = 1400 rpm;
- 22 Programar P131 (Referência de velocidade Musltispeed 8) = 1715 rpm;

### 3 CONTROLADOR LÓGICO PROGRAMÁVEL E SUPERVISÓRIO

#### 3.1 A bancada didática e o CLP TP02-20MR

Um modelo da bancada do controlador lógico programável da WEG utilizada neste projeto pode ser visto na Figura 12, que aponta seus recursos. Além desses, a bancada possui placas de componentes removíveis (módulos) e equipamentos de proteção dos circuitos.

Figura 12 – Bancada didática do CLP TP02 – 20MR



Fonte (8)

As principais características técnicas e recursos do CLP TP02-20MR, parte da bancada didática e usado no projeto, são:

- 12 pontos de entrada digitais em corrente contínua;
- 8 pontos de saída digitais a relé;
- Memória de programação de 1500 linhas;
- Velocidade de processamento de instrução 1,38 – 1,63 $\mu$ s;
- Não expansível;
- Porta serial para conexão de programador manual PU12 ou computador com o programa de edição PC12 ou a interface homem-máquina.

Não houve necessidade de reprogramar o CLP pois foi utilizado o mesmo programa *ladder* desenvolvido em (2) com uso do software PC12 Design Center.

Informações mais detalhadas sobre o PC12 Design Center, a linguagem *ladder* e o programa utilizado no CLP podem ser obtidas em (2).

### **3.2 Sistema Supervisório**

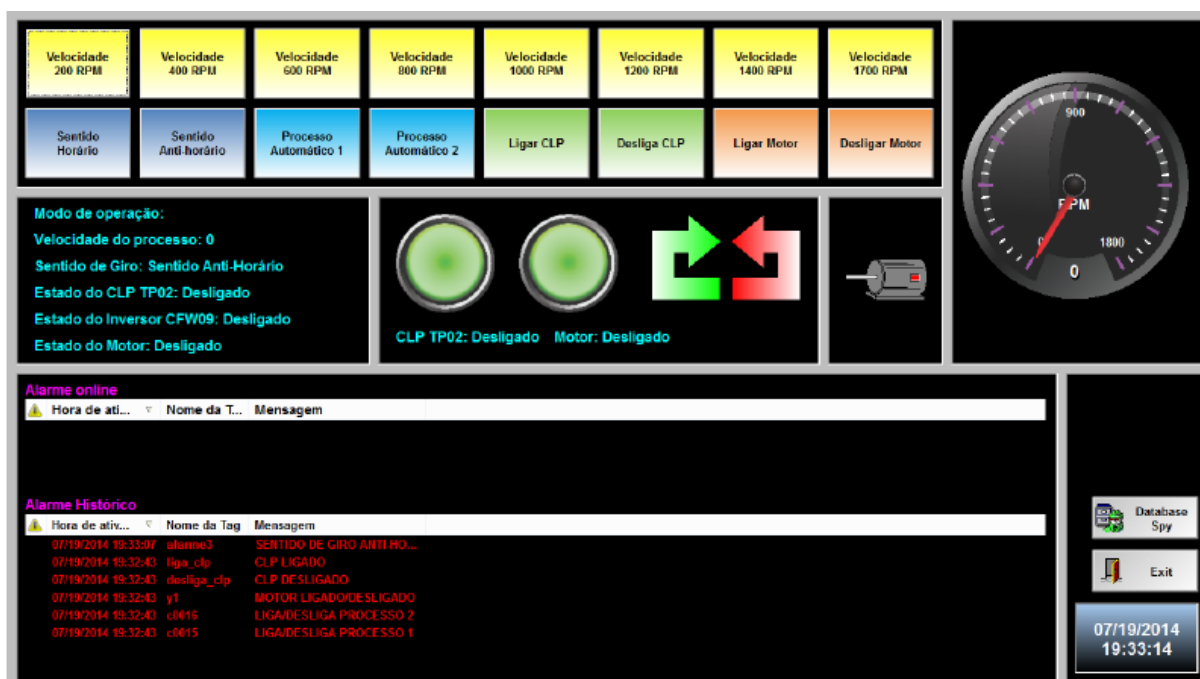
De acordo com (9) podemos definir um sistema supervisório como uma interface de fácil leitura que converte dados de um processo em gráficos ou “telas amigáveis”, facilitando a compreensão e atuação do operador sobre o processo. Também conhecido como IHM (Interface Homem-Máquina), ele pode ser utilizado de forma inteligente, lendo dados do processo e atuando sobre o mesmo quando for necessário. Tal modelo é chamado pela sigla SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*) e é amplamente aplicado na indústria mundial, principalmente após o avanço da eletrônica de computadores e o início de sua produção em série.

A Figura 13 mostra a aplicação SCADA desenvolvida por Giliard Ribeiro dos Santos no software *Indusoft Web Studio* (2) e utilizada neste projeto. Instalada no computador *Desktop* ela informa o operador sobre a situação do CLP e motor (ligado/desligado, horário/anti-horário e velocidade), permite ligar e desligar os mesmos, além de comandar o motor pelos botões com funções pré-definidas, que incluem níveis específicos de velocidade, sentido de giro e dois processos automáticos de operação do motor.

Essa interface foi utilizada durante os ensaios de variação de carga e de comparação dos métodos de controle descritos na seção 4.2 para ajustar o nível de velocidade para cada teste, além de alterar o sentido de giro quando necessário e desligar o motor quando seu funcionamento não era preciso.



Figura 13 – Aplicação SCADA utilizada no PC Desktop



Fonte : (2)

## 4 TESTES E RESULTADOS

Os equipamentos utilizados na parte prática deste projeto estão todos disponíveis no LACI, na UFES, com exceção do tacômetro, disponível no laboratório de máquinas.

### 4.1 O motor de indução trifásico

O motor elétrico utilizado neste projeto, que pode ser visto da Figura 14, é um motor de indução trifásico de rotor tipo gaiola de esquilo fabricado pela WEG. O Quadro 2 mostra seus dados de placa.

Figura 14 – Motor de Indução Trifásico utilizado



Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 2 – Dados de placa do motor de indução

Potência	1,5 CV (1,1 kW)
Frequência	60 Hz
Velocidade nominal	1715 RPM
Tensão nominal	220 V (Delta) / 380 V (Y)
Corrente nominal	4,42 A (Delta) / 2,56 A (Y)
Fator de potência	0,80
Grau de proteção	IP55
Carcaça	80
Ventilação	Auto-ventilado

Fonte: Produção do próprio autor.

O motor faz parte de uma bancada didática composta por motor e freio de Foucault, que é apresentado mais adiante. Com base no dados de placa, foi calculado o valor do seu Torque nominal, necessário para a realização dos testes.

$$T_{nom} = \frac{P_{nom}}{\omega_{nom}} = \frac{1100}{1715 \left(\frac{2\pi}{60}\right)} = 6,125 \text{ N.m} \quad (39)$$

Onde  $P_{nom}$  é a potência nominal do motor e  $\omega_{nom}$  é a velocidade nominal.

