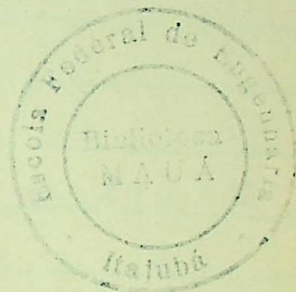


ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ



**ANÁLISE DA UTILIZAÇÃO DE INVERSORES
AUTOCOMUTADOS NA PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS DE ROTOR GAIOLA**



**DISSERTAÇÃO APRESENTADA NA
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

POR

RODRIGO GUARACY SANTANA

**ORIENTADOR: PROF. VALBERTO FERREIRA DA SILVA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA**

ITAJUBÁ, MAIO DE 1994

*"Se não houver frutos, valeu a beleza das flores,
Se não houver flores, valeu a sombra das folhas,
Se não houver folhas, valeu a intenção da semente."*

Henfil

AGRADECIMENTOS

Dedico esta tese a meus pais,

Ely

e

Teresinha.

AGRADECIMENTOS

A Deus que nos deu vida e amor, jamais poderemos ser suficientemente gratos, pela oportunidade que nos dá para alcançarmos os nossos ideais.

Ao Prof. Valberto Ferreira da Silva pela orientação, apoio e condução deste trabalho de dissertação.

Ao colega e Prof. Jocélio Souza de Sá pela demonstração de amizade e pela idéia de estudar o tema que originou este trabalho.

À amiga Maria Helena Brusamolim pela revisão do texto.

Ao amigo Edgar pela confecção dos desenhos.

À comunidade do Inatel (professores, funcionários e alunos) pelo constante incentivo.

A todos os meus amigos que souberam entender o que este trabalho representava.

A uma pessoa muito especial que não permitiu que eu abandonasse este trabalho.

Enfim, agradeço a todos aqueles que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

*"São nos pequenos gestos e atitudes do nosso dia-a-dia,
que devemos proporcionar o mínimo de alegria e
compreensão a todos que nos cercam,
procurando com isso demonstrar porque estamos neste caminho."*

RESUMO

A tecnologia dos controladores de estado sólido para acionamento de corrente alternada foi lançada por volta de 1960. Desde então, muitas inovações em dispositivos, circuitos, teoria de controle e sinais eletrônicos têm trazido uma contribuição considerável para esta tecnologia.

O desempenho de um motor de indução operando através de um inversor é estudado neste trabalho, enfatizando particularmente a partida do motor. São tratadas questões especiais sobre os inversores e apresentados os resultados de estudos analíticos e numéricos do sistema.

É apresentado um procedimento para avaliar a quantidade de energia economizada através da partida do motor utilizando inversor e oferecido um método para a determinação desta quantidade de energia economizada.

ABSTRACT

The technology of solid-state adjustable ac drives was launched in the 60's. Since then many innovations in devices, circuits, control theory and signal electronics have made a considerable contribution to this technology.

The performance of an induction motor operating from an inverter is investigated here, giving particular emphasis on the starting of the motor. Special inverter questions are treated and the results of analytical and computer studies of the system are presented.

A procedure is offered for the evaluation of the energy savings obtained by the use of an inverter on the starting of the motor. A method for the economic evaluation of the energy savings is also offered.

ÍNDICE ANALÍTICO

	Página
Agradecimentos.....	i
Resumo.....	ii
Abstract.....	iii
Capítulo 1. Introdução.....	1
1.1.Relação da Simbologia Constante neste Trabalho.....	4
Capítulo 2. Problemas Resultantes da Partida Direta de Motores de Indução Trifásicos de Rotor Gaiola.....	11
2.1.Introdução.....	11
2.2.Sobredimensionamento do Motor.....	11
2.2.1.Especificação do Motor em Função do Aquecimento do Enrolamento do Estator.....	12
2.2.2.Equação para Determinação do Perfil de Temperatura do Enrolamento do Estator.....	13
2.2.2.1.Operação Cíclica.....	13
2.2.2.2.Operação Aleatória.....	16
2.2.3.Determinação das Elevações de Temperatura.....	16
2.3.Queda de Tensão na Rede e Consumo de Energia.....	24
2.3.1.Cálculo da Queda de Tensão.....	26
2.3.2.Cálculo do Consumo de Energia Durante a Partida.....	29
Capítulo 3. Utilização de Dispositivos Convencionais para a Partida de Motores de Indução Trifásicos de Rotor Gaiola.....	33
3.1.Introdução.....	33
3.2.Partida Através de Autotransformador.....	34
3.3.Partida Através de Reator.....	35
3.4.Partida Através de Chave Estrela-Triângulo.....	36

3.5.Comparação dos Diversos Métodos.....	38
Capítulo 4. Inversores Estáticos Autocomutados	40
4.1.Introdução.....	40
4.2.Inversores com Tensão Imposta.....	45
4.2.1.Inversor com Tensão Imposta Variável no Circuito Intermediário (VSI) ..	45
4.2.2.Inversor com Tensão Imposta Constante no Circuito Intermediário (PWM).....	48
4.2.2.1.Geração da onda PWM.....	49
4.3.Inversor de Corrente Imposta (CSI)	53
4.4.Conteúdo Harmônico na Saída dos Inversores.....	55
4.5.Perdas nos Inversores.....	58
4.6.Comparação entre os Três Tipos de Inversores	58
Capítulo 5. Análise da Utilização de Inversores na Partida de Motores de Indução Trifásicos de Rotor Gaiola	61
5.1.Introdução.....	61
5.2.Comportamento do Conjugado e da Corrente do Estator durante o Processo de Partida	62
5.3.Comportamento das Perdas do Conjunto Inversor/Motor.....	70
5.3.1.Estimativa do Efeito dos Harmônicos nas Perdas do Motor	70
5.3.1.1.Modelo Simplificado para as Perdas	76
5.3.2.Perdas no Inversor PWM.....	80
5.4.Comparação entre a Partida Direta e a Partida com Inversor.....	82
5.4.1.Queda de Tensão	82
5.4.2.Consumo de Energia	82
5.4.3.Sobredimensionamento do Motor	83
Capítulo 6. Análise Econômica da Utilização de Inversores na Partida de Motores de Indução Trifásicos de Rotor Gaiola.....	84
6.1.Introdução.....	84

6.2.Problemas Associados à Análise Econômica	85
6.3.Efeito dos Custos da Energia Elétrica	87
6.4.Análise Econômica	89
Capítulo 7. Exemplos de Aplicação	93
7.1.Introdução.....	93
7.2.Exemplo 1-Sobredimensionamento do Motor	93
7.3.Exemplo 2-Queda de Tensão e Consumo de Energia	95
7.3.1.Caso 1	97
7.3.2.Caso 2	98
7.3.3.Caso 3	99
7.4.Análise Econômica	100
Capítulo 8. Conclusões e Sugestões.....	102
Anexo 1. Fluxogramas	105
A.1.1.Especificação do Motor na Partida Direta	105
A.1.2.Especificação do Motor na Partida com Inversor	106
A.1.3.Queda de Tensão e Consumo de Energia	107
A.1.4.Análise Econômica	111
Anexo 2. Constantes de Tempo de Aquecimento e Resfriamento de Motores	112
A.2.1.Constante de Tempo de Aquecimento	112
A.2.2.Constante de Tempo de Resfriamento	113
Anexo 3. Constantes de Relacionamento entre as Perdas Totais e as Perdas a Vazio de Motores	114
Anexo 4. Tipos de Modulação da Onda PWM.....	115
Referências Bibliográficas.....	117

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Mais da metade da energia elétrica gerada no Brasil é consumida por motores de indução trifásicos de rotor gaiola [1].

Este tipo de motor é o mais utilizado em acionamentos elétricos não controlados, pois apresenta baixo custo, manutenção mais simples, velocidade em regime permanente quase sempre independente da carga, baixa relação peso/potência, além de rendimento e fator de potência elevados.

Sua utilização, inclusive em acionamentos elétricos controlados, substituindo principalmente o motor de corrente contínua, é crescente, em função do desenvolvimento acentuado da eletrônica de potência e da informática.

Nos acionamentos, principalmente nos não controlados, onde a utilização do motor de indução trifásico de rotor gaiola é quase total, o processo de partida (e em alguns casos, também o de frenagem elétrica) representa o principal problema para a utilização do motor.

A elevada corrente elétrica requerida pelo motor durante a partida com plena tensão (de cinco a oito vezes sua corrente nominal) pode resultar nas seguintes desvantagens:

- sobredimensionamento do motor, quando o acionamento tem partidas frequentes;
- quedas de tensão inadmissíveis na rede de suprimento de energia;
- elevado consumo de energia durante os processos de partida, que tende a se agravar quando o número de partidas é alto.

A utilização de dispositivos convencionais que promovem a partida do motor com tensão reduzida (para a redução da corrente de partida), tais como autotransformadores, reatores, chaves estrela-triângulo e mesmo transformadores, pode solucionar apenas parte dos problemas, ou seja:

- reduz a queda de tensão na rede de suprimento de energia, porém só é recomendada se o acionamento parte a vazio com baixo conjugado de carga, uma vez que o conjugado desenvolvido pelo motor praticamente varia com o quadrado da tensão de alimentação;
- pode reduzir o consumo de energia de forma pouco significativa, não justificando o custo dos equipamentos utilizados para a redução da tensão de alimentação do motor;
- praticamente não é usada para reduzir a potência do motor nos processos com elevado número de partidas, pois apresenta os problemas da redução do conjugado de partida, do aumento do tempo de partida e da elevada frequência de manobras exigida dos equipamentos para redução de tensão.

Este trabalho vai apresentar e analisar um método de partida para o motor de indução trifásico de rotor gaiola, no qual, através da variação do valor eficaz e da frequência da tensão de alimentação do motor, tanto a corrente quanto o conjugado de partida são controlados.

Este método, que consiste na utilização de inversores estáticos com comutação forçada na alimentação e no controle do motor durante o processo de partida, elimina as desvantagens da partida direta sem introduzir aquelas referentes à partida com tensão reduzida. Desta forma:

- não resulta na necessidade de sobredimensionamento do motor em acionamentos com partidas frequentes;
- a queda de tensão na rede de suprimento de energia é reduzida durante a partida do motor, sem que o conjugado de partida sofra redução;
- o consumo de energia se mantém baixo durante a partida.

Como o trabalho propõe a utilização do inversor apenas durante o processo de partida do motor, apresenta-se ainda a vantagem de que um único inversor pode ser usado na partida de vários motores de mesmo porte, desde que os mesmos não partam simultaneamente.

Os assuntos abordados neste trabalho serão apresentados a seguir.

O Capítulo 2 analisa as três conseqüências da partida direta de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, ou seja, a necessidade de sobredimensionamento do motor; a queda de tensão na rede de suprimento de energia e o elevado consumo de energia durante a partida.

Neste capítulo são estabelecidos modelos que permitirão, através de métodos computacionais, demonstrar, na prática, estas três conseqüências.

O Capítulo 3 analisa o comportamento do sistema elétrico devido à partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola utilizando dispositivos convencionais, que promovem a partida do motor com tensão reduzida (para a redução da corrente de partida). Serão apresentadas as vantagens e desvantagens de cada método.

O Capítulo 4 analisa o circuito de potência e a forma de operação de inversores trifásicos utilizados para a alimentação de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, controlados através da variação do valor eficaz e da freqüência da tensão do estator. Com esta análise pretende-se estabelecer as diferenças básicas entre os diversos tipos de inversores disponíveis para acionamentos de corrente alternada. Estas diferenças referem-se principalmente ao comportamento do acionamento durante a partida do motor.

O Capítulo 5 analisa o comportamento do conjugado, da corrente e conseqüentemente das perdas no motor de indução trifásico de rotor gaiola com partida controlada pela variação do valor eficaz e da freqüência do estator. É estabelecida uma comparação entre o comportamento do motor com partida direta e com partida através do inversor PWM, dando ênfase, principalmente, às três conseqüências da partida direta do motor que foram analisadas no Capítulo 2. Com base nos modelos desenvolvidos no Capítulo 2 e na teoria apresentada neste capítulo, foram desenvolvidos novos métodos computacionais que permitirão demonstrar a comparação estabelecida.

O Capítulo 6 analisa a viabilidade econômica da utilização de inversores no processo de partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola. Neste capítulo é estabelecido um modelo de análise econômica que permitirá, através de métodos computacionais, determinar se o investimento é economicamente viável.

O Capítulo 7 apresenta exemplos de aplicação da teoria desenvolvida nos capítulos anteriores.

O Capítulo 8 apresenta as conclusões mais relevantes extraídas deste trabalho, além de apresentar algumas sugestões para a melhor utilização da teoria desenvolvida e para a continuidade deste estudo.

Finalmente, seguem-se os anexos com a apresentação de assuntos básicos necessários ao desenvolvimento do trabalho.

A seguir é apresentada uma relação da simbologia constante neste trabalho.

1.1.RELAÇÃO DA SIMBOLOGIA CONSTANTE NESTE TRABALHO

- ap - aplicações de alta potência;
- a - ano;
- A - fator de transmissão de calor no estator ($W/^\circ C$);
- $a_{m\acute{a}x}$ - tempo de duração do período de investimento (anos);
- bp - aplicações de baixa potência;
- C - capacidade térmica do enrolamento do estator ($W.s/^\circ C$);
- CE - capital economizado anualmente graças à economia de energia (US\$);
- CI - classe de isolamento do motor;
- CEE - custo da energia elétrica (cents/kWh);
- $\cos\phi_p$ - fator de potência de partida do motor (p.u.);
- $\cos\phi_M$ - fator de potência do motor (p.u.);
- $\cos\phi_N$ - fator de potência nominal do motor (p.u.);
- DTR - desconto do tempo de retorno (%);
- D1 - diodo 1;
- E_i - amplitude da portadora triangular para a geração da onda PWM (V);
- E_m - amplitude da senóide de referência para a geração da onda PWM (V);
- ED - fator de intermitência da operação do motor (%);
- EEE - quantidade de energia elétrica economizada anualmente (MWh);

- f - frequência da tensão de alimentação do estator (Hz);
- f_2 - frequência da tensão induzida no rotor (Hz);
- f_{av} - frequência média de chaveamento do inversor PWM (Hz);
- FCA - valor do fluxo de caixa acumulado (US\$);
- FC - valor do fluxo de caixa anual (US\$);
- I_{T1} - corrente total do estator (p.u.);
- INV - valor do investimento inicial (US\$);
- I_R - valor eficaz da corrente da rede de suprimento de energia (A);
- I_f - valor eficaz da corrente de frenagem elétrica do motor (A);
- I_p - valor eficaz da corrente de partida do motor (A);
- I_C - valor eficaz da corrente do cabo (A);
- I - valor eficaz da corrente do enrolamento do estator (A);
- I_2 - valor eficaz da corrente do enrolamento do rotor, valor referido ao estator (A);
- I_M - valor eficaz da corrente do motor (A);
- I_0 - valor eficaz da corrente do ramo de magnetização (A);
- I_{2p} - valor eficaz da corrente do rotor travado (p.u.);
- I_T - valor eficaz da corrente do transformador (A);
- I_H - valor eficaz da corrente harmônica total (A);
- I_N - valor eficaz da corrente nominal do motor (A);
- I_n - valor eficaz da corrente para o harmônico de ordem n (p.u.);
- J_C - momento de inércia da carga (Kg.m²);
- J_M - momento de inércia do motor (Kg.m²);
- J_T - momento de inércia total do acionamento (Kg.m²);
- k_C - constante que depende de aspectos construtivos do motor;
- k_0 - fator de relação entre as perdas nominais a vazio e as perdas totais nominais do motor;
- L_M - indutância de magnetização do motor (H);
- M - conjugado desenvolvido pelo motor (N.m);
- M_p - conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida (N.m);

- M_N - conjugado nominal desenvolvido pelo motor (N.m);
 M_C - conjugado resistente (carga) (N.m);
 m - índice de modulação da onda PWM (p.u.);
 $M1$ - motor 1;
 $\overline{M_p}$ - relação entre os conjugados de partida e nominal do motor;
 $\overline{M_k}$ - relação entre os conjugados máximo e nominal do motor;
 N - neutro;
 n_C - velocidade da carga (r.p.m.);
 n - velocidade do motor (r.p.m.);
 n_1 - velocidade síncrona do motor (r.p.m.);
 n_N - velocidade nominal do motor (r.p.m.);
 P - contator de partida;
 P_{j0} - perdas a vazio do motor (W);
 PDI - perdas de origens diversas no inversor PWM (W);
 P_{j1} - perdas no enrolamento do estator (W);
 P_{j1fr} - perdas no enrolamento do estator durante a frenagem elétrica do motor (W);
 P_{j1t} - perdas no enrolamento do estator durante a operação do motor em regime permanente (W);
 P_{j1p} - perdas no enrolamento do estator durante a partida do motor (W);
 P_J - perdas no estator (W);
 P_{Jfr} - perdas no estator durante a frenagem elétrica do motor (W);
 P_{Jt} - perdas no estator durante a operação do motor em regime permanente (W);
 P_{Jp} - perdas no estator durante a partida do motor (W);
 P_{j0N} - perdas nominais a vazio do motor (W);
 P_{j1N} - perdas nominais no enrolamento do estator (W);
 P_{j2N} - perdas nominais no enrolamento do rotor (W);
 P_{jN} - perdas nominais no estator (W);
 PSI - perdas por chaveamento no inversor PWM (W);

- PCI - perdas por condução no inversor PWM (W);
- P_{JM} - perdas totais nominais do motor (W);
- PD - período de depreciação do equipamento (anos);
- P_C - potência da carga (kW);
- P_{MC} - potência mecânica desenvolvida pelo motor (W);
- P_N - potência nominal do motor (kW);
- P_{EM} - potência transferida através do entreferro (W);
- PM - relação da frequência da portadora pela frequência da senóide de referência da onda PWM;
- R - contator de operação;
- R_B - resistência base (em 60 (Hz));
- R_{2B} - resistência base (em 60 (Hz)) do rotor girando;
- R_R - resistência equivalente da rede de suprimento de energia (Ω);
- R_C - resistência do cabo (Ω);
- R_1 - resistência do enrolamento do estator por fase (Ω);
- R_{1n} - resistência do enrolamento do estator por fase para o harmônico de ordem n (p.u.);
- R_{2N} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor em velocidade nominal por fase, valor referido ao estator (Ω);
- R_{2n} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase para o harmônico de ordem n, valor referido ao estator (p.u.);
- R_2 - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator (Ω);
- $R_{2(s)}$ - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator e variável com o escorregamento (Ω);
- R_{2p} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase, valor referido ao estator (Ω);
- R_T - resistência equivalente do transformador (Ω);
- R_n - resistência harmônica equivalente (p.u.);
- $R\%$ - resistência percentual do transformador (%).

- R_M - resistência que representa as perdas a vazio do motor (Ω);
 R_S - resistência que representa as perdas suplementares do motor (Ω);
 R_{Sn} - resistência que representa as perdas suplementares do motor para o harmônico de ordem n (p.u.);
 $S1$ - chave estática 1;
 s_k - escorregamento correspondente ao conjugado máximo do motor;
 s - escorregamento do motor;
 s_N - escorregamento nominal do motor;
 s_n - escorregamento para o harmônico de ordem n ;
 SD - número de ligações do motor por hora;
 S_{CC} - potência de curto-circuito da rede de suprimento de energia (MVA);
 S_{TN} - potência nominal do transformador (MVA);
 T_A - constante de tempo de aquecimento do motor (s);
 T_R - constante de tempo de resfriamento do motor (s);
 TAC - taxa de aumento anual do custo da energia elétrica (%);
 t - tempo (s);
 t_{fr} - tempo de frenagem elétrica do motor (s);
 t_f - tempo de funcionamento do motor (s);
 t_i - tempo de operação do motor em regime permanente (s);
 t_p - tempo de partida do motor (s);
 t_p^* - tempo de partida do motor correspondente (s);
 TR - tempo de retorno do investimento inicial (anos);
 t_b - tempo de rotor bloqueado do motor (s);
 t_d - tempo em que o motor permanece desligado (s);
 TD - valor da taxa de depreciação do equipamento (US\$);
 TED - valor da taxa efetiva de desconto sobre o valor do investimento inicial (US\$);
 u_{aN} - tensão entre a fase a e o neutro N (tensão de fase) (V);
 u_{ab} - tensão entre as fases a e b (tensão de linha) (V);

- U_d - valor da tensão contínua aplicada na entrada do inversor PWM (V);
 U_R - valor eficaz da tensão da rede de suprimento de energia (kV);
 U - valor eficaz da tensão de fase aplicada ao enrolamento do estator (V);
 U_n - valor eficaz da tensão de fase aplicada ao enrolamento do estator para o harmônico de ordem n (p.u.);
 U_{2p} - valor eficaz da tensão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado (V);
 U_{1N} - valor eficaz da tensão do primário do transformador (kV);
 U_{2N} - valor eficaz da tensão do secundário do transformador (kV);
 U_B - valor eficaz da tensão no barramento (V);
 U_N - valor eficaz da tensão nominal do motor (kV);
 x - fator que define a variação da carga com a velocidade;
 X_B - reatância base (em 60 (Hz)) não saturada;
 X_R - reatância da rede de suprimento de energia (Ω);
 X_{2pn} - reatância de dispersão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase para o harmônico de ordem n , valor referido ao estator (p.u.);
 X_{2p} - reatância de dispersão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase, valor referido ao estator (Ω);
 X_1 - reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase (Ω);
 X_{1n} - reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase para o harmônico de ordem n (p.u.);
 X_M - reatância de magnetização do motor (Ω);
 X_C - reatância do cabo (Ω);
 X_T - reatância do transformador (Ω);
 X_n - reatância harmônica equivalente (p.u.);
 X_{2B} - reatância X_{2pn} do circuito equivalente ao rotor travado (em 60 (Hz)) não saturada;
 X_{2SB} - reatância X_{2pn} do circuito equivalente ao rotor travado (em 60 (Hz)) saturada;
 Z_R - impedância da rede de suprimento de energia (Ω);
 Z_T - impedância do transformador (Ω);

- Z_n - impedância harmônica equivalente (p.u.);
 $Z\%$ - impedância percentual do transformador (%);
 W_R - energia dissipada na rede de suprimento de energia (J);
 W_C - energia dissipada nos cabos (J);
 W_T - energia dissipada nos transformadores (J);
 W_{P1} - energia perdida no enrolamento do estator durante a partida do motor (J);
 W_{P2} - energia perdida no enrolamento do rotor durante a partida do motor (J);
 W_{P0} - energia perdida no ferro, por atrito e ventilação, durante a partida do motor (J);
 W_M - energia necessária à aceleração da carga durante o processo de partida do motor (J);
 W_E - perdas elétricas totais do motor (p.u.);
 W_n - perdas harmônicas do circuito equivalente (p.u.);
 W_{TH} - perdas harmônicas totais do motor (p.u.);
 W_h - perdas totais no ferro (p.u.);
 α - relação de espiras do autotransformador;
 ΔW_T - perda harmônica por unidade da quantidade base de perda elétrica;
 Φ_M - fluxo no entreferro do motor (Wb);
 η_N - rendimento nominal do motor (%);
 φ_2 - ângulo entre os vetores da corrente e da tensão no rotor (rd);
 τ_{adm} - elevação de temperatura admissível do enrolamento do estator ($^{\circ}C$);
 τ - elevação de temperatura do enrolamento do estator ($^{\circ}C$);
 τ_f - elevação de temperatura do enrolamento do estator no instante do desligamento ($^{\circ}C$);
 τ_t - elevação de temperatura do estator ao final da operação em regime permanente ($^{\circ}C$);
 τ_0 - elevação de temperatura do estator ao final do período de permanência desligado ($^{\circ}C$);
 τ_{fr} - elevação de temperatura do estator ao final do processo de frenagem elétrica ($^{\circ}C$);
 τ_p - elevação de temperatura do estator ao final do processo de partida ($^{\circ}C$);
 τ_{in} - elevação inicial de temperatura do enrolamento do estator ($^{\circ}C$).

CAPÍTULO 2

PROBLEMAS RESULTANTES DA PARTIDA DIRETA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR GAIOLA

2.1.INTRODUÇÃO

A partida direta de motores de indução trifásicos de rotor gaiola apresenta as seguintes conseqüências:

- sobredimensionamento do motor;
- queda de tensão na rede de suprimento de energia;
- elevado consumo de energia durante a partida.

Neste capítulo serão abordadas estas três conseqüências e estabelecidos modelos que permitirão, através de métodos computacionais, demonstrá-las na prática. Os fluxogramas destes métodos computacionais são apresentados no Anexo 1.

2.2.SOBREDIMENSIONAMENTO DO MOTOR

A especificação de motores de indução trifásicos de rotor gaiola (ou seja, a definição de sua potência nominal), usados principalmente em acionamentos não controlados, é feita de modo que as seguintes condições sejam atendidas:

- a temperatura do enrolamento do estator não deve ultrapassar o valor limite definido pela classe de isolamento;

- a diferença de temperatura devido ao efeito pelicular [2] que se estabelece entre as superfícies superior e inferior das barras que constituem o enrolamento do rotor não deve ultrapassar o valor que pode provocar uma sollicitação mecânica inadmissível;
- o motor deve poder fornecer o conjugado exigido pela carga nas condições normais de operação.

A sollicitação referente às barras do rotor somente será crítica em acionamentos com elevados tempos de partida ou de frenagem elétrica. Isto significa que na grande maioria dos acionamentos as sollicitações que devem ser observadas referem-se ao enrolamento do estator e ao fornecimento do conjugado. Desta forma, serão apresentadas, a seguir, equações que permitem a determinação do perfil de temperatura que se estabelece no enrolamento do estator de um motor de indução trifásico de rotor gaiola operando em regime contínuo ou intermitente. Vale ressaltar apenas que quando o motor trabalha em regime intermitente (ou seja, apresenta um elevado número de partidas por hora) sua potência é geralmente maior que a da carga.

2.2.1. Especificação do Motor em Função do Aquecimento do Enrolamento do Estator

Para fins de especificação, é usual a consideração do estator como um corpo homogêneo [2], ou seja, será desprezada a eventual diferença de temperatura que se estabelece entre o enrolamento e o núcleo do estator.

Desta forma, a equação básica do aquecimento do estator é:

$$P_j \cdot dt = C \cdot d\tau + A \cdot \tau \cdot dt, \quad (2.1)$$

onde:

- P_j - perdas no estator (W);
 C - capacidade térmica do enrolamento do estator (W.s/°C);
 A - fator de transmissão de calor no estator (W/°C);
 τ_{in} - elevação de temperatura do enrolamento do estator (°C);

t - tempo (s).

A solução da equação, levando-se em conta uma elevação inicial de temperatura τ_{in} :

$$\tau = \tau_{in} \cdot e^{-\frac{t}{T_A}} + \frac{P_l}{A} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_A}} \right), \quad (2.2)$$

onde:

τ_{in} - elevação inicial de temperatura do enrolamento do estator (°C);

T_A - constante de tempo de aquecimento do motor (s), dada por:

$$T_A = \frac{C}{A}. \quad (2.3)$$

Se o motor é desligado, a redução de temperatura será definida por:

$$\tau_{in} = \tau_{fi} \cdot e^{-\frac{t}{T_R}}, \quad (2.4)$$

onde:

τ_{fi} - elevação de temperatura do enrolamento do estator no instante do desligamento (°C);

T_R - constante de tempo de resfriamento do motor (s).

2.2.2. Equação para Determinação do Perfil de Temperatura do Enrolamento do Estator

A determinação do perfil de temperatura do enrolamento do estator pode ser feita admitindo-se duas situações distintas:

- o regime de operação do motor é cíclico;
- o regime de operação do motor é aleatório.

2.2.2.1. Operação Cíclica

Se o motor opera de forma cíclica, ou seja, de forma repetitiva, a análise pode ser feita admitindo-se que o equilíbrio térmico foi atingido. Em outras palavras, o tempo de operação

do motor é suficientemente longo para que os valores máximos de elevação de temperatura já tenham sido alcançados.

A Figura 2.1 ilustra o perfil de elevação de temperatura do motor em operação cíclica, admitindo que o equilíbrio térmico já tenha sido alcançado.

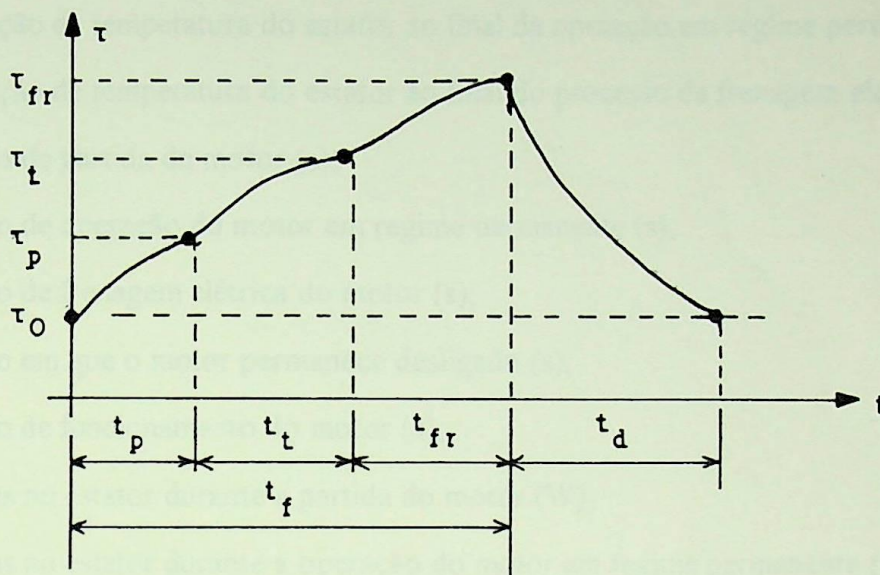


Figura 2.1 - Perfil de Temperatura para a Operação Cíclica com o Equilíbrio Térmico Alcançado.

