



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Instituto de Ciência e Tecnologia
de Sorocaba

HELDER HENRIQUE DE CAMPOS ALVES

**ESTUDO DOS SISTEMAS DE PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS – MIT**

Sorocaba – SP

2021

HELDER HENRIQUE DE CAMPOS ALVES

**ESTUDO DOS SISTEMAS DE PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS – MIT**

Projeto Final de Curso apresentado ao Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba, Universidade Estadual Paulista (UNESP), como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Átila Madureira Bueno
Coorientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Sorocaba – SP

2021

A474e Alves, Helder Henrique de Campos
Estudo dos sistemas de partida dos motores de indução trifásicos -
MIT / Helder Henrique de Campos Alves. -- Sorocaba, 2021
105 p.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de
Controle e Automação) - Universidade Estadual Paulista (Unesp),
Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba

Orientador: Átila Madureira Bueno

Coorientador: Paulo José Amaral Serni

1. Motor de indução trifásico. 2. Corrente de partida. 3. Métodos de
acionamento. I. Título.

HELDER HENRIQUE DE CAMPOS ALVES

**ESTUDO DOS SISTEMAS DE PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS – MIT**

Projeto Final de Curso apresentado ao Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba, Universidade Estadual Paulista (UNESP), como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. ÁTILA MADUREIRA BUENO
Orientador/UNESP-Campus de Sorocaba

Prof. Dr. WESLEY ANGELINO DE SOUZA
UTFPR-Campus de Cornélio Procopio

Prof. Dr. HILDO GUILLARDI JR
UNICAMP-Campinas

NOVEMBRO 2021

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus por ter me concedido, além da vida, discernimento e sabedoria para alcançar meus objetivos. Agradeço também aos meus pais pelo apoio e incentivo que sempre me deram em relação aos estudos, sempre frisando a importância do ato de estudar como construção de caráter, dignidade e honestidade.

Gostaria de agradecer aos docentes do Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba (UNESP), pelos ensinamentos que ajudaram na minha construção como profissional. Também um agradecimento aos técnicos, pessoal da limpeza, segurança, biblioteca e demais colaboradores da instituição. A paciência e devoção de cada um, sem exceção, me guiaram nesses anos de aprendizado na faculdade.

E, como não poderia deixar de mencionar, ao professor Dr. Paulo José Amaral Serni meus sinceros agradecimentos por ter sido meu orientador e, além disso, pelas suas aulas lecionadas de laboratório de máquinas elétricas, as quais, mesmo que remotamente por conta de questões pandêmicas, abriram minha mente para essa fascinante matéria e suas diversas aplicações na atualidade.

Por fim, agradeço ao companheirismo e apoio de meus colegas de faculdade, com os quais passei os melhores anos ao compartilhar experiências e ideias que me fizeram evoluir como pessoa e como futuro profissional.

ALVES, H. H. C. **Estudo dos Sistemas de Partida dos Motores de Indução Trifásicos – MIT**. 2021. 105 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia de Controle e Automação) – Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba, UNESP – Universidade Estadual Paulista, Sorocaba, 2021.

RESUMO

Atualmente, o uso de motores elétricos é cada vez mais frequente nas indústrias modernas, uma vez que apresentam uma melhor e eficiente capacidade de gerar força motriz de aparelhos industriais, convertendo energia elétrica em energia mecânica. Dentre os tipos de motores elétricos existentes, o que mais vem sendo utilizado, tanto no Brasil quanto no mundo, é a máquina de indução trifásica, ou mais usualmente conhecida como motor de indução trifásico (MIT). Ao se basear nas teorias físicas relacionadas à indução eletromagnética, o MIT utiliza os conceitos do motor elétrico de indução de Nikola Tesla (1888). Porém, umas das preocupações que o MIT oferece é o momento de seu acionamento, pois uma eventual alta corrente de partida pode danificar as instalações dos arredores, como também o próprio MIT. Por conta disso, o presente estudo tem como objetivo analisar a evolução dos sistemas de partida dos motores de indução trifásicos. Após uma breve introdução sobre os conceitos teóricos relativos ao motor de indução trifásico, cada método de acionamento será devidamente discutido e analisado em relação às suas aplicações. Como cada método de partida tem as suas devidas características (topologia de circuito, custo de implementação, vantagens ou desvantagens), o presente trabalho também se propõe a fazer as devidas comparações entre os modos de acionamentos existentes.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico. Corrente de partida. Método de partida.

ALVES, H. H. C. **Study of Starting Systems for Three-phase Induction Motors - IM.** 2021. 105 p. Course Conclusion Paper (Graduation in Control and Automation Engineering) – Institute of Science and Technology of Sorocaba, UNESP – Universidade Estadual Paulista, Sorocaba, 2021

ABSTRACT

Currently, the electric motors are and more frequent in modern industries, as they have a better and efficient capacity to generate motive power for industrial devices, converting electrical energy into mechanical energy. Among the countless types of electric motors used, both in Brazil and globally, the one that has stood out the most is the three-phase induction machine, or more commonly known as the three-phase induction motor (IM). Based on physical theories related to electromagnetic induction, IM uses the concepts of the electric induction motor of Nikola Tesla (1888). However, one of the concerns that IM offers is the moment of its activation, because the starting current can damage the surrounding installations, and the motor itself. Because of this, this study aims to analyze the evolution of starting systems for three-phase induction motors. After a brief introduction to the theoretical concepts behind the three-phase induction motor, each activation method will be properly discussed and analyzed concerning its applications. As each starting method has its own characteristics (circuit topology, implementation cost, advantages or disadvantages), the present work also proposes to make the due comparisons between the existing activation modes.

Keywords: Three-phase induction motor. Starting current. Method of starting.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estator de um motor de indução típico	17
Figura 2 – Campo girante no estator em diferentes instantes	17
Figura 3 – Desenho esquemático do rotor gaiola de esquilo (a) e um modelo real típico (b)	18
Figura 4 – Modelos reais de rotores bobinados típicos de motores de indução	19
Figura 5 – Produção de conjugado induzido em um motor de indução (rotor gaiola de esquilo)	21
Figura 6 – Comparação da curva de magnetização entre um motor de indução e um transformador	23
Figura 7 – Modelo de um transformador para um motor de indução	24
Figura 8 – Circuito elétrico equivalente do estator do motor de indução	26
Figura 9 – Circuito elétrico equivalente do rotor do motor de indução	27
Figura 10 – Circuito elétrico equivalente por fase (CEE) de um motor de indução	28
Figura 11 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução	30
Figura 12 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução após o rearranjo do escorregamento	30
Figura 13 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução após rearranjo da resistência R_2	31
Figura 14 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução com os parâmetros do rotor (secundário) já refletidos para o estator (primário)	32
Figura 15 – Circuito elétrico do motor de indução pelo modelo equivalente do IEEE ...	35
Figura 16 – Modificação do circuito elétrico do motor de indução para calcular a impedância de Thévenin	36
Figura 17 – Modificação do circuito elétrico do motor de indução para calcular a tensão vista pelos terminais do ramo de magnetização	37
Figura 18 – Circuito equivalente do motor de indução simplificado pelo teorema de Thévenin	37

Figura 19 – Curva característica de conjugado versus escorregamento de uma máquina de indução, mostrando as regiões de frenagem, motor e gerador	38
Figura 20 – Região inversa e linear da operação de uma máquina de indução como motor	41
Figura 21 – Curva característica de conjugado versus velocidade mecânica do MIT com detalhe para o torque máximo e seu respectivo escorregamento	42
Figura 22 – Deslocamento do conjugado máximo conforme a variação da resistência do circuito do rotor (bobinado)	43
Figura 23 – Alteração do conjugado máximo conforme a tensão de alimentação	44
Figura 24 – CEE por fase do MIT desconsiderando-se o ramo de magnetização	46
Figura 25 – Diagrama de potência da partida direta no motor de indução trifásico	48
Figura 26 – Diagrama de comando da partida direta no motor de indução trifásico	49
Figura 27 – Alimentação do motor de indução na rede trifásica após a bobina K1 ser energizada no diagrama de comando	50
Figura 28 – Diagrama de potência da partida estrela-triângulo do motor de indução	51
Figura 29 – Exemplo de disjuntor motor. Modelo MPW, fabricante WEG; responsável pela proteção tanto de curto-circuito quanto de sobrecarga	52
Figura 30 – Exemplo de contatores. WEG; contator K1, contator K2 e contator K3	52
Figura 31 – Diagrama de comando da partida estrela-triângulo do motor de indução	53
Figura 32 – Etapa inicial das comutações das bobinas no diagrama de comando: bobina K2 desativa e bobina K1, K3 e contador KT1 ativados	54
Figura 33 – Etapa inicial das comutações das bobinas no diagrama de potência: motor alimentado na configuração estrela	55
Figura 34 – Configuração do diagrama de comando após o tempo programado no contador KT1 finalizar	57
Figura 35 – Configuração do diagrama de potência com o motor sendo alimentado em triângulo: contatos K1 e K2 fechados e contato K3 aberto	58
Figura 36 – Diagrama de Potência da partida com chave compensadora do motor de indução	60

Figura 37 – Diagrama de comando da partida com chave compensadora do motor de indução	61
Figura 38 – Lógica inicial do diagrama de potência e comando da partida com chave compensadora	62
Figura 39 – Diagramas de potência e comando da partida com o MIT recebendo 100% da tensão da rede de alimentação	63
Figura 40 – Ilustração didática dos 3 pares de tiristores internos do soft-start	64
Figura 41 – Dispositivo eletrônico Soft-Start, fabricante Schneider Electric, modelo Ats01N212Qn	65
Figura 42 – Ilustração dos 3 potenciômetros de controle do Soft-Starter	66
Figura 43 – Diagrama de Potência e Comando para o acionamento de um MIT utilizando o dispositivo Soft-Starter	67
Figura 44 – CEE por fase do MIT desconsiderando-se o ramo de magnetização	69
Figura 45 – Curvas de conjugado versus escorregamento de um MIT ilustrando o efeito da variação da resistência do circuito do rotor	70
Figura 46 – Estrutura geral de um inversor de frequência	72
Figura 47 – Etapa de potência do inversor de frequência	73
Figura 48 – Exemplo de modulação da tensão de alimentação do MIT: forma de onda PWM de 60 Hz 120 V	74
Figura 49 – Etapa de controle do inversor de frequência	74
Figura 50 – Inversor de frequência da fabricante WEG, modelo CFW-10	76
Figura 51 – Vista frontal da HMI do inversor de frequência modelo CFW-10	76
Figura 52 – Configuração do parâmetro 100 no inversor de frequência	77
Figura 53 – Configuração do parâmetro 101 no inversor de frequência	78
Figura 54 – Configuração do parâmetro 005 no inversor de frequência	78
Figura 55 – Configuração dos parâmetros 133 e 134 no inversor de frequência	79
Figura 56 – Circuito elétrico equivalente por fase do MIT com rotor gaiola de esquilo	82
Figura 57 – Circuito elétrico por fase do MIT durante a partida ($s=1$)	83
Figura 58 – Circuito elétrico equivalente por fase do MIT operando com escorregamento	

igual a 0,02	86
Figura 59 – Ramo de magnetização em paralelo com o ramo do rotor	86
Figura 60 – Impedância do estator em série com a impedância Z_{AB}	87
Figura 61 – Exemplo típico de um inversor de frequência	90
Figura 62 – Variação da relação V/f para as tensões trifásicas de saída do Inversor de Frequência	91
Figura 63 – Curvas características de conjugado versus velocidade para diferentes frequências	92
Figura 64 – Conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada nos enrolamentos do rotor bobinado	98
Figura 65 – Ilustração gráfica dos dados calculados na tabela 7.....	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Consequências no sistema elétrico dos limites da tensão	15
Tabela 2 – Corrente de partida e conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada no circuito de um MIT de rotor bobinado	70
Tabela 3 – Tensão de alimentação V_1 em relação à frequência	93
Tabela 4 – Reatâncias indutivas em relação à frequência de operação do MIT	94
Tabela 5 – Resultados teóricos do acionamento do MIT por meio do inversor de frequência	96
Tabela 6 – Corrente de partida e conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada nos enrolamentos do rotor bobinado	97
Tabela 7 – Resultados obtidos para diferentes acionamentos do motor de indução trifásico	99

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	- Associação Brasileira de Normas Técnica
ANEEL	- Agência Nacional de Energia Elétrica
CEE	- Circuito elétrico equivalente
FP	- Fator de potência
IGBT	- Transistor Bipolar de Porta Isolada
LMAQ	- Laboratório de Máquinas Elétricas
MIT	- Motor de Indução Trifásico
NBR	- Norma Brasileira
PWM	- <i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	- <i>Root mean square</i>
SCR	- <i>Silicon Controlled Rectifier</i>
UNESP	- Universidade Estadual Paulista

LISTA DE SIMBOLOS

a	Relação de espiras	
a _{ef}	Relação de espiras efetiva	
C _c	Conjugado da carga	N.m
C _i	Conjugado da carga em repouso	N.m
C _p	Conjugado de partida	N.m
C _p Δ	Conjugado de partida em triângulo	N.m
C _p γ	Conjugado de partida em estrela	N.m
B	Intensidade do campo magnético	T
B _{liq}	Campo magnético liquido	T
B _r	Campo magnético girante induzido no rotor	T
B _s	Campo magnético girante no estator	T
E ₁	Tensão de saída por fase do estator	V
Ê ₂	Tensão induzida por fase no rotor	V
Ê ₂ '	Tensão induzida por fase no rotor refletida ao estator	V
E _R	Tensão de entrada por fase do rotor	V
E _{IND}	Força eletromotriz induzida	V
f	Frequência	Hz
f ₁	Frequência no circuito primário	Hz
f ₂	Frequência no circuito secundário	Hz
f _{se}	Frequência da tensão de alimentação do estator	Hz
Î ₁	Corrente de alimentação do estator	A
Î ₂	Corrente de carga na frequência do rotor	A
Î ₂ '	Corrente de carga na frequência do estator	A
Î _c	Componente de perdas no núcleo	A
Î _m	Componente de magnetização	A
I _n	Corrente nominal	A
I _p	Corrente de partida	A
I _p Δ	Corrente de partida em triângulo	A

$I_p \gamma$	Corrente de partida em estrela	A
I_r	Corrente associada aos enrolamentos do rotor	A
\hat{I}_ϕ	Corrente de excitação	A
j	Número imaginário	
l	Comprimento do condutor imerso em um campo magnético	m
L	Indutância	H
n	Velocidade de rotação do MIT	RPM
N_1	Número de espiras dos enrolamentos do estator	
N_2	Número de espiras dos enrolamentos do rotor	
n_r	Velocidade do rotor do MIT	RPM
n_s	Velocidade síncrona do MIT	RPM
p	Número de polos do MIT	
P_{cobre}	Potência consumida nos enrolamentos de cobre	W
P_{gap}	Potência transferida ao rotor	W
P_{rotor}	Potência do rotor	W
P_{mec}	Potência Eletromagnética	W
P_{carga}	Potência consumida pela carga	W
R_1	Resistência nos enrolamentos do estator	Ω
R_2	Resistência nos enrolamentos do rotor	Ω
R_2'	Resistência nos enrolamentos do rotor refletida ao estator	Ω
R_c	Resistência associado às perdas no núcleo	Ω
R_{EXT}	Resistência externa acoplada no circuito do rotor	Ω
R_R	Resistência associada ao circuito do rotor	Ω
R_{TH}	Resistência de Thévenin	Ω
s	Escorregamento	
$st_{\text{máx}}$	Escorregamento para conjugado máximo	
$T_{\text{máx}}$	Torque máximo	N.m
T_{mec}	Torque eletromagnético	N.m
T_P	Torque de partida	N.m
V_1	Tensão de alimentação por fase do estator	V

V_{AB}	Tensão entre os terminais A e B	V
V_L	Tensão de linha	V
V_P	Tensão de alimentação por fase do estator	V
V_s	Velocidade de escorregamento	m/s
V_{TH}	Tensão de Thévenin	V
X_1	Reatância de dispersão do estator	Ω
X_2	Reatância de dispersão do rotor	Ω
X_2'	Reatância de dispersão do rotor refletida ao estator	Ω
X_M	Reatância de magnetização	Ω
X_R	Reatância de dispersão associado ao circuito do rotor	Ω
X_{TH}	Reatância de dispersão de Thévenin	Ω
Z_{AB}	Impedância entre os terminais A e B	Ω
Z_E	Impedância do estator	Ω
Z_R	Impedância do rotor	Ω
Z_P	Impedância de partida	Ω
Z_{TH}	Impedância de Thévenin	Ω
α	Constante referente às características da carga acoplada ao eixo do rotor	
β	Constante referente à natureza da carga acoplada ao eixo do rotor	
ω_m	Velocidade angular mecânica no eixo do MIT	rad/s
ω_r	Velocidade angular mecânica do eixo do rotor do MIT	rad/s
ω_s	Velocidade angular mecânica síncrona do MIT	rad/s

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO MOTOR DE INDUÇÃO	16
2.2 ROTAÇÃO DO ROTOR	20
2.3 ESCORREGAMENTO	22
2.4 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	23
2.4.1 ANALOGIA DE UM TRANSFORMADOR PARA UM MIT	23
2.4.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	26
2.4.2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTATOR	26
2.4.2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ROTOR	27
2.4.2.3 FREQUÊNCIA	27
2.4.2.4 CIRCUITO EQUIVALENTE ESTATOR-ROTOR	28
2.4.2.5 CIRCUITO DO ROTOR REFLETIDO PARA O ESTATOR	31
2.5 ANÁLISE DO CIRCUITO EQUIVALENTE	33
2.5.1 POTÊNCIAS ENVOLVIDAS NO CIRCUITO	33
2.5.2 CARACTERÍSTICA TORQUE X VELOCIDADE DO MIT	34
2.6 CONJUGADO DE CARGA	44
2.7 CONJUGADO DE PARTIDA	45
3 TIPOS DE ACIONAMENTOS	47
3.1 ACIONAMENTO SEM CONTROLE DE VELOCIDADE	47
3.1.1 PARTIDA DIRETA NA REDE TRIFÁSICA	47
3.1.2 CHAVE ESTRELA-TRIÂNGULO	51
3.1.3 CHAVE COMPENSADORA	59
3.1.4 PARTIDA COM SOFT-START	64
3.2 ACIONAMENTO COM CONTROLE DE VELOCIDADE	68
3.2.1 ACIONAMENTO COM ALTERAÇÃO NA RESISTÊNCIA DO ROTOR	68
3.2.2 INVERSOR DE FREQUÊNCIA	71
3.2.2.1 MODELO COMERCIAL DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA	75

4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MÉTODOS DE ACIONAMENTOS	82
4.1 APLICAÇÃO TEÓRICA DOS MÉTODOS DE ACIONAMENTO DO MIT	82
4.1.1 ANÁLISE DA PARTIDA DIRETA	83
4.1.2 ANÁLISE DA PARTIDA ESTRELA-TRIÂNGULO	84
4.1.3 ANÁLISE DA PARTIDA COM SOFT-START	85
4.1.4 ANÁLISE DA PARTIDA COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA	90
4.1.5 ANÁLISE DA PARTIDA COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA NO CIRCUITO DO ROTOR	96
4.2 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS	98
5 CONCLUSÕES	102
REFERÊNCIAS	104

1 INTRODUÇÃO

Atualmente o uso de motores elétricos é cada vez mais frequente nas indústrias modernas, uma vez que apresentam uma melhor e eficiente capacidade de converter energia elétrica em energia mecânica. No Brasil, as indústrias consomem cerca de 40% da energia elétrica utilizada no país – e a eletricidade consumida em sistemas motrizes corresponde a cerca de 70% de toda a demanda industrial. Estima-se também que no Brasil existem mais de 20 milhões de motores elétricos trifásicos, os quais são movidos pelo princípio da Indução Eletromagnética, e que consomem aproximadamente 144 GWh por ano, o correspondente à aproximadamente 24,5% de toda produção nacional de eletricidade (CANAL ENERGIA, 2020).

Os motores elétricos podem ser classificados por variadas características, mas a principal, que diferencia cada um, é a sua fonte de energia, a qual pode ser ou por corrente contínua ou por corrente alternada. Além disso, os motores também podem ser divididos em duas classificações: motor síncrono e motor de indução. Existem também os motores monofásicos e finalmente os motores trifásicos, sendo este último o mais utilizado, uma vez que ele apresenta um sistema mais eficiente para geração, transmissão e distribuição da energia elétrica em corrente alternada.

No Brasil, a aplicação de motores de indução trifásicos (MIT) é a modalidade mais utilizada pela grande maioria das empresas de operação fabril, praticamente em todos os setores industriais do país. Porém, há um aspecto que requer muita atenção relacionada com o uso de motores do tipo MIT: a sua partida.

As partidas elétricas são os eventos que inicializam o funcionamento de motores. Para o motor de indução trifásico, há diversos métodos de acionamentos que podem ser aplicados. Em relação aos requisitos do motor, se é necessário mais torque, mais controle ou mais rapidez na partida, os tipos de acionamentos podem apresentar certas vantagens ou desvantagens, a depender muito da sua aplicação. Porém, de qualquer modo, a energia requerida pelo motor para que o mesmo possa vencer a inércia é muito alta, e isso acaba refletindo em sua corrente de partida. Segundo Mamede Filho (2001), “Durante a partida, os motores elétricos solicitam da rede de alimentação uma corrente de valor elevado, da ordem de 6 a 10 vezes a sua corrente nominal”.

Sendo assim, caso não seja dada a devida importância a esta etapa inicial da máquina elétrica, a alta corrente de partida pode gerar certos problemas na operação do motor, como por exemplo, a diminuição da eficiência energética do equipamento, provocando energias desperdiçadas desnecessariamente, ou até mesmo podendo provocar avarias nas instalações. Ou seja, o acionamento de um motor elétrico é uma etapa que requer planejamento e estudo.

Desse modo, o presente projeto final de curso tem como objetivo comparar os resultados obtidos da corrente de partida, de um determinado motor de indução trifásico teórico, ao aplicar diferentes métodos de partida, analisando suas variadas configurações e topologias utilizadas no acionamento do MIT.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Durante a partida dos motores elétricos, com o intuito de se vencer a inércia do motor parado, é solicitado da rede de alimentação uma alta corrente, da ordem de 6 a 10 vezes o valor da corrente nominal de operação (MAMEDE FILHO, 2001). Esse pico inicial da corrente de partida gera certos distúrbios que afetam a qualidade da rede de alimentação, como por exemplo uma queda momentânea de tensão, mais conhecida como afundamento da tensão (DUGAN et al., 2002). Embora seja uma queda expressiva em relação ao sua tensão nominal, o valor da demanda de energia elétrica observado pela concessionária não é afetado, uma vez em que consumo de energia vista pelo medidor é integralizado em intervalos de 15 minutos - exigência da ANEEL (2018). Por ser um tempo muito superior em relação ao tempo de partida dos motores elétricos, geralmente entre 0,5s e 10s, o baixo fator de potência de partida chega a ser imperceptível.

Entretanto, mesmo sendo um afundamento de tensão em um tempo de pouca expressividade, tal queda de tensão acaba gerando certos distúrbios operacionais no próprio motor, assim como nos equipamentos nos arredores, como, por exemplo, na iluminação local, a qual tem o seu desempenho afetado. A Tabela 1 descreve os valores percentuais limites de tensão em relação ao valor nominal e suas consequências no sistema elétrico. Segundo a última atualização da NBR 5410, emitida e divulgada pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) em 2004, é recomendado que “[...] durante a partida do motor, a queda de tensão nos terminais do dispositivo de partida não ultrapasse 10% da respectiva tensão nominal, observados os limites de 6.2.7.1 para os demais pontos de utilização da instalação.”.

Tabela 1 – Consequências no sistema elétrico dos limites da tensão.

Tensão de V_{nm} (%)	Consequências
85	Tensão abaixo da qual os contatores de classe 600 V não operam
76	Tensão em que os motores de indução e síncronos deixam de operar, quando funcionando a 115% da sua potência nominal
71	Tensão em que os motores de indução deixam de operar, quando em funcionamento a plena carga
67	Tensão em que motores síncronos deixam de operar

Fonte: (MAMEDE FILHO, 2001, p. 252 - modificado)

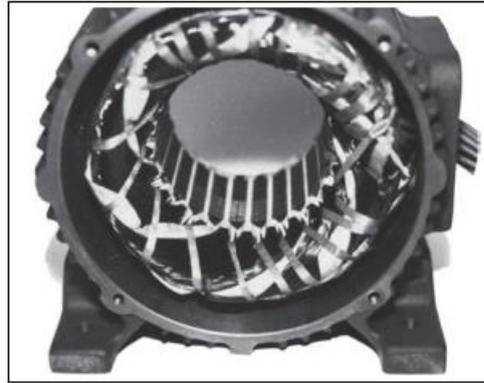
Portanto, a fim de se evitar que essas perturbações ocorram durante a partida dos motores elétricos, é de importante atentar-se na escolha do método de partida a ser utilizado, o qual apresenta variadas soluções. Em relação a qual método ou solução utilizar, isso depende muito do contexto e aplicação do motor, além também da topologia do mesmo – se o motor em questão é síncrono, assíncrono, de indução, monofásico, trifásico e etc. Como o foco do presente trabalho é sobre os sistemas de partida de motores de indução trifásicos – MIT, serão analisados a seguir os métodos utilizados para a partida desses motores. Entretanto, antes de se analisar os métodos de partida e suas vantagens ou desvantagens, é necessário compreender a teoria por trás dos motores de indução trifásicos. Por conta disso, mais adiante essa questão será mais bem detalhada em relação aos seus conceitos teóricos.

2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO MOTOR DE INDUÇÃO

O princípio de funcionamento de uma máquina de indução é, como o próprio nome já sugere, a indução de tensão e corrente que ocorre entre seus enrolamentos. Ou seja, a máquina de indução se baseia nas teorias físicas relacionadas à indução eletromagnética, utilizando principalmente os conceitos do motor elétrico de indução, cuja patente pertence à Nikola Tesla (licenciadas pela Westinghouse Electric em 1888). Mesmo sendo possível usar uma máquina de indução como motor ou como gerador, e em algumas aplicações até como frenagem, a utilidade como motor apresenta maiores vantagens em relação às outras aplicações. Por esse motivo, é muito comum as máquinas de indução serem denominadas simplesmente como motor de indução.

O motor de indução trifásico é dividido em duas partes principais: a parte fixa, o estator, e a parte móvel, o rotor. Semelhante a uma máquina síncrona, o estator do motor de indução apresenta as mesmas características físicas de construção. Ou seja, o estator é composto por três enrolamentos dispostos à 120° mecânicos, e recebe uma alimentação CA trifásica (tensões defasadas de 120°). Os enrolamentos trifásicos do estator, que podem ser ligados em delta ou em estrela, são enrolados nas ranhuras do estator, o qual é constituído pelo empilhamento de laminações de aço, finas e altamente permeáveis, dentro de uma estrutura de aço ou ferro fundido. O fluxo magnético produzido nos enrolamentos do estator, e que atravessa o entreferro do rotor, é girante e com a sua velocidade proporcional à frequência da tensão de alimentação.

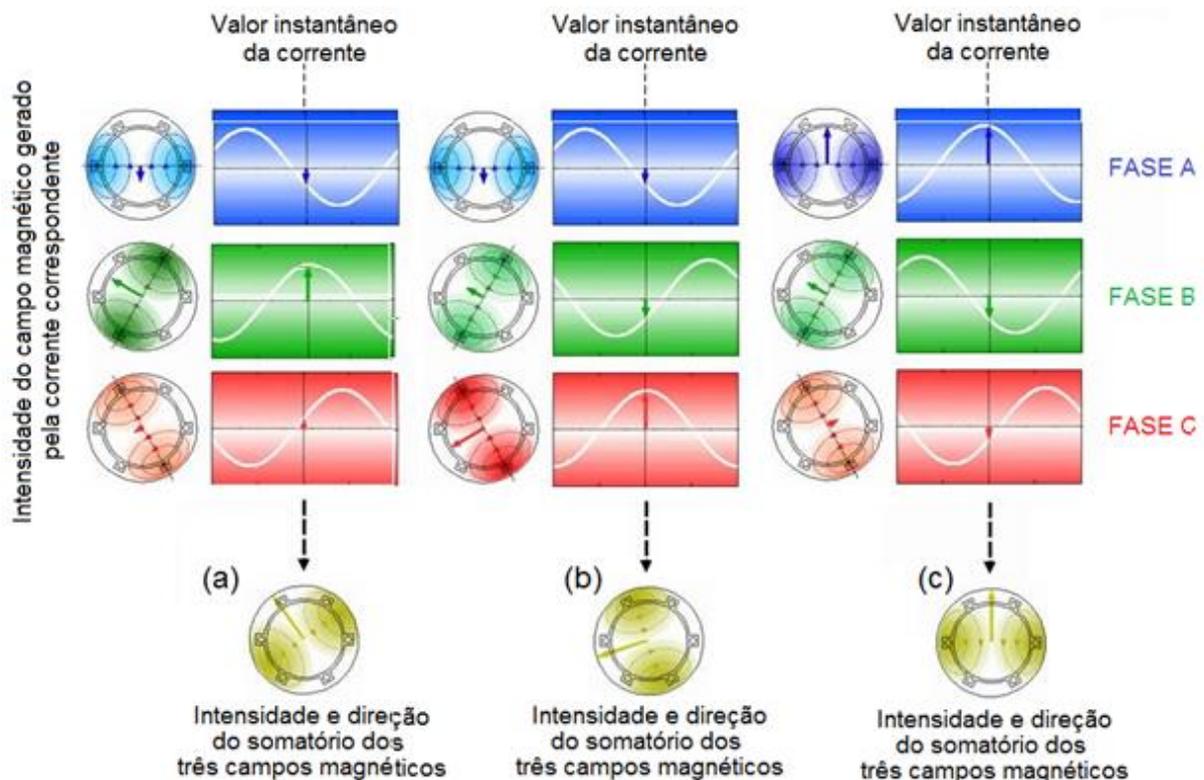
Figura 1 – Estator de um motor de indução típico.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 308)

Como os enrolamentos do estator são excitados com correntes defasadas, cada enrolamento gera um campo magnético com valor proporcional à magnitude da corrente que está alimentando o estator. Além disso, a direção do fluxo também muda a cada instante da corrente. Na figura 2 a seguir é possível analisar como se comporta o campo girante do estator.