Como mencionado na seção 2.3.1.1, durante a parametrização do inversor de frequência para controle vetorial *sensorless* o parâmetro P408 é usado para fazer o auto-ajuste do inversor, que estima os valores de alguns dados do motor que são importantes para o controle de velocidade. Esses parâmetros e seus valores são apresentados no Quadro 3.

Quadro 3 – Parâmetros do motor estimados pelo auto-ajuste do inversor

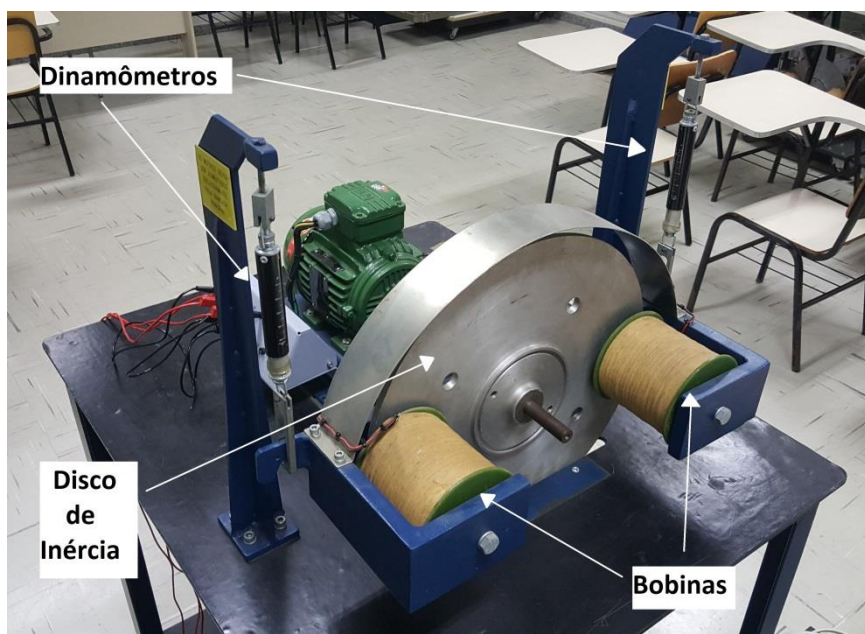
Dado do motor	Parâmetro	Valor
Resistência do Estator	P409	1,959 $\Omega$
Corrente de Magnetização	P410	2,6 A
Indutância de Dispersão de Fluxo	P411	16,6 mH
Constante de tempo Rotórica	P412	0,185 s
Constante de tempo mecânica	P413	0,01 s

Fonte: Produção do próprio autor.

## 4.2 Freio de Foucault

Para simular a carga do motor, foi utilizado um freio de Foucault da WEG, que pode ser visto na Figura 15. Esse equipamento consiste em um disco de inércia, duas bobinas e dois dinamômetros.

Figura 15 – Freio de Foucault



Fonte: Produção do próprio autor.

Quando as bobinas são alimentadas por uma fonte de corrente contínua surge um campo magnético em cada uma delas. Devido à maneira como é construído o freio esse fluxo magnético penetra o disco de inércia perpendicularmente. Quando o motor está funcionando o disco gira, o que causa uma variação do fluxo magnético ao longo do mesmo. De acordo com a lei de Faraday isso leva ao surgimento de correntes elétricas no disco, chamadas correntes parasitas (ou correntes de Foucault) que, por sua vez, geram um campo magnético contrário ao campo indutor, segundo a lei de Lenz. Assim, surge uma força contrária ao movimento do disco, o que se traduz como um torque de carga para o motor.

Para alimentar as bobinas do freio foram utilizadas duas fontes CC em série disponíveis no LACI. Cada fonte possui dois canais, cada uma capaz de fornecer 30 Vcc, que também foram postos em série. Dessa forma, as fontes juntas forneceram até 120 Vcc, suficiente para realização dos ensaios, considerando que a resistência medida das bobinas é de aproximadamente  $100 \Omega$  e que foram necessários valores de corrente de até 1,15 A, aproximadamente.

A distância perpendicular entre a linha vertical de cada dinamômetro e o eixo do motor é de 30 cm. Com essa medida foi possível medir o valor da força a ser lida no dinamômetro que equivale ao torque nominal do motor.

$$F_{nom} = \frac{T_{nom}}{0,3} = 20,42 N \approx 20 N \quad (40)$$

### 4.3 Ensaio e resultados

O primeiro ensaio consiste em avaliar o comportamento do motor quando sua velocidade de referência é fixa mas o valor da carga varia. Foi feita a leitura da frequência do motor (informação dada pelo inversor) e a medição da velocidade mecânica do motor (medida com auxílio de um tacômetro). Isso foi feito para três níveis de velocidade, sendo eles 1715 RPM, 600 RPM e 200 RPM.

Para cada velocidade os registros foram feitos para 0, 25, 50, 75 e 100% do torque nominal, que implica nos mesmos percentuais da força nominal calculada na equação 40. Foi possível regular o torque de carga pela variação da corrente fornecida ao freio pela fonte CC e fazendo a leitura da força indicada nas escalas dos dinamômetros.

As tabelas 1, 2 e 3 trazem os valores medidos e lidos tanto para controle escalar quanto para o controle vetorial. Os níveis de velocidade de referência foram escolhidas a partir do supervisorio mostrado na Figura 13.

Tabela 1 – Ensaio com variação de carga em 1715 RPM

1715 RPM				
	Escalar		Vetorial	
Tn (%)	Nm (RPM)	Fe (hz)	Nm (RPM)	Fe (hz)
0	1708	57,1	1714	57,2
25	1689	57,1	1704	57,5
50	1674	57,1	1696	57,8
75	1658	57,1	1689	58,1
100	1638	57,1	1677	58,5

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 2 - Ensaio com variação de carga em 600 RPM

600 RPM				
	Escalar		Vetorial	
Tn (%)	Nm (RPM)	Fe (hz)	Nm (RPM)	Fe (hz)
0	596,8	19,9	603,8	20,1
25	576,4	19,9	594,8	20,5
50	559,6	19,9	586,2	20,8
75	536,8	19,9	575,6	21,1
100	499,2	19,9	559,4	21,5

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 3 - Ensaio com variação de carga em 200 RPM

200 RPM				
	Escalar		Vetorial	
Tn (%)	Nm (RPM)	Fe (hz)	Nm (RPM)	Fe (hz)
0	198,4	6,6	208,5	6,9
25	170,1	6,6	188,3	7,3
50	113,1	6,6	160,1	7,7
58	32,0	6,6	-	-
75	-	-	65,2	8,5

Fonte: Produção do próprio autor.

Devido ao fato de o valor da corrente se elevar juntamente com a carga, o inversor desligava o motor durante os testes em baixas rotações. Assim, para que os ensaios pudessem ser realizados corretamente, foi necessário aumentar ambos os parâmetros P157 e P158 do inversor, que definem o valor da corrente de sobrecarga do motor para 50% e 5% da velocidade nominal, para 4,2 A, valor inferior à corrente nominal do motor. Para maior segurança o motor permaneceu em baixas rotações por tempo mínimo necessário para realização dos testes.