A aplicação das equações (2.2) e (2.4) para os diversos estados operacionais resulta nas seguintes equações:

$$\tau_p = \tau_0 \cdot e^{-\frac{t_p}{T_A}} + \frac{P_{Jp}}{A} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_A}} \right), \quad (2.5)$$

$$\tau_t = \tau_p \cdot e^{-\frac{t_t}{T_A}} + \frac{P_{Jt}}{A} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_t}{T_A}} \right), \quad (2.6)$$

$$\tau_{fr} = \tau_t \cdot e^{-\frac{t_{fr}}{T_A}} + \frac{P_{Jfr}}{A} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{fr}}{T_A}} \right), \quad (2.7)$$

$$\tau_0 = \tau_{fr} \cdot e^{-\frac{t_d}{T_R}} \quad (2.8)$$

Na Figura 2.1 e nas equações (2.5) a (2.8) tem-se:

- τ_0 - elevação de temperatura do estator ao final do período de permanência desligado (°C);
- τ_p - elevação de temperatura do estator ao final do processo de partida (°C);
- τ_t - elevação de temperatura do estator ao final da operação em regime permanente (°C);
- τ_{fr} - elevação de temperatura do estator ao final do processo de frenagem elétrica (°C);
- t_p - tempo de partida do motor (s);
- t_t - tempo de operação do motor em regime permanente (s);
- t_{fr} - tempo de frenagem elétrica do motor (s);
- t_d - tempo em que o motor permanece desligado (s);
- t_f - tempo de funcionamento do motor (s);
- P_{Jp} - perdas no estator durante a partida do motor (W);
- P_{Jt} - perdas no estator durante a operação do motor em regime permanente (W);
- P_{Jfr} - perdas no estator durante a frenagem elétrica do motor (W).

O fator de transmissão de calor no estator pode ser definido a partir da condição que estabelece que, se o motor opera em regime permanente nas condições nominais (perdas nominais no estator P_{JN}), a elevação de temperatura será a admissível, ou seja:

$$\tau_{adm} = \frac{P_{JN}}{A} = \frac{P_{J1N} + P_{J0N}}{A}, \quad (2.9)$$

$$A = \frac{P_{JN}}{\tau_{adm}} = \frac{P_{J1N} + P_{J0N}}{\tau_{adm}} \quad (2.10)$$

onde:

- τ_{adm} - elevação de temperatura admissível do enrolamento do estator (°C);
- P_{J1N} - perdas nominais no enrolamento do estator (W);
- P_{J0N} - perdas nominais a vazio do motor (W).

Assim, resultam as seguintes equações para a determinação das elevações das temperaturas limites do perfil, em função da elevação admissível de temperatura no estator:

$$\frac{\tau_i}{\tau_{adm}} = \frac{\frac{P_{Jfr}}{P_{JN}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{fr}}{T_A}}\right) \cdot e^{-\left(\frac{t_d}{T_R} + \frac{t_p + t_i}{T_A}\right)} + \frac{P_{Jp}}{P_{JN}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_A}}\right) \cdot e^{-\frac{t_i}{T_A}} + \frac{P_{Jl}}{P_{JN}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_l}{T_A}}\right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_d}{T_R} + \frac{t_i + t_p + t_{fr}}{T_A}\right)}}, \quad (2.11)$$

$$\frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} = \frac{\tau_i}{\tau_{adm}} \cdot e^{-\frac{t_{fr}}{T_A}} + \frac{P_{Jfr}}{P_{JN}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{fr}}{T_A}}\right), \quad (2.12)$$

$$\frac{\tau_0}{\tau_{adm}} = \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} \cdot e^{-\frac{t_d}{T_R}}, \quad (2.13)$$

$$\frac{\tau_p}{\tau_{adm}} = \frac{\tau_0}{\tau_{adm}} \cdot e^{-\frac{t_p}{T_A}} + \frac{P_{Jp}}{P_{JN}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_A}}\right). \quad (2.14)$$

Para que o motor seja, em termos de elevação de temperatura do estator, adequado ao acionamento, deve-se ter:

$$\frac{\tau_i}{\tau_{adm}} \leq 1; \quad \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} \leq 1; \quad \frac{\tau_0}{\tau_{adm}} \leq 1 \quad e \quad \frac{\tau_p}{\tau_{adm}} \leq 1. \quad (2.15)$$

2.2.2.2. Operação Aleatória

Se o motor opera de forma aleatória, as equações apresentadas anteriormente para a operação cíclica são válidas, porém, deverão ser repetidas para os diversos estados operacionais até que o equilíbrio térmico seja alcançado.

2.2.3. Determinação das Elevações de Temperatura

Para a determinação das elevações de temperatura, conforme mostram as equações (2.11) a (2.14), deve-se conhecer:

a) os tempos de partida, de operação em regime permanente, de frenagem elétrica e de permanência desligado do motor;

- b) as perdas no estator para os diversos estados operacionais;
 c) as constantes de tempo de aquecimento e de resfriamento do motor.

Os itens *a* e *b* podem ser obtidos a partir dos dados da carga a ser acionada, do tipo de operação e dos dados de catálogo do motor que se pretende utilizar.

São necessários os seguintes dados da carga:

- P_c - potência da carga (kW);
 n_c - velocidade da carga (r.p.m.);
 J_c - momento de inércia da carga (Kg.m²);
 x - fator que define a variação da carga com a velocidade;
 SD - número de ligações do motor por hora;
 ED - fator de intermitência da operação do motor (%).

Os dados necessários do motor são os seguintes:

- P_N - potência nominal (kW);
 n_1 - velocidade síncrona (r.p.m.);
 n_N - velocidade nominal (r.p.m.);
 U_N - valor eficaz da tensão nominal (kV);
 I_N - valor eficaz da corrente nominal (A);
 I_P - valor eficaz da corrente de partida (A);
 η_N - rendimento nominal (%);
 $\cos\phi_N$ - fator de potência nominal (p.u.);
 CI - classe de isolamento;
 t_b - tempo de rotor bloqueado (s);
 J_M - momento de inércia do motor (Kg.m²);
 $\overline{M_p}$ - relação entre os conjugados de partida e nominal;
 $\overline{M_k}$ - relação entre os conjugados máximo e nominal.

As constantes de tempo de aquecimento T_A e de resfriamento T_R (item *c*) dependem principalmente da classe de proteção e do tipo de ventilação do motor e podem ser obtidas

junto a fabricantes de motores. O Anexo 2 apresenta estas constantes de tempo para motores de indução trifásicos de rotor gaiola de um determinado fabricante.

Os tempos de funcionamento ($t_f = t_p + t_l + t_{fr}$) e de permanência desligado (t_d) são definidos pelo tipo de operação do motor e podem ser obtidos a partir do número de ligações por hora (SD) e do fator de intermitência (ED) do motor. Assim,

$$t_d + t_f = \frac{3600}{SD}. \quad (2.16)$$

Como a relação entre o tempo de permanência em funcionamento e a duração do ciclo de carga do motor definem o fator de intermitência, tem-se:

$$ED = 100 \cdot \frac{t_f}{t_f + t_d}. \quad (2.17)$$

O tempo de partida pode ser calculado através da equação:

$$M_p - M_c = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot J_T \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (2.18)$$

onde:

M_p - conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida (N.m);

M_c - conjugado resistente (carga) (N.m);

J_T - momento de inércia total do acionamento (Kg.m²);

n - velocidade do motor (r.p.m.);

t - tempo (s).

A equação que define o comportamento do conjugado da carga deve levar em conta a forma de variação da carga com a velocidade.

Com relação à frenagem do motor, ela pode ser elétrica ou não. Se a frenagem não for elétrica, o tempo de frenagem pode ser incluído no tempo de motor desligado. Se a frenagem for elétrica, o tempo deve ser calculado observando-se o tipo de frenagem utilizado. Se a frenagem ocorre com inversão de fase, a equação (2.18) também permite o cálculo do tempo de frenagem. Se a frenagem é com corrente contínua, o tempo de frenagem é definido a priori.

Com relação ao cálculo das perdas no estator, supondo um corpo homogêneo [2], tem-se:

- as perdas nominais por efeito Joule no enrolamento do estator;
- as perdas para os diversos estados operacionais.

As perdas totais do motor, em função da carga e do escorregamento, podem ser determinadas a partir do circuito equivalente. Uma vez determinadas as perdas totais do motor, as perdas no estator podem ser determinadas subtraindo as perdas do circuito do rotor das perdas totais. Tal metodologia é trabalhosa e exige métodos computacionais para a obtenção de resultados satisfatórios de forma rápida e precisa. Desta forma, conforme [3], apresenta-se a seguir uma metodologia simplificada que conduz a resultados satisfatórios, principalmente para os chamados "motores de prateleira".

As perdas totais nominais (P_{JM}) do motor de indução trifásico podem ser calculadas a partir da potência e rendimento nominais do motor:

$$P_{JM} = 1000 \cdot P_N \cdot \left(\frac{100}{\eta_N} - 1 \right). \quad (2.19)$$

Segundo [4], as perdas totais nominais do motor de indução trifásico têm cinco componentes básicas. São elas:

- perdas por atrito e ventilação;
- perdas no ferro;
- perdas no enrolamento do estator;
- perdas no enrolamento do rotor;
- perdas suplementares (ou adicionais), que consistem de perdas adicionais no ferro e no enrolamento do rotor, provocadas pela distribuição não senoidal do fluxo no entreferro, bem como de perdas adicionais no enrolamento do estator causadas pelo efeito pelicular.

Para efeito de cálculo, estas cinco componentes podem ser separadas em três grupos básicos:

- perdas nominais a vazio (P_{JON}), que englobam as perdas totais no ferro e as perdas por atrito e ventilação;

- perdas nominais no enrolamento do estator (P_{J1N}), que englobam as perdas por efeito Joule e as perdas adicionais que ocorrem no estator;
- perdas nominais no enrolamento do rotor (P_{J2N}), que englobam as perdas por efeito Joule e as perdas adicionais que ocorrem no rotor.

As perdas nominais a vazio caracterizam-se por praticamente independem da carga acionada e da velocidade do motor.

A relação entre as perdas nominais a vazio e as perdas totais nominais do motor é um dado que pode ser obtido junto a fabricantes. Desta forma, as perdas a vazio podem ser obtidas de:

$$P_{J0N} = k_0 \cdot P_{JM}, \quad (2.20)$$

onde k_0 deve ser fornecido pelo fabricante ou tomado como um valor típico dependente da potência e do número de pólos do motor. O Anexo 3 apresenta valores da constante k_0 para motores de indução trifásicos de rotor gaiola de um determinado fabricante.

As perdas nominais no enrolamento do rotor dependem do escorregamento e da potência transferida do estator para o rotor através do entreferro.

A potência transferida através do entreferro, nas condições nominais de operação, é dada aproximadamente por:

$$P_{EM} = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot M_N \cdot n_1. \quad (2.21)$$

A potência mecânica desenvolvida pelo motor é dada por:

$$P_{MC} = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot M_N \cdot n_N. \quad (2.22)$$

Como as perdas nominais no enrolamento do rotor resultam da diferença entre estas duas potências, ou seja, entre a potência transferida através do entreferro e a potência mecânica, conclui-se que:

$$P_{J2N} = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot M_N \cdot (n_1 - n_N). \quad (2.23)$$

Uma vez que o escorregamento nominal do motor é dado por:

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1}, \quad (2.24)$$

a equação (2.23) pode ser escrita como:

$$P_{J2N} = s_N \cdot P_{EM} = s_N \cdot P_{MC} \cdot \frac{n_1}{n_N}. \quad (2.25)$$

Conhecidas as perdas nominais totais do motor, as perdas nominais a vazio e as perdas nominais no enrolamento do rotor, é possível determinar as perdas nominais no enrolamento do estator, ou seja:

$$P_{J1N} = P_{JM} - P_{J0N} - P_{J2N}, \quad (2.26)$$

onde, nas equações (2.19) a (2.26) tem-se:

- P_{JM} - perdas totais nominais do motor (W);
- P_{J1N} - perdas nominais no enrolamento do estator (W);
- P_{J2N} - perdas nominais no enrolamento do rotor (W);
- P_{J0N} - perdas nominais a vazio do motor (W);
- k_0 - fator de relação entre as perdas nominais a vazio e as perdas totais nominais do motor;
- P_{EM} - potência transferida através do entreferro (W);
- P_{MC} - potência mecânica desenvolvida pelo motor (W);
- M_N - conjugado nominal desenvolvido pelo motor (N.m);
- η_N - rendimento nominal do motor (%);
- n_1 - velocidade síncrona do motor (r.p.m.);
- n_N - velocidade nominal do motor (r.p.m.);
- s_N - escorregamento nominal do motor.

Se o motor opera fora das condições nominais, é possível o cálculo das perdas, observando-se que:

- as perdas a vazio (P_{j0}) se mantêm no valor nominal (P_{j0N}) desde que a tensão de alimentação do motor seja também mantida nas condições nominais;
- as perdas no enrolamento do estator (P_{j1}) variam com o quadrado da corrente do estator:

$$P_{j1} = P_{j1N} \cdot \left(\frac{I}{I_N} \right)^2, \quad (2.27)$$

onde I é o valor eficaz da corrente do enrolamento do estator correspondente ao novo estado operacional do motor.

Desta forma, se se pretende determinar a elevação de temperatura do estator durante a partida do motor, tem-se:

$$P_{jp} = P_{j1p} + P_{j0N}, \quad (2.28)$$

sendo:

$$P_{j1p} = P_{j1N} \cdot \left(\frac{I_p}{I_N} \right)^2. \quad (2.29)$$

Para a determinação da elevação de temperatura do estator na operação em regime permanente tem-se:

$$P_{jt} = P_{j1t} + P_{j0N}, \quad (2.30)$$

sendo:

$$P_{j1t} = P_{j1N} \cdot \left(\frac{I}{I_N} \right)^2. \quad (2.31)$$

Para a determinação da elevação de temperatura do estator durante o processo de frenagem do motor tem-se:

$$P_{jfr} = P_{j1fr} + P_{j0N}, \quad (2.32)$$

sendo:

$$P_{J1fr} = P_{J1N} \cdot \left(\frac{I_{fr}}{I_N} \right)^2 \quad (2.33)$$

Nas equações (2.28) a (2.33) tem-se:

- P_{Jp} - perdas no estator durante a partida do motor (W);
- P_{J1p} - perdas no enrolamento do estator durante a partida do motor (W);
- P_{Jt} - perdas no estator durante a operação do motor em regime permanente (W);
- P_{J1t} - perdas no enrolamento do estator durante a operação do motor em regime permanente (W);
- P_{Jfr} - perdas no estator durante a frenagem elétrica do motor (W);
- P_{J1fr} - perdas no enrolamento do estator durante a frenagem elétrica do motor (W);
- P_{J0N} - perdas nominais a vazio do motor (W);
- P_{J1N} - perdas nominais no enrolamento do estator (W);
- I_p - valor eficaz da corrente de partida do motor (A);
- I - valor eficaz da corrente do enrolamento do estator (A);
- I_{fr} - valor eficaz da corrente de frenagem elétrica do motor (A);
- I_N - valor eficaz da corrente nominal do motor (A).

Com relação às perdas a vazio do motor, é importante ressaltar dois aspectos fundamentais. São eles:

- as perdas a vazio variam apenas com o valor eficaz e a frequência da tensão do estator; nesta análise, entretanto, estas grandezas foram supostas nominais;
- as perdas a vazio contêm as perdas por atrito e ventilação, que na verdade não colaboram com o aquecimento do estator, tornando, desta forma, a análise mais severa.

A elevação de temperatura máxima admissível pelo motor (na verdade pelo enrolamento do estator) é definida pela sua classe de isolamento, que é um dado fornecido pelo fabricante.

O método desenvolvido baseia-se em equações bastante simples e as simplificações adotadas são perfeitamente aceitáveis para fins de especificação, conforme já verificado em alguns casos reais onde foi aplicado [3].

2.3. QUEDA DE TENSÃO NA REDE E CONSUMO DE ENERGIA

O valor inicial da corrente de partida do motor de indução trifásico de rotor gaiola situa-se entre cinco a oito vezes o valor de sua corrente nominal. Este fato faz com que, durante a partida do motor, a queda de tensão na rede de suprimento de energia e o consumo de energia sejam bastante elevados.

A queda de tensão provocada na rede, bem como o consumo do motor durante a partida podem ser calculados, conforme mostrado a seguir, tomando como base o sistema elétrico da Figura 2.2.

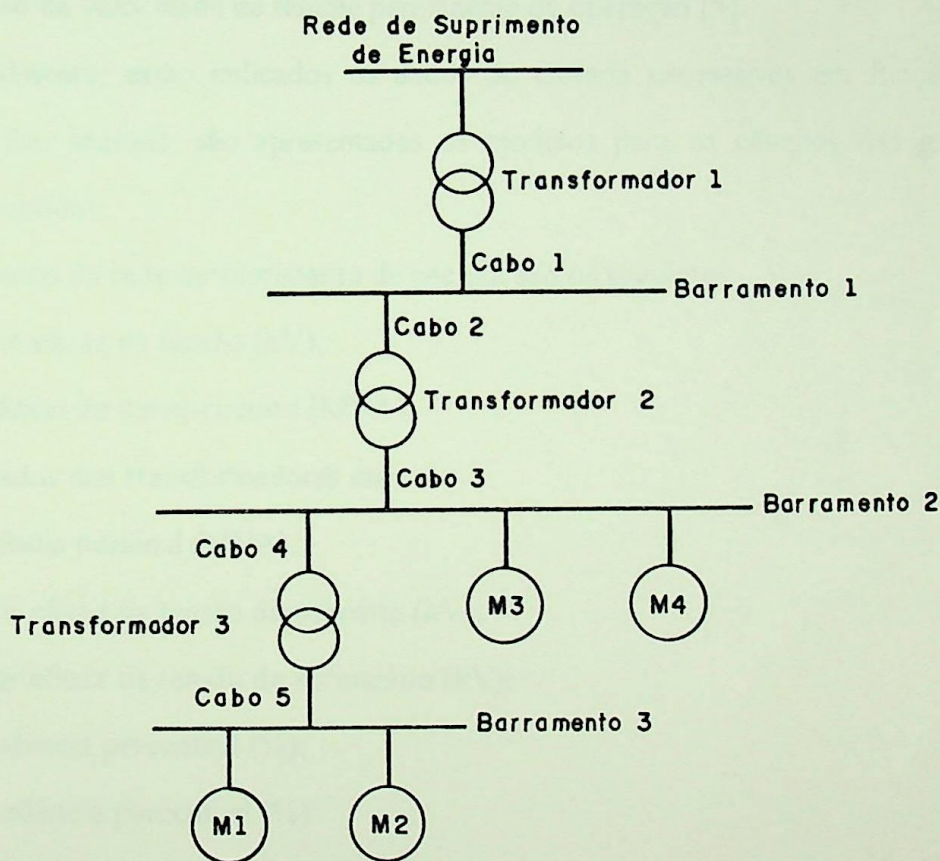


Figura 2.2 - Sistema Elétrico Adotado para os Cálculos.

Adotou-se o diagrama da Figura 2.2 por ser esta configuração bastante comum a nível industrial, pois M1 e M2 representam motores de baixa tensão e M3 e M4 motores de alta tensão.

Podem ser estabelecidas várias combinações para a forma de operação dos quatro motores indicados no diagrama da Figura 2.2, ou seja, eles podem estar operando em regime permanente, partindo ou podem até mesmo estar desligados.

Quando os motores estão partindo, considera-se que as correntes de partida dos motores indicados são constantes durante todo o processo de partida, ou seja, a análise feita para o instante inicial é estendida para todo o processo.

Esta consideração é válida, uma vez que a corrente de partida mantém-se constante até bem próximo da velocidade de regime permanente de operação [5].

Inicialmente, estão indicados os dados de entrada necessários em função das saídas desejadas. Em seguida, são apresentados os modelos para os cálculos das grandezas que podem ser obtidas.

Os dados da rede de suprimento de energia são os seguintes:

- U_R - valor eficaz da tensão (kV);
- S_{CC} - potência de curto-circuito (MVA).

Os dados dos transformadores são:

- S_{TN} - potência nominal (MVA);
- U_{1N} - valor eficaz da tensão do primário (kV);
- U_{2N} - valor eficaz da tensão do secundário (kV);
- $R\%$ - resistência percentual (%);
- $Z\%$ - impedância percentual (%).

Os dados dos cabos são:

- R_C - resistência do cabo (Ω);
- X_C - reatância do cabo (Ω).

Os dados do motor são:

- P_N - potência nominal (kW);

- n_1 - velocidade síncrona (r.p.m.);
- n_N - velocidade nominal (r.p.m.);
- U_N - valor eficaz da tensão nominal (kV);
- I_N - valor eficaz da corrente nominal (A);
- I_P - valor eficaz da corrente de partida (A);
- η_N - rendimento nominal (%);
- $\cos\phi_N$ - fator de potência nominal (p.u.);
- J_M - momento de inércia (Kg.m²);
- \overline{M}_P - relação entre os conjugados de partida e nominal;
- \overline{M}_k - relação entre os conjugados máximo e nominal.

Os dados da carga são:

- P_C - potência da carga (kW);
- n_C - velocidade da carga (r.p.m.);
- J_C - momento de inércia da carga (Kg.m²);
- x - fator que define a variação da carga com a velocidade.

2.3.1. Cálculo da Queda de Tensão

Neste item será apresentada a sistemática utilizada para o cálculo da queda de tensão nos barramentos indicados no diagrama da Figura 2.2, através de um caso bastante simples, pois toda a sistemática será repetida para os demais casos.

Admita-se que no diagrama da Figura 2.2 o motor M1 esteja partindo, o motor M3 esteja em regime permanente de operação e os motores M2 e M4 estejam desligados.

A corrente no cabo 5 é dada, fasorialmente, por:

$$\dot{I}_{C5} = I_{PM1} \cdot \cos\phi_{PM1} + j \cdot I_{PM1} \cdot \text{sen}\phi_{PM1}, \quad (2.34)$$

onde $\cos\phi_{PM1}$ é o fator de potência de partida do motor M1 e I_{PM1} é o valor eficaz da sua corrente de partida.

Referenciando a corrente no cabo 5 ao primário do transformador 3, obtém-se a corrente na forma fasorial para o cabo 4:

$$\dot{I}_{C4} = \dot{I}_{C5} \cdot \frac{U_{NM1}}{U_{INT3}}, \quad (2.35)$$

onde U_{NM1} é o valor eficaz da tensão nominal do motor M1 e U_{INT3} é o valor eficaz da tensão no primário do transformador 3.

Conhecida a corrente no cabo 4, obtém-se a corrente no cabo 3:

$$\dot{I}_{C3} = \dot{I}_{C4} + I_{M3} \cdot \cos \phi_{M3} + j \cdot I_{M3} \cdot \sin \phi_{M3}, \quad (2.36)$$

onde $\cos \phi_{M3}$ é o fator de potência do motor M3 e I_{M3} é o valor eficaz da sua corrente de operação.

Referenciando as correntes nos cabos 5 e 3 ao secundário do transformador 1, tem-se a corrente no cabo 1 que é igual à corrente no cabo 2:

$$\dot{I}_{C1} = \dot{I}_{C5} \cdot \frac{U_{NM1}}{U_{2NT1}} + \dot{I}_{C3} \cdot \frac{U_{NM3}}{U_{2NT1}}, \quad (2.37)$$

onde U_{NM1} é o valor eficaz da tensão nominal do motor M1, U_{NM3} é o valor eficaz da tensão nominal do motor M3 e U_{2NT1} é o valor eficaz da tensão no secundário do transformador 1.

Conhecidas as correntes, pode-se agora calcular a tensão nos três barramentos indicados no diagrama da Figura 2.2, e, conseqüentemente, conhecer a queda de tensão em cada um deles.

Dos dados de entrada da rede de suprimento de energia, que são sua tensão U_R (kV) e sua potência de curto-circuito S_{CC} (MVA), podem ser obtidas sua impedância, sua reatância e sua resistência através das seguintes equações [6]:

$$Z_R = \frac{U_R^2}{S_{CC}}, \quad (2.38)$$

$$X_R = 0,995 \cdot Z_R, \quad (2.39)$$

$$R_R = 0,1 \cdot X_R. \quad (2.40)$$

Dos dados de entrada dos transformadores, que são sua potência nominal S_{TN} (MVA), os valores eficazes das suas tensões no primário e no secundário U_{1N} (kV) e U_{2N} (kV), sua resistência percentual $R\%$ (%) e sua impedância percentual $Z\%$ (%), obtém-se [6]:

$$Z_T = Z\% \cdot \frac{U_{2N}^2}{100 \cdot S_{TN}}, \quad (2.41)$$

$$R_T = R\% \cdot \frac{U_{2N}^2}{100 \cdot S_{TN}}, \quad (2.42)$$

$$X_T = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2}. \quad (2.43)$$

A tensão no barramento 1 é a tensão da rede de suprimento, diminuída da queda provocada pela própria rede, pelo transformador 1 e pelo cabo 1. Para que o cálculo possa ser feito, os elementos da rede de suprimento de energia devem ser referenciados ao secundário do transformador 1. Por simplicidade define-se este fator de referência por:

$$A_1 = \frac{U_{2NT1}}{U_R}. \quad (2.44)$$

Assim, através das equações seguintes, tem-se a tensão, a reatância e a resistência da rede de suprimento referenciadas ao secundário do transformador 1, ou seja:

$$U_{RR} = 1000 \cdot U_R \cdot A_1, \quad (2.45)$$

$$X_{RR} = X_R \cdot A_1^2, \quad (2.46)$$

$$R_{RR} = R_R \cdot A_1^2. \quad (2.47)$$

Com isto, a tensão, na forma fasorial, no barramento 1 será obtida através da seguinte equação:

$$\dot{U}_{B1} = U_{RR} - \sqrt{3} \cdot \dot{I}_{C1} \cdot [R_{RR} + R_{T1} + R_{C1} + j \cdot (X_{RR} + X_{T1} + X_{C1})]. \quad (2.48)$$

Uma vez que a tensão na forma fasorial foi determinada, pode-se obter o seu módulo extraíndo a raiz quadrada da soma dos quadrados das partes real e imaginária, ou seja:

$$U_{B1} = \sqrt{\left[\operatorname{Re}(\dot{U}_{B1}) \right]^2 + \left[\operatorname{Im}(\dot{U}_{B1}) \right]^2}. \quad (2.49)$$

Conhecida a tensão no barramento 1, a determinação da queda de tensão neste barramento é bastante simples. Basta encontrar a diferença entre a tensão no secundário do transformador 1 e a tensão calculada através da equação (2.49).

Procedendo da mesma maneira, pode-se obter a tensão, e, obviamente, a queda de tensão nos outros dois barramentos.

Se for desejada qualquer outra combinação para os motores indicados no diagrama da Figura 2.2, os resultados desejados são obtidos utilizando-se a mesma sistemática descrita neste item.

2.3.2. Cálculo do Consumo de Energia Durante a Partida

O cálculo do consumo de energia decorre de quase toda a sistemática apresentada até aqui neste capítulo.

O consumo total de energia é determinado a partir das perdas (durante o tempo de partida do motor) nos cabos, nos transformadores, na rede de suprimento de energia e do consumo de energia dos motores.

A energia dissipada nas resistências dos cabos pode ser calculada por:

$$W_C = 3 \cdot I_C^2 \cdot R_C \cdot t_p^*, \quad (2.50)$$

onde I_C é o valor eficaz da corrente que circula pelo cabo, R_C é a resistência do cabo e t_p^* o tempo de partida do motor correspondente.

Quando vários motores partem simultaneamente, o tempo de partida utilizado (t_p^*) nos cálculos é aquele correspondente ao maior tempo de partida calculado.

A energia dissipada nos transformadores pode ser calculada por:

$$W_T = 3 \cdot I_T^2 \cdot R_T \cdot t_p^* \quad (2.51)$$

onde I_T é o valor eficaz da corrente que circula pelo transformador, R_T é a resistência equivalente do transformador e t_p^* o tempo de partida do motor correspondente.

A energia dissipada pela própria rede de suprimento pode ser calculada por:

$$W_R = 3 \cdot I_R^2 \cdot R_R \cdot t_p^* \quad (2.52)$$

onde I_R é o valor eficaz da corrente que a rede de suprimento de energia fornece ao sistema, R_R é a resistência equivalente da rede e t_p^* o tempo de partida do motor correspondente.

A energia consumida pelos motores está relacionada com as perdas dos motores que foram discutidas no item 2.2.3, calculadas a partir das equações (2.19) a (2.33), ou seja:

- energia perdida no enrolamento do estator durante a partida do motor correspondente:

$$W_{P1} = P_{J1N} \cdot \left(\frac{I_P}{I_N} \right)^2 \cdot t_p^* \quad (2.53)$$

- energia perdida no ferro, por atrito e ventilação, durante a partida do motor correspondente:

$$W_{P0} = P_{J0N} \cdot t_p^* \quad (2.54)$$

- energia necessária à aceleração da carga durante a partida do motor correspondente:

$$W_M = \frac{1}{2} \cdot J_T \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot n_N \right); \quad (2.55)$$

- energia perdida no enrolamento do rotor durante a partida do motor correspondente. Neste caso, deve-se considerar o efeito pelicular nas barras que constituem o enrolamento do rotor, ou seja, que a resistência varia com a velocidade [2]. No instante inicial da partida a resistência vale R_{2p} e ao final do processo de partida vale R_{2N} . Considerando-se que [2]:

$$R_2(s) = R_{2N} \cdot e^{\frac{L \cdot R_{2p} \cdot \sqrt{s}}{R_{2N}}}, \quad (2.56)$$

as perdas no enrolamento do rotor durante o processo de partida são dadas, então, por:

$$W_{P2} = P_{J2N} \cdot \left(\frac{I_P}{I_N} \right)^2 \cdot \int_0^{t_p^*} R_2(s) \cdot dt. \quad (2.57)$$

Mas, o tempo de partida dado pela equação (2.18) pode ser calculado também por [5]:

$$M_p - M_c = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot J_T \cdot n_1 \cdot \frac{ds}{dt}, \quad (2.58)$$

a equação (2.57) torna-se:

$$W_{P2} = P_{J2N} \cdot \left(\frac{I_P}{I_N} \right)^2 \cdot \int_0^1 R_2(s) \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot J_T \cdot n_1}{M_p - M_c} \cdot ds. \quad (2.59)$$

Nas equações (2.53) a (2.59) tem-se:

W_{P1} - energia perdida no enrolamento do estator durante a partida do motor (J);

P_{J1N} - perdas nominais no enrolamento do estator (W);

I_P - valor eficaz da corrente de partida do motor (A);

I_N - valor eficaz da corrente nominal do motor (A);

t_p^* - tempo de partida do motor correspondente (s);

W_{P0} - energia perdida no ferro durante a partida do motor (J);

P_{J0N} - perdas nominais a vazio do motor (W);

W_M - energia necessária à aceleração da carga durante o processo de partida do motor (J);

n_N - velocidade nominal do motor (r.p.m.);

J_T - momento de inércia total do acionamento (Kg.m²);

s - escorregamento do motor;

$R_2(s)$ - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator e variável com o escorregamento (Ω);

R_{2N} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor em velocidade nominal por fase, valor referido ao estator (Ω);

- R_{2p} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase, valor referido ao estator (Ω);
- W_{P2} - energia perdida no enrolamento do rotor durante a partida do motor (J);
- P_{J2N} - perdas nominais no enrolamento do rotor (W);
- M_p - conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida (N.m);
- M_C - conjugado resistente (carga) (N.m);
- n_1 - velocidade síncrona do motor (r.p.m.).