Figura 2 – Campo girante no estator em diferentes instantes.

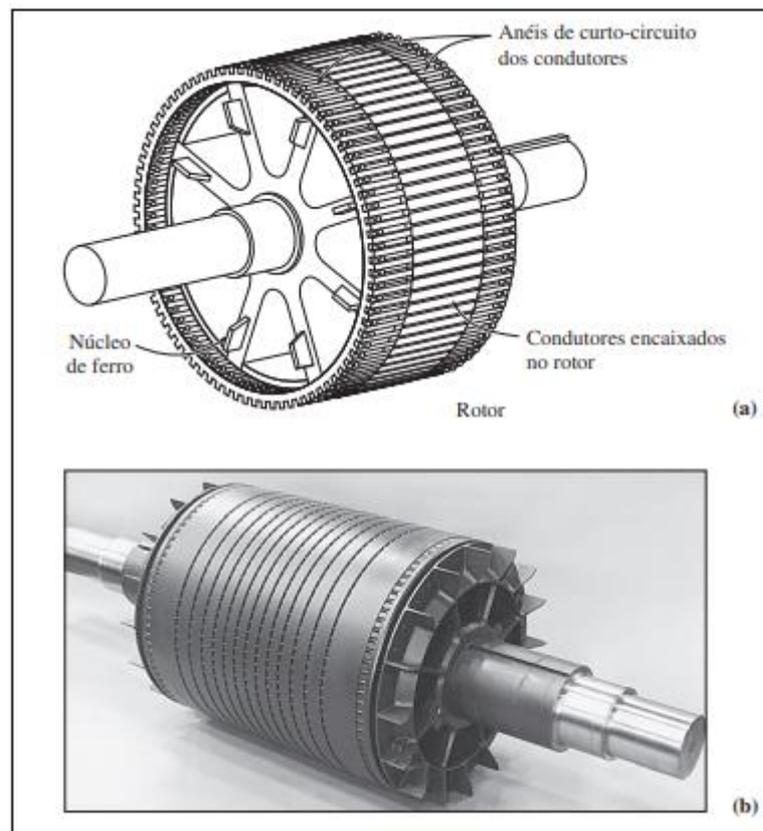


Fonte: (LISBOA KNUPPE, L.; HENRIQUE SEFRIN, L., Campo Girante Trifásico, 2013 - modificado)

Ao analisar a Figura 2(a), é possível observar que a fase da corrente “b” está no pico de sua amplitude positiva, enquanto as fases das correntes “a” e “c” estão com uma amplitude pequena, se comparada com a fase “b”. Como a intensidade e direção do campo resultante é o somatório vetorial das 3 fases, para o instante da Figura 2(a) a amplitude da fase “b” é quem estabelece a direção da resultante, uma vez que nesse instante sua magnitude é superior em relação às demais fases. A mesma lógica se mantém para os demais instantes, Figura 2(b) e 2(c), onde as demais fases ditam as novas direções do campo magnético resultante. É importante salientar que o módulo do vetor do campo magnético se mantém constante, apenas a sua direção é quem varia ao longo do tempo, o que garante a sua característica de campo girante.

É esse fluxo girante no estator quem induzirá tensão nos enrolamentos do rotor, e, por estarem curto-circuitados, induzirá também corrente alternada. Desse modo, o próprio campo girante do estator induz tensão nos enrolamentos do rotor, o qual não é alimentado diretamente, ou seja, a energização do rotor ocorre apenas por indução. Já para o rotor existem dois tipos diferentes de construção: rotor gaiola de esquilo e rotor bobinado.

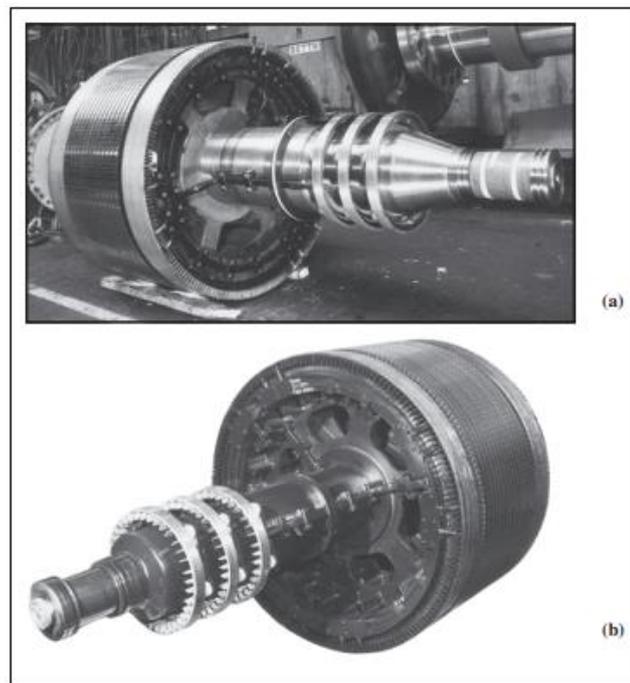
Figura 3 – Desenho esquemático do rotor gaiola de esquilo (a) e um modelo real típico (b).



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 308)

O rotor gaiola de esquilo é composto por uma série de barras de material condutor, curto-circuitadas por anéis metálicos nas suas extremidades, e que estão localizadas em volta do conjunto de chapas do rotor. Para ajudar na indução eletromagnética, o núcleo do rotor é composto por laminas de ferro isoladas uma das outras, o que garante que a perda por correntes parasitas sejam minimizadas. Analisando isoladamente apenas as barras com os anéis metálicos, o nome rotor gaiola de esquilo é bem apropriado, pois, como lembra Chapman (2013), “[...] se os condutores fossem examinados isoladamente, seriam semelhantes àquelas rodas nas quais os esquilos ou os hamsters correm fazendo exercício.”.

Figura 4 – Modelos reais de rotores bobinados típicos de motores de indução.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 310)

Já em relação ao rotor bobinado, o rotor é envolvido por um conjunto de enrolamentos trifásicos isolados que são semelhantes aos enrolamentos do estator. Os enrolamentos de cada fase do rotor, os quais são ligados em Y, são conduzidos para o exterior por meio de três anéis deslizantes montados sobre o eixo do rotor. Os enrolamentos do rotor não tem ligação a nenhuma fonte de alimentação externa, e, por meio das escovas que se apoiam nos anéis deslizantes, os enrolamentos ficam curto-circuitados. Por conta dessa configuração, a medição da corrente do rotor fica mais fácil se comparada com o rotor gaiola de esquilo, uma vez que o acesso às escovas facilita essa medição, além da facilidade de inserção de resistência extra no circuito do rotor (CHAPMAN, 2013).

2.2 ROTAÇÃO DO ROTOR

Para uma melhor explicação sobre a obtenção de movimento do rotor em um motor de indução, será adotado como exemplo um rotor gaiola de esquilo imerso em um estator induzido, será adotado como exemplo um rotor gaiola de esquilo imerso em um estator alimentado por um conjunto trifásico de tensão alternada.

A alimentação trifásica acaba por gerar, nos enrolamentos do estator, uma corrente alternada, a qual produz um campo magnético girante. As três correntes alternadas senoidais, com a mesma amplitude e defasadas de 120° , circulando por três bobinas fixas, cujos eixos magnéticos também distam de 120° entre si, acabam por produzir um campo magnético girante de intensidade constante igual à B_s . A velocidade do campo girante B_s , também conhecida como velocidade síncrona (n_s), depende da frequência de alimentação da rede elétrica, e seu valor, em RPM, é dado pela equação 1.

$$n_s = \frac{120 \cdot f_{se}}{p} \quad (1)$$

Onde:

f_{se} = frequência (Hz) da tensão de alimentação do estator;

p = número de polos da máquina.

Para converter a velocidade síncrona de rotações por minuto para radianos por segundos (rad/s), basta utilizar a expressão 2 a seguir.

$$\omega_s = \frac{n_s \cdot 2 \cdot \pi}{60} \quad (2)$$

Uma vez em que o campo magnético girante B_s passa através das barras condutoras do rotor, pela lei de Faraday ocorre uma tensão induzida nas barras do rotor por conta da variação do fluxo magnético. A tensão induzida E_{IND} em uma dada barra do rotor é dada pela equação 3.

$$E_{IND} = (V \times B) \cdot l \quad (3)$$

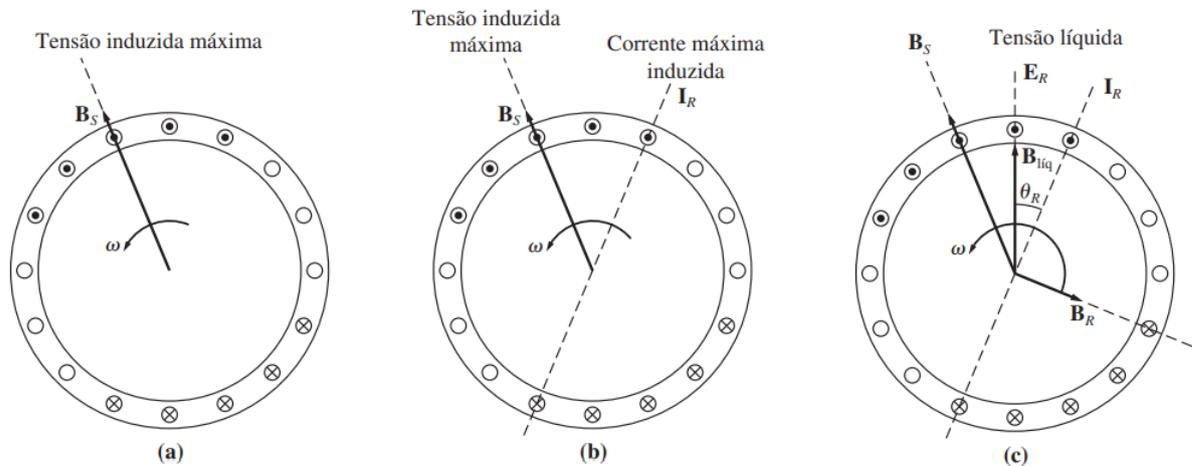
Onde:

V = velocidade da barra em relação ao campo magnético girante;

B = vetor densidade de fluxo magnético;

l = comprimento do condutor por onde passa o campo magnético B .

Figura 5 – Produção de conjugado induzido em um motor de indução (rotor gaiola de esquilo).



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 312)

Ao analisar a Figura 5(a), observa-se que o campo girante do estator B_s induz tensão nas barras do rotor. Se as barras do rotor estão curto-circuitadas (circuito fechado), a tensão induzida também gera uma corrente induzida, a qual está atrasada em relação à tensão devido a estrutura indutiva do rotor (Figura 5 (b)). A corrente do rotor I_R produz um campo magnético girante B_r , atrasado em 90° em relação à I_R , e em oposição ao campo do estator. A interação entre o campo B_r com B_{liq} resulta na produção de torque e no giro do rotor em uma dada velocidade. Além disso, de acordo com a Lei de Força de Lorentz, como há uma corrente passando por uma barra condutora imersa em um campo magnético, uma força eletromagnética será produzida nas barras, fazendo o rotor girar. Essa característica já é uma grande vantagem do motor de indução: sua partida é automática. Dessa forma, tanto o campo magnético B_s do estator como o próprio rotor estão em movimento rotativo, porém com velocidades distintas (CHAPMAN, 2013).

As velocidades devem ser distintas pois, segundo Chapman (2013), “É o movimento relativo do rotor em relação ao campo magnético do estator que produz uma tensão induzida em uma barra do rotor.”. Ou seja, para haver correntes induzidas no rotor, a velocidade mecânica do eixo deverá ser sempre diferente da velocidade do campo girante B_s , e em caso contrário, a barra condutora do rotor estaria imersa a um campo magnético fixo, ou seja, não haveria corrente induzida, e muito menos torque. Por conta disso é que os motores de indução também são denominados de motor assíncrono. Dessa forma, o rotor nunca será capaz de

alcançar a velocidade do campo magnético B_s , uma vez em que sua velocidade tem valor específico, o qual é um pouco menor do que a velocidade síncrona.

2.3 ESCORREGAMENTO

Por conta da tensão induzida nas barras do rotor ter uma forte dependência da relação entre velocidade do rotor e os campos magnéticos, é mais didático falar em velocidade relativa para descrever o comportamento de um motor de indução. Para descrever o movimento relativo do rotor e dos campos magnéticos, é utilizado o termo velocidade de escorregamento (V_s), expresso pela diferença entre a velocidade síncrona n_s e a velocidade do eixo do rotor n_r .

$$V_s = n_s - n_r \quad (4)$$

Da equação 4 ainda é possível definir um outro termo relacionado com a velocidade relativa: o escorregamento (s). Definido como sendo a velocidade de escorregamento dividido pela velocidade síncrona, o escorregamento é a velocidade relativa entre o campo girante do estator e a velocidade do rotor, e é expressa em porcentagem.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (5)$$

O escorregamento também pode ser expresso em termos da velocidade angular (radianos por segundo) como:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (6)$$

Por meio das expressões anteriores, a velocidade mecânica do eixo do rotor n_r também pode ser expressa em termos de velocidade síncrona e de escorregamento. Resolvendo as equações (5) e (6) em relação à velocidade mecânica, obtém-se:

$$n_r = (1 - s) \cdot n_s \quad (7)$$

Ou

$$\omega_r = (1 - s) \cdot \omega_s \quad (8)$$

Essas equações da velocidade mecânica do rotor em relação ao escorregamento serão úteis posteriormente, quando forem deduzidas as relações de conjugado e potência do motor de indução.

Uma vez que a velocidade síncrona n_s depende da frequência da tensão de alimentação do estator (equação 1), uma grande vantagem do motor de indução é o controle da velocidade pela frequência da alimentação do estator. Uma vez em que o campo magnético girante B_s é produzido pelo arranjo trifásico de ondas senoidais, a frequência do arranjo interfere, proporcionalmente, na velocidade do campo B_s . Como o rotor sempre tenta alcançar o campo magnético B_s , a velocidade do rotor também é proporcional à frequência da alimentação AC. Assim, usando um conversor de frequência, pode-se controlar a velocidade do motor de indução com muita facilidade (CHAPMAN, 2013).

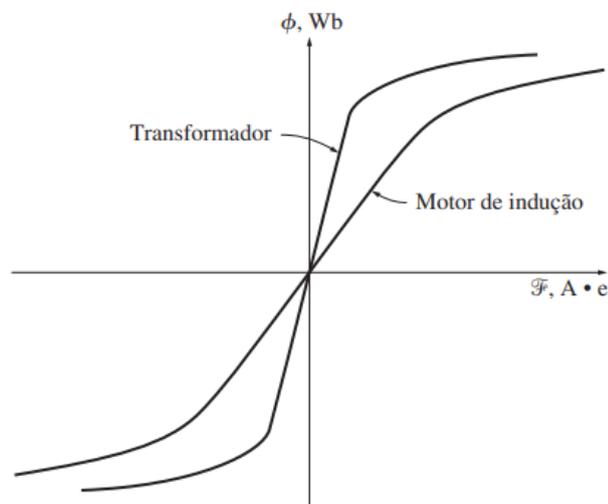
2.4 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO

2.4.1 ANALOGIA DE UM TRANSFORMADOR PARA UM MIT

O princípio de funcionamento de um motor de indução trifásico é semelhante às operações efetuadas por um transformador, ou seja, em ambos ocorrem a indução de tensão entre seus enrolamentos. Pelo fato da indução no rotor (secundário) ser produzida pelo campo girante do estator (primário), o motor de indução também é referido como transformador rotativo (CHAPMAN, 2013).

Uma vez que tanto o transformador quanto o motor de indução apresentam um núcleo de ferro para manter o fluxo magnético, ambos podem ter as suas curvas de magnetização comparadas, conforme observado na figura 6 a seguir.

Figura 6 – Comparação da curva de magnetização entre um motor de indução e um transformador.



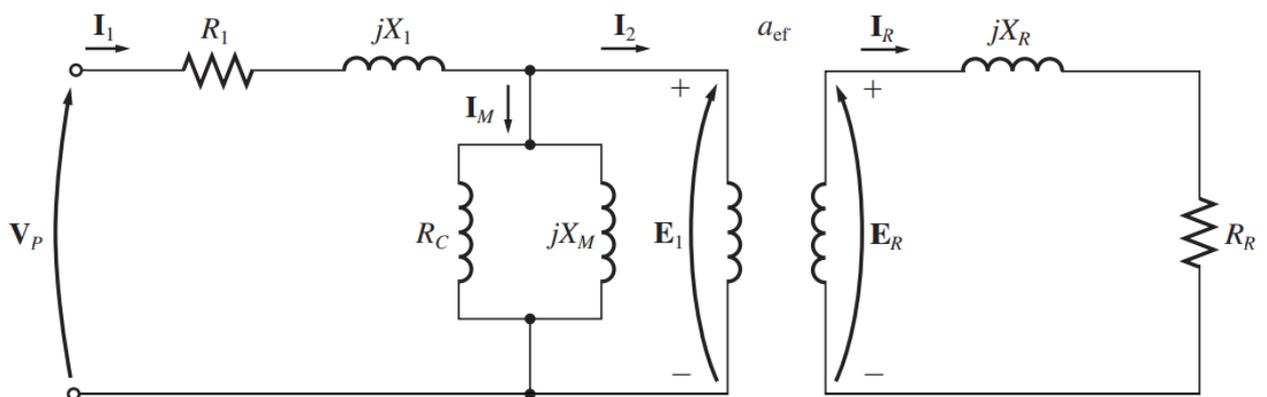
Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 317)

É possível observar que a inclinação, ainda na região linear, da curva de magnetização do transformador é notadamente mais inclinada do que a do motor de indução. O que explica essa diferença de inclinação é o fato de que, diferentemente do transformador, há a presença de um entreferro de ar no motor de indução. Dessa forma, no circuito há um aumento no valor da relutância, a qual é diretamente proporcional à distância do entreferro, o que resulta numa diminuição do acoplamento entre os enrolamentos primário e secundário. Uma maior relutância significa que o circuito exigirá uma maior corrente de magnetização a fim de se estabelecer um determinado nível de fluxo magnético. Por esse motivo, a reatância de magnetização no circuito elétrico equivalente do motor de indução apresenta um valor menor se comparado à reatância de magnetização de um transformador (CHAPMAN, 2013).

Por conta da semelhança das operações efetuadas em um transformador, o circuito elétrico equivalente de um MIT também é semelhante ao circuito elétrico equivalente de um transformador. Os enrolamentos do primário ao serem alimentados por tensão alternada acabam por induzir tensão alternada nos enrolamentos do secundário (lei de Faraday-Neumann-Lenz), e, estando o secundário em curto-circuito, aparece também corrente alternada induzida. Portanto, tendo corrente fluindo por um condutor imerso em um campo magnético haverá força (Força de Lorentz), ou seja, um torque é gerado. E para facilitar os equacionamentos, assim como já é feito nos transformadores, o circuito elétrico equivalente do MIT é analisado por fase.

Na Figura 7 é possível analisar um modelo de um transformador para um motor de indução, no qual o estator (enrolamentos do primário) está conectado ao rotor (enrolamentos do secundário) por meio de um transformador ideal com relação de espiras a_{ef} .

Figura 7 – Modelo de um transformador para um motor de indução.



Ao observar o circuito equivalente por fase do transformador da Figura 7, o qual ilustra o comportamento de um motor de indução, percebe-se que, como em qualquer transformador, há certa resistência e reatância de dispersão, tanto nos enrolamentos do primário (estator), quanto nos enrolamentos do secundário (rotor).

A resistência do estator é representada por R_1 e a reatância de dispersão do estator é representada por X_1 . Já no ramo de magnetização do estator, os parâmetros R_c e X_m representam a resistência do núcleo de ferro e sua reatância de magnetização, respectivamente. Ainda em relação ao primário, a tensão de alimentação por fase do estator é denominada por V_p e a tensão de saída é denominada por E_1 , a qual é acoplada à tensão do secundário E_R por meio de um transformador ideal, o qual deve respeitar a relação de espiras efetiva a_{ef} .

O circuito secundário (rotor) também apresenta resistência e reatância de dispersão, representados pelos parâmetros R_R e X_R , respectivamente. Uma vez em que o circuito do rotor está em curto, a tensão E_R induzida no rotor da máquina produz uma corrente induzida I_R no circuito do secundário.

Sendo assim, o circuito equivalente de um transformador, analisado por fase, é muito semelhante ao circuito de um motor de indução, principalmente em relação às impedâncias do primário e a corrente de magnetização. Entretanto, há certas diferenças entre o circuito equivalente de um motor de indução e o circuito equivalente de um transformador. Essas diferenças estão relacionadas com os efeitos que a variação de frequência pode produzir na tensão E_R e na reatância indutiva de rotor X_R . Importante lembrar que a reatância indutiva é diretamente proporcional à frequência, conforme a equação 9 a seguir:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (9)$$

onde L é a indutância em henry (H).

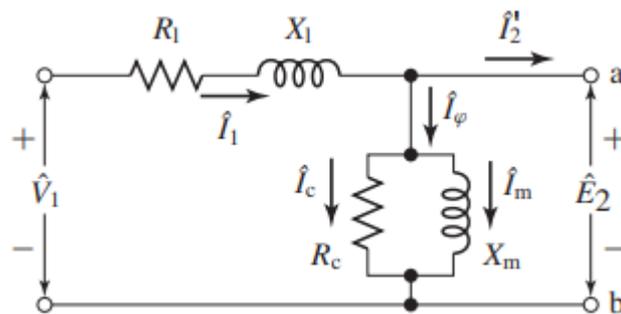
Desse modo, após essa analogia com o transformador, será analisado a seguir o modelo de um circuito equivalente de um motor de indução trifásico, assim como as suas características em relação à interferência da frequência em suas aplicações.

2.4.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Por conta das frequências do primário e do secundário serem distintas, diferentemente do transformador, para o circuito elétrico equivalente de um motor de indução trifásico não é possível simplesmente refletir os parâmetros do primário para o lado do secundário, ou vice-versa. Para uma melhor compreensão, é necessário antes analisar cada lado do circuito elétrico equivalente do MIT.

2.4.2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADOR

Figura 8 – Circuito elétrico equivalente do estador do motor de indução.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 351)

Ao observar a Figura 8, os enrolamentos do primário (estador) apresentam resistência e autoindutância. A resistência dos enrolamentos de cobre do estador é representada por R_1 , enquanto a reatância de dispersão do estador é representada por X_1 .

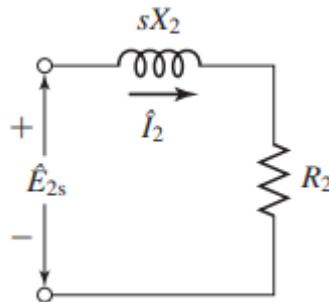
Por conta da queda de tensão na impedância dos enrolamentos do estador (R_1+X_1), a tensão de saída do estador \hat{E}_2 é ligeiramente menor do que a tensão de alimentação V_1 . Além disso, o circuito equivalente do estador também obtém o ramo de magnetização, o qual apresenta a resistência das perdas no núcleo (R_c) e a reatância de magnetização do núcleo (X_m).

A corrente do estador I_1 é dividida em duas componentes: uma corrente de excitação (\hat{I}_ϕ) e uma corrente de carga na frequência do estador (\hat{I}_2'). A corrente de excitação, além de criar o fluxo magnético no entreferro, também é subdividida em outras duas parcelas, pois, conforme relata Fitzgerald, Kingsley Jr e S.D. Umans (2014) “A corrente de excitação pode ser decomposta em uma componente de perdas no núcleo \hat{I}_c , em fase com \hat{E}_2 , e uma componente de magnetização \hat{I}_m , atrasada em relação a \hat{E}_2 de 90° ”.

2.4.2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ROTOR

Para o caso do circuito do rotor, também seus enrolamentos são compostos pelo parâmetro R_2 , resistência do enrolamento do rotor por fase (perda no cobre), e pelo parâmetro X_2 , reatância de dispersão do rotor por fase. A tensão \hat{E}_2 é a tensão induzida, a qual é determinada pelo ensaio em bloqueio do motor, ou seja, rotor parado ($s=1$ e $n=0$).

Figura 9 – Circuito elétrico equivalente do rotor do motor de indução.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 353)

Uma vez que o circuito do rotor está em curto, a tensão induzida pelo estator (primário) também induz uma corrente elétrica no circuito do secundário, a qual interage com o campo girante no entreferro produzindo torque. Entretanto, nesse caso há uma diferença entre a análise do circuito elétrico equivalente do motor de indução e do transformador. Enquanto no transformador a frequência do primário é igual à frequência do secundário, no motor de indução trifásico as frequências de cada lado apresentam certa diferença ((FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014).

2.4.2.3 FREQUÊNCIA

A rotação do rotor (secundário) tende a girar na direção do campo girante do estator (primário), de forma a diminuir a velocidade relativa entre os dois campos. Durante o regime permanente, o rotor chega a uma velocidade n_r de equilíbrio menor do que a velocidade síncrona n_s . A velocidade síncrona, além de ser imposta pela fonte de corrente alternada que está alimentando o estator, é diretamente proporcional à frequência de alimentação do estator.

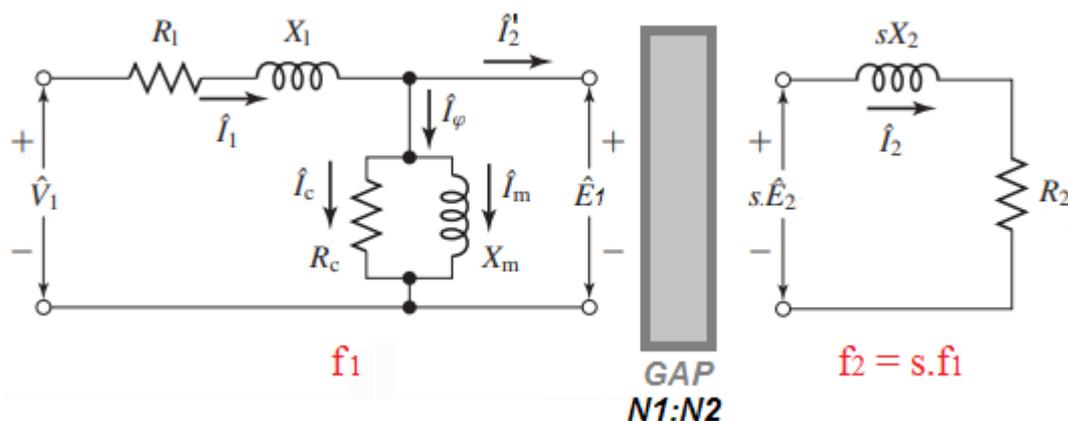
Como já comentado anteriormente, a diferença entre a velocidade do campo girante produzido pelo estator e do giro mecânico do rotor é denominada escorregamento (s), com o qual também é possível calcular a frequência f_2 , relacionada ao lado do rotor.

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad (10)$$

2.4.2.4 CIRCUITO EQUIVALENTE ESTATOR-ROTOR

Após analisado separadamente, entre primário e secundário, o circuito elétrico equivalente por fase do motor de indução, é possível agora analisar os dois circuitos juntos, isso através do circuito elétrico equivalente do motor de indução.

Figura 10 – Circuito elétrico equivalente por fase (CEE) de um motor de indução.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 351 - modificado)

De acordo com o circuito da Figura 10, os parâmetros do CEE do MIT são:

V_1 é a tensão eficaz de fase aplicada no estator do MIT;

E_1 é a tensão de saída de fase do circuito do estator;

R_1 é a resistência do enrolamento do estator;

X_1 é a reatância de dispersão do enrolamento do estator;

I_1 é a corrente de alimentação do estator;

f_1 é a frequência do estator;

R_c é o resistor associado às perdas no ferro do MIT;

X_m é a reatância de magnetização do MIT;

$I\phi$ é a corrente de excitação;

I_m é a componente de magnetização do MIT;

I_c é a componente de perdas no núcleo do MIT;

R_2 é a resistência do enrolamento do rotor;

X_2 é a reatância de dispersão do enrolamento do rotor;

I_2 é a corrente de carga na frequência do rotor;

I_2' é a corrente de carga na frequência do estator;

f_2 é a frequência do rotor;

E_2 é a tensão induzida no rotor do MIT no ensaio em bloqueio;

N_1 é o número de espiras dos enrolamentos do estator;

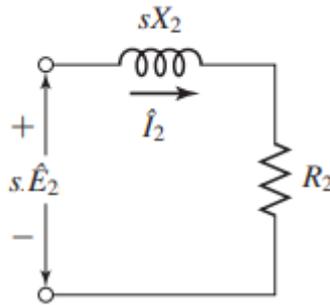
N_2 é o número de espiras dos enrolamentos do rotor;

s é o escorregamento do MIT.

Analisando o circuito elétrico do motor de indução por fase da Figura 10, observa-se que o circuito do primário representa o estator, enquanto o secundário representa o rotor. Entretanto, o circuito é difícil de ser analisado por duas razões. Por conta das frequências do primário e do secundário serem distintas, diferentemente do transformador, para o circuito elétrico equivalente de máquinas de indução trifásica não é possível simplesmente refletir os parâmetros do primário para o lado do secundário, ou vice-versa. Ou seja, embora I_2 e I_2' representem a mesma corrente (da carga), ambas estão em frequências distintas. Além disso, o rotor e estator estão separados em primário e secundário pelo entreferro de ar, devendo respeitar ainda a relação de espiras ($a = N_1/N_2$).

Por conta desses pequenos detalhes, um rearranjo do circuito se faz necessário, de forma que fique mais claro e didático o seu entendimento, assim como os seus equacionamentos. Começando pelo rotor, analisando separadamente seu circuito, nota-se que o escorregamento, o qual é sensível à frequência do primário (equação 10), está multiplicando os parâmetros E_2 e X_2 .

Figura 11 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 353 - modificado)

Uma vez em que a resistência R_2 não depende da frequência, é necessário fazer um rearranjo do circuito do rotor, de forma a trazer o escorregamento para a resistência R_2 , ou seja, a reatância de dispersão X_2 não ficará mais dependente do escorregamento.