Sendo o principal objetivo deste ensaio a comprovação da proporcionalidade direta entre o torque e a velocidade de escorregamento do motor para o controle vetorial, foi calculada a velocidade síncrona para cada caso a partir da equação 1. Então foram calculadas as velocidades de escorregamento  $n_{sl} = n_s - n_m$  a partir dos velocidades mecânicas apresentadas na tabelas 1, 2 e 3 e, com esses valores foi criada a Tabela 4.

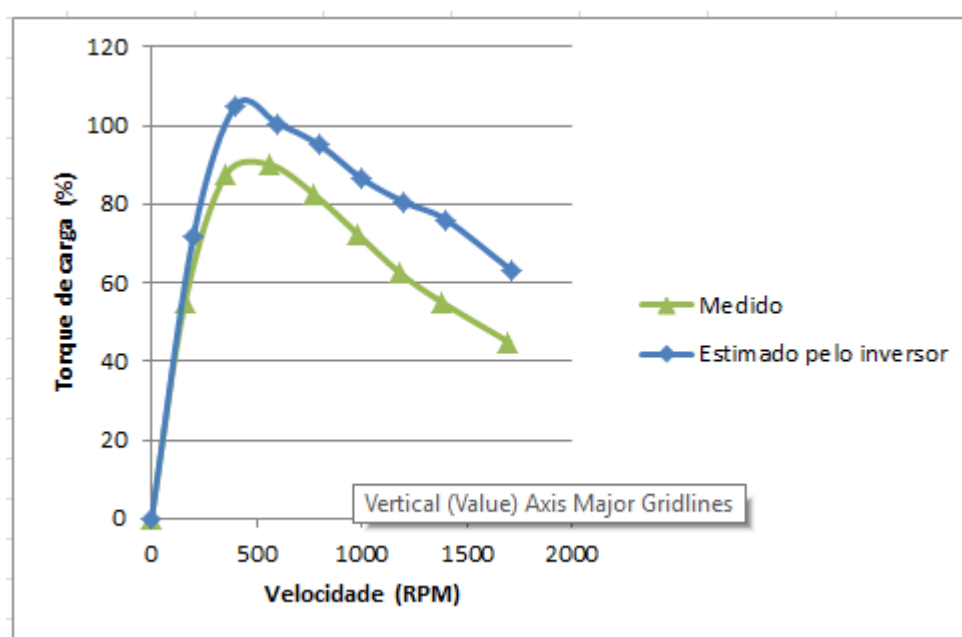
Tabela 4 - Velocidades de escorregamento em função da carga

1715 RPM					
Escalar			Vetorial <i>Sensorless</i>		
Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]	Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]
0	1713	5	0	1716	2
25	1713	24	25	1725	21
50	1713	39	50	1734	38
75	1713	55	75	1743	54
100	1713	75	100	1755	78
600 RPM					
Escalar			Vetorial <i>Sensorless</i>		
Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]	Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]
0	597	0,2	0	603	-0,8
25	597	20,6	25	615	20,2
50	597	37,4	50	624	37,8
75	597	60,2	75	633	57,4
100	597	97,8	100	645	85,6
200 RPM					
Escalar			Vetorial <i>Sensorless</i>		
Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]	Tn [%]	Ns	Nsl [RPM]
0	198	-0,4	0	207	-1,5
25	198	27,9	25	219	30,7
50	198	84,9	50	231	70,9
58	198	166	75	255	189,8

Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser observado na tabela 3, não foi possível alcançar os valores mais altos de torque de carga. O valor máximo obtido foi 58% do torque nominal para o controle escalar e 75% para o controle vetorial. Isso ocorre pois quanto menor a velocidade de giro do eixo menor é a variação do fluxo magnético atravessando o disco e por isso a indução de correntes parasitas é menor, o que leva a uma força menor se opondo ao giro do eixo. A curva de carga do freio de Foucault, mostrada no gráfico 16 também pode ser usada para compreender essa limitação.

Gráfico 4 - Curva de carga do freio de Foucault



Fonte: Produção do próprio autor.

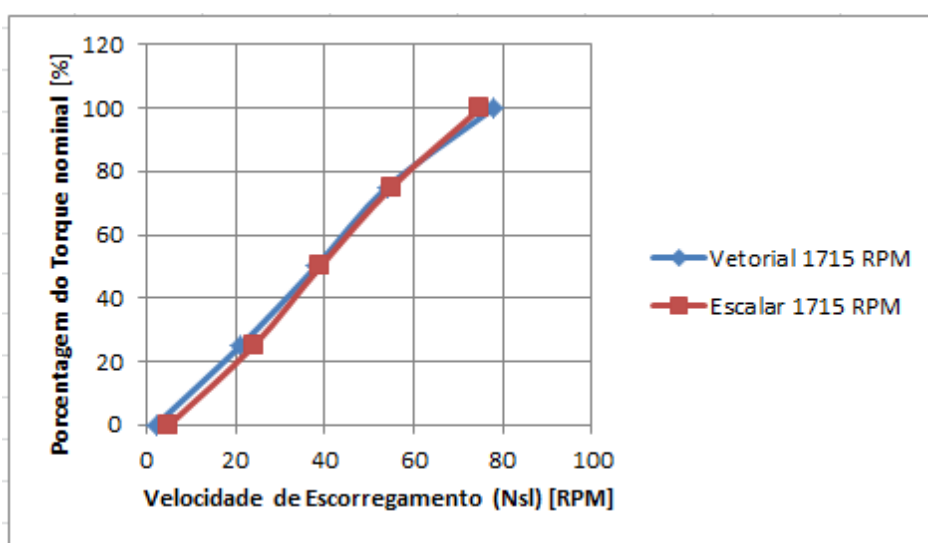
Para traçar as curvas do gráfico 4, o valor da corrente de alimentação do freio foi fixado em 0,5 A e a velocidade foi variada de 0 até 1715 RPM enquanto anotou-se os valores de torque a partir da força indicada nos dinamômetros e também os valores de torque indicado pelo inversor. Observando as duas curvas é possível perceber que existe uma disparidade entre os valores de torque estimados pelo inversor de frequência e os valores reais medidos, o que mostrou-se verdade para outras grandezas, como a velocidade do motor. Também é notável que, para velocidades próximas a zero, o torque de carga se torna muito pequeno, o que explica a impossibilidade de se alcançar 100% de carga nos ensaios em 200 RPM, como mostrado na tabela 3.



Vale notar que os valores de frequência mostrados nas tabelas 1,2 e 3 foram lidos na tela da interface homem-máquina do inversor, e esta possui apenas uma casa decimal de precisão. Assim, pode existir um erro de até 0,05 Hz nos valores das frequências, o que pode levar a um erro de até 1,5 RPM no cálculo dos valores das velocidades nominais. Essa imprecisão poderia explicar os valores de escorregamento negativo que aparecem na tabela 4, sendo 1,5 RPM exatamente a maior diferença entre  $N_m$  e  $N_s$  com o motor sem carga, considerando apenas os ensaios em 600 RPM e 200 RPM. O ensaio em 1715 RPM precisa ser analisado separadamente porque deve-se levar em conta que o tacômetro utilizado nas medições de velocidade dos ensaios é capaz de mostrar apenas quatro algarismos e portanto não apresenta casas decimais para velocidades a partir de 1000 RPM. Isso significa que, além da imprecisão do inversor, o ensaio em 1715 RPM também está sujeito à imprecisão do tacômetro e por isso pode apresentar um erro de até 2 RPM.