Conhecidas todas as parcelas, pode-se então calcular a energia total consumida.

Através do conceito de motor equivalente, é possível trabalhar com qualquer número de motores e não somente com os quatro indicados no diagrama da Figura 2.2. Isto é válido tanto para o cálculo da queda de tensão como para o consumo de energia durante a partida dos motores.

Assim como o método desenvolvido para a especificação do motor, o método desenvolvido para o cálculo da queda de tensão e do consumo de energia baseia-se em equações bastante simples, com simplificações perfeitamente aceitáveis para fins de cálculos aproximados, que procuram na verdade apenas ilustrar estes dois problemas que ocorrem na partida direta de motores de indução trifásicos de rotor gaiola.

CAPÍTULO 3

UTILIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS CONVENCIONAIS PARA A PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR GAIOLA

3.1.INTRODUÇÃO

A partida direta de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, principalmente os de grande potência, significa uma carga elevada para o sistema elétrico no qual o motor está ligado.

No Capítulo 2 foram apresentados os problemas resultantes na partida direta dos motores.

No projeto do acionamento deve-se garantir que a queda de tensão provocada pela partida do motor permaneça dentro de limites aceitáveis, de modo a assegurar um nível mínimo admissível de tensão no motor que está partindo, bem como em outros motores e cargas ligadas à mesma rede.

Assim, na impossibilidade de uma partida direta, existem dispositivos convencionais que são normalmente utilizados para se obter redução de corrente e, conseqüentemente, redução da queda de tensão na rede de suprimento de energia do motor. Estes dispositivos são:

- autotransformadores;
- reatores;
- chaves estrela-triângulo.

Neste capítulo será analisado o comportamento do sistema elétrico devido à partida de motores utilizando dispositivos convencionais que promovem a partida do motor com tensão reduzida (para a redução da corrente de partida). Serão mostradas as vantagens e desvantagens de cada método.

3.2.PARTIDA ATRAVÉS DE AUTOTRANSFORMADOR

Motores de indução trifásicos de rotor gaiola podem partir com tensão reduzida através de um autotransformador, conforme mostra a Figura 3.1.

Os taps no autotransformador variam, geralmente, de 50, 65 e 80% da tensão nominal, ajustados para que se obtenha um conjugado de partida apropriado.

Admitindo que α seja a relação de espiras do autotransformador e que sua queda de tensão interna seja desprezível, pode-se considerar que na partida através deste equipamento a tensão aplicada aos terminais do motor é α vezes menor que na partida com ligação direta à rede.

Por outro lado, pelo princípio de funcionamento do autotransformador, a corrente fornecida pela rede é reduzida pela relação de tensão. Como a relação de espiras também representa a relação de tensão, pode-se considerar que a corrente da rede na partida através do autotransformador é α^2 vezes menor que na partida direta.

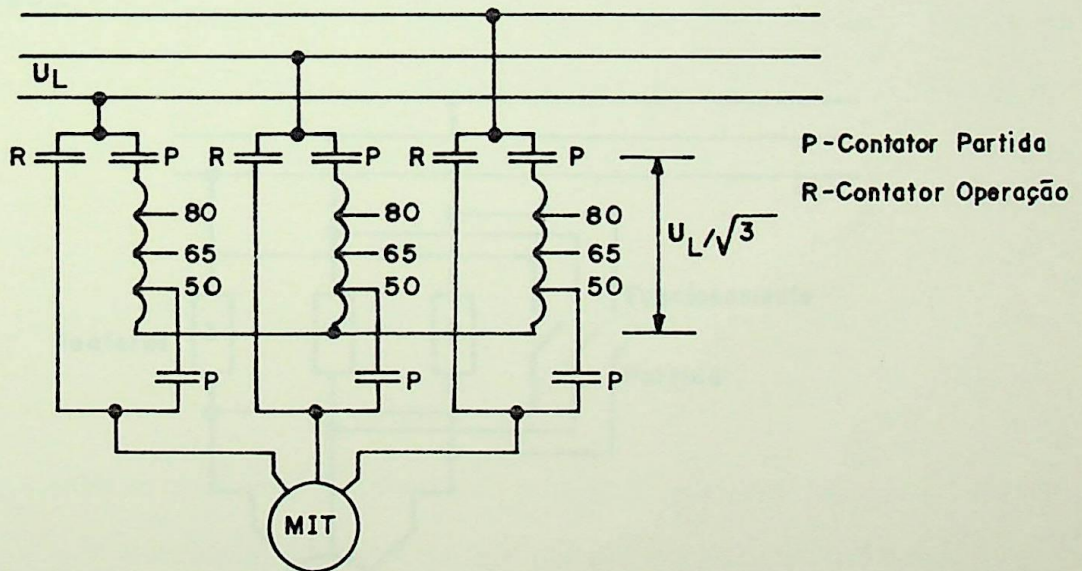


Figura 3.1 - Partida Através de Autotransformador.

Tem-se, entretanto, com este método, uma redução do conjugado de partida. Como a corrente da rede se reduz com o quadrado da redução da tensão nos terminais do motor, o conjugado desenvolvido pelo mesmo reduz-se na mesma proporção.

Este método apresenta ainda a desvantagem da descontinuidade do fornecimento de energia ao se transferir a operação do contator de partida (P) para o contator de operação (R). Esta transferência ocorre assim que o motor tenha acelerado a carga até aproximadamente a velocidade nominal.

Conclui-se, assim, que a partida com autotransformador é desaconselhável para cargas de alto conjugado e alto momento de inércia.

3.3.PARTIDA ATRAVÉS DE REATOR

Um outro método de partida baseado na redução da corrente é obtido através do aumento da reatância total entre a barra de alimentação e o motor a ela ligado, conforme mostra a Figura 3.2.

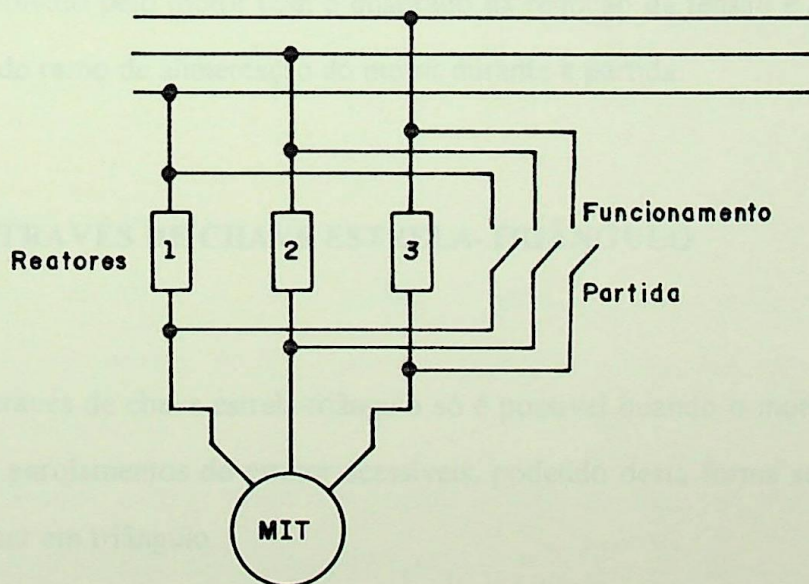


Figura 3.2 - Partida Através de Reator.

Se um reator é ligado em série com cada uma das fases do estator, a alta corrente de partida produz uma redução imediata da tensão aplicada aos terminais do estator. O conjugado do motor é reduzido proporcionalmente ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do estator, mas a corrente de linha é reduzida apenas na proporção da redução da tensão. Em outras palavras, as bobinas do reator podem ser usadas para produzir uma redução suficiente na tensão do estator no momento de partida.

Esse método de partida é algumas vezes chamado "impedância primária de aceleração". Usando a reatância primária, uma redução na tensão do estator no instante da partida produz a redução do conjugado.

É bom lembrar que mesmo com a introdução do reator, a queda de tensão não se mantém constante ao longo de todo o processo de partida do motor. Conforme o motor acelera, cai a corrente absorvida e, conseqüentemente, a queda de tensão ao longo do circuito de alimentação se reduz.

Pela análise do comportamento das grandezas do motor e do seu ramo de alimentação, conclui-se que o método de partida através de reator apresenta como vantagem a redução da corrente de partida sem maiores custos adicionais. Como desvantagem tem-se a redução do conjugado desenvolvido pelo motor com o quadrado da redução da tensão e a diminuição do fator de potência do ramo de alimentação do motor durante a partida.

3.4.PARTIDA ATRAVÉS DE CHAVE ESTRELA-TRIÂNGULO

A partida através de chave estrela-triângulo só é possível quando o motor tem todos os seis terminais dos enrolamentos do estator acessíveis, podendo desta forma ser ligado à linha quer em estrela quer em triângulo.

Quando é utilizada a chave estrela-triângulo para partida do motor, em regime permanente o motor opera em triângulo, e na partida em estrela.

Quando o motor está ligado em estrela (durante a partida), cada fase fica submetida a uma tensão $\sqrt{3}$ vezes menor que a tensão da linha. Assim, por meio de chaves, como mostra a Figura 3.3, é possível fazer partir um motor de indução em estrela com pouco mais da metade da sua tensão nominal aplicada a cada bobina e fazê-lo funcionar em delta com toda a tensão da linha aplicada em cada bobina. Como o conjugado varia com o quadrado da tensão aplicada em cada fase, a redução de tensão quando da ligação em estrela produzirá aproximadamente um terço do conjugado de partida a plena carga.

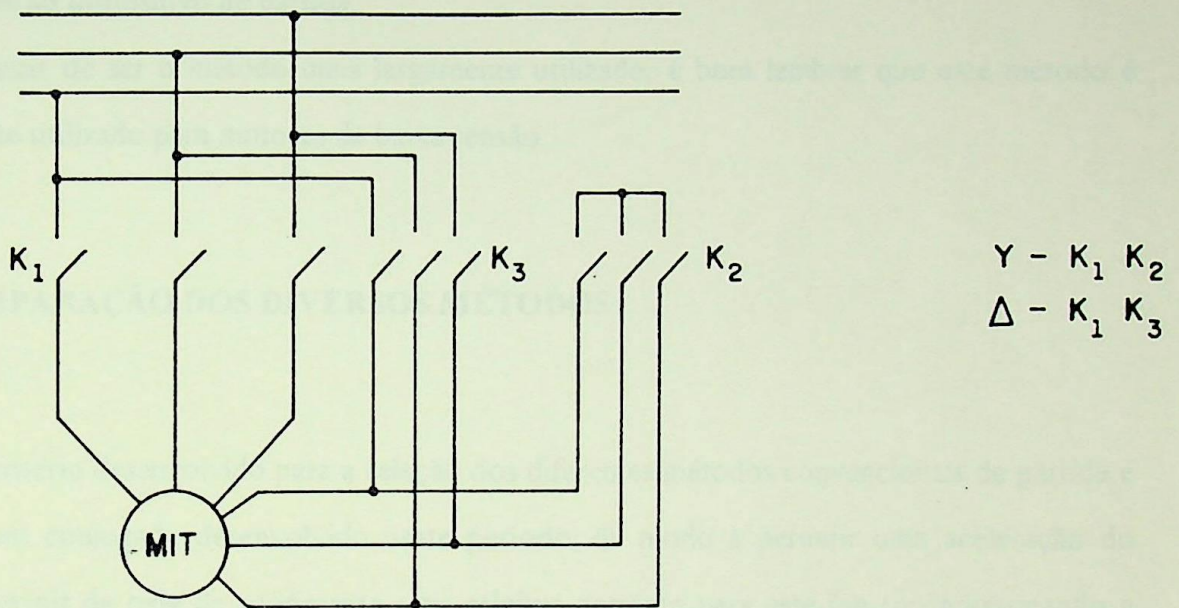


Figura 3.3 - Partida Através de Chave Estrela-Triângulo.

Por outro lado, a tensão assim reduzida fará com que a corrente de linha seja reduzida a $1/3$. Esta é a grande vantagem da chave estrela-triângulo. Enquanto a corrente na fase do motor reduz de $\sqrt{3}$, a corrente de linha, que vai provocar a queda de tensão na rede de alimentação, reduz-se de 3 vezes.

Pode-se considerar este processo de partida como um caso de partida através de autotransformador com relação de transformação $\sqrt{3}$.

O motor, ao acelerar, atingirá uma certa velocidade para a qual, sem qualquer problema, pode-se desfazer a ligação em estrela e transformá-la em triângulo, mudança esta que deverá

ser realizada o mais rápido possível ¹, o que justifica o uso da citada chave, que poderia ser dividida em dois grupos: manuais e automáticas.

Conclui-se, portanto, que quando se deve partir um motor de baixo conjugado com uma corrente de partida aproximadamente igual a 1/3 da corrente de partida direta, este método, que é razoavelmente barato, é freqüentemente utilizado. Deve-se salientar que o motor com os seis terminais do enrolamento disponíveis é um tanto mais caro que o motor de indução convencional; mas seu custo é menor que o de um autotransformador ou de reatores primários associados ao dispositivo de partida.

Apesar de ser o método mais largamente utilizado, é bom lembrar que este método é geralmente utilizado para motores de baixa tensão.

3.5.COMPARAÇÃO DOS DIVERSOS MÉTODOS

O critério desenvolvido para a seleção dos diferentes métodos convencionais de partida é baseado no conjugado desenvolvido neste período, de modo a permitir uma aceleração do motor e exigir da rede de suprimento uma mínima corrente para este fim (proporcionando a menor queda de tensão possível e o menor consumo de energia). Além disto o custo envolvido no processo a ser utilizado é também um fator importante.

No entanto, estes dispositivos solucionam apenas parte dos problemas decorrentes da partida direta, ou seja:

- reduzem a queda de tensão na rede de suprimento de energia, porém reduzem também o conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida. Se o motor parte sob condições severas de carga, é provável que o mesmo acelere com dificuldade, ou mesmo não consiga partir;

¹Durante este tempo, a velocidade do motor praticamente não varia e, como é próxima da velocidade de sincronismo, na nova ligação do motor à rede, tudo se passa como se o rotor do motor estivesse aberto. Neste caso verifica-se a presença de grandes correntes transitórias devidas à momentânea perda de potência.

- reduzem o consumo de energia de forma pouco significativa, não justificando o custo dos equipamentos para redução da tensão de alimentação do motor;
- não são usados para reduzir a potência do motor nos processos com elevado número de partidas, pois apresentam os seguintes problemas: redução do conjugado de partida, aumento do tempo de partida e elevada frequência de manobras exigida dos equipamentos para redução de tensão.

CAPÍTULO 4

INVERSORES ESTÁTICOS AUTOCOMUTADOS

4.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo a análise do circuito de potência e da forma de operação de inversores trifásicos utilizados para a alimentação de motores de indução trifásicos, controlados através da variação do valor eficaz e da frequência da tensão do estator.

Esta análise pretende estabelecer as diferenças básicas entre os diversos tipos de inversores disponíveis para acionamentos de corrente alternada.

Estas diferenças referem-se basicamente ao comportamento do acionamento, principalmente durante a partida do motor. Desta forma, serão estabelecidas as diferenças em relação ao comportamento:

- do fator de potência do acionamento;
- do rendimento do motor;
- do conjugado desenvolvido pelo motor;
- da queda de tensão na rede de suprimento de energia;
- do consumo de energia.

Como o inversor autocomutado deve "produzir" tensão alternada de valor eficaz e frequência variáveis a partir de uma rede com tensão de valor eficaz e frequência constantes, ele é composto basicamente de:

- um conversor comutado pela rede que geralmente opera como um retificador, controlado ou não, ligado à rede de alimentação;
- um circuito intermediário com tensão ou corrente imposta;
- um inversor propriamente dito.

A Figura 4.1 mostra a configuração básica deste conjunto.

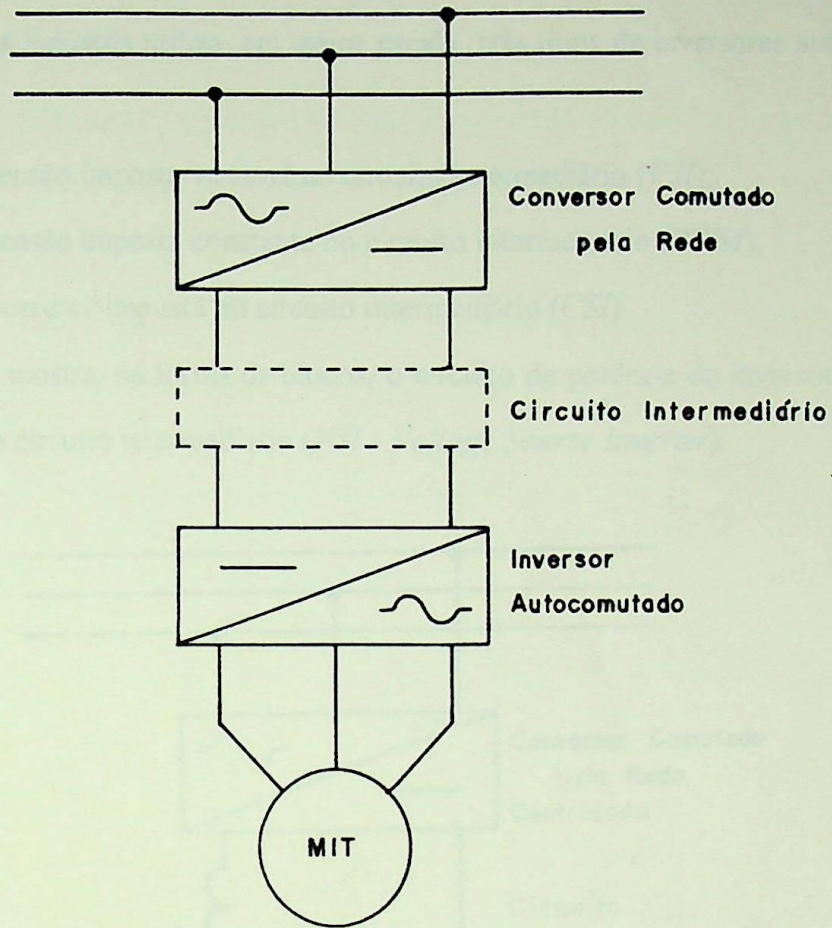


Figura 4.1 - Conjunto "Retificador-Inversor".

O conversor comutado pela rede está ligado à rede de tensão alternada com valor eficaz e frequência constantes e no lado de corrente contínua existe tensão contínua de valor médio constante ou variável.

Quando o conversor é do tipo não controlado (constituído por diodos), a tensão, no lado de corrente contínua, tem valor médio constante. Se o conversor é do tipo controlado (constituído por tiristores), o valor médio da tensão no lado de corrente contínua é variável.

O circuito intermediário pode conter um filtro de tensão (neste caso, diz-se que o inversor é de tensão imposta) ou um filtro de corrente (diz-se, neste caso, que o inversor é de corrente imposta).

A forma de trabalho do inversor vai depender do tipo de conversor comutado pela rede e do circuito intermediário.

Atualmente, a indústria utiliza, em maior escala, três tipos de inversores autocomutados [7]:

- inversores com tensão imposta variável no circuito intermediário (*VSI*);
- inversores com tensão imposta constante no circuito intermediário (*PWM*);
- inversores com corrente imposta no circuito intermediário (*CSI*).

A Figura 4.2 mostra, na forma de blocos, o circuito de potência do inversor com tensão imposta variável no circuito intermediário (*VSI - Voltage Source Inverter*).

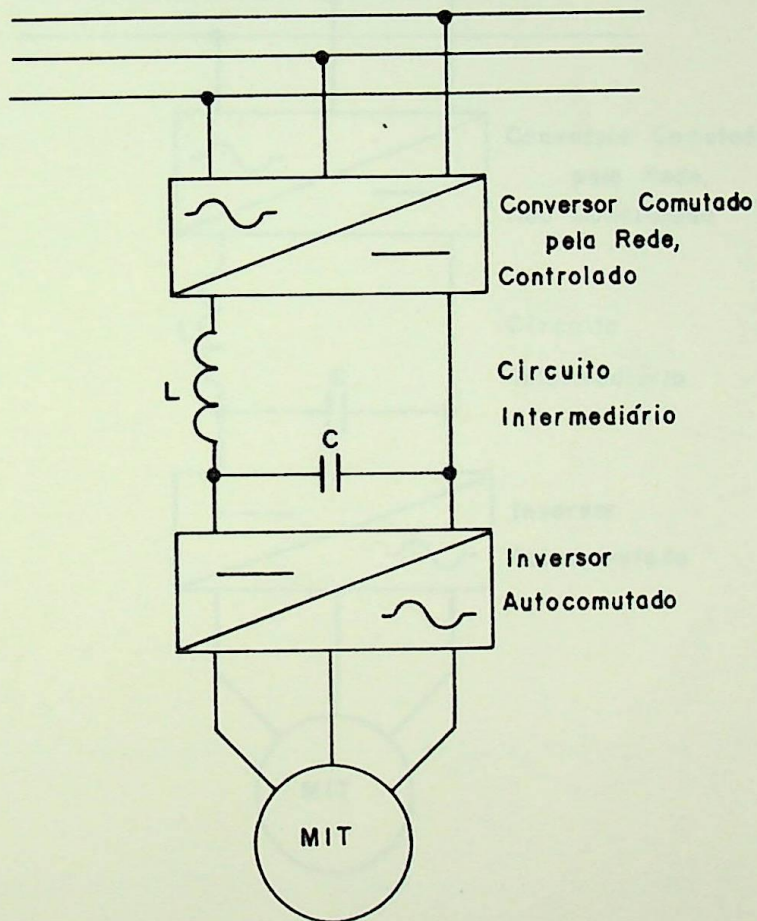


Figura 4.2 - Diagrama em Blocos do Circuito de Potência do VSI.

O conversor comutado pela rede é do tipo controlado (composto por tiristores), daí a tensão imposta no circuito intermediário ser variável. O filtro LC tem por finalidade diminuir a ondulação de tensão no lado de corrente contínua do conversor.

Como o valor médio da tensão imposta no circuito intermediário é variável, o inversor propriamente dito é responsável apenas pela variação da frequência da tensão aplicada no motor.

A Figura 4.3 mostra, na forma de blocos, o circuito de potência do inversor com tensão imposta constante no circuito intermediário (*PWM - Pulse Width Modulation*).

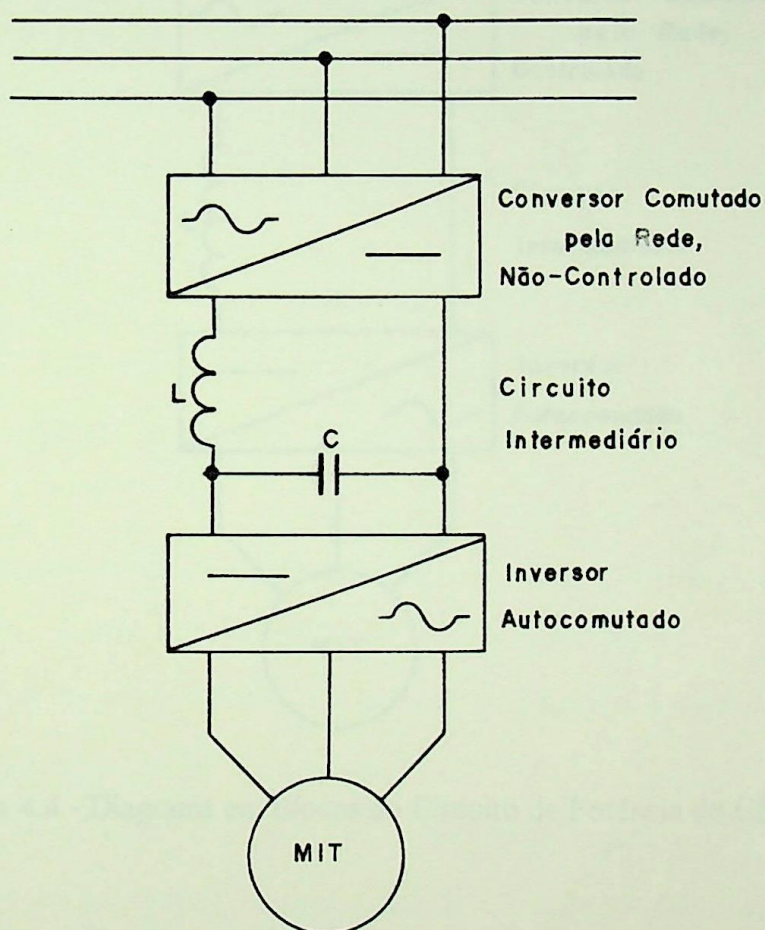


Figura 4.3 - Diagrama em Blocos do Circuito de Potência do PWM.

O conversor comutado pela rede é do tipo não controlado (composto por diodos), daí a tensão imposta no circuito intermediário ser constante. O filtro LC também tem a finalidade de minimizar as ondulações de tensão no lado de corrente contínua do conversor.

Como o valor médio da tensão imposta no circuito intermediário é constante, o inversor propriamente dito deve variar tanto a frequência quanto o valor eficaz da tensão aplicada no motor.

A Figura 4.4 mostra, também na forma de blocos, o circuito de potência do inversor com corrente imposta no circuito intermediário (*CSI - Current Source Inverter*).

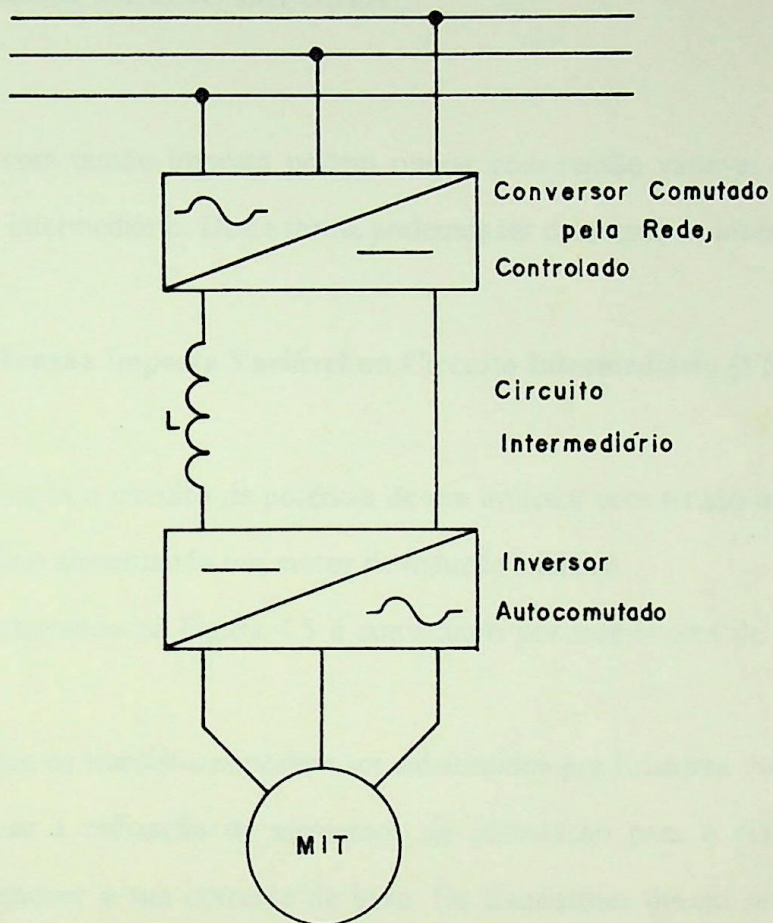


Figura 4.4 - Diagrama em Blocos do Circuito de Potência do CSI.

O conversor comutado pela rede é do tipo controlado (composto por tiristores) e está ligado ao inversor por um circuito intermediário que contém apenas um indutor. Como o indutor torna a corrente praticamente contínua (sem ondulações, "alisada"), os valores médios das tensões tanto no lado do conversor comutado pela rede quanto no lado do inversor devem ser iguais.

Isto significa que o inversor é responsável diretamente pela variação da frequência da tensão aplicada no motor e indiretamente pela variação do seu valor eficaz.

Para tornar mais clara a análise comparativa dos inversores, serão mostradas a seguir as formas de operação destes três tipos de inversores.

4.2. INVERSORES COM TENSÃO IMPOSTA

Os inversores com tensão imposta podem operar com tensão variável ou com tensão constante no circuito intermediário. Desta forma podemos ter dois tipos de inversores.

4.2.1. Inversor com Tensão Imposta Variável no Circuito Intermediário (VSI)

A Figura 4.5 mostra o circuito de potência de um inversor com tensão imposta variável no circuito intermediário alimentando um motor de indução trifásico.

O inversor representado na Figura 4.5 é constituído por transistores de potência e por diodos.

Vale ressaltar que os transistores podem ser substituídos por tiristores. No entanto, com os transistores evita-se a utilização de elementos de comutação para o desligamento dos mesmos, bastando remover a sua corrente de base. Os transistores devem ser utilizados no modo de chaveamento, para evitar perdas excessivas.

Comparados com tiristores, os transistores podem chavear muito mais rapidamente. A maior desvantagem é que os transistores necessitam de corrente contínua na base durante o estado de condução, mas o custo do circuito necessário para tal é compensado pela dispensa de elementos de comutação necessários aos tiristores [8].

Uma outra alternativa é o uso do tiristor com bloqueio por gatilho (GTO) no lugar dos transistores de potência. Os GTOs também evitam os circuitos de comutação usados com os

tiristores convencionais [8], e, têm sido, atualmente, muito utilizados, principalmente para o acionamento de motores de elevada potência [7].