Para efetuar esse rearranjo, primeiramente é necessário formular a equação da corrente que circula no circuito do rotor. Pelo circuito da Figura 11, a corrente I_2 é a tensão dos terminais dividida pela impedância equivalente do circuito.

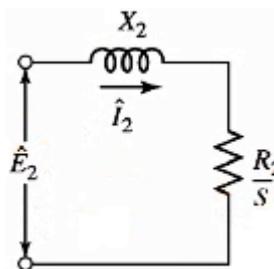
$$I_2 = \frac{s \cdot E_2}{R_2 + j \cdot s \cdot X_2} \quad (11)$$

Desse modo, para separar o escorregamento do parâmetro da reatância X_2 , divide-se o numerador e o denominador por s , obtendo assim:

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2/s + jX_2} \quad (12)$$

Logo, a tensão E_2 e a reatância X_2 não dependem mais do escorregamento, ou seja, não dependem mais da frequência ($f_2 = s \cdot f_1$). Logo, apenas o parâmetro da resistência R_2 , o qual não é sensível à frequência, é quem fica com o escorregamento.

Figura 12 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução após o rearranjo do escorregamento.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 353 - modificado)

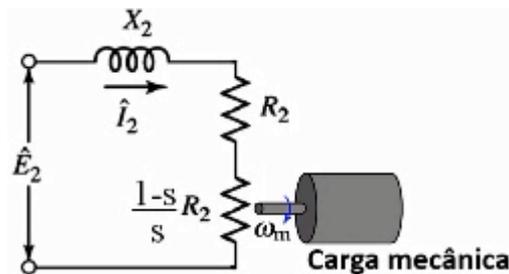
Entretanto, agora é o parâmetro R_2 quem está associado ao escorregamento. Ou seja, além de depender dos enrolamentos de cobre do circuito do rotor, a resistência R_2 também é afetada pela carga mecânica que está sendo acoplada na máquina. Logo, com o aumento da carga mecânica, a velocidade de rotação da máquina irá diminuir, o que fará com que o escorregamento aumente. Com s tendendo à 1, a resistência total no rotor vai diminuindo, fazendo com que a corrente I_2 , assim como o valor do torque, aumente. Dessa forma, deve-se trabalhar com o parâmetro R_2/s dividindo-o em outros dois termos.

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \left(\frac{R_2}{s} - R_2 \right)$$

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \left(\frac{1-s}{s} \right) \cdot R_2 \quad (13)$$

Com essa modificação equacional, é possível isolar as perdas do cobre do rotor das perdas provocadas pela influência da carga mecânica acoplada à máquina. Logo, após esse novo rearranjo, o circuito equivalente do rotor fica como ilustrado na Figura 13 a seguir.

Figura 13 – Circuito elétrico do rotor do motor de indução após rearranjo da resistência R_2 .



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 353 - modificado)

2.4.2.5 CIRCUITO DO ROTOR REFLETIDO PARA O ESTATOR

Após os rearranjos efetuados anteriormente, o circuito do rotor ainda pode ser refletido para o lado do estator (primário) através da relação de espiras ($a=N1/N2$).

$$E_2 \text{ refletido ao estator} : a \cdot E_2 = E_2'$$

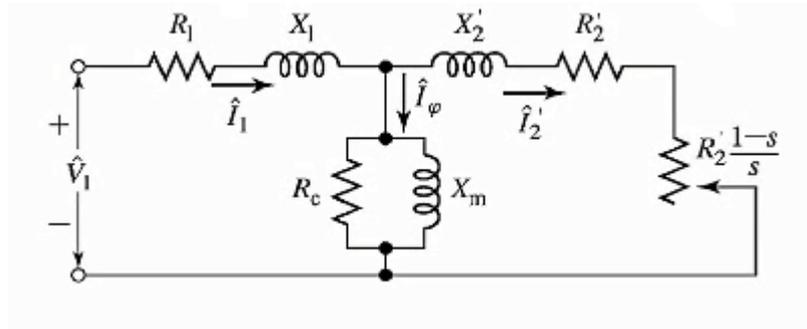
$$I_2 \text{ refletido ao estator} : I_2/a = I_2'$$

$$X_2 \text{ refletido ao estator} : a^2 \cdot X_2 = X_2'$$

$$R_2 \text{ refletido ao estator} : a^2 \cdot R_2 = R_2'$$

$$R_2 \cdot (1-s)/s \text{ refletido ao estator} : a^2 \cdot R_2 \cdot (1-s)/s = R_2' \cdot (1-s)/s$$

Figura 14 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução com os parâmetros do rotor (secundário) já refletidos para o estator (primário).



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 356 - modificado)

De acordo com o circuito da Figura 14, os parâmetros do CEE do MIT referidos ao estator são:

V_1 é a tensão de alimentação aplicada no estator do MIT;

R_1 é a resistência do enrolamento do estator;

X_1 é a reatância de dispersão do enrolamento do estator;

I_1 é a corrente eficaz do estator do MIT;

R_c é o resistor associado às perdas no ferro do MIT;

X_m é a reatância de magnetização do MIT;

I_φ é a corrente de excitação;

R_2' é a resistência do enrolamento do rotor do MIT refletida ao primário;

X_2' é a reatância de dispersão do enrolamento do rotor do MIT refletida ao primário;

I_2' é a corrente eficaz do rotor do MIT refletida ao primário;

s é o escorregamento.

Assim como são realizados os ensaios nos transformadores para se determinar os valores dos seus devidos parâmetros, também são realizados ensaios semelhantes nos motores de indução. Nos transformadores, para se determinar os parâmetros do núcleo, é realizado o teste em vazio. Igualmente é feito nos motores de indução para se determinar os parâmetros do núcleo, ou seja, ensaio sem carga ($s=0$). Já para determinar os parâmetros dos enrolamentos do estator da máquina de indução, é realizado o teste em bloqueio, ou seja, com o motor travado ($s=1$), muito semelhante ao ensaio em curto circuito dos transformadores.

Com esse ensaio em bloqueio é possível se determinar os parâmetros da resistência e reatância nos enrolamentos de cobre.

Ou seja, após todos os cálculos, rearranjos e ensaios efetuados, o circuito equivalente final fica mais fácil de analisar, uma vez que o circuito fica representado na mesma frequência e refletido para um único lado, lado do estator (primário). É importante salientar que a transferência de energia se dá pelo campo magnético do entreferro (gap), o qual não necessita ser explicitamente representado no circuito equivalente (Figura 14).

2.5 ANÁLISE DO CIRCUITO EQUIVALENTE

2.5.1 POTÊNCIAS ENVOLVIDAS NO CIRCUITO

Com o rearranjo ilustrado na Figura 13, é possível calcular as perdas envolvidas no circuito do rotor. As perdas no cobre dos enrolamentos do rotor são calculadas sobre o parâmetro R_2 .

$$P_{cobre} = R_2 \cdot I_2^2 \quad (14)$$

Já as perdas provocadas pela influência da carga aplicada à máquina, ou seja, potência eletromagnética desenvolvida pelo motor (perda rotacional + carga) é dada por:

$$P_{mec} = \left(\frac{1-s}{s} \right) \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (15)$$

Dessa forma, a potência por fase associada ao rotor é o somatório da potência nos enrolamentos do cobre com a potência eletromagnética, ou seja:

$$P_{rotor} = P_{gap} = P_{cobre} + P_{mec}$$

$$P_{rotor} = P_{gap} = R_2 \cdot I_2^2 + \left(\frac{1-s}{s} \right) \cdot R_2 \cdot I_2^2$$

$$P_{rotor} = P_{gap} = \frac{R_2 \cdot I_2^2}{s} \quad (16)$$

É possível observar que a potência do rotor é a potência que está sendo transmitida do estator para o rotor através do campo magnético do entreferro, por isso também é denominada de potência de entreferro (P_{gap}). Com isso, tem-se também que:

$$P_{\text{cobre}} = R_2 \cdot I_2^2 = s \cdot \left(\frac{R_2 \cdot I_2^2}{s} \right)$$

$$P_{\text{cobre}} = s \cdot P_{\text{gap}} \quad (17)$$

Logo, observa-se que as perdas no cobre aumentam com o escorregamento. Além disso, a potência eletromagnética da máquina também pode ser calculada ao se conhecer a potência do rotor (ou potência do entreferro) e o escorregamento s . Dessa forma tem-se que:

$$P_{\text{mec}} = \left(\frac{1-s}{s} \right) \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (18)$$

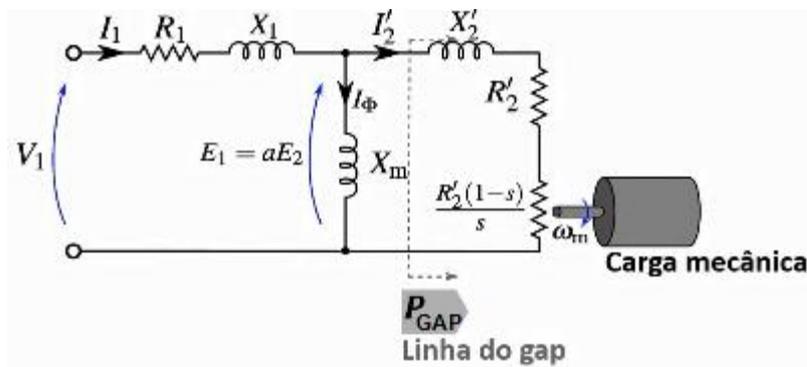
$$P_{\text{mec}} = (1-s) \cdot P_{\text{gap}} \quad (19)$$

2.5.2 CARACTERÍSTICA TORQUE X VELOCIDADE DO MIT

Como em todo motor, realizar a análise do comportamento da velocidade em relação ao torque é de extrema importância para que se possa obter um melhor aproveitamento da máquina. Há certas aplicações onde a velocidade é mais relevante do que o torque proporcionado pelo motor, e em outras o contrário. Por conta disso, através do circuito elétrico equivalente do MIT, é possível analisar as características de operação do motor em relação ao seu torque e velocidade.

Para facilitar a análise do motor, no que se refere aos seus cálculos, o circuito elétrico da Figura 14 pode ser simplificado para o modelo equivalente do IEEE. O circuito equivalente recomendado pelo IEEE é para os casos onde a tensão nas impedâncias do estator ($R_l + jX_l$) não é desprezível, ou seja, o ramo de magnetização não pode ser removido para os terminais da máquina. Entretanto, a resistência de magnetização do núcleo R_c pode ser desconsiderada, sendo que a reatância de magnetização X_m tem mais expressividade. Desse modo, tem-se o circuito da Figura 15 a seguir.

Figura 15 – Circuito elétrico do motor de indução pelo modelo equivalente do IEEE.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado)

Para calcular o torque que está sendo aplicado pelo motor é necessário calcular o valor da corrente de carga (I_2'). Porém antes,, é necessário analisar a potência eletromagnética por fase na saída do MIT.

$$P_{mec} = T_{mec} \cdot \omega_m \quad (20)$$

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_m} = \frac{1}{\omega_m} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2$$

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_m} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \quad (21)$$

Onde ω_m é a velocidade de giro do rotor e é expressa, em radianos por segundo, por:

$$\omega_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_m}{60}$$

Ou também, em relação a velocidade síncrona, por:

$$\omega_m = (1-s) \cdot \omega_s \quad (22)$$

Então, substituindo a expressão 22 na expressão 21, tem-se que:

$$T_{mec} = \frac{1}{(1-s) \cdot \omega_s} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2$$

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{R_2' \cdot I_2'^2}{s} \quad (23)$$

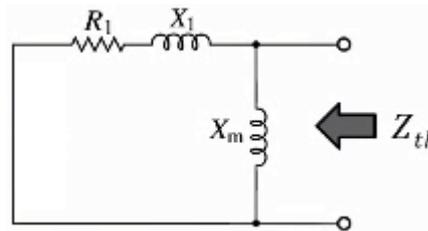
$$T_{mec} = \frac{P_{gap}}{\omega s} \quad (24)$$

ou

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega m} \quad (25)$$

A corrente I_2' pode ser calculada através do circuito da Figura 15, porém antes é necessário rearranjar o circuito para que se tenha uma expressão que melhor resulte no valor da corrente do rotor. Por meio do modelo equivalente de Thévenin, o ramo de magnetização do núcleo pode ser acoplado com a impedância do estator, resultando assim em uma única impedância de Thévenin. Curto-circuitando a fonte de tensão, tem-se que a impedância de Thévenin é a impedância do estator em paralelo com impedância de magnetização.

Figura 16 – Modificação do circuito elétrico do motor de indução para calcular a impedância de Thevenin.



Fonte: Autoria própria

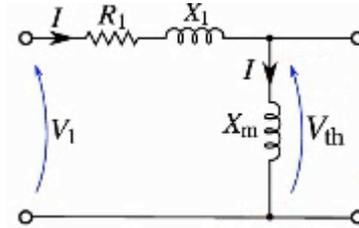
Pelo circuito da Figura 16, a impedância equivalente de Thévenin é igual a:

$$Z_{TH} = \frac{jXm}{R1 + jX1}$$

$$Z_{TH} = R_{th} + jX_{th} \quad (26)$$

Já para se calcular a tensão de Thévenin, o circuito é aberto no ponto de interesse e se calcula o valor da tensão nesse ponto.

Figura 17 – Modificação do circuito elétrico do motor de indução para calcular a tensão vista pelos terminais do ramo de magnetização.



Fonte: Autoria própria.

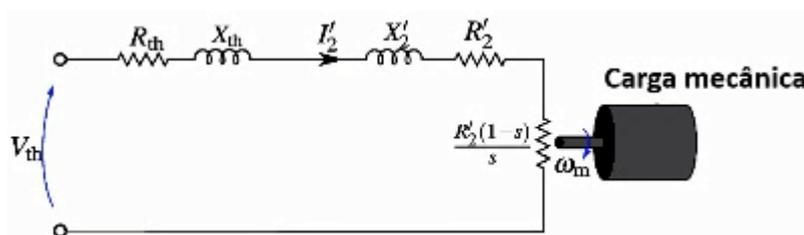
Aplicando o método de divisor de tensão é possível calcular a expressão da tensão de Thévenin.

$$I = \frac{V_1}{R_1 + j(X_1 + X_m)}$$

$$V_{TH} = jX_m \cdot I = \frac{jX_m \cdot V_1}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \quad (27)$$

Desse modo, com os parâmetros do circuito equivalente de Thévenin já calculados, tem-se uma fonte em série com uma impedância acoplada ao circuito do rotor, facilitando assim o cálculo da corrente I_2' .

Figura 18 – Circuito equivalente do motor de indução simplificado pelo teorema de Thévenin.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 361 - modificado)

Embora o circuito tenha números reais e números complexos, para o torque é importante apenas o módulo da corrente I_2' . Desse modo, a corrente do circuito da Figura 18 é o módulo da tensão por fase aplicada dividida pelo módulo da impedância equivalente.

$$I_2' = \frac{V_{TH}}{\sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_2')^2}} \quad (28)$$

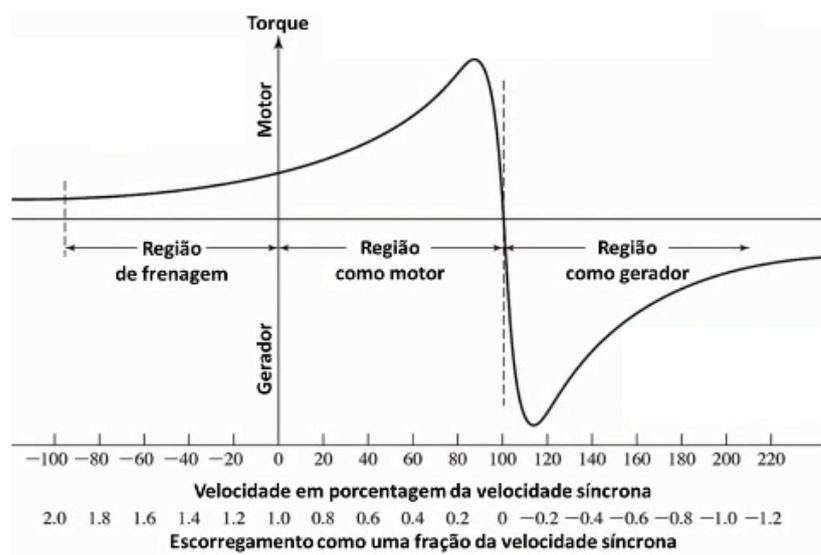
Com isso, tendo a corrente do rotor referida ao estator, é possível calcular o torque desenvolvido por fase pelo motor. Substituindo a corrente I_2' da equação 28 na equação 23 do torque tem-se as seguintes equações:

$$T_{mec} = \frac{1}{ws} \cdot \frac{R_2' \cdot I_2'^2}{s} \quad (23)$$

$$T_{mec} = \frac{1}{ws} \cdot \frac{V_{TH}^2}{\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_2')^2} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (29)$$

Pela equação 29 é possível perceber que, uma vez em que os demais parâmetros são constantes, o torque é uma função do escorregamento, ou seja, é obrigatoriamente dependente da velocidade do eixo do rotor. Tendo isso como base, é possível entender como se comporta a curva característica do torque em função do seu escorregamento (velocidade) para uma máquina de indução. Dessa forma, por meio da equação 29, a curva característica de conjugado versus velocidade, ou conjugado versus escorregamento, pode ser representada como ilustrada na Figura 19 a seguir.

Figura 19 – Curva característica de conjugado versus escorregamento de uma máquina de indução, mostrando as regiões de frenagem, motor e gerador.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 362)

É interessante analisar que, dependendo da velocidade, a máquina de indução pode trabalhar em 3 faixas de operação (região de frenagem, de motor e de gerador).

Na função como gerador, a velocidade do rotor da máquina de indução é maior do que a velocidade síncrona, ou seja, o sentido do conjugado induzido inverte-se e a máquina opera como um gerador, convertendo potência mecânica em elétrica. O uso das máquinas de indução como geradores não é muito usual por conta do seu baixo rendimento.

No caso da região de frenagem, situação na qual a velocidade do rotor da máquina de indução gira em sentido oposto ao sentido dos campos magnéticos, o torque induzido na máquina reduzirá a máquina abruptamente, forçando-a a girar no sentido oposto. A comutação de duas fases do estator faz com que ocorra uma inversão do sentido de rotação do campo magnético na máquina. Também conhecido como frenagem por inversão de fases, o ato de permutação de duas fases por chaveamento faz com que o motor seja freado de forma mais rápida.

Já na operação da máquina de indução como motor, o estator é energizado com tensão alternada para que se produza um torque mecânico no rotor. A tensão alternada provoca um campo girante no estator, o qual também resulta em um campo girante nos enrolamentos do rotor, porém com velocidade distinta. Além disso, a velocidade do campo do estator (n_s), na operação como motor, é maior que a velocidade do campo do rotor (n_r), e tal diferença resulta no movimento desejado do motor, pois o campo magnético do rotor gira na direção do campo girante do estator, ou seja, o rotor sempre está perseguindo o campo girante do estator. Portanto, na operação da máquina de indução como motor tem-se as seguintes relações:

$$n_s > n_r$$

$$0 \leq n_r \leq n_s$$

$$1 \geq s \geq 0.$$

Um outro aspecto interessante sobre a região de motor é que a curva característica de torque versus velocidade da máquina de indução apresenta duas faixas de operação: região inversa e região linear. Para um melhor entendimento de cada uma dessas regiões, é utilizado a equação do torque (equação 29) em função da velocidade, e, por consequência, do escorregamento

Para baixos valores de escorregamento, tem-se que a velocidade mecânica é muito próxima da velocidade síncrona. Dessa forma, na equação 29 a resistência R_2' acaba tendo mais relevância em relação às demais impedâncias.

$$\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{s}\right) \gg (X_{TH} + X_2') \quad e \quad \frac{R_2'}{s} \gg R_{TH}$$

Com isso, a equação do torque pode ser aproximada para:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2}{R_2'} \cdot s \quad (30)$$

Ou seja, o torque, para velocidades próximas à velocidade síncrona, tem um comportamento que varia linearmente com o escorregamento do motor. Conforme o escorregamento tende a zero, a resistência R_2' tende ao infinito, fazendo com que o torque se torne nulo.

Já para valores altos do escorregamento, tem-se que a velocidade do eixo do rotor é muito baixa em relação à velocidade síncrona ($\omega_r \ll \omega_s$).

Por conta disso, os valores das impedâncias da equação 29 acabam tendo maior relevância em relação às resistências.

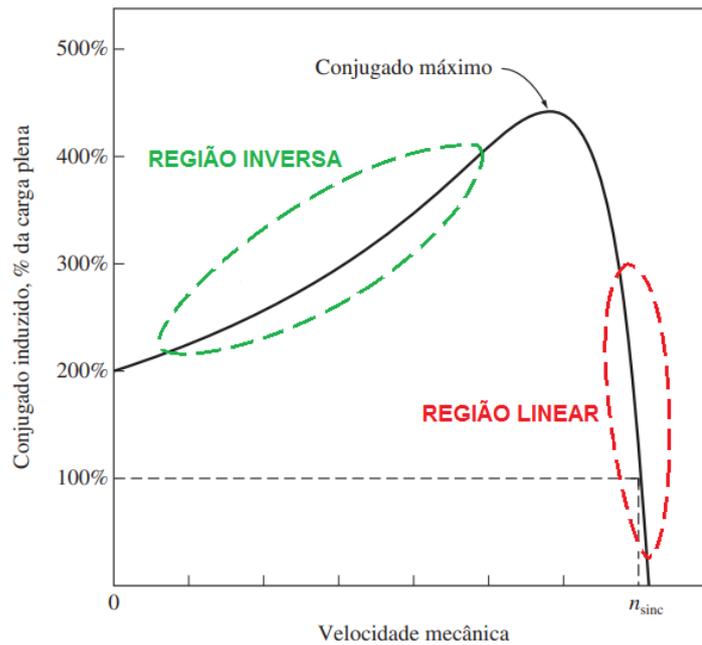
$$\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{s}\right) \ll (X_{TH} + X_2')$$

Com isso, a equação do torque pode ser aproximada para:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2}{(X_{TH} + X_2')^2} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (31)$$

Ou seja, o torque neste caso varia inversamente com o escorregamento do motor. Na Figura 20 é possível observar essas duas características do torque, região linear e inversa, quando a máquina de indução atua como motor.

Figura 20 – Região inversa e linear da operação de uma máquina de indução como motor.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 336 - modificado)

É possível perceber também que há um valor de torque máximo que o motor pode desenvolver. Para obter o valor exato do torque máximo basta derivar a equação do torque (equação 29) em relação ao escorregamento, uma vez em que os demais parâmetros são constantes, e igualar a zero. Dessa forma, tem-se que:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega s} \cdot \frac{V_{TH}^2}{\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_2')^2} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (29)$$

$$d \frac{T_{mec}}{ds} = 0 \rightarrow (St_{m\acute{a}x}, T_{m\acute{a}x})$$

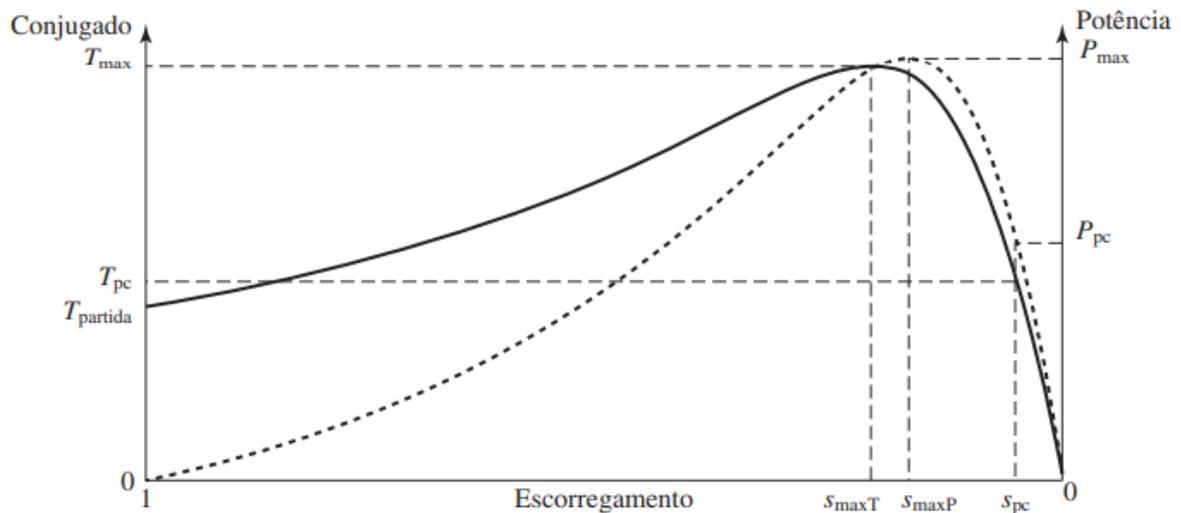
$$\frac{R_2'}{St_{m\acute{a}x}} = \sqrt{(R_{TH})^2 + (X_{TH} + X_2')^2} \quad (32)$$

Uma vez em que o torque está associado com a potência, um torque máximo equivale a uma potência máxima. Semelhante aos transformadores, onde a transferência máxima de potência da rede para carga se dava quando as impedâncias da fonte são iguais à impedância da carga, também conhecida como casamento de impedâncias, o mesmo ocorre para o motor de indução. Dessa forma, representando o casamento de impedância entre a carga e a fonte, tem-se que o escorregamento para torque máximo (St_{max}) por fase é dado por:

$$s_{Tm\acute{a}x} = \frac{R_2'}{\sqrt{(R_{TH})^2 + (X_{TH} + X_2')^2}} \quad (33)$$

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{1}{2 \cdot \omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2}{R_{TH} + \sqrt{(R_{TH})^2 + (X_{TH} + X_2')^2}} \quad (34)$$

Figura 21 – Curva característica de conjugado versus velocidade mecânica do MIT com detalhe para o torque máximo e seu respectivo escorregamento.



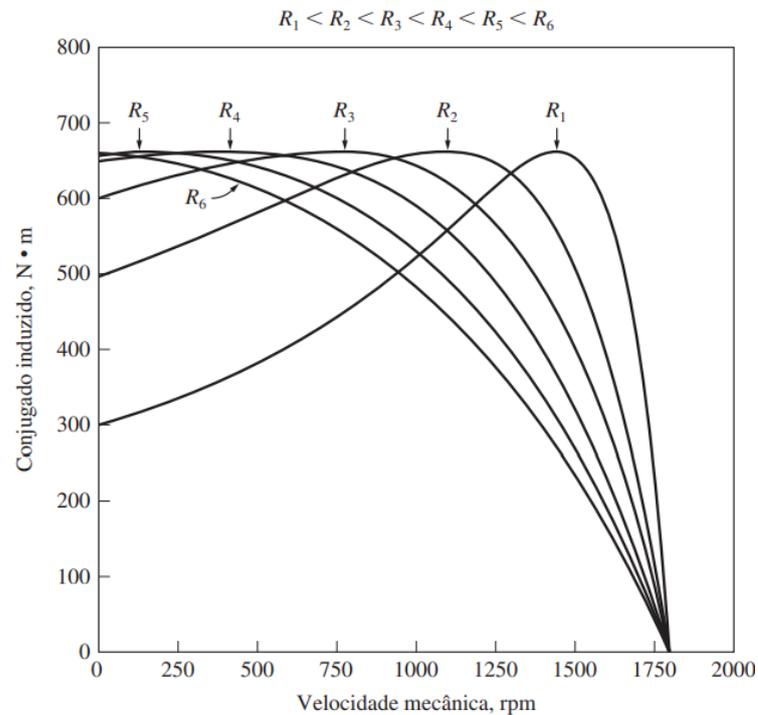
Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 363)

É interessante analisar a equação 33 ao observar que o escorregamento para torque máximo é diretamente proporcional à R_2' , resistência referente ao rotor. Desse modo, por meio da inserção de uma resistência de controle em série com R_2' , é possível modificar o ponto do torque máximo. Tal resistência externa acoplada em série com a resistência R_2' atrasa o torque máximo para uma região mais próxima da partida, evitando assim um possível transitório longo. Esse procedimento de inserção de resistências externas é mais comum em rotores bobinados, uma vez que o acesso aos enrolamentos do rotor é mais fácil se comparado com o rotor gaiola de esquilo.

Um torque máximo deslocado para origem é muito utilizado por máquinas que requerem dar partida em cargas pesadas, ou seja, sair da inércia de forma mais rápida e efetiva, como por exemplo, trens, metros, talhas e outras aplicações. Por tanto, ao inserir resistências externas em série com o enrolamento do rotor (bobinado), obtém-se um alto torque (T_{MAX}) em baixa velocidade, ou seja, alto torque de partida. Entretanto, assim que a carga esteja rotacionando, a resistência inserida poderá ser retirada do circuito e o conjugado

máximo será movido para próximo da velocidade síncrona, ou seja, deslocado para seu funcionamento em condições nominais.

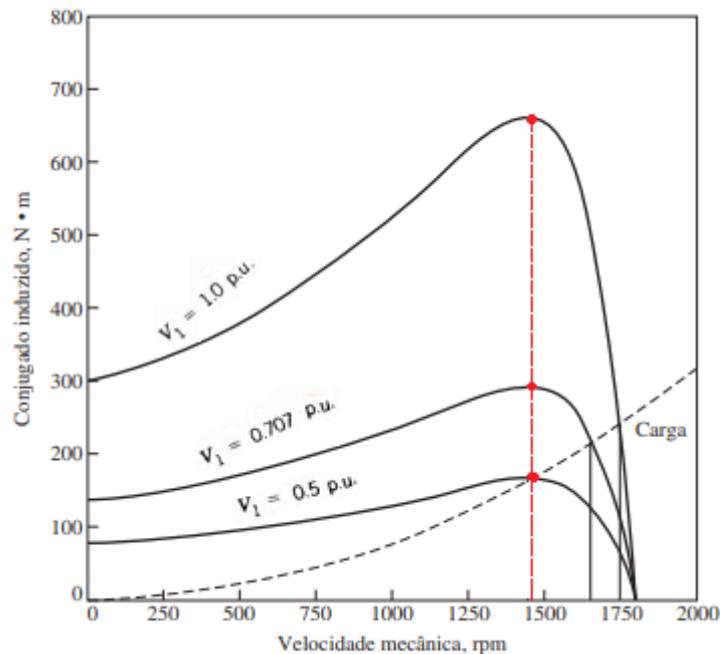
Figura 22 – Deslocamento do conjugado máximo conforme a variação da resistência do circuito do rotor (bobinado).