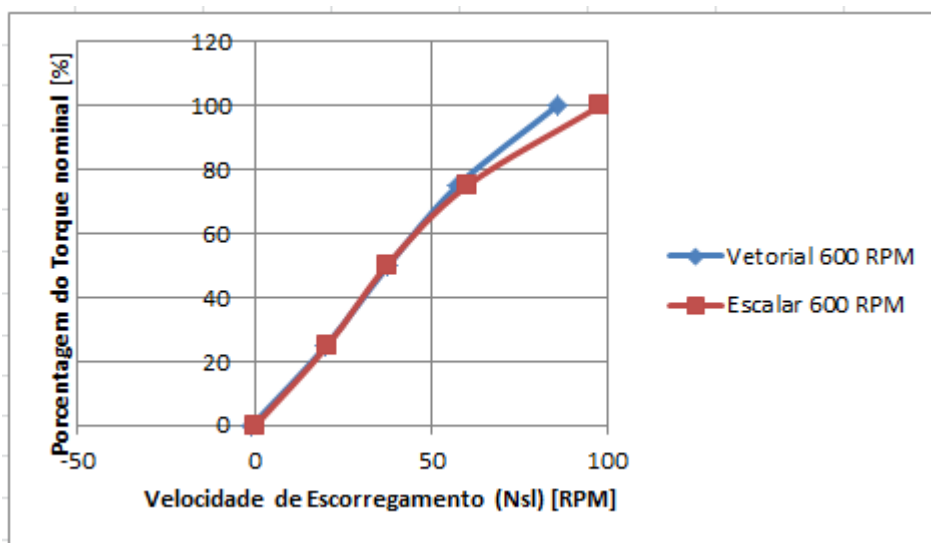
Utilizando os dados da tabela 4, fez-se os gráficos 5, 6 e 7. Quando as equações 35 e 37 são comparadas vê-se que tanto o torque do motor quanto a velocidade de escorregamento são diretamente proporcionais à corrente  $i_{qs}$ . Assim, esperava-se que os gráficos mostrassem uma relação linear entre essas duas grandezas para o controle Vetorial, o que teoricamente comprovaria a manutenção de fluxo constante no motor. Nota-se, porém, que a linearidade não se mantém para os três casos. Isso será discutido mais adiante.

Gráfico 5 – Relação entre Torque e velocidade escorregamento para 1715 RPM



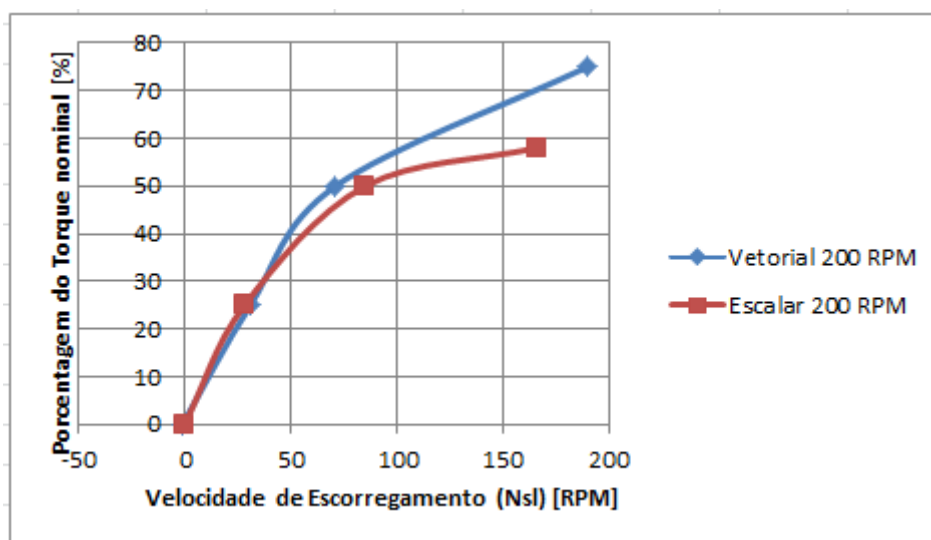
Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 6 - Relação entre Torque e velocidade de escorregamento para 600 RPM



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 7 - Relação entre Torque e velocidade de escorregamento para 200 RPM

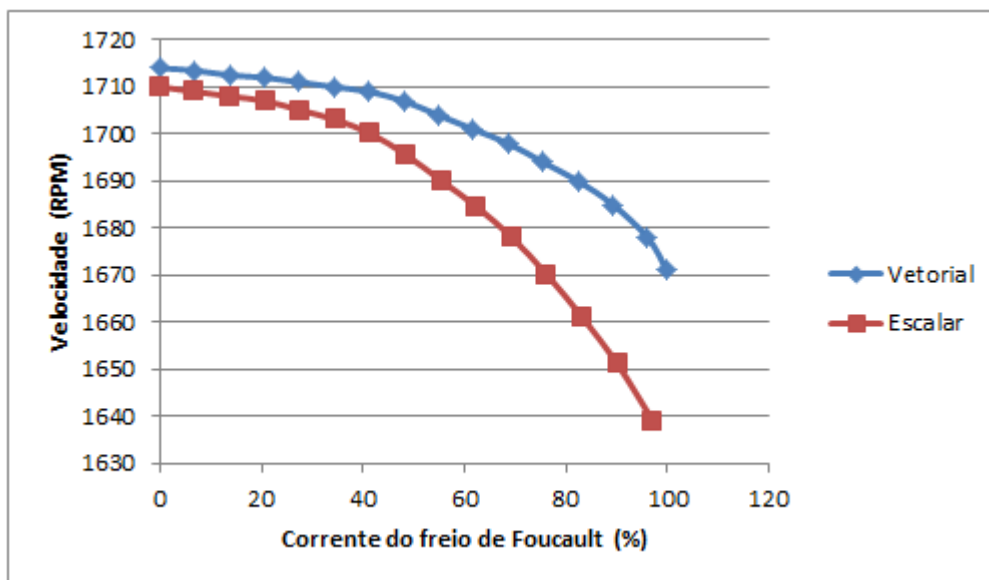


Fonte: Produção do próprio autor.