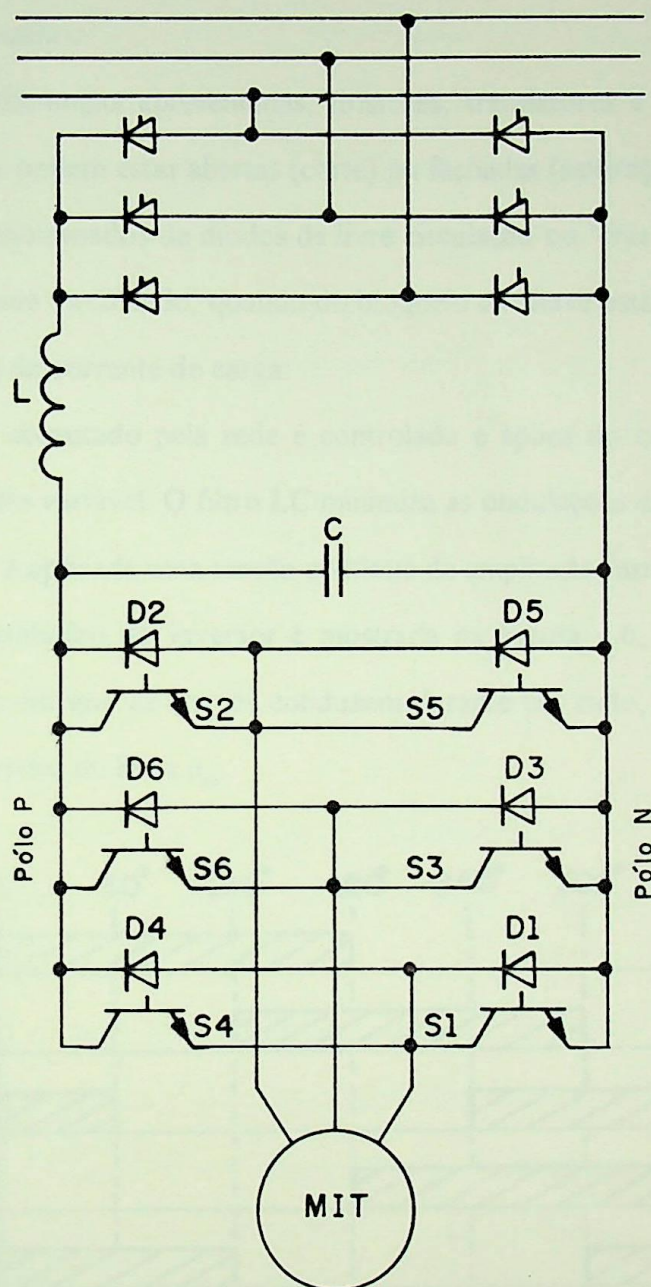


Figura 4.5 - Circuito de Potência do VSI com Transistores de Potência.

Apesar de apresentar um preço mais elevado, o inversor utilizando GTO tem algumas vantagens se comparado aos inversores tiristorizados ou transistorizados [9]. São elas:

- o período de tempo de comutação do GTO é menor, permitindo um chaveamento mais suave e um controle mais simples do inversor;
- o inversor com GTO é capaz de fornecer mais potência ao motor, além de apresentar menor peso e menor tamanho.

Apesar das diferenças apresentadas, tiristores, transistores e GTOs são, basicamente, chaves estáticas que podem estar abertas (corte) ou fechadas (saturação).

Os diodos, denominados de diodos de livre circulação ou "free-wheeling", são utilizados para manter a corrente circulando, quando do bloqueio da chave estática, impedindo bloqueios (anulações) bruscos da corrente de carga.

O retificador comutado pela rede é controlado e aplica no circuito intermediário uma tensão de valor médio variável. O filtro LC minimiza as ondulações da tensão, de modo que na entrada do inversor é aplicada uma tensão contínua de amplitude variável.

A forma de trabalho do inversor é mostrada na Figura 4.6, onde estão indicados os intervalos de tempo em que as chaves conduzem durante um ciclo, e, a título de exemplo, a forma de onda da tensão de linha u_{ab} .

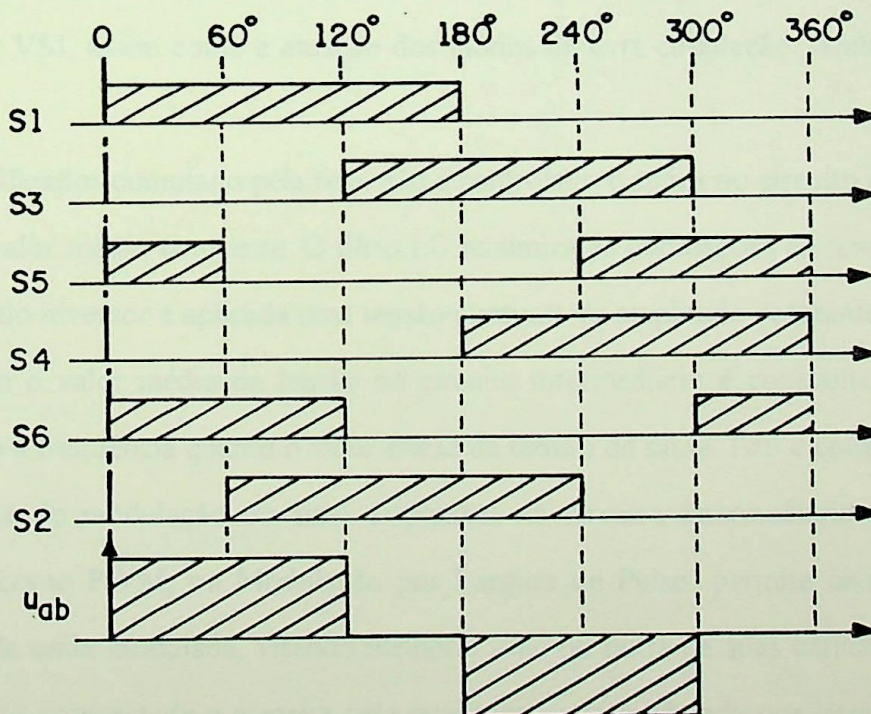


Figura 4.6 - Seqüência de Condução e Forma de Onda da Tensão de Saída do VSI.

Observe que são definidas as seguintes condições de trabalho:

- cada chave conduz durante 180° (o que torna o VSI independente da natureza da carga);
- o defasamento de condução entre as chaves de mesma fase é de 180° ;
- o defasamento de condução entre as chaves do mesmo pólo é de 120° .

Observe que neste caso a frequência da tensão de saída é definida pela duração do ciclo, enquanto que o valor eficaz é definido pelo valor médio da tensão no circuito intermediário, ou seja, pelo ângulo de disparo do conversor comutado pela rede.

4.2.2. Inversor com Tensão Imposta Constante no Circuito Intermediário (PWM)

A Figura 4.7 mostra o circuito de potência de um inversor com tensão imposta constante no circuito intermediário alimentando um motor de indução trifásico.

Da mesma forma que o inversor com tensão imposta variável no circuito intermediário, o inversor representado na Figura 4.7 também é constituído por transistores de potência e diodos.

As considerações feitas a respeito da substituição dos transistores por tiristores ou GTOs no inversor VSI, assim como a atuação dos diodos de livre circulação, também se aplicam ao PWM.

O retificador comutado pela rede não é controlado e aplica no circuito intermediário uma tensão de valor médio constante. O filtro LC minimiza as ondulações da tensão, de modo que na entrada do inversor é aplicada uma tensão contínua de amplitude constante.

Como o valor médio da tensão no circuito intermediário é constante, o inversor deve variar tanto a frequência quanto o valor eficaz da tensão de saída. Isto é conseguido através de uma técnica de modulação do sinal disponível no circuito intermediário. Esta modulação, conhecida como PWM, ou Modulação por Largura de Pulso, permite diversas maneiras de formação da onda modulada, visando melhorar uma ou outra de suas características. No item seguinte será apresentada a maneira pela qual uma onda modulada por largura de pulso pode ser gerada.

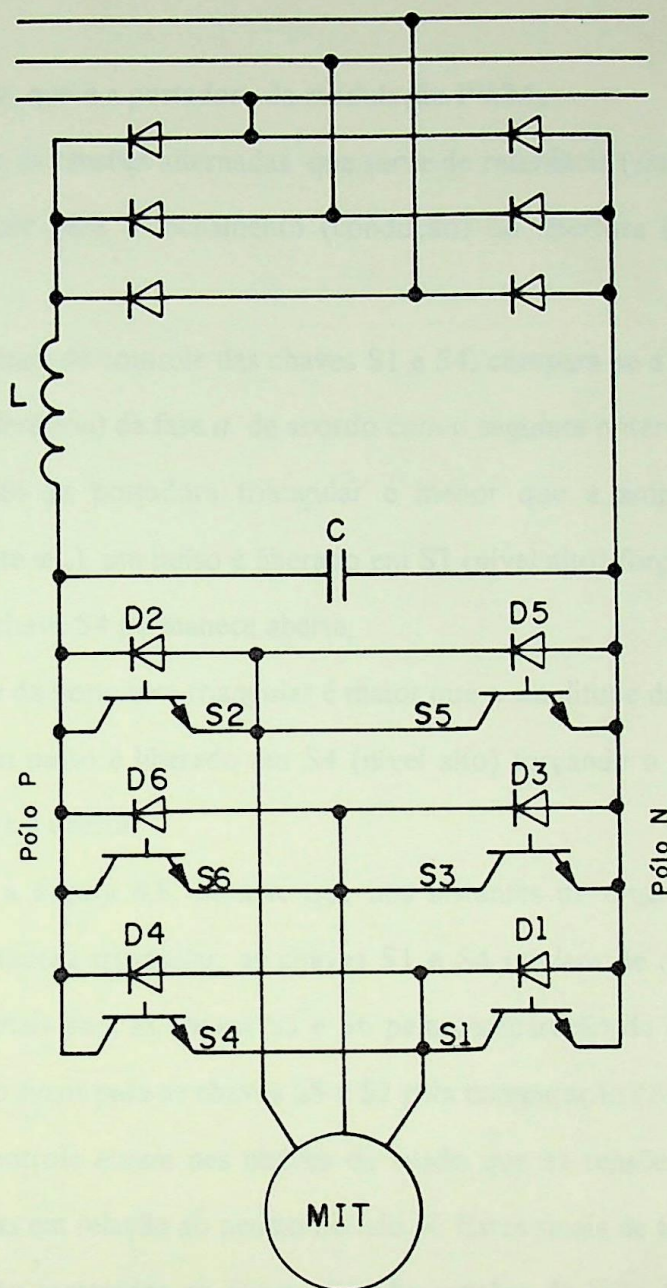


Figura 4.7 - Circuito de Potência do PWM com Transistores de Potência.

4.2.2.1. Geração da onda PWM

A geração da onda PWM é obtida através de um circuito eletrônico (denominado controlador PWM) que tem como principal atribuição gerar os comandos para as chaves

estáticas do inversor. Os principais sinais gerados no controlador PWM, mostrados na Figura 4.8, são:

- uma onda triangular, que é a portadora da modulação PWM;
- um sistema trifásico de tensões alternadas, que serve de referência (sinal modulante);
- os sinais de controle para o fechamento (condução) ou abertura (corte) das chaves do inversor.

Para gerar os sinais de controle das chaves S1 e S4, compara-se a onda triangular com a tensão (senóide de referência) da fase a , de acordo com o seguinte critério:

- quando a amplitude da portadora triangular é menor que a amplitude da senóide de referência (de ωt_1 até ωt_2), um pulso é liberado em S1 (nível alto) forçando o fechamento da chave, enquanto a chave S4 permanece aberta;
- quando a amplitude da portadora triangular é maior que a amplitude da senóide de referência (de ωt_2 até ωt_3), um pulso é liberado em S4 (nível alto) forçando o fechamento da chave, enquanto a chave S1 é aberta.

Observando-se a Figura 4.8, nota-se que nos instantes de cruzamento da senóide de referência com a portadora triangular, as chaves S1 e S4 mudam de estado. Analogamente, pode-se analisar os sinais para as chaves S3 e S6 pela comparação da onda triangular com a senóide da fase b , e os sinais para as chaves S5 e S2 pela comparação com a senóide da fase c .

Os sinais de controle atuam nas chaves de modo que as tensões das fases sejam ora positivas, ora negativas em relação ao neutro fictício N. Estes sinais de tensões entre as fases e o neutro também estão mostrados na Figura 4.8. As tensões de linha (fase-fase) são obtidas pela diferença das tensões das fases em relação ao neutro N. A Figura 4.8 apresenta a tensão entre as fases a e b (u_{ab}), que é obtida pela diferença das tensões u_{aN} e u_{bN} . Observa-se que a tensão u_{ab} é alternada com pulsos chaveados.

A relação da amplitude da senóide de referência (E_m) pela amplitude da onda triangular (E_t) é denominada de "índice de modulação" e denotada por:

$$m = \frac{E_m}{E_t} \quad (4.1)$$

A relação da frequência da portadora pela frequência da senóide de referência é definida pelo número de pulsos em meio-período (PM) da onda fase-fase resultante.

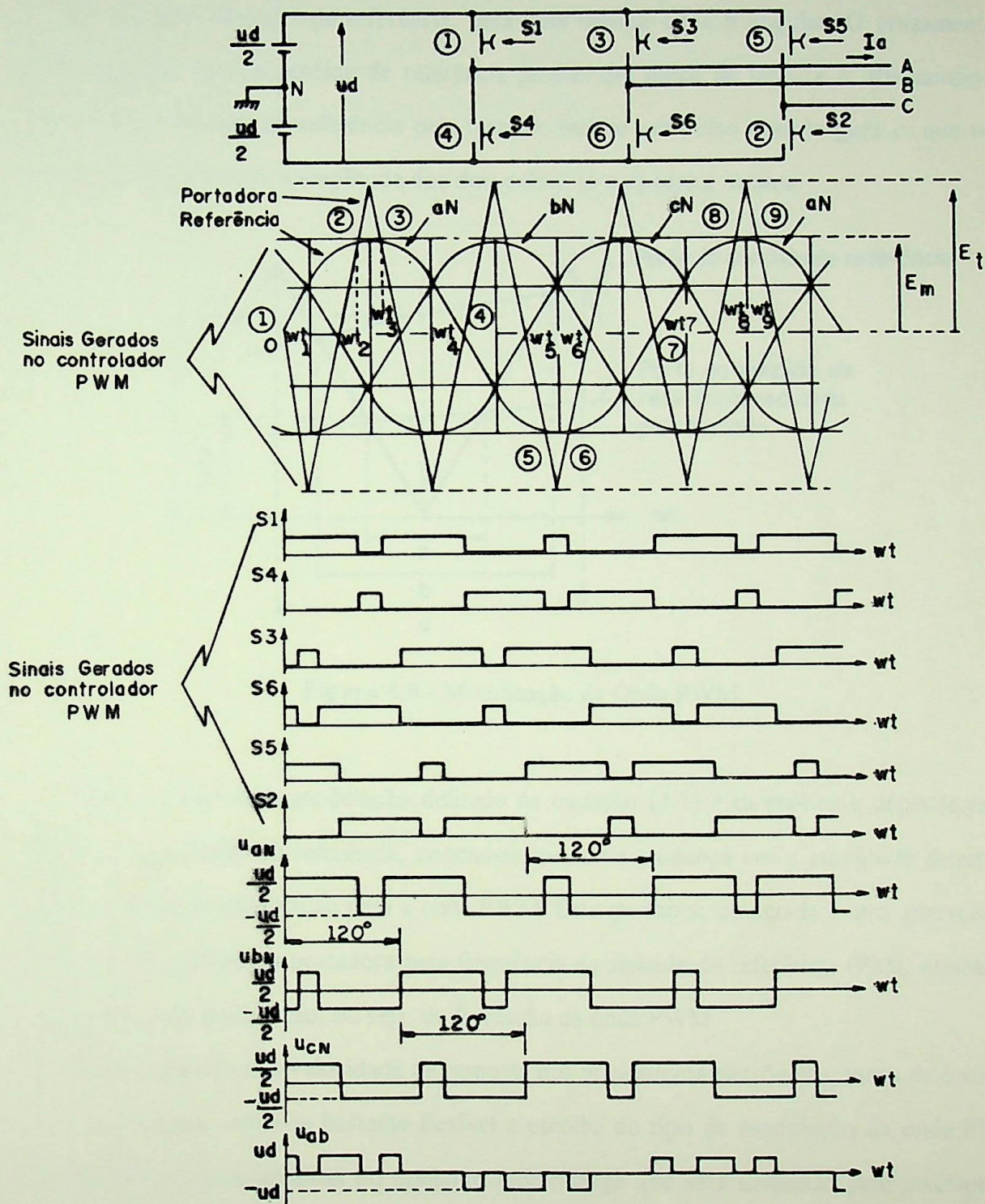


Figura 4.8 - Formação da Onda PWM.

A largura dos pulsos resultantes pode ser modificada pela simples alteração na amplitude das ondas senoidais de referência, visto que, em geral, a amplitude da onda triangular é fixa. Isto pode ser constatado observando-se a Figura 4.9, onde é mostrado apenas um trecho do período de duas senóides de referência, para uma mesma onda triangular. O cruzamento da onda triangular com a senóide de referência produz um pulso de largura b . Reduzindo-se a amplitude da senóide de referência pela metade, tem-se um pulso com largura c , que terá a metade da largura de b ; a amplitude dos dois pulsos (b e c) será a mesma.

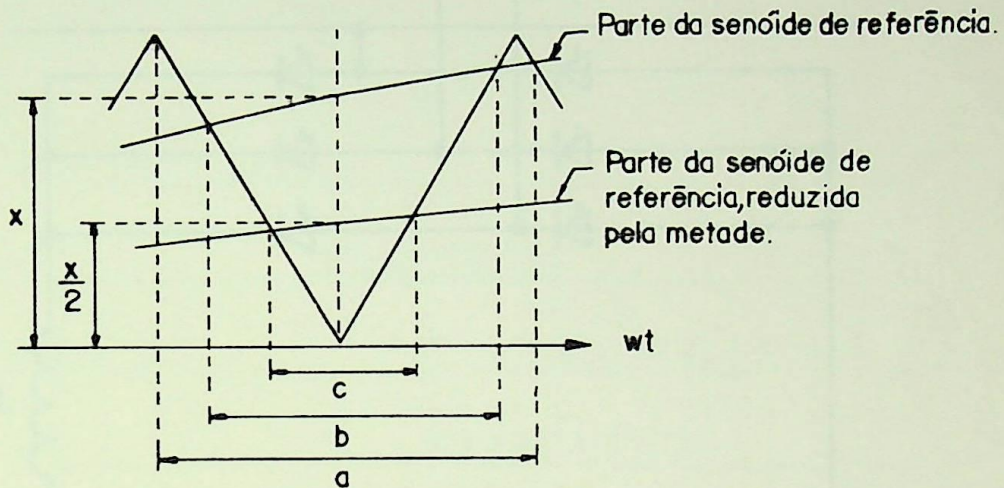


Figura 4.9 - Modificação da Onda PWM.

Como o índice de modulação definido na equação (4.1) é diretamente dependente da amplitude da senóide de referência, conclui-se que uma mudança nesta amplitude determina um novo índice de modulação para a onda PWM. Esta mudança, associada a uma alteração na relação da frequência da portadora pela frequência da senóide de referência (PM), estabelece diversos tipos de modulação, ou seja, de formação da onda PWM.

Com o aumento da velocidade de resposta dos dispositivos eletrônicos, tanto de controle como de potência, torna-se bastante flexível a escolha do tipo de modulação da onda PWM para atender às características do conjunto motor/carga que será acionado pelo inversor. O Anexo 4 relaciona alguns tipos usuais de modulação para a onda PWM.

4.3. INVERSOR DE CORRENTE IMPOSTA (CSI)

A Figura 4.10 mostra o circuito de potência de um inversor com corrente imposta no circuito intermediário alimentando um motor de indução trifásico. O inversor mostrado possui, em cada pólo da ponte, três capacitores de comutação.

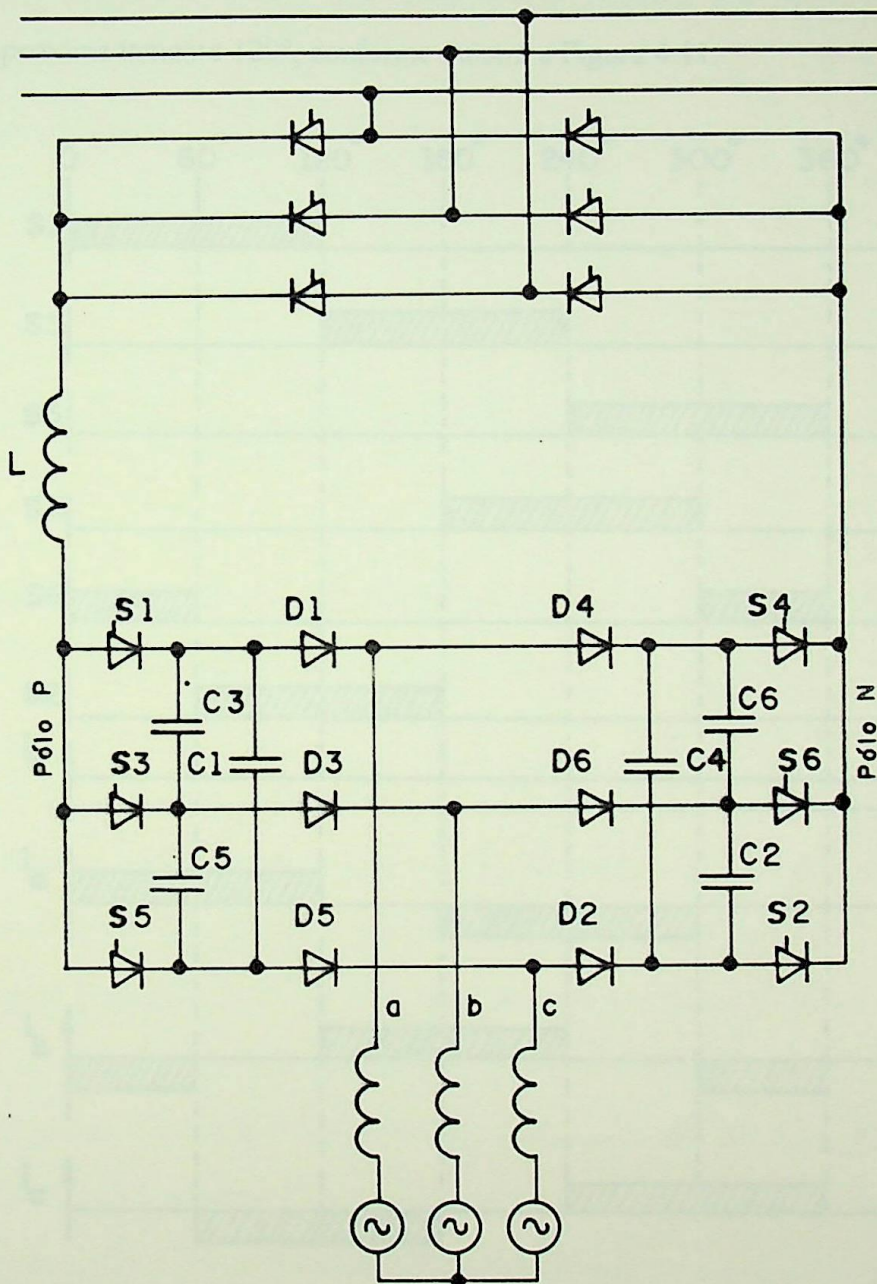


Figura 4.10 - Circuito de Potência do CSI com Tiristores.

Como o motor participa ativamente do processo de comutação, ele é representado por um circuito equivalente contendo uma indutância (de dispersão) e uma força eletromotriz que representa a tensão induzida no estator pelo campo girante.

A forma de trabalho do inversor é mostrada na Figura 4.11, onde estão indicados os intervalos de tempo em que os tiristores conduzem durante um ciclo. A forma de operação do inversor é tal que, ao contrário dos inversores descritos anteriormente, apenas um par de tiristores (dois ramos) podem estar conduzindo. Desta forma, o ângulo de condução de cada ramo é de aproximadamente 120° , conforme mostra a Figura 4.11.

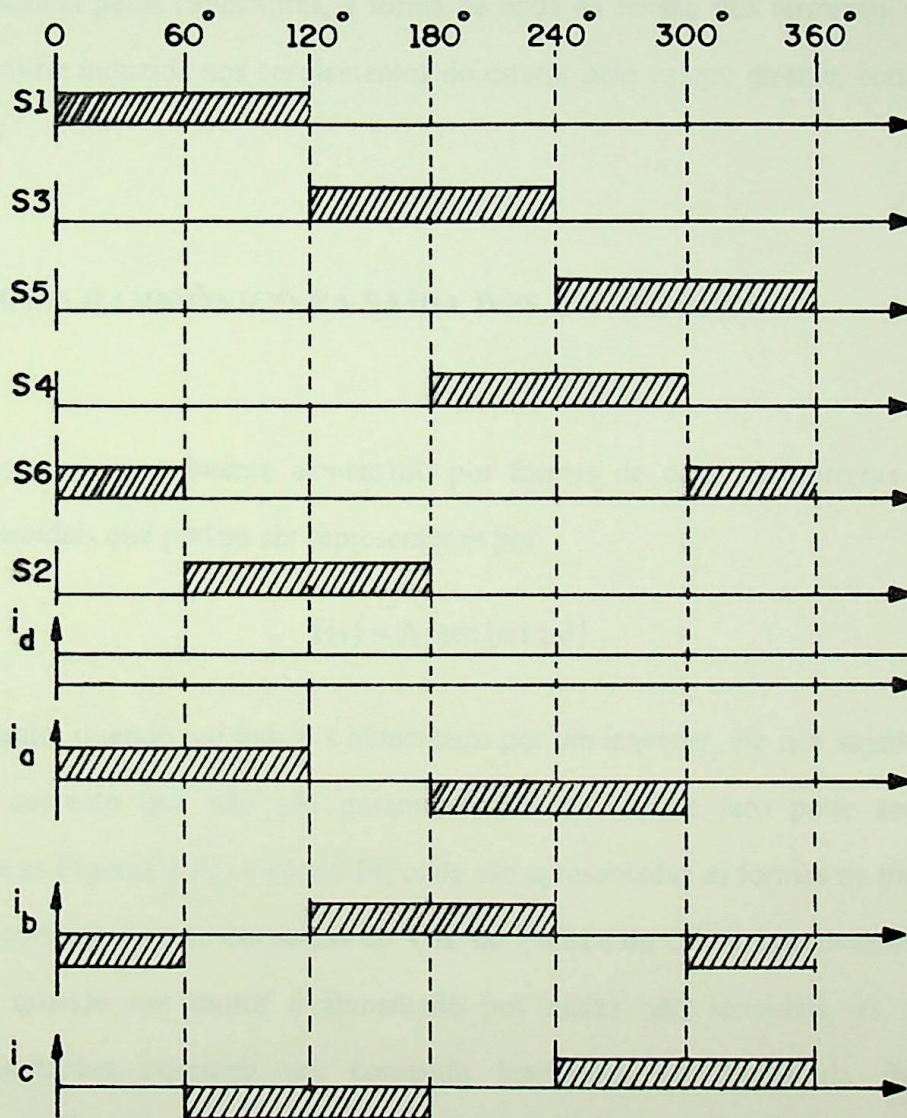


Figura 4.11 - Seqüência de Condução e Forma de Onda da Corrente de Saída do CSI.

O início da comutação de um ramo para outro é forçado pelos capacitores. Se, por exemplo, estão conduzindo os ramos 5 (S5 e D5) e 6 (S6 e D6) e a próxima comutação é do ramo 5 (S5 e D5) para o ramo 1 (S1 e D1), o processo é iniciado pelo disparo de S1, que força a comutação da corrente de S5 para S1 (provocando o bloqueio de S5) e encerrando com a comutação da corrente de D5 para D1, da qual a força eletromotriz no estator participa ativamente.

Pela Figura 4.11, observa-se que a corrente que circula pelo estator é alisada e não haverá queda de tensão nas indutâncias de dispersão do motor e, a menos dos transitórios de tensão provocados pelos capacitores, a forma de onda da tensão nos terminais do motor é a força eletromotriz induzida nos enrolamentos do estator pelo campo girante, conforme mostra a Figura 4.14.

4.4. CONTEÚDO HARMÔNICO NA SAÍDA DOS INVERSORES

Um motor é normalmente alimentado por formas de onda de corrente e/ou tensão puramente senoidais que podem ser representadas por:

$$f(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t \pm \theta). \quad (4.2)$$

No entanto, quando um motor é alimentado por um inversor, ele fica sujeito a ondas de tensão e/ou corrente que não são puramente senoidais. Este fato pode ser constatado verificando-se as Figuras 4.12, 4.13 e 4.14, onde são apresentadas as formas de onda da tensão de linha e da corrente de fase das saídas do VSI, do PWM e do CSI, respectivamente [7].

Assim, quando um motor é alimentado por ondas não senoidais, as tensões e/ou correntes resultantes possuem um conteúdo harmônico (múltiplos da frequência de chaveamento do sistema de modulação), que podem prejudicar o funcionamento do conjunto motor/carga e ainda podem perturbar o funcionamento de outros aparelhos conectados ao mesmo barramento de alimentação. O motor não representa uma carga indutiva simples para o

inversor, mas sim uma reatância diferente para cada harmônico da tensão e/ou corrente na carga. Isto leva a um aumento nas perdas no motor [10] e [11].

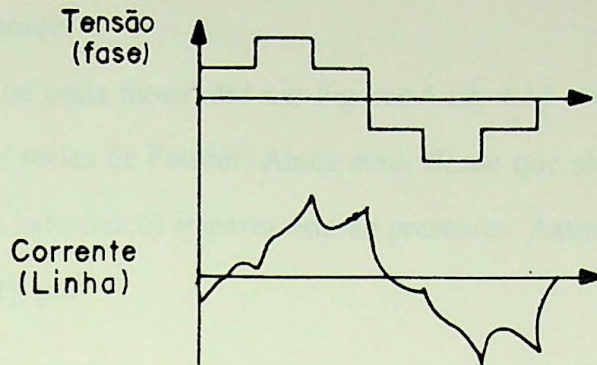


Figura 4.12 - Formas de Onda da Tensão e da Corrente de Saída do VSI.