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 340)

Já ao analisar a equação 34, observa-se que o torque máximo também depende da tensão terminal, representada no circuito por V_{TH} . Ao reduzir o valor nominal da tensão terminal, o torque máximo não tem seu escorregamento deslocado, porém seu valor é reduzido. Essa técnica de se variar a tensão sobre o MIT também tem impacto sobre a corrente que circula nos enrolamentos do estator. Por conta disso, existem alguns sistemas de acionamento onde a tensão inicial é modificada de forma a evitar um pico de corrente de partida.

Figura 23 – Alteração do conjugado máximo conforme a tensão de alimentação.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 371- modificado)

2.6 CONJUGADO DE CARGA

Segundo Mamede Filho (2001), “Os motores elétricos quando ligados apresentam um esforço que lhes permite girar o seu eixo. A este esforço dá-se o nome de conjugado motor. Já a carga acoplada reage a este esforço negativamente, ao que se dá o nome de conjugado de carga ou conjugado resistente”. Dessa forma, durante a partida do motor elétrico, para que a carga acoplada ao eixo do rotor entre em movimento, o conjugado motor necessariamente tem que ser maior que o conjugado resistente. A expressão 35 a seguir apresenta uma equação genérica para o conjugado de carga

$$C_c = C_i + \alpha \cdot (\omega n m) \beta \quad (35)$$

Onde:

C_c = conjugado da carga, cuja unidade pode ser expressa em $\text{kgf}\cdot\text{m}$ ou $\text{N}\cdot\text{m}$;

C_i = conjugado da carga em repouso ou também conhecido por conjugado inercial, ou seja, no instante da partida. Sua unidade é expressa em $\text{kgf}\cdot\text{m}$ ou $\text{N}\cdot\text{m}$. Tal conjugado é característico do próprio motor, por isso é determinado pelos gráficos dos conjugados de carga disponíveis nos catálogos dos próprios fabricantes das máquinas;

ω_{nm} = velocidade angular instantânea do motor, em Hz, levando em consideração que a carga está solidária ao eixo do motor;

α = constante referente às características da carga;

β = constante referente à natureza da carga (se a máquina é uma bomba, talha, exaustor etc.).

Além da expressão 35, o conjugado da carga também pode ser obtido conhecendo-se os valores da velocidade da máquina (ω_m) e a potência consumida pela carga (P_{carga}).

$$T_{carga} = \frac{P_{carga}}{\omega_m} \quad (36)$$

2.7 CONJUGADO DE PARTIDA

Existem aplicações do motor de indução trifásico onde é necessário um alto torque de partida, principalmente em operações onde o MIT precisa movimentar cargas pesadas, ou seja, sair da inércia de forma mais rápida e eficaz. Como exemplo de aplicações, um alto conjugado de partida é muito utilizado nos acionamentos de trens e metros, operações onde se é necessário tirar da inércia uma carga muito pesada.

Por meio da equação 24, a qual corresponde ao conjugado induzido no rotor por fase, pode-se analisar o conjugado de partida do MIT. Uma vez que são 3 fases, obtém-se então a seguinte equação:

$$T_{mec} = \frac{3 \cdot P_{gap}}{ws} \quad (37)$$

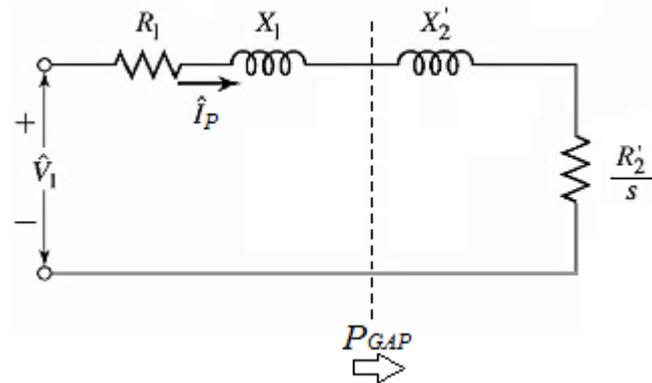
Com já observado anteriormente, a potência do entreferro (P_{gap}) corresponde à potência do rotor (P_{rotor}). Dessa forma, substituindo a equação da potência de entreferro (equação 16) na equação 37, e sabendo que durante a partida o escorregamento é igual a 1, obtém-se a seguinte expressão para o cálculo do conjugado de partida:

$$T_p = C_p = \frac{3 \cdot R_2 \cdot I_p^2}{ws} \quad (38)$$

Pela equação 38 é possível observar que o conjugado de partida é diretamente proporcional à resistência do rotor. Devido a este fato, existem técnicas onde é inserido resistência externa no circuito do rotor de forma a aumentar o conjugado de partida do MIT.

Essas técnicas são mais comuns nos rotores bobinados, uma vez que o seu acesso, pelos anéis deslizantes, é mais fácil se comparado ao rotor gaiola de esquilo. Além disso, a equação 38 também revela que o conjugado de partida é diretamente proporcional ao quadrado da corrente de partida (I_p), a qual pode ser calculada por meio de uma simplificação do circuito elétrico equivalente por fase.

Figura 24 – CEE por fase do MIT desconsiderando-se o ramo de magnetização.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 361 - modificado)

Por meio do circuito simplificado da figura 24, ao desconsiderar o ramo de magnetização, a corrente de partida é igual à tensão de alimentação por fase (V_1) dividida pela impedância de partida (Z_p) do circuito.

$$I_p = \frac{V_1}{Z_p} \quad (39)$$

Uma vez em que o circuito se encontra na partida, o escorregamento é igual a 1, e desse modo, substituindo-se os valores, tem-se que a corrente de partida é igual a:

$$I_p = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (40)$$

Após calcular o conjugado de partida, é possível substituir a sua expressão na fórmula do conjugado de partida (expressão 38), obtendo-se assim a seguinte expressão:

$$C_p = \frac{3 \cdot R_2' \cdot V_1^2}{ws \cdot ((R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2)} \quad (41)$$

Analisando a fórmula da expressão 41, é possível observar que o conjugado de partida é diretamente proporcional ao quadrado da tensão de fase V_1 , ou seja, alterar a amplitude da tensão de alimentação tem forte impacto no conjugado de partida do MIT. Além disso, como observado anteriormente, o conjugado de partida é diretamente proporcional à resistência do rotor (R_2), e por conta disso, a inserção de resistência externa nos enrolamentos do rotor (bobinado) pode influenciar no aumento do conjugado de partida.

3 TIPOS DE ACIONAMENTOS

O acionamento de um motor de indução trifásico, assim como qualquer máquina elétrica, requer certos cuidados de segurança a fim de se evitar possíveis danos que possam ocorrer durante a partida. Por esse motivo, em grande parte dos acionamentos são necessários dispositivos de segurança, como por exemplo, fusíveis, disjuntores, botões de emergência e etc. Além disso, é muito importante respeitar os dados oferecidos pelo fabricante na placa do motor, principalmente em relação ao fator I_p/I_n , o qual é a relação entre a corrente de partida e corrente nominal.

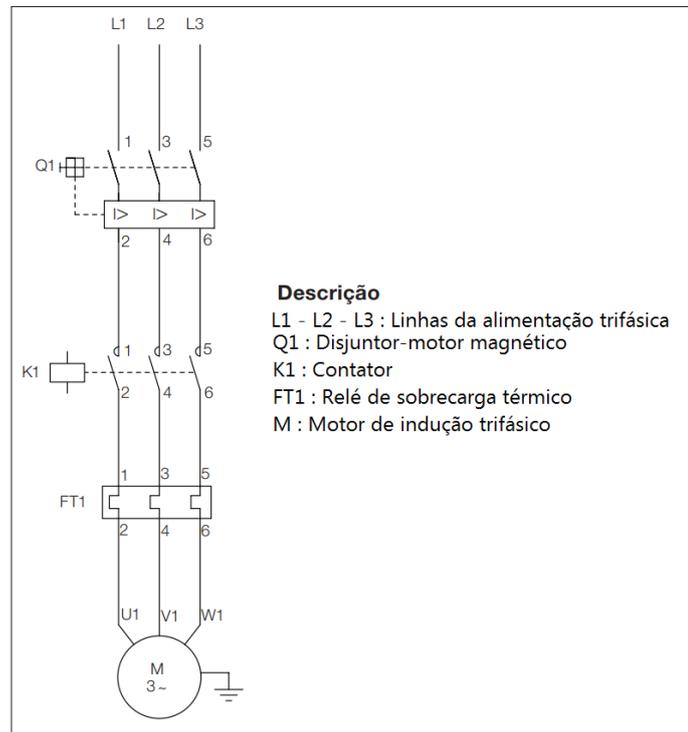
Por esse motivo, a fim de se evitar altas correntes de partida, diferentes topologias de acionamentos podem ser aplicadas ao MIT. Há certas metodologias onde é possível, além de realizar uma partida mais suave, controlar também a velocidade do motor durante seu regime permanente. Desse modo, o acionamento de um motor pode ser dividido em duas modalidades: partida sem controle de velocidade e partida com controle de velocidade. A seguir, serão comentados detalhadamente cada um dos acionamentos.

3.1 ACIONAMENTO SEM CONTROLE DE VELOCIDADE

3.1.1 PARTIDA DIRETA NA REDE TRIFÁSICA

O acionamento de motor de indução trifásico pela partida direta é um dos mais simples e didático de se entender. Basicamente, o motor é alimentado pela rede com a sua tensão nominal. O acionamento da partida direta é dividido em dois diagramas: diagrama de potência, responsável pela alimentação do motor, e diagrama de comando, responsável pelo controle das comutações de chaveamento.

Figura 25 – Diagrama de potência da partida direta no motor de indução trifásico.

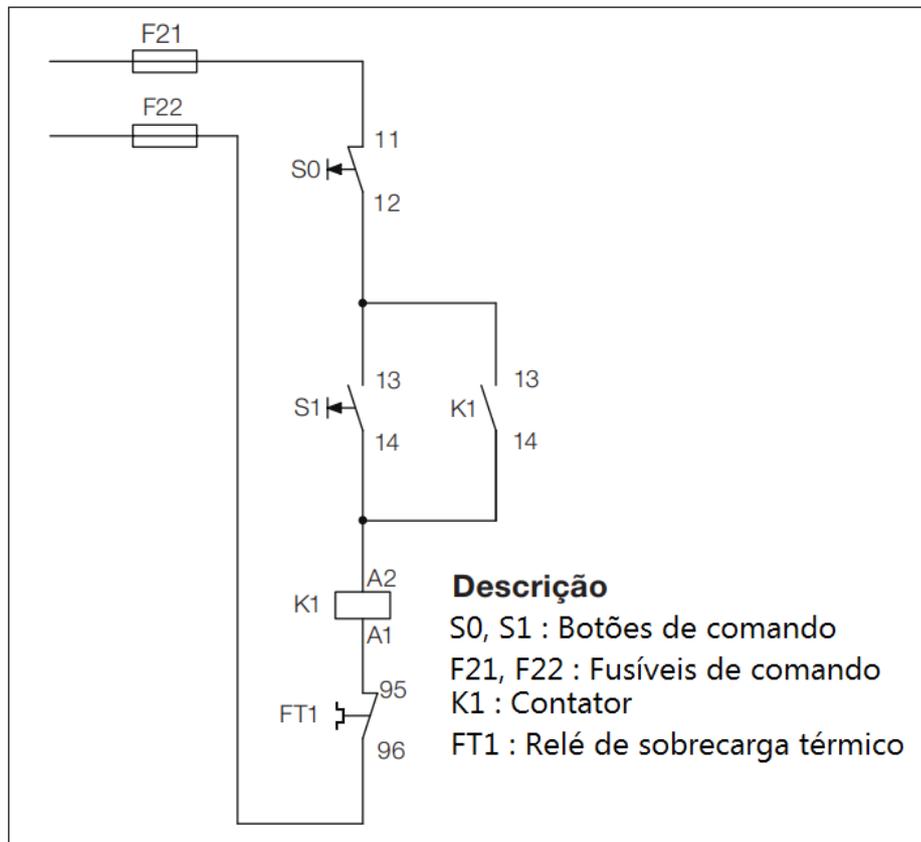


Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 8)

No diagrama de potência da Figura 25, as três linhas de alimentação representam as 3 fases trifásicas e são conectadas ao disjuntor Q1, o qual é responsável pela segurança dos componentes do circuito. Caso haja um curto-circuito, o disjuntor Q1 acaba abrindo os seus contatos, evitando assim que os demais componentes do sistema sejam danificados. Na saída do disjuntor Q1, as 3 fases da alimentação são conectadas aos contatos de potência do contator K1, o qual funciona como se fosse um interruptor que irá acionar a alimentação das bobinas do estator. Na sequência do circuito, antes de alimentar o motor de indução trifásico, o relé térmico FT1 tem a função de proteção do motor contra sobrecarga.

Já para acionar ou desligar os contatos de K1 no diagrama de potência, é utilizado o circuito de comando, o qual apresenta a lógica de contatos para o acionamento do motor de indução pela partida direta.

Figura 26 – Diagrama de comando da partida direta no motor de indução trifásico.

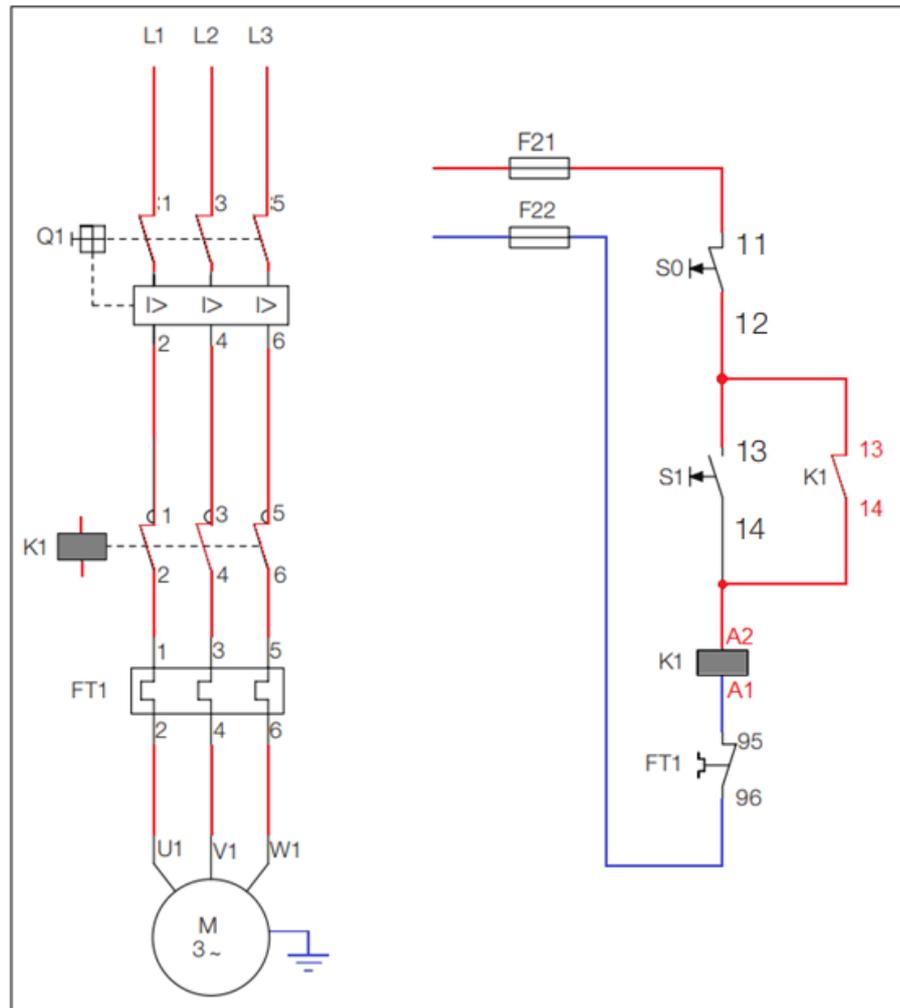


Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 8 - modificado)

Nas extremidades do diagrama de comando da Figura 26, por questão de segurança, há a presença de fusíveis, F21 e F22. O botão de emergência S0 (NF-11,12) é utilizado para desligar, manualmente, todo o circuito. Ainda em relação à segurança, no fim do circuito, após a bobina K1, o contato FT1 (NF-95,96), o qual é normalmente fechado, apenas irá abrir caso o relé térmico do diagrama de potência detecte alguma sobrecarga no motor. Ou seja, além de proteger o motor de indução, o relé térmico também protege o circuito de comando.

Ao ser pressionado o botão liga S1 (NA-13,14), o qual tem retorno por mola, a bobina K1 passa a ser alimentada, fazendo com que os seus contatos comutem. Dessa forma, mesmo após o botão S1 (NA-13,14) ser desligado, o contato selo de K1 (NA-13,14) mantém a bobina K1 energizada, e, além disso, os contatos de K1 no diagrama de potência são fechados e o motor de indução trifásico acaba sendo alimentado.

Figura 27 – Alimentação do motor de indução na rede trifásica após a bobina K1 ser energizada no diagrama de comando.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 8 - modificado)

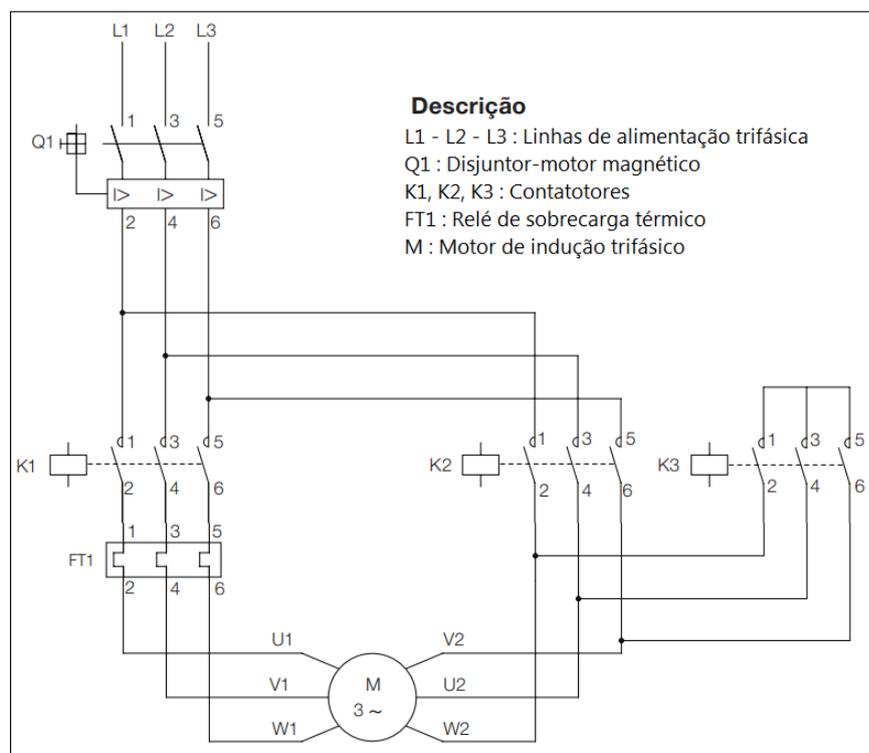
Pronto, dessa forma tem-se o acionamento da partida direta no motor de indução trifásico. Trata-se de um acionamento que tem as suas facilidades, como por exemplo, a rápida e fácil montagem do circuito, tanto o de potência quanto o de comando, uma vez que não há a necessidade de tantos componentes eletrônicos. Entretanto, uma desvantagem da partida direta é a utilização de todas as características nominais do motor no momento da partida, uma vez em que, já de início, a máquina consome toda a tensão fornecida pela rede. Isso tudo faz com que a corrente de partida tenha um pico inicial, e cujo valor pode chegar até 8 vezes o valor da corrente nominal descrita na placa do motor.

3.1.2 CHAVE ESTRELA-TRIÂNGULO

Para aplicar o acionamento por chave estrela-triângulo, o motor de indução obrigatoriamente precisa ter acesso aos seus 6 terminais, de modo que seja possível duas conexões: inicialmente em uma ligação em estrela, durante a partida, e posteriormente em triângulo, durante o regime permanente. A aplicação dessa topologia, semelhante à partida direta, também é dividida em dois diagramas: diagrama de potência e diagrama de comando.

O diagrama de potência da partida estrela-triângulo, com seus dispositivos de segurança e contatores, está ilustrado na Figura 28 a seguir.

Figura 28 – Diagrama de potência da partida estrela-triângulo do motor de indução.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 28)

Ao observar o circuito da Figura 28, é possível notar que o diagrama de potência começa com a rede trifásica de alimentação conectada ao disjuntor motor Q1, o qual é responsável pela proteção contra curto-circuito e sobrecarga.

Figura 29 – Exemplo de disjuntor motor. Modelo MPW, fabricante WEG: responsável pela proteção tanto de curto-circuito quanto de sobrecarga.



Fonte: (WEG, MPW – Disjuntores-motores, 2021, p. 9)

Na sequência do diagrama de potência, tem-se os 3 contadores (K1, K2 e K3), os quais são responsáveis pela alternância da topologia de alimentação (ora em estrela, ora em triângulo).

Figura 30 – Exemplo de contadores WEG; contator K1, contator K2 e contator K3.



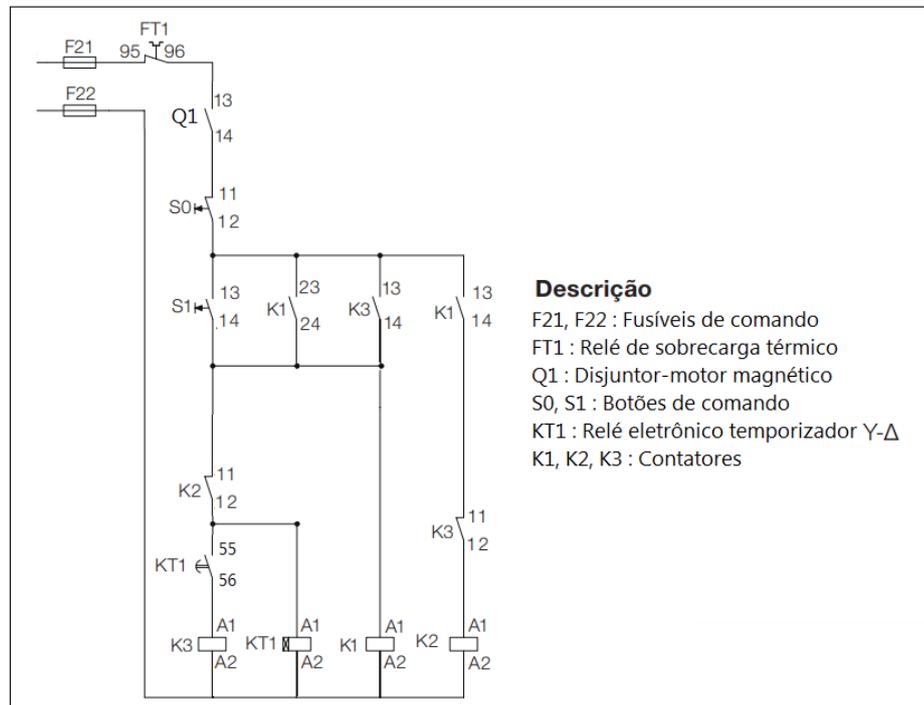
Fonte: (WEG, Linha de Produtos Weg Automação, 2021, p. 25)

E finalizando o diagrama de potência, tem-se o motor de indução trifásico. Importante lembrar que, para esse método de acionamento, o motor obrigatoriamente precisa ter acesso aos seus 6 terminais, pois só assim é possível fazer o fechamento ora em estrela ora em triângulo.

Como observado no diagrama de potência da Figura 28, os terminais de entrada do motor são conectados aos terminais do contator K1. Além disso, para proteção do motor contra sobrecarga, o relé térmico FT1 é ligado entre a entrada do motor e o contator K1. Já os terminais de saída do motor são conectados ou no contator K2 ou no contator K3, e, em hipótese alguma, devem ser conectados em ambos ao mesmo tempo.

Quando os contatores K1 e K3 estiverem acionados, o motor estará sendo alimentado em estrela, e quando os contatores K1 e K2 estiverem acionados, o motor estará sendo alimentado em triângulo. Para fazer essa comutação lógica dos contatores é necessário montar agora o diagrama de comando.

Figura 31 – Diagrama de comando da partida estrela-triângulo do motor de indução.



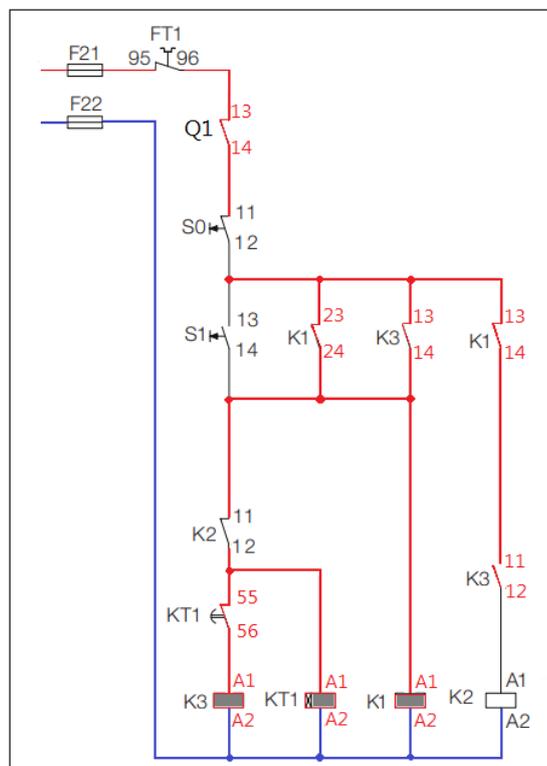
Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 28 - modificado)

Analisando a Figura 31, tanto na linha de entrada quanto na linha de saída do diagrama de comando, são utilizados fusíveis de proteção, F21 e F22, os quais são responsáveis pela segurança do diagrama. Em seguida, o contato do disjuntor-motor Q1 (NA-13,14), o qual é normalmente aberto, acaba fechando quando o disjuntor-motor Q1 do diagrama de potência for acionado. Além da utilização dos fusíveis, por motivos de segurança, também é utilizado um botão de emergência S0 (NF-11,12) após o contato Q1 (NA-13,14).

Após o botão de emergência, o diagrama é cascadeado em outras 4 linhas, sendo a primeira contendo o botão liga S1 (NA-13,14) do diagrama de comando. Uma vez em que tanto o contato K2 (NF-11,12) e do temporizador KT1 (NF-55,56) estão normalmente fechados, ao pressionar o botão liga S1, a bobina K3 é energizada, assim como o temporizador KT1, o qual começará a contar o tempo para o qual ele foi programado.

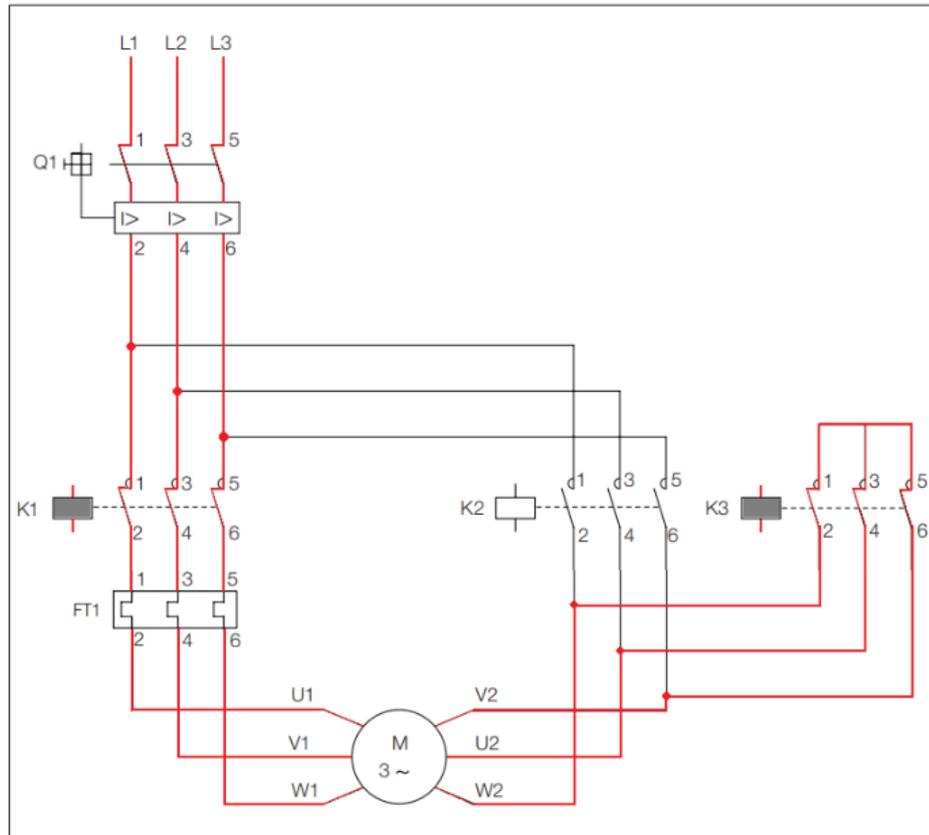
O motivo de a bobina K3 ser acionado primeiro é por que na etapa inicial não existe nenhuma fase alimentando o motor, evitando-se assim a geração de arco voltaico nos seus contatos. Com a bobina K3 energizada, o seu contato K3 (NA-13,14) acaba fechando, operando como um selo no diagrama. Tal selo garante que, mesmo após o botão S1 ser desligado, a bobina K3 e K1, assim como o contador KT1, continuem energizados. Interessante ressaltar que a bobina K1, a responsável pela alimentação nas estradas do motor, já possui o contato de selo K1 (NA-23,24), pois a alimentação deve ser mantida durante o regime permanente do motor. Já o contato K3 (NF-11,12) acaba abrindo, a fim de se evitar que a bobina K2 seja, por ventura, acionada enquanto a bobina K3 esteja energizada.