O segundo ensaio consistiu em variar o valor da corrente do freio do Foucault enquanto observou-se os valores de torque do motor (obtido pelos dinamômetros) e também sua velocidade (medida com o tacômetro). Assim, para a referência de velocidade de 1715 RPM a corrente do freio foi elevada até o valor que provocou um torque de carga equivalente ao torque nominal do motor e esse valor ficou definido como 100% de corrente. Então, a corrente foi variada de 0 a 100% enquanto torque e velocidade foram medidos. Esse

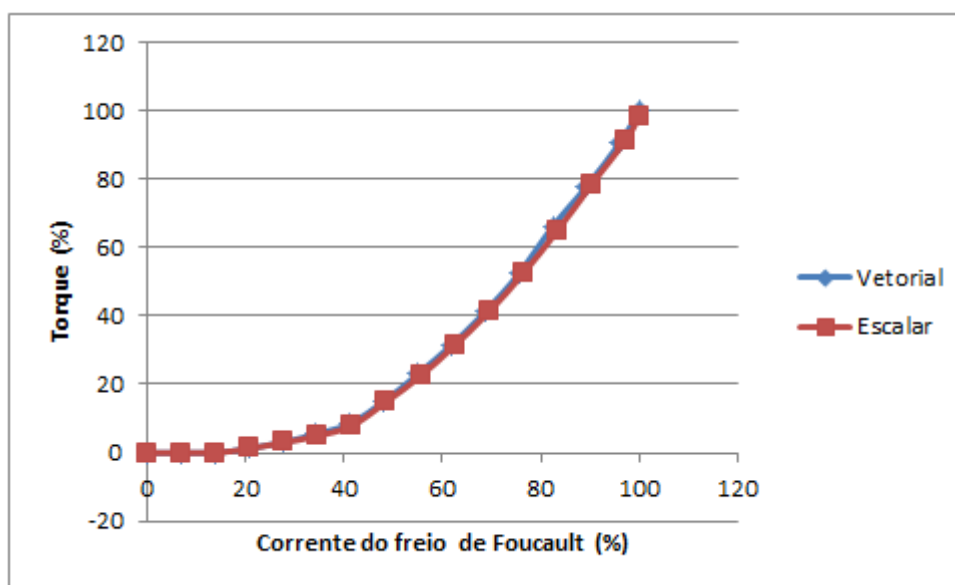
procedimento foi realizado tanto para controle Vetorial *Sensorless* quanto para controle Escalar e seus resultados podem ser vistos nos gráficos 8 e 9.

Gráfico 8 - Velocidade mecânica x Corrente do freio [Referência 1715 RPM]



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 9 - Torque x Corrente do freio [Referência 1715 RPM]

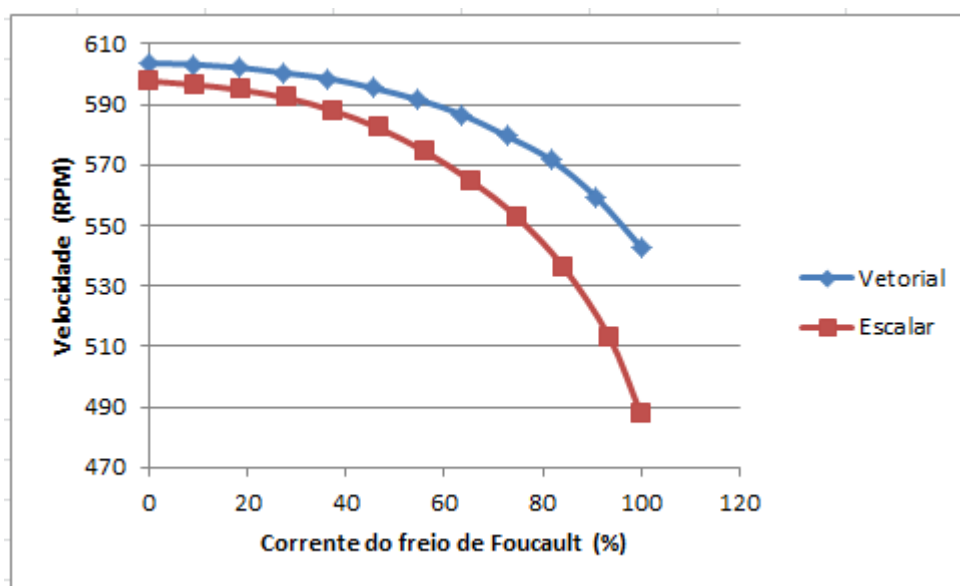


Fonte: Produção do próprio autor.

O gráfico 8 mostra que o método de controle Escalar permite uma queda de velocidade em relação ao valor inicial consideravelmente maior que o controle Vetorial *Sensorless*, sendo a redução cerca de 81% maior para o Escalar. A partir do gráfico 9 nota-se que os dois métodos

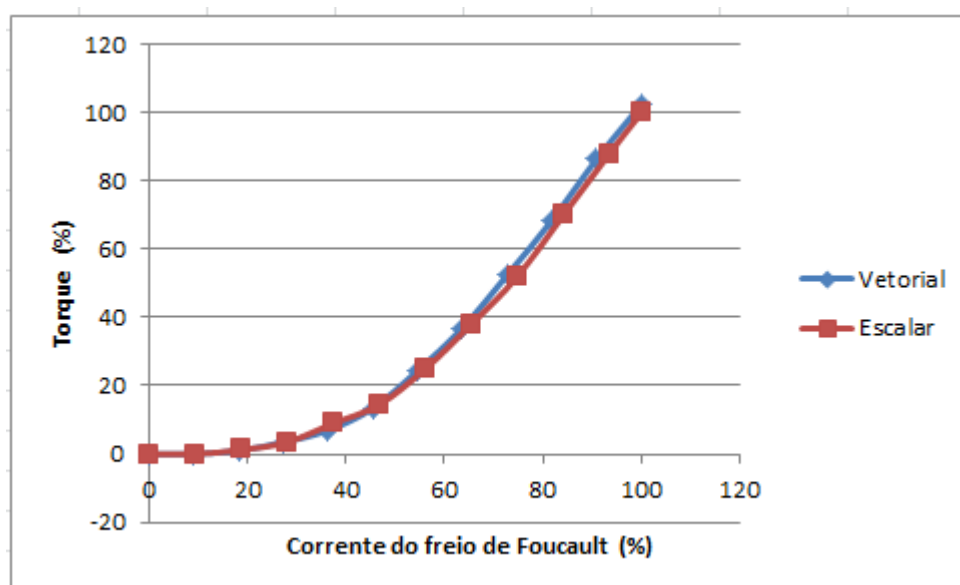
de controle apresentam um comportamento de torque semelhante para essa faixa de velocidade. No geral o método de controle Vetorial *Sensorless* atua melhor que o Escalar, visto que a variação de carga prejudica menos o desempenho do motor com o primeiro método. O mesmo procedimento foi realizado para uma referência de velocidade de 600 RPM e seus resultados podem ser vistos nos gráficos 10 e 11.

Gráfico 10 - Velocidade x Corrente do freio [Referência 600 RPM]



Fonte: Produção do próprio autor.

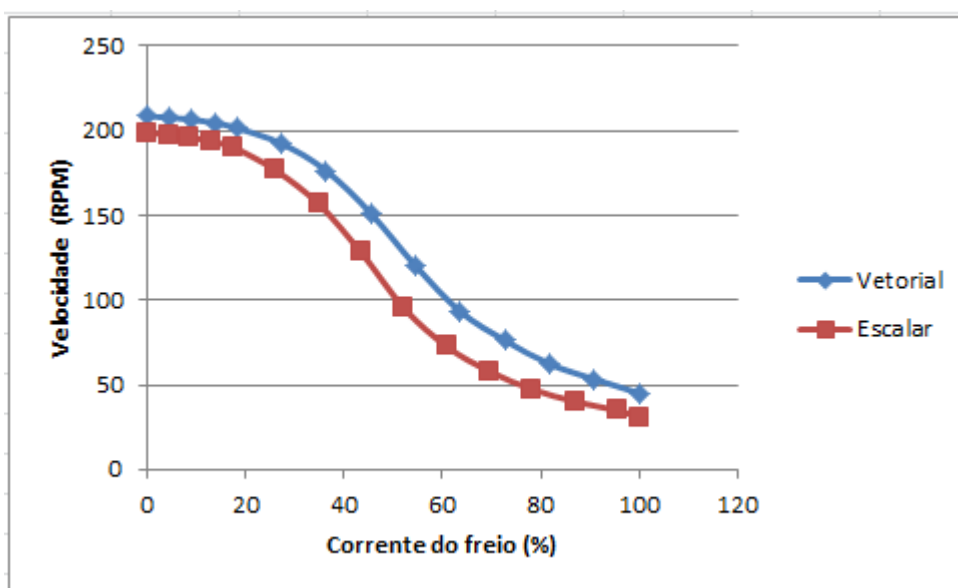
Gráfico 11 - Torque x Corrente do freio [Referência 600 RPM]



Fonte: Produção do próprio autor.