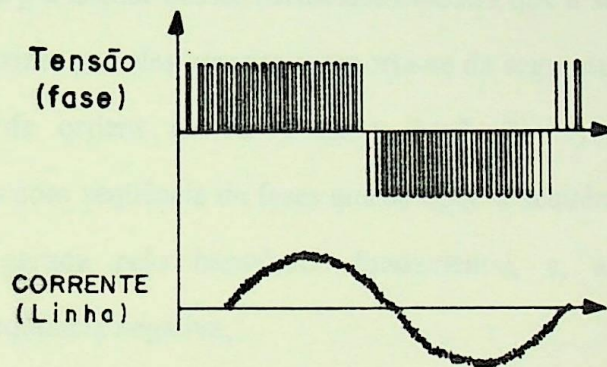


Figura 4.13 - Formas de Onda da Tensão e da Corrente de Saída do PWM.

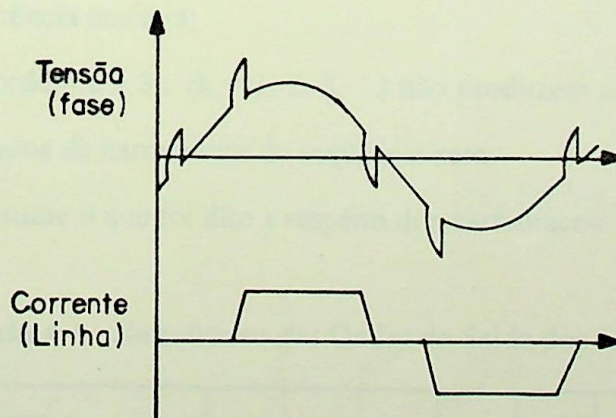


Figura 4.14 - Formas de Onda da Tensão e da Corrente de Saída do CSI.

O estudo da partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, através do controle do valor eficaz e da frequência da tensão de alimentação que é proposto neste trabalho, pressupõe o conhecimento prévio do conteúdo harmônico da tensão e/ou corrente de alimentação do motor.

As formas de onda mostradas nas Figuras 4.12, 4.13 e 4.14 são periódicas e podem ser representadas por séries de Fourier. Ainda mais, desde que elas apresentam simetria de meia-onda, somente os harmônicos ímpares estarão presentes. Assim, elas podem ser representadas, segundo [7] e [12], por:

$$f(t) = \sum A_n \cdot \text{sen}(n\omega t \pm \theta), \quad (4.3)$$

onde $n = 1, 3, 5, \dots$

Conforme [12], a análise desses harmônicos mostra que a seqüência de fase das ondas de forças magnetomotrizes por eles geradas comporta-se da seguinte maneira:

- os harmônicos de ordens $n = 6k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) produzem ondas de forças magnetomotrizes com seqüência de fases que se opõe à seqüência de fases da onda de força magnetomotriz gerada pelo harmônico fundamental, e, assim, são denominados de harmônicos de seqüência negativa;
- os harmônicos de ordens $n = 6k + 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) produzem ondas de forças magnetomotrizes com seqüência de fases que apresenta a mesma seqüência de fases da onda de força magnetomotriz gerada pelo harmônico fundamental, e, assim, são denominados de harmônicos de seqüência positiva;
- os harmônicos de ordem $n = 3k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) não produzem campos harmônicos, e, são, portanto, denominados de harmônicos de seqüência zero.

A Tabela 4.1 resume o que foi dito a respeito dos harmônicos:

Tabela 4.1 - Harmônicos das Ondas de Saída dos Inversores.

Ordem do Harmônico	3	5	7	9	11	13	15	17
Seqüência de Fase	0	-	+	0	-	+	0	-

Os inversores apresentados utilizam diferentes tecnologias de controle. Considerando-se que estas tecnologias apresentam um acentuado desenvolvimento, com a possibilidade de implementação de operação otimizada através de microcomputadores, os harmônicos presentes nas ondas de saída dos inversores têm sido consideravelmente minimizados [7].

4.5.PERDAS NOS INVERSORES

Segundo [13], as perdas nos inversores podem ser divididas em três grandes categorias:

- perdas por chaveamento;
- perdas de condução;
- perdas de origens diversas.

As perdas por chaveamento são causadas pela dissipação de potência nas chaves estáticas durante a sua abertura ou seu fechamento.

As perdas de condução são provocadas pela queda de tensão direta nas chaves durante o tempo em que elas permanecem fechadas.

As perdas de origens diversas são, geralmente, uma pequena parcela das perdas totais do inversor. Estas perdas são extremamente dependentes do tipo do inversor (tensão ou corrente imposta), da frequência de operação das chaves, do tipo de carga que está sendo acionada, dos circuitos "snubbers" utilizados e das características da própria chave estática (diodo, tiristor, transistor ou GTO).

4.6.COMPARAÇÃO ENTRE OS TRÊS TIPOS DE INVERSORES

Este item procura sintetizar as principais características apresentadas para os três tipos de inversores, além de acrescentar outras características importantes, estabelecendo uma comparação entre elas.

A Tabela 4.2 [7] apresenta um resumo comparativo das características mais importantes para os três principais tipos de inversores apresentados neste capítulo. De um modo geral, as características apresentadas na Tabela 4.2 referem-se à utilização dos inversores para a alimentação de motores, uma vez que este é o propósito deste trabalho.

Tabela 4.2 - Comparação entre os Três Tipos de Inversores.

Características	VSI	PWM	CSI
Dispositivo Retificador	SCRs	Diodos: bp* SCRs: ap*	SCRs: ap
Circuito Intermediário	Filtro LC	Filtro LC	Filtro L
Dispositivo Inversor	Transistores: bp GTOs, SCRs: ap	Transistores: bp GTOs, SCRs: ap	SCRs: ap
Número de Motores	Muitos	Muitos	Um
Impedância do Motor	Independente	Independente	Dependente
Fator de Potência	Menor que 0,9	Maior que 0,9	Menor que 0,9
Eficiência	Média	Alta	Baixa
Outras	Alta frequência de saída	Harmônicas de baixa amplitude	Controle simples

*bp = aplicações de baixa potência, e ap = aplicações de alta potência.

No VSI e no CSI, a tensão entregue ao circuito intermediário é gerada por um conversor (retificador) controlado. Isto faz com que o fator de potência da linha seja baixo, causado pelo atraso da corrente em relação à tensão, forçado pelo ângulo de disparo. O PWM por sua vez utiliza um conversor (retificador) não-controlado, o que proporciona um alto fator de potência na linha. Além disto, vários inversores com controles independentes podem ser operados com um único retificador [9].

O VSI e o PWM podem utilizar tiristores, transistores e GTOs no dispositivo inversor, ao passo que o CSI utiliza basicamente tiristores. Como discutido anteriormente, os transistores e GTOs têm se mostrado mais eficientes [9], uma vez que apresentam menores perdas. Além disto, os harmônicos gerados nas saídas dos inversores podem ser controlados de forma mais efetiva no PWM, fazendo com que este tipo de inversor tenha uma alta eficiência, apesar de apresentar um custo mais elevado. No VSI e no CSI o controle do conteúdo harmônico não é tão efetivo.

No estudo do CSI verificou-se que a comutação das chaves é feita pela carga, o que não permite a operação do conversor a vazio, além de torná-lo dependente da impedância da carga. No PWM, assim como no VSI (se as chaves operam durante 180°), o conversor independe da impedância da carga.

Pelas características apresentadas na Tabela 4.2, fica claro que o inversor com melhores características para o acionamento de motores é o inversor de tensão imposta constante no circuito intermediário (PWM).

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DA UTILIZAÇÃO DE INVERSORES NA PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR GAIOLA

5.1. INTRODUÇÃO

Quando o motor trifásico de rotor gaiola é ligado diretamente à rede de tensão com valor eficaz e frequência constantes, como por exemplo 440 (V)/60 (Hz), resultam, devido à alta corrente de partida, perdas de partida elevadas, que podem ser acompanhadas de grandes tempos de partida. Conforme analisado anteriormente, as conseqüências podem ser:

- necessidade de sobredimensionamento do motor (principalmente quando o número de partidas é elevado);
- quedas de tensão inadmissíveis na rede de suprimento de energia;
- elevado consumo de energia durante a partida.

Tanto a corrente quanto as perdas de partida podem ser decisivamente minimizadas, se a partida ocorrer de forma controlada, através da variação do valor eficaz e da frequência da tensão do estator, mantendo constantes tanto o escorregamento quanto o conjugado desenvolvido pelo motor durante a aceleração.

Este capítulo tem por objetivo analisar o comportamento do conjugado, da corrente do estator e conseqüentemente das perdas no motor, durante o processo de partida, quando esta ocorre de maneira controlada, através da variação do valor eficaz e da frequência da tensão do estator.

Estes comportamentos (do conjugado, da corrente do estator e das perdas) serão analisados de uma maneira genérica, sem levar em consideração a filosofia de trabalho do sistema de controle, que será apenas mencionada.

5.2.COMPORTAMENTO DO CONJUGADO E DA CORRENTE DO ESTATOR DURANTE O PROCESSO DE PARTIDA

Para que as perdas no motor sejam mantidas baixas, o motor opera na faixa de escorregamento dada por: $0 < s < s_k$, onde s_k é o escorregamento correspondente ao conjugado máximo do motor.

Desta forma, o conjugado desenvolvido pelo motor pode ser definido, conforme [5], por:

$$M \cong \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_1} \cdot \frac{U_{2p}^2}{R_2} \cdot s. \quad (5.1)$$

A corrente no ramo de magnetização, desprezando a resistência usada para representar as perdas a vazio (R_M), é dada por [5]:

$$I_0 = \frac{U_{2p}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_M}. \quad (5.2)$$

O fluxo no entreferro do motor é definido por [14]:

$$\Phi_M = I_0 \cdot L_M. \quad (5.3)$$

Substituindo a equação (5.2) em (5.3), pode-se obter uma outra expressão do fluxo no entreferro do motor, ou seja:

$$\Phi_M = \frac{U_{2p}}{2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (5.4)$$

Substituindo a equação (5.4) em (5.1), obtém-se:

$$M \cong \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_1} \cdot \frac{\Phi_M^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2}{R_2} \cdot s. \quad (5.5)$$

Como o escorregamento s do motor é dado por:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \quad (5.6)$$

a expressão resultante do conjugado é:

$$M \cong \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_1} \cdot \frac{\Phi_M^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2}{R_2} \cdot \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (5.7)$$

que pode ser reduzida a:

$$M \cong k \cdot \frac{\Phi_M^2}{R_2} \cdot (n_1 - n). \quad (5.8)$$

Nas equações (5.1) a (5.8), tem-se:

- s - escorregamento do motor;
- M - conjugado desenvolvido pelo motor (N.m);
- n_1 - velocidade síncrona do motor (r.p.m.);
- U_{2p} - valor eficaz da tensão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado (V);
- R_2 - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator (Ω);
- I_0 - valor eficaz da corrente do ramo de magnetização (A);
- f - frequência da tensão de alimentação do estator (Hz);
- L_M - indutância de magnetização do motor (H);
- Φ_M - fluxo no entreferro do motor (Wb);
- n - velocidade do motor (r.p.m.).

Pela equação (5.8), conclui-se que o conjugado desenvolvido pelo motor varia com o quadrado do fluxo no entreferro. Assim, para se obter o maior conjugado possível, é recomendável, então, que o fluxo seja mantido no valor nominal.

Observando-se a equação (5.4), conclui-se que, para o controle de tensão e frequência, a relação U_{2p}/f deve ser mantida constante, para que o fluxo no entreferro do motor seja mantido constante.

Como a grandeza acessível é a tensão aplicada ao enrolamento do estator (U) e não a tensão U_{2p} , resulta a característica indicada na Figura 5.1, para se obter o fluxo no entreferro constante.

Pela Figura 5.1, nota-se que em baixas frequências existe uma perda de proporcionalidade entre U e f . Este fato se deve à queda de tensão no enrolamento do estator que se torna significativa em baixas frequências [15].

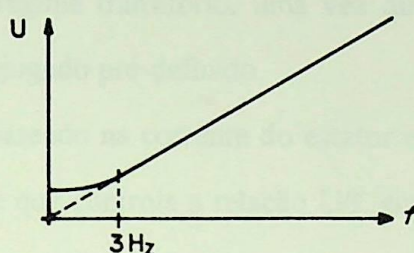


Figura 5.1 - Relação U/f .

A aceleração do motor ocorre com o aumento da frequência da tensão de alimentação do estator, de modo que ocorra um crescimento das velocidades síncrona e do rotor.

A equação (5.4) permite concluir também que o conjugado pode ser mantido em um valor pré-definido se a tensão U_{2p} , aplicada ao ramo de magnetização, crescer com o aumento da frequência f .

Observa-se, entretanto, que a equação (5.4) não permite que seja definida uma relação de variação ótima entre a tensão U_{2p} e a frequência f . Esta forma de variação é definida em função da filosofia de controle adotada, que por sua vez depende das exigências do acionamento, como rendimento, velocidade de resposta e precisão [16].

Existem três métodos que permitem definir a forma de crescimento da tensão U_{2p} e da frequência f , em outras palavras, que permitem o controle da relação U_{2p}/f . São eles:

- o controle escalar, baseado na relação entre o valor eficaz e a frequência da tensão do estator (relação U/f);
- o controle da corrente do estator e do escorregamento;
- o controle vetorial.

No controle escalar, baseado na relação U/f , a tensão do estator cresce com a frequência obedecendo à característica mostrada na Figura 5.1.

Observe que este método de controle parte do princípio que o fluxo no entreferro deve ser mantido constante, o que significa que a relação U_{2p}/f deve ser mantida constante. Como para baixas frequências a queda de tensão no enrolamento do estator não pode ser desprezada, ocorre, nesta região, a perda de proporcionalidade entre U e f .

Este tipo de controle não é adequado para acionamentos onde se exige um comportamento preciso, em regime transitório, uma vez que manter o fluxo constante não garante a produção de um conjugado pré-definido.

O método de controle baseado na corrente do estator e no escorregamento já apresenta uma maior eficiência, uma vez que controla a relação U/f , em função da corrente do estator e do escorregamento, que são grandezas que, juntamente com o fluxo, definem o conjugado desenvolvido pelo motor.

Dos três métodos de controle existentes, o controle vetorial é o que apresenta a maior eficiência, podendo, porém, apresentar como principal desvantagem um elevado custo inicial. Esta eficiência se dá pelo fato deste método de controle estar baseado na seguinte equação [5]:

$$M = k_C \cdot \Phi_M \cdot I_2 \cdot \cos\varphi_2, \quad (5.9)$$

onde:

- M - conjugado desenvolvido pelo motor (N.m);
- k_C - constante que depende de aspectos construtivos do motor;
- Φ_M - fluxo no entreferro do motor (Wb);
- I_2 - valor eficaz da corrente do enrolamento do rotor, valor referido ao estator (A);
- φ_2 - ângulo entre os vetores da corrente e da tensão no rotor (rd).

Através deste método é possível controlar o ângulo entre os vetores corrente e fluxo de modo a se obter, dinamicamente, um comportamento pré-estabelecido para a produção do conjugado. Este fato faz com que o motor de indução assemelhe-se a um motor de corrente contínua.

A Figura 5.2 mostra o comportamento do conjugado desenvolvido pelo motor em função da velocidade, durante um processo de aceleração do motor, mantendo-se a relação U/f em um valor adequado. Estas curvas são válidas para os três métodos de controle comentados anteriormente.

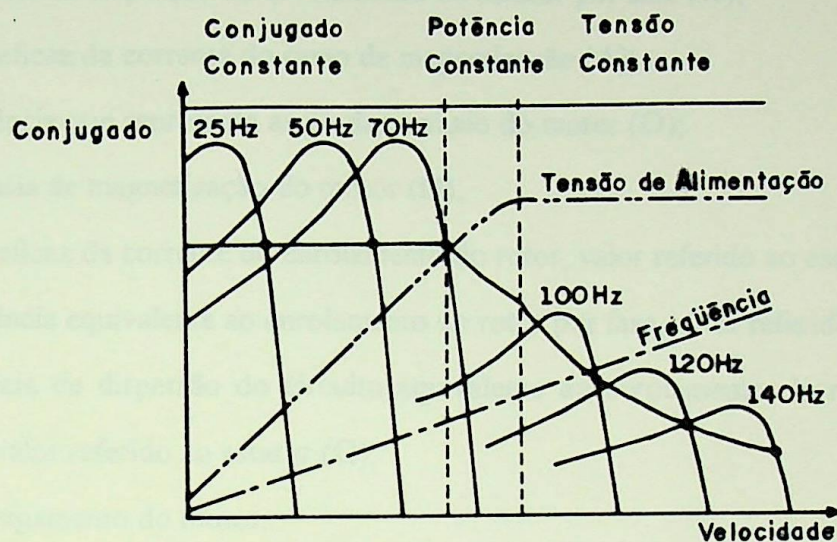


Figura 5.2 - Comportamento do Conjugado do Motor Durante a Partida.

Até agora tratou-se do comportamento do conjugado durante o processo de partida do motor. A seguir, analisa-se o comportamento da corrente do estator durante a partida.

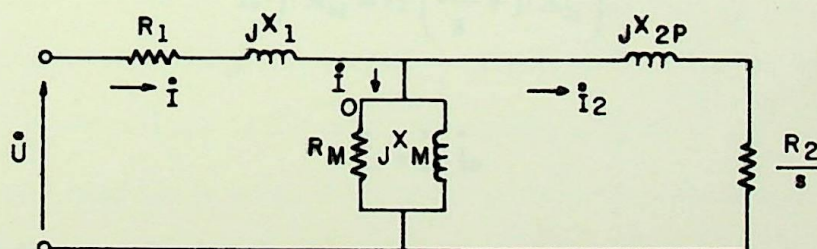


Figura 5.3 - Circuito Equivalente Representativo do Motor de Indução Trifásico.

Considerando-se a relação exata entre o fluxo e a tensão do estator, obtém-se o comportamento da corrente do estator. Com este objetivo, considera-se o circuito equivalente do motor [5] mostrado na Figura 5.3.

Na Figura 5.3 tem-se:

- U - valor eficaz da tensão de fase aplicada ao enrolamento do estator (V);
- I - valor eficaz da corrente do enrolamento do estator (A);
- R_1 - resistência do enrolamento do estator por fase (Ω);
- X_1 - reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase (Ω);
- I_0 - valor eficaz da corrente do ramo de magnetização (A);
- R_M - resistência que representa as perdas a vazio do motor (Ω);
- X_M - reatância de magnetização do motor (Ω);
- I_2 - valor eficaz da corrente do enrolamento do rotor, valor referido ao estator (A);
- R_2 - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator (Ω);
- X_{2p} - reatância de dispersão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase, valor referido ao estator (Ω);
- s - escorregamento do motor.

Desprezando-se a resistência que representa as perdas a vazio do motor (R_M) por ser muito elevada se comparada com a reatância de magnetização (X_M), e a resistência do enrolamento do estator (R_1) por ser muito pequena se comparada com a reatância do enrolamento do estator (X_1), conforme [5], obtém-se as seguintes relações:

$$\dot{I}_0 \cdot j \cdot X_M = \dot{I}_2 \cdot \left(\frac{R_2}{s} + j \cdot X_{2p} \right), \quad (5.10)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I} - \dot{I}_0. \quad (5.11)$$

Substituindo a equação (5.11) na equação (5.10), obtém-se:

$$\dot{I}_0 \cdot j \cdot X_M = \left(\dot{I} - \dot{I}_0 \right) \cdot \left(\frac{R_2}{s} + j \cdot X_{2p} \right). \quad (5.12)$$

Reorganizando a equação (5.12), tem-se:

$$\dot{I}_0 \cdot \left(\frac{R_2}{s} + j \cdot X_M + j \cdot X_{2p} \right) = \dot{I} \cdot \left(\frac{R_2}{s} + j \cdot X_{2p} \right). \quad (5.13)$$

Considerando que durante a partida do motor o escorregamento é mantido em um valor baixo e que o efeito pelicular, ainda que minimizado, reduz a reatância de dispersão do rotor, tem-se que:

$$\frac{R_2}{s} \gg X_{2p}, \quad (5.14)$$

e, portanto, a reatância de dispersão do rotor (X_{2p}) pode ser desprezada.

Levando em consideração a relação (5.14), a equação (5.13) pode ser simplificada e expressa da seguinte forma:

$$\dot{I}_0 \cdot \left(\frac{R_2}{s} + j \cdot X_M \right) = \dot{I} \cdot \frac{R_2}{s}, \quad (5.15)$$

ou ainda por:

$$\dot{I} = \dot{I}_0 \cdot \left(1 + j \cdot \frac{s \cdot X_M}{R_2} \right). \quad (5.16)$$

Substituindo a equação (5.3), na forma fasorial, na equação (5.16); e, considerando que: $X_M = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_M$, obtém-se:

$$\dot{I} = \dot{\Phi}_M \cdot \left(\frac{1}{L_M} + j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot s}{R_2} \right). \quad (5.17)$$

Uma vez que a equação (5.17) estabelece uma relação entre a corrente no estator e o fluxo no entreferro do motor na forma fasorial, pode-se obter o seu módulo da equação, extraindo-se a raiz quadrada da soma dos quadrados das partes real e imaginária, ou seja:

$$I = \Phi_M \cdot \sqrt{\frac{1}{L_M^2} + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot s}{R_2} \right)^2}. \quad (5.18)$$

A equação (5.18) define o valor da corrente do estator para cada valor de frequência do rotor.

O comportamento da corrente do estator em função da frequência da tensão induzida no rotor ($f_2 = sf$) é mostrado na Figura 5.4.

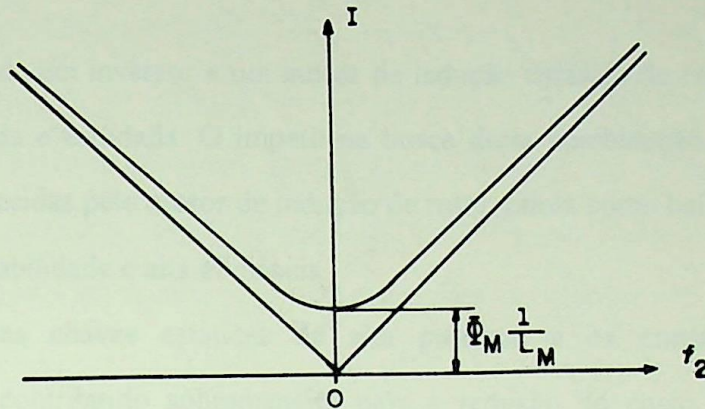


Figura 5.4 - Curva da Corrente do Estator em Função da Frequência da Tensão Induzida no Rotor.

Mantendo-se o escorregamento em um baixo valor durante a partida, a corrente do estator praticamente independe da frequência da tensão de alimentação e pode ser mantida em valores baixos. Isto resulta numa característica de partida suave, que é uma das grandes vantagens da partida do motor através de inversores.

As referências [16], [17] e [18] confirmam a afirmativa anterior e estabelecem que, nestas condições, o valor da corrente de partida do motor pode ter o mesmo valor da corrente nominal do motor, podendo chegar, em determinados casos, ao dobro do valor da corrente nominal. A referência [18] apresenta um programa computacional que permite o cálculo desta corrente.

Evidentemente que a garantia do conjugado de partida elevado, para uma determinada corrente do estator, passa não apenas pelo controle do fluxo do entreferro, mas também pelo controle da componente ativa da corrente do rotor. Desta forma, a relação entre o conjugado produzido e a corrente do estator depende do método de controle utilizado.

5.3.COMPORTAMENTO DAS PERDAS DO CONJUNTO INVERSOR/MOTOR

A combinação de um inversor e um motor de indução trifásico de rotor gaiola tem sido cada vez mais adotada e estudada. O ímpeto na busca desta combinação está relacionado a várias vantagens oferecidas pelo motor de indução de rotor gaiola como baixo custo, facilidade de manutenção, confiabilidade e alta eficiência.

A evolução das chaves estáticas de alta potência e os constantes avanços da microeletrônica têm contribuído sobremaneira para a redução do custo, do tamanho e da complexidade dos inversores utilizados no acionamento dos motores de indução trifásicos de rotor gaiola.

O estudo e entendimento das perdas no inversor e no motor são essenciais para o projeto do sistema de acionamento. Estas perdas devem ser cada vez mais minimizadas, procurando o melhor desempenho possível para o sistema. Em outras palavras, o maior objetivo é minimizar as perdas do sistema, que são constituídas das perdas convencionais do motor operando com uma tensão senoidal, as perdas adicionais causadas pelos harmônicos produzidos no inversor e as perdas no inversor.

A seguir será apresentado um estudo dos dois últimos tipos de perdas, uma vez que as perdas convencionais do motor já foram estudadas no Capítulo 2.

5.3.1.Estimativa do Efeito dos Harmônicos nas Perdas do Motor

No Capítulo 4, foi visto que quando um motor é alimentado por um inversor ele fica sujeito a ondas de tensão e/ou corrente que não são puramente senoidais e que produzem harmônicos que podem afetar a eficiência do motor. Além disto, foi visto também que o inversor que apresenta melhores características é o PWM. Por este motivo, a partir deste ponto daremos ênfase especial ao estudo da partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola utilizando o inversor PWM.

Conforme [19], várias estratégias sofisticadas de modulação têm sido propostas para o controle de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, visando suprimir os harmônicos de baixa ordem (que mais afetam o motor) ou minimizar totalmente o conteúdo harmônico.

O principal intuito de se eliminar o conteúdo harmônico deve-se ao fato de que este conteúdo provoca conjugados (torques) oscilantes e perdas adicionais no motor.

No Capítulo 4, foi visto que de uma maneira geral os harmônicos de um equipamento conversor sobre um motor de indução apresentam as seguintes ordens:

$$n = 6k \pm 1, \quad (5.19)$$

onde n é a ordem do harmônico e k é um inteiro qualquer ($k = 1, 2, 3, \dots$).

Para os harmônicos de ordem $n = 6k - 1$, tem-se a chamada seqüência negativa, para os de ordem $n = 6k + 1$, tem-se a chamada seqüência positiva; e, para os de ordem $n = 3k$, tem-se a chamada seqüência zero.

Quando estes harmônicos de tensão são aplicados a um motor de indução, a corrente de fase resultante produz uma força magnetomotriz no estator que ultrapassa em " n " vezes a velocidade síncrona da força magnetomotriz fundamental do estator. A velocidade e a rotação relativa da força magnetomotriz provocadas pelos harmônicos no estator é então definida pelo produto de " n " pela velocidade síncrona. Como a velocidade do rotor de um motor de indução trifásico é função do escorregamento e da velocidade síncrona, pode-se estabelecer a diferença entre a velocidade dos campos harmônicos do estator e a velocidade do rotor.

Em condições normais de operação, assim como na partida controlada, o escorregamento do motor pode ser desprezado ($\leq 0,03$). Tendo em vista estas considerações, define-se o escorregamento para qualquer harmônico de ordem n [20]:

$$s_n = s_{6k \pm 1} = \frac{6k}{6k \pm 1}, \quad (5.20)$$

onde s_n é o escorregamento para o harmônico de ordem n .

A equação (5.20) permite a obtenção da Tabela 5.1 onde são determinados valores de s_n para algumas ordens de harmônicos, considerando-se a seqüência de rotação do mesmo

Tabela 5.1 - Rotação e Escorregamento de Harmônicos de Ordem n.

k	n	Rotação	s_n
1	5	-	1,20
1	7	+	0,86
2	11	-	1,09
2	13	+	0,92
3	17	-	1,06
3	19	+	0,95

Com base na Tabela 5.1, nota-se que os valores de s_n são aproximadamente iguais a 1, independentemente do valor do escorregamento do motor. Além disto, como os escorregamentos são positivos, o conjugado resultante é positivo em relação à rotação da força magnetomotriz do estator.

Segundo [17], o conjugado oscilante (devido aos harmônicos) durante a partida do motor é menor que 0,1% do conjugado elétrico desenvolvido pelo motor. Este resultado indica que mesmo que o efeito pelicular seja levado em consideração, o conjugado oscilante desenvolvido pelos harmônicos pode ser completamente desprezado durante o processo de partida.

O efeito dos harmônicos de tensão sobre o motor de indução pode ser avaliado pelo uso do circuito equivalente e do princípio da superposição [10].

A Figura 5.5 mostra o circuito equivalente usualmente utilizado para calcular o desempenho de um motor de indução operando na frequência nominal. Uma série de circuitos independentes pode ser desenvolvida para cada frequência harmônica e cada tensão harmônica pode ser aplicada independentemente a seu respectivo circuito. A perda harmônica total do motor (excluindo as perdas por atrito e ventilação) é igual à soma das perdas de cada circuito harmônico equivalente, e a corrente harmônica total é [20]:

$$I_H = \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} I_n^2} \quad (5.21)$$

onde I_H é o valor eficaz da corrente harmônica total (p.u.) e I_n é o valor eficaz da corrente para o harmônico de ordem n (p.u.);

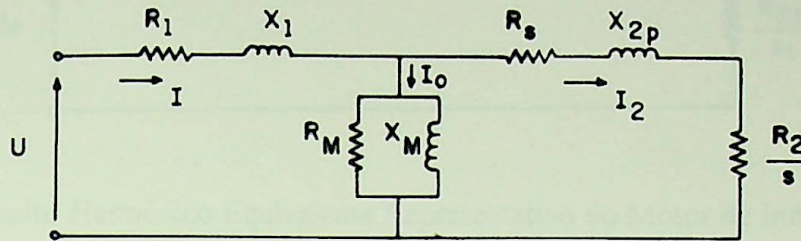


Figura 5.5 - Circuito Equivalente Representativo do Motor de Indução Trifásico para a Componente Fundamental.

No circuito da Figura 5.5 tem-se:

- U - valor eficaz da tensão de fase aplicada ao enrolamento do estator (V);
- I - valor eficaz da corrente do enrolamento do estator (A);
- R_1 - resistência do enrolamento do estator por fase (Ω);
- X_1 - reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase (Ω);
- I_0 - valor eficaz da corrente do ramo de magnetização (A);
- R_M - resistência que representa as perdas a vazio do motor (Ω);
- X_M - reatância de magnetização do motor (Ω);
- I_2 - valor eficaz da corrente do enrolamento do rotor, valor referido ao estator (A);
- R_2 - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase, valor referido ao estator (Ω);
- R_s - resistência que representa as perdas suplementares do motor (Ω);
- X_{2p} - reatância de dispersão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase, valor referido ao estator (Ω);
- s - escorregamento do motor.