Figura 32 – Etapa inicial das comutações das bobinas no diagrama de comando: bobina K2 desativa e bobina K1, K3 e contador KT1 ativados.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013 p. 28 - modificado)

Figura 33 – Etapa inicial das comutações das bobinas no diagrama de potência: motor alimentado na configuração estrela.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, p. 28 - modificado)

Com essa configuração inicial, bobina K3 e K1 energizadas, o motor começa a operar com alimentação em estrela, ou seja, a tensão nas bobinas do estator recebem a tensão de alimentação do sistema dividida por raiz de 3, ou seja, tensão de linha. Dessa forma, substituindo a tensão na expressão 39, a corrente de partida na alimentação em estrela é igual a:

$$I_{pY} = \frac{V_L}{\sqrt{3} \cdot Z_p} \quad (42)$$

Onde V_L é a tensão de linha que alimenta o MIT e Z_p é impedância de partida .

Já se o MIT fosse diretamente acionado em triângulo, tem-se uma corrente de partida igual a:

$$I_{p \Delta} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_L}{Z_p} \quad (43)$$

Desse modo, fazendo a relação entre as correntes de partida tanto pelo acionamento em estrela, quanto pelo acionamento em triângulo, tem-se a seguinte relação:

$$\frac{I_{p Y}}{I_{p \Delta}} = \frac{\frac{V_L}{\sqrt{3} \cdot Z_p}}{\frac{\sqrt{3} \cdot V_L}{Z_p}}$$

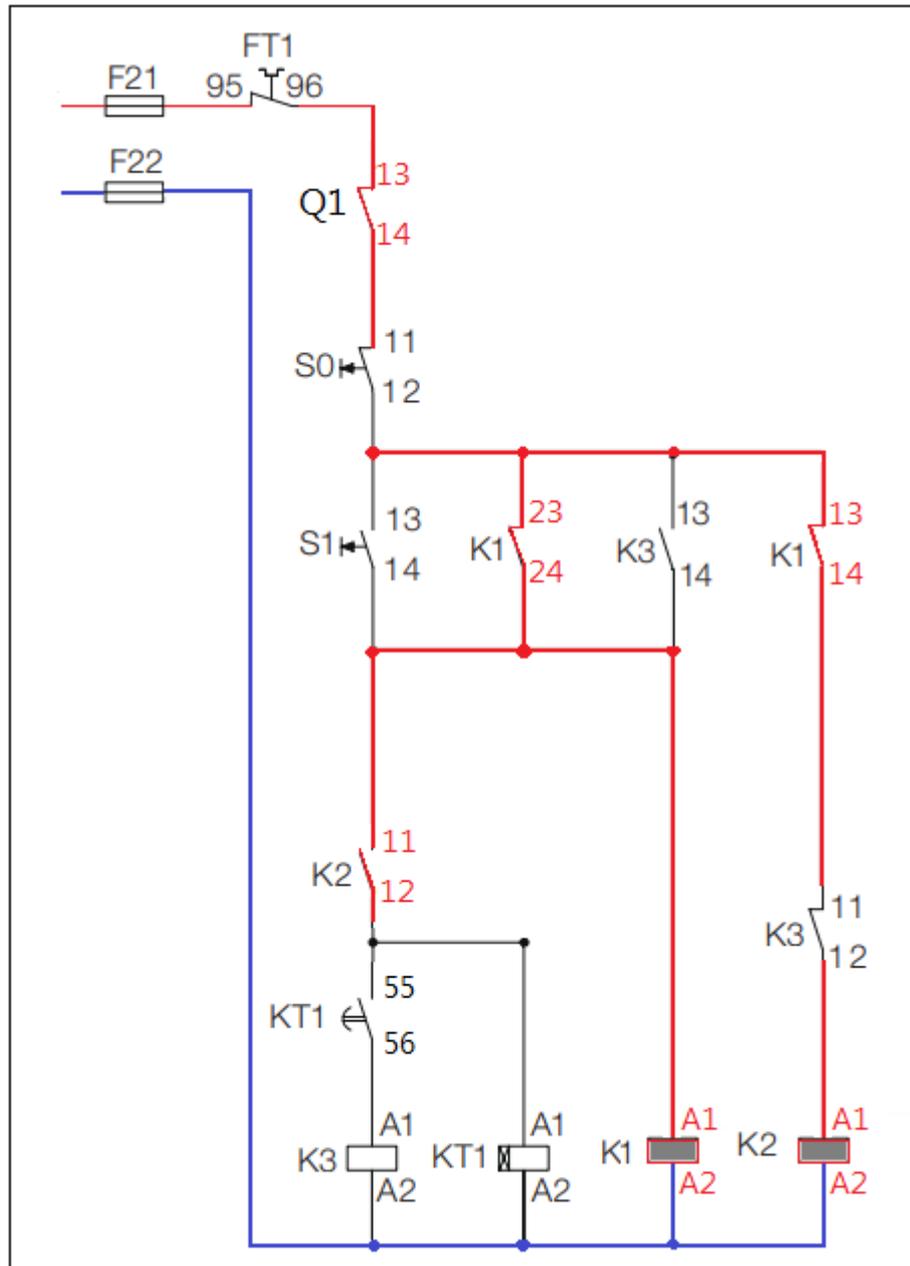
$$\frac{I_{p Y}}{I_{p \Delta}} = \frac{1}{3}$$

$$I_{p Y} = \frac{I_{p \Delta}}{3} \quad (44)$$

Ou seja, pela expressão 44 é possível deduzir que, se em um acionamento direto em triângulo a corrente de partida for 300 A, ao utilizar o acionamento estrela-triângulo para a mesma carga tem-se uma corrente de partida igual a 100 A.

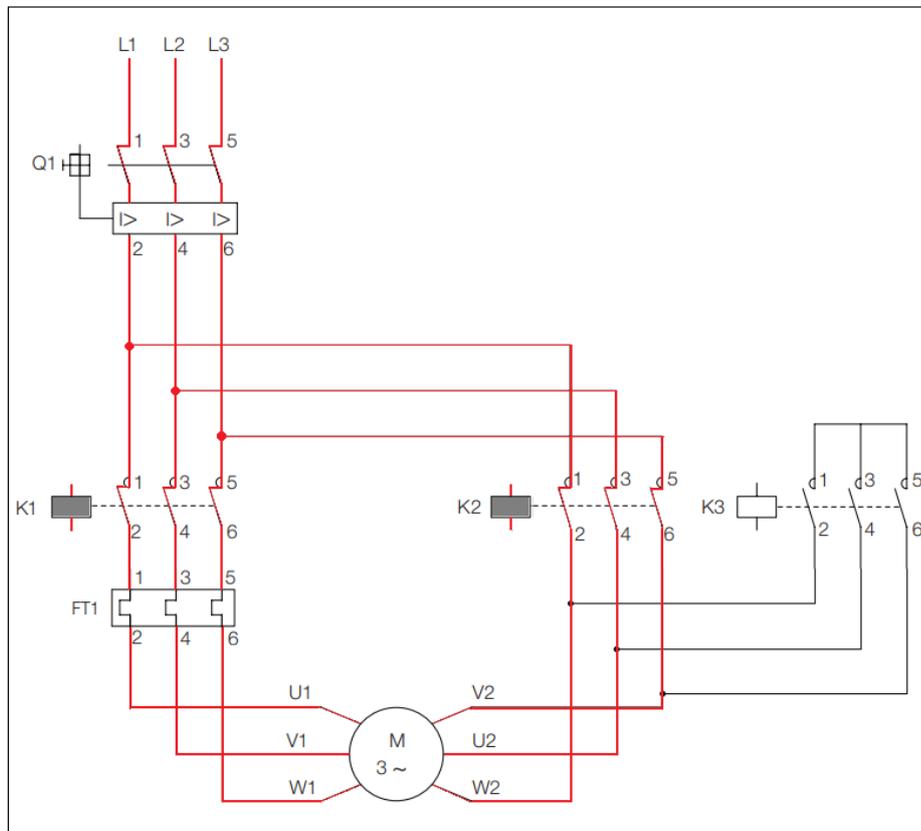
A alimentação inicial em estrela dura até o tempo que o contador KT1 estiver programado, e assim que o contador KT1 finalizar a sua contagem, seus contatos serão comutados. Dessa forma, o contato KT1 (NF-55,56) acaba abrindo, o que faz com que a bobina K3 seja desligada. Isso faz com que o contato K3 (NF-11,12) acabe fechando e, estando o contato K1 (NA-13,14) também fechado, a bobina K2 é agora energizada, o que faz com que o motor seja fechado em triângulo.

Figura 34 – Configuração do diagrama de comando após o tempo programado no contador KT1 finalizar.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 28 - modificado)

Figura 35 – Configuração do diagrama de potência com o motor sendo alimentado em triângulo: contatos K1 e K2 fechados e contato K3 aberto.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 28 - modificado)

Dessa forma, o motor passa a operar no regime permanente na alimentação em triângulo, recebendo em seus terminais a tensão de fase da alimentação trifásica.

Interessante analisar também a influência que a partida estrela-triângulo provoca no conjugado de partida. Ao observar a expressão 41, percebe-se que, sendo os demais parâmetros constantes, o conjugado de partida pode ser expressa por uma constante K' multiplicando a tensão por fase ao quadrado.

$$Cp = \frac{3 \cdot R2' \cdot V1^2}{Ws \cdot ((R1 + R2')^2 + (X1 + X2')^2)} \quad (41)$$

$$Cp = K' \cdot V1^2$$

Na operação em estrela, a tensão nas bobinas do estator é a tensão de linha da rede dividida por raiz de 3, logo:

$$Cp_Y = K' \cdot \left(\frac{V_L}{\sqrt{3}}\right)^2$$

$$Cp_Y = K' \cdot \frac{V_L^2}{3} \quad (45)$$

Já na operação em triângulo, a tensão nas bobinas do estator é a própria tensão de linha da rede, logo:

$$Cp_{\Delta} = K' \cdot V_L^2 \quad (46)$$

Desse modo, fazendo a relação entre os conjugados de partida pelo acionamento em estrela e pelo acionamento em triângulo, tem-se a seguinte relação:

$$\frac{Cp_Y}{Cp_{\Delta}} = \frac{K' \cdot \frac{V_L^2}{3}}{K' \cdot V_L^2}$$

$$\frac{Cp_Y}{Cp_{\Delta}} = \frac{1}{3}$$

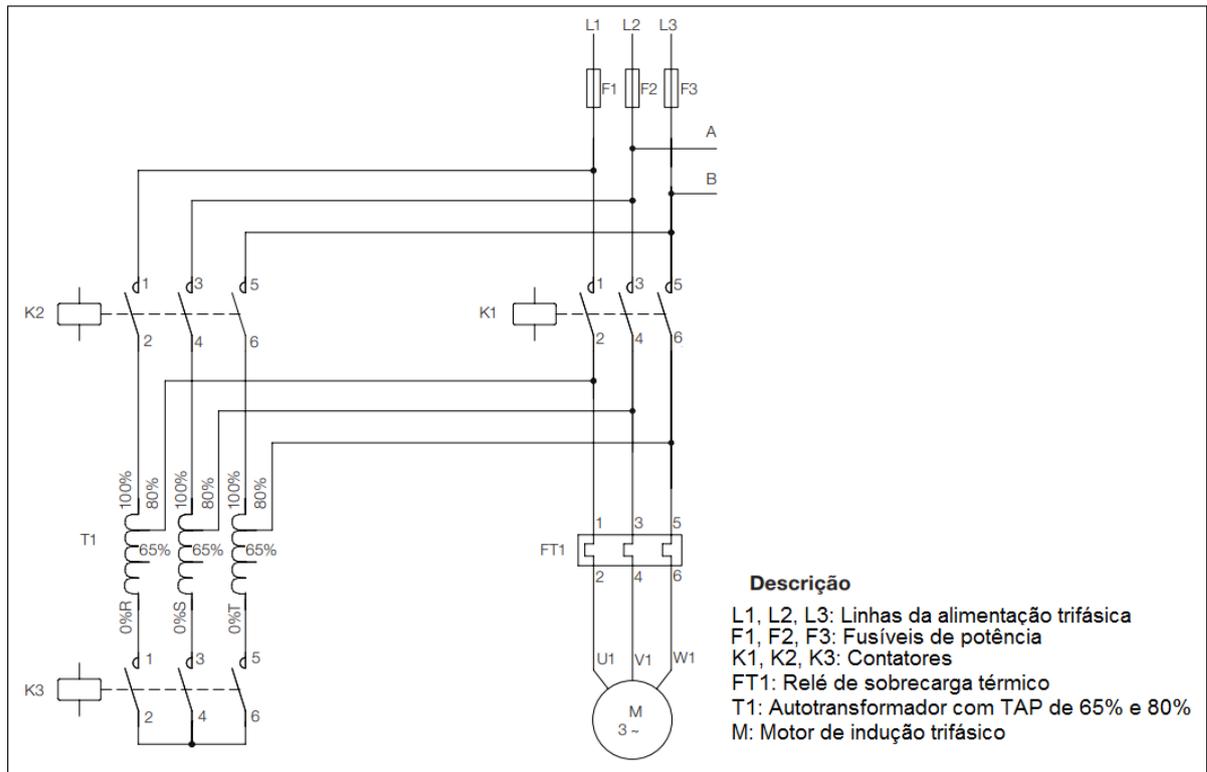
$$Cp_Y = \frac{Cp_{\Delta}}{3} \quad (47)$$

Ou seja, assim como ocorre na corrente de partida, o conjugado de partida pelo acionamento em estrela é um terço do conjugado de partida pelo acionamento em triângulo.

3.1.3 CHAVE COMPENSADORA

Na partida por chave compensadora, um autotransformador é utilizado para reduzir a tensão inicial sobre os terminais do estator do MIT durante o seu acionamento. Após um certo tempo, quando a máquina já estiver rodando com certa velocidade, a tensão sobre os terminais do estator passa a ser a tensão nominal pela qual o motor fora projetado para funcionar. Assim como na partida direta, no acionamento por chave compensadora também é necessário um circuito de comando. Porém a diferença está no circuito de potência, no qual será necessário a aplicação de um autotransformador, responsável por alterar a tensão sobre o MIT conforme a lógica do circuito do diagrama de comando. Nas Figuras 36 e 37 a seguir, é possível observar um exemplo do circuito de potência e comando, respectivamente, da partida com chave compensadora.

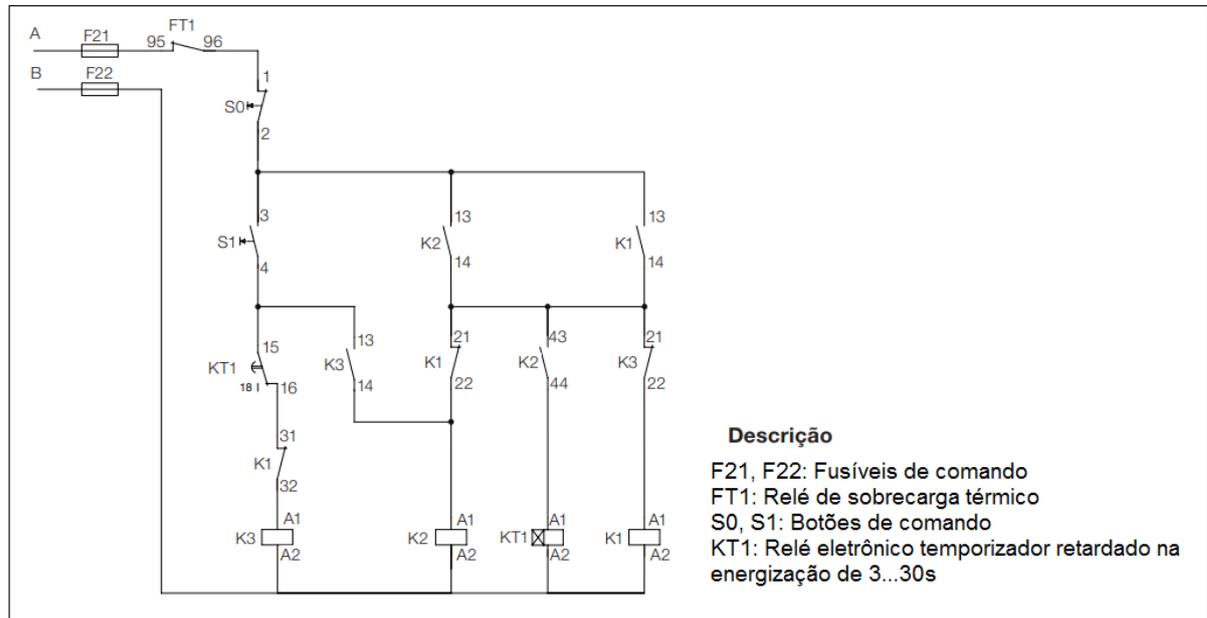
Figura 36 – Diagrama de Potência da partida com chave compensadora do motor de indução.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 36)

Conforme o diagrama de potência da Figura 36, o autotransformador utilizado no exemplo do circuito de potência tem um TAP de 65% e 80%, ou seja, o autotransformador pode oferecer 65% ou 80% da tensão da rede. No caso do exemplo, o autotransformador está configurado para oferecer, inicialmente, 80% da tensão da rede de alimentação. Desse modo, o objetivo é fazer com que o motor de indução tenha uma alimentação inicial de 80% da tensão da rede e, posteriormente, quando o motor já estiver operando com certa velocidade, a tensão de alimentação seja 100% da tensão oferecida pela rede trifásica. Para que isso ocorra, o circuito da figura 37 a seguir é utilizado para fazer a lógica de acionamento do MIT.

Figura 37 – Diagrama de comando da partida com chave compensadora do motor de indução.

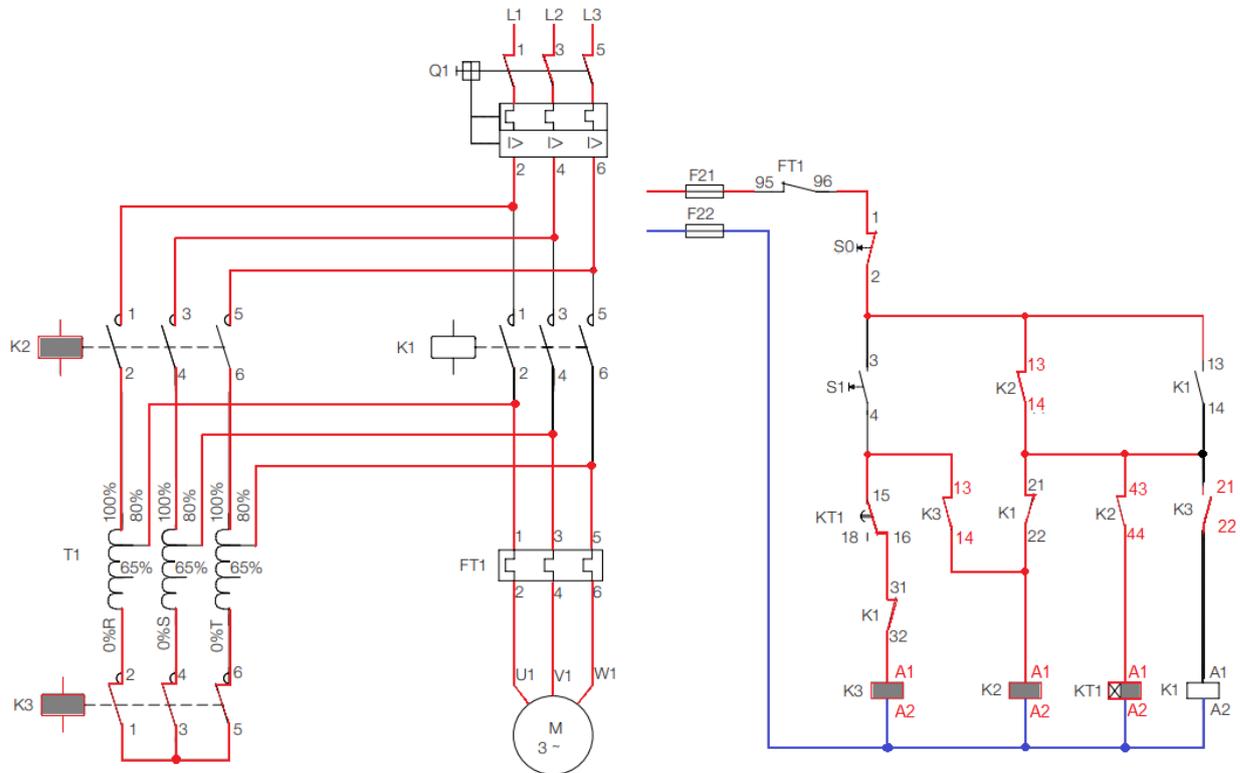


Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 36)

Inicialmente, ao pressionar o botão pulsante S1 (NA-3,4), a bobina do contator K3 é energizada, fazendo com que seus contatos alterem de estado. Quando o contato K3 (NA-13,14) fecha, tanto a bobina do contator K2 quanto o relé temporizador KT1 são energizados. Além disso, o contato K3 (NF-21,22) acaba abrindo, evitando assim que a bobina K1 seja energizada. Por conta do contato selo K2 (NA-13,14), a bobina K2 e o relé temporizador se mantem energizados, mesmo após o botão pulsante S1 ser despressionado.

Com essa lógica inicial do diagrama de comando, os contatos K2 e K3 no circuito de potência estão inicialmente fechados, enquanto o contato K1 está aberto, ou seja, inicialmente o MIT está recebendo 80% da tensão de alimentação da rede trifásica. Dessa forma, após essas comutações, os circuitos, tanto de potência quanto de comando, ficam configurados como representados na Figura 38 a seguir.

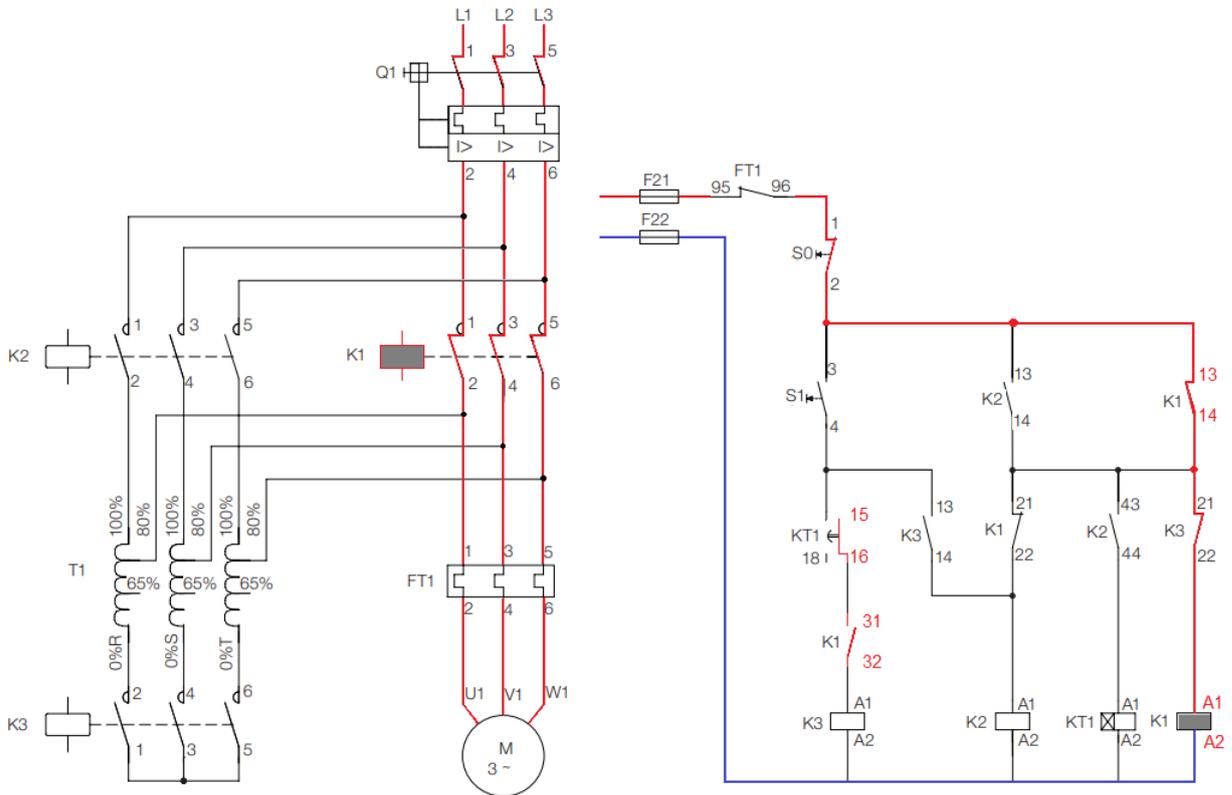
Figura 38 – Lógica inicial do diagrama de potência e comando da partida com chave compensadora.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 36 - modificado)

Essa configuração inicial dos circuitos opera durante o tempo em que foi programado o relé temporizador KT1. Assim que o relé KT1 finalizar a sua contagem, o contato KT1 (NF-15,16) acaba abrindo, resultando no desligamento da bobina K3, fazendo com que seus contatos mudem de estado. Essa comutação dos contatos de K3 faz com que o contato K3 (NF-21,22) retorne ao seu estado fechado, energizando assim a bobina K1. Com a bobina K1 energizada, o seu contato K1 (NF-21,22) acaba abrindo, desativando assim a bobina K2. Além disso, o contato K1 (NA-13,14) ao ser fechado acaba operando como um selo da própria bobina K1, mantendo-a energizada durante o regime permanente. Dessa forma, com apenas os contatos de K1 fechados, o motor passa a receber 100% da tensão de alimentação da rede, conforme ilustrado na Figura 39 a seguir.

Figura 39 – Diagramas de potência e comando da partida com o MIT recebendo 100% da tensão da rede de alimentação.



Fonte: (WEG, Guia de seleção de partidas, 2013, p. 36 - modificado)

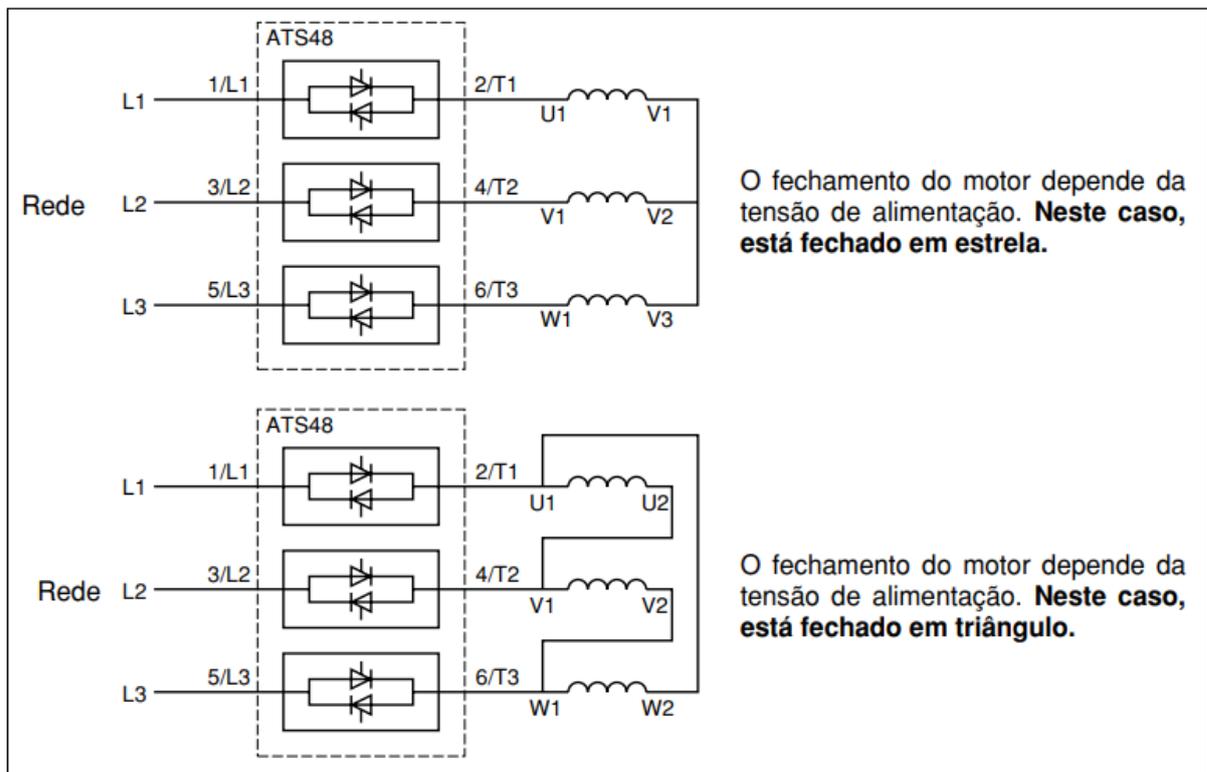
Interessante ressaltar que, uma vez em que o autotransformador tem a opção de dois TAPs, o motor poderia ser acionado com valores intermediários de tensão, ou seja, inicialmente com 65%, em seguida com 80% e, finalmente, com 100% da tensão da rede. Para que isso seja possível, seria necessário mais contatores, tanto no diagrama de potência quanto no de comando, de forma a fazer essa intermediação dos contatos.

Dessa forma, utilizando o método do acionamento com chave compensadora, a rampa de subida da tensão inicial nos terminais do estator tem um crescimento mais suave, de forma gradual até que se atinja seu valor nominal. Isso faz com a corrente de partida do MIT também tenha um crescimento menos abrupto, se comparado ao método da partida direta. Entretanto, uma desvantagem no acionamento por chave compensadora é o custo elevado que o autotransformador possa ter, e, dessa forma, o planejamento tem de se atentar ao custo benefício do uso ou não desse método de acionamento.

3.1.4 PARTIDA COM SOFT-START

Uma outra técnica de acionamento indireto de motores de indução trifásico é o uso do Soft-Starter, o qual é um dispositivo eletrônico cujo objetivo é, entre outros, controlar a tensão de partida do motor de indução trifásico. Por meio de um circuito interno de potência, composto por 3 pares de tiristores (SCRs), em uma conexão em antiparalelo, os quais tem seus ângulos de disparos variados, a tensão aplicada ao motor pode ser controlada. Na Figura 40 a seguir, é possível observar os 3 pares de tiristores SCRs no circuito interno de um soft-starter modelo ATS48 (fabricante Schneider), assim como também é possível observar as duas opções de fechamento do MIT: ou em triângulo ou em estrela.