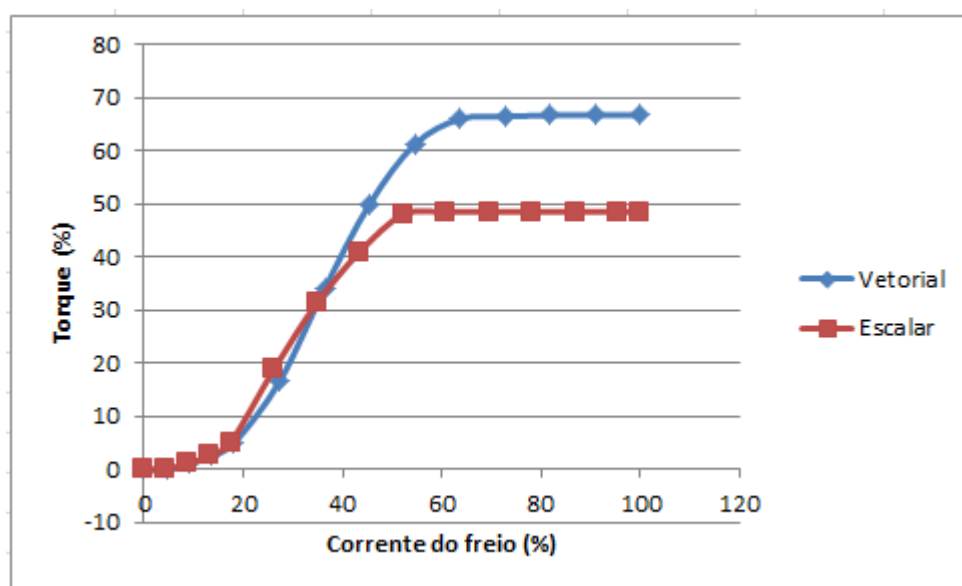
O gráfico 10 traz uma situação muito semelhante àquela apresentado no gráfico 8. Novamente o controle Escalar permite uma queda de velocidade de aproximadamente 81% em relação ao controle Vetorial *Sensorless*. O gráfico 11 também traz uma situação semelhante à anterior, sendo o desempenho de torque do motor muito próximo para ambos os métodos de controle. Assim, o controle Vetorial *Sensorless* também se mostra superior para a referência de 600 RPM. Por fim, o procedimento também foi realizado para a referência em 200 RPM:

Gráfico 12 - Velocidade x Corrente do freio [Referência 200 RPM]



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 13 - Torque x Corrente do freio [Referência 200 RPM]



Fonte:Produção do próprio autor.

Os gráficos 12 e 13 trazem algumas diferenças notáveis no comportamento do sistema quando comparados aos casos anteriores. O desempenho do controle Vetorial *Sensorless* passa a ser mais próximo ao do controle Escalar comparando a queda de velocidade conforme a corrente de alimentação do freio é elevada. Mesmo assim, o método Escalar ainda permitiu uma queda de velocidade aproximadamente 2% maior. As curvas de torque também se mostram diferentes dos casos anteriores, sendo que para este caso o controle Vetorial permite que o motor alcance um torque maior que o Escalar.

Assim, o segundo ensaio comprova a superioridade do método de controle Vetorial *Sensorless* em comparação ao controle Escalar, considerando que foi capaz de fazer um melhor controle de velocidade para todos os três níveis de referência testados.

Como mencionado anteriormente, os resultados do primeiro ensaio não confirmaram a teoria. Por isso, diversos aspectos do ensaio foram analisados para entender o motivo de não haver linearidade entre o torque e a velocidade de escorregamento nos gráficos 5, 6 e 7. Por fim, concluiu-se que a principal causa de tal comportamento é o tipo de carga que foi utilizada no experimento, cuja curva de torque em função da velocidade foi mostrada no gráfico 4. Para valores baixos de velocidade, como é o caso de 200 RPM, a variação do torque de carga em função da velocidade é muito grande, o que significa que uma pequena redução de velocidade causa uma grande queda no torque para uma corrente constante alimentando o freio. Assim, conforme a corrente do freio aumenta, o torque de carga aumenta e a velocidade do motor é reduzida. Porém, já foi explicado que quando a velocidade cai abaixo de certo nível o torque passa a ser muito influenciado pela velocidade, e por isso, um aumento no valor da corrente não é suficiente para elevar o torque de carga. Esse efeito pode ser observado nos gráficos 6, 7, 12 e 13.

No gráfico 6 vê-se que a relação entre torque e velocidade de escorregamento perde a linearidade quando a carga assume valores acima de 75% do torque nominal e a velocidade do motor cai abaixo de 575 RPM, aproximadamente. Observando o gráfico 4, esse é exatamente o momento que o valor do torque passa a cair vertiginosamente com a queda da velocidade. No gráfico 7 não há linearidade, visto que a velocidade de referência é 200 RPM e portanto o torque está na região em que é mais influenciado pela velocidade do que pela corrente. Assim, um aumento da corrente do freio não provoca um crescimento significativo do torque, já que a

velocidade cai conforme o torque aumenta e a própria velocidade impede o aumento do torque. Isso pode ser traduzido como: Quanto maior o valor do torque, mais devagar o torque cresce, até não crescer mais. Isso é exatamente o que acontece nos gráficos 12 e 13.

É interessante incluir mais um detalhe na análise da curva de carga do freio de Foucault, apresentada no gráfico 4: Já foi abordado o comportamento do torque para baixas velocidades, porém é possível notar que o torque de carga também tende a diminuir para valores altos. De fato, para se alcançar o torque nominal foi necessário alimentar o freio com uma corrente maior no ensaio em 1715 RPM do que em 600 RPM. Uma possível explicação para este comportamento pode estar no efeito pelicular, como estudado em (10). Quanto maior a velocidade do sistema, maior é a frequência de variação do campo magnético e por consequência menor é a profundidade de penetração do campo no disco de inércia. Assim, menos correntes parasitas são induzidas e consequentemente menor é a força de oposição ao movimento do disco, ou seja, o torque de carga. É explicado em (10) que, quando o efeito pelicular ocorre, a força de frenagem recebe influência não somente da velocidade do sistema, mas também da redução da penetração da corrente parasita, que é atenuada conforme a velocidade aumenta. Assim, quanto maior a velocidade, menor é o torque que o freio consegue alcançar para uma mesma corrente.