Como R_s , R_2 , X_{2p} são muito menores do que R_M e X_M , e como o escorregamento harmônico (s_n) é aproximadamente unitário, o circuito harmônico equivalente pode ser aproximado, sem grandes erros, pelo circuito mostrado na Figura 5.6 [20].

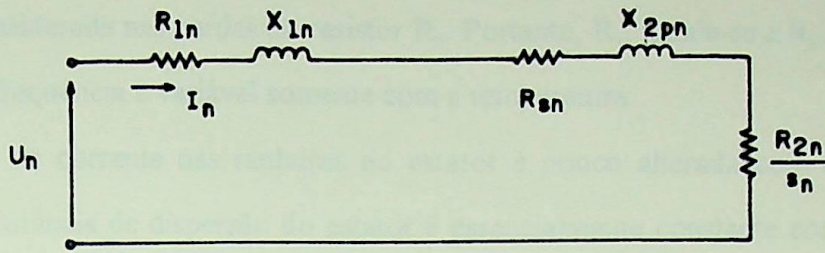


Figura 5.6 - Circuito Harmônico Equivalente Representativo do Motor de Indução Trifásico.

No circuito da Figura 5.6 tem-se:

- U_n - valor eficaz da tensão de fase aplicada ao enrolamento do estator para o harmônico de ordem n (p.u.);
- I_n - valor eficaz da corrente para o harmônico de ordem n (p.u.);
- R_{1n} - resistência do enrolamento do estator por fase para o harmônico de ordem n (p.u.);
- X_{1n} - reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase para o harmônico de ordem n (p.u.);
- R_{2n} - resistência equivalente ao enrolamento do rotor por fase para o harmônico de ordem n , valor referido ao estator (p.u.);
- R_{sn} - resistência que representa as perdas suplementares do motor para o harmônico de ordem n (p.u.);
- X_{2pn} - reatância de dispersão do circuito equivalente ao enrolamento do rotor travado por fase para o harmônico de ordem n , valor referido ao estator (p.u.);
- s_n - escorregamento para o harmônico de ordem n .

Deve se notar que todos os parâmetros do circuito da Figura 5.6 devem corresponder à frequência atual do enrolamento, isto é, $(n \times 60)$ no estator e $(n \times 60 \times s_n)$ no rotor, assumindo que a frequência fundamental é de 60 (Hz). Os efeitos da frequência sobre os vários parâmetros são os seguintes [20]:

- a resistência do estator R_1 é normalmente uma resistência ac efetiva que considera as perdas adicionais nos condutores causadas pelas correntes parasitas e correntes de fuga. Neste circuito harmônico simplificado, as correntes do estator e do rotor são idênticas, e, desta

forma, R_{1n} deve ser uma resistência dc e incluir qualquer perda de circulação ou que não tenha sido considerada nas perdas do resistor R_s . Portanto, R_{1n} iguala-se a R_1 , uma constante em relação à frequência e variável somente com a temperatura.

- a distribuição da corrente nas ranhuras do estator é pouco alterada com a frequência, e portanto a indutância de dispersão do estator é essencialmente constante com a frequência. A reatância de dispersão do estator X_{1n} é portanto proporcional à frequência, ou $X_{1n} = nX_1$, onde X_1 é a reatância de dispersão do estator para a frequência fundamental.
- a resistência R_{2n} e a reatância X_{2pn} do rotor são funções complexas da frequência da corrente do rotor. A frequência da corrente do rotor é igual a $(n \times 60 \times s_n)$, baseada na frequência fundamental de 60 (Hz). Em regime normal de operação, assim como na partida controlada, isto corresponde a uma frequência ≤ 2 (Hz) para a fundamental ($s \leq 0,03$), e nesta frequência a corrente do rotor apresenta uma distribuição completamente uniforme por toda a barra. Em frequências mais altas, a corrente concentra-se na periferia da barra, diminuindo a sua área efetiva, o que provoca um aumento na resistência e decréscimo na indutância da barra. Este efeito, conhecido como efeito pelicular, é utilizado para melhorar ou modificar o desempenho de partida dos motores de indução, porque no repouso o escorregamento do motor é unitário e a frequência do rotor é 60 (Hz). Um conjunto bastante variado e complexo, com vários tipos de barra, é utilizado para aproveitar o efeito pelicular. Esta complexidade prejudica a quantificação do efeito das tensões harmônicas sobre o motor de indução trifásico de rotor gaiola. Apesar da indutância de dispersão do rotor decrescer com a frequência do rotor, a reatância de dispersão X_{2pn} (que é o produto da frequência pela indutância) aumenta, embora $X_{2pn} < nX_{2p}$, onde X_{2p} é a reatância de dispersão do rotor (travado) para a frequência fundamental (sem saturação). Avaliando a relação entre a resistência harmônica equivalente (R_n) e a reatância harmônica equivalente (X_n) do circuito, nota-se que R_n é muito menor que X_n e como resultado, a impedância harmônica equivalente do circuito (Z_n) pode ser dada por $Z_n = R_n + j \cdot X_n \cong j \cdot X_n$.
- a resistência R_{sn} representa as perdas suplementares no circuito equivalente harmônico. A variação de R_{sn} com a frequência é extremamente complexa e altamente variável; entretanto,

ela pode ser considerada proporcional a $n^{0,8}$ com precisão suficiente para os nossos propósitos.

5.3.1.1. Modelo Simplificado para as Perdas

Com base no circuito da Figura 5.6 e utilizando as considerações feitas anteriormente sobre os efeitos da frequência nos parâmetros do circuito, pode-se desenvolver o seguinte modelo para as perdas:

$$I_n = \frac{U_n}{Z_n} \cong \frac{U_n}{X_{1n} + X_{2n}} \cong \frac{U_n}{X_n}, \quad (5.22)$$

$$W_n = I_n^2 \cdot (R_{1n} + R_{2pn} + R_{2n}) = I_n^2 \cdot R_n, \quad (5.23)$$

onde:

W_n - perdas harmônicas do circuito equivalente (p.u.);

X_n - $X_n = X_{1n} + X_{2n}$;

R_n - $R_n = R_{1n} + R_{2n} + R_{sn}$.

Toda grandeza está definida por unidade (p.u.), com base na quantidade de kVA de entrada, no valor da tensão fundamental e da corrente fundamental.

De acordo com as considerações apresentadas:

$$R_{1n} = R_1, \quad (5.24)$$

$$X_{1n} = n \cdot X_1, \quad (5.25)$$

$$R_{sn} = n^{0,8} \cdot R_s, \quad (5.26)$$

onde R_1 , X_1 e R_s são valores base para a frequência fundamental de 60 (Hz), e pela definição das quantidades adicionais seguintes:

- X_B reatância base (em 60 (Hz)) não saturada;

- X_{2B} reatância X_{2pn} do circuito equivalente ao rotor travado (em 60 (Hz)) não saturada;
- X_{2SB} reatância X_{2pn} do circuito equivalente ao rotor travado (em 60 (Hz)) saturada;
- I_{2p} valor eficaz da corrente do rotor travado (p.u.), e $I_{2p} \cong 1 / X_{2SB}$;
- R_B resistência base (em 60 (Hz));
- R_{2B} resistência base (em 60 (Hz)) do rotor girando;

tem-se:

$$X_B = X_1 + X_{2B}, \quad (5.27)$$

$$X_n = n \cdot X_1 + X_{2n}, \quad (5.28)$$

$$R_B = R_1 + R_{2B} + R_S, \quad (5.29)$$

$$R_n = R_1 + R_{2B} + (n^{0.8} \cdot R_S). \quad (5.30)$$

Assumindo:

$$X_n = n^{k_1} \cdot X_B; \text{ ou seja, } n^{k_1} = \frac{X_n}{X_B}, \quad (5.31)$$

$$R_n = n^{k_2} \cdot R_B; \text{ ou seja, } n^{k_2} = \frac{R_n}{R_B}, \quad (5.32)$$

então:

$$I_n \cong \frac{U_n}{n^{k_1} \cdot X_B}, \quad (5.33)$$

$$W_n \cong \left(\frac{U_n}{n^{k_1} \cdot X_B} \right)^2 \cdot n^{k_2} \cdot R_B. \quad (5.34)$$

A equação (5.33) não leva em consideração o efeito do aumento da corrente de magnetização e da saturação dos valores de dispersão em virtude dos harmônicos de corrente. Baseado em testes e cálculos, constata-se que o valor I_n é, tipicamente, excedido em 20% [20].

A relação X_B/X_{2SB} é, tipicamente, igual a 1,2. Isto se deve à saturação quando da partida com tensão nominal [20]. Assim, a equação (5.33) pode ser expressa por:

$$I_n \cong \frac{1,2 \cdot U_e}{n^{k_1} \cdot 1,2 \cdot X_{2SB}}, \quad (5.35)$$

ou,

$$I_n \cong \frac{U_n}{n^{k_1}} \cdot I_{2F}, \quad (5.36)$$

o que leva a:

$$W_n \cong \frac{U_n^2 \cdot I_{2F}^2}{(n^{k_1})^2} \cdot n^{k_2} \cdot R_B. \quad (5.37)$$

As perdas harmônicas totais do motor são, desta forma, dadas por:

$$W_{TH} = \sum_{n=5}^{\infty} W_n, \quad (5.38)$$

onde W_{TH} corresponde à soma das perdas provocadas por cada harmônico n .

Todos os parâmetros são definidos por unidade (p.u.) com base na quantidade de "kVA" de entrada, tensão e corrente fundamentais básicas, e, portanto W_n e W_T são também dados por unidade (p.u.) da quantidade de "kVA".

A perda elétrica total do motor para uma alimentação senoidal por unidade da quantidade de "kVA" de entrada é:

$$W_E = I_1^2 \cdot R_1 + I_2^2 \cdot R_2 + I_2^2 \cdot R_s + W_h, \quad (5.39)$$

onde:

$I_1^2 R_1$ - perdas no enrolamento do estator (p.u.);

$I_2^2 R_2$ - perdas no enrolamento do rotor (p.u.);

$I_2^2 R_s$ - perdas suplementares (p.u.);

W_h - perdas totais no ferro (p.u.).

Para uma quantidade de carga, $I_1 = 1$ (p.u.), $I_2 \cong 1$ (p.u.) o que leva a:

$$W_E \cong (R_1 + R_2 + R_s) + W_h, \quad (5.40)$$

$$W_E \cong R_B + W_h. \quad (5.41)$$

Então, por unidade da quantidade base de perdas, tem-se:

$$\Delta W_T = \frac{W_T}{W_E} \cong \frac{1}{R_B + W_h} \cdot \sum_{n=5}^{\infty} W_n, \quad (5.42)$$

ou,

$$\Delta W_T \cong I_{2p}^2 \cdot \frac{R_B}{R_B + W_h} \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{(n^{k_1})^2} \cdot n^{k_2}, \quad (5.43)$$

onde ΔW_T é a perda harmônica por unidade da quantidade base de perda elétrica.

A corrente total do estator, assumindo a corrente fundamental como 1 (p.u.), é:

$$I_{T1} \cong \sqrt{1 + \sum_{n=5}^{\infty} I_n^2}, \quad (5.44)$$

ou,

$$I_{T1} \cong \sqrt{1 + I_{2p}^2 \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{(n^{k_1})^2}}. \quad (5.45)$$

Para os chamados "motores de prateleira", os valores seguintes são bastantes utilizados [20]:

$$K_1 \cong 0,8$$

$$K_2 \cong 0,6$$

$$\frac{R_B}{R_B + W_h} \cong 0,83$$

$$I_{2p} \cong I_p \cong 6,5 \text{ (5 a 8 vezes } I_1 \text{)}.$$

Substituindo estes valores nas equações (5.43) e (5.45), obtém-se:

$$\Delta W_T \cong 35 \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{n}, \quad (5.46)$$

$$I_{T1} \cong \sqrt{1 + 42 \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{n^{1,6}}}. \quad (5.47)$$

Como na partida com inversores $I_{2p} \cong I_p \cong 1,5$ (1 a 2 vezes I_1), as equações (5.46) e (5.47) tornam-se:

$$\Delta W_T \cong 1,9 \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{n}, \quad (5.48)$$

$$I_{T1} \cong \sqrt{1 + 2,3 \cdot \sum_{n=5}^{\infty} \frac{U_n^2}{n^{1,6}}}, \quad (5.49)$$

o que mostra que na partida com inversores, as perdas harmônicas são extremamente baixas, e podem, segundo [17], ser desprezadas.

5.3.2. Perdas no Inversor PWM

No Capítulo 4, foram apresentadas, segundo [13], as três principais categorias das perdas nos inversores, ou seja, as perdas por chaveamento, as perdas de condução e as perdas de origens diversas.

Segundo [21], pode-se desenvolver um modelo para as perdas em um inversor PWM, desde que se conheça determinados parâmetros associados ao conjunto inversor/motor, como: corrente de operação do motor, fator de potência do motor, índice de modulação do inversor, dentre outros. O modelo desenvolvido por [21] é apresentado a seguir.

As perdas de condução nas chaves estáticas dependem da corrente e da queda de tensão a que elas estão sujeitas. A corrente deve levar em conta o fator de potência do motor, além do índice de modulação do inversor PWM. Assim, as perdas por condução são dadas (em W) por:

$$PCI = (3,829 - 0,334 \cdot m \cdot \cos \phi_M) \cdot I_M, \quad (5.50)$$

onde:

PCI - perdas por condução no inversor (W);

m - índice de modulação do inversor (p.u.);

$\cos\phi_M$ - fator de potência do motor (p.u.);

I_M - valor eficaz da corrente do motor (A).

As perdas por chaveamento associadas às perdas devido ao circuito "snubber" são proporcionais à corrente do motor, à frequência de chaveamento do inversor e à tensão da portadora do inversor PWM. Estas perdas (em W) podem ser calculadas por:

$$PSI = 5,9270 \cdot 10^{-6} \cdot U_d \cdot I_M \cdot f_{av}, \quad (5.51)$$

onde:

PSI - perdas por chaveamento no inversor (W);

U_d - valor da tensão contínua aplicada na entrada do inversor (V);

I_M - valor eficaz da corrente do motor (A);

f_{av} - frequência média de chaveamento do inversor (Hz).

As perdas de origens diversas são, geralmente, uma pequena parcela das perdas totais do inversor. Estas perdas são extremamente dependentes do tipo do inversor, como por exemplo da filosofia de controle utilizada. Estas perdas podem ser calculadas (em W), por:

$$PDI = 0,0190 \cdot M^2 + 226,3 + 6,9 \cdot 10^{-4} \cdot I_M^2, \quad (5.52)$$

onde:

PDI - perdas de origens diversas no inversor (W);

M - conjugado desenvolvido pelo motor (N.m);

I_M - valor eficaz da corrente do motor (A).

Conhecidas as grandezas necessárias e as condições de operação do motor pode-se, através do modelo apresentado (equações (5.50) a (5.52)) determinar as perdas no inversor PWM.

5.4.COMPARAÇÃO ENTRE A PARTIDA DIRETA E A PARTIDA COM INVERSOR

A seguir é apresentada uma rápida comparação entre a partida direta e a partida através de inversores para o motor de indução trifásico de rotor gaiola.

5.4.1.Queda de Tensão

A metodologia utilizada para calcular a queda de tensão na partida direta, apresentada no Capítulo 2, pode ser adaptada para calcular a queda de tensão na partida com inversores.

Para isto, basta considerar, segundo [16], [17] e [18], o valor da corrente de partida do motor como sendo igual ao valor da corrente nominal do motor, ou, em determinados casos, o dobro do valor da corrente nominal. Desta forma, como a corrente de partida é mantida baixa, conclui-se que a queda de tensão na partida é muito menor com a utilização de inversores.

5.4.2.Consumo de Energia

Conforme analisado, para partida direta, o motor apresenta perdas consideravelmente altas, além de, em alguns casos, apresentar grandes tempos de partida. Fatores como estes levam a um elevado consumo de energia e a uma sobrecarga térmica do motor.

Foi mostrado neste capítulo que, se a partida do motor é feita através de inversores, as perdas serão decisivamente minimizadas, uma vez que a corrente é mantida num valor muito menor que aquele correspondente à partida direta (através de baixo escorregamento durante a partida), sendo o conjugado desenvolvido pelo motor mantido constante e elevado (por exemplo, através do controle vetorial).

É importante observar que a presente análise refere-se ao uso do inversor apenas para a partida do motor. Portanto, o acréscimo de perdas devido a harmônicos de corrente, de tensão e mesmo de fluxo no entreferro, tão importantes para o motor operando em regime

permanente, aqui são pouco significativas quando comparadas com as perdas resultantes da partida direta.

As perdas no inversor são também pouco significativas, se comparadas com as perdas na partida direta, e, com o constante desenvolvimento da eletrônica de potência e da microeletrônica, estas perdas tendem a se reduzir ainda mais.

5.4.3. Sobredimensionamento do Motor

O sobredimensionamento do motor que opera em regime intermitente é desnecessário, uma vez que as perdas de partida são muito menores.

CAPÍTULO 6

ANÁLISE ECONÔMICA DA UTILIZAÇÃO DE INVERSORES NA PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR GAIOLA

6.1.INTRODUÇÃO

O crescente custo das tarifas de energia elétrica e a necessidade de se reduzir os custos industriais têm resultado na procura de equipamentos que tornem os processos mais eficientes e com menor custo operacional.

Dentre os equipamentos industriais, uma porcentagem muito significativa [1] está representada pelos motores de indução trifásicos de rotor gaiola. A utilização de inversores na partida deste tipo de motor pode apresentar um ótimo potencial para a melhoria de processos e redução de custos.

Segundo [22], a partida suave proporcionada pelo inversor elimina a queda de tensão associada com a partida direta, minimizando o impacto da partida sobre o motor, além de contribuir para que não ocorram falhas no sistema. Outra grande vantagem, segundo [23], é a redução da demanda de energia durante a partida, o que permite a utilização de um motor com melhor eficiência.

Embora as afirmativas apresentadas demonstrem que há razões para o uso de inversores na partida do motor de indução trifásico de rotor gaiola, a determinação da quantidade de energia economizada é normalmente uma análise bastante complexa com um resultado que pode variar drasticamente entre as aplicações. O fato dos inversores serem sofisticados e apresentarem um custo relativamente alto faz com que a quantidade de energia economizada em uma dada aplicação deva ser suficientemente grande para justificar o investimento inicial.

Este fato reduzirá o número de aplicações onde os inversores proporcionarão um adequado retorno para o investimento inicial.

Em resumo, é extremamente importante que uma determinação realística da energia economizada seja feita para assegurar o retorno do capital inicialmente investido.

Existem várias considerações básicas associadas ao estudo da determinação da energia economizada durante a partida de motores com inversores. Estas considerações, segundo [22], podem ser assim sintetizadas:

- deve ser obtida uma lista com todas as informações necessárias para conduzir o estudo;
- deve-se determinar uma fonte confiável e segura das informações necessárias; caso alguma informação não possa ser obtida, ela deverá ser estimada;
- devem ser estabelecidos os procedimentos de cálculo usados para se chegar à quantidade de energia economizada;
- o método pelo qual a energia economizada é comparada com o investimento inicial deve também ser estabelecido para se determinar a viabilidade econômica do projeto;
- vários casos devem ser examinados com o objetivo de se verificar os melhores e piores casos da análise, uma vez que várias informações podem ter sido estimadas;
- todos os cálculos devem ser resumidos de forma concisa e completa para facilitar a conclusão final.

O uso de métodos computacionais auxiliam sobremaneira este estudo. No entanto, a determinação realística da energia economizada é extremamente difícil de ser estabelecida devido à grande quantidade de informações que se deve obter. Isto será apresentado a seguir.

6.2.PROBLEMAS ASSOCIADOS À ANÁLISE ECONÔMICA

Para ilustrar os problemas associados à análise econômica [24], considera-se aqui um exemplo, onde, após a determinação da economia potencial entre os métodos alternativos de partida, os valores possam ser utilizados como base para a análise econômica (retorno de

investimento). A fim de se proceder a tal análise, todos os custos de materiais e instalação devem estar definidos. Isto poderá ser "simplificado" considerando-se dois casos gerais: a adaptação de sistemas já instalados e as novas instalações.

No caso de novas instalações, os custos associados a cada alternativa devem ser definidos, para que se possa proceder à análise comparativa, ou seja, devem ser conhecidos os custos envolvidos:

- nos equipamentos;
- na instalação;
- no espaço da sala de controle;
- nos requisitos para refrigeração;
- nos sobressalentes.

Considera-se que os custos do motor e da instrumentação de controle seriam os mesmos para cada tipo de instalação. Para o inversor é necessário considerar o espaço da sala de controle, pois eles são, geralmente, maiores que as chaves de partida convencionais. Adicionalmente, devem ser considerados requisitos de ventilação, pois os inversores são normalmente dimensionados para temperaturas ambiente entre 0 e 40 (°C).

Para uma nova instalação, se o equipamento antigo for totalmente eliminado, é necessário justificar o custo adicional do novo equipamento sobre o antigo. Para sua adaptação ou reforma, todos os custos adicionais, inclusive os de engenharia, devem ser justificados. Um inversor associado a um sistema já existente poderia ser intertravado com as chaves de partida já instaladas para permitir outra forma de partida do motor. Tanto para uma reforma quanto para novas instalações que utilizem sistemas de apoio redundantes, tais custos devem também ser definidos como parte da análise de retorno de investimento.

Uma vez definidos os custos, dados econômicos adicionais que podem ser considerados como parte do estudo de retorno de investimento incluem:

- custos da energia elétrica;
- aumento dos custos da energia elétrica (anual);
- horas de operação do equipamento;

- vida útil estimada para o equipamento;
- taxas de juros de mercado;
- taxas de juros sobre o capital investido;
- método de depreciação do equipamento;
- custos de manutenção;
- lucros taxáveis.

Outras considerações que deveriam ser analisadas, mas que geralmente não o são pela dificuldade de quantificação das vantagens, incluem:

- melhor controle do processo de partida;
- aumento da vida útil do motor;
- redução de picos de demanda;
- eliminação de picos de corrente;
- redução da queda de tensão;
- fator de potência.

Aplicações potenciais com inversores, utilizados para a partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola, são numerosas e representam uma grande oportunidade para a economia de energia. Para tanto, é necessário identificar, definir e analisar as aplicações potenciais de conformidade com cada ciclo de trabalho específico individualmente.

6.3.EFEITO DOS CUSTOS DA ENERGIA ELÉTRICA

Como base para a investigação da redução de custos, deve-se, em primeiro lugar, analisar a composição das despesas de energia elétrica em uma instalação industrial típica. Entendida a composição das despesas com energia, pode-se então investigar as principais características da partida do motor através do uso de inversores e seu impacto sobre as despesas de energia.

De uma forma geral, o custo da energia elétrica para grandes consumidores industriais é formado pela soma de duas medições separadas: energia e demanda [25].

Os custos da energia elétrica são determinados pelo consumo real medido em kWh.

A taxa cobrada pela concessionária da energia, expressa em \$/kWh, aplicada ao consumo real em kWh, resulta nas despesas com energia elétrica. O consumo dentro dos períodos de cobrança é determinado pela quantidade de trabalho realizada por equipamento acionado eletricamente e pela eficiência do equipamento em converter a energia elétrica na saída desejada, de forma que:

$$\text{kW}(\text{consumido}) = \frac{\text{kW}(\text{saída})}{\text{eficiência}} \quad (6.1)$$

Com o freqüente aumento das tarifas de energia elétrica nos últimos anos, a eficiente conversão de energia tem se tornado um motivo de preocupação para quem especifica equipamento elétrico.

O outro componente do custo da energia elétrica refere-se à demanda ou à capacidade de carga. Esta parte de despesas reflete o pico potencial de carga que a concessionária deve estar preparada para entregar, mas que deverá ser consumida pelo usuário por curtos intervalos de tempo. Tipicamente, as necessidades de demanda são determinadas pela medição da maior corrente elétrica requerida em um intervalo de 30 minutos, dentro de cada mês. Esta medição é usada para se calcular a demanda do usuário ou a necessidade de capacidade expressa em kVA.

A demanda medida em kVA, quando multiplicada pela tarifa correspondente, resulta na despesa com demanda. O sistema de cobrança das despesas com demanda é tal que será taxado, por um período de 12 meses, o valor da maior demanda registrada. Ou seja, impõe-se a taxa de um período de alta demanda para os próximos 12 meses de cobrança, ou até ser superada por outra demanda medida.

Praticamente ignorada, até que os efeitos do alto custo de energia tornaram-se economicamente significativos, esta parte da despesa com energia é um item de controle para o

usuário hábil. Como resultado disto, existe atualmente uma grande variedade de sistemas de controle de demanda, projetados para dividir os picos de carga não essenciais.

Dois parâmetros estão envolvidos na especificação do equipamento elétrico para minimizar a demanda em kVA: a eficiência da conversão e o fator de potência operacional.

Os inversores, quando utilizados na partida de motores, eliminam a alta corrente de partida e reduzem o pico de demanda (kVA).

6.4. ANÁLISE ECONÔMICA

A discussão prévia procurou enfatizar a importância e a dificuldade da obtenção de informações para que a análise econômica exata possa ser feita, além de ressaltar as principais vantagens da utilização de inversores na partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola. A seguir é apresentada, conforme [22], uma metodologia simplificada para a análise econômica. Por motivos óbvios, será utilizado o dólar americano como unidade monetária, ou se for o caso, a URV.

Em primeiro lugar deve-se calcular a energia anual consumida com a partida direta e com a partida através de inversores. A diferença entre os dois valores encontrados é a quantidade de energia que pode ser economizada anualmente.

Em seguida deve-se comparar a economia feita com o investimento inicial estimado. O tempo de retorno (TR), ou seja, em quanto tempo o investimento pode ser pago, pode ser calculada por:

$$TR(\text{anos}) = \frac{\text{custo total do projeto (US\$)}}{\text{cents} / 10 \cdot \text{kWh} \cdot \text{MWh}} \quad (6.2)$$

Esta fórmula é pouco precisa, pois não leva em conta os juros do investimento (se existirem), o tipo e o período de tempo de depreciação, além de qualquer aumento anual que possa ocorrer no custo da energia elétrica. Tipicamente, segundo [24], é aconselhável que o retorno venha entre 2 e 5 anos.

Existe um outro método para o cálculo do tempo de retorno que leva em conta o valor do dinheiro no tempo. Esta relação entre investimento, quantidade de energia economizada e o desconto do tempo de retorno, ou seja, o valor do dinheiro no tempo, pode ser calculada pela seguinte relação:

$$INV = \sum_{a=1}^{a_{\max}} \frac{CE}{(1 + 0,01 \cdot DTR)^a}, \quad (6.3)$$

onde:

INV - valor do investimento inicial (US\$);

CE - capital economizado anualmente graças à economia de energia (US\$);

a - ano;

a_{\max} - duração do período de investimento (anos);

DTR - desconto do tempo de retorno (%).

O desconto do tempo de retorno (DTR) representa simplesmente a taxa de benefício (ou atração) obtida sobre um investimento original dentro de um período normalmente estimado de 5 a 10 anos.

Existem várias maneiras para se calcular a taxa de depreciação. A mais simples é, certamente, a linear, onde se obtém uma taxa de depreciação constante, dividindo-se o valor do investimento inicial pelo período de anos estimado para a depreciação.

Com base nesta metodologia, desenvolveu-se um programa computacional que permite estimar o tempo de retorno. Neste programa, os dados de entrada necessários são:

EEE - quantidade de energia elétrica economizada anualmente (MWh);

INV - valor do investimento inicial (US\$);

CEE - custo da energia elétrica (cents/kWh);

TAC - taxa de aumento anual do custo da energia elétrica (%);

DTR - desconto do tempo de retorno (%);

PD - período de depreciação do equipamento (anos).

Conhecida a quantidade de energia elétrica economizada anualmente, pode-se obter o capital economizado no primeiro ano de investimento (em US\$) através da seguinte equação:

$$CE(1) = 10 \cdot EEE \cdot CEE. \quad (6.4)$$

Caso o custo da energia elétrica sofra um aumento anual, o capital economizado no ano seguinte (em US\$) pode ser obtido por:

$$CE(2) = \left(1 + \frac{TAC}{100}\right) \cdot CE(1). \quad (6.5)$$

Para os anos seguintes o procedimento é o mesmo.

A taxa de depreciação (em US\$) pode ser obtida pelo método linear, em que se considera que a cada ano o valor de depreciação do equipamento é o mesmo, ou seja:

$$TD = \frac{INV}{PD}. \quad (6.6)$$

O desconto do tempo de retorno incide sobre o valor do investimento inicial deduzido da taxa de depreciação. Desta forma, obtém-se a taxa efetiva de desconto (em US\$) sobre o capital economizado anualmente:

$$TED = 0,01 \cdot (CE - TD) \cdot DTR. \quad (6.7)$$

Pode-se, com isto, determinar o fluxo de caixa anual do investimento. Para o primeiro ano de investimento o fluxo de caixa (em US\$) é dado por:

$$FC(1) = CE(1) - TED. \quad (6.8)$$

Para o ano seguinte, tem-se:

$$FC(2) = CE(2) - TED. \quad (6.9)$$

Para os anos seguintes procede-se da mesma maneira.

Conhecido o fluxo de caixa anual, determina-se fluxo de caixa acumulado (em US\$) ao longo dos anos. Para o primeiro ano de investimento tem-se:

$$FCA(1) = INV + FC(1). \quad (6.10)$$

Para o ano seguinte, tem-se:

$$FCA(2) = FCA(1) + FC(2). \quad (6.11)$$

O procedimento para os anos seguintes é o mesmo.

O tempo de retorno do investimento é obtido a partir do valor do fluxo de caixa acumulado, observando-se o ano em que este valor torna-se positivo.

Nas equações (6.4) a (6.11) tem-se:

CE - valor do capital economizado anualmente graças à economia de energia (US\$);

TD - valor da taxa de depreciação (US\$);

TED - valor da taxa efetiva de desconto sobre o valor do investimento inicial (US\$);

FC - valor do fluxo de caixa anual (US\$);

FCA - valor do fluxo de caixa acumulado (US\$).

O fluxograma deste programa encontra-se no Anexo 1.

Como afirmado anteriormente, a economia anual de energia pode justificar o investimento inicial mais alto dos inversores. Considerando-se o custo da energia em kWh e o relativo à demanda em kVA, a economia de energia deve ser suficiente para pagar o investimento inicial num período entre 2 e 5 anos [24].