Figura 40 – Ilustração didática dos 3 pares de tiristores internos do soft-start.



Fonte: (SCHNEIDER ELECTRIC, Manual de operação do Altistart 48, 2001, p. 10)

Desse modo, ao controlar o comportamento da tensão inicial aplicada ao motor, diretamente é possível controlar a corrente de partida do mesmo. Ou seja, para evitar um pico de corrente de partida, que poderá ser associado a uma brusca queda de tensão elétrica na rede, o dispositivo Soft-Start é muito utilizado atualmente.

Por conta do Soft-starter ser um dispositivo específico, seu preço pode variar dependendo da marca ou até mesmo do fabricante. Atualmente, no comércio há vários fabricantes, como por exemplo a Siemens, a WEG, a Schneider e entre outros, cada qual com o seu formulário com as informações de configuração do dispositivo. Como exemplo de Soft-starter, tem-se o modelo Ats01N212Qn (4Kw/5Cv 12A) da fabricante Schneider Electric, ilustrado na Figura 41 a seguir.

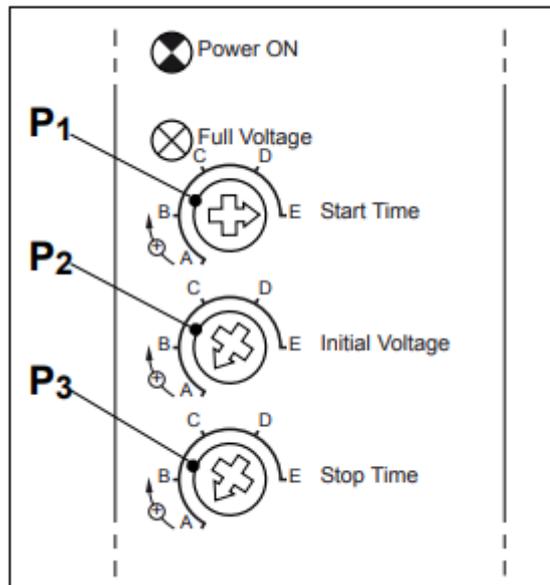
Figura 41 – Dispositivo eletrônico Soft-Start, fabricante Schneider Electric, modelo Ats01N212Qn.



Fonte: (SCHNEIDER ELECTRIC, Altistart 01soft starters, 2014, p. 8)

Quando o dispositivo é alimentado, o led verde referente à **Power On** fica aceso. Já o led amarelo de **Full Voltage** fica aceso no momento em que o soft-starter esteja fornecendo toda tensão de alimentação para o MIT. Além dos leds de aviso, o dispositivo também apresenta 3 potenciômetros (P1, P2 e P3), cada qual com a sua devida função.

Figura 42 – Ilustração dos 3 potenciômetros de controle do Soft-Starter.

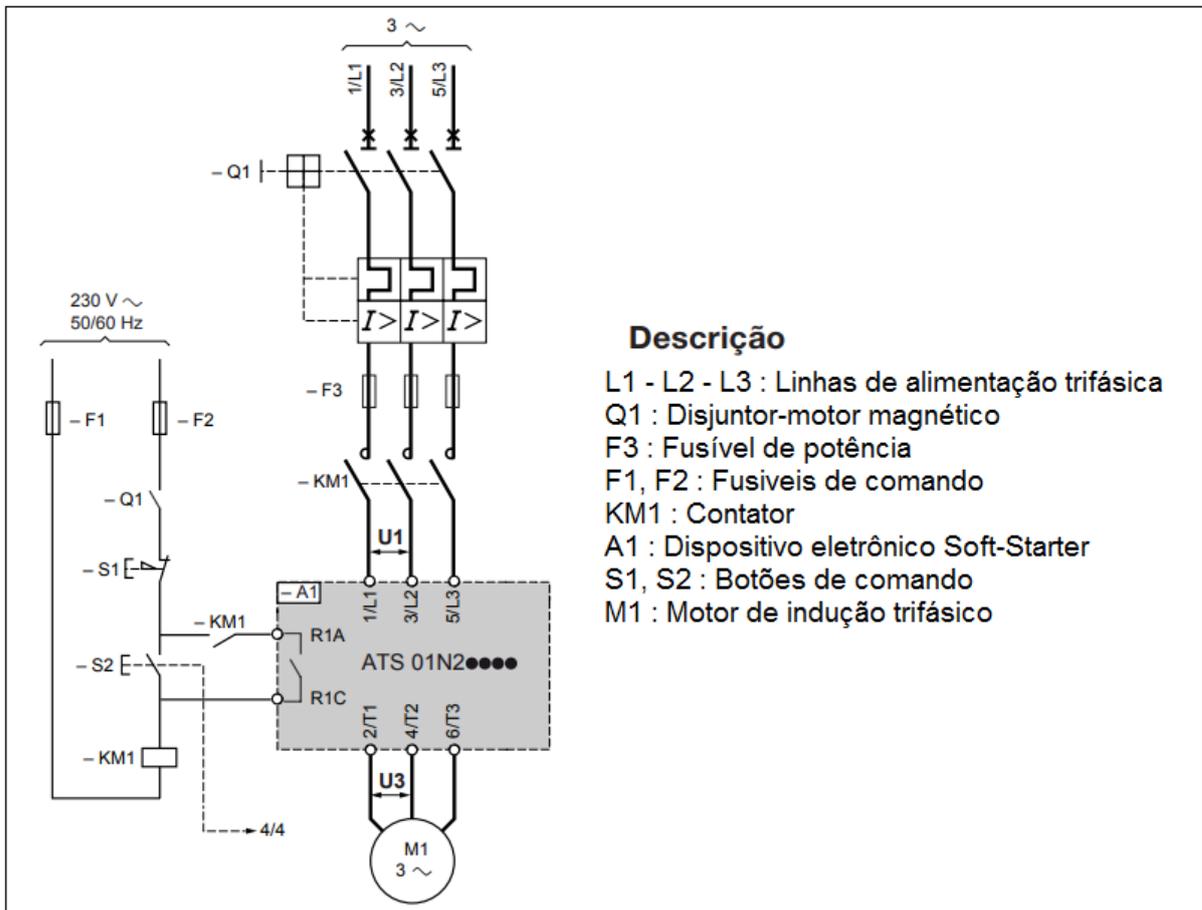


Fonte: (SCHNEIDER ELECTRIC, Datasheet Altistart ATS01N2 LU/QN/RT, 2018, p. 6)

O primeiro potenciômetro, **Start time**, é referente ao tempo da rampa de aceleração do motor até que se atinja o valor da tensão nominal do regime permanente. Já o segundo potenciômetro, **Initial Voltage**, é referente ao valor da tensão com que o dispositivo irá começar a alimentar o motor. Já o último potenciômetro, **Stop time**, é referente ao tempo de declínio da tensão de alimentação, ou seja, ao tempo de desaceleração do motor.

Em uma montagem prática, o soft-starter pode ser instalado em um MIT com ou sem contatores, pois há a opção de se utilizar botões que interagem com o dispositivo. O diagrama disponibilizado pela própria fabricante Schneider Electric, Figura 43, ilustra um exemplo de montagem do acionamento do MIT pelo dispositivo soft-starter.

Figura 43 – Diagrama de Potência e Comando para o acionamento de um MIT utilizando o dispositivo Soft-Starter.



Fonte: (SCHNEIDER ELECTRIC, Datasheet Altistart ATS01N2 LU/QN/RT, 2018, p.4 - modificado)

Quando o disjuntor Q1 é acionado, o soft-starter é energizado, fazendo com que o led verde **Power on** seja ligado. Ao pressionar o botão ligar S2, o soft-starter inicia a energização do motor com a tensão inicial já configurada do potenciômetro **Initial Voltage**. Durante o tempo configurado em **Start time**, o dispositivo vai gradativamente aumentando o fluxo de tensão para o MIT, até que se atinja o valor da tensão nominal (Led **Full Voltage** ligado).

Ao atingir o valor da tensão nominal, o motor já se encontra operando em regime permanente, sem que houvesse um pico de corrente inicial, uma vez que sua tensão foi aumentando gradativamente. Já para efetuar o desligamento do motor, basta pressionar o botão de desliga S1, o qual, durante o tempo configurado em **Stop time**, vai reduzindo aos poucos a tensão sobre o motor até que ele desligue por completo.

Ou seja, dependendo da utilização do motor, o soft-starter pode ser configurado, conforme o seu manual, para que a tensão inicial de seu acionamento e, por consequência, a corrente de partida, seja controlada de forma mais eficaz. Uma vantagem que surge em relação às metodologias apresentadas anteriormente, é a possibilidade de se controlar o tempo de desacionamento do MIT. Um desligamento abrupto pode gerar picos de corrente indesejáveis para o circuito, e, por conta disso, é muito importante controlar a queda da tensão de alimentação até o desligamento por completo da máquina.

3.2 ACIONAMENTO COM CONTROLE DE VELOCIDADE

Como observado nas metodologias apresentadas, o objetivo principal do acionamento de um motor de indução trifásico é evitar que haja um pico de corrente durante a sua partida. Entretanto, há certos acionamentos onde é possível também controlar a velocidade do motor durante seu regime permanente. Como exemplo dessas técnicas de acionamentos, é possível citar dois métodos de partida de um MIT: acionamento com alteração na resistência do rotor e acionamento utilizando inversor de frequência.

3.2.1 ACIONAMENTO COM ALTERAÇÃO NA RESISTÊNCIA DO ROTOR

Por conta da dificuldade de acesso aos enrolamentos do rotor gaiola de esquilo, a técnica de acionamento por variação da resistência do rotor é mais comum nos enrolamentos bobinados. Segundo Chapman (2013), “No caso de motores de indução de enrolamento bobinado, a partida pode ser feita com correntes relativamente baixas inserindo resistências extras no circuito do rotor durante a partida.”. Ou seja, essa implementação extra de resistências no circuito do rotor provoca uma redução na corrente de partida do MIT. Além disso, a alteração da resistência no circuito do rotor também influencia na alteração da velocidade de operação do MIT, pois, ainda segundo Chapman (2013) “Em motores de indução de rotor bobinado, pode-se alterar a forma da curva de conjugado versus velocidade pela inserção de resistências extras no circuito do rotor da máquina”.

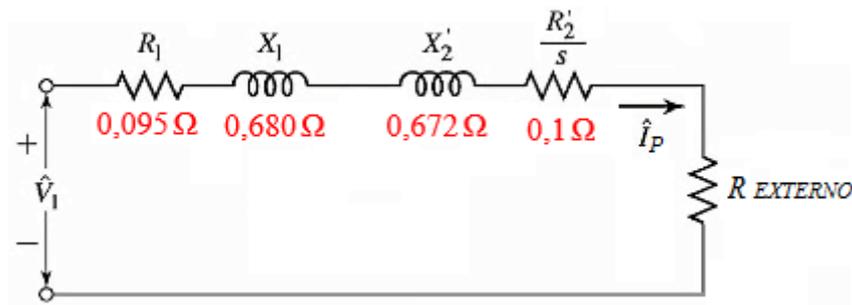
Como um mero exemplo da aplicação desse método, neste trabalho é analisado o comportamento tanto da corrente de partida quanto do conjugado de partida, em função de diferentes valores de resistência externa em um MIT de rotor bobinado. Para este caso, o MIT do exemplo em questão possui 4 polos e tem fechamento em estrela. A tensão de linha

nominal é 220 V e a frequência da rede é igual a 60 Hz. A representação CEE por fase, referido ao estator, apresenta os seguintes parâmetros:

$$R_1 = 0,095 \, \Omega \quad X_1 = 0,680 \, \Omega \quad R_2' = 0,1 \, \Omega \quad X_2' = 0,672 \, \Omega \quad X_m = 18,7 \, \Omega$$

Desse modo, desprezando-se o ramo de magnetização, obtém-se o seguinte CEE por fase:

Figura 44 – CEE por fase do MIT desconsiderando-se o ramo de magnetização.



Fonte: Autoria própria.

Analisando o circuito anterior, a corrente de partida é igual à tensão de fase dividida pelo módulo da impedância do circuito. Como durante a partida o escorregamento é igual a 1, o módulo da impedância é igual a:

$$Z_p = \sqrt{(R_1 + R_2' + R_{ext})^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (48)$$

Desse modo, a corrente de partida I_p com uma resistência adicional no circuito do rotor fica:

$$I_p = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + R_2' + R_{ext})^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (49)$$

Já o conjugado de partida é definido pela seguinte expressão:

$$C_p = \frac{3 \cdot (R_2' + R_{ext}) \cdot I_p^2}{\omega_s} \quad (50)$$

Onde ω_s é a velocidade síncrona do motor.

Substituído os valores dos parâmetros do CEE nas expressões da corrente de partida e conjugado de partida, equações 49 e 50 respectivamente, para 5 diferentes valores de resistência externa acoplada ao rotor bobinado, obtém-se a seguinte Tabela 2.

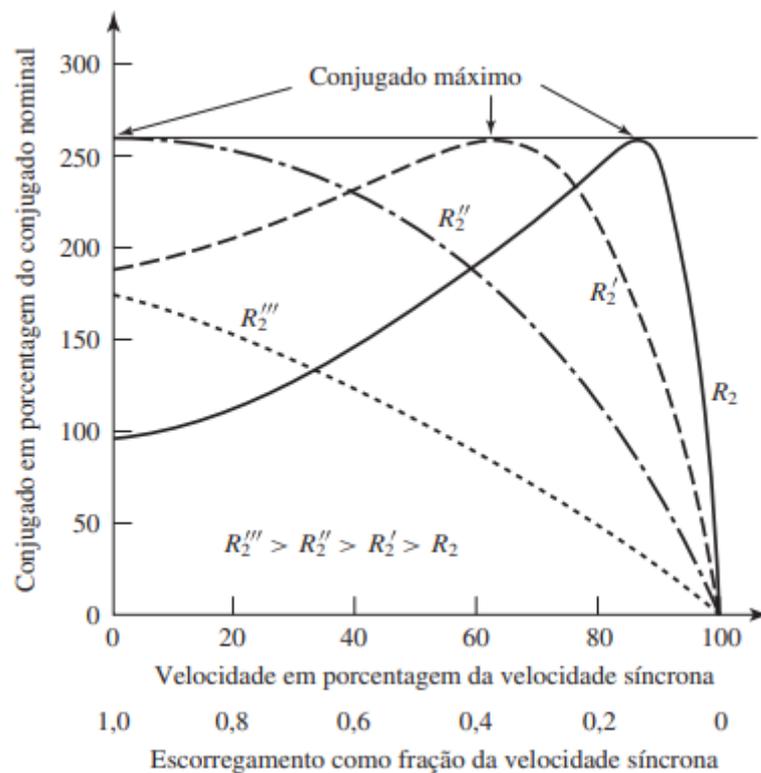
Tabela 2 – Corrente de partida e conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada no circuito de um MIT de rotor bobinado.

RESISTOR EXTERNO (Ω)	CORRENTE DE PARTIDA (A)	CONJUGADO DE PARTIDA (N.m)
0	92,97	13,76
0,1	91,77	26,81
0,5	83,54	66,64
1,0	70,38	86,72
1,5	58,57	87,37

Fonte: Autoria própria.

Ao analisar a Tabela 2 é possível notar a influência que a resistência externa provoca no MIT: a corrente de partida decai à medida que se aumenta o valor do resistor externo acrescentado ao circuito do rotor. O comportamento de um MIT de rotor bobinado, em função da variação dos valores do resistor externo do rotor, é apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Curvas de conjugado versus escorregamento de um MIT ilustrando o efeito da variação da resistência do circuito do rotor.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 366)

O gráfico do conjugado versus velocidade da Figura 45 ilustra o comportamento do MIT em relação à inserção de resistência externa ao circuito do rotor bobinado. Além de elevar o conjugado de partida, graficamente percebe-se que o conjugado de pico sofre um deslocamento, uma vez que o torque máximo da curva se aproxima da origem, fato já mencionado anteriormente. Outro fato a ser observado é que a curva do conjugado versus velocidade acaba perdendo aquela região linear próxima da velocidade síncrona (Figura 20), o que caracteriza uma desvantagem para o MIT.

Outra desvantagem que tal método de acionamento pode acarretar é a redução da eficiência da máquina. Isso ocorre por conta do aumento do consumo de potência ativa das resistências acrescentadas. Por conta disso, esse método de acionamento é utilizado normalmente por períodos curtos, geralmente apenas durante o início da operação quando a carga aplicada ao eixo do rotor requer um elevado conjugado de partida. Assim que a carga esteja rotacionando próximo do regime permanente, ou seja, operando em condições normais, a resistência inserida poderá ser retirada do circuito do rotor, evitando-se assim possíveis perdas por resistências extras.

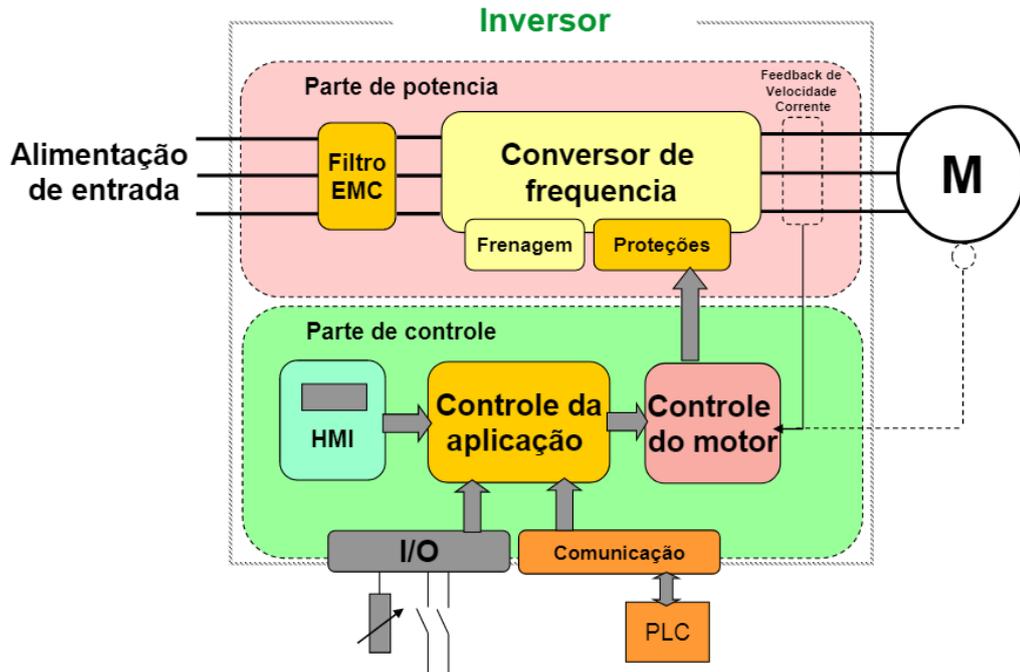
3.2.2 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Por meio da expressão 1, pode-se observar que a velocidade do campo girante de um MIT está diretamente relacionada com a frequência das tensões de alimentação do estator e inversamente proporcional ao número de polos. Uma vez em que a velocidade mecânica do eixo do rotor é diretamente proporcional à velocidade síncrona (expressão 7 e 8), alterando-se a frequência de alimentação é possível controlar a velocidade de operação do MIT. Ainda segundo Chapman (2013), “Se a frequência elétrica aplicada ao estator de um motor de indução for alterada, a velocidade de rotação n_{sinc} dos seus campos magnéticos mudará de forma diretamente proporcional à alteração da frequência elétrica”. Ou seja, se considera-se um MIT com um número fixo de polos, a sua velocidade poderá ser controlada por meio da variação da frequência. Por conta disso, é muito comum atualmente o uso de dispositivos eletrônicos para controlar a variação da frequência que alimenta o MIT. Tais dispositivos são os inversores de frequência.

Além de proporcionar uma das partidas mais utilizadas nas indústrias, os inversores de frequência são dispositivos elétrico/eletrônicos cujo objetivo é oferecer um controle mais eficaz na partida e controle dos motores de indução trifásicos. Basicamente, seu

funcionamento é converter a tensão de alimentação da rede, o qual é um sinal senoidal, em um sinal de onda quadrada por meio da modulação por largura de pulso, ou também conhecida como PWM (Pulse Width Modulation). Para efetuar todo esse processo de modulação, o inversor de frequência é dividido em duas partes principais: parte de potência e parte de controle.

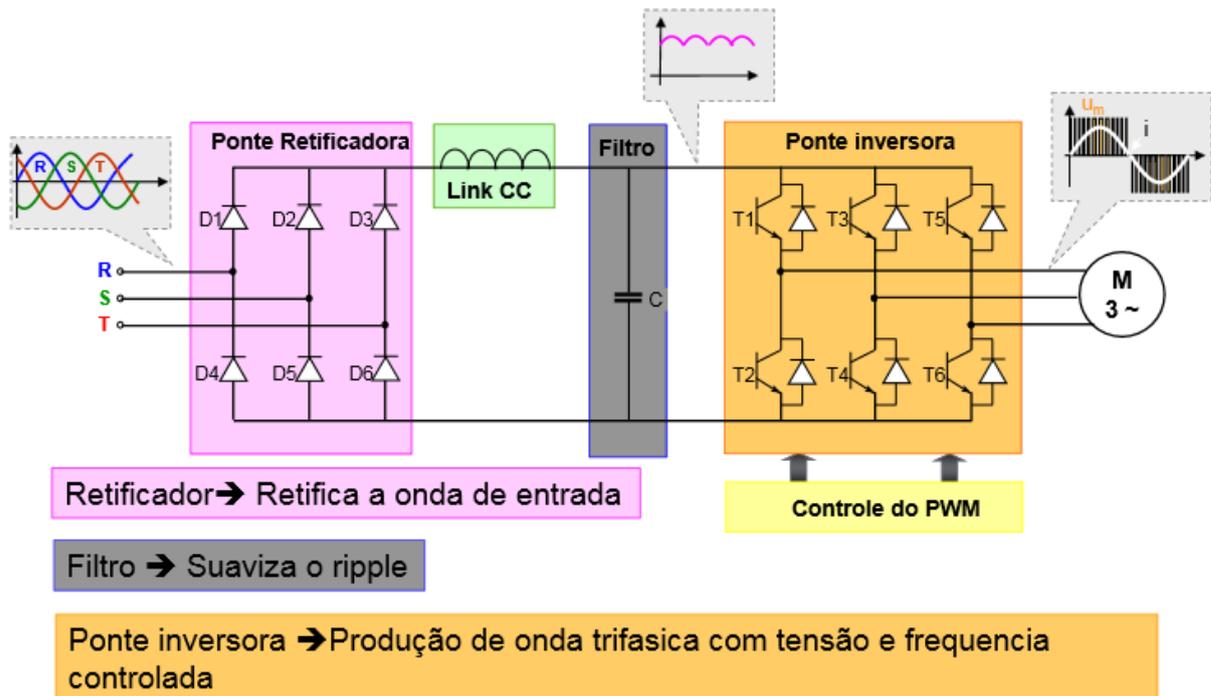
Figura 46 – Estrutura geral de um inversor de frequência.



Fonte: (RODRIGUES NETO, J. F. , Webinar Schneider Electric, 2014, p. 12)

Toda o processo de retificação, filtragem e modelagem do sinal de entrada é efetuado na parte de potência do inversor, a qual é dividida em 3 blocos: retificador, filtro e ponte inversora.

Figura 47 – Etapa de potência do inversor de frequência.



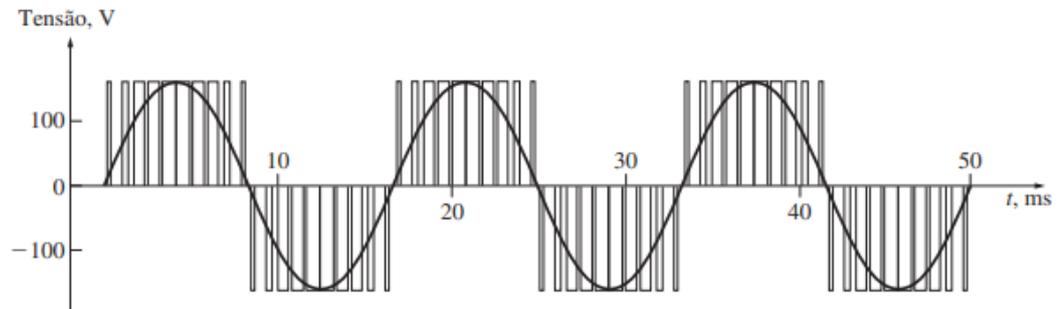
Fonte: (RODRIGUES NETO, J. F. , Webinar Schneider Electric, 2014, p. 16)

Observando a figura 47, a alimentação do inversor, a qual pode ser trifásica ou monofásica, é um sinal de característica senoidal, e que apresenta uma tensão de amplitude constante com uma frequência fixa de 50Hz ou 60Hz. Tal sinal de entrada é direcionado até o bloco retificador, o qual é composto pela associação de diodos cujo objetivo é retificar a tensão senoidal de entrada, deixando o sinal com característica mais contínuo.

Com o intuito de suavizar o ripple do sinal, o bloco filtro, composto pela associação de indutores e capacitores, é utilizado para que se possa deixar o sinal com um aspecto ainda mais próximo de um sinal contínuo, o que acaba também elevando a sua tensão de pico.

Por fim, ao receber do bloco filtro o sinal quase contínuo, a ponte inversora, composta por transistores do tipo IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada), realiza a conversão para um sinal de onda quadrada por meio da modulação por largura de pulso (PWM). Dependendo da largura que os pulsos apresentam, além da frequência de chaveamento dos transistores IGBT, é possível controlar a variação na tensão/corrente que está sendo aplicada ao motor, ou seja, é possível controlar a variação da velocidade do MIT.

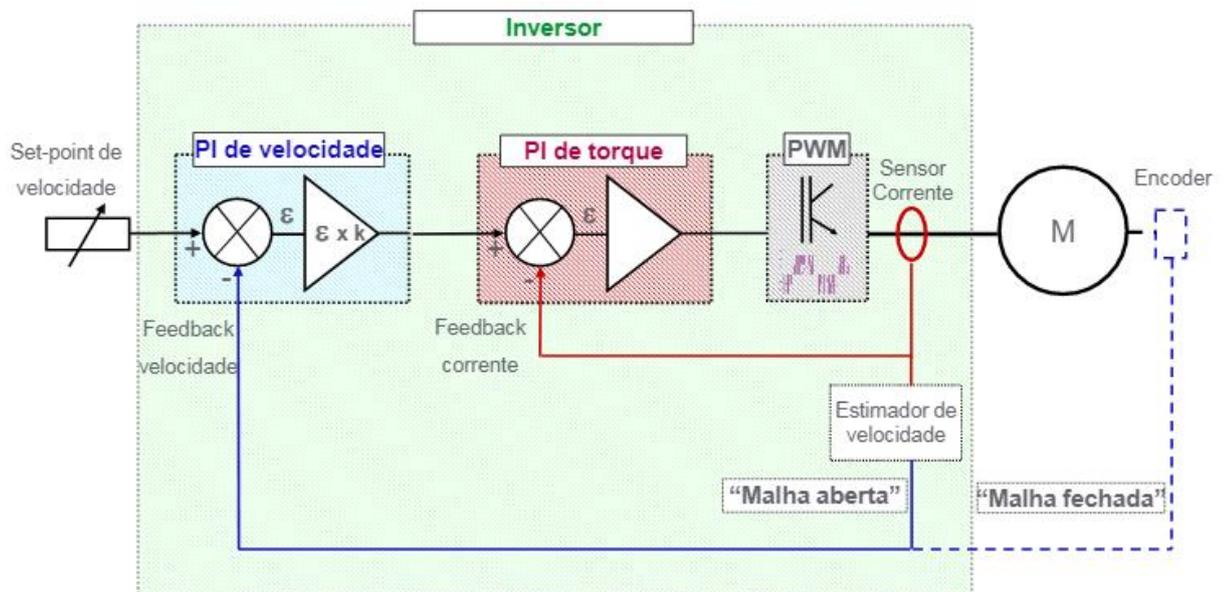
Figura 48 – Exemplo de modulação da tensão de alimentação do MIT: forma de onda PWM de 60 Hz 120 V.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 374)

Já para configurar todo o processo que é realizado na parte de potência do inversor, a parte de controle garante ao usuário comandar as operações do inversor, selecionando qual parâmetro irá controlar. Toda essa configuração da parte de comando (por meio de entradas e saídas digitais/analógicas, Interface Homem-Máquina, rede de comunicação e entre outros), possibilita ao usuário criar lógicas ou aplicar funções específicas no gerenciamento da aplicação.

Figura 49 – Etapa de controle do inversor de frequência.



Fonte: (RODRIGUES NETO, J. F. , Webinar Schneider Electric, 2014, p. 18)

Além disso, observando a Figura 49, a parte de controle também possibilita ter o feedback da aplicação. Para um bom gerenciamento da aplicação, ter essa resposta a alguma interferência externa é muito importante, pois, segundo Chapman (2013), “A capacidade de

ajuste da frequência do acionamento em resposta a algum sinal externo é muito importante, porque permite que um computador ou um controlador de processo externo possa controlar a velocidade do motor de acordo com as necessidades da planta em que ele está instalado.”

Além do controle da velocidade, o inversor de frequência tem outras funções que auxiliam nas operações dos motores elétricos, dentre as quais pode-se citar, como as principais, a capacidade de melhorar a partida de um motor elétrico trifásico e controlar o seu desempenho durante o regime permanente. Essas atribuições ao inversor de frequência se devem ao fato de o dispositivo, com suas configurações eletrônicas internas, ser capaz de variar a frequência de alimentação do motor elétrico trifásico.

Com o intuito de se evitar o pico abrupto de uma corrente para tirar o motor da inércia, o inversor de frequência pode ser programado para controlar o tempo da rampa de aceleração do motor de indução trifásico. Ou seja, o tempo entre a inércia do motor até que ele atinja a sua velocidade nominal pode ser ajustada pelo inversor de frequência. Além disso, o inversor de frequência possibilita a opção de se alterar a frequência de alimentação durante a operação do motor no regime permanente. Ou seja, a velocidade pode ser ajustada conforme a necessidade que é requisitada ao motor. Todos esses parâmetros de controle devem respeitar as configurações tanto do próprio motor (dados da placa), quanto do próprio inversor (dados do seu manual).