## 5 CONCLUSÃO

Ao longo deste projeto foi estudada a teoria do controle Vetorial de velocidade e analisado seu comportamento na prática, sendo comparado ao controle Escalar quando aplicados em um motor de indução trifásico. Para fazer a comparação e testar o comportamento do motor com controle Vetorial *Sensorless* foi utilizado um freio eletromagnético, também conhecido como freio de Foucault e aplicados testes em diferentes níveis de velocidades e com várias intensidades de carga.

Também foi estudada a teoria de inversores de frequência, sendo que foi utilizado o Inversor de Frequência CFW-09 da WEG para fazer o acionamento e controle do motor durante os testes. Seu manual foi amplamente consultado para compreender o funcionamento do equipamento e realizar sua programação. É importante notar mais uma vez que alguns valores obtidos pelo inversor por meio de estimadores apresentaram alguma discrepância em comparação a valores obtidos com instrumentos de medição. No geral, é perceptível a grande aplicabilidade dos inversores de frequência, tendo diferentes métodos de controle de velocidade, várias portas de comunicação e centenas de parâmetros programáveis que afetam seu funcionamento, o que explica o crescimento de seu uso na indústria.

Como resultado o controle Vetorial mostrou-se superior ao Escalar nos três níveis de velocidade analisados ao longo dos testes, tendo fornecido uma melhor regulação de velocidade. É sabido, porém que a precisão do controle Vetorial *Sensorless* é inferior quando comparado ao controle Vetorial Normal (com sensor), sendo ainda menos preciso em baixas velocidades, o que se mostrou verdade nos ensaios. Apesar disso, as vantagens do Vetorial se mantiveram sobre o Escalar. Os ensaios que testaram a relação entre torque e velocidade de escorregamento, porém, não comprovaram a teoria em todas as situações, mas isso pode ser explicado pela limitação do tipo de carga utilizada e também das imprecisões do inversor de frequência mencionadas.

Em suma, o desenvolvimento deste projeto proporcionou grande aprendizado, tanto no campo teórico, com uma ênfase maior na lógica do Controle Vetorial, quanto no campo prático, com a programação e operação do Inversor de Frequência. Além disso, alguns resultados obtidos na parte prática do projeto levantaram dúvidas que exigiram pensamento crítico e pesquisas



para encontrar respostas, situação muito comum na área da engenharia. Seria interessante fazer, futuramente, um projeto semelhante comparando o controle Vetorial Sensorless e o controle Vetorial Com Sensor, para ver mais a fundo as limitações do uso de estimadores.

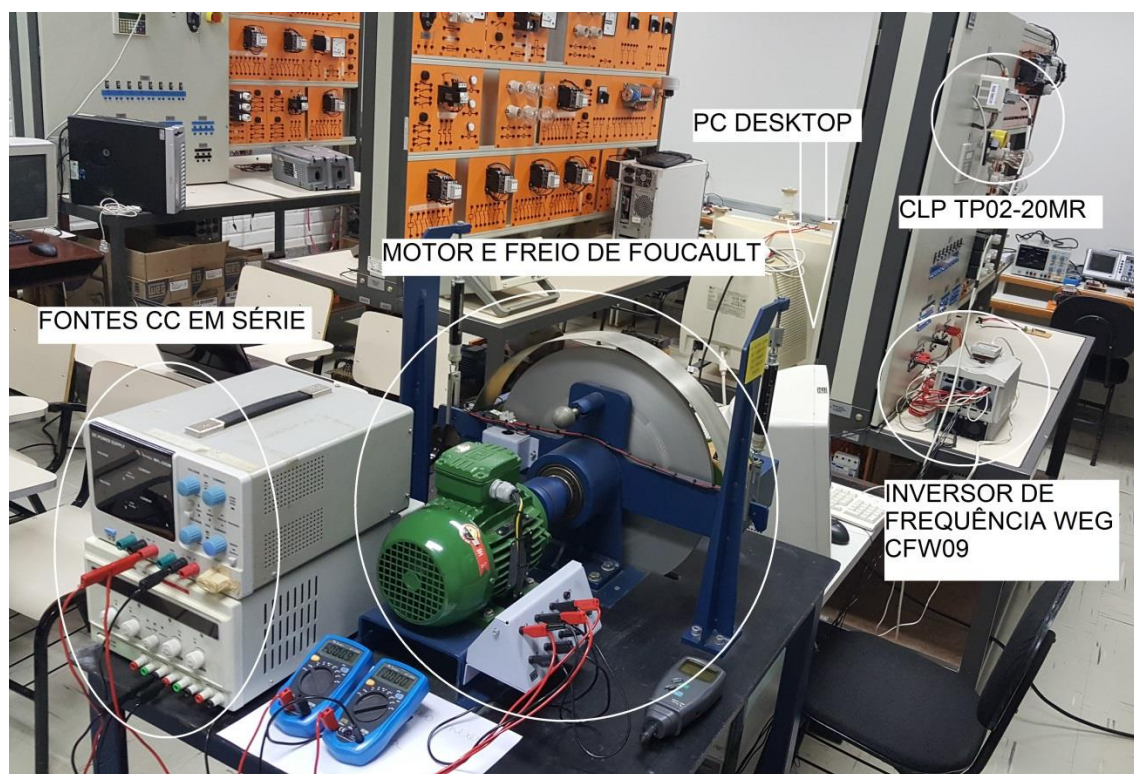
## 6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 BOSE, B. K. **Modern power electronics and AC drives**. New Jersey: Prentice Hall PTR. 2002.
- 2 SANTOS, G. R. **Integração inversor de frequência, controlador lógico programável e supervisor para acionamento de um motor de indução trifásico**. 2014. Projeto de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2014.
- 3 INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA. Tecnologia em Eletrotécnica Industrial. Acionamento e Comandos Industriais. **Inversores de Frequência**. Belém, 2010. Disponível em: <[www.ebah.com.br/content/ABAAAekx8AI/inversores-final](http://www.ebah.com.br/content/ABAAAekx8AI/inversores-final)> Acesso em: 06 dezembro. 2017.
- 4 WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS AS. **Guia Técnico: Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>> Acesso em: 04 dezembro. 2017.
- 5 BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: Editora da UFSC, Eletrobrás . 1985.
- 6 WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS SA. **Inversores de Frequência CFW09**. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cfw-09-inversor-de-frequencia-10413064-catalogo-portugues-br.pdf>> Acesso em: 11 julho. 2017.
- 7 WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS SA. **Manual do Inversor de Frequência**. Disponível em: < <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cfw-09-manual-do-usuario-0899.5298-4.4x-manual-portugues-br.pdf>> Acesso em: 21 julho. 2017.
- 8 UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS. Automação de Processos Industriais **Bancada do Controlador Lógico Programável WEG**. Disponível em: <<http://pt.scribd.com/doc/38093245/Laboratorio-Automacao-UFG>> Acesso em: 23 novembro. 2017.
- 9 LOPES, M. A. M. **A importância dos Sistemas Supervisórios no Controle de Processos Industriais**. 2009. Monografia de Graduação em Engenharia de Controle e Automação – Universidade Federal de Ouro Preto. Disponível em: <<http://em.ufop.br/cecau/monografias/2009/MARCO%20AURELIO%20M.%20LOPES.pdf>> Acesso em: 21 novembro. 2017.
- 10 FILHO, R. F. P. **Estudo de um Sistema de Frenagem Eletromagnética Empregando Correntes Parasitas**. 2014. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação (Tese de Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Disponível em: <[https://www.dca.ufrn.br/~andres/alunos\\_PPGEEC/qualificacao\\_doutorado/ricardo\\_Qualify.pdf](https://www.dca.ufrn.br/~andres/alunos_PPGEEC/qualificacao_doutorado/ricardo_Qualify.pdf)> Acesso em: 20 dezembro. 2017.