É válido ressaltar que o inversor utilizado na partida reduz os desgastes do motor; elimina picos de carga na partida (a partida suave, característica dos acionamentos estáticos, elimina virtualmente os picos de demanda durante a partida), permite uma operação mais flexível e pode apresentar uma resposta mais rápida quando desejada.

No Capítulo 7 será apresentada uma aplicação da teoria desenvolvida neste capítulo.

CAPÍTULO 7

EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

7.1.INTRODUÇÃO

Os exemplos de aplicação apresentados neste capítulo têm por objetivo demonstrar que a partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola através de inversores elimina efetivamente as desvantagens da partida direta, ou seja:

- no primeiro exemplo será verificado que, quando o motor parte através de inversor, não há necessidade de sobredimensionar o motor quando o acionamento tem partidas freqüentes;
- no segundo exemplo será verificado que a queda de tensão na rede de suprimento de energia é reduzida durante a partida do motor;
- ainda no segundo exemplo será verificado que o consumo de energia se mantém baixo, e, através de um estudo econômico, mostrar-se-á que, quando o motor tem partidas freqüentes, o investimento na instalação do inversor é plenamente justificado.

Os cálculos serão feitos a partir dos programas computacionais desenvolvidos com base na teoria apresentada neste trabalho, cujos fluxogramas encontram-se no Anexo 1.

7.2.EXEMPLO 1-SOBREDIMENSIONAMENTO DO MOTOR

Deseja-se especificar um motor de indução trifásico de rotor gaiola para acionar uma carga com os seguintes dados: $P_c = 55$ (kW); $n_c = 1780$ (r.p.m.); $J_c = 5$ (Kg.m²); $x = 2$; $SD = 30$ (ligações por hora) e $ED = 60$ (%).

Sejam dois motores, M1 e M2, cujos dados estão apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 - Dados dos Motores do Exemplo 1.

Motor	1	2
P_N (kW)	55	75
U_N (kV)	0,44	0,44
n_1 (r.p.m.)	1775	1780
n_N (r.p.m.)	1800	1800
I_N (A)	90	120
I_p (A)	504	888
η_N (%)	90	90
$\cos\phi_N$ (p.u.)	0,89	0,9
J_M (Kg.m ²)	0,9	1,06
\overline{M}_p	2,4	3,4
\overline{M}_k	2,6	3,4
CI	B	B
t_b (s)	15	8,3

Para que o motor seja adequado ao acionamento, ele deve satisfazer as condições da equação (2.15), ou seja:

$$\frac{\tau_t}{\tau_{adm}} \leq 1; \quad \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} \leq 1; \quad \frac{\tau_0}{\tau_{adm}} \leq 1 \quad e \quad \frac{\tau_p}{\tau_{adm}} \leq 1.$$

Sem a utilização de inversor para a partida, são encontrados os seguintes resultados para o motor 1:

$$\frac{\tau_t}{\tau_{adm}} = 1,22; \quad \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} = 1,22; \quad \frac{\tau_0}{\tau_{adm}} = 1,20 \quad e \quad \frac{\tau_p}{\tau_{adm}} = 1,23;$$

e para o motor 2:

$$\frac{\tau_t}{\tau_{adm}} = 0,98; \quad \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} = 0,98; \quad \frac{\tau_0}{\tau_{adm}} = 0,97 \quad e \quad \frac{\tau_p}{\tau_{adm}} = 1,01.$$

Pelos resultados, nota-se que os dois motores não são adequados ao acionamento. No caso do motor 2, pode-se perceber que a única condição que não atendeu às condições da equação (2.15) foi exatamente a elevação da temperatura do enrolamento do estator durante a partida.

Utilizando o inversor para a partida, com uma corrente igual a duas vezes a corrente nominal do motor, são encontrados os seguintes resultados para o motor 1:

$$\frac{\tau_t}{\tau_{adm}} = 0,90; \quad \frac{\tau_{fr}}{\tau_{adm}} = 0,90; \quad \frac{\tau_o}{\tau_{adm}} = 0,79 \quad e \quad \frac{\tau_p}{\tau_{adm}} = 0,82;$$

que satisfaz as condições da equação (2.15).

Pelo exemplo fica claro que, com a utilização de inversor no acionamento com partidas freqüentes, não há necessidade de sobredimensionamento do motor.

7.3.EXEMPLO 2-QUEDA DE TENSÃO E CONSUMO DE ENERGIA

Deseja-se calcular a queda de tensão e o consumo de energia no sistema mostrado na Figura 2.2, para quatro motores de indução trifásicos de rotor gaiola, onde M1 está partindo, M3 e M4 estão operando em regime permanente e M2 está parado.

Os dados do sistema estão apresentados nas Tabelas 7.2, 7.3, 7.4, 7.5 e 7.6, mostradas a seguir.

Tabela 7.2 - Dados da Rede de Suprimento de Energia.

U_R (kV)	S_{cc} (MVA)
138	2500

Tabela 7.3 - Dados dos Transformadores.

Trafo	S_{TN} (MVA)	U_{1N} (kV)	U_{2N} (kV)	Z% (%)	R% (%)
1	33	138	13,8	7,8	2
2	7,5	13,8	4	5,8	1,2
3	1	4	0,44	5,6	1,2

Tabela 7.4 - Dados dos Cabos.

Cabo	R_c (Ω)	X_c (Ω)
1	0,48480	0,98800
2	0,48480	0,98800
3	0,31400	0,29660
4	0,31400	0,29660
5	0,02081	0,00546

Tabela 7.5 - Dados dos Motores.

Motor	1	2	3	4
P_N (kW)	90	75	186,5	298,4
U_N (kV)	0,44	0,44	4	4
n_1 (r.p.m.)	1780	1780	1780	1780
n_N (r.p.m.)	1800	1800	1800	1800
I_N (A)	152,5	125	33,2	51,4
I_p (A)	1037	1062,5	181	335
η_N (%)	91	91	91	93
$\cos\phi_N$ (p.u.)	0,87	0,85	0,88	0,89
J_M (Kg.m ²)	1	1	3,62	6,05
\overline{M}_p	2,2	3	1,29	1,81
\overline{M}_k	2,3	3	2,37	2,72

Tabela 7.6 - Dados das Cargas.

Carga	1	2	3	4
P_c (kW)	90	75	186,5	298,4
n_c (rpm)	1780	1780	1780	1780
J_c (Kg.m ²)	12	10	30	50
x	0	0	0	0

Foram simulados três casos. No caso 1, o motor parte através de inversor com uma corrente de partida igual à corrente nominal. No caso 2, parte através de inversor com corrente de partida igual 1,5 vezes a corrente nominal. No caso 3, parte através de inversor com corrente de partida igual ao dobro da corrente nominal. Os resultados obtidos estão apresentados a seguir, comparados com os resultados para a partida direta que também foi simulada.

7.3.1.Caso 1

Tabela 7.7 - Queda de Tensão nos Barramentos para o Caso 1.

Barramento	Queda na Partida Direta (%)	Queda na Partida com Inversor (%)
1	1,05	0,58
2	7,16	3,52
3	21,85	6,00

Tabela 7.8 - Consumo de Energia no Sistema para o Caso 1.

Elemento do Sistema	Perdas na Partida Direta (kJ)	Perdas na Partida com Inversor (kJ)
Rede	0,40	0,15
Trafos	68,42	8,14
Cabos	738,48	89,25
Motores	2216,53	624,21
Inversor		139,34

7.3.2.Caso 2**Tabela 7.9 - Queda de Tensão nos Barramentos para o Caso 2.**

Barramento	Queda na Partida Direta (%)	Queda na Partida com Inversor (%)
1	1,05	0,62
2	7,16	3,81
3	21,85	7,52

Tabela 7.10 - Consumo de Energia no Sistema para o Caso 2.

Elemento do Sistema	Perdas na Partida Direta (kJ)	Perdas na Partida com Inversor (kJ)
Rede	0,40	0,17
Trafos	68,42	10,56
Cabos	738,48	115,57
Motores	2216,53	660,82
Inversor		142,63

7.3.3.Caso 3

Tabela 7.11 - Queda de Tensão nos Barramentos para o Caso 3.

Barramento	Queda na Partida Direta (%)	Queda na Partida com Inversor (%)
1	1,05	0,66
2	7,16	4,09
3	21,85	9,04

Tabela 7.12 - Consumo de Energia no Sistema para o Caso 3.

Elemento do Sistema	Perdas na Partida Direta (kJ)	Perdas na Partida com Inversor (kJ)
Rede	0,40	0,20
Trafos	68,42	13,58
Cabos	738,48	148,19
Motores	2216,53	712,09
Inversor		145,96

Pela análise das Tabelas 7.7, 7.9 e 7.11, fica evidente que, na partida com inversor, a queda de tensão é reduzida.

Analisando as Tabelas 7.8, 7.10 e 7.12, observa-se que, na partida com inversor, ocorre uma redução no consumo de energia.

7.4. ANÁLISE ECONÔMICA

Utilizando a teoria desenvolvida no Capítulo 6, apresenta-se a seguir uma simulação da análise econômica da utilização do inversor na partida do motor. Nesta simulação foram utilizados os resultados do caso 3 do Exemplo 2, mostrados na Tabela 7.12. Os dados para a análise econômica estão apresentados na Tabela 7.13.

Neste caso, considera-se que o motor sofre 100 ligações por hora, que trabalha 24 horas por dia, durante 365 dias. Considera-se também que os outros motores continuam nas mesmas situações do exemplo. Isto leva a uma economia anual de energia da ordem de 487.594 (kWh/ano), o que representa, pelos dados da Tabela 7.13, uma economia anual de 53.635 dólares.

Tabela 7.13 - Dados para a Análise Econômica.

Valor Estimado do Investimento Inicial (US\$)	Custo da Energia Elétrica (cents/kWh)	Período de Depreciação (anos)	Desconto da Taxa de Retorno (%)	Aumento Anual do Custo da Energia Elétrica (%)
150.000,00	11,00	15	25	2

Tabela 7.14 - Análise Econômica para o Caso 3 do Exemplo 2.

Ano	Energia Anual Salva (US\$)	Taxa de Depreciação (US\$)	Taxa Efetiva de Desconto	Fluxo de Caixa do Ano (US\$)	Fluxo de Caixa Acumulado (US\$)
0	-150.000	0	0	-150.000	-150.000
1	53.635	10.000	10.909	42.726	-107.274
2	54.708	10.000	11.177	43.531	-63.743
3	55.802	10.000	11.450	44.351	-19.392
4	56.918	10.000	11.729	45.188	25.797
5	58.056	10.000	12.014	46.042	71.839
Tempo de Retorno: 4 anos e 5 meses					

Pela análise da Tabela 7.14, observa-se que neste exemplo o investimento inicial é justificado. Considerando-se que o motor M2 está parado, e, se partir em um instante diferente do motor M1, o mesmo inversor pode ser utilizado e o tempo de retorno do investimento inicial torna-se menor.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Pelos exemplos de aplicação apresentados no Capítulo 7, fica claro que a partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola através de inversores elimina efetivamente as desvantagens da partida direta, ou seja:

- não há necessidade de sobredimensionar o motor quando o acionamento tem partidas freqüentes;
- a queda de tensão na rede de suprimento de energia é reduzida durante a partida do motor;
- o consumo de energia se mantém baixo, e, através de uma análise econômica, verifica-se que, quando o motor tem partidas freqüentes, o investimento na instalação do inversor para a partida é justificado. Em outras palavras, a economia anual de energia elétrica pode justificar os custos iniciais mais altos dos inversores. Considerando-se ainda que um mesmo inversor pode ser utilizado na partida de vários motores, desde que os mesmos não partam simultaneamente e sejam de mesmo porte, esta economia se torna ainda mais significativa e o custo do investimento inicial pode ser reduzido.

Por outro lado, se um acionamento é controlado através da variação do valor eficaz e da freqüência da tensão do estator, o motor elétrico fica submetido a solicitações diferentes daquelas que ocorrem quando o mesmo é ligado a uma rede de tensão e freqüência constantes. Isto se deve, principalmente, ao fato do motor alimentado por inversores ficar submetido a correntes e/ou tensões com formas de onda não senoidais.

Se este tipo de controle vai ser usado em um acionamento a ser instalado, é recomendável que o motor apresente características especiais descritas a seguir.

- Os motores ligados diretamente à rede de suprimento de energia devem ter um conjugado máximo elevado, para garantir uma partida segura, mesmo na ocorrência de queda de tensão sensível na rede. Para a operação com inversores isto não é necessário, pois a tensão de

alimentação é controlada de modo que tanto o conjugado quanto o escorregamento são supervisionados para que não ocorra qualquer travamento. Como o conjugado máximo pode ser menor, a reatância de dispersão do motor pode ser maior, o que provoca uma redução dos harmônicos de corrente. Vale lembrar que o conjugado máximo é inversamente proporcional à reatância de dispersão do motor [5].

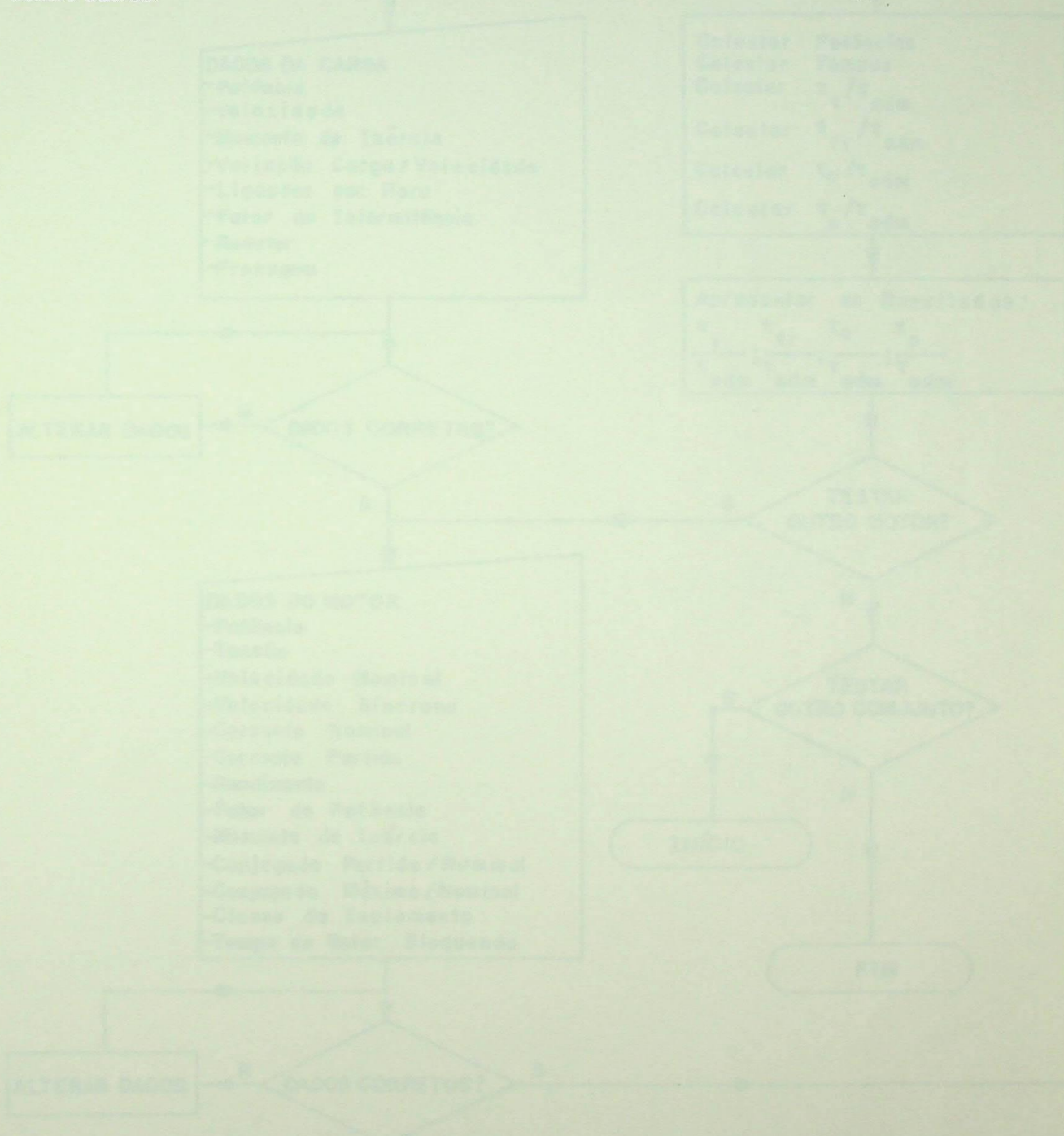
- Como no controle de frequência o escorregamento é mantido menor que aquele correspondente ao conjugado máximo, pode-se desprezar o efeito pelicular nas barras que constituem o enrolamento do rotor. Quando o motor é ligado diretamente à rede de suprimento de energia, este efeito é necessário durante a partida, uma vez que para grandes valores de escorregamento a reatância de dispersão do rotor é elevada, e o efeito pelicular contribui para a elevação do fator de potência do rotor. O efeito pelicular em motores alimentados por conversores não é desejável, pois ele provoca um grande aumento das perdas no rotor durante a partida devido aos harmônicos de corrente.
- Não é necessário um conjugado de partida elevado, pois, como a partida ocorre com frequência baixa e crescente, o motor opera na faixa de conjugado constante.
- Na faixa de baixa frequência, que leva a uma operação com baixa tensão, a resistência do enrolamento do estator exerce uma influência importante nas características operacionais do motor e, portanto, não deve ser desprezada.

A introdução do inversor no sistema resulta em perdas adicionais. Entretanto, a elevada redução de potência que será obtida resulta em menores perdas absolutas. Mesmo que o motor se torne menos eficiente, quando a carga decresce as perdas do motor diminuem, já que ele irá solicitar menos potência.

A atual crise energética, o crescente custo das tarifas de energia e a necessidade de se reduzir os custos industriais têm resultado na procura de equipamentos que tornem os processos mais eficientes e com menor custo operacional. Com isto, pode-se calcular, tendo em mãos o custo da energia elétrica e o número de horas de operação, o custo anual com gastos de energia e verificar a viabilidade econômica da utilização de inversores.

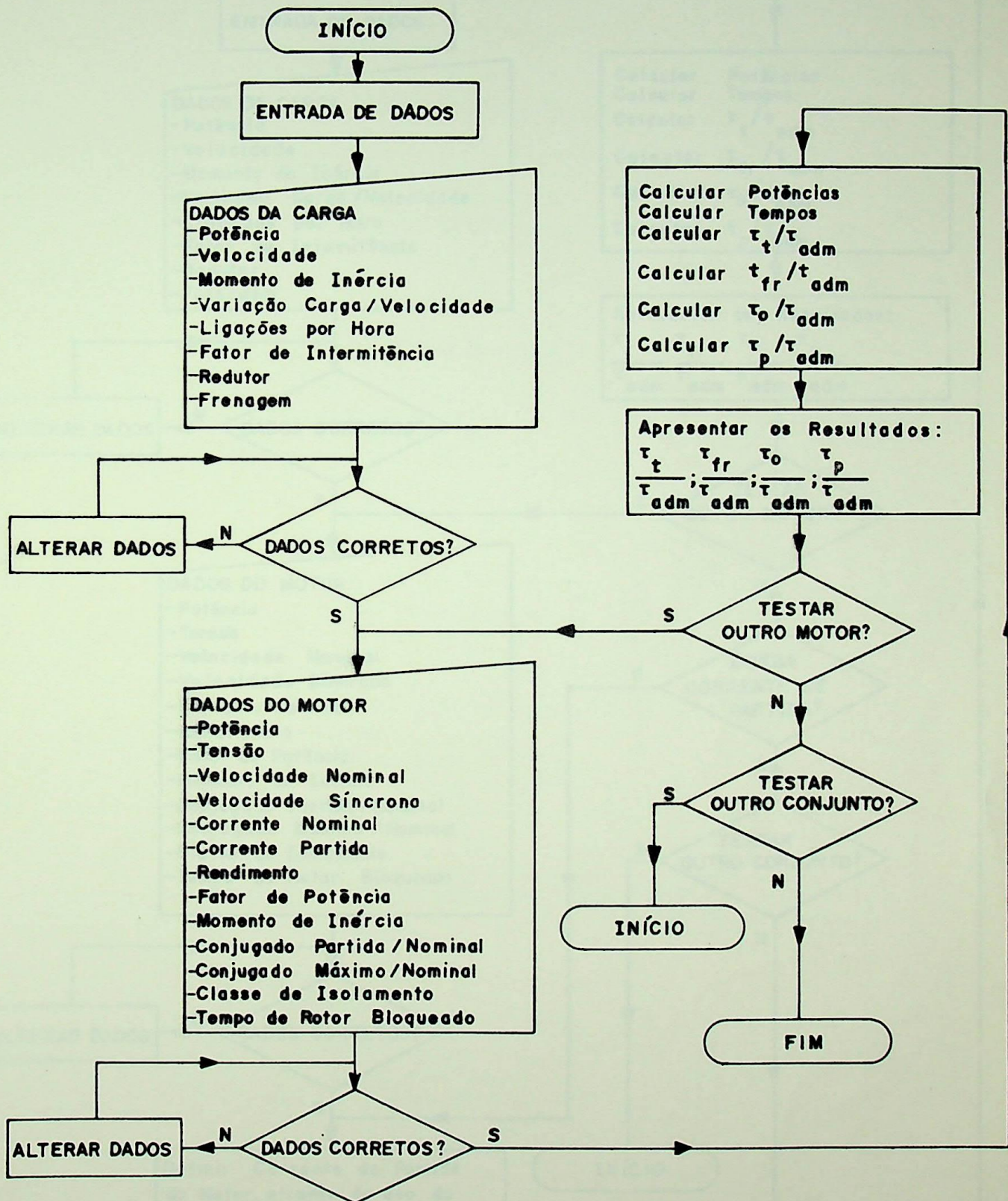
Este trabalho procurou mostrar que as perdas do motor durante o processo de partida podem ser minimizadas se o inversor for utilizado no processo. Isto leva a uma redução significativa da queda de tensão e do consumo de energia.

Sugere-se para próximos trabalhos a análise da utilização de inversores para a economia de energia em outras aplicações, como por exemplo, acionamento de bombas centrífugas, processos que incluem regeneração de energia como os utilizados nas indústrias de papel, dentre outros.