3.2.2.1 MODELO COMERCIAL DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Atualmente existem variados fabricantes de inversor de frequência, cada qual com o seu devido manual de configuração. Como exemplo de operação, será utilizado o inversor de frequência modelo CFW-10 juntamente com o seu manual disponibilizado pela fabricante WEG.

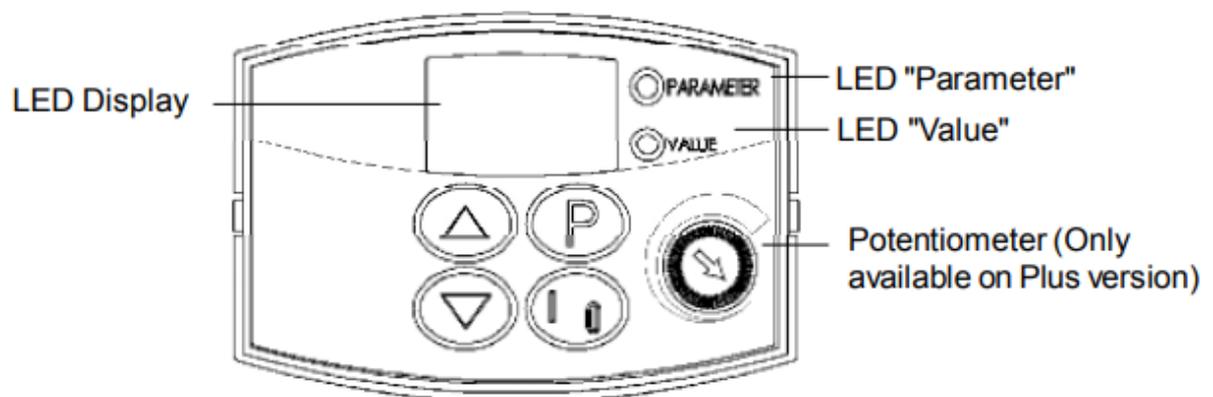
Figura 50 – Inversor de frequência da fabricante WEG, modelo CFW-10.



Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p.1)

O botão **P** ao ser pressionado, além de ser sinalizado no led “parameter”, habilita a opção para se entrar com o parâmetro da programação. O parâmetro que se deseja configurar irá aparecer no display do inversor, e pode ser selecionado pelas setas para cima ou para baixo. Escolhido o parâmetro, para ativá-lo basta pressionar o botão **P** novamente. Feito isso, o led “value” estará ativo, sinalizando que o valor do parâmetro escolhido pode ser configurado pelas setas para cima ou para baixo. Já o botão **I/O** é o responsável por ligar ou desligar o motor elétrico trifásico.

Figura 51 – Vista frontal da HMI do inversor de frequência modelo CFW-10.



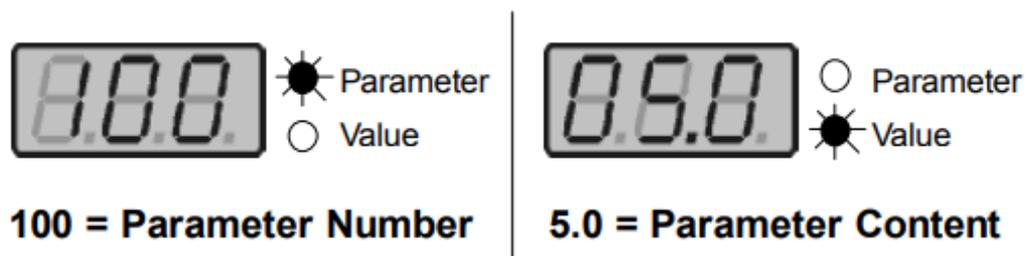
Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p. 47)

Conforme o manual de configuração disponibilizado pela fabricante WEG, o inversor de frequência modelo CFW-10 tem cerca de 300 parâmetros, cada qual com a sua função específica. A seguir, no que se refere ao controle de partida dos motores de indução trifásica, serão apresentados os principais parâmetros utilizados no inversor de frequência.

PARÂMETRO 100 – TEMPO DA RAMPA DE SUBIDA (P100)

Para controlar a partida, o inversor de frequência possibilita configurar o tempo de subida da rampa de aceleração do motor elétrico trifásico. Para fazer essa configuração do tempo de aceleração, conforme o manual disponibilizado pela fabricante WEG, o parâmetro a ser escolhido no inversor é a opção 100. Feito isso, pode ser escolhido o valor do tempo, em segundos, com o qual o motor sairá da sua inércia até a sua velocidade nominal descrita em sua placa. Na figura 52 está ilustrado o parâmetro 100 selecionado e o valor, como exemplo, de 5 s para a aceleração do motor de indução trifásico.

Figura 52 – Configuração do parâmetro 100 no inversor de frequência.

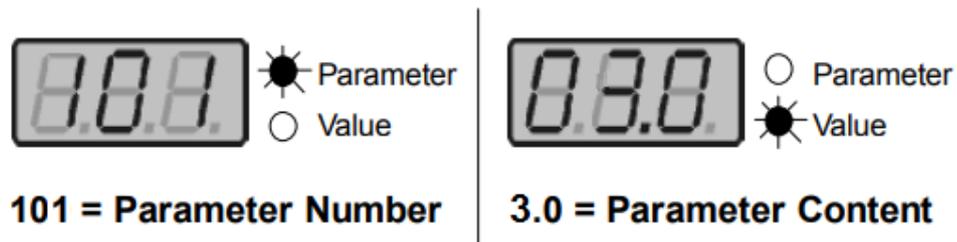


Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p. 50 - modificado)

PARÂMETRO 101 – TEMPO DA RAMPA DE DESCIDA (P101)

Assim como a configuração do tempo de aceleração, também é possível configurar o tempo de desaceleração. O mesmo processo feito anteriormente é repetido, porém o parâmetro a ser selecionado é o de número 101. Na figura 53 está ilustrado o parâmetro 101 selecionado e o valor de 3 s para a desaceleração do motor de indução trifásico.

Figura 53 – Configuração do parâmetro 101 no inversor de frequência.



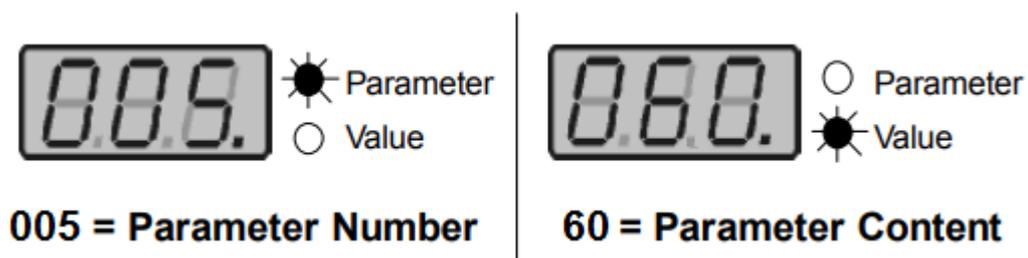
Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p. 50 - modificado)

Embora o usuário esteja configurando apenas os tempos de subida e decida, o circuito interno do inversor de frequência irá alterar a frequência de alimentação do motor para que o mesmo se adeque aos tempos configurados. Por exemplo: no caso da rampa de aceleração, se na placa do motor trifásico estiver informando que o mesmo opera em 60 Hz na velocidade nominal, a configuração feita no inversor de frequência irá gradativamente aumentar a frequência inicial de alimentação até que a mesma chegue aos 60 Hz, isso em um intervalo de 5 segundos. O mesmo ocorre na rampa de desaceleração: o inversor irá decrescer a frequência de 60 Hz até o valor nulo em um intervalo de 3 segundos, parando o motor de forma mais suave.

PARÂMETRO 005 – VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO (P005)

Ainda durante o regime permanente, onde o motor está funcionando em sua velocidade nominal, a mesma pode ser aumentada ou diminuída ao se alterar a frequência configurada no inversor. Com o motor girando, ao selecionar o parâmetro 005 o led display irá acusar a frequência com que o motor está sendo alimentado, e com as setas para baixo ou para cima a frequência pode ser alterada para que o giro do motor aumente ou diminua.

Figura 54 – Configuração do parâmetro 005 no inversor de frequência.



Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p. 50 - modificado)

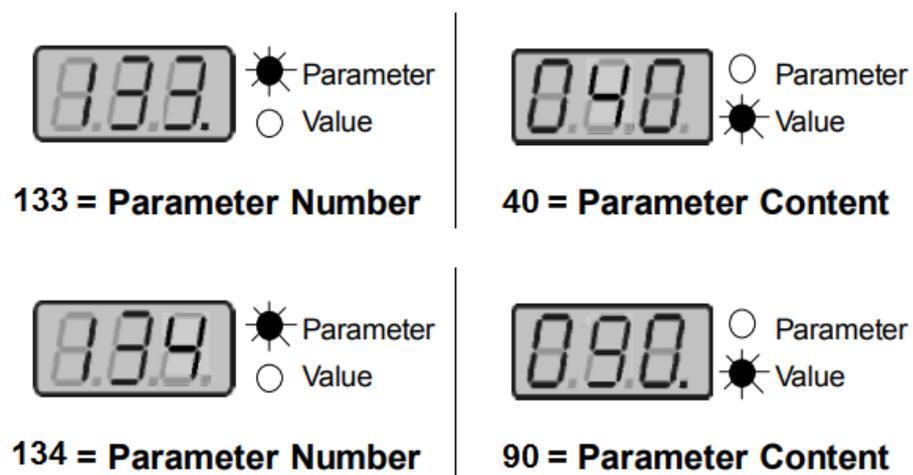
Entretanto, essa variação do valor da frequência não pode passar de um certo limite, pois pode danificar o comportamento da própria máquina elétrica. Dependendo da máquina ou do projeto pela qual a mesma é utilizada, a frequência de operação deve ter um alcance limitado. Para respeitar os limites com que o motor elétrico trifásico possa operar, conforme as informações em sua placa ou manual, o próprio inversor de frequência tem uma opção pela qual pode ser configurado os limites máximos e mínimos da frequência.

PARÂMETRO 133 E 134 – CONFIGURAÇÃO DOS LIMITES DA FREQUÊNCIA (P133 E P134)

Para configurar o limite inferior, deve ser selecionado o parâmetro 133, e em seguida informar o valor mínimo da frequência com a qual a máquina elétrica possa operar. Já para configurar o limite superior, deve ser selecionado o parâmetro 134, e na sequência informar o valor máximo com que a máquina elétrica possa operar.

Por exemplo, para um motor de indução trifásico cuja operação seja necessária ter um range de frequência entre 40Hz e 90 Hz, o inversor de frequência é configurado como ilustrado na figura 55 seguir.

Figura 55 – Configuração dos parâmetros 133 e 134 no inversor de frequência.



Fonte: (WEG, Manual do usuário, inversor de frequência CFW-10, 2013, p. 50 - modificado)

Uma vez em que a frequência está associada ao escorregamento (equação 10), essa possibilidade de se configurar o range da frequência permite também controlar os limites de velocidade do motor de indução trifásico.

PARÂMETRO 003 – MONITORAMENTO DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO (P003)

Uma outra função que o inversor de frequência tem é a de informar o valor da corrente que está sendo fornecida para o motor elétrico. Ao selecionar o parâmetro 003, o display irá informar a corrente com que o motor esteja funcionando, e caso o motor esteja recebendo a tensão nominal e na frequência nominal, o valor acusado do display será igual, ou bem próximo, ao valor da corrente nominal informado na placa do motor.

Esse monitoramento da corrente nominal do motor elétrico trifásico é muito importante no quesito segurança da máquina, pois o inversor pode ser programado para desarmar a alimentação caso o motor tenha uma sobrecarga de corrente.

PARÂMETRO 165 – MÁXIMO VALOR DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO (P165)

Na opção do parâmetro 165 é possível configurar o valor da corrente máxima para que ocorra o desligamento do motor. Usualmente esse valor máximo configurado é o valor da corrente nominal informado na placa do motor acrescentado de 20%. Por exemplo: para um motor na qual a sua placa informa uma corrente nominal de 1,65 A, o inversor de frequência é configurado para desarmar a alimentação quando a corrente atingir 1,98 A.

Curioso salientar que o circuito interno do inversor de frequência é projetado para integralizar a corrente durante um certo tempo. Isso é necessário para o parâmetro 165, pois pode haver certos eventos em que a corrente de alimentação tenha um pico em intervalos curtos. Por exemplo, no caso de um torque abrupto da carga, onde a frequência é alterada para se compensar o torque, a corrente de alimentação pode apresentar um curto intervalo de pico. Ou até no caso de uma partida abrupta do motor, a corrente de partida pode chegar até 8 vezes o valor da corrente nominal, isso em um curto intervalo. E para evitar erros de leitura durante esses curtos períodos, o inversor de frequência acaba integralizando durante um tempo específico o valor da corrente, para só então acionar ou não acionar o desarmamento.

Além desses parâmetros apresentados, o inversor de frequência apresentam outros cujas funções possibilitam um melhor aproveitamento do MIT. Dentre as vantagens de se utilizar um inversor de frequência pode-se citar:

- Torna o motor CA um equipamento de alto desempenho
- Possibilita economia de energia

- Redução de picos de corrente partida no motor
- Possibilita o sub-dimensionamento da rede de alimentação (trafos, cabos e etc)
- Aumenta consideravelmente a vida útil das partes mecânicas do sistema
- Requer pouca manutenção se comparada aos contadores de chaveamento
- Compensa possíveis falhas na rede de alimentação

Entretanto, a modulação por largura de pulso pode ocasionar certas desvantagens. Ao aumentar a frequência de chaveamento dos transistores IGBT, obtém-se um sinal mais limpo ao motor, pois há a redução de ruídos e distorções. Entretanto, o aumento na frequência provoca uma elevação na geração de harmônicos. Ou seja, o inversor de frequência comporta-se como se fosse um “gerador” de perturbações eletromagnéticas (harmônicas), danificando, assim, a qualidade de energia que alimenta o MIT. Para Llerena (2006), a qualidade de energia deve levar em consideração alguns problemas como variações de tensão, interrupções e, principalmente, harmônicos. Os harmônicos são fenômenos físicos relacionados com a presença de componentes espectrais, principalmente acima da componente da frequência fundamental, e que causam deformações nas formas de onda senoidal das correntes e tensões. Para os motores de indução, um dos problemas que as harmônicas podem causar é o aumento das perdas por histerese e geração de correntes parasitas em seus núcleos.

Deste modo, o uso de inversores de frequência deve-se tomar cuidado com a geração excessiva de harmônicos, os quais podem danificar o funcionamento adequado dos equipamentos. Ou seja, ao parametrizar o drive, deve-se levar em conta tal aspecto do inversor de frequência.

4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MÉTODOS DE ACIONAMENTOS

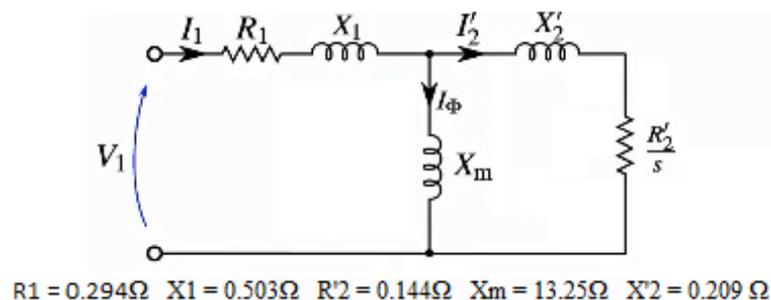
Como observado até agora, o motor de indução trifásico possibilita uma gama enorme de métodos de acionamento, cada qual com a sua devida aplicação, configuração de montagem, utilização de dispositivos eletrônicos e etc. Além disso, por ser uma das máquinas elétricas mais utilizadas no campo industrial, o uso do MIT apresenta variadas aplicações fabris, e, dependendo do tipo de aplicação, o acionamento do MIT deve atender a certos requisitos da operação, como por exemplo: redução na corrente de partida; rampa de aceleração mais rápida; variação da velocidade; controle na desaceleração e entre outros requisitos.

Desse modo, em relação à aplicação do MIT, uma dúvida que poderia surgir é “qual melhor método de partida utilizar?”. Entretanto, antes de se fazer uma escolha adequada, é muito importante analisar as comparações entre cada método de acionamento aplicado ao motor de indução trifásico.

4.1 APLICAÇÃO TEÓRICA DOS MÉTODOS DE ACIONAMENTO DO MIT

Desse modo, com o intuito de se averiguar a corrente de partida e o conjugado de partida, considera-se um motor de indução trifásico do tipo com rotor gaiola de esquilo, 127 V (V_1 de linha nominal), 60 Hz (f nominal), com 6 polos, e que, em regime permanente sob condições nominais, apresenta um escorregamento de 0,02. O circuito elétrico equivalente CEE do motor, assim como os seus parâmetros já referidos ao circuito do estator, estão ilustrados na Figura 56 a seguir.

Figura 56 – Circuito elétrico equivalente por fase do MIT com rotor gaiola de esquilo.

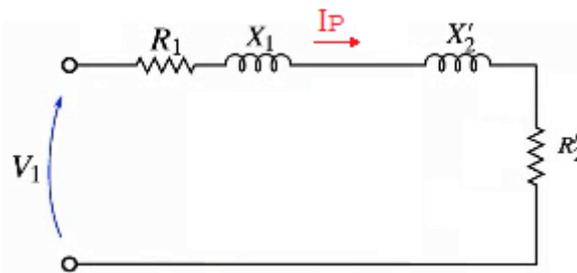


Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado).

4.1.1 ANÁLISE DA PARTIDA DIRETA

Para uma partida direta, a tensão de alimentação do MIT é a tensão de linha da rede e com a mesma frequência nominal. Uma vez em que o MIT se encontra na partida, o seu escorregamento é igual a 1. Dessa forma, como durante a partida o ramo de magnetização pode ser desconsiderado, o circuito CEE por fase do MIT pode ser adaptado para que se possa calcular a sua corrente de partida, como ilustrado na Figura 57 a seguir.

Figura 57 – Circuito elétrico por fase do MIT durante a partida ($s=1$).



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado)

Dessa forma, como já observado pela equação 39 da revisão bibliográfica, a corrente de partida é igual ao valor da tensão de alimentação V_1 dividida pela impedância do circuito.

$$I_p = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (39)$$

Com os dados dos parâmetros do circuito do motor da Figura 56, juntamente com a equação anterior, já é possível calcular o valor da corrente de partida solicitada pelo acionamento direto do MIT.

$$I_p = \frac{127}{\sqrt{(0,294 + 0,144)^2 + (0,503 + 0,209)^2}}$$

$$I_p = 151,95 \text{ A}$$

Uma vez calculado a corrente de partida, pode-se determinar também o valor do conjugado de partida, por meio da expressão 37.

$$C_p = \frac{3 \cdot R'_2 \cdot I_p^2}{\omega_s} \quad (37)$$

Importante relembrar que a velocidade síncrona no MIT, além de depender do número de polos, também sofre interferência da frequência que está alimentando o estator, conforme já visto na equação 1.

$$n_s = \frac{120 \cdot f_{se}}{p} \quad (1)$$

Dessa forma, como na partida direta a frequência do estator é a mesma da rede, frequência de 60 Hz, tem-se que:

$$n_s = \frac{120 \cdot 60}{6}$$

$$n_s = 1200 \text{ rpm}$$

Ou, em radianos por segundo:

$$\omega_s = 125,664 \text{ rad/s}$$

Com isso, o conjugado de partida é igual a:

$$C_p = \frac{3.0144 \cdot 151,95^2}{125,664}$$

$$C_p = 79,37 \text{ Nm}$$

Ou seja, o MIT ao ser acionado pela partida direta tem uma alta corrente de partida (151,95 A), a qual gera um conjugado de partida de 79,37 Nm. Mesmo que o tempo de partida dos motores elétricos seja muito baixo, geralmente entre 0,5s e 10s, esse pico inicial da corrente de partida pode causar um afundamento momentâneo da tensão da rede. Para evitar esses distúrbios, ao invés do acionamento direto, pode-se utilizar outro método que possa diminuir ou suavizar a corrente de partida do MIT.

4.1.2 ANÁLISE DA PARTIDA ESTRELA-TRIÂNGULO

Na partida direta vista anteriormente, o motor recebe tensão nominal desde o seu ligamento, porém na partida estrela-triângulo, o motor recebe uma tensão menor. Para este caso, o motor inicialmente é fechado para receber a maior tensão, ou seja, em estrela, porém recebe uma menor tensão do que a nominal descrita em sua placa. Dessa forma, com o objetivo de se diminuir a corrente de partida do MIT, a tensão agora aplicada nos terminais do motor é menor do que na partida direta. Com isso, conforme a expressão 43, a corrente de partida pelo acionamento estrela-triângulo é igual a:

$$I_p Y = \frac{I_p \Delta}{3} \quad (43)$$

$$I_p Y = \frac{151,95}{3}$$

$$I_p Y = 50,65 A$$

Por consequência, uma vez que a corrente de partida é reduzida, o conjugado de partida também sofre uma redução em seu valor. Pela expressão 47, tem-se que o torque de partida pelo acionamento estrela-triângulo é igual a:

$$C_p Y = \frac{C_p \Delta}{3} \quad (47)$$

$$C_p Y = \frac{79,37}{3}$$

$$C_p = 26,46 Nm$$

Interessante analisar o resultado do conjugado anterior. Embora haja uma redução na corrente de partida, ao utilizar o método de acionamento estrela-triângulo, a redução do conjugado de partida requer certa preocupação. Essa redução no conjugado de partida seria prejudicial caso o MIT fosse requisitado para atender a um conjugado de carga maior. Outro detalhe a ser comentado é que para essa técnica de acionamento, o motor obrigatoriamente precisa ter acesso aos seus 6 terminais, de forma a se realizar a comutação de alimentação em estrela-triângulo.

4.1.3 ANÁLISE DA PARTIDA COM SOFT-START

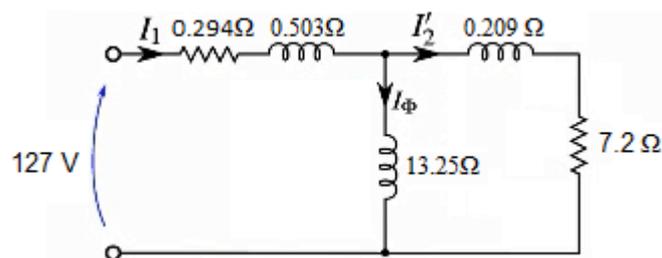
Já outro método que pode ser aplicado ao MIT é o acionamento com soft-start, dispositivo com o qual é possível, entre outras aplicações, controlar a tensão de partida do motor de indução trifásico. Como já discutido anteriormente, esse controle ocorre por conta do circuito interno de potência do soft-starter, composto por 3 pares de tiristores (SCRs) conectados em antiparalelo, os quais tem seus ângulos de disparos variados, portanto, a tensão aplicada ao motor pode ser controlada.

Ao aplicar o método de acionamento com soft-start, com o intuito de se minimizar o transitório entre a corrente de partida e a corrente nominal de operação do MIT, o soft-starter deve ser configurado para prover uma tensão inicial de fase que tenha um valor eficaz menor que o valor nominal e que resulte em uma corrente de partida igual à corrente nominal do MIT

Para estimar o valor da tensão de fase para que se atenda a este requisito ($I_p = I_n$), primeiramente é necessário calcular a corrente nominal do MIT, obtida pelo circuito elétrico equivalente da Figura 56, quando alimentado com tensão de fase nominal de 127 V e com frequência de 60 Hz.

Operando no regime permanente e sob condições nominais, o MIT apresenta um escorregamento de 0,02, ou seja, velocidade de 1176 rpm. Desse modo, o circuito elétrico equivalente para se determinar a corrente nominal fica como ilustrado na Figura 58 a seguir, com o escorregamento 0,02 já modificando a resistência $R'2$.

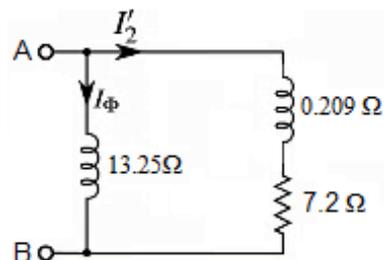
Figura 58 – Circuito elétrico equivalente por fase do MIT operando com escorregamento igual a 0,02.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado)

Observando o circuito anterior, a corrente I_1 é subdividida entre o ramo de magnetização (I_Φ) e o ramo do rotor ($I'2$), conectados ambos em paralelo. Deve-se então calcular a impedância equivalente entre o ramo de magnetização e o ramo do rotor.

Figura 59 – Ramo de magnetização em paralelo com o ramo do rotor.



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado)

$$Z_{AB} = \frac{13,25j \cdot (7,2 + 0,209j)}{13,25j + (7,2 + 0,209j)}$$

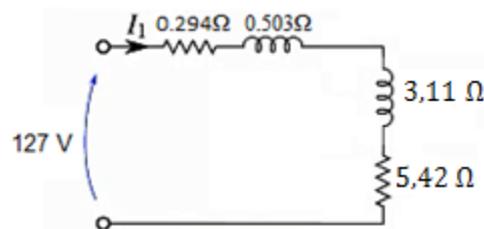
$$Z_{AB} = \frac{95,44 \angle 91,66^\circ}{15,26 \angle 61,85^\circ}$$

$$Z_{AB} = 6,25 \angle 29,81^\circ \Omega$$

$$Z_{AB} = 5,42 + 3,11j \Omega$$

Juntando a impedância Z_{AB} com a impedância do estator (Z_E), tem-se o seguinte circuito elétrico:

Figura 60 – Impedância do estator em série com a impedância Z_{AB} .



Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR, UMANS, 2014, p. 358 - modificado)

Para calcular a corrente I_1 basta dividir a tensão de alimentação V_1 pela impedância total do circuito.

$$I_1 = \frac{127}{(0,294 + 5,42) + (0,503 + 3,11)j}$$

$$I_1 = \frac{127}{5,714 + 3,613j}$$

$$I_1 = \frac{127 \angle 0}{6,76 \angle 32,30^\circ}$$

$$I_1 = 18,78 \angle -32,30^\circ \text{ A}$$

Com a corrente I_1 calculada, é possível também calcular a tensão V_{AB} .

$$V_{AB} = Z_{AB} \cdot I_1$$

$$V_{AB} = (6,25 \angle 29,81^\circ) \cdot (18,78 \angle -32,30^\circ)$$

$$V_{AB} = 117,375 \angle -2,49^\circ \text{ V}$$

$$V_{AB} = 117,26 - 5,1j \text{ V}$$

Dividindo-se a tensão V_{AB} pela impedância do rotor (Z_R) determina-se a corrente $I'2$.

$$I'2 = \frac{V_{AB}}{Z_R}$$

$$I'2 = \frac{117,26 - 5,1j}{7,2 + 0,209j}$$

$$I'2 = \frac{117,375 \angle - 2,49^\circ}{7,203 \angle 1,66^\circ}$$

$$I'2 = 16,29 \angle - 4,15^\circ \text{ A}$$

Tem-se então que, em regime permanente, a corrente nominal requisitada pelo MIT, quando em operação com condições nominais, tem módulo igual a 18,78 A. Importante observar que a corrente de partida calculada pelo acionamento direto (151,95 A), corresponde em aproximadamente 8 vezes o valor dessa corrente nominal em regime.

Com o valor da corrente I_n já calculada, o soft-starter deve ser programado para prover uma tensão que gere uma corrente de partida igual a 18,75 A. Para calcular o valor da tensão a ser programada, basta multiplicar o módulo da corrente de partida requisitada com o módulo da impedância do circuito durante a partida, ou seja, com escorregamento igual a 1.

$$V_{\pm} = |Z(s = 1)| \cdot I_p$$

$$V_{\pm} = \sqrt{(R_{\pm} + R'_{\pm})^2 + (X_{\pm} + X'_{\pm})^2} \cdot I_p$$

Substituindo as variáveis na equação anterior, conforme os dados dos parâmetros do circuito da Figura 56, com escorregamento valendo 1, tem-se que:

$$V_{\pm} = \sqrt{(0,294 + 0,144)^2 + (0,503 + 0,209)^2} \cdot 18,75$$

$$V_{\pm} = 15,67 \text{ V}$$

Ou seja, caso seja utilizado o modelo Ats01N212Qn da fabricante Schneider Electric, o dispositivo soft-starter deve ser programado para iniciar a energização do motor com uma tensão inicial de 15,67 V, configuração realizada pelo potenciômetro **Initial Voltage**. Durante

o tempo configurado em **Start time**, o dispositivo vai gradativamente aumentando o fluxo de tensão para o MIT, até que se atinja o valor da tensão nominal (Led **Full Voltage** ligado). Com isso, a corrente de partida obtida será de 18,75 A, e ao atingir o valor da tensão nominal, o motor já se encontra operando em regime permanente, sem que houvesse um alto transitório entre I_p e I_n , uma vez que sua tensão foi aumentando gradativamente. Já o conjugado de partida, para esse método de acionamento, é igual a:

$$Cp = \frac{3.0,144.18,75^2}{125,664}$$

$$Cp = 1,21 Nm$$

O resultado do conjugado de partida anterior é bem preocupante. Embora o soft-starter possibilite uma corrente de partida de valor próximo ao valor da corrente nominal, o motor pode não ser o suficiente para movimentar uma carga que necessite de um torque maior do que o fornecido pela máquina. Uma solução para se evitar esses problemas relacionados com a redução abrupta do conjugado de partida, é a utilização do método de acionamento com inversor de frequência.

4.1.4 ANÁLISE DA PARTIDA COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Como já comentado anteriormente, a utilização de um inversor de frequência possibilita variar a frequência de alimentação do MIT, e tal variação, além de controlar a velocidade de operação da máquina, também é possível controlar a sua corrente de partida. Para melhor analisar esse método de partida, um exemplo de Inversor para o acionamento com controle de velocidade do MIT é apresentado na Figura 61

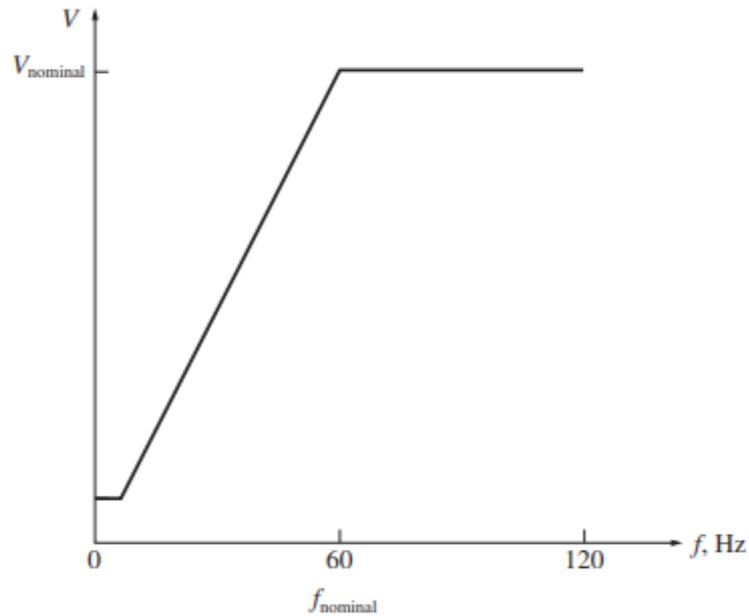
Figura 61 – Exemplo típico de um inversor de frequência.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 372)

A tensão de alimentação por fase do MIT (V_1) é controlada por meio de um inversor de frequência, dispositivo eletrônico pelo qual a frequência de alimentação é alterada conforme a relação $V_1 \times f$ do gráfico da Figura 62.

Figura 62 – Variação da relação V/f para as tensões trifásicas de saída do Inversor de Frequência.

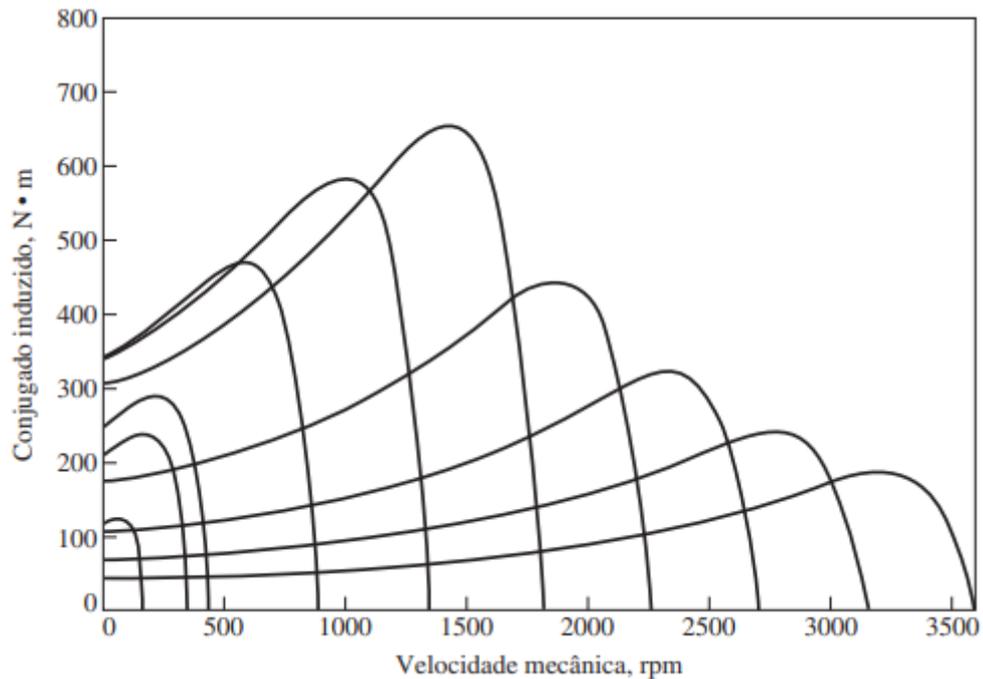


Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 376)

Ao observar o gráfico da Figura 62, percebe-se que a tensão de alimentação tem uma relação inicial de linearidade com o avanço da frequência, isso até o ponto onde ambas as variáveis, tensão e frequência, atingem seus valores de base ou valores nominais. A partir de f_{nominal} , a tensão de alimentação permanece constante.

Como já discutido anteriormente sobre os conceitos do inversor de frequência, ao controlar a frequência de alimentação do MIT, também é possível controlar a velocidade de operação da máquina durante seu regime permanente. De modo a se analisar visualmente o comportamento do MIT quando acionado pelo método com inversor de frequência, uma simulação via Matlab é feita com os dados dos parâmetros do circuito da figura 56. As características do conjugado (N.m) em relação à velocidade (rpm), para diversas frequências de acionamento, estão ilustradas na Figura 63.

Figura 63 – Curvas características de conjugado versus velocidade para diferentes frequências.



Fonte: (CHAPMAN, 2013, p. 369)

Analisando as curvas características do conjugado em relação à velocidade do MIT, é possível visualizar a influência que a mudança na frequência tem em relação ao deslocamento do conjugado máximo, assim como a alteração de sua amplitude máxima.

Também é possível analisar e calcular os valores teóricos do conjugado de partida, assim como os valores da corrente de partida, ao utilizar os dados dos parâmetros do circuito CEE da Figura 56. Ou seja, utilizando os conceitos e equações discutidas na revisão bibliográfica, e por meio dos parâmetros do circuito CEE do motor, é possível calcular tanto a corrente de partida quanto o conjugado de partida.

Como durante a partida o escorregamento é igual a 1, e utilizando o circuito simplificado da Figura 57, pode-se calcular o valor da corrente de partida por meio da equação 39.

$$I_p = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + R'2)^2 + (X_1 + X'2)^2}} \quad (39)$$

Entretanto, uma vez em que a frequência para esse método de acionamento é modificada, tanto a tensão de alimentação quanto as reatâncias indutivas também são modificadas por conta do inversor de frequência. As únicas variáveis da equação 39 que não são sensíveis à frequência são as resistências R_1 e $R'2$. Desse modo, é necessário antes

determinar os valores das tensões e reatâncias indutivas para diferentes frequências de operação do MIT.

Primeiramente, deve-se calcular o valor da tensão V_1 em relação à frequência que está sendo provida pelo inversor. Pela linearidade da figura 62, as tensões de alimentação V_1 , para diferentes frequências de operação, estão ilustradas na Tabela 3.

Tabela 3 – Tensão de alimentação V_1 em relação à frequência.

V_1 (V)	f (Hz)
25,40	12
63,50	30
101,60	48
127,00	60
127,00	90
127,00	120

Fonte: Autoria própria.

Como já mencionado anteriormente, além de alterar o valor da tensão de alimentação V_1 , a mudança na frequência também influencia no valor das reatâncias indutivas do circuito CEE da Figura 56. Dessa forma, deve-se calcular o valor da reatância para cada valor da frequência que está sendo gerada pelo inversor. Porém antes é necessário calcular o valor numérico de cada indutância do circuito CEE do MIT.

Sendo que a reatância indutiva é descrita pela equação 9, basta substituir os valores dos parâmetros da Figura 56, circuito CEE em 60 Hz, para se calcular o valor de cada indutância : L_1 , L_2 e L_m .

$$X_l = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (9)$$

Para 60 Hz, tem se $X_1 = 0,503 \Omega$, ou seja:

$$0,503 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_1$$

$$L_1 = 1,334 \text{ mH}$$

Para 60 Hz, tem se $X_2 = 0,209 \Omega$, ou seja:

$$0,209 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_2$$

$$L_2 = 0,554 \text{ mH}$$

Para 60 Hz, tem-se $X_M = 13,25 \Omega$, ou seja:

$$13,25 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_m$$

$$L_m = 35,147 \text{ mH}$$

Desse modo, com os valores de cada indutância já calculados, é possível estimar o valor das reatâncias que os devidos indutores apresentam para cada uma das frequências de operação do MIT. Ou seja, fazendo o caminho inverso agora, substituindo a frequência e a indutância na expressão 9, obtém-se a seguinte tabela 4, onde cada reatância indutiva do circuito CEE está representada em relação a sua devida frequência de operação.

Tabela 4 – Reatâncias indutivas em relação à frequência de operação do MIT.

f (Hz)	X₁ (Ω)	X₂ (Ω)	X_M (Ω)
12	0,100	0,042	2,650
30	0,251	0,104	6,625
48	0,402	0,167	10,600
60	0,503	0,209	13,250
90	0,754	0,313	19,875
120	1,001	0,418	26,500

Fonte: Autoria própria.

Com os valores das reatâncias para cada frequência já calculadas, Tabela 4, assim como os valores das tensões de alimentação já determinados, Tabela 3, basta substituir tais valores na equação 39 para se determinar o valor da corrente de partida para cada situação.

No caso em que o inversor esteja provendo uma frequência de 12 Hz para o MIT, tem-se que:

$$I_p = \frac{25,40}{\sqrt{(0,294 + 0,144)^2 + (0,100 + 0,042)^2}}$$

$$I_p = 55,16 \text{ A}$$

Uma vez calculado a corrente de partida I_p , pode-se determinar também o valor do conjugado de partida, por meio da expressão 37.

$$C_p = \frac{3 \cdot R' \cdot I_p^2}{\omega s} \quad (37)$$

Importante salientar que a velocidade síncrona no MIT, além de depender do número de polos, também sofre interferência da frequência que está alimentando o estator, conforme já visto na equação 1.

$$n_s = \frac{120 \cdot f_{se}}{p} \quad (1)$$

Dessa forma, para uma frequência de valor 12 Hz tem-se que:

$$n_s = \frac{120 \cdot 12}{6}$$

$$n_s = 240 \text{ rpm}$$

Ou

$$\omega_s = 25,133 \text{ rad/s}$$

Ou seja, quando o inversor de frequência alimenta as bobinas do estator do MIT com 12 Hz, a velocidade síncrona do MIT apresenta um valor de 240 rpm (bem abaixo dos 1200 rpm nominal), com uma tensão de alimentação igual a 25,40 V e com uma corrente de partida igual a 55,16 A. Substituindo esses valores calculados na equação 37, tem-se o seguinte conjugado de partida:

$$C_p = \frac{3,0,144 \cdot 55,16^2}{25,133}$$

$$C_p = 52,30 \text{ N.m}$$

Repetindo todos esses cálculos para valores distintos de frequências de operação do MIT, obtém-se assim a seguinte Tabela 5, onde é possível analisar os valores da tensão de alimentação, da corrente de partida e do conjugado de partida para cada frequência de operação do MIT em questão.

Tabela 5 – Resultados teóricos do acionamento do MIT por meio do inversor de frequência.

f (Hz)	V₁ (V)	I_P (A)	C_P (Nm)
12	25,40	55,16	52,30
30	63,50	112,63	87,22
48	101,60	141,50	86,03
60	127,00	151,92	79,35
90	127,00	110,11	27,79
120	127,00	85,52	12,57

Fonte: Autoria própria.

Pelos dados calculados na Tabela 5, é possível constatar que tanto a corrente de partida quanto o conjugado de partida alteram os seus valores conforme a frequência de operação. Os maiores conjugados de partida ocorrem para as frequências de 30 Hz e 48 Hz, sendo o primeiro ligeiramente maior que o segundo. Entretanto, com a frequência de 30 Hz o MIT apresenta uma corrente de partida inferior se comparada com a operação na frequência de 48 Hz. Dessa forma, caso a aplicação da máquina seja para prover um conjugado de partida na escala de 85 N.m, a opção de se trabalhar com 30 Hz é mais vantajosa, uma vez que a sua corrente de partida é menor para esta situação.

Curioso salientar que, observando a Tabela 5, a maior corrente de partida ocorre quando o motor de indução trifásico está operando com sua frequência nominal de 60 Hz, ou seja, em uma operação típica de partida direta.

4.1.5 ANÁLISE DA PARTIDA COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA NO CIRCUITO DO ROTOR

Caso o motor de indução trifásico fosse do tipo bobinado, poderia ser utilizado o método de acionamento por meio da inserção de resistência externa no circuito do rotor. Como já comentado anteriormente, essa exigência de o rotor ser do tipo bobinado é por conta do fácil acesso, pelos anéis deslizantes, que se tem dos enrolamentos da bobina do circuito do rotor. Por conta dessa resistência externa, as equações da corrente de partida e do conjugado de partida são, respectivamente:

$$I_p = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2 + R_{ext})^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (49)$$

$$C_p = \frac{3 \cdot (R'2 + R_{ext}) \cdot I_p^2}{ws} \quad (50)$$

Com isso, substituído os valores dos parâmetros do circuito CEE da Figura 56 nas expressões 49 e 50, para resistências extras de valores entre 0 Ω e 2 Ω , obtém-se a seguinte tabela 6.

Tabela 6 – Corrente de partida e conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada nos enrolamentos do rotor bobinado.

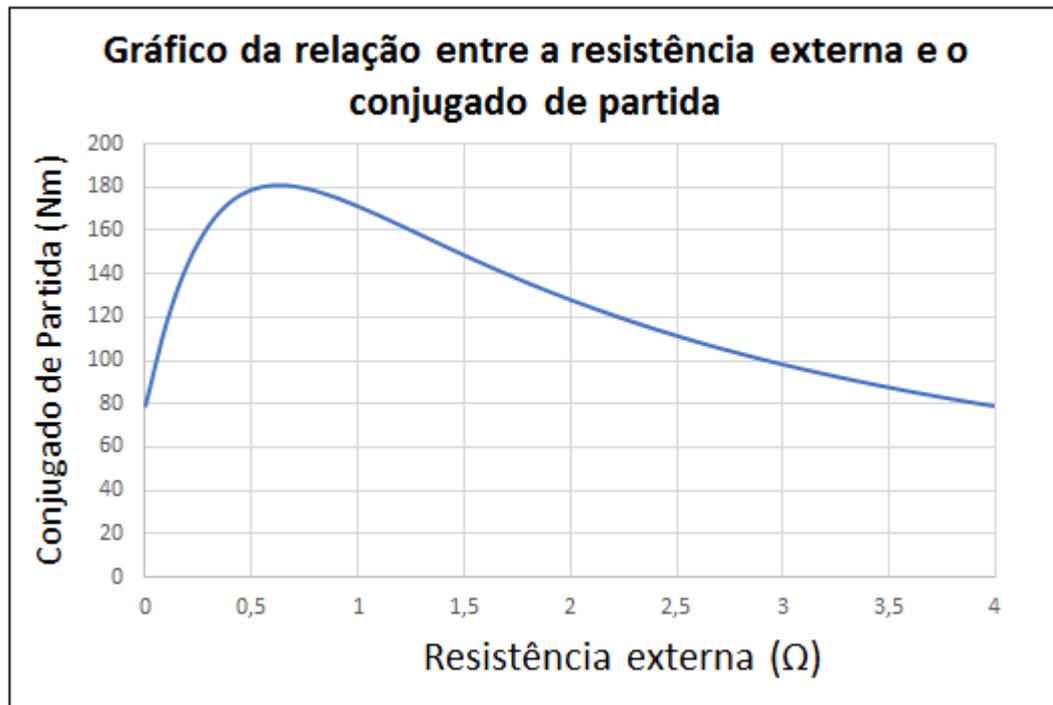
RESISTOR EXTERNO (Ω)	CORRENTE DE PARTIDA (A)	CONJUGADO DE PARTIDA (Nm)
0	151,9	79,3
0,1	142,3	117,9
0,2	132,8	144,9
0,3	123,8	162,5
0,4	115,4	173,2
0,5	107,8	178,8
0,6	100,8	180,8
0,7	94,6	180,3
0,8	88,9	178,2
0,9	83,7	174,9
1	79,1	171,0
1,1	74,9	166,7
1,2	71,1	162,2
1,3	67,6	157,6
1,4	64,4	153,0
1,5	61,5	148,5
1,6	58,8	144,0
1,7	56,3	139,8
1,8	54,0	135,7
1,9	51,9	131,7
2	50,0	127,9

Fonte: Autoria própria

Ao analisar a Tabela 6 é possível notar a influência que a resistência externa provoca no MIT: a corrente de partida decai à medida que se aumenta o valor do resistor externo acrescentado no circuito do rotor. Entretanto, de início até se tem um aumento no conjugado de partida, porém a partir de resistência externa maior do que 0,6 Ω , o conjugado acaba decaindo. Para melhor visualizar esse comportamento do conjugado de partida, é elaborado,

por meio dos dados da Tabela 6, o gráfico da Figura 64 a seguir, na qual está ilustrada a influência que a resistência externa provoca no conjugado de partida.

Figura 64– Conjugado de partida em relação à alteração da resistência externa acoplada nos enrolamentos do rotor bobinado.



Fonte: Autoria própria.

Essa característica do gráfico ocorre por conta da redução proporcional da corrente de partida ser maior do que o aumento proporcional da resistência do rotor, o que resulta em um decaimento do conjugado de partida a partir de um determinado valor de resistência inserida no rotor.

4.2 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

Enfim, após todos os cálculos e dados coletados, tem-se a seguinte Tabela 7, na qual é possível observar os distintos valores da corrente de partida e do conjugado de partida para cada método de acionamento do MIT.

Tabela 7 – Resultados obtidos para diferentes acionamentos do motor de indução trifásico.

Método de Partida	V1 (V)	f (Hz)	Ip (A)	Cp (Nm)
Direta	127	60	151,95	79,37
Estrela-Triângulo	$127/\sqrt{3}$	60	50,65	26,46
Soft-start	15,67	60	18,75	1,21
Inversor	25,40	12	55,16	52,30
	63,50	30	112,63	87,22
	101,60	48	141,50	86,03
	127,00	60	151,92	79,35
	127,00	90	110,11	27,79
	127,00	120	85,52	12,57

Fonte : Autoria própria.

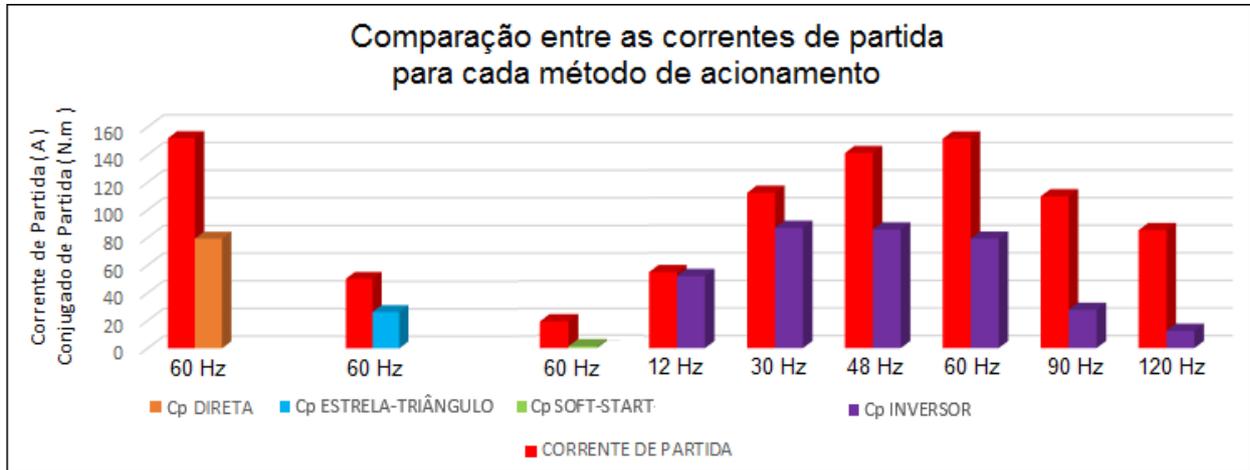
Ao analisar a Tabela 7, onde estão descritos os resultados para quatro diferentes métodos de acionamento, percebe-se que a maior corrente de partida é pelo modo de acionamento direto, pelo qual o MIT recebe, já na partida, os valores nominais de tensão e frequência em seus terminais. Ao utilizar esse método, o motor é conectado diretamente à rede, fazendo com que as suas bobinas recebam tensão nominal de serviço. Por conta dessa alta corrente de partida, pode ocorrer um afundamento de tensão na rede de alimentação.

Com o intuito de se diminuir a corrente de partida, foi utilizado o acionamento estrela-triângulo, método pelo qual a corrente de partida resultou em um terço do valor obtido na partida direta. Entretanto, conforme a Tabela 7, a desvantagem que tal método apresenta é a redução em seu conjugado de partida, o qual pode não ser o suficiente se a carga acoplada na máquina requisitar um alto conjugado. Além disso, a partida estrela-triângulo necessariamente exige que o motor tenha acesso aos seus 6 terminais, ou seja, trata-se de um método que depende das características construtivas do motor de indução em questão.

A fim de se minimizar o transitório entre a corrente de partida e a corrente nominal em regime do MIT, o resultado obtido pelo acionamento com soft-start foi bem positivo neste quesito. Com a tensão inicial configurada no soft-start para que ambas correntes, de partida e nominal, sejam iguais ou bem próximas, analisando o resultado na Tabela 7 é possível observar uma boa redução da corrente de partida. Entretanto, seu baixíssimo conjugado de

partida, ao ser comparado com os demais, aparece como uma desvantagem, limitando assim o uso do acionamento soft-start para cargas leves.

Figura 65– Ilustração gráfica dos dados calculados na Tabela 7.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, com o intuito de se evitar essa desvantagem em relação ao baixo conjugado de partida, o acionamento por inversor de frequência apresentou bons resultados. Ao observar a Figura 65, nota-se que, além da partida direta, os maiores conjugados de partida ocorrem para frequências de 30 Hz e 48 Hz, sendo a opção de 30 Hz mais vantajosa, uma vez que apresentou uma menor corrente de partida se comparada com o acionamento em 48 Hz. Além disso, outra vantagem do inversor de frequência é o deslocamento que o dispositivo provoca no conjugado máximo. Ao observar as curvas características de conjugado x velocidade da Figura 63, percebe-se que para frequências menores do que a nominal, o conjugado máximo se aproxima da origem. Entretanto, uma desvantagem que o inversor de frequência pode ocasionar é a geração de harmônicos na rede elétrica, pois o aumento na frequência de chaveamento na modulação por largura de pulso faz com que o inversor se comporte como se fosse um "gerador" de perturbações eletromagnéticas.

Outro método discutido foi o acionamento com inserção de resistência externa acoplada ao circuito do rotor. Como observado na Figura 45, ao utilizar esse método de acionamento, o torque máximo pode ser deslocado para uma região mais próxima da partida, evitando-se assim um possível transitório longo. Além disso, outro ponto positivo a ser ressaltado é que, à medida que se aumenta a resistência externa acoplada ao circuito do rotor, a corrente de partida vai diminuindo (Tabela 6), e o conjugado de partida vai aumentando, porém até um certo ponto.

Ao observar o gráfico da Figura 64, nota-se que, a partir de certa resistência externa inserida no circuito do rotor bobinado, embora a corrente de partida continue a diminuir, o conjugado de partida também passa a ter um decaimento, e, por esse motivo, deve-se tomar cuidado para que o conjugado de partida não seja tão baixo a ponto de não conseguir acionar determinada carga acoplada ao eixo do rotor. Uma desvantagem que também pode ser mencionada é o fato de que, com mais resistência no circuito do rotor, maiores serão as perdas pelo consumo de potência no rotor, fazendo com que o fator de potência (FP) tenha um decaimento. Além disso, outra desvantagem é que esse método de acionamento é restrito ao rotor bobinado, uma vez que o acesso aos enrolamentos das bobinas do rotor é mais fácil se comparada com o rotor gaiola de esquilo.

5 CONCLUSÕES

Por ser um dos motores mais utilizados pela grande maioria das indústrias, principalmente em aplicações motrizes, o motor de indução trifásico é a modalidade de máquinas elétricas que apresenta um dos sistemas mais eficiente para geração, transmissão e distribuição da energia elétrica em corrente alternada. Porém, para que o MIT possa vencer a inércia e movimentar a carga aplicada ao seu eixo, a energia inicial requerida da rede é muito alta, fato que acaba refletindo em sua corrente de partida. Caso tal corrente tenha um alto ganho, pode ocorrer um afundamento da tensão, evento que acaba danificando o próprio motor ou até mesmo os equipamentos nos arredores. Nesse sentido, neste presente estudo foram discutidos os possíveis métodos de partida do motor de indução trifásico, além da comparação entre os resultados obtidos para cada acionamento.

Como forma de minimizar os possíveis impactos que uma alta corrente de partida possa ocasionar, o motor de indução trifásico apresenta uma gama enorme de métodos de acionamentos. Dependendo da aplicação a que o MIT esteja sujeito, a escolha do método de partida deve ser bem planejada. Cada modo de partida do MIT apresenta a sua particularidade de aplicação, configuração, vantagens e desvantagens.

No tópico número 2 do presente estudo, foram analisados os conceitos teóricos por trás do motor de indução, o qual se trata de uma máquina elétrica que utiliza muito dos conceitos teóricos de Nikola Tesla (1856-1943). Já no tópico número 4, foram analisados os resultados obtidos para variados métodos de acionamento de um motor de indução trifásico com rotor gaiola de esquilo. As comparações efetuadas entre os métodos se mostraram de extrema importância, pois para tais métodos até se conseguiu uma redução da corrente de partida, entretanto, a redução do conjugado de partida para alguns acionamentos se mostrou muito preocupante. Uma vez em que o MIT é predominantemente utilizado para sistemas motrizes, essa atenção extra em relação ao conjugado de partida é muito importante.

Por conta disso, o desenvolvimento do presente estudo mostra-se de grande importância para as empresas que utilizam o MIT como forma de acionamentos de sistemas motrizes. O planejamento da escolha de qual melhor método de partida a ser utilizado requer aplicar os conceitos teóricos do motor de indução trifásico e realizar as devidas comparações para cada método de acionamento. Somente após realizar essas comparações, pode-se aplicar, de fato, o acionamento que melhor se encaixa aos requisitos da aplicação do motor de indução trifásico em questão.

Visando a evolução do presente estudo, a realização de acionamentos de um MIT em ambientes industriais, ou até mesmo laboratoriais, seria uma boa opção, pois a coleta de dados experimentais nesses ambientes permitiria uma comparação com os dados teóricos aqui obtidos. Simulações e ensaios que possam unir dois ou mais tipos de acionamentos também podem ser considerados em trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

- ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 5410 - Instalações elétricas de baixa tensão**. Rio de Janeiro, 2004. 209 p.
- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. PRODIST - **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Módulo 8 - Qualidade da Energia**, 2018. 88 p.
- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 414, DE 9 DE SETEMBRO DE 2010 – Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica - Qualidade da Energia**, 2018. 86 p.
- CAMILO P., **O que é um inversor de frequência? Como é o seu funcionamento?**, 2020. Disponível em: < <https://blog.se.com/br/automacao-industrial/2020/10/22/o-que-e-um-inversor-de-frequencia-e-como-escolher-a-melhor-opcao/> >. Acesso em: 17 abr. de 2021.
- CANAL ENERGIA, **Categoria IR3 Premium eleva nível de eficiência energética para motores elétricos no Brasil**, 2020. Disponível em: <www.canalenergia.com.br/noticias/53156501/categoria-ir3-premium-eleva-nivel-de-eficiencia-energetica-para-motores-eletricos-no-brasil>. Acesso em: 20 abr. de 2021.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas Elétricas**. 5ª Ed., São Paulo: McGraw-Hill, 2013.
- DUGAN, R. C., et al. **Electrical Power Systems Quality**. 2ª ed. McGraw-Hill, 2002.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D.; **Máquinas Elétricas**. 7ª Ed., São Paulo: McGraw-Hill, 2014.
- LISBOA KNUPPE, L.; HENRIQUE SEFRIN, L.; **Campo Girante Trifásico**, 2013. Disponível em: < <https://leoknuppe.wordpress.com/2013/11/07/272/> >. Acesso em: 15 abr. de 2021.
- LLERENA, M. T. M. **Estimativa do comportamento de máquinas assíncronas sujeitas a afundamentos de tensão**. 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.
- MAMEDE FILHO, J. **Instalações Elétricas Industriais**. 6ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.
- RODRIGUES NETO, J. F., **Webinar-abb-voltimum, Economia de energia com inversores de frequência**. Disponível em: <<http://docplayer.com.br/12407432-Webinar-abb-voltimum-softstarter-especificacao-aplicacao-e-vantagens.html> >. Acesso em: 21 set. de 2021.
- SCHNEIDER ELECTRIC, **Manual de operação Altistart 48 Telemecanique**, 2001. Disponível em: < https://www.eser.com.br/documentos_sistema/aca25d4b7d07cb6de060cb5788049651.pdf >. Acesso em: 10 jun. de 2021.

SCHNEIDER ELECTRIC, **Altistart 01soft starters**, 2014. Disponível em: <https://download.schneider-electric.com/files?p_Doc_Ref=8661CT1401&p_File_Ext=.PDF>. Acesso em: 17 jun. de 2021.

SCHNEIDER ELECTRIC, **Altistart ATS 01N2 pp LU/QN/RT**, 2018. Disponível em: <https://download.schneider-electric.com/files?p_enDocType=Instruction+sheet&p_File_Name=ATS01_IS_ATS01N2_1624686_05.pdf&p_Doc_Ref=1624686>. Acesso em: 08 jul. de 2021.

WEG, **Automação Guia de Seleção de Partidas**, 2013. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h97/h5e/WEG-guia-de-selecao-de-partidas-50037327-manual-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 13 ago. de 2021.

WEG, **Frequency Inverter CFW – 10, User's Guide**, 2021. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h1b/he2/WEG-cfw10-users-manual-0899.5202-2.xx-manual-english.pdf>>. Acesso em: 15 jun. de 2021.

WEG, **GUIA DE ESPECIFICAÇÃO MOTORES ELÉTRICOS**, 2021. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h32/hc5/WEG-motores-eletricos-guia-de-especificacao-50032749-brochure-portuguese-web.pdf>>. Acesso em: 21 set. de 2021.

WEG, **MPW – DISJUNTORES-MOTORES**, 2021. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h1b/h43/WEG-disjuntores-motores-linha-mpw-50009822-catalogo-portugues-br-dc.pdf>>. Acesso em: 20 ago. de 2021

WEG, **Manual do Usuário do Inversor de Frequência CFW-10**, 2013. Disponível em: <Fonte: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h0d/h99/WEG-cfw10-manual-do-usuario-0899.5860-2.xx-manual-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 20 fev. de 2021.