## APÊNDICE A

As Figuras 16 e 17 mostram os equipamentos usados no projeto e seu esquema de ligação.

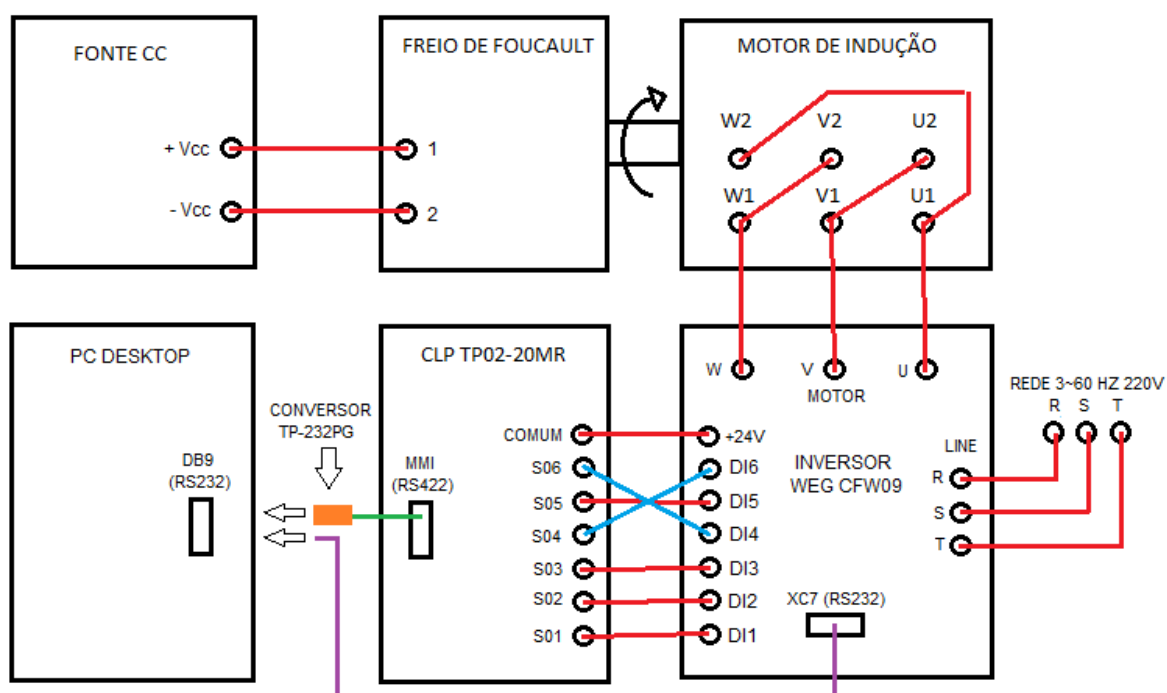
Figura 16 - Todos os equipamentos conectados



Fonte: Produção do próprio autor.

Alguns detalhes acerca das conexões entre os equipamentos apresentada na Figura 17 devem ser ressaltados. O primeiro ponto a ser notado é que, devido à limitação do número de conectores DB9 no computador *Desktop* utilizado neste projeto, não é possível haver uma comunicação entre o PC e o CLP ao mesmo tempo que há comunicação entre o PC e o inversor. Isso significa que não é possível acessar o supervisor (Indusoft) e utilizar o *software* Superdrive da WEG, também presente no PC Desktop, para obter gráficos do sistema simultaneamente. É necessário enviar o comando de acionamento do motor pelo supervisor para o CLP, esperar a resposta do motor, desconectar o CLP do *Desktop*, conectar o inversor no seu lugar e abrir o *software* Superdrive para somente então obter as curvas. Esse ponto foi indicado na figura pelo cabo verde com adaptador laranja e pelo cabo roxo. Somente um dos dois cabos pode ser conectado à porta do PC. Instruções mais detalhadas sobre o Superdrive podem ser vistas em (2).

Figura 17 - Diagrama de ligação dos equipamentos



Fonte: Produção do próprio autor.

O segundo ponto a ser notado é que os cabos das entradas digitais DI4 e DI6 precisaram ser invertidos na hora de conectar às saídas do CLP, conforme indicado em azul na figura 17. Isso foi necessário devido a um equívoco cometido em (2) na hora de programar o CLP, que levou à inversão dos sinais enviados às portas S04 e S06 do mesmo.

## ANEXO A

Os passos para a programação dos parâmetros do inversor de frequência CFW09 para o método de controle escalar foram listados por Giliard Ribeiro dos Santos em (2) e seguem abaixo. Vale notar que o modelo do motor utilizado em (2) é diferente daquele utilizado neste projeto e, portanto, seus dados de placa são diferentes, como pode ser percebido nos valores apresentados abaixo.

- 1 Programar P000 (Acesso Parâmetros) = 5 (Habilita alteração dos parâmetros);
- 2 Programar P201 (Idioma) = 0 (Seleciona português);
- 3 Programar P204 (Carrega Parâmetros) = 5 (Padrão WEG 60 Hz);
- 4 Programar P202 (Tipo de Controle) = 0 (V/F 60 Hz);
- 5 Programar P296 (Tensão de entrada nominal) = 0 (220/230 V);
- 6 Programar P400 (Tensão nominal do motor) = 220 (220 V);
- 7 Programar P401 (Corrente nominal do motor) = 1,18 (1,18 A);
- 8 Programar P403 (Frequência nominal do motor) = 60.H (60 Hz);
- 9 Programar P402 (Velocidade nominal do motor) = 1710 (1710 rpm);
- 10 Programar P404 (Potência nominal do motor) = 0,33 (Potência nominal do motor: 0,25 CV; valor mínimo do inversor: 0,33 CV);
- 11 Programar P406 (Tipo de ventilação do motor) = 0 (Autoventilado);
- 12 Programar P156 (Corrente de sobrecarga do motor à 100% velocidade nominal) =  $1,1 \times P401 = 1,3$  (1,3 A);
- 13 Programar P157 (Corrente de sobrecarga do motor à 50% velocidade nominal) =  $0,9 \times P401 = 1,07$  (1,07 A);
- 14 Programar P158 (Corrente de sobrecarga do motor à 5% velocidade nominal) =  $0,55 \times P401 = 0,59$  (0,59 A).

A programação dos parâmetros relativos às entradas digitais e à função *multispeed* já foram apresentadas na seção 2.3.1.2.

Maiores detalhes acerca da parametrização do inversor podem ser obtidos no manual do usuário em (7).