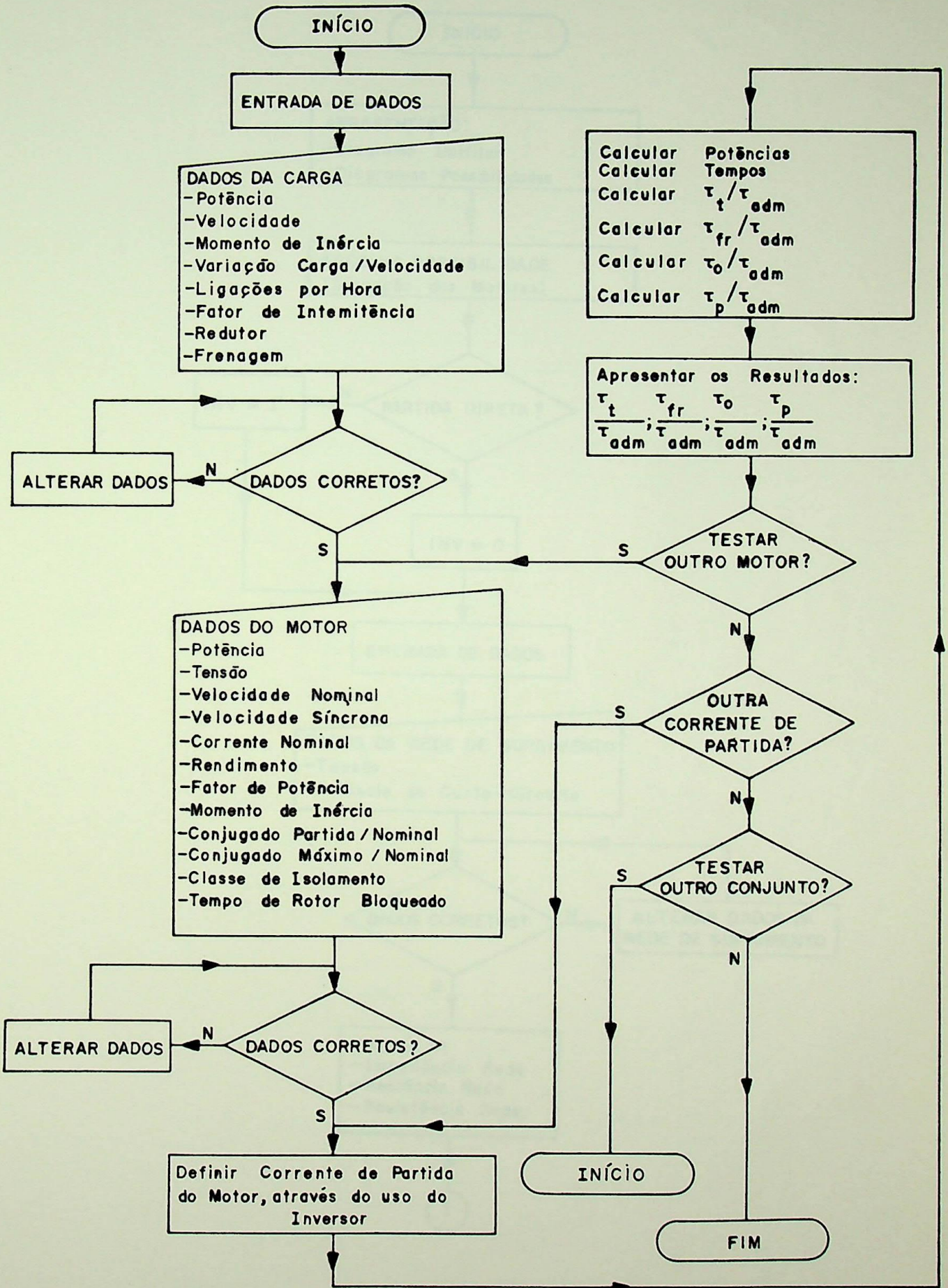


ANEXO 1
FLUXOGRAMAS

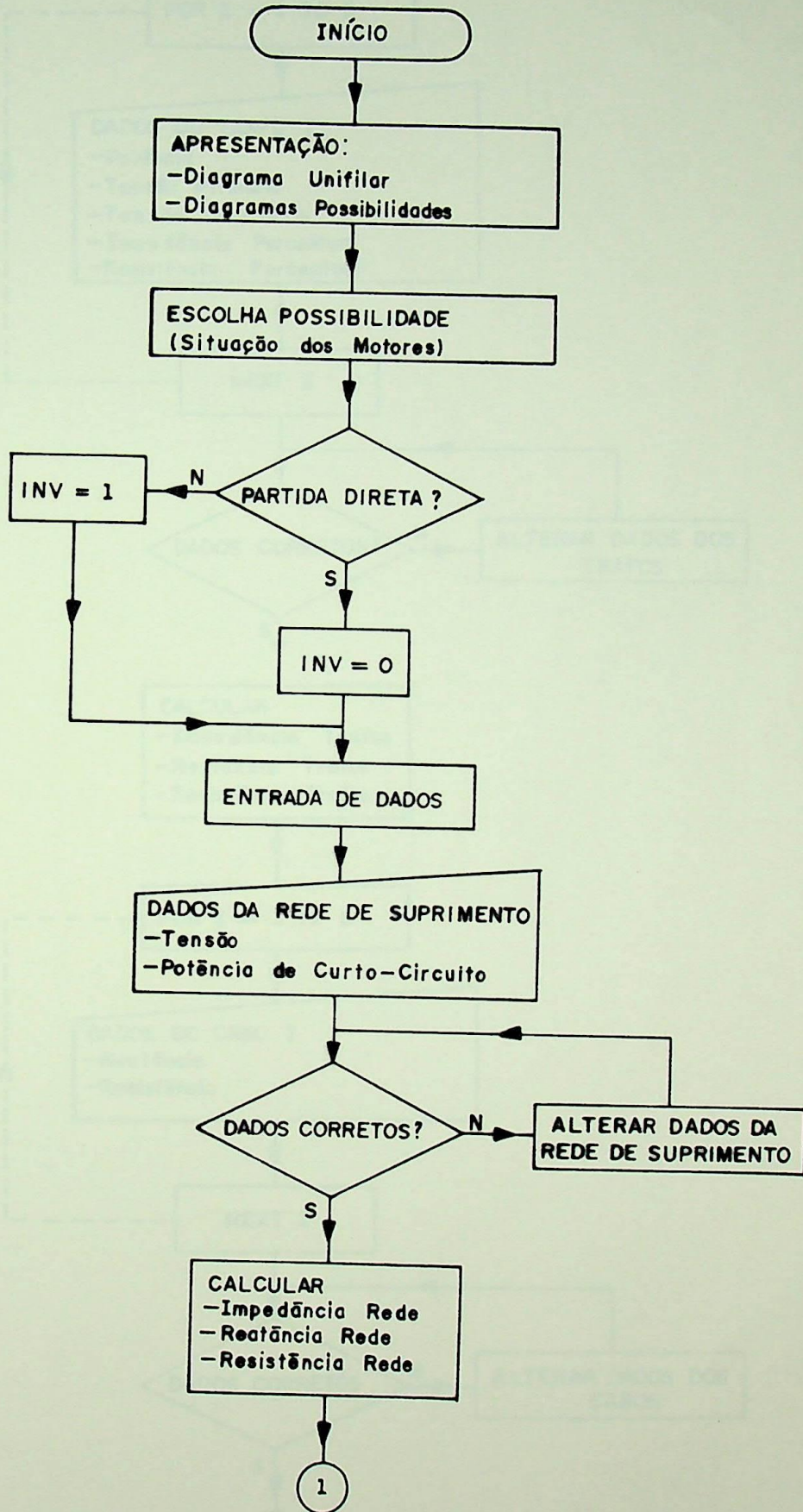
A.1.1.ESPECIFICAÇÃO DO MOTOR NA PARTIDA DIRETA

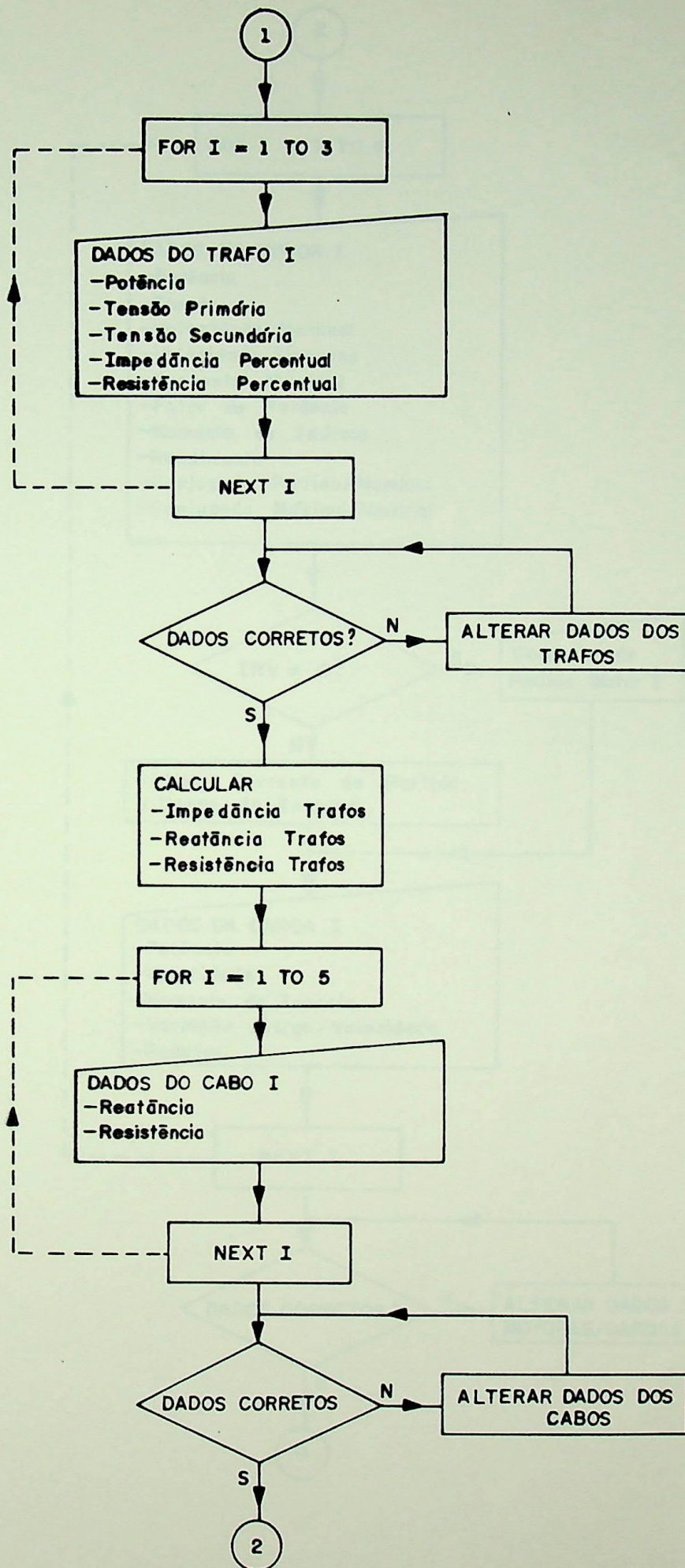


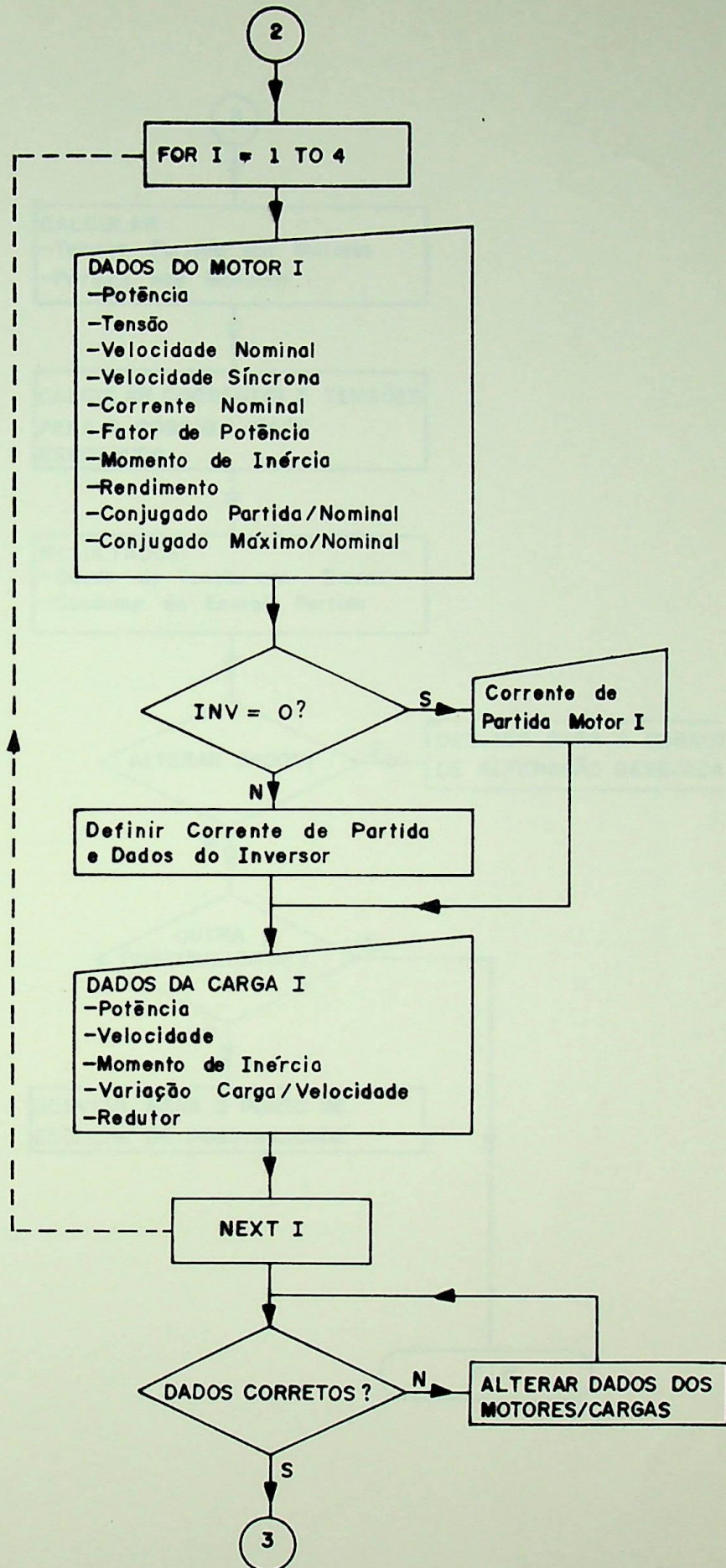
A.1.2.ESPECIFICAÇÃO DO MOTOR NA PARTIDA COM INVERSOR

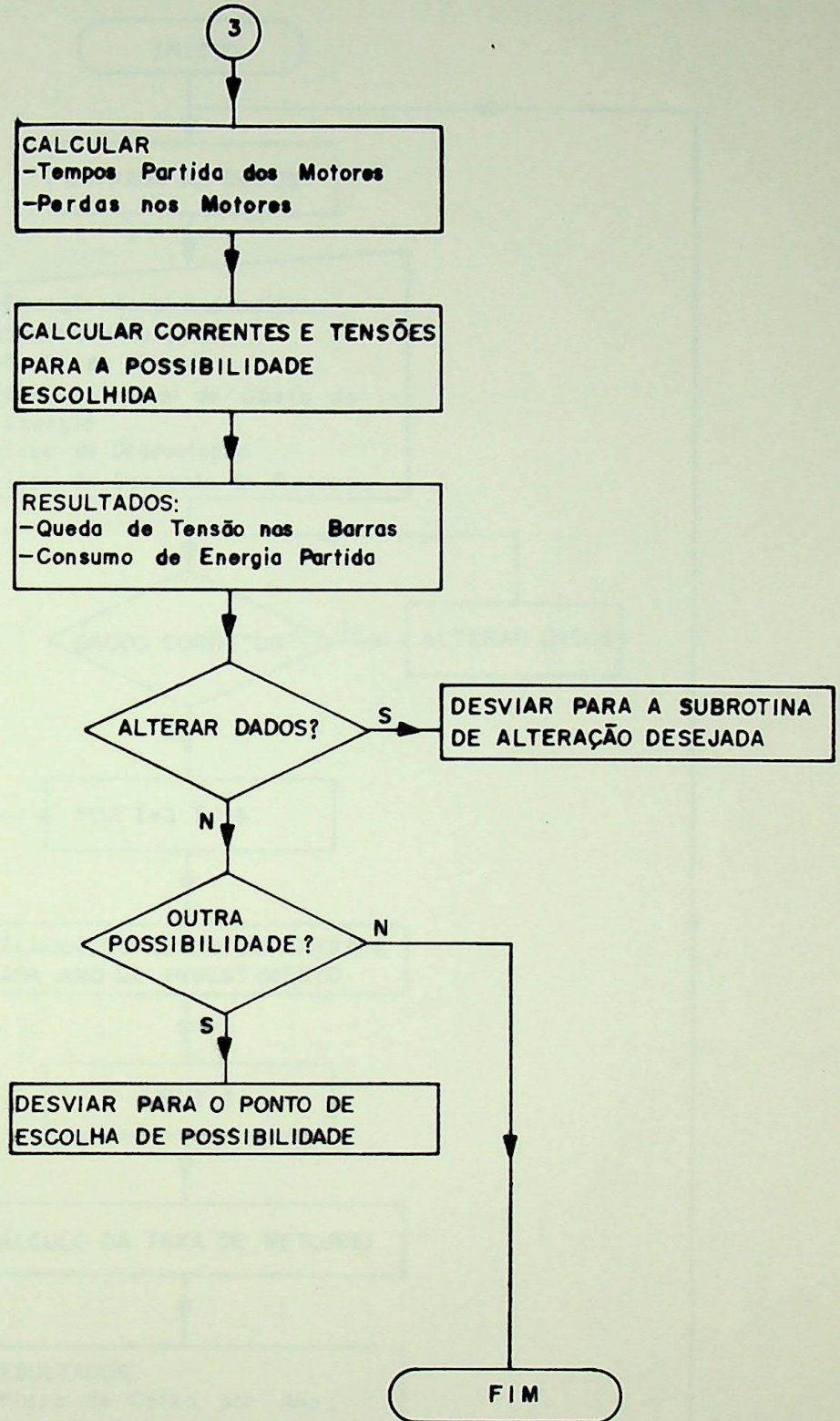


A.1.3. QUEDA DE TENSÃO E CONSUMO DE ENERGIA

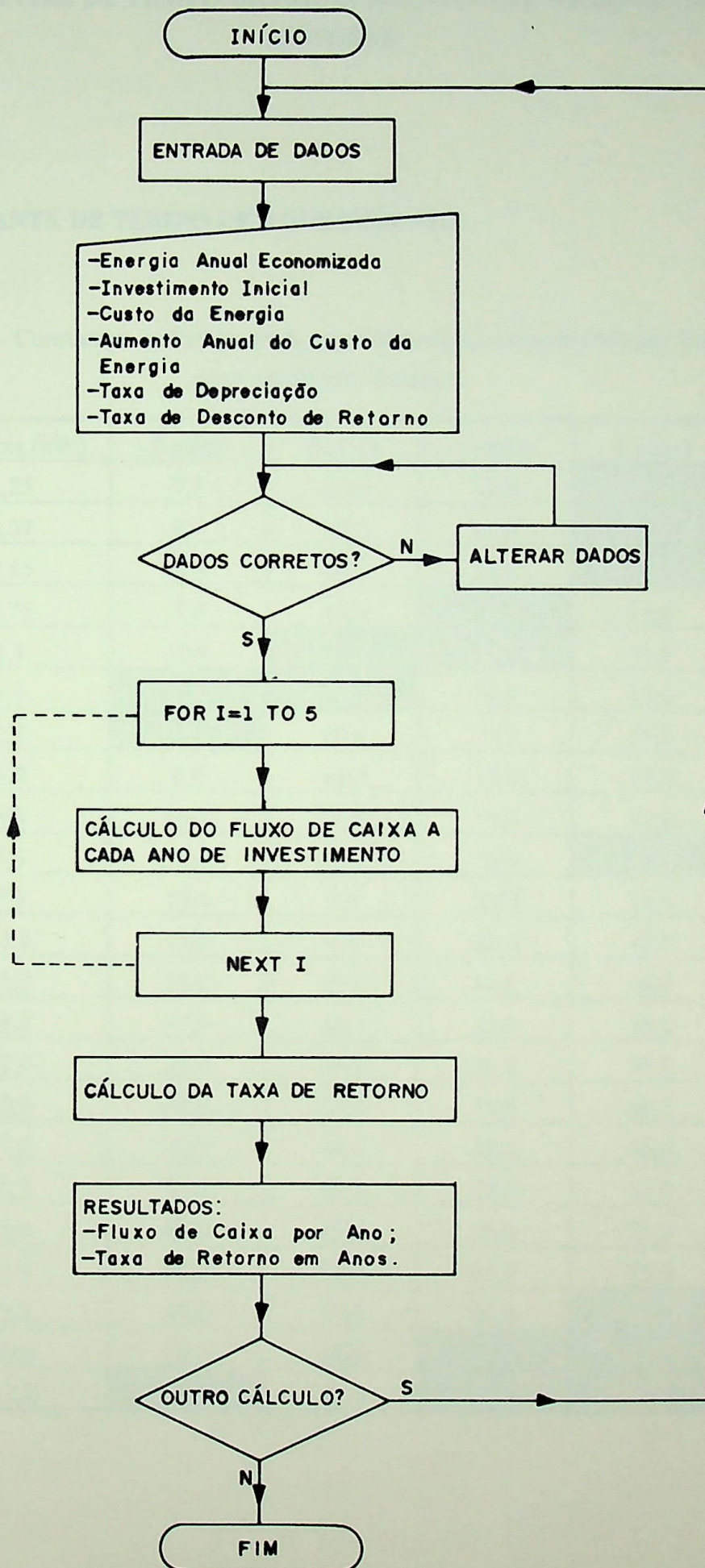








A.1.4. ANÁLISE ECONÔMICA



ANEXO 2
CONSTANTES DE TEMPO DE AQUECIMENTO E RESFRIAMENTO DE
MOTORES

A.2.1.CONSTANTE DE TEMPO DE AQUECIMENTO

Tabela A.2.1 - Constantes de Tempo de Aquecimento de Motores de Indução Trifásicos de rotor gaiola (em minutos).

Potência (kW)	2 pólos	4 pólos	6 pólos	8 pólos
0,25	7,5	10,0	12,0	
0,37	8,0	10,0	12,0	
0,55	8,0	10,0	12,0	
0,75	7,5	10,0		16,0
1,1	10,0			16,0
1,5			12,0	12,0
2,2		12,0	13,0	10,0
3,0	6,0	12,0	13,0	10,0
4,0	14,5	11,0	14,0	12,0
5,5	10,9	10,0	16,0	
7,5	10,9	7,0	20,0	14,0
11,0	15,0	8,0	20,0	45,0
15,0	15,0	8,0	40,0	50,0
18,5	15,0	30,0	45,0	55,0
22,0	25,0	30,0	45,0	55,0
30,0	30,0	35,0	50,0	60,0
37,0	30,0	40,0	50,0	65,0
45,0	35,0	40,0	55,0	65,0
55,0	40,0	45,0	55,0	75,0
75,0	40,0	50,0	60,0	75,0
90,0	40,0	50,0	60,0	
110,0	45,0	55,0		
132,0		55,0		

A Tabela A.2.1 apresenta, a título de ilustração, algumas constantes de tempo de aquecimento de motores de indução trifásicos de rotor gaiola fabricados pela Siemens [26].

A.2.2.CONSTANTE DE TEMPO DE RESFRIAMENTO

A constante de tempo de resfriamento pode ser definida da seguinte forma [26]:

- $T_R = T_A$ para motores com ventilação forçada;
- $T_R = 3T_A$ para motores autoventilados.

Motor	T_A (s)	T_R (s)	T_{th} (s)	T_{th} (s)
100-15	0,35	0,35	0,35	0,35
100-25	0,27	0,27	0,27	0,27
100-25	0,23	0,23	0,23	0,23
100-45	0,15	0,45	0,25	0,25
100-75	0,40	0,40	0,40	0,40

ANEXO 3
CONSTANTES DE RELACIONAMENTO ENTRE AS PERDAS TOTAIS E AS
PERDAS A VAZIO DE MOTORES

A Tabela A.3.1 apresenta, a título de ilustração, algumas constantes que relacionam as perdas nominais totais e as perdas nominais a vazio de motores de indução trifásicos de rotor gaiola fabricados pela Siemens [26].

Tabela A.3.1 - Constantes de Relacionamento entre as Perdas Totais e a Vazio de Motores de Indução Trifásicos de rotor gaiola.

Potência (kW)	2 pólos	4 pólos	6 pólos	8 pólos
0,06 - 1,5	0,35	0,45	0,50	0,50
2,2 - 15	0,25	0,25	0,30	0,30
18,5 - 22	0,25	0,30	0,35	0,30
30,5 - 55	0,35	0,40	0,35	0,30
75 - 160	0,40	0,40	0,35	0,30

ANEXO 4

TIPOS DE MODULAÇÃO DA ONDA PWM

Sabe-se que quando um motor é alimentado por ondas de tensão do tipo PWM (não senoidais), as correntes resultantes possuem um grande conteúdo harmônico que geralmente prejudica o funcionamento do conjunto motor/carga. O mais adequado seria, então, alimentar o motor com uma forma de onda com alta relação PM, ou seja, com um número elevado de pulsos em um ciclo, fazendo com que os harmônicos gerados sejam de alta ordem e, portanto, muito mais simples para se filtrar. Entretanto, isto não é possível em toda faixa de operação do motor devido ao tempo crítico de comutação entre as chaves. Para resolver este problema, fazem-se mudanças no tipo de modulação, de forma que o motor apresente boa resposta em toda faixa de operação [18].

Tabela A.4.1 - Tipos de Modulação da Onda PWM.

Tipos	Frequência (Hz)	Características da Modulação
1	3 - 18	senoidal (PM = 45 e m = 0,4)
2	18 - 30	senoidal (PM = 21 e m = 0,5)
3	30 - 38	senoidal (PM = 15 e m = 0,5)
4	38 - 44	senoidal (PM = 9 e m = 0,6)
5	44 - 48	trapezoidal (PM = 7 e m = 0,7)
6	48 - 52	trapezoidal (PM = 5 e m = 0,8)
7	52 - 56	trapezoidal (PM = 3 e m = 0,8)
8	56 - 60	modulação dos flancos (m = 0,9)
9	> 60	blocos completos (m = 1,2)

A Tabela A.4.1 mostra alguns tipos de modulação da onda PWM com suas respectivas faixas de trabalho. Deve-se observar que estes tipos são compatíveis com os novos equipamentos microprocessados existentes no mercado [27] [28].

Segundo [18], pode-se concluir que:

- quanto maior a relação PM, maiores serão as ordens dos harmônicos com maiores amplitudes;
- quanto maior o índice de modulação (m), maior será a relação entre a amplitude da fundamental e a amplitude das harmônicos.

Existem, além desses tipos de modulação, outros tipos de formação da onda PWM [29], que podem ser implementados em microcomputadores com algumas vantagens, e, naturalmente, desvantagens sobre os tipos de modulação aqui apresentados. Estes outros tipos de modulação PWM requerem, normalmente, uma elevada capacidade de processamento, o que pode encarecer bastante o custo de um equipamento para esta finalidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]-Relatório Anual CEMIG, Centrais Elétricas de Minas Gerais, 1993.
- [2]-SÁ, Jocélio Souza de; *Contribuição à Análise do Comportamento Térmico de Motores de Indução Trifásicos com Rotor do Tipo Gaiola*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Engenharia Elétrica, Abril de 1989.
- [3]-SÁ, Jocélio Souza de et alii; *Um Método Rápido para Análise do Comportamento Térmico do Enrolamento do Estator de Motores de Indução Trifásicos do Tipo Gaiola*. Revista EFEI Pesquisa, 1989.
- [4]-KUSKO, Alexander and Galler, Donald; *Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, Nº 4, July/August 1983.
- [5]-KOSTENKO, M. and Piotrovsky, L.; *Electrical Machines*. Vol. 2, Lopes da Silva Editora, 1979.
- [6]-COTRIM, Ademaro A. M. Bittencourt; *Instalações Elétricas*. 2ª Edição, Editora McGraw-Hill Ltda., 1982.
- [7]-DOMIJAN, Alexander and Embriz, Ernesto; *A Summary and Evaluation of Recent Developments on Harmonic Mitigation Techniques Useful to Adjustable Speed Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, Nº 1, March 1992.
- [8]-BOSE, Bimal K.; *Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review*. Proceedings of the IEEE, Vol. 70, Nº 2, February 1982.
- [9]-UEDA, Akiteru et alii; *GTO Inverter for AC Traction Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, Nº 3, May/June 1983.
- [10]-KLINGSHIRN, Eugene A. and Jordan, Howard E.; *Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, Nº 3, March 1968.

- [11]-CHALMERS, B. J. and Sarkar, B. R.; *Induction-Motor Losses due to Nonsinusoidal Supply Waveforms*. Proceedings of the IEE, Vol. 115, N° 12, December 1968.
- [12]-HONSINGER, V. B.; *Induction Motors Operating from Inverters*. IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference Record, 1980, pp. 1276 - 1285.
- [13]-ROCKOT, Joseph H.; *Losses in High-Power Bipolar Transistors*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2, N° 1, January 1987.
- [14]-EDER, Von Erich; *Stromrichter zur Drehzahlsteuerung von Drehfeldmaschinen*. Teil 1, Siemens Aktiengesellschaft, 1974.
- [15]-CONNORS, Dennis P. and Jarc, Dennis A.; *Application Considerations for AC Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.
- [16]-MATSUDA, Yasuo et alii; *Development of PWM Inverter Employing GTO*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.
- [17]-PETERSSON, Tore and Kjell, Frank; *Starting of Large Synchronous Motor Using Static Frequency Converter*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-91, N° 3, March 1972.
- [18]-MÜLLER, Egon Luiz Júnior; *Identificação da Resistência Rotórica e Estimação de Estados do Motor de Indução Alimentado por Inversor PWM, com Utilização de Filtros de Kalman*. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1991.
- [19]-MURPHY, John M. D. and Egan, Michael G.; *A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.
- [20]-CUMMINGS, Paul G.; *Estimating Effect of System Harmonics on Losses and Temperature Rise of Squirrel-Cage Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, N° 6, November/December 1986.
- [21]-PEAK, Steven C. and Oldenkamp, John L.; *A Study os System Losses in a Transistorized Inverter-Induction Motor Drive System*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 1, January/February 1985.

- [22]-RICE, David E.; *A Suggested Energy-Savings Evaluation Method for AC Adjustable-Speed Drive Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, Nº 6, November/December 1988.
- [23]-BONNETT, Austin H.; *Understanding Efficiency in Squirrel-Cage Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, Nº 4, July/August 1980.
- [24]-LANGFELDT, M. K.; *Economic Considerations of Variable Speed Drives*. ASME Energy Technology, Conference and Exhibition, February 4, 1980.
- [25]-Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica (DNAEE); *Portaria nº 85 de 25 de março de 1992*. Diário Oficial da União, Março 1992.
- [26]-Catálogo de Motores Siemens.
- [27]-Catálogo; *AC-300 Adjustable Speed Drives 1-300 Hp*. GE Drive Systems.
- [28]-Catálogo; *Simovert P*. Siemens.
- [29]-VINCENTI, D. et alii; *A PC-Based Pulse-Width Modulator for Static Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-37, Nº 1, January 1990.
- [30]-SANTANA, Rodrigo G. et alii; *Análise da Utilização de Inversores Autocomutados na Partida de Motores de Indução Trifásicos com Rotor Gaiola*. Contribuição Técnica para o XII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica (SENDI 1994), a ser realizado em Recife, de 16 a 21 de outubro de 1994.
- [31]-PLUNKETT, Allan B. et alii; *Digital Techniques in the Evaluation of High-Efficiency Induction Motors for Inverter Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, Nº 2, March/April 1985.
- [32]-JORDAN, Howard E.; *Digital Computer Analysis of Induction Machines in Dynamic Systems*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-86, Nº 6, June 1967.
- [33]-JOETTEN, Robert and Maeder, Gerhard; *Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, Nº 3, May/June 1983.

- [34]-PEAK, Steven C. and Plunkett, Allan B.; *Transistorized PWM Inverter-Induction Motor Drive System*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.
- [35]-RICE, David E.; *Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics - Their Effect on Power Systems Components*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, N° 1, January/February 1986.
- [36]-PAICE, Derek A.; *Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, N° 2, February 1968.
- [37]-FINZI, Leo A. and Paice, Derek A.; *Analysis of the Solid Iron Rotor Induction Motor for Solid-State Speed Controls*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, N° 2, February 1968.
- [38]-COLLERAN, Patrick J. and Rogers, William E.; *Controlled Starting of AC Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 6, November/December 1983.
- [39]-TOMS, John W.; *Applying Solid-State Energy-Saver Starters*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 6, November/December 1983.
- [40]-LIPO, Thomas A.; *Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, N° 2, April 1988.
- [41]-SCHIEMAN, Robert G. et alii; *Solid-State Control of Electric Drives*. Proceedings of the IEEE, Vol. 62, N° 12, December 1974.
- [42]-BROD, David M. and Novotny, Donald W.; *Current Control of VSI-PWM Inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 4, May/June 1985.
- [43]-SCHAUDER, Colin D. et alii; *High Performance Torque-Controlled Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.
- [44]-ZIOGAS, Phoivos D.; *Synthesis of Optimum Gain Functions for Static Power Converters*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.

- [45]-FAMOURI, Parviz and Cathey, Jimmie J.; *Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, N° 1, January/February 1991.
- [46]-DE BUCK, Fernand G. et alii; *A Simple but Reliable Loss Model for Inverter-Supplied Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 20, N° 1, January/February 1984.
- [47]-TAKAHASHI, Isao and Mochikawa, Hiroshi; *A New Control of PWM Inverter Waverform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 4, May/June 1985.
- [48]-VENKATESAN, K. and Lindsay, James F.; *Comparative Study of the Losses in Voltage and Current Source Inverter Fed Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, N° 3, May/June 1982.
- [49]-BAUSCH, H. et alii; *Experimental Investigation of Losses in a PWM-Inverter Induction Machine Drive System*. IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference Record, 1989, pp. 195 - 201.
- [50]-ANDRESEN, Egon Ch.; *PWM Control Strategies for Induction Machines with Transistor Inverter Supply and the Effect on Winding and Iron Losses*. IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference Record, 1986, pp. 174 - 179.
- [51]-BOGLIETTI, A. et alii; *Loss Items Evaluation in Induction Motors Fed by Six-Step VSI*. IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference Record, 1990, pp. 208 - 214.
- [52]-BAKRY, M. El and Wahsh, S.; *New Limits for Iron Losses Calculations in Induction Machine Drives*. Proceedings of International Conference of Electrical Machines, 1990, 251-256.
- [53]-BRADLEY, D. A. et alii; *Adjustable-Frequency Invertors and their Application to Variable-Speed Drives*. Proceedings of the IEE, Vol. 111, N° 11, November 1964.
- [54]-CALKIN, E. T. and Hamilton, B. H.; *A Conceptually New Approach for Regulated DC to DC Converters Employing Transistor Switches and Pulsewidth Control*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-12, N° 4, July/August 1976.

- [55]-LINDSAY, J. F. and Barton, Thomas H.; *A Modern Approach to Induction Machine Parameter Identification*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-91, N° 4, July/August 1972.
- [56]-BÖHM, Klaus and Wesselak, Franz; *Variable-Speed AC Drives with Static Frequency Converter Feed*. Siemens Review, Vol. XXXIX, N° 3, 1972.
- [57]-KÄPPNER, Armin; *The Planning and Design of Large Three-phase Motors for Compressors and the Effects of Starting and Running on the Power System*. Siemens Review, Vol. XXXIV, N° 6, 1967.
- [58]-HABÖCK, Adolf and Hofmann, Hermann; *Static Frequency Converter for Starting Gas-Turbine and Pumped-Storage Sets*. Siemens Review, Vol. XLI, N° 12, 1974.
- [59]-RABELO, Lane Maria; *Análise do Comportamento de Motores de Indução Trifásicos de Rotor Gaiola Ligados a Barramentos onde Ocorrem Partidas Seqüenciais ou Simultâneas*. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1989.
- [60]-AYOUB, Hassan Youssef; *Metodologia para Análise e Especificação de Acionamentos com Motores de Indução Trifásicos Controlados com Conversores de Corrente Imposta*. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Setembro 1991.
- [61]-ASSUNÇÃO, José Tarcísio; *Análise e Especificação de Motores de Indução Trifásicos com Rotor Tipo Gaiola Controlados através do Valor Eficaz e Frequência da Tensão do Estator*. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Junho 1990.
- [62]-LANDER, Cyril W.; *Eletrônica Industrial: Teoria e Aplicações*. Editora McGraw-Hill Ltda., 1988.
- [63]-FITZGERALD, A. E. et alii; *Máquinas Elétricas*. 3ª Edição, Editora McGraw-Hill Ltda., 1975.
- [64]-KOSOW, Irving L.; *Máquinas Elétricas e Transformadores*. 5ª Edição, Editora Globo, 1985.

- [65]-LOBOSCO, Orlando Silvio e Dias, José Luiz Pereira da Costa; *Seleção e Aplicação de Motores Elétricos*. 1ª Edição, Vol. 1, Editora McGraw-Hill Ltda., 1988.
- [66]-BEDFORD, B. D. and Hoft, R. C.; *Principles of Inverter Circuits*. John Wiley & Sons, New York, 1964.

DATA	27 06 / 19 94
PROC.	
PED.	PPG.
LIV.	
Cz\$	JONCH

621.314.5:621.313.333 (043.2)

EFEI / Biblioteca Mauá

S232a T. 755

SANTANA, R. G.

Análise da utilização de inversores autocomutados na partida de motores de indução trifásicos de rotor gaiola.

Data da	N.º Registro	Data Devolvida
74	Nelson C. Jesus Pa	

EFEI

BIBLIOTECA MAUÁ

Esta publicação deverá ser devolvida dentro do prazo estipulado.

O leitor é responsável pela publicação em seu poder.

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ
8200755



NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA