

# ***ACIONAMENTO, COMANDO E CONTROLE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS***

Richard M. Stephan

**Com contribuições de:**

Adriano A. Carvalho; José Luiz da Silva Neto;  
Luís Guilherme B. Rolim; Pedro Decourt; Vitor Romano.

2008

## PREFÁCIO

---

Este livro resume a experiência na área de Acionamento de Máquinas Elétricas adquirida nos cursos de graduação (Escola Politécnica) e pós-graduação (COPPE) em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ).

Trata-se de um trabalho escrito para motivar o aprofundamento do assunto e o estabelecimento de uma base de conhecimento que permita o entendimento das questões fundamentais no acionamento, comando e controle das máquinas elétricas. O texto serve também para o concatenamento de idéias por parte daqueles que já estudaram os assuntos abordados isoladamente e tem sido empregado com sucesso como material didático para alunos do quinto ano do curso de Engenharia Elétrica da UFRJ.

Direta ou indiretamente, os seguintes colegas, listados em ordem alfabética, contribuíram na sua concretização: Alquindar Pedroso, Antônio Carlos Ferreira, Antônio Carlos Siqueira de Lima, Antônio Guilherme Garcia Lima, Edson Watanabe, Heloi José F. Moreira, Rolf Hanitsch, Walter Sumitsu.

Alguns ex-doutorandos e mestrands deixaram também sua contribuição e lembrança: Alberto Soto Lock, André Irani Costa, Andrés Ortiz Salazar, Carlos Vinicius Augusto, Jorge Bello, George Alves Soares, Gustavo Alesso, Guilherme Oscar Garcia, João Luíz Macacchero, José Andrés Santisteban, Luís Oscar Araújo Porto Henriques, Márcio Américo, Marco Antônio Cruz Moreira, Paulo José da Costa Branco, Wilbert Loaiza Cuba.

Tiveram também participação os técnicos Alex Jean de Castro Mello, Ocione José Machado e Sérgio Ferreira.

Os estudantes Douglas Mota, Fábio de Almeida Rocha, Mário Nosoline, Pedro Rocha, Rafael Ramos Gomes, Renata Moreira da Silva e Roberto J.N. Queiroz auxiliaram na solução dos exercícios apresentados.

A WEG Automação permitiu que o conteúdo do livro fosse enriquecido com exemplos de equipamentos produzidos no Brasil, esta colaboração contou principalmente com a participação dos engenheiros Norton Petry e Maurício Pereira Costa.

O MCT, através do programa CATI, o CNPq, a CAPES e a FAPERJ contribuíram financeiramente na aquisição de material bibliográfico e bolsas de incentivo à pesquisa.

A Sra. Patrícia Coimbra editou grande parte dos manuscritos originais.

A todos, meu sincero agradecimento.



Richard M. Stephan

## DEDICATÓRIA

---

*Para Marília, minha esposa.*



## **Seção 1** **Introdução**

|                       |     |
|-----------------------|-----|
| 1.1 Motivação .....   | 1-1 |
| 1.2 Objetivo .....    | 1-3 |
| 1.3 Organização ..... | 1-3 |

## **Seção 2** **Dinâmica dos Sistemas Mecânicos**

|                                              |     |
|----------------------------------------------|-----|
| 2.1 Introdução .....                         | 2-1 |
| 2.2 Transmissões Mecânicas.....              | 2-1 |
| 2.3 Dinâmica das Transmissões Mecânicas..... | 2-4 |

## **Seção 3** **Seleção de Motores Elétricos**

|                                           |      |
|-------------------------------------------|------|
| 3.1 Introdução .....                      | 3-1  |
| 3.2 A Família dos Motores Elétricos ..... | 3-1  |
| 3.2.1 Motor CC.....                       | 3-1  |
| 3.2.2 Motor de Indução (MI) .....         | 3-4  |
| 3.2.3 Motor Síncrono (MS) .....           | 3-7  |
| 3.3 Estabilidade Estática .....           | 3-9  |
| 3.4 Tempo de Aceleração .....             | 3-9  |
| 3.5 Dimensão Estimada de um Motor .....   | 3-11 |
| 3.6 Exemplo Ilustrativo.....              | 3-11 |

## **Seção 4** **Características Construtivas, de Serviço e de Ambiente de** **Operação de Motores Elétricos**

|                                        |      |
|----------------------------------------|------|
| 4.1.Introdução .....                   | 4-1  |
| 4.2.Características Construtivas ..... | 4-1  |
| 4.3.Características de Serviço.....    | 4-3  |
| 4.4.Características de Ambiente .....  | 4-6  |
| 4.5 Conclusão .....                    | 4-11 |

## **Seção 5** **Acionamento Eletrônico de Motores Elétricos**

|                                                                                      |      |
|--------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 5.1 Introdução .....                                                                 | 5-1  |
| 5.2 Evolução dos Dispositivos Semicondutores de Potência .....                       | 5-1  |
| 5.3 Evolução da Micro-Eletrônica .....                                               | 5-3  |
| 5.4 Novos Materiais Magnéticos .....                                                 | 5-4  |
| 5.5 Noções Fundamentais sobre Modulação por Largura de Pulsos - PWM .....            | 5-5  |
| 5.6 Topologias de Conversores Eletrônicos para Acionamento de Motores Elétricos..... | 5-12 |

**Seção 6**  
**Métodos de Partida dos Motores Elétricos**

|                                         |     |
|-----------------------------------------|-----|
| 6.1 Introdução .....                    | 6-1 |
| 6.2 Partida de Motores CC .....         | 6-1 |
| 6.3 Partida de Motores de Indução ..... | 6-1 |
| 6.4 Partida do Motor Síncrono.....      | 6-5 |
| 6.5 Frenagem .....                      | 6-6 |

**Seção 7**  
**Diagramas de Comando de Motores Elétricos**

|                             |     |
|-----------------------------|-----|
| 7.1 Introdução .....        | 7-1 |
| 7.2 Contator.....           | 7-1 |
| 7.3 Botões .....            | 7-2 |
| 7.4 Circuitos Lógicos ..... | 7-6 |

**Seção 8**  
**Controladores Digitais**

|                                                 |      |
|-------------------------------------------------|------|
| 8.1 Introdução .....                            | 8-1  |
| 8.2 Plataformas Digitais .....                  | 8-2  |
| 8.3 Microcontroladores.....                     | 8-3  |
| 8.4 Processadores Digitais de Sinais (DSP)..... | 8-7  |
| 8.5 Circuitos ASIC .....                        | 8-7  |
| 8.6 Controladores Lógicos Programáveis.....     | 8-8  |
| 8.7 Redes Industriais.....                      | 8-10 |

**Seção 9**  
**Fundamentos de Controle Clássico**

|                                                 |      |
|-------------------------------------------------|------|
| 9.1 Introdução .....                            | 9-1  |
| 9.2 Lugar das Raízes.....                       | 9-3  |
| 9.2.1 Conceituação .....                        | 9-3  |
| 9.2.2 Posição de Pólos e Resposta no Tempo..... | 9-5  |
| 9.2.3 Procedimentos para projeto.....           | 9-7  |
| 9.3 Resposta em Frequência.....                 | 9-7  |
| 9.3.1 Conceituação .....                        | 9-7  |
| 9.3.2 Estabilidade .....                        | 9-8  |
| 9.3.3 Procedimentos para projeto.....           | 9-10 |
| 9.4 Sistemas Eletromecânicos.....               | 9-12 |
| 9.5 Saturação após Integradores .....           | 9-13 |
| 9.6 Amostradores após Derivadores .....         | 9-14 |
| 9.7 Conclusão .....                             | 9-14 |
| Anexo 1 .....                                   | 9-15 |
| Anexo 2.....                                    | 9-17 |

## **Seção 10**

### **Controle de Motores Elétricos**

|                                            |       |
|--------------------------------------------|-------|
| 10.1 Introdução .....                      | 10-1  |
| 10.2 Motor CC .....                        | 10-1  |
| 10.3 Motor de Indução Gaiola .....         | 10-4  |
| 10.4 Motor Síncrono .....                  | 10-12 |
| 10.5 Sensores de Posição e Velocidade..... | 10-17 |

## **Seção 11**

### **Efeitos Adversos dos Acionamentos Eletrônicos**

|                                                                             |       |
|-----------------------------------------------------------------------------|-------|
| 11.1 Introdução .....                                                       | 11-1  |
| 11.2 Influência dos Acionamentos Eletrônicos nas Máquinas Elétricas .....   | 11-1  |
| 11.3 Influência dos Acionamentos Eletrônicos nos Sistemas de Potência ..... | 11-5  |
| 11.3.1 Conceituação .....                                                   | 11-5  |
| 11.3.2 Correção do Fator de Potência .....                                  | 11-7  |
| 11.3.3 Distorções nas Formas de Onda .....                                  | 11-9  |
| 11.4 Perspectivas Futuras .....                                             | 11-11 |

## **Seção 12**

### **Motores Elétricos Dependentes de Conversores Eletrônicos**

|                                                   |      |
|---------------------------------------------------|------|
| 12.1 Introdução .....                             | 12-1 |
| 12.2 Motor de Passo e SR Drive.....               | 12-2 |
| 12.2.1 Equação do Torque de Relutância.....       | 12-2 |
| 12.2.2 Curvas Torque x Velocidade.....            | 12-4 |
| 12.2.3 Controle .....                             | 12-5 |
| 12.3 Máquina de Indução de Dupla Alimentação..... | 12-5 |

## **Seção 13**

### **Exercícios Resolvidos**

|                            |      |
|----------------------------|------|
| Exercícios Resolvidos..... | 13-1 |
|----------------------------|------|

## **Seção 14**

### **Referências Bibliográficas**

|                                      |      |
|--------------------------------------|------|
| 14.1 Trabalhos Referenciados.....    | 14-1 |
| 14.2 Livros para Aprofundamento..... | 14-3 |



# INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

Recentemente, ao chegar do supermercado, um estudante de engenharia teve a desagradável surpresa de constatar que os elevadores do seu prédio encontravam-se parados por falta de energia elétrica. Como saída, só restou levar as compras pela escada, como ilustrado pela Figura 1.1. Ele se surpreendeu com os seguintes cálculos:

Dados

Massa das compras transportadas = 10 kg.

Diferença de altura entre o piso da garagem e o piso do seu apartamento no terceiro andar = 10m.

Tempo gasto no deslocamento = 50 s, aproximadamente 1 s para cada degrau de escada.

Massa própria = 90 kg.

Aceleração da gravidade = 10 m/s<sup>2</sup>.

Cálculos

Trabalho para levar as compras : 10 kg x 10 m/s<sup>2</sup> x 10m = 1000 J = 1 kJ = 1 kW<sub>s</sub>

Trabalho para levar as compras e o próprio peso: (10 + 90)kg x 10 m/s<sup>2</sup> x 10m = 10 kJ = 10 kW<sub>s</sub>.

Potência útil neste deslocamento 1kJ/50s = 20 W.

Potência necessária para o deslocamento: 10kJ/50s = 200 W.

Rendimento  $\eta$  = 1/10 = 10%.

Motores elétricos, com rendimento superior a 90%, são empregados diariamente, muitas vezes sem se dar conta da sua grande utilidade.

O pequeno exercício acima ajuda a entender alguns fatos históricos:

- 1) O aperfeiçoamento das máquinas a vapor pelo cientista inglês Watt, no final do século XVIII, permitiu ao homem a libertação do trabalho braçal. O rendimento destas máquinas, da ordem de 30%, já era bastante superior ao rendimento humano, o que justifica o seu grande sucesso.
- 2) Os motores elétricos, que começaram a ser empregados no final do século XIX, representaram um grande avanço em relação à tecnologia disponível na época. Isto justifica a disseminação do uso de motores elétricos nos diversos campos de atividade humana.
- 3) Os avanços nas áreas de materiais elétricos, magnéticos e semicondutores, predominantemente no final do século XX, colocam os motores elétricos em uma posição de destaque nas aplicações industriais, comerciais e residenciais.
- 4) Quando os resultados acima são comparados com o consumo mensal de energia de muitas residências, superior a 100kWh = 3,6 x 10<sup>5</sup> kW<sub>s</sub>, constata-se quão insignificante é a capacidade do homem sem a sua inteligência e talvez, também, o quanto o homem do século XXI desperdiça energia.

Além disto, deve-se destacar que, quando há disponibilidade de energia elétrica, os motores elétricos representam normalmente a melhor opção para a execução de movimentos mecânicos cobrindo uma ampla faixa de potências de mW até MW. Algumas exceções, como os motores de brocas de dentistas, empregam pressão de ar ou de fluídos, por questões de tamanho e segurança. No entanto, quando se considera o volume

ocupado pelos compressores, necessários no acionamento destes últimos motores, verifica-se que o espaço necessário para um acionamento puramente elétrico é sempre menor que as demais opções. Por outro lado, os automóveis e outros veículos de transporte, que se valem de motores à combustão, só não foram ainda substituídos por acionamentos integralmente elétricos pelo fato da energia elétrica, nestas aplicações móveis, ainda depender de pesadas e caras baterias.

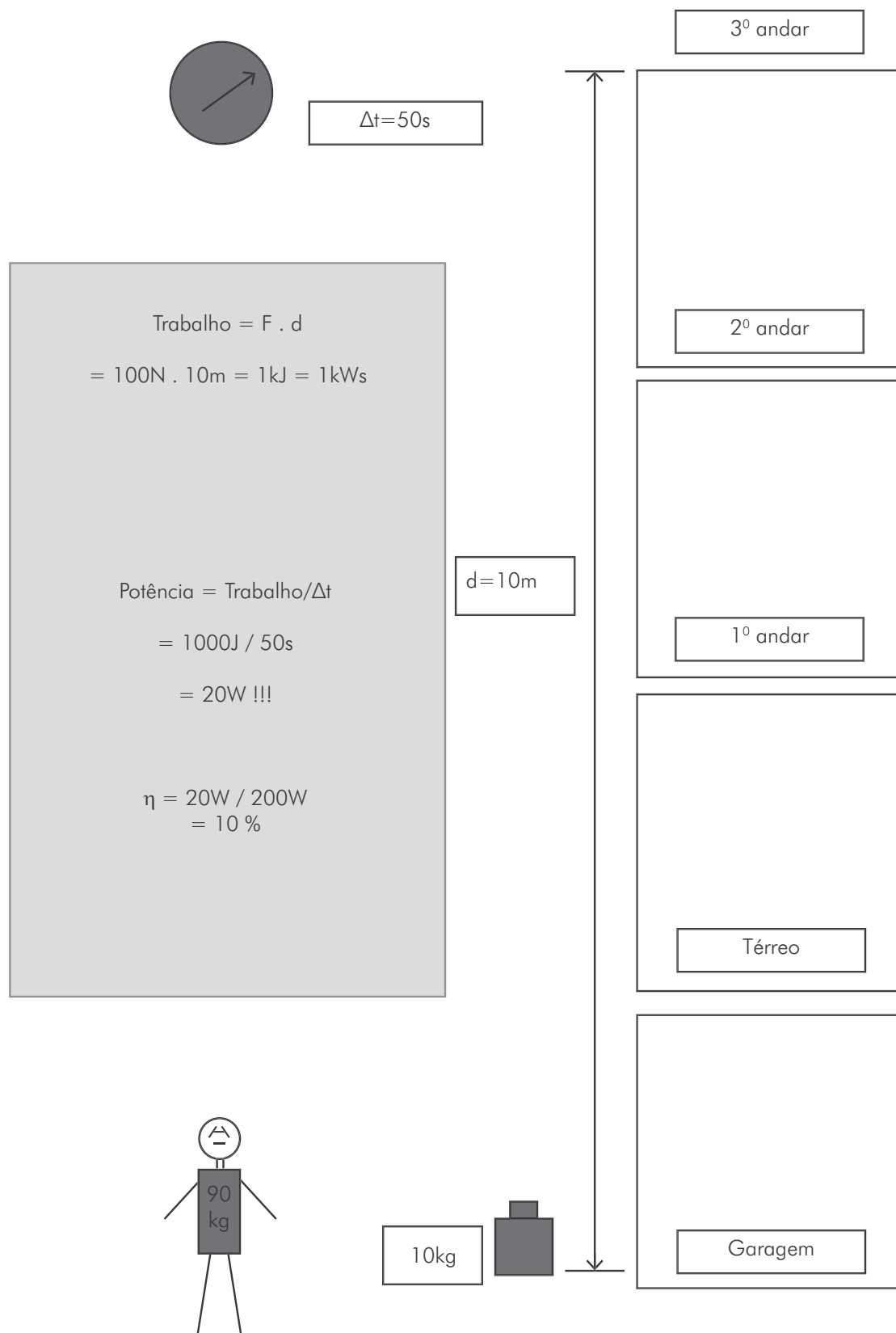


Figura 1.1 - A máquina homem

## 1.2 Objetivo

O campo de estudos das máquinas elétricas é bastante abrangente. De uma forma geral, pode-se organizar o domínio sobre este assunto em três grupos principais:

### Projeto da Máquina Elétrica

– O conhecimento de materiais elétricos, isolantes ou condutores, de materiais magnéticos, suas propriedades elétricas e térmicas, bem como o conhecimento das leis que regem os circuitos elétricos e magnéticos, em suma, da teoria eletromagnética, condensada nas equações de Maxwell, além do conhecimento de ferramentas de projeto, onde atualmente se destacam os métodos numéricos de simulação por elementos finitos, são fundamentais para o projeto otimizado de motores elétricos. Ainda relacionado ao projeto das máquinas elétricas, pertence todo o estudo da dinâmica dos rotores, dos eixos e dos mancais de sustentação, da ventilação e da emissão de ruído acústico, assuntos abordados pela engenharia mecânica.

### Análise da Máquina Elétrica

– De posse da máquina elétrica e dos seus parâmetros mecânicos e elétricos, o estabelecimento de um modelo matemático que represente adequadamente a máquina e que permita a determinação de características estáticas e dinâmicas também constitui uma grande área de estudos. Em particular, os estudos de estabilidade de sistemas de potência e da dinâmica de máquinas ferramenta e robôs dependem muito deste conhecimento.

### Acionamento, Comando e Controle da Máquina Elétrica

– Estes estudos coroam o conhecimento das máquinas elétricas e dependem integralmente das duas etapas anteriores. Na verdade, para bem controlar qualquer sistema, necessitam-se seus parâmetros e, pelo menos, algum conhecimento do seu comportamento.

Este livro situa-se nesta última área de conhecimento. Ele objetiva apresentar as soluções técnicas disponíveis para a escolha dos motores elétricos, seus circuitos de acionamento, comando e controle em sistemas eletromecânicos. Pretende-se, com este texto introdutório, apresentar o tema de acionamento, comando e controle de máquinas elétricas como uma totalidade organizada e de forma concisa.

A teoria encontra-se intencionalmente apresentada de forma resumida, deixando-se parte do conhecimento como desafios lançados em uma série de exercícios resolvidos.

## 1.3 Organização

O livro está estruturado em 12 capítulos, além deste capítulo introdutório.

No capítulo 2, apresentam-se as principais características dos sistemas mecânicos, tendo em vista que apenas após o conhecimento das propriedades mecânicas das cargas acionadas pode-se pensar na máquina elétrica adequada para determinada tarefa.

A partir daí, no capítulo 3, as características marcantes dos motores elétricos mais empregados industrialmente são agrupadas para recordação do leitor. Este capítulo termina com um exemplo ilustrativo para despertar o interesse e justificar a importância dos capítulos que se seguem.

Na sequência, o capítulo 4 destaca a necessidade de se conhecer o tipo de solicitação ao qual o motor elétrico estará submetido e o ambiente onde ele irá operar.

No capítulo 5, apresentam-se os conversores eletrônicos que cada vez mais são empregados na alimentação de motores.

A partir destes conhecimentos, o texto evolui para realçar as particularidades de partida e frenagem dos motores, tratadas no capítulo 6, o problema do comando eletromecânico, apresentado no capítulo 7, e o seu acompanhante comando digital, apresentado no capítulo 8.

Esta cadeia de informações completa-se com os capítulos 9 e 10, que tratam do problema de controle.

Em toda solução técnica, as inovações e vantagens vêm acompanhadas de efeitos adversos, que precisam ser conhecidos, justificando-se com isto a necessidade do capítulo 11.

No capítulo 12, são apresentados brevemente alguns motores de uso menos freqüente mas que deverão ganhar mais espaço na medida em que os conversores eletrônicos de potência tornam-se mais corriqueiros.

No capítulo 13, são propostos vários exercícios com solução, preparados para complementar o aprendizado da matéria.

Os trabalhos referenciados limitaram-se aos estritamente necessários para a compreensão do texto. Finalmente, são sugeridos livros para auxiliar os leitores no aprofundamento da matéria ainda de forma tutelar. A partir daí, o estudo precisa enveredar por artigos técnicos de revistas e congressos especializados.

DINÂMICA DOS SISTEMAS MECÂNICOS<sup>(1)</sup>

## 2.1 Introdução

O desempenho do conjunto máquina elétrica e carga movida é influenciado por vários fatores que podem ocasionar erros de posição e instabilidade no controle. Os principais deles encontram-se listados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Problemas mecânicos

| Problema                  | Explicação                                                                                                                                                                    |
|---------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Backlash                  | Folga existente entre dentes de engrenagens ou partes móveis de uma transmissão, dimensionada para permitir a lubrificação e ajuste de imperfeições na fabricação e montagem. |
| Rigidez da Transmissão    | Relacionada com a deformação que ocorre ao se aplicar uma força/momento no elemento que transmite potência, quanto maior a rigidez, menor será a deformação resultante.       |
| Vibração                  | Pode ocorrer devido a desbalanceamento no conjunto ou montagem mal realizada.                                                                                                 |
| Frequência de Ressonância | Frequência onde se verificam valores máximos de amplitude de vibração no conjunto, a frequência de giro do motor deve ser sempre menor que este valor.                        |

O projeto completo de um equipamento acionado envolve diversas áreas de conhecimento e, neste contexto, o equipamento pode ser caracterizado como um sistema mecatrônico.

Diversos critérios de otimização podem ser empregados para nortear o projeto de um equipamento. Apenas para citar alguns critérios, tem-se: o menor consumo de potência mecânica, o menor tempo gasto para a realização da tarefa, o movimento mais suave, a melhor relação entre carga movida e rigidez da transmissão, etc.

Portanto, convém ao projetista que sejam bem definidas as aplicações do equipamento, bem como os seus parâmetros de operação para que se obtenha o melhor desempenho possível do conjunto máquina elétrica e carga movida. A seguir, serão estudadas as transmissões mecânicas, que constituem o elemento básico na conexão carga-máquina elétrica.

## 2.2 Transmissões Mecânicas

A função principal de uma transmissão mecânica é alterar os parâmetros operacionais do motor (torque, posição, velocidade, aceleração/desaceleração), para torná-los compatíveis com a demanda de potência mecânica da carga movida.

As transmissões mecânicas mais utilizadas com motores são: redutores de velocidade com engrenagens, polias e correias, correntes e rodas dentadas, fusos, cabos e polias. Há ainda redutores de velocidade com engrenagens planetárias; redutores tipo “harmonic drive”; comes; mecanismos; entre outros. A Tabela 2.2 relaciona os principais tipos de transmissão mecânica e suas características.

Para entendimento do processo de transmissão, será considerada uma transmissão ideal, sem perdas, constituída por duas engrenagens cilíndricas de dentes retos, como apresentado na primeira linha da Tabela 2.2. Pode-se considerar que a força transmitida pela engrenagem motora através dos dentes de contato na direção do movimento é compensada por uma reação igual e contrária originada na engrenagem movida.

(1) Capítulo preparado com a contribuição de Vitor Romano.

Tabela 2.2 - Principais tipos de transmissão mecânica, características e desempenho

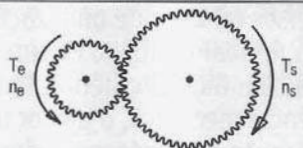
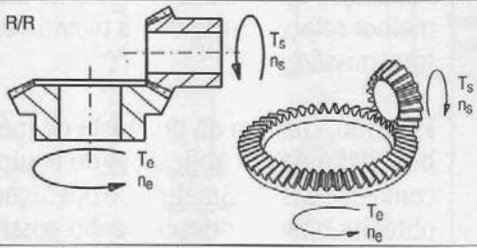
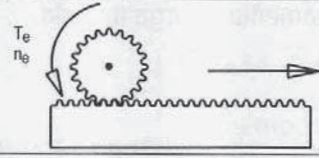
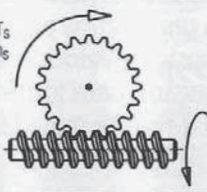
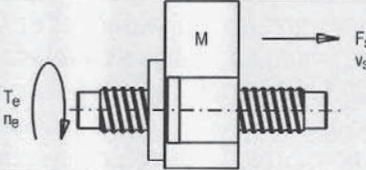
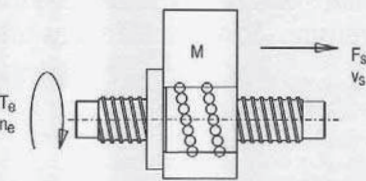
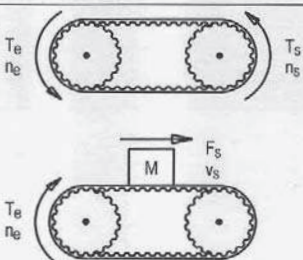
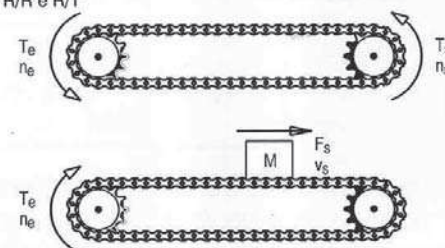
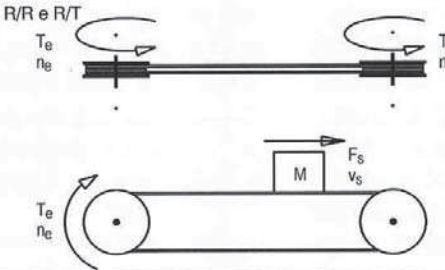
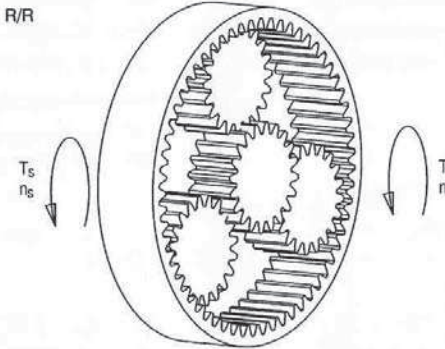
| TIPOS DE TRANSMISSÃO                                     | CONVERSÃO DO MOVIMENTO                                                                           | CARACTERÍSTICAS E DESEMPENHO                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
|----------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Engrenagens cilíndricas de dentes retos e/ou helicoidais | R/R<br>         | <ul style="list-style-type: none"> <li>• valores amplos de razão de transmissão</li> <li>• elevada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• elevada eficiência mecânica</li> <li>• velocidades altas</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                                                                                          |
| Engrenagens cônicas                                      | R/R<br>         | <ul style="list-style-type: none"> <li>• valores baixos de razão de transmissão</li> <li>• elevada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• elevada eficiência mecânica</li> <li>• estrutura complexa para montagem das engrenagens</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                                                           |
| Pinhão e cremalheira                                     | R/T<br>         | <ul style="list-style-type: none"> <li>• elevados valores de razão de transmissão</li> <li>• transmissão de movimento a grandes distâncias</li> <li>• baixo custo de fabricação</li> <li>• média eficiência mecânica</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                                                                              |
| Sem-fim e coroa                                          | R/R<br>        | <ul style="list-style-type: none"> <li>• elevados valores de razão de transmissão</li> <li>• baixa rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• geração de calor no engrenamento</li> <li>• baixa eficiência mecânica</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                                                                             |
| Fuso convencional                                        | R/T<br>       | <ul style="list-style-type: none"> <li>• valores elevados de razão de transmissão</li> <li>• elevada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• baixa eficiência mecânica</li> <li>• custo de fabricação médio</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                                                                                  |
| Fuso de esteras recirculantes                            | R/T<br>       | <ul style="list-style-type: none"> <li>• valores elevados de razão de transmissão e eficiência</li> <li>• elevada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• ausência de backlash devido a pré-carga</li> <li>• precisão e confiabilidade muito elevados</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> <li>• custo de fabricação elevado</li> </ul> |
| Polia e correia sincronizadora                           | R/R e R/T<br> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• valores amplos de razão de transmissão</li> <li>• moderada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• massa reduzida</li> <li>• transmissão de movimento a grandes distâncias</li> </ul>                                                                                                                 |

Tabela 2.2 (cont.) - Principais tipos de transmissão mecânica, características e desempenho

| TIPOS DE TRANSMISSÃO    | CONVERSÃO DO MOVIMENTO                                                                         | CARACTERÍSTICAS E DESEMPENHO                                                                                                                                                                                                                             |
|-------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Corrente e roda dentada | R/R e R/T<br> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• massa elevada</li> <li>• baixa vibração mecânica</li> <li>• transmissão de movimento a grandes distâncias</li> <li>• velocidades moderadas</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>                    |
| Cabos e polias          | R/R e R/T<br> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• elevada flexibilidade</li> <li>• baixa eficiência mecânica</li> <li>• ótimo em transmissão de movimento a grandes distâncias</li> <li>• velocidades moderadas</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul> |
| Redutor planetário      | R/R<br>      | <ul style="list-style-type: none"> <li>• dimensão compacta</li> <li>• elevada razão de transmissão</li> <li>• elevada rigidez estrutural de transmissão</li> <li>• aplicações de alto desempenho</li> <li>• necessidade de lubrificação</li> </ul>       |

Assim sendo, os torques de entrada e saída estão relacionados por:

$$T_e = F \cdot r_e \quad (2.1)$$

$$T_s = F \cdot r_s \quad (2.2)$$

$$T_s / T_e = r_s / r_e = N_s / N_e = i_T \quad (2.3)$$

Em que:

$r_e$  = raio da engrenagem de entrada

$r_s$  = raio da engrenagem de saída

$N_e$  = número de dentes da engrenagem de entrada

$N_s$  = número de dentes da engrenagem de saída

$i_T$  = razão de transmissão.

Considerando ainda que a velocidade tangencial no ponto de contato é a mesma, pode-se acrescentar:

$$n_e r_e = n_s r_s \quad (2.4)$$

Em que:

$n_e$  = velocidade de rotação da engrenagem de entrada

$n_s$  = velocidade de rotação da engrenagem de saída.

Verifica-se aqui que o torque é menor onde a velocidade é maior e vice-versa. A transmissão mecânica desempenha o papel semelhante ao de um transformador, respeitados os seguintes equivalentes:

Torque  $\longleftrightarrow$  Tensão

Velocidade  $\longleftrightarrow$  Corrente

Mais adiante, na Eq.(2.14), será visto que o momento de inércia ( $J$ ) sofre uma transformação similar a das impedâncias em transformadores.

Para qualquer outro tipo de transmissão, a dedução da relação de transmissão segue o mesmo procedimento baseado na igualdade das forças e velocidades de contato.

2

## 2.3 Dinâmica das Transmissões Mecânicas

Seja o conjunto apresentado na Figura 2.1, formado de motor, sistema de transmissão mecânica (TM), tambor, cabo e uma massa  $M$  a ser deslocada.

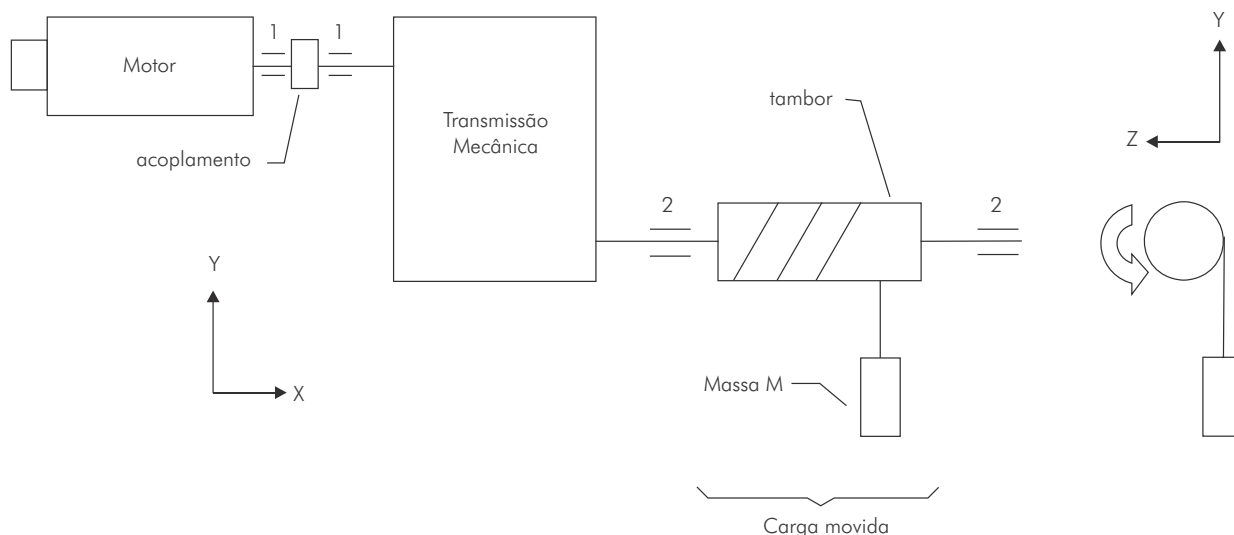


Figura 2.1 - Exemplo de conjunto acionamento e carga movida

O movimento controlado do conjunto pode ser especificado nas variáveis de estado posição e velocidade. A trajetória da massa  $M$  será composta de trechos de aceleração, movimento uniforme e desaceleração.

O problema pode ser equacionado separando-se as partes envolvidas, como sugerido na Figura 2.2 e analisado a seguir:

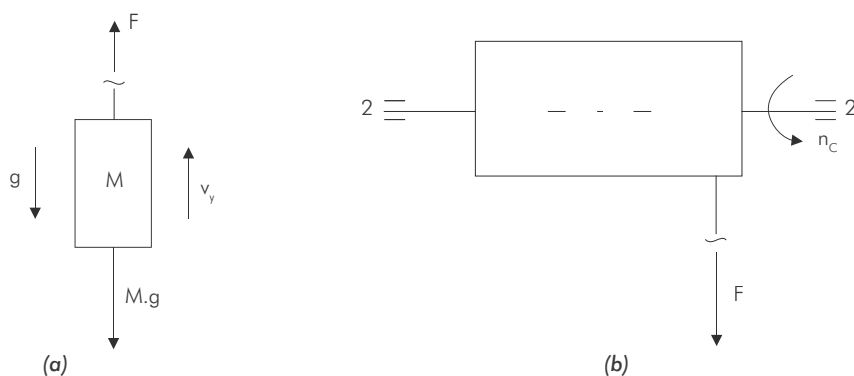


Figura 2.2 - Esquema dos elementos da carga movida

## a) Análise da carga movida

Para o deslocamento linear da massa movida, pode-se escrever:

$$F - Mg = M (dv_y / dt) = M r (dn_c / dt) \quad (2.5)$$

Em que  $r$  é o raio do tambor em metros e  $n_c$  a velocidade angular do tambor em rad/s.

## b) Análise do movimento do tambor

Admitindo-se o cabo inelástico, o torque no tambor é dado por:

$$T_c = F \cdot r \quad (2.6)$$

Assim, a equação do movimento de rotação do tambor vale:

$$T_s - T_c = J_c (dn_c / dt) \quad (2.7)$$

Em que  $J_c$  é a inércia do tambor e das partes girantes da transmissão mecânica vinculada ao eixo 2-2 e  $T_s$  o torque de saída da transmissão mecânica.

## c) Análise do sistema de transmissão mecânica

A partir da demanda calculada para a carga movida ( $T_c, n_c$ ), deve-se selecionar um tipo de TM que melhor se adapte às condições de operação e potências disponíveis pelos motores.

Os movimentos de entrada e saída da TM neste exemplo são de rotação, logo a escolha é restrita às TMs do tipo R/R (Tabela 2.2) como redutor de engrenagens, correia-polias, cabo, etc.

Portanto, como parâmetros de entrada na TM, tem-se:

- Torque de entrada

$$T_e = \frac{T_s}{i_T} \quad (2.8)$$

- Velocidade de entrada

$$n_e = n_s \cdot i_T \quad (2.9)$$

$$n_s = n_c \quad (2.10)$$

## d) Análise do motor

Admitindo-se  $J_m$  como sendo o momento de inércia do motor acrescido do momento de inércia da transmissão mecânica vinculada ao eixo 1-1, pode-se escrever:

$$T_m - (T_s / i_T) = J_m (dn_e / dt) \quad (2.11)$$

Em que  $T_m$  é o torque fornecido pelo motor.

De (2.6) e (2.7) tem-se:

$$T_s = F r + J_c (dn_c/dt) \quad (2.12)$$

Substituindo-se o valor de F dado por (2.5) segue:

$$T_s = Mg r + (M r^2 + J_c) (dn_c/dt) \quad (2.13)$$

Assim, empregando-se (2.8) e (2.9), a equação (2.11) pode ser reescrita como:

$$T_m - (Mg r / i_T) = [ (M r^2 + J_c) / i_T^2 + J_m ] (dn_e/dt) \quad (2.14)$$

Esta relação ensina que:

- ☑ O motor percebe uma inércia adicional de carga modificada pelo inverso do quadrado da razão de transmissão.
- ☑ A massa movimentada contribui com um torque de restrição ao movimento.
- ☑ A massa movimentada contribui também com um aumento do momento de inércia das partes girantes.
- ☑ Quando se atinge uma velocidade constante de operação, a Eq. (2.14) reduz-se a:

$$T_m = (Mg r / i_T), \quad (2.15)$$

ou seja, a TM condiciona o torque visto pelo motor em função da razão de transmissão.

A Tabela 2.3 fornece o momento de inércia equivalente para uma variedade de transmissões mecânicas e os exercícios de 2.1 a 2.7, no capítulo final, exemplificam outros casos.

Tabela 2.3 - Tipos de transmissão, equação da inércia equivalente e nomenclatura

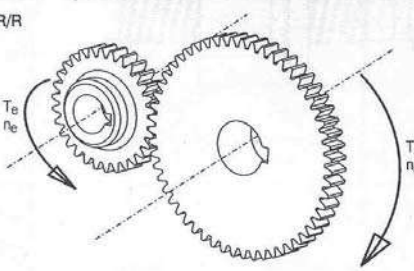
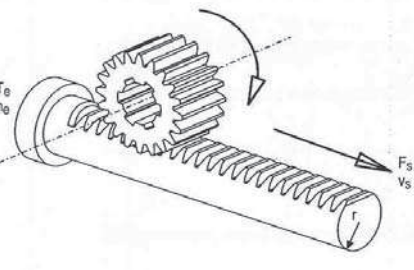
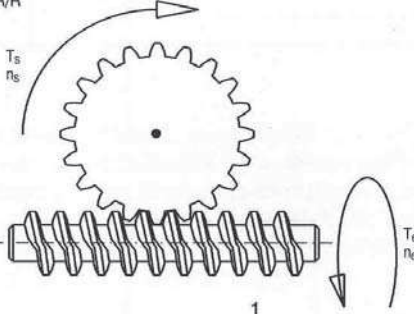
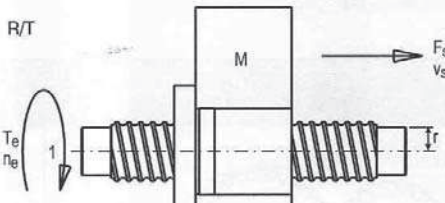
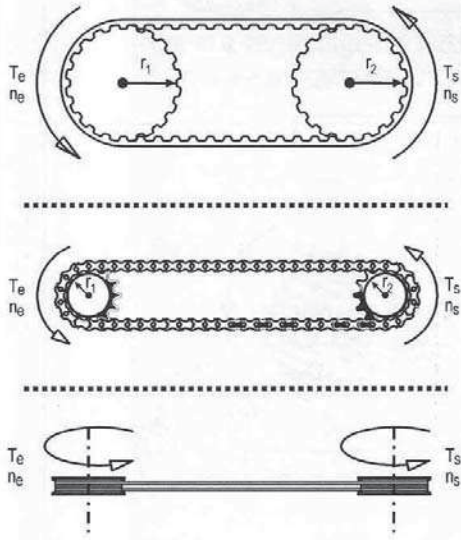
| TIPOS DE TRANSMISSÃO                                                                                       | EQUAÇÃO DA INÉRCIA EQUIVALENTE                                                                                                | NOMENCLATURA                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Engrenagens cilíndricas de dentes retos e/ou helicoidais</li> </ul> | <p>R/R</p>  $J = J_e + J_s \frac{1}{i^2}$   | <ul style="list-style-type: none"> <li><math>J_e</math> – inércia da engrenagem e</li> <li><math>J_s</math> – inércia da engrenagem s</li> <li><math>J</math> – inércia do sistema</li> <li><math>i</math> – razão de transmissão</li> </ul>                                                               |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Pinhão e cremalheira</li> </ul>                                     | <p>R/T</p>  $J = J_e + (m_{cr} + m_s) r^2$ | <ul style="list-style-type: none"> <li><math>m_s</math> – massa do sistema a ser movido (carga)</li> <li><math>m_{cr}</math> – massa da cremalheira</li> <li><math>r</math> – raio da engrenagem</li> <li><math>J_e</math> – inércia da engrenagem</li> <li><math>J</math> – inércia do sistema</li> </ul> |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Sem-fim e coroa</li> </ul>                                          | <p>R/R</p>  $J = J_e + J_s \frac{1}{i^2}$ | <ul style="list-style-type: none"> <li><math>J_e</math> – inércia do pinhão (sem-fim)</li> <li><math>J</math> – inércia do sistema</li> <li><math>J_s</math> – inércia da coroa + carga</li> <li><math>i</math> – razão de transmissão</li> </ul>                                                          |

Tabela 2.3 (cont) - Tipos de transmissão, equação da inércia equivalente e nomenclatura

| TIPOS DE TRANSMISSÃO                                                                                                                      | EQUAÇÃO DA INÉRCIA EQUIVALENTE                                                                                                                                                        | NOMENCLATURA                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Fuso convencional e de esferas recirculantes</li> </ul>                                            | <p>R/T</p>  $J = m_s \frac{p^2}{4\pi^2} + m_f \frac{r^2}{2}$                                         | <ul style="list-style-type: none"> <li>J – inércia do sistema</li> <li>p – passo do fuso</li> <li>ms – massa do sistema a ser movido (carga)</li> <li>mf – massa do fuso</li> <li>r – raio de fuso</li> </ul>                                                                                               |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Polia e correia sincronizadora</li> <li>Corrente e roda dentada</li> <li>Cabos e polias</li> </ul> | <p>R/R</p>  $J = \frac{(m_1 + 2m_{cor} + m_2)}{2} r_1^2 + J_{2-2} \left( \frac{r_1}{r_2} \right)^2$ | <ul style="list-style-type: none"> <li>J – inércia do sistema</li> <li>J2-2 – inércia no eixo 2-2 (coroa inclusa)</li> <li>mcor – massa da correia</li> <li>m1 – massa da polia motora</li> <li>m2 – massa da polia movida</li> <li>r1 – raio da polia motora</li> <li>r2 – raio da polia movida</li> </ul> |

## SELEÇÃO DE MOTORES ELÉTRICOS

### 3.1 Introdução

A seleção de um motor elétrico para determinada aplicação depende essencialmente do conhecimento da característica da carga a ser acionada e do conhecimento das características da família de motores elétricos disponíveis.

A operação é possível sempre que a solicitação da carga puder ser atendida pelo motor. Ou seja, o conhecimento da carga está na raiz do processo de seleção.

A característica mais marcante de uma carga na situação de regime permanente é a sua curva torque x velocidade. Neste particular, destacam-se as cargas (Figura 3.1):

- (a) torque constante, como as existentes em elevadores, guindastes e pontes rolantes,
- (b) torque linearmente proporcional à velocidade, como em plainas e serras,
- (c) torque proporcional ao quadrado da velocidade, como em ventiladores e bombas centrífugas,
- (d) torque inversamente proporcional à velocidade, como em furadeiras e em veículos de transporte (trem, bonde, carros).

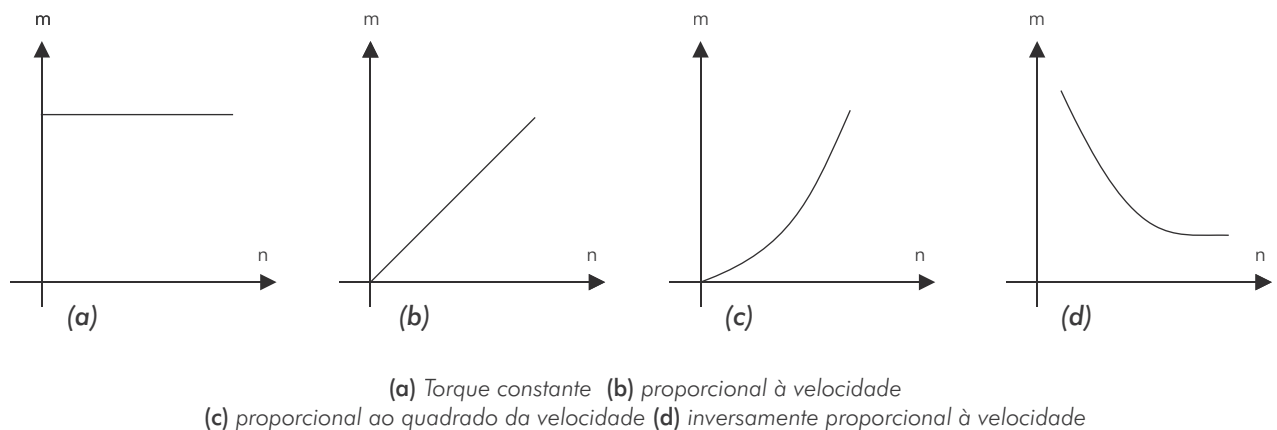


**Figura 3.1** - Curvas torque ( $m$ ) x velocidade ( $n$ ) características

Além destas características estáticas, o motor deve atender às solicitações de aceleração e frenagem da carga, como discutido no capítulo anterior.

A seguir, serão relembradas as características dos principais motores elétricos para, finalmente, ser apresentado um exemplo de procedimento de seleção.

### 3.2 A Família dos Motores Elétricos

#### 3.2.1 Motor CC

O torque nas máquinas de corrente contínua é dado pela relação:

$$m = k_1 \cdot \phi_s \cdot i_a \quad (3.1)$$

em que:

$m$  é o torque;

$k_1$  uma constante que depende das características construtivas da máquina;

$\phi$  o fluxo magnético; e

$i_a$  a corrente de armadura.

Mantendo-se  $\phi$  constante, o torque pode ser diretamente modificado pela corrente.

Por sua vez, a corrente pode ser obtida da equação:

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot (di_a / dt) + e_a \quad (3.2)$$

em que:

$v_a$  é a tensão de armadura;

$R_a$  a resistência de armadura;

$L_a$  a indutância de armadura; e

$$e_a = k_2 \cdot \phi \cdot n \quad (3.3)$$

é chamada força contra eletromotriz,

em que:

$n$  representa a velocidade no eixo da máquina;

$k_2$  é uma constante que depende das características construtivas da máquina.

As Eqs. (3.2) e (3.3) levam ao circuito equivalente apresentado na Figura 3.2.

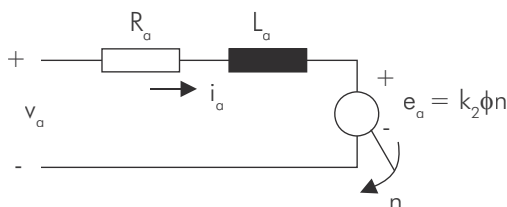


**Figura 3.2** - Circuito equivalente do motor de corrente contínua

A potência elétrica convertida em potência mecânica pode ser determinada por:

$$p_e = e_a \cdot i_a = k_2 \cdot \phi \cdot n \cdot i_a \quad (3.4)$$

O torque está relacionado com a potência por:

$$m = p_e / n \quad (3.5)$$

Logo,

$$m = k_2 \cdot \phi \cdot i_a \quad (3.6)$$

Comparando-se as Eqs. (3.1) e (3.6) constata-se que:

$$k_1 = k_2 \quad (3.7)$$

desde que se trabalhe com um sistema coerente de unidades, como o sistema internacional de unidades (SI).

Da Eq. (3.2) verifica-se que a corrente de armadura (torque) da máquina CC pode ser modificada pela tensão de armadura.

Para contornar o efeito da força contra eletromotriz ( $e_a$ ) e melhor controlar o desempenho da máquina, pode-se empregar uma malha de controle de corrente. Este aspecto será discutido com mais detalhe no Cap. 10.

Quando o fluxo magnético é fornecido por um circuito elétrico independente, a máquina é dita de excitação independente.

A diminuição do fluxo magnético  $\phi$ , mantidas as condições de tensão e corrente nominais, permite a operação do motor com velocidade superior à nominal, mas com redução de torque. Isto pode ser concluído da observação das equações (3.1) e (3.3) com uma redução de  $\phi$  para  $e_a$  e  $i_a$  constantes. Este modo de operação é conhecido como “enfraquecimento de campo” ou como região de “potência disponível constante” ( $e_a \cdot i_a = \text{constante}$ ).

A operação em velocidades abaixo da nominal usualmente aproveita o máximo do pacote magnético mantendo o fluxo no seu valor nominal. Esta região de operação corresponde a um valor máximo de torque disponível. Estas informações encontram-se na Figura 3.3, de fácil memorização.

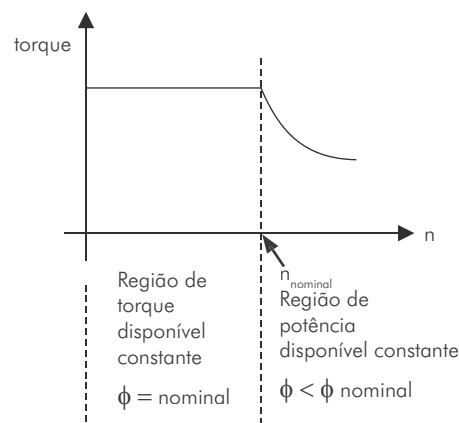


**Figura 3.3** - Regiões de operação de um motor elétrico

Os exercícios 3.1, 3.2 e 3.3 aprofundam o conhecimento do enfraquecimento de campo.

Máquinas CC de campo fornecido por ímãs não permitem operação com enfraquecimento de campo.

Quando a própria corrente de armadura é empregada para a produção do campo, o motor é classificado como de excitação série. Esta máquina também é conhecida como motor universal, pois aceita alimentação em corrente alternada, sendo utilizada em muitos eletrodomésticos.

As curvas torque x velocidade dos motores CC são dadas na Figura 3.4.

Os motores de excitação série, por apresentarem curvas de torque com características similares ao exigido em tração (muito torque em baixa velocidade e valores menores de torque para velocidades maiores) encontram-se em várias aplicações de transporte. No entanto, atualmente, com as facilidades advindas dos circuitos de acionamento eletrônico, a tração elétrica com motores de corrente alternada ou mesmo com motores CC de excitação independente leva a operações mais eficientes.

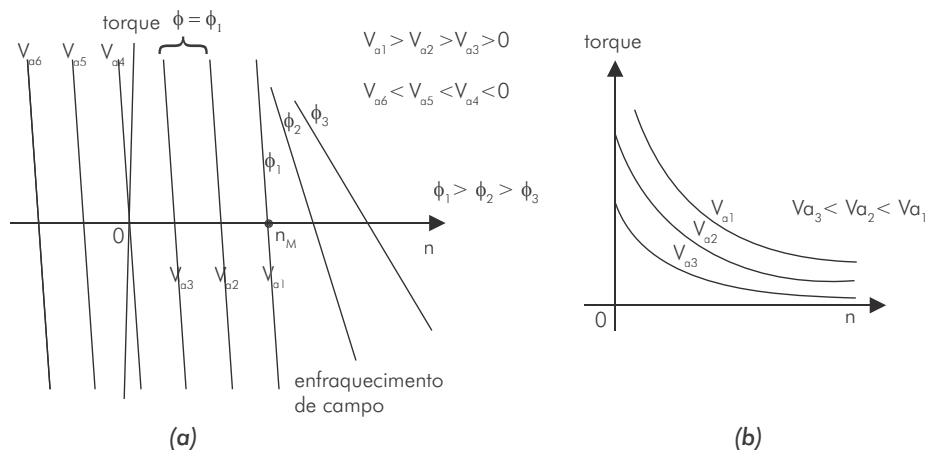


Figura 3.4 - Curvas torque x velocidade dos motores CC  
(a) Excitação independente (b) Excitação série

### 3.2.2 Motor de Indução (MI)

Os motores de indução podem ser representados pelo circuito equivalente da Figura 3.5.

Nesta figura

$R_s$  representa a resistência do estator,

$R_r$  a resistência do rotor,

$L_s$  a indutância de dispersão do estator,

$L_r$  a indutância de dispersão do rotor,

$L$  a indutância de magnetização.

$s$  é chamado de escorregamento e vale:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \quad (3.8)$$

em que:

$\omega_1$  é a frequência da tensão de alimentação e

$\omega_2$ , chamada velocidade de escorregamento, vale

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega \quad (3.9)$$

$$\text{com } \omega = p \cdot n \quad (3.10)$$

em que:

$p$  é o número de par de pólos e

$n$  a velocidade de rotação mecânica.

Nas equações acima, evidentemente, devem ser empregadas as mesmas unidades de medida para  $n$ ,  $\omega$ ,  $\omega_1$  e  $\omega_2$ .

$$\text{Finalmente, } v_a = \sqrt{2} V_1 \sin(\omega_1 t) \quad (3.11)$$

onde  $V_1$  é a tensão eficaz da alimentação do motor.

Este circuito retrata apenas a condição de regime estacionário. O estudo de transitórios elétricos só pode ser feito com base em um modelo bem mais complexo descrito por equações diferenciais [e.g. Leonhard, 2001].

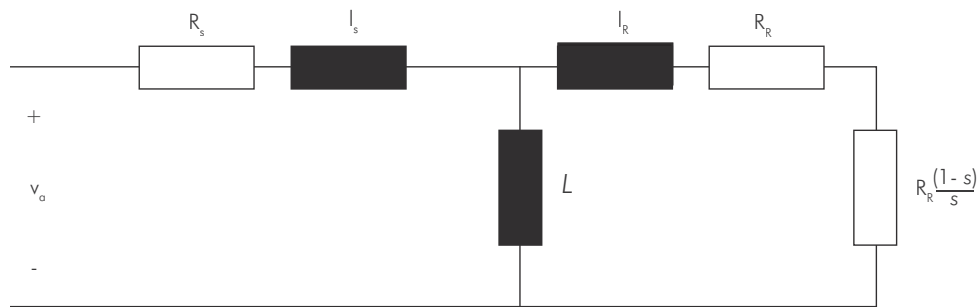


Figura 3.5 - Modelo de regime estacionário do MI

A potência dissipada na resistência " $R_R (1-s)/s$ " representa a potência convertida de elétrica em mecânica. Este é o aspecto mais interessante deste modelo. A partir desta informação, podem-se traçar as curvas de torque x velocidade de um MI (ver exercício 3.4). Estas curvas são dependentes dos parâmetros do motor, como se depreende da observação da Figura 3.6.

Percebe-se que a curva de torque pode ser facilmente controlada pela resistência do rotor, ajustável no caso do MI de rotor bobinado. Já a alteração da tensão vem acompanhada de uma perda na capacidade de torque, proporcional ao quadrado da tensão de alimentação. O modelo da Figura 3.5 deixa também evidente que esta máquina opera consumindo potência reativa.

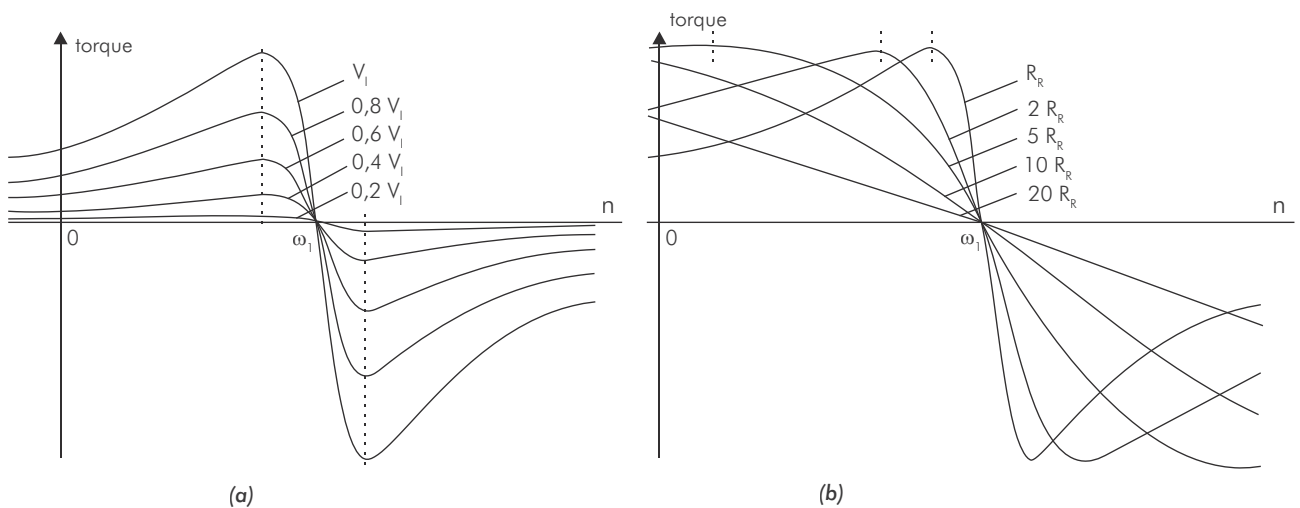


Figura 3.6 - Principais curvas torque x velocidade dos motores MI  
(a) Variação da tensão de alimentação (b) Variação da resistência rotórica

A Figura 3.7 mostra curvas de torque para um motor de indução de 4 pólos, 60Hz, enquanto mantida a relação  $V_1/\omega_1$  constante [Stephan, Lima, 1993]. Pode-se ver que para valores de  $\omega_1$  suficientemente grandes e mantida a relação  $V_1/\omega_1$  constante, a expressão do torque só depende de  $\omega_2$ . Assim, as curvas na Figura 3.7 estão apenas deslocadas em função de  $\omega_1$ . Já para baixas frequências de alimentação, ainda que mantido  $V_1/\omega_1$  constante, as curvas sofrem uma deformação. O exercício 3.5 foi elaborado para a fixação deste conceito.

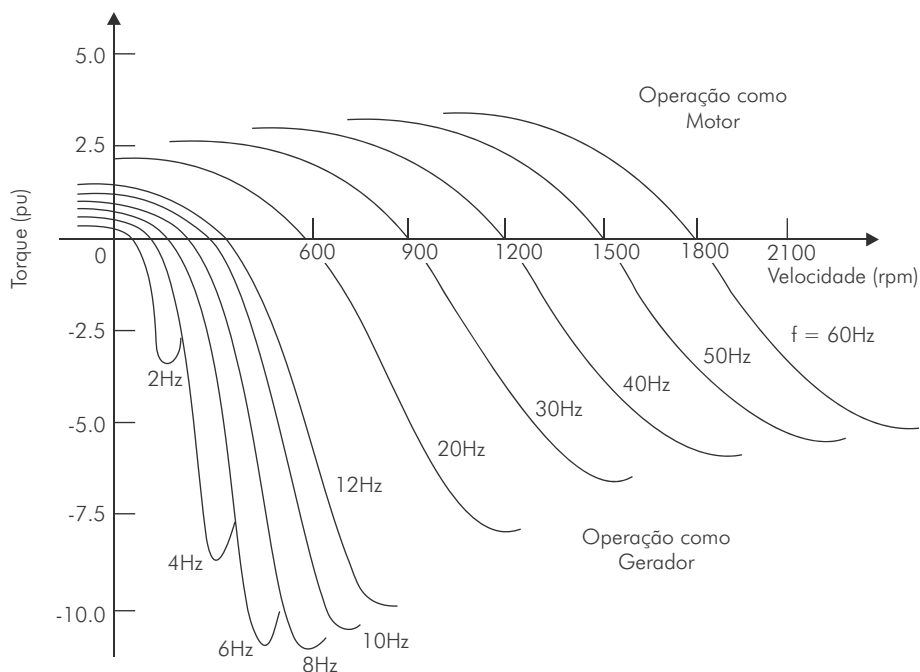


**Figura 3.7** - Curvas torque x velocidade parametrizadas em função de frequência de alimentação

É interessante notar a queda significativa no valor do torque máximo na operação como motor. Fisicamente, esta diminuição é causada pela redução do fluxo de entreferro nas baixas frequências, resultante da queda de tensão na resistência estatórica. Na operação como gerador, o fluxo de potência é revertido no interior da máquina, resultando num aumento do fluxo de entreferro e, portanto, de torque máximo. No entanto, as curvas da Figura 3.7 foram obtidas sem considerar a saturação do circuito eletromagnético e, na prática, os valores de torque máximo são bem menores. Mais detalhes sobre a operação como gerador, bem como no modo de operação conhecido como "plugging", serão vistos no capítulo 12.

No sentido de se preservar o valor de torque nas operações em baixa frequência e também na partida do motor, é aconselhável, como medida de controle, aumentar a relação  $V_1/\omega_1$  nestas regiões (ver curva 2 da Figura 3.8). Para frequências de alimentação superiores à frequência nominal, a tensão terminal ( $V_1$ ), por não poder ser elevada, é mantida constante. Assim, a razão  $V_1/\omega_1$  decresce inversamente proporcional a  $\omega_1$ . A Figura 3.8 ilustra um comportamento típico da relação  $V_1 \times \omega_1$  em acionamentos eletrônicos.

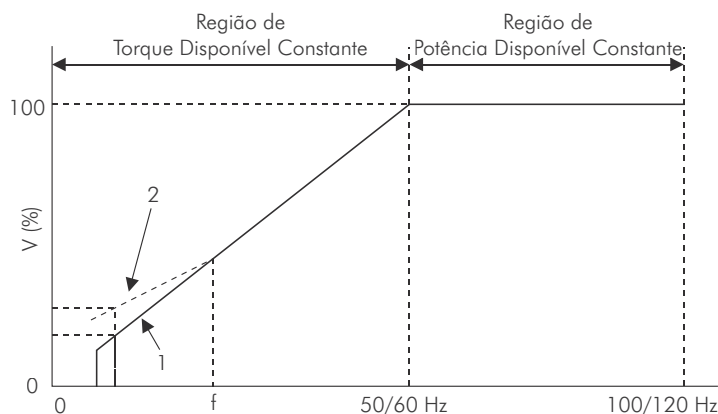


**Figura 3.8** - Relação  $V_1 \times \omega_1$  para máximo aproveitamento de torque em um acionamento eletrônico

### 3.2.3 Motor Síncrono (MS)

A principal característica dos MS encontra-se no fato que esta máquina só produz torque na velocidade síncrona (Figura 3.9). Assim, a partida desta máquina ocorre por meio de um motor auxiliar ou como uma máquina de indução.

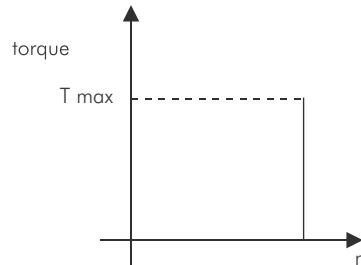


Figura 3.9 - Torque x velocidade do Motor Síncrono

O modelo de regime permanente de um MS é dado pela Figura 3.10, onde a tensão  $E$  pode ser controlada pela corrente de campo do motor ( $i_f$ ). Este modelo é válido para uma máquina de rotor cilíndrico, sem eixos preferenciais de fluxo. A representação de uma MS de pólos salientes, como ocorre usualmente com os geradores em usinas hidroelétricas, exige um modelo mais elaborado. No entanto, para o estudo aqui proposto, o modelo da Figura 3.10 mostra-se suficiente.

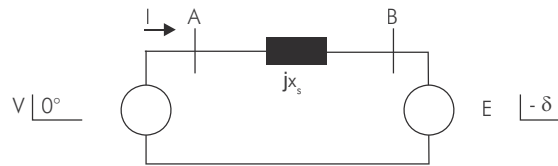


Figura 3.10 - Modelo de estado estacionário do MS

A partir deste modelo, algumas conclusões podem ser tiradas. Inicialmente, pode-se determinar o fluxo de potência do nó A para o nó B como sendo:

$$S = P + jQ = VI^* = V \left[ \frac{V - E \angle -\delta}{jX_s} \right]^* \quad (3.12)$$

$$\text{Logo: } P = \frac{VE}{X_s} \sin \delta \quad (3.13)$$

$$Q = \frac{1}{X_s} [V^2 - VE \cos \delta] \quad (3.14)$$

Da Eq. (3.13), conclui-se que o valor máximo de potência que pode ser transferido de elétrica para mecânica é dado por:

$$P_{\text{máx}} = VE / X_s \quad (3.15)$$

portanto, o torque máximo vale:

$$T_{\text{máx}} = VE / nX_s, \quad (3.16)$$

em que  $n$  é a velocidade de rotação síncrona.

Este ponto de operação, onde  $\delta=90^\circ$ , corresponde a um limite elétrico de operação estável.

A relação entre  $P$ , dado na Eq. (3.13), e  $Q$ , dado na Eq. (3.14), como função da tensão  $E$ , para  $V$  constante, é conhecida como curva de capacidade, apresentada na Figura 3.11 (ver exercício 3.6). Outra forma de apresentar os resultados das Eqs. (3.13) e (3.14) é através das chamadas curvas  $V$  (Figura 3.12), onde a corrente de armadura é apresentada como função de  $E$  para valores parametrizados de  $P$  (ver exercício 3.7). Nestas figuras,  $f_p$  significa fator de potência.

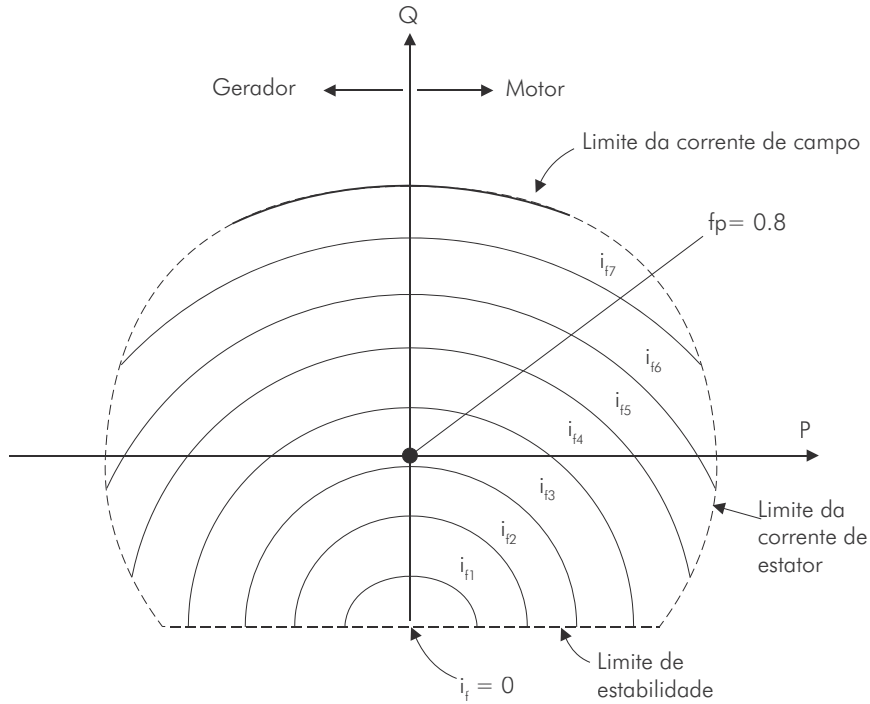


**Figura 3.11 - Curvas de Capacidade**

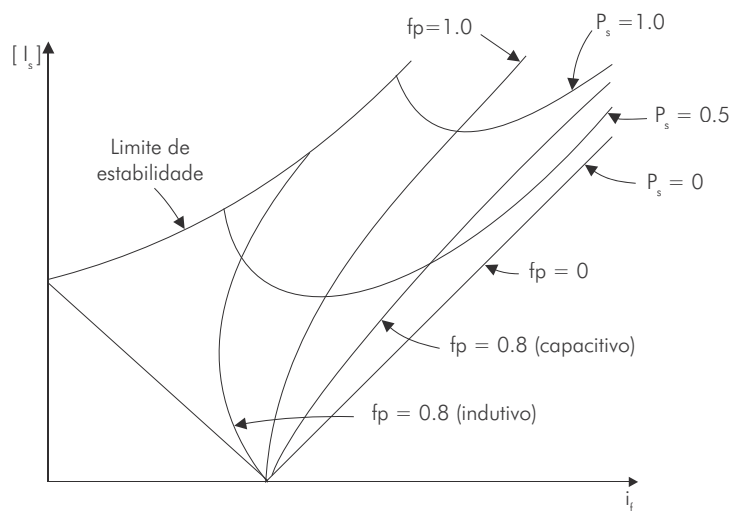


**Figura 3.12 - Curvas V**

A Eq. (3.13) mostra que a potência ativa ( $P$ ) flui do nó de maior ângulo de fase para o nó de menor ângulo de fase. Já a potência reativa ( $Q$ ), para pequenos valores de  $\delta$ , flui de A para B se  $E < V$  e flui de B para A se  $E > V$ .

O motor síncrono, quando  $E > V$  é dito sobre excitado e comporta-se como uma carga capacitiva. Já se  $E < V$ , tem comportamento indutivo. Esta característica permite que o motor síncrono seja empregado para a correção do fator de potência.

### 3.3 Estabilidade Estática

Conhecidas as curvas características da carga e do motor elétrico, o ponto de operação fica determinado pela interseção destas curvas, como ilustrado na Figura 3.13.

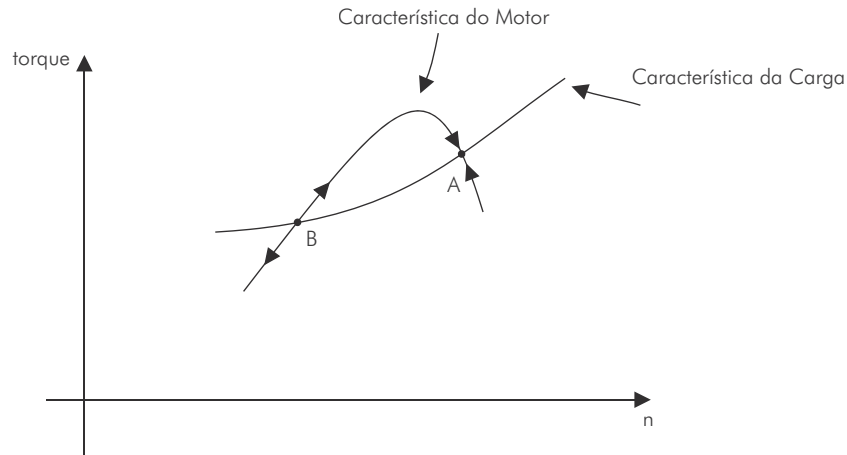


Figura 3.13 - Determinação do ponto de operação de um acionamento eletro-mecânico

3

No entanto, os pontos onde o torque de carga é igual ao torque elétrico, nem sempre correspondem a pontos de equilíbrio estável. Isto fica bem ilustrado na figura anterior. O ponto "A" representa um ponto de equilíbrio estável pois qualquer variação de velocidade em torno deste ponto resultará em um torque resultante (torque do motor - torque da carga) no sentido de retorno ao ponto "A".

Já o ponto "B" corresponde a um ponto instável, impossível de se obter sem controle, uma vez que qualquer perturbação de velocidade em torno deste ponto de operação implicará em torque resultante no sentido de afastamento do ponto "B".

De um modo geral, o ponto de equilíbrio será estável se, no ponto de equilíbrio:

$$\frac{dm_{carga}}{dn} > \frac{dm_{elétrico}}{dn} \quad (3.17)$$

Os exercícios 3.8 e 3.9 ilustram o problema da estabilidade aqui estudado.

### 3.4 Tempo de Aceleração

Antes de atingir um ponto de operação, o motor passa por um período dinâmico regido pela Lei de Newton:

$$m_r = m_{elétrico} - m_{carga} = J \, dn/dt, \quad (3.18)$$

em que  $m_r$  é o torque resultante.

Quando esta equação recai em uma equação diferencial com solução conhecida (exercício 3.9), pode-se determinar analiticamente o tempo de aceleração bem como de toda a dinâmica do processo.

Casos mais complexos são resolvidos numericamente. Para pequenos intervalos de tempo ( $\Delta t$ ), admitindo-se que o torque resultante ( $m_r$ ) é constante no intervalo, pode-se escrever:

$$J \Delta n = m_r \Delta t \tag{3.19}$$

Conhecido o momento de inércia (J) e as características estáticas de torque x velocidade da carga e do motor, pode-se estimar o tempo de aceleração através da soma de sucessivos intervalos dados pela Eq. (3.19). Os intervalos devem ser escolhidos de modo a poder se considerar o torque resultante constante nos intervalos.

Esta abordagem só faz sentido se o transitório mecânico for suficientemente lento para se desprezar os transitórios elétricos. Esta condição existe quando a inércia da carga for suficientemente elevada ou quando o transitório for intencionalmente lento como nas partidas de motores com tensão reduzida.

A Figura 3.14 ilustra uma situação. O tempo de partida para um motor e carga de inércia  $J = 100\text{kg.m}^2$  foi estimado pela divisão do período de aceleração em intervalos, como indicado na Tabela 3.1.

A aproximação adotada levou a um tempo de aceleração de 58,1 segundos. Evidentemente, o cálculo pode ser refinado empregando-se outros métodos de integração numérica ou menores intervalos de discretização principalmente nas regiões onde o torque resultante varia mais significativamente. No entanto, esta simples abordagem já permite obter uma ordem de grandeza do tempo envolvido.

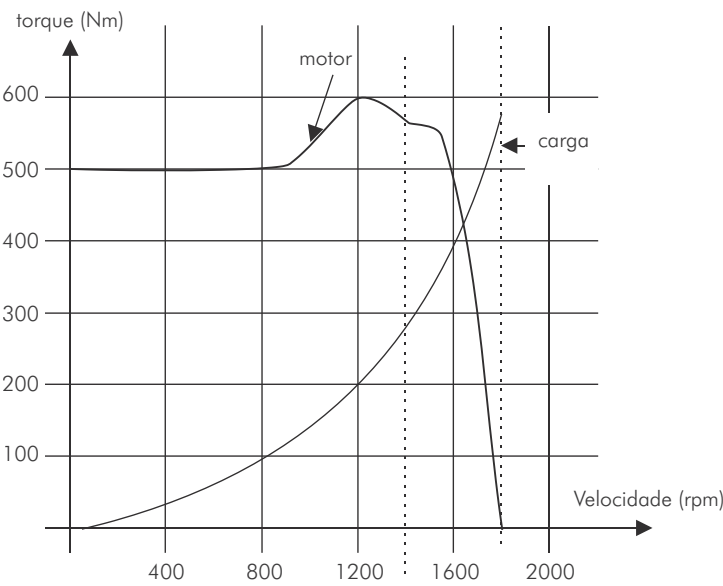


Figura 3.14 - Exemplo de aceleração de carga ( $J = 100\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )

Tabela 3.1 - Estimativa de tempo de aceleração para o caso da Figura 3.14

| Intervalo de velocidade (rpm) | Intervalo de velocidade (rad/s) | Torque resultante médio | $\Delta t$ (segundos) Eq. (3.19) |
|-------------------------------|---------------------------------|-------------------------|----------------------------------|
| 0-400                         | 41,89                           | $(500+450)/2 = 475$     | 8,8                              |
| 400-800                       | 41,89                           | $(450+400)/2 = 425$     | 9,9                              |
| 800-1200                      | 41,89                           | $(400+400)/2 = 400$     | 10,5                             |
| 1200-1400                     | 20,94                           | $(400+250)/2 = 325$     | 6,4                              |
| 1400-1600                     | 20,94                           | $(250+100)/2 = 175$     | 12,0                             |
| 1600-1650                     | 5,24                            | $(100+0)/2 = 50$        | 10,5                             |

Tempo total 58,1s

### 3.5 Dimensão Estimada de um Motor

O tamanho de uma máquina elétrica está diretamente relacionado com o seu torque. Uma vez que a potência é dada pelo produto do torque pela velocidade, máquinas de baixo torque e altíssima velocidade podem ser de alta potência, ainda que suas dimensões sejam pequenas. Por outro lado, máquinas volumosas, de elevado torque, se projetadas para operar em baixa velocidade, apresentarão potência modesta. Pode-se fazer uma analogia com pessoas musculosas, que claramente possuem grande capacidade de força (torque), porém não são necessariamente ágeis.

A seguinte dedução, baseada na Figura 3.15, suporta esta afirmação. A figura mostra um cilindro de raio  $R$  e comprimento  $l$  percorrido, na sua superfície, por uma corrente de densidade  $J$  e submetido a um campo magnético radial de densidade de fluxo  $B$ . Sabe-se que:

$$\text{Torque} = \text{Força} \times R$$

$$\text{Força} = B i l = B J 2\pi R l$$

$$\text{Torque} = 2 B J \pi R^2 l = 2 B J V$$

em que  $V$  é o volume do cilindro.

Por outro lado,  $B$  está limitado pela saturação magnética e  $J$  está limitado pela densidade de corrente de um condutor.

Assim sendo, conclui-se que o torque depende do volume da máquina, para um dado conjunto de características elétricas e magnéticas dos materiais empregados na sua construção.

As máquinas elétricas dos dias atuais ocupam um espaço bem menor que as suas equivalentes do início do século XX, principalmente em função da qualidade dos materiais hoje disponíveis. Esta dedução serve também para explicar porque os motores que empregam supercondutores, de elevado  $J$ , ocupam menos espaço.

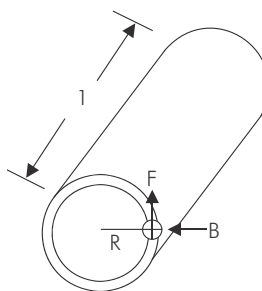


Figura 3.15 - Relacionamento entre torque e volume de uma máquina elétrica

### 3.6 Exemplo Ilustrativo

Uma carga de 1000 kg deve ser suspensa verticalmente com auxílio de uma corda que se encontra em um carretel cilíndrico de diâmetro 0,5m. A velocidade de ascensão deve ser de 0,5 m/s. Para efetuar este acionamento dispõe-se de motores elétricos com rotações da ordem de 1500 rpm.

- Especifique a redução de engrenagem necessária para esta operação.
- Especifique o motor necessário para efetuar este translado, desconsiderando o período de aceleração.
- Admita que a aceleração da carga deve ser feita em 1s. Especifique agora o motor para esta tarefa.

Considere a aceleração da gravidade  $10\text{m/s}^2$ .

Solução:

$$a) n = v/R = 0,5/0,25 = 2 \text{ rad/s} = 2 \times 60 / 6,28 = 19 \text{ rpm}$$

$$i = 1500 / 19 \sim 80.$$

Tomando  $i = 80$ , a velocidade do motor deve ser 1520 rpm.

$$b) \text{torque} = \text{força} \times \text{raio} = 1000 \times 10 \times 0,25 \text{ Nm} = 2500 \text{ Nm}, \text{ considerando a aceleração da gravidade } 10\text{m/s}^2.$$

$$\text{torque no motor} = 2500 / i = 31,25 \text{ Nm}$$

$$\text{potência} = \text{torque} \times \text{velocidade angular} = 31,25 \times 1520 \times 6,28 / 60 = 5000 \text{ W}$$

ou ainda

$$\text{potência} = \text{força} \times \text{velocidade} = 10000 \times 0,5 = 5000 \text{ W}.$$

c) Para a aceleração, deve-se considerar o momento de inércia da carga, no caso:

$$J = 1000 \text{ kg} \times 0,25 \times 0,25 = 62,5 \text{ kg m}^2$$

$$\text{Este momento de inércia, visto pelo motor, vale: } 62,5 / i^2 = 0,01 \text{ kg m}^2$$

3 Considerando a inércia do carretel e do motor como dando contribuições idênticas, tem-se um momento de inércia total de  $0,03 \text{ kg m}^2$ .

O torque necessário para acelerar em 1 segundo será de:

$$\text{Torque de aceleração} = 0,03 \times 1520 \times 6,28 / 60 = 4,77 \text{ Nm}$$

Este valor deve ser adicionado ao valor de  $31,25 \text{ Nm}$  calculado anteriormente. Nesta situação, o próprio motor escolhido para a situação de regime permanente deve ser capaz de suportar a pequena sobrecarga durante 1s.

Caso se desejasse uma aceleração em 0,2s, seria necessário um torque 5 vezes maior, portanto  $23,85\text{Nm}$ . Neste caso, seria necessário especificar um motor de maior capacidade de potência.

O exercício 3.10 propõe outra situação semelhante.

### Comentários:

Estes cálculos, baseados exclusivamente nas características da carga, são suficientes para determinar a potência do motor. No entanto, a escolha final ainda encontra-se aberta, o que justifica os assuntos que serão tratados nos próximos capítulos.

Por exemplo, no **capítulo 4**, serão apresentadas as características do regime de serviço e do ambiente de operação dos motores elétricos. O regime de serviço define o grau de repetibilidade da operação na especificação deste motor. O local onde o motor será instalado especifica o grau de proteção do motor.

Um motor de indução, uma máquina síncrona ou um motor CC poderia, a princípio, ser escolhido para este acionamento. A disponibilidade de tensão contínua favoreceria um motor CC. A partir de uma alimentação CA, uma máquina síncrona diretamente conectada à rede teria problemas de partida. O emprego de um motor de indução ligado diretamente à rede necessitaria de uma análise do seu torque de partida.

A velocidade nominal de 1500 rpm do enunciado já deixa implícito, neste caso, um motor de 4 pólos com frequência de alimentação de 60Hz. Um motor de indução com controle de velocidade seria a solução ideal, mas isto exigiria a presença de um conversor eletrônico, como será visto no **capítulo 5**.

O enunciado do problema também não impôs nenhuma consideração no que diz respeito à partida e à frenagem do motor. Isto será discutido no **capítulo 6**.

O comando ou operação à malha aberta será visto nos **capítulos 7 e 8**.

A garantia da velocidade de 0,5 m/s só pode ser dada por um sistema de controle à malha fechada como será estudado nos **capítulos 9 e 10**.

As implicações adversas da escolha serão discutidas no **capítulo 11**.

Finalmente, outras opções de motores serão tratadas no **capítulo 12**.



## CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS, DE SERVIÇO E DE AMBIENTE DE OPERAÇÃO DE MOTORES ELÉTRICOS<sup>(2)</sup>

### 4.1.Introdução

A aplicabilidade dos motores está condicionada ao seu formato construtivo, que engloba as características de isolamento e de proteção; às características de serviço, que é a forma temporal e de intensidade de gasto energético na qual o motor irá operar; e, por fim, às características do ambiente, que são imprescindíveis para definir qual o motor adequado para cada aplicação. A seguir, será apresentado um resumo do que estabelecem as normas brasileiras sobre o tema.

### 4.2.Características Construtivas

#### Formas e fixação dos motores

A designação da forma construtiva de um motor elétrico deverá ser de acordo com a norma NBR-5031. Geralmente, o fabricante fornece os motores na forma construtiva B3, ou seja, para funcionamento em posição horizontal com pés. A NBR-5031 discorre ainda sobre a posição de fixação dos motores. Sob consulta, o fabricante poderá fornecer o motor elétrico com flange e eixo com características especiais. As formas construtivas mais usuais são:

**B3E** = Carcaça com pés, ponta de eixo à esquerda, fixação base ou trilhos.

**B3D** = Carcaça com pés, ponta de eixo à direita, fixação base ou trilhos.

**B35E** = Carcaça com pés, ponta de eixo à esquerda, fixação base ou flange FF.

**B35D** = Carcaça com pés, ponta de eixo à direita, fixação base ou flange FF.

**V1** = Carcaça sem pés, ponta de eixo para baixo, fixação flange FF.

Abaixo, uma tabela com as formas construtivas possíveis em um motor elétrico.

**Tabela 4.1 - Formas construtivas (Fonte: site da WEG)**

|                   |               |                     |      |                   |                     |                   |      |            |     |                   |     |                   |      |             |     |    |             |     |  |
|-------------------|---------------|---------------------|------|-------------------|---------------------|-------------------|------|------------|-----|-------------------|-----|-------------------|------|-------------|-----|----|-------------|-----|--|
| Forma Construtiva | Configuração  |                     |      |                   |                     |                   |      |            |     |                   |     |                   |      |             |     |    |             |     |  |
|                   | Referência    | B3E                 |      | B3D               | B3T                 | B5E               |      | B5D        | B5T | B35E              |     | B35D              | B35T | B14E        |     |    |             |     |  |
| Detalhes          | Carcaça       | com pés             |      | com pés           |                     | sem pés           |      | sem pés    |     | com pés           |     | com pés           |      | sem pés     |     |    |             |     |  |
|                   | Ponta de Eixo | à esquerda          |      | à direita         |                     | à esquerda        |      | à direita  |     | à esquerda        |     | à direita         |      | à esquerda  |     |    |             |     |  |
|                   | Fixação       | base ou trilhos     |      | base ou trilhos   |                     | flange FF         |      | flange FF  |     | base ou flange FF |     | base ou flange FF |      | flange FC   |     |    |             |     |  |
| Forma Construtiva | Configuração  |                     |      |                   |                     |                   |      |            |     |                   |     |                   |      |             |     |    |             |     |  |
|                   | Referência    | B14D                | B14T | B34E              |                     | B34D              | B34T | V5         | V5E | V5T               | V6  | V6E               | V6T  | V1          | V3  |    |             |     |  |
| Detalhes          | Carcaça       | sem pés             |      | com pés           |                     | com pés           |      | com pés    |     | com pés           |     | sem pés           |      | sem pés     |     |    |             |     |  |
|                   | Ponta de Eixo | à direita           |      | à esquerda        |                     | à direita         |      | para baixo |     | para cima         |     | para baixo        |      | para cima   |     |    |             |     |  |
|                   | Fixação       | flange FC           |      | base ou flange FC |                     | base ou flange FC |      | parede     |     | parede            |     | flange FF         |      | flange FF   |     |    |             |     |  |
| Forma Construtiva | Configuração  |                     |      |                   |                     |                   |      |            |     |                   |     |                   |      |             |     |    |             |     |  |
|                   | Referência    | V15                 | V15E | V15T              | V36                 | V36E              | V36T | V18        | V19 | B6                | B6E | B6T               | B7   | B7E         | B7T | B8 | B8E         | B8T |  |
| Detalhes          | Carcaça       | com pés             |      |                   | com pés             |                   |      | sem pés    |     | sem pés           |     | com pés           |      | com pés     |     |    | com pés     |     |  |
|                   | Ponta de Eixo | para baixo          |      |                   | para cima           |                   |      | para baixo |     | para cima         |     | para frente       |      | para frente |     |    | para frente |     |  |
|                   | Fixação       | parede ou flange FF |      |                   | parede ou flange FF |                   |      | flange C   |     | flange C          |     | parede            |      | parede      |     |    | teto        |     |  |

(2) Capítulo preparado com a contribuição de **Pedro Decourt** e **Adriano Carvalho**.

## Classes de Isolamento

As classes de isolamento estipulam os níveis máximos de temperatura em que o motor poderá operar sem que seja afetada sua vida útil. Estas classes são definidas de acordo com os tipos de materiais isolantes utilizados na construção do motor.

A escolha da classe de isolamento pode determinar o tamanho do motor, pode definir a área livre necessária à ventilação natural ou mesmo a necessidade de ventilação forçada para a máquina elétrica.

Atualmente, o material isolante (fitas de mica ou vernizes) mais utilizado em motores elétricos tem classe de isolamento B. Isto significa que estes materiais, instalados em locais onde a temperatura ambiente é no máximo 40°C, podem trabalhar com uma elevação de temperatura de 80 °C continuamente sem perder suas características isolantes.

Quando o motor elétrico trabalha com inversor de frequência (capítulo 5), a classe de isolamento deverá ser no mínimo F.

Abaixo estão os valores das temperaturas máximas admitidas para cada classe de isolamento existente, considerando uma temperatura ambiente de 40°C, segundo a NBR-7034.

**Tabela 4.2** - Classes de isolamento

| Classe | Temperatura Máxima (°C) | Temperatura de serviço (°C) |
|--------|-------------------------|-----------------------------|
| Y      | 90                      | 80                          |
| A      | 105                     | 95                          |
| E      | 120                     | 110                         |
| B      | 130                     | 120                         |
| F      | 155                     | 145                         |
| H      | 180                     | 170                         |
| C      | Acima de 180            | Depende do material         |

## Graus de Proteção

Os graus de proteção representam as medidas aplicadas ao invólucro de um equipamento elétrico visando:

- Proteção de pessoas contra o contato acidental a partes energizadas sem isolamento; contra o contato a partes móveis no interior do invólucro e proteção contra a entrada de corpos sólidos estranhos (poeiras, fibras e etc.).
- Proteção do equipamento contra o ingresso de água em seu interior.

Assim, por exemplo, um equipamento a ser instalado em um local sujeito a jatos d'água deve possuir um invólucro capaz de suportar tais jatos, sob determinados valores de pressão e ângulo de incidência, sem que haja penetração excessiva de água.

Esta proteção é definida por duas normas brasileiras: NBR-60529 e NBR-9884. Estas normas foram baseadas em normas internacionais. Isto significa que o Brasil passou a adotar a terminologia internacional e não mais a terminologia de proteção de invólucros de origem americana (designação NEMA – National Electrical Manufacturers Association).

A simbologia adotada é composta de uma sigla IP (“Index of Protection”), seguida de dois algarismos. O 1º número indica proteção contra entrada de corpos sólidos estranhos e contato acidental, e o 2º número indica proteção contra entrada de água/líquidos, conforme tabelas abaixo:

**Tabela 4.3 - 1º ALGARISMO:** Indica proteção contra entrada de corpos sólidos estranhos e contato acidental

| 1º Algarismo |                                                           |
|--------------|-----------------------------------------------------------|
| Algarismo    | Indicação                                                 |
| 0            | Sem proteção                                              |
| 1            | Corpos estranhos de dimensões acima de 50 mm              |
| 2            | Corpos estranhos de dimensões acima de 12 mm              |
| 3            | Corpos estranhos de dimensões acima de 2,5 mm             |
| 4            | Corpos estranhos de dimensões acima de 1,0 mm             |
| 5            | Proteção contra acúmulos de poeiras prejudiciais ao motor |
| 6            | Totalmente protegido contra poeira                        |

**Tabela 4.4 - 2º ALGARISMO:** Indica proteção contra entrada de água/líquidos no interior do equipamento

| 2º Algarismo |                                                                    |
|--------------|--------------------------------------------------------------------|
| Algarismo    | Indicação                                                          |
| 0            | Sem proteção                                                       |
| 1            | Proteção contra queda vertical de gotas de água                    |
| 2            | Proteção contra queda de água com inclinação de 15° com a vertical |
| 3            | Proteção contra queda de água com inclinação de 60° com a vertical |
| 4            | Proteção contra projeções de água, respingos de todas as direções  |
| 5            | Proteção contra jatos d’água de todas as direções                  |
| 6            | Proteção contra ondas do mar, água de vagalhões                    |
| 7            | Proteção para imersão temporária                                   |
| 8            | Proteção para imersão permanente                                   |

De acordo com a norma, a qualificação do motor em cada grau, no que se refere a cada um dos algarismos, é bem definida através de ensaios padronizados e não sujeita a interpretações, como acontecia anteriormente.

A norma menciona ainda que, caso haja alguma condição particular na indústria onde o motor vai ser instalado e que necessite de proteção especial, que não seja contra poeira nem água, o cliente, ao especificar o grau de proteção desejado, deve incluir, antes dos dois algarismos, a letra “W”, que indica haver alguma proteção adicional além de objetos sólidos e água, cujas medidas de proteção são fruto de acordo entre o cliente e o fabricante. Por exemplo, em locais de atmosfera extremamente salina, é comum especificar-se grau de proteção IPW 54, sendo esse “W” referente à proteção que deve ter o invólucro contra a corrosão causada por atmosfera salina.

### 4.3.Características de Serviço

Um motor elétrico não fica necessariamente ligado o tempo todo. Como será visto, esse fato influi sobre o dimensionamento da potência necessária para acionar uma carga. A norma de motores NBR7094 padroniza 8 principais regimes de serviço, classificados de  $S_1$ ,  $S_2$ , ...  $S_8$ .

O regime de serviço indica o grau de regularidade da carga que o motor é submetido. Em geral, os motores são projetados para o regime contínuo, por tempo indefinido e igual à potência nominal do motor ( $S_1$ ). Os regimes são definidos por meio de gráficos que representam a variação de três grandezas em função do tempo:

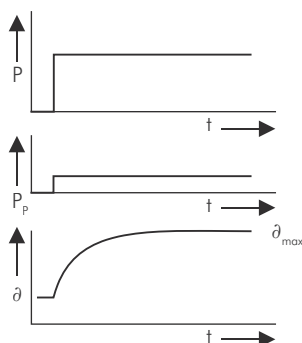
A primeira indica a potência ( $P$ , em watts).

A segunda, as perdas (elétricas e magnéticas) que aparecem durante a fase de funcionamento.

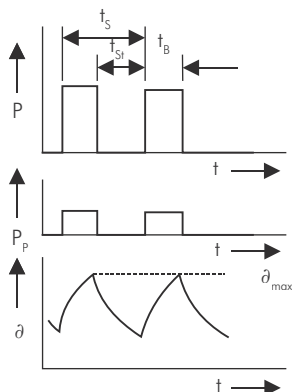
A terceira, a elevação de temperatura que ocorre devido às perdas citadas.

A seguir, um resumo dos oito principais regimes de operação definidos na norma NBR7094.

#### Regimes de serviço

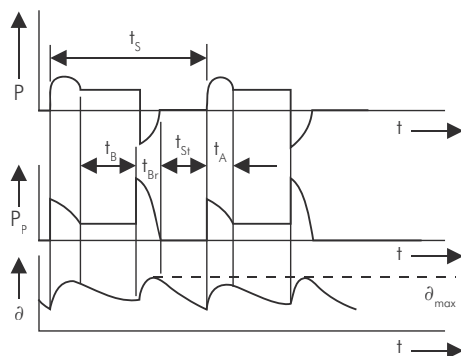


**S<sub>1</sub>: Serviço contínuo**



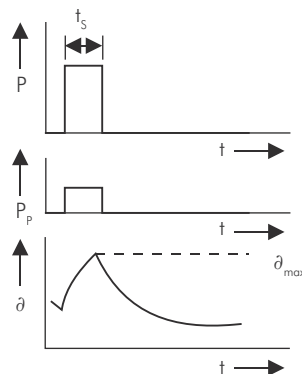
**S<sub>3</sub>: Serviço intermitente sem influência da partida**

Fator de duração  $t_r = \frac{t_B}{t_B + t_{St}}$   
do ciclo:

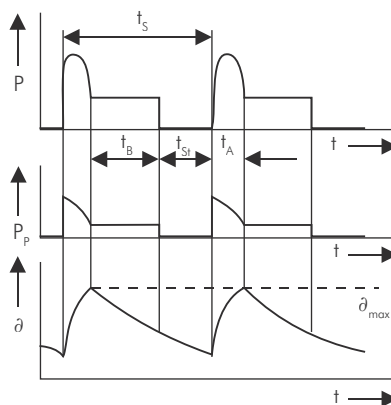


**S<sub>5</sub>: Serviço intermitente com influência da frenagem elétrica**

Fator de duração  $t_r = \frac{t_A + t_B + t_{Br}}{t_A + t_B + t_{Br} + t_{St}}$   
do ciclo:

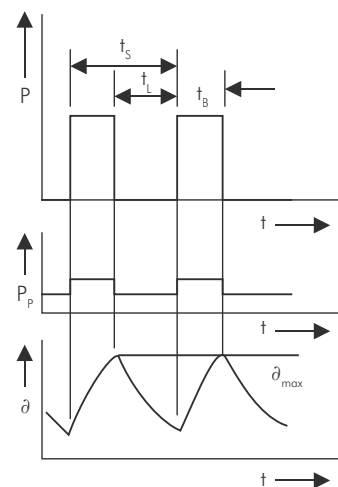


**S<sub>2</sub>: Serviço de breve duração**



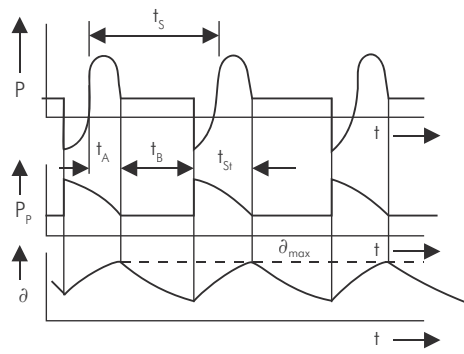
**S<sub>4</sub>: Serviço intermitente com influência da partida**

Fator de duração  $t_r = \frac{t_A + t_B}{t_A + t_B + t_{St}}$   
do ciclo:



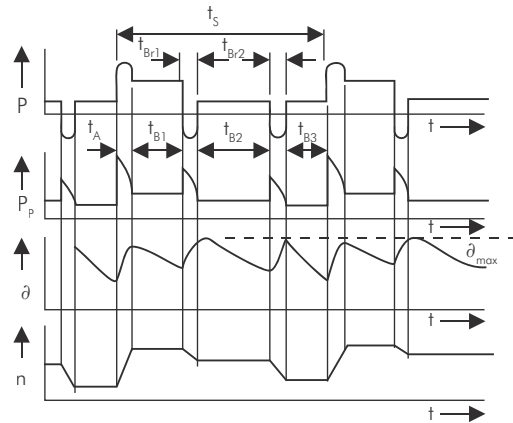
**S<sub>6</sub>: Serviço contínuo com carga intermitente**

Fator de duração  $t_r = \frac{t_B}{t_B + t_L}$   
do ciclo:



**S<sub>7</sub>: Serviço ininterrupto com partida e frenagem elétrica**

Fator de duração  $t_r = 1$   
do ciclo:



**S<sub>8</sub>: Serviço ininterrupto com variações periódicas de velocidade**

Fatores de duração  
do ciclo:

$$t_{r1} = \frac{t_A + t_{B1} + t_{B2} + t_{B3}}{t_A + t_{B1} + t_{Br1} + t_{B2} + t_{Br2} + t_{B3}}$$

$$t_{r2} = \frac{t_{Br1} + t_{Br2}}{t_A + t_{B1} + t_{Br1} + t_{B2} + t_{Br2} + t_{B3}}$$

Além dos regimes de serviço, faz-se necessário definir ainda algumas expressões comumente utilizadas quando se trata de especificações de motores elétricos.

☑ **Potência nominal:** É a potência que o motor pode fornecer, dentro de suas características nominais, em regime contínuo. Este conceito está ligado à elevação de temperatura do enrolamento. Como se sabe, o motor pode acionar cargas de potência acima das nominais, até quase atingir o conjugado máximo. O fator limitante, entretanto, é a sobrecarga suportada pelo material isolante. Se esta sobrecarga for excessiva, em intensidade e em tempo, a vida útil do motor será diminuída, podendo até mesmo queimar-se.

☑ **Fator de serviço (FS):** Chama-se fator de serviço o fator que, aplicado à potência nominal, indica a carga permissível que pode ser aplicada continuamente ao motor. Este fator indica uma capacidade de sobrecarga contínua, ou seja, uma reserva de potência que dá ao motor a capacidade de suportar melhor o funcionamento em condições desfavoráveis. No entanto, a vida útil do motor será inferior àquela com carga nominal. O fator de serviço não deve ser confundido com a capacidade de sobrecarga momentânea durante alguns minutos. Por exemplo: um motor especificado com fator de serviço igual a um significa que o motor não foi projetado para funcionar continuamente acima de sua potência nominal. Isto, entretanto, não muda a sua capacidade para sobrecargas momentâneas.

☑ **Potência equivalente para cargas de pequena inércia:** Apesar das inúmeras formas normalizadas de descrição das condições de funcionamento do motor, é necessário definir e avaliar a solicitação imposta ao motor por um regime mais complexo que aqueles descritos nas normas. Uma forma usual de calcular a potência equivalente é dada pela fórmula:

$$P_m = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_0^T P^2(t) \cdot \Delta T}$$

em que:  $P_m$  = potência equivalente solicitada ao motor

$P(t)$  = potência, variável com o tempo, solicitada ao motor

$T$  = duração total do ciclo

Esta fórmula é baseada na hipótese de que a carga efetivamente aplicada ao motor acarretará a mesma solicitação térmica que uma carga fictícia, equivalente, que solicita continuamente a potência  $P_m$ . Baseia-se também no fato de ser assumida uma variação das perdas com o quadrado da carga e que a elevação de temperatura é diretamente proporcional às perdas.

Isto é verdadeiro para motores que giram continuamente, mas são solicitados intermitentemente. Assim sendo, deve-se entender que a especificação de um motor pela potência equivalente cobre apenas os requisitos térmicos. A escolha do motor deve respeitar ainda as solicitações de torque em cada intervalo de operação.

### 4.4.Características de Ambiente

Para analisar a viabilidade do uso de um motor em uma determinada aplicação deve-se levar em consideração mais alguns parâmetros do ambiente e da geografia do local onde será instalado o motor. Entre eles: a altitude, a temperatura do meio refrigerante e a contaminação do local.

Conforme a NBR-7094, as condições usuais de serviço são:

- ☑ Altitude não superior a 1000 metros
- ☑ Meio refrigerante com temperatura não superior a 40°C

Até esses valores, considera-se que o motor opera em condições normais e por isso deve fornecer, sem sobreaquecimento, sua potência nominal.

#### Influência da altitude

Motores funcionando em altitudes acima de 1000m apresentam problemas de aquecimento causado pela rarefação do ar, e conseqüentemente, diminuição do seu poder de arrefecimento. A insuficiente troca de calor entre o motor e o ar circundante leva à exigência de redução de perdas e conseqüentemente, redução de potência. Usualmente, tem-se usado as seguintes soluções para contornar este problema:

- ☑ Para altitudes acima de 1000m, deve ser utilizado material isolante de classe superior.
- ☑ Segundo a norma NBR-7094, a redução necessária na temperatura ambiente deve ser de 1% dos limites de elevação de temperatura para cada 100m acima dos 1000m.

#### Influência da temperatura ambiente

Motores que trabalham em temperaturas inferiores a -20°C apresentam os seguintes problemas:

- ☑ Excessiva condensação, exigindo drenagem adicional ou instalação de resistência de aquecimento, caso o motor fique longo tempo parado.
- ☑ Formação de gelo nos mancais, exigindo o emprego de lubrificantes especiais ou graxas anticongelantes.

#### Ambientes perigosos

Ambientes perigosos são aqueles em que a atividade-meio ou fim tem como subprodutos de seu processo a emissão de gases, líquidos ou partículas sólidas que potencialmente podem prejudicar o funcionamento seguro.

Dentre os inúmeros exemplos dessas atividades, destacam-se: indústria naval, indústria química e petroquímica etc. A seguir, parte das terminologias utilizadas para a definição de ambientes perigosos.

☑ **Áreas de risco**

Uma instalação onde produtos inflamáveis são continuamente manuseados, processados ou armazenados, necessita, obviamente, de cuidados especiais que garantam a manutenção do patrimônio e preservem a vida humana.

Os equipamentos elétricos, por suas próprias características, podem representar fontes de ignição, quer seja pelo centelhamento normal, devido à abertura e fechamento de contatos, quer seja por superaquecimento de algum componente, seja ele intencional ou causado por correntes de defeito.

☑ **Atmosferas potencialmente explosivas**

Os equipamentos e dispositivos elétricos devem possuir características inerentes que os tornam capazes de operar em atmosferas potencialmente explosivas, com o mínimo risco de que causem a inflamação do ambiente onde estão instalados. Para isto existem diversas técnicas construtivas que são aplicadas de forma a reduzir o risco de explosão ou incêndio provocado pela sua operação.

Uma atmosfera é dita potencialmente explosiva quando a proporção de gás, vapor, pó ou fibras é tal que uma faísca proveniente de um circuito elétrico ou o aquecimento de um aparelho provoca a explosão. Para que se inicie uma explosão, três elementos são necessários em conjunto:

$$\text{OXIGÊNIO} + \text{COMBUSTÍVEL} + \text{FONTE DE IGNIÇÃO} = \text{EXPLOSÃO}$$

Por isso, as medidas construtivas que são aplicadas aos equipamentos elétricos visam principalmente à eliminação de pelo menos um desses fatores fundamentais, de modo a se quebrar esse ciclo. Essas técnicas são normalizadas e possuem o nome de “tipos de proteção” dos equipamentos elétricos.

**Classificação das áreas de risco – conceito de zona**

A ABNT classifica as áreas de risco em:

Zona 0:

Região onde a ocorrência de mistura inflamável e/ou explosiva é contínua ou ocorre por longos períodos. A atmosfera explosiva está sempre presente em condições normais de operação.

Ex: região interna de um tanque de combustível.

Zona 1:

Região onde há a probabilidade de ocorrência de mistura inflamável e/ou explosiva. A atmosfera explosiva pode existir em condições normais de operação.

Zona 2:

Locais onde a presença de mistura inflamável e/ou explosiva não é provável de ocorrer, e se ocorrer, é por poucos períodos. Está associada à operação anormal do equipamento e do processo, perdas ou uso negligente. Quer dizer, a atmosfera explosiva pode ocorrer em condições anormais de operação.

## Tipos de proteção

São medidas específicas aplicadas ao equipamento elétrico a fim de evitar a ignição de uma atmosfera inflamável ao redor do mesmo. Cabe ressaltar que este termo se refere exclusivamente a equipamentos que sejam adequados para a aplicação em atmosferas explosivas.

Para cada tipo de proteção é atribuída uma simbologia.

**Tabela 4.5 - Tipos de proteção**

| Tipo de proteção     | Simbologia | Princípio básico                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
|----------------------|------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| A prova de explosão  | d          | Equipamento encerrado em um invólucro capaz de suportar a pressão de explosão interna e não permitir que essa explosão se propague para o meio externo.                                                                                                                                                                                                   |
| Pressurizado         | p          | Consiste em manter presente, no interior do invólucro, uma pressão positiva superior à pressão atmosférica, de modo que se houver presença de mistura inflamável ao redor do equipamento, esta não entre em contato com partes que possam causar uma ignição.                                                                                             |
| Imerso em óleo       | o          | Partes do equipamento que podem produzir centelhamento ou alta temperatura estão imersas em óleo.                                                                                                                                                                                                                                                         |
| Imerso em areia      | q          | Partes do equipamento que podem produzir centelhamento ou alta temperatura estão imersas em areia. Não possui nenhuma parte móvel em contato com a areia.                                                                                                                                                                                                 |
| Imerso em resina     | m          | Partes do equipamento que podem produzir centelhamento ou alta temperatura estão imersas em resina.                                                                                                                                                                                                                                                       |
| Segurança aumentada  | e          | Tipo de proteção aplicável a equipamentos elétricos que por sua própria natureza não produzem arcos, centelhas ou alta temperatura em condições normais de operação.                                                                                                                                                                                      |
| Não acendível        | nA         | Equipamentos elétricos não centelhantes que em condições normais de operação não são capazes de provocar a ignição de uma atmosfera explosiva de gás, bem como não é provável que ocorra algum defeito que seja capaz de causar a inflamação dessa atmosfera.                                                                                             |
|                      | nR         | Invólucros com restrição gás-vapor que em condições normais de operação não são capazes de provocar a ignição de uma atmosfera explosiva de gás, bem como não é provável que ocorra algum defeito que seja capaz de causar a inflamação dessa atmosfera.                                                                                                  |
|                      | nC         | Equipamentos elétricos centelhantes cujos contatos estejam protegidos adequadamente exceto para invólucros com restrição gás-vapor, que em condições normais de operação não são capazes de provocar a ignição de uma atmosfera explosiva de gás, bem como não é provável que ocorra algum defeito que seja capaz de causar a inflamação dessa atmosfera. |
| Segurança intrínseca | ia         | Equipamentos elétricos que são incapazes de provocar a ignição em operação normal, na condição de um único defeito ou de qualquer combinação de dois defeitos.                                                                                                                                                                                            |
|                      | ib         | Equipamentos elétricos que são incapazes de provocar uma ignição de uma atmosfera explosiva, em operação normal, ou na condição de um único defeito qualquer.                                                                                                                                                                                             |
| Especial             | s          | A idéia de se prever esse tipo de proteção é no sentido de não bloquear a criatividade dos fabricantes e permitir o desenvolvimento de novos tipos de proteção que não seja nenhum daqueles que são previstos por normas, ou ainda elaborar combinações de tipo de proteção.                                                                              |

No caso de motores elétricos, os tipos de proteção mais comuns e aplicáveis são: invólucro a prova de explosão (d), segurança aumentada (e), não acendível para equipamento não centelhante (nA), segurança intrínseca (i) e pressurizado (p).

## Grupos de gases

De acordo com a norma ABNT/IEC, as regiões de risco são divididas em:

### Grupo I:

Para minas susceptíveis à liberação de grisú (gás a base de metano).

### Grupo II:

Para aplicação em outros locais. São as chamadas indústrias de superfície e os gases são divididos em três grupos (IIA, IIB e IIC), de acordo com o grau de periculosidade e em função da energia liberada durante a explosão.

Desta forma, de acordo com a tabela, tem-se:

**Tabela 4.6** - Grupos de gases

| Grupo de gases | Substância inflamável                                                                                                |
|----------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| I              | Metano                                                                                                               |
| IIA            | Acetona, Benzeno, Butano, Propano, Hexano, Gás natural, Etano, Pentano, Heptano, Gasolina, Álcool metil, Álcool etil |
| IIB            | Etileno, Ciclopropano, Butadieno 1-3                                                                                 |
| IIC            | Acetileno, Hidrogênio                                                                                                |

### Classes de temperatura

A temperatura máxima na superfície exposta do equipamento elétrico deve ser sempre menor que a temperatura de ignição do gás ou vapor. De acordo com a tabela, podemos ver as classes existentes segundo as normas correspondentes.

**Tabela 4.7** - Classes de temperatura

| ABNT / IEC            |                               | NEC / CEC             |                               | Temp. de ignição dos gases e vapores (°C) |
|-----------------------|-------------------------------|-----------------------|-------------------------------|-------------------------------------------|
| Classe de temperatura | Temp. máx. de superfície (°C) | Classe de temperatura | Temp. máx. de superfície (°C) |                                           |
| T1                    | 450                           | T1                    | 450                           | > 450                                     |
| T2                    | 300                           | T2                    | 300                           | > 300                                     |
|                       |                               | T2A                   | 280                           | > 280                                     |
|                       |                               | T2B                   | 260                           | > 260                                     |
|                       |                               | T2C                   | 230                           | > 230                                     |
|                       |                               | T2D                   | 215                           | > 215                                     |
| T3                    | 200                           | T3                    | 200                           | > 200                                     |
|                       |                               | T3A                   | 180                           | > 180                                     |
|                       |                               | T3B                   | 165                           | > 165                                     |
|                       |                               | T3C                   | 160                           | > 160                                     |
| T4                    | 135                           | T4                    | 135                           | > 135                                     |
|                       |                               | T4A                   | 120                           | > 120                                     |
| T5                    | 100                           | T5                    | 100                           | > 100                                     |
| T6                    | 85                            | T6                    | 85                            | > 85                                      |

### Marcação de equipamentos Ex

Todo o equipamento produzido, ensaiado e certificado deve apresentar uma marcação específica para operar em áreas classificadas ou potencialmente explosivas.

Assim, no Brasil, é utilizado o seguinte tipo de marcação:



**Figura 4.2** - Marcação segundo normas brasileiras

### Certificação de equipamentos Ex

A certificação de conformidade é o ato de atestar que um produto ou serviço está conforme uma determinada norma ou especificação técnica, através de ensaios e/ou verificações baseados em métodos também normalizados. Esse atestado é feito por meio de um Certificado ou Marca de Conformidade.

A Lei 5966, de 11.12.1973, criou para o Brasil, o SINMETRO – Sistema Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial, que por sua vez é formado basicamente por dois órgãos: o CONMETRO – Conselho Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial, e o INMETRO – Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial.

O CONMETRO tem, como principal atribuição, estabelecer a política e diretrizes que devem ser adotadas para o país, com relação a Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial.

O INMETRO é o órgão responsável pela execução dessa política ditada pelo CONMETRO. Para que o INMETRO desempenhe as suas funções, ele dispõe de três subsistemas: Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial.

Os ensaios e certificação dos equipamento à prova de explosão são desenvolvidos pelo LABEX- Laboratório de Ensaio e Certificação de Equipamentos Elétricos com Proteção contra Explosão. Este laboratório foi inaugurado em 12/12/1986 e pertence ao CEPEL, unidade de Adrianópolis.

A ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas é uma entidade privada, sem fins lucrativos, reconhecida como Foro Nacional de Normalização do SINMETRO, mediante Resolução do CONMETRO e Termo de Compromisso firmado com o Governo, à qual compete coordenar, orientar e supervisionar o processo de elaboração de Normas Brasileiras bem como elaborar e editar as referidas Normas.

## 4.5 Conclusão

Este capítulo condensou uma vasta gama de informações oriundas de normas técnicas e disponíveis em diversas fontes.

Por mais cansativas que possam parecer, as normas guardam a experiência de gerações de engenheiros e técnicos para orientar o trabalho seguro dos novos projetistas e, portanto, devem ser consideradas com muita atenção.

O exercício 4.1 procura destacar a essência no estabelecimento destas normas para que não se perca a motivação para o seu estabelecimento.

## ACIONAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES ELÉTRICOS

### 5.1 Introdução

No último século, grandes descobertas científicas permitiram ao ser humano um surpreendente domínio sobre a matéria [Benchimol, 1995]. Como se sabe, estas descobertas influenciaram praticamente todas as atividades humanas. No caso particular dos motores elétricos, esta evolução se faz presente especialmente através de três áreas de conhecimento tecnológico:

- ☑ Semicondutores de potência
- ☑ Micro-eletrônica (semicondutores de baixa potência)
- ☑ Materiais magnéticos.

Este exponencial avanço tecnológico fica mais gritante quando alguns pontos marcantes da evolução da humanidade são colocados em uma escala logarítmica, como mostrado na Figura 5.1.

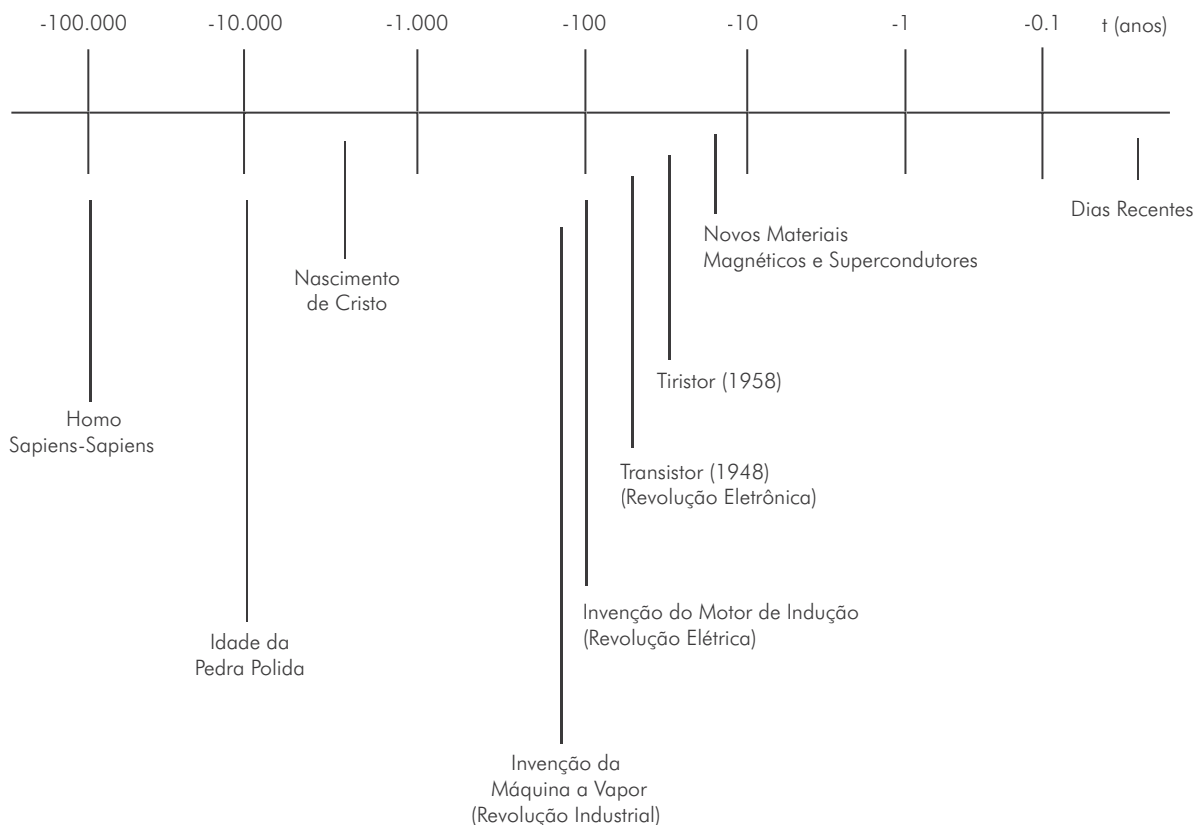


Figura 5.1 - A história em escala logarítmica

### 5.2 Evolução dos Dispositivos Semicondutores de Potência

Em 1958, a disponibilidade comercial dos tiristores representou o início de uma nova era para o acionamento de máquinas de corrente contínua. As décadas de 70 e 80 presenciaram o aparecimento de novos semicondutores de potência com controle de condução e bloqueio, abrindo perspectivas espetaculares para o controle de motores de corrente alternada [Bose, 1992, 1995]. Pode-se tentar dividir esta evolução em três gerações:

1ª. geração (1958-1975): Tiristor (SCR)

2ª. geração (1975-1985): Transistor de potência (BJT)  
MOSFET de potência  
GTO (Gate Turn-Off Thyristor)

3ª. geração (1985 .....): IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)  
SIT (Static Induction Transistor)  
SITH (Static Induction Thyristor)  
MCT (MOS Controlled Thyristor)

Cada dispositivo citado possui capacidade de potência e características de condução e bloqueio (uni-direcional, bi-direcional, controlável, não-controlável) bem como sinais de controle (contínuo, pulsante, na forma de tensão ou corrente) particulares.

Idealmente, procura-se um dispositivo com:

- elevada capacidade de condução de corrente,
- elevada capacidade de suportar tensões em estado de bloqueio,
- corrente de fuga desprezível, quando bloqueado,
- queda de tensão desprezível, quando conduzindo,
- pequeno tempo para iniciar a condução ("turn-on") e para bloquear ("turn-off"),
- potência necessária para comando desprezível.

Estes dispositivos são empregados como chaves ("on" - "off") eletrônicas. Quando se trata de condicionamento de sinais de potência, esta é a única forma eficiente de operação, pois as perdas com os semicondutores conduzindo ou bloqueados são praticamente nulas. As perdas concentram-se principalmente nos tempos de "turn-on" e "turn-off". Nestes momentos, tensão e corrente estão simultaneamente presentes sobre o semicondutor e as perdas não são desprezíveis (Figura 5.2). Entende-se aí a importância de dispositivos com pequenos tempos de comutação, o que permite operação em frequências elevadas.

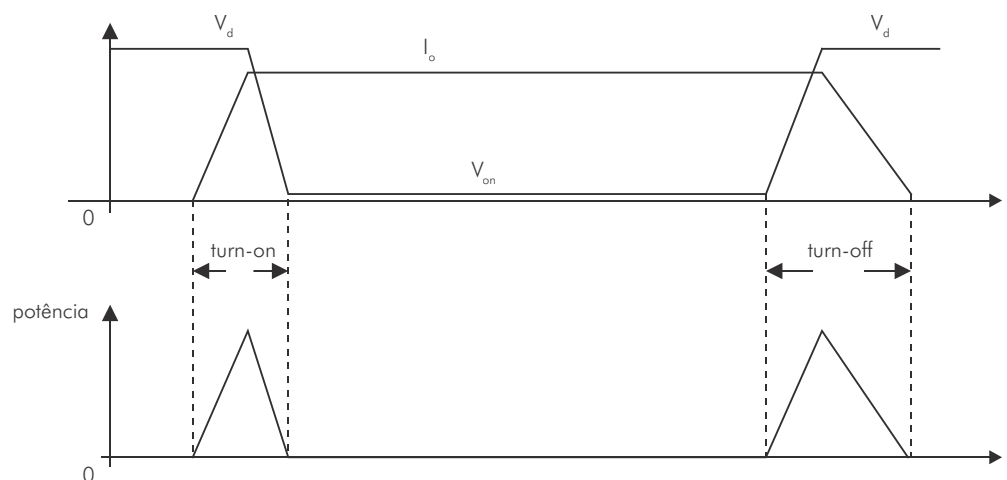


Figura 5.2 - Perdas nas chaves eletrônicas

As pesquisas continuam com o objetivo de se aproximar do dispositivo perfeito. Observando-se a evolução tecnológica, verifica-se que grandes passos já foram dados neste sentido.

A Figura 5.3 resume as características mais marcantes das chaves semicondutoras mais utilizadas em acionamento de máquinas elétricas.

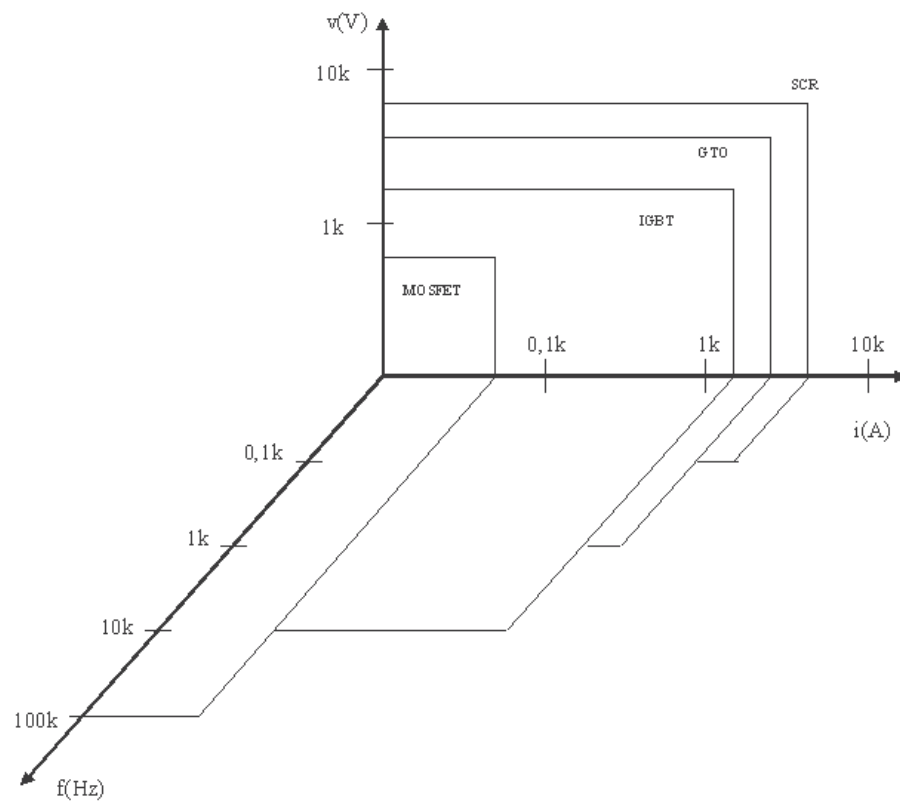


Figura 5.3 - Dispositivos semicondutores e suas faixas de utilização

### 5.3 Evolução da Micro-Eletrônica

Paralelamente a este avanço da eletrônica de potência, as últimas décadas presenciaram também uma grande evolução na micro-eletrônica. Evolução esta que é percebida mais claramente pela sociedade em função dos micro-computadores, televisores, video-cassetes, brinquedos, etc. No acionamento de máquinas, a disponibilidade de micro-computadores, micro-controladores, DSP's, etc... vem permitindo a aplicação de técnicas de controle sofisticadas (controle vetorial, controle fuzzy, redes neurais, controle sem sensores) além de facilitar enormemente o projeto de sistemas de controle, através de programas de simulação, e também o projeto das máquinas elétricas, através de programas de cálculo de campos elétricos e magnéticos por elementos finitos [Bastos, 1989].

Atualmente, são pesquisados dispositivos que combinam a micro-eletrônica com a eletrônica de potência gerando os chamados "smart power devices", que pode-se traduzir como "módulos de potência inteligentes". A Figura 5.4 esquematiza as partes constituintes deste tipo de componente. Conhecimentos tecnológicos para desenvolver dispositivos eficientes e confiáveis já estão disponíveis.

A micro-eletrônica pode colaborar muito na evolução destes módulos fornecendo componentes ASIC (Application Specific Integrated Circuits). Isto irá aumentar a confiabilidade e diminuir os problemas de compatibilidade eletro-magnética (EMC) encontrados na eletrônica de potência [Schulze & Tscharn, 1994, Kiel & Schumacher, 1995].

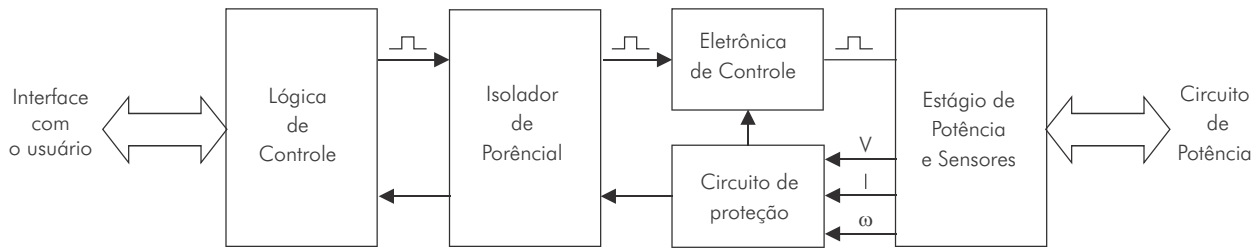


Figura 5.4 - Módulo de potência inteligente

## 5.4 Novos Materiais Magnéticos

Os novos materiais magnéticos como SmCo (Samário Cobalto) e NdFeB (Neodímio Ferro Boro) são outro elemento essencial nesta nova geração de máquinas. A Figura 5.5 compara algumas curvas de magnetização destes materiais, fornecidas por um fabricante, com as da Ferrita e do AlNiCo.

Constata-se uma combinação de força coercitiva e magnetismo remanente bem superior aos materiais tradicionais. Com isto é possível projetar máquinas com maior relação torque/volume e mais eficientes [Hanitsch, 1990].

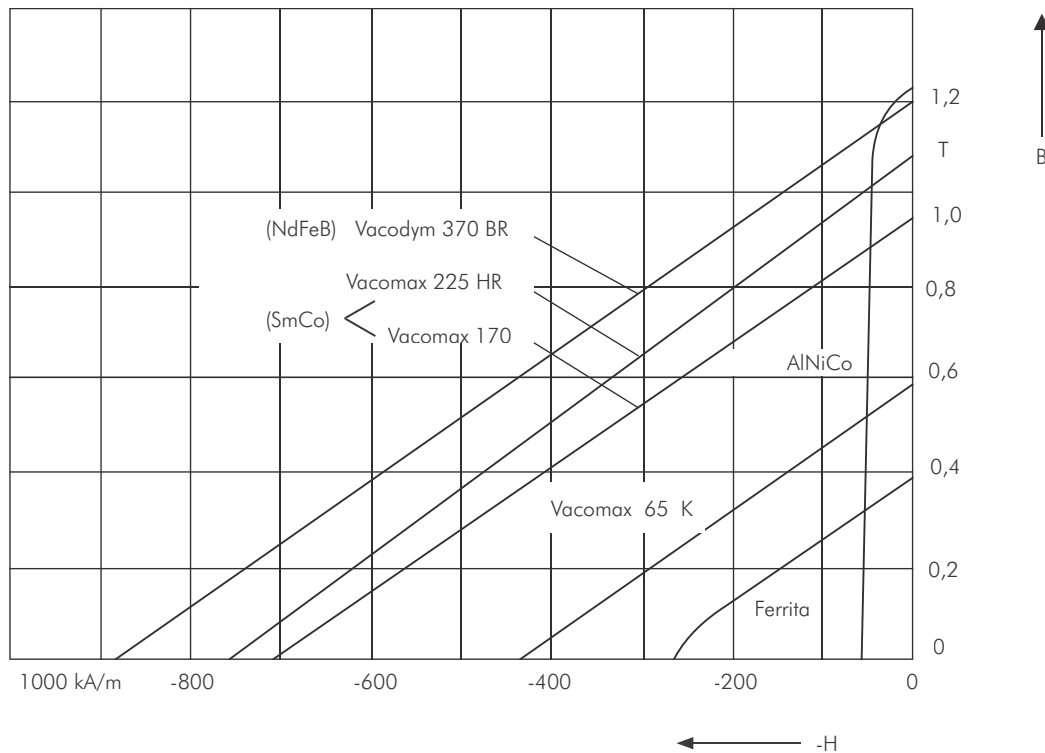


Figura 5.5 - Curvas de magnetização

A influência destes materiais no volume e peso das novas gerações de máquinas elétricas pode ser percebido pela comparação ilustrada na Figura 5.6.

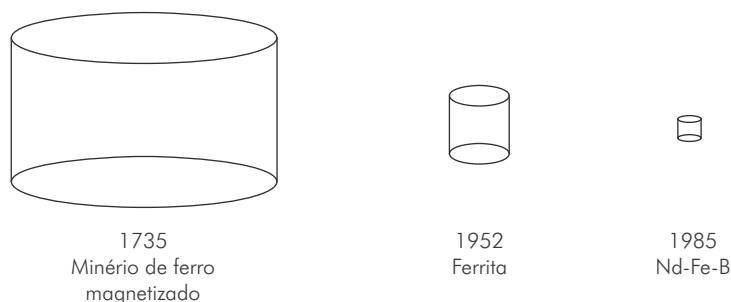


Figura 5.6 - Comparação volumétrica de materiais de igual energia magnética

Os exercícios 5.1 e 5.2 discutem os circuitos magnéticos com a presença de ímãs.

## 5.5 Noções Fundamentais sobre Modulação por Largura de Pulsos - PWM

Como visto anteriormente, os conversores de eletrônica de potência operam com dispositivos semicondutores nos estados de saturação ou bloqueio. Estes circuitos são propriamente chamados de circuitos chaveados e pela natureza da sua operação introduzem harmônicos na geração de sinais contínuos ou alternados.

Os inversores, necessários no acionamento de máquinas de corrente alternada, produzem sinais de amplitude e frequência variáveis a partir de fontes CC. Isto é possível com o emprego da chamada modulação por largura de pulsos PWM ("Pulse Width Modulation"). Para produzir uma tensão de saída senoidal com determinada amplitude e frequência, um sinal senoidal de controle ( $v_s$ ) é comparado com uma onda triangular ( $v_t$ ), conforme mostrado na Figura 5.7(a). A frequência da onda triangular, chamada de onda portadora, determina a frequência de chaveamento.

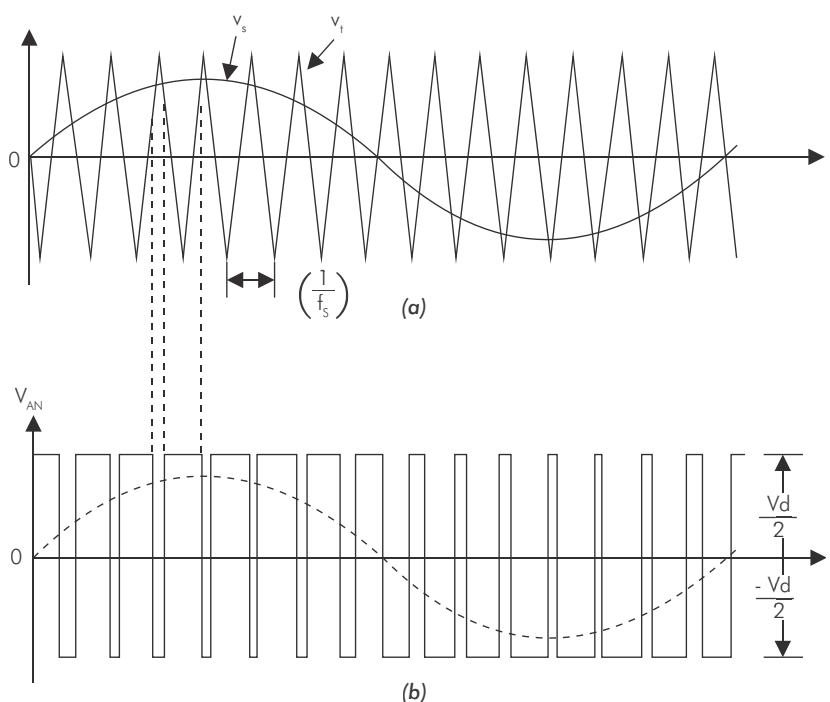


Figura 5.7 - Geração de um sinal PWM a partir de uma referência senoidal e de uma onda portadora triangular (PWM seno-triângulo)

A geração de um sinal chaveado com predominância de uma componente de primeiro harmônico de frequência  $f_1$  e amplitude  $V_1$  pode ser obtida a partir de uma tensão contínua  $V_d$  aplicando a seguinte lógica de operação ao circuito da Figura 5.8:

$$v_s > v_r, T_{A+} \text{ fechada}, T_{A-} \text{ aberta} \rightarrow V_{AN} = V_d / 2$$

$$v_s < v_r, T_{A-} \text{ fechada}, T_{A+} \text{ aberta} \rightarrow V_{AN} = -V_d / 2$$

As chaves  $T_{A+}$  e  $T_{A-}$  são complementares e não podem estar simultaneamente fechadas pois levariam a um curto circuito da fonte de alimentação.

O resultado desta operação está indicado na Figura 5.7(b). Em tracejado está indicada a componente fundamental ou de primeiro harmônico.

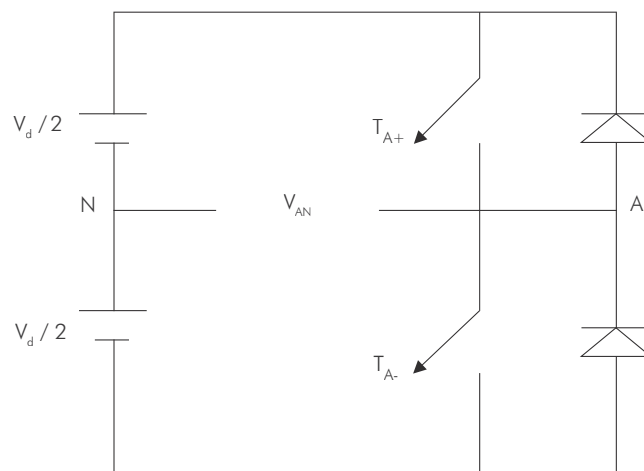


**Figura 5.8** - Circuito de potência CC-CA

5

Se  $f_i$  e  $V_i$  são a frequência e a amplitude da onda triangular portadora e se  $f_1$  e  $V_1$  são a frequência e a amplitude da onda de referência, define-se:

razão de modulação de amplitude,  $m_a = V_1 / V_i$ ;

razão de modulação de frequência,  $m_f = f_1 / f_i$ .

Pode-se demonstrar que a amplitude da componente fundamental é proporcional a  $m_a$ , para  $m_a < 1$  e com  $m_f \gg 1$  (exercício 5.3).

A distribuição de harmônicos, obtida pela série de Fourier, segue a configuração mostrada na Figura 5.9 (ver exercício 5.4). As componentes harmônicas aparecem em torno das frequências múltiplas de  $m_f$ , segundo a relação:

$$h = j m_f \pm k, \quad j \text{ e } k \in \mathbb{N},$$

em que:

$h=1$  corresponde à frequência fundamental;

para  $j$  ímpar,  $k$  assume apenas valores pares;

para  $j$  par,  $k$  assume valores ímpares.

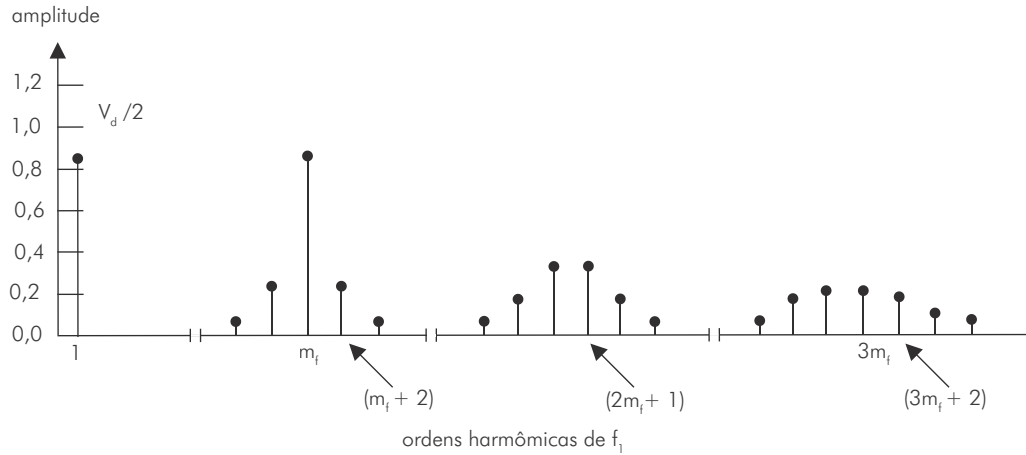


**Figura 5.9** - Espectro harmônico do sinal da Figura 5.7

Para que o sinal gerado só contenha harmônicos ímpares,  $m_i$  deve ser escolhido como um número ímpar. Quanto maior for  $m_i$ , maior serão as freqüências das componentes harmônicas e, portanto, mais fácil será a filtragem destes sinais. Por outro lado, valores elevados de  $m_i$  implicam em chaveamentos mais freqüentes (ocorrerão mais interseções entre o sinal senoidal e a onda triangular) e, com isto, maiores serão as perdas de chaveamento.

### Sobremodulação

Para valores de  $m_o > 1$ , a operação entra em uma região onde a amplitude do primeiro harmônico não é mais linearmente proporcional ao valor de  $m_o$ . Esta região é conhecida como região de sobremodulação. A Figura 5.10 apresenta um gráfico que retrata esta situação.

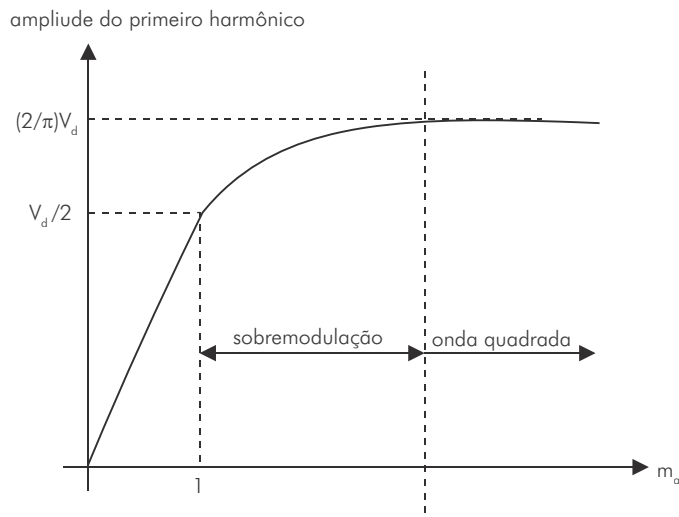


**Figura 5.10** - Amplitude do primeiro harmônico de um sinal PWM seno triângulo em função da razão de modulação de amplitude

A situação extrema da sobremodulação corresponde a um sinal de saída onda quadrada como mostrado na Figura 5.11, conhecida como modulação PAM (Pulse Amplitude Modulation).

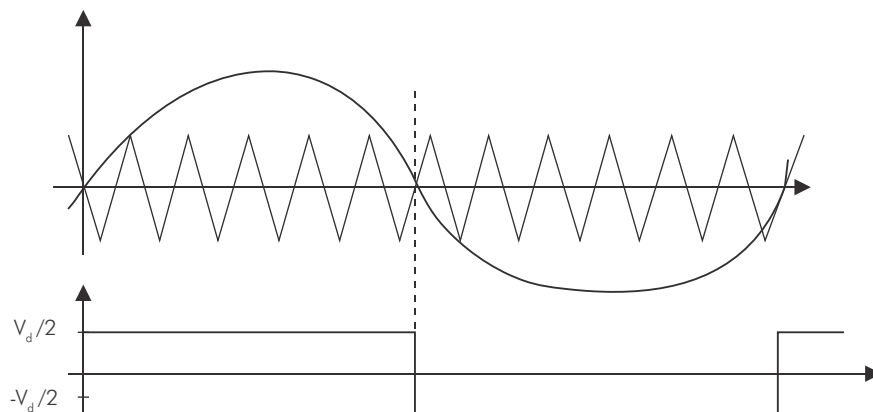


Figura 5.11 - Onda quadrada

A amplitude do primeiro harmônico desta tensão vale  $(2/\pi) V_d$  e a distribuição dos harmônicos, obtida pela série de Fourier, está apresentada na Figura 5.12.

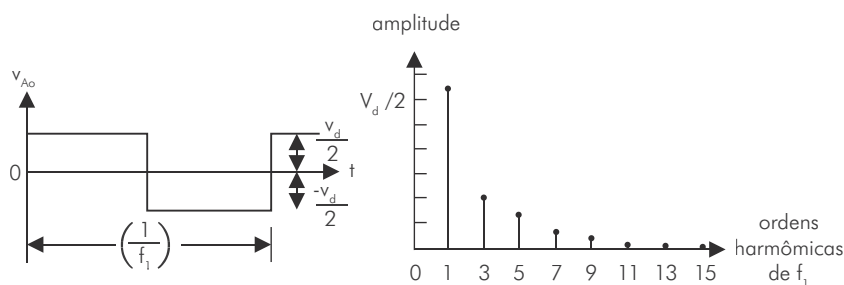


Figura 5.12 - Distribuição harmônica de onda quadrada

### PWM Síncrono

Na Figura 5.7, os sinais da onda senoidal de referência ( $v_s$ ) e da onda triangular portadora ( $v_t$ ) estão sincronizados, ou seja, o período de  $v_s$  é um múltiplo exato do período de  $v_t$ . Esta situação de sincronismo é desejável para se obter um espectro fixo de componentes harmônicas e mandatória caso  $m_f$  seja pequeno ( $m_f < 21$ ).

### PWM Assíncrono

Quando  $m_f$  é elevado ( $m_f > 21$ ) as freqüências sub harmônicas geradas pelo assincronismo são de pequeno valor e podem ser aceitas em muitos casos.

### Outras Formas de PWM

O PWM seno-triângulo apresentado nos itens anteriores é um dos mais empregados, no entanto, existem vários outros tipos de PWM, que serão brevemente mencionados aqui:

### PWM seno-triângulo com injeção de terceiro harmônico

Nesta técnica, o sinal senoidal de controle, que fornece a referência, é adicionado de uma componente de terceiro harmônico, como mostrado na Figura 5.13.

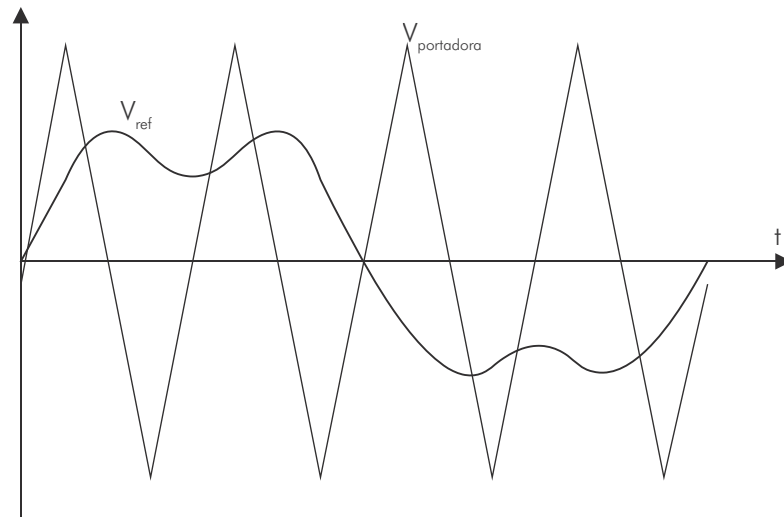


Figura 5.13 - PWM seno triângulo com injeção de terceiro harmônico

A consequência deste fato é que haverá um achatamento do sinal de referência na região de amplitude máxima, aumentando-se assim a região linear de operação, ou seja, a região onde não ocorre sobremodulação. As componentes de terceiro harmônico, por serem iguais, não comprometem as tensões entre fases na geração de um sinal trifásico.

### PWM para eliminar determinadas freqüências harmônicas

Com a disponibilidade de processadores digitais com elevada capacidade de memória, torna-se viável armazenar padrões de chaveamento que eliminem determinadas freqüências harmônicas. Neste caso, em lugar de uma seqüência oriunda da comparação de um sinal de referência com onda portadora triangular, a seqüência de operação das chaves da Figura 5.8 passa a ser obtida pela consulta a uma tabela previamente calculada.

### PWM vetorial, para minimizar o número de chaveamentos

Os circuitos PWM discutidos anteriormente focaram apenas a obtenção de uma fase de um sinal alternado. Para a obtenção de um sinal trifásico, em lugar de três circuitos independentes defasados de 120°, pode-se pensar de forma integrada com o objetivo de minimizar o número de chaveamentos e, com isto, aumentar o rendimento do inversor. A Figura 5.14 esquematiza o inversor trifásico.

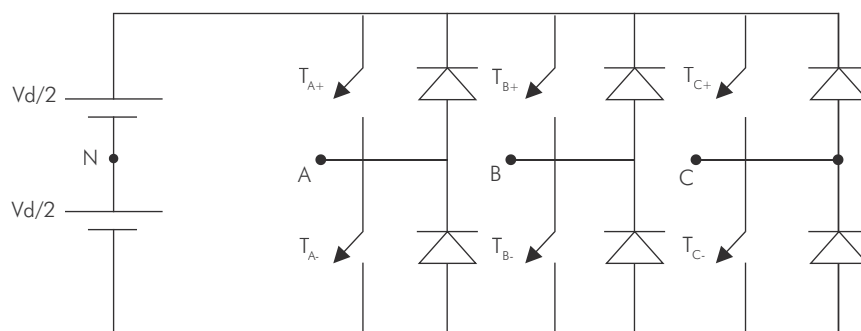


Figura 5.14 - Inversor trifásico

Definindo-se o vetor espacial  $\underline{v}$  por:

$$\underline{v} = v_{AN} e^{j0} + v_{BN} e^{j2\pi/3} + v_{CN} e^{j4\pi/3}, \quad (5.1)$$

a combinação dos possíveis chaveamentos ( $T_A, T_B, T_C$ ) resulta no diagrama vetorial da Figura 5.15, em que 1 corresponde a uma chave superior fechada e 0 a uma chave inferior fechada.

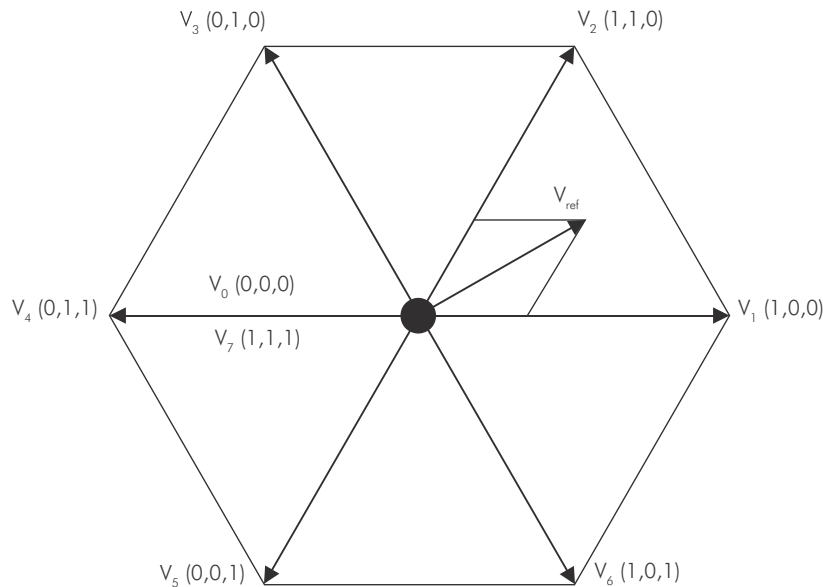


Figura 5.15 - Diagrama vetorial

Pode-se aproximar qualquer vetor espacial ( $\underline{V}_{ref}$ ) a partir das 6 extremidades do hexágono da Figura 5.15 e vetores intermediários resultantes da combinação de dois adjacentes (exercícios 5.5 e 5.6). A amplitude pode ser alterada com a ajuda das combinações (0,0,0) ou (1,1,1) que levam a um vetor de amplitude zero.

É importante ressaltar que a passagem de qualquer vetor para o seu adjacente, bem como para o vetor de amplitude zero, pode se dar com a mudança de estado de apenas um ramo.

Isto é o que faz com que o chaveamento vetorial conduza a um menor número de transições se comparado com a operação de três comandos independentes para cada ramo (fase).

### PWM com controle de corrente (CR-VSI-PWM)

A possibilidade de medição de corrente com sensores Hall, cuja resposta em frequência permite acompanhar sinais da ordem de 100kHz, e os semicondutores de potência com frequências de chaveamento de dezenas de kHz tornaram factível a implementação de uma malha de controle como indicado na Figura 5.16.

Correntes inferiores ao valor de referência conduzem ao fechamento do ramo superior. Paralelamente, correntes superiores ao valor de referência, levam ao fechamento do ramo inferior.

A presença da histerese indicada na Figura 5.16 é necessária para limitar a frequência de chaveamento. Esta frequência também poderia ser limitada através da frequência de 'clock' de um flip-flop.

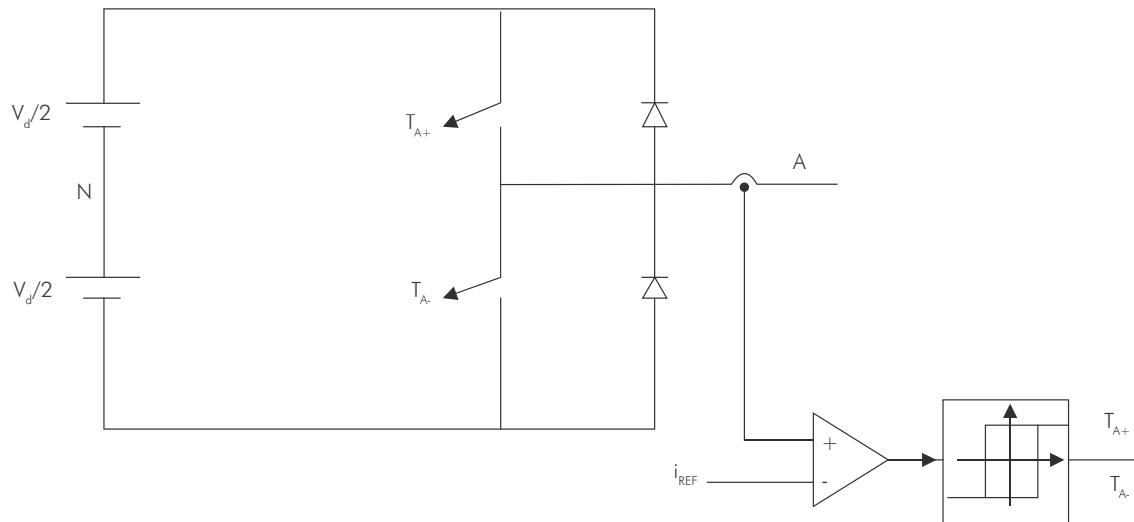


Figura 5.16 - PWM com controle de corrente

O resultado desta operação leva ao acompanhamento quase perfeito do sinal de referência desde que a tensão de alimentação seja suficientemente elevada para impor a corrente desejada. A Figura 5.17 ilustra uma situação experimental para uma referência senoidal.

O regulador por histerese pode ser substituído por um regulador linear do tipo PI, cuja saída entra como referência para uma lógica PWM de um dos tipos vistos anteriormente, sendo possível assim uma diminuição do 'ripple' no sinal de corrente.

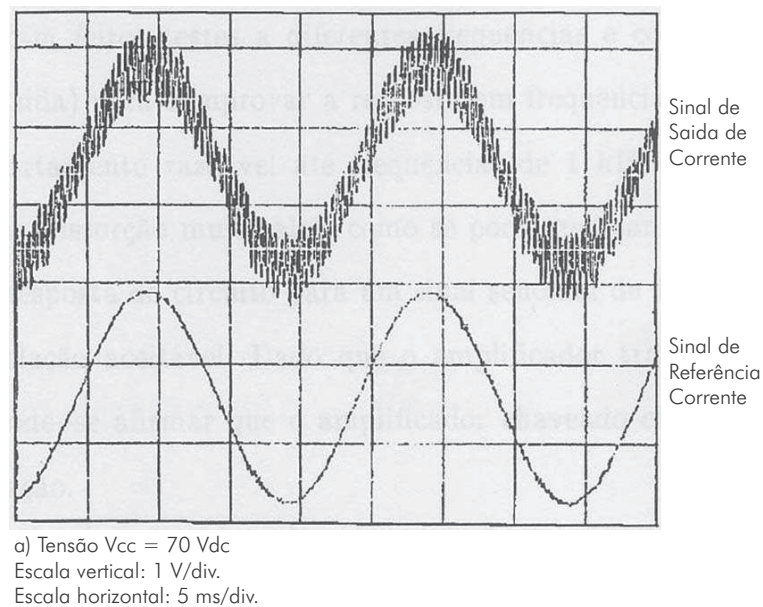


Figura 5.17 - Forma de onda da corrente para uma referência senoidal

Uma retrospectiva dos tipos de PWM pode ser encontrada em Holtz (1992).

### 5.6 Topologias de Conversores Eletrônicos para Acionamento de Motores Elétricos

#### Motores CC

A alimentação de motores CC com velocidade controlada é feita normalmente através de dois tipos de conversores eletrônicos:

Retificador<sup>1</sup> sobre-índices, indicadores das notas de pé de página (conversor CA-CC) a tiristores.

Chopper<sup>2</sup> sobre-índices, indicadores das notas de pé de página (conversor CC-CC), caso se disponha de uma fonte CC. Esta fonte CC pode ser, por exemplo, a saída de uma ponte retificadora a diodos ou uma bateria, como no caso dos carros elétricos.

#### Motores CA

Para a alimentação de motores CA, a gama de possibilidade é bem maior.

Basicamente, os tipos disponíveis no mercado podem ser classificados em dois grandes grupos, que admitem várias subdivisões, como indicado a seguir:

**1) Topologias com Malha Intermediária.** Esta topologia é sub-dividida em:

1.1) VSI (Voltage Source Inverter).

Aqui a malha intermediária funciona como uma fonte de tensão. O sinal alternado oriundo da rede de alimentação (a 60Hz ou 50Hz) é retificado para se obter uma fonte de tensão CC, o que se consegue com o auxílio de um capacitor. Por sua vez, os inversores VSI podem ser classificados em PAM (Pulse Amplitude Modulation) ou PWM (Pulse Width Modulation).

1.1.1) Nos inversores VSI-PAM, o retificador de entrada é constituído normalmente de uma ponte de tiristores, que permite alterar a amplitude da tensão da malha intermediária. O inversor só é responsável pelo estabelecimento da frequência do sinal de saída.

1.1.2) Nos inversores VSI-PWM, o retificador de entrada é normalmente uma ponte a diodos. Neste caso, o inversor fica responsável pelo controle da amplitude e da frequência do sinal alternado de saída. Isto é possível graças ao chaveamento tipo PWM.

1.1.3) Os inversores CR-VSI-PWM são inversores VSI-PWM com uma malha de controle de corrente, como já apresentado na Figura 5.16. Trata-se do conversor indicado para aplicações de elevado desempenho dinâmico, com no caso de servo-acionamentos, onde o controle preciso do torque revela-se da maior importância.

Os dispositivos semicondutores usados nos inversores VSI apresentam comando das condições de condução e bloqueio (p.ex. IGBT's, GTO's, MOSFET's).

1.2) CSI (Current Source Inverter).

Aqui a malha intermediária faz o papel de uma fonte de corrente. O sinal da rede elétrica (a 60Hz ou 50Hz) é retificado para se obter uma fonte de corrente com o auxílio de um indutor. Os inversores CSI operam normalmente com uma ponte retificadora a tiristores na entrada.

O inversor pode ser de comutação forçada, como no caso dos motores de indução, ou de comutação natural pelas características da carga (LCI-Load Comutated Inverter), como no caso das máquinas síncronas (funcionamento semelhante ao que ocorre nos inversores da transmissão CC de Itaipú).

<sup>1</sup> A topologia deste conversor será vista no capítulo 10, Figs. 10.3 e 10.4.

<sup>2</sup> A topologia deste conversor será vista no capítulo 10, Figura 10.7.

Os dispositivos semicondutores normalmente usados são tiristores e estes conversores ocupam faixas de potência elevadas. No caso de comutação forçada, pode-se empregar GTO's ou circuitos auxiliares para comutação forçada. O chamado ASCI (Auto-Sequential-Commutated Inverter) é um circuito que utilizando diodos e capacitores e aproveitando-se das características indutivas da carga permite uma comutação forçada de tiristores de forma bastante elegante.

## 2) Topologias de Conversão Direta (sem Malha Intermediária).

Aqui o exemplo mais empregado industrialmente é o Cicloconversor, cuja estrutura é constituída de duas pontes retificadoras a tiristores em anti-paralelo. O sinal alternado de saída só pode ser de frequências bem baixas (<20Hz). Ele é formado a partir da retificação sucessiva da tensão da rede de alimentação (a 60Hz ou 50Hz) variando-se convenientemente o ângulo de disparo das pontes retificadoras.

A Figura 5.18 esquematiza estas topologias mencionadas.

O seu emprego e faixa de utilização estão esquematizados na Tabela 5.1.

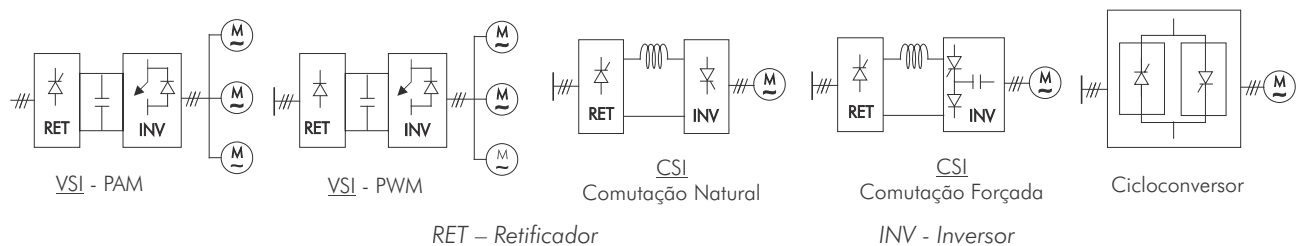


Figura 5.18 - Topologias de conversores para alimentação de motores CA

Tabela 5.1 - Seleção de Acionamentos Eletrônicos

| Converso De frequência                 |                                                                                                         |                                                                                                                                                                                         |                                                                                                                                                                                                                 |                                                                                                                                                                                                            |                                                                                                                    |
|----------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                                        | VSI - PAM                                                                                               | VSI - PWM                                                                                                                                                                               | CSI Comutação Natural                                                                                                                                                                                           | CSI Comutação Forçada                                                                                                                                                                                      | Cicloconversor                                                                                                     |
| Motor                                  | Síncrono - IP<br>Indução                                                                                | Síncrono - IP<br>Indução                                                                                                                                                                | Síncrono - EI                                                                                                                                                                                                   | Indução                                                                                                                                                                                                    | Síncrono - EI<br>Indução                                                                                           |
| Faixa típica de variação de Velocidade | 1: 10                                                                                                   | 1: 1000                                                                                                                                                                                 | 1: 10                                                                                                                                                                                                           | 1: 10                                                                                                                                                                                                      | Baixas Velocidades                                                                                                 |
| Faixa típica de potência               | 10KVA a 300 KVA                                                                                         | 0,5 KVA a 3 MVA                                                                                                                                                                         | 1 MVA a 20 MVA                                                                                                                                                                                                  | 60 KVA a 3 MVA                                                                                                                                                                                             | 1 MVA a 20 MVA                                                                                                     |
| Principais Aplicações                  | <input checked="" type="checkbox"/> Máquinas textil<br><input checked="" type="checkbox"/> Ventiladores | <input checked="" type="checkbox"/> CNC<br><input checked="" type="checkbox"/> Robótica<br><input checked="" type="checkbox"/> Extrusoras<br><input checked="" type="checkbox"/> Bombas | <input checked="" type="checkbox"/> Compressores<br><input checked="" type="checkbox"/> Ventiladores<br><input checked="" type="checkbox"/> Extrusoras<br><input checked="" type="checkbox"/> Esteiras rolantes | <input checked="" type="checkbox"/> Bombas<br><input checked="" type="checkbox"/> Ventiladores<br><input checked="" type="checkbox"/> Centrífugas<br><input checked="" type="checkbox"/> Esteiras rolantes | <input checked="" type="checkbox"/> Moinhos de Cimento e Minério<br><input checked="" type="checkbox"/> Siderurgia |

EI - Excitação Independente

IP - Imã permanente

RET – Retificador

INV - Inversor

**Obs.:** O conversor VSI-PWM com malha interna de controle de corrente (CR-VSI-PWM) é o indicado para servo-acionamentos. Neste caso utilizam-se MOSFET'S ou IGBT'S com frequência de chaveamento de 10kHz ou mais e faixa de potência até 100 kVA.



## MÉTODOS DE PARTIDA DOS MOTORES ELÉTRICOS

### 6.1 Introdução

Os rotores dos motores elétricos são massas girantes, portanto armazenam energia na forma cinética. Sendo  $J$  o momento de inércia e  $n$  a velocidade de rotação do rotor, a energia cinética vale:

$$E_c = \frac{1}{2} J n^2$$

Assim, variações de velocidade, como ocorre na partida de um motor elétrico, são acompanhadas de variações de energia cinética. Quanto mais rápida a variação de energia cinética, tanto maior será a potência necessária para a mudança. Assim sendo, os tempos de partida de motores elétricos precisam em geral ser controlados para evitar valores elevados de corrente para uma determinada alimentação de tensão.

Nos itens seguintes, são resumidos os casos típicos de partida dos motores elétricos.

### 6.2 Partida de Motores CC

O comportamento elétrico de um motor CC encontra-se regido pela Eq. (3.2). Inicialmente, é necessária a existência de um campo de excitação, caso contrário, a força contra eletromotriz (Eq.3.3) é nula e a corrente de armadura do motor só fica limitada pelos valores de resistência e indutância de armadura. Mesmo com a aplicação de uma tensão de campo, para baixos valores de velocidade, a corrente de armadura pode assumir valores muito elevados. Estes comentários justificam os procedimentos de partida dos motores CC descritos abaixo.

*Procedimento 1:*

Garantir a existência do campo de excitação e, em seguida, aplicar a tensão nominal através da inserção de resistências em série com a armadura, que são retiradas à medida que a velocidade aumenta. O exercício 6.1 ilustra este procedimento.

*Procedimento 2:*

Garantir a existência do campo de excitação e, em seguida, aplicar uma tensão reduzida através de um chopper ou retificador controlado para gradativamente aumentar a tensão de alimentação até o seu valor nominal.

### 6.3 Partida de Motores de Indução

*Procedimento 1:*

Aplicação direta da tensão de alimentação. A desvantagem deste método é a elevada corrente de partida que pode chegar a valores superiores à sete vezes a corrente nominal.

Dependendo da característica torque x velocidade e da corrente de partida, os MI trifásicos de rotor gaiola são classificados pela NBR7094 nas seguintes categorias (Figura 6.1):

- N - conjugado de partida normal, corrente de partida normal, baixo escorregamento na velocidade nominal, são os motores mais usuais no mercado.
- H - conjugado de partida alto, corrente de partida normal, baixo escorregamento.
- D - conjugado de partida alto, corrente de partida normal, alto escorregamento.
- NY- motores semelhantes aos da categoria N com previsão para partida estrela-triângulo.
- HY- motores semelhantes aos da categoria H com previsão para partida estrela-triângulo.

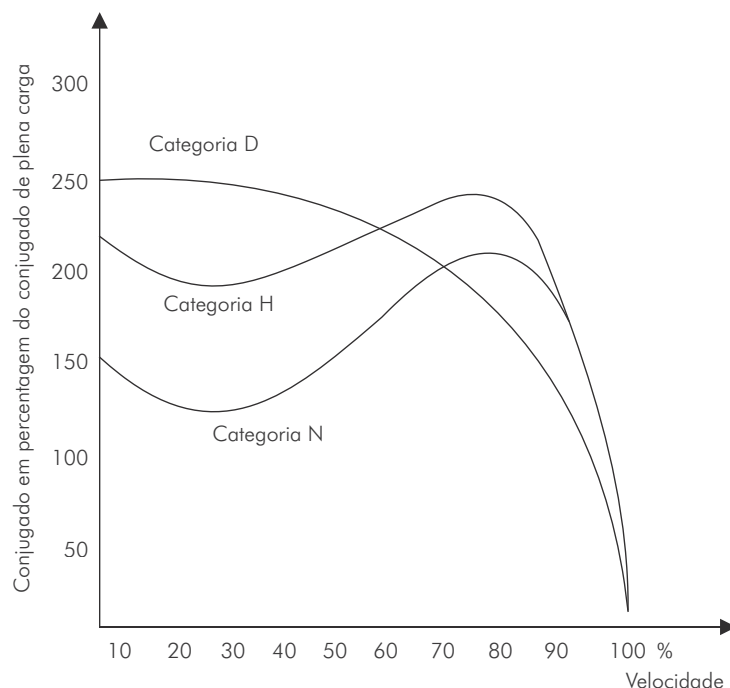


Figura 6.1 - Curvas torque x velocidade das diferentes categorias de MI gaiola

O torque médio de partida pode ser obtido aproximadamente pela diferença gráfica entre o torque médio do motor e o torque médio da carga. Para o exemplo do capítulo 3, com alimentação direta da rede elétrica, este cálculo seria necessário.

#### Procedimento 2:

Partidas com tensão reduzida. A aplicação de uma tensão reduzida implicará em uma menor corrente de partida, no entanto, deve-se levar em conta que o torque elétrico produzido também irá diminuir. As formas mais usuais são:

- ☑ Chave estrela-triângulo. Se os terminais das bobinas de alimentação do motor estiverem disponíveis, elas podem ser inicialmente conectadas em estrela (Y), com tensão  $\sqrt{3}$  vezes menor que a tensão nominal, e, em seguida, após o motor ter desenvolvido alguma velocidade, conectadas em triângulo ( $\Delta$ ). As chamadas chave estrela-triângulo permitem que estas modificações sejam facilmente realizadas. O momento de mudança de conexão deve ser escolhido de forma a minimizar os picos de corrente e depende de cada aplicação. A corrente e o torque de partida ficam reduzidos à terça parte do valor da partida direta (exercício 6.2).
- ☑ Auto-transformador. Um auto-transformador também pode ser empregado para uma elevação suave da tensão de alimentação de motores de indução. Esta solução é mais cara que a anterior.
- ☑ Resistência ou reatância em série. A introdução de uma impedância em série pode ser uma solução para evitar altas correntes de partida. Naturalmente, isto vem acompanhado de uma redução no torque motriz.
- ☑ Soft-starter. Atualmente, conversores eletrônicos, baseados em tiristores, também podem ser empregados para reduzir a tensão de alimentação na hora da partida. Comparativamente aos auto-transformadores, esta solução ocupa menor espaço, apresenta menor peso e não depende de contatos mecânicos, no entanto, introduz harmônicos na rede elétrica durante a partida.

**Procedimento 3:**

Partida com Inversor Eletrônico. Os inversores permitem o controle do nível da tensão e da frequência de alimentação do motor. A vantagem desta solução é que mantida a razão entre a tensão e a frequência de alimentação, conforme visto através da Figura 3.7, o torque elétrico produzido não sofre redução, como ocorre com as técnicas apresentadas no procedimento anterior.

**Procedimento 4:**

Motores com quatro níveis de tensão. Nestes motores, cada fase é constituída por dois enrolamentos que podem ser conectados em série ou paralelo. Uma vez disponível o acesso aos terminais destas bobinas, pode-se organizar uma seqüência de alimentação similar, porém mais completa, que na partida estrela-triângulo: Y em série → Δ em série → Y em paralelo → Δ em paralelo.

O torque de partida, função do quadrado da tensão aplicada sobre cada bobina, assume aproximadamente os valores:

$M/12 \rightarrow M/4 \rightarrow M/3 \rightarrow M$ .

**Procedimento 5:**

Ligação Dahlander. Na ligação Dahlander, é possível dobrar o número de polos de uma máquina de indução de gaiola de esquilo e, com isto, sua característica de torque x velocidade.

A duplicação do número de polos se consegue pela divisão dos enrolamentos de cada fase em duas bobinas, como ilustrado na Figura 6.2 para a fase "a", composta das bobinas "a1" e "a2". Como pode ser entendido pela Figura 6.3, o sentido da corrente em cada uma destas bobinas determina o número de polos da máquina. Pelo fato do rotor ser uma gaiola em curto, a troca do número de polos não representa um problema, uma vez que serão induzidos no rotor a mesma quantidade de polos do estator.



**Figura 6.2** - Divisão do enrolamento da fase "a" em duas bobinas "a1" e "a2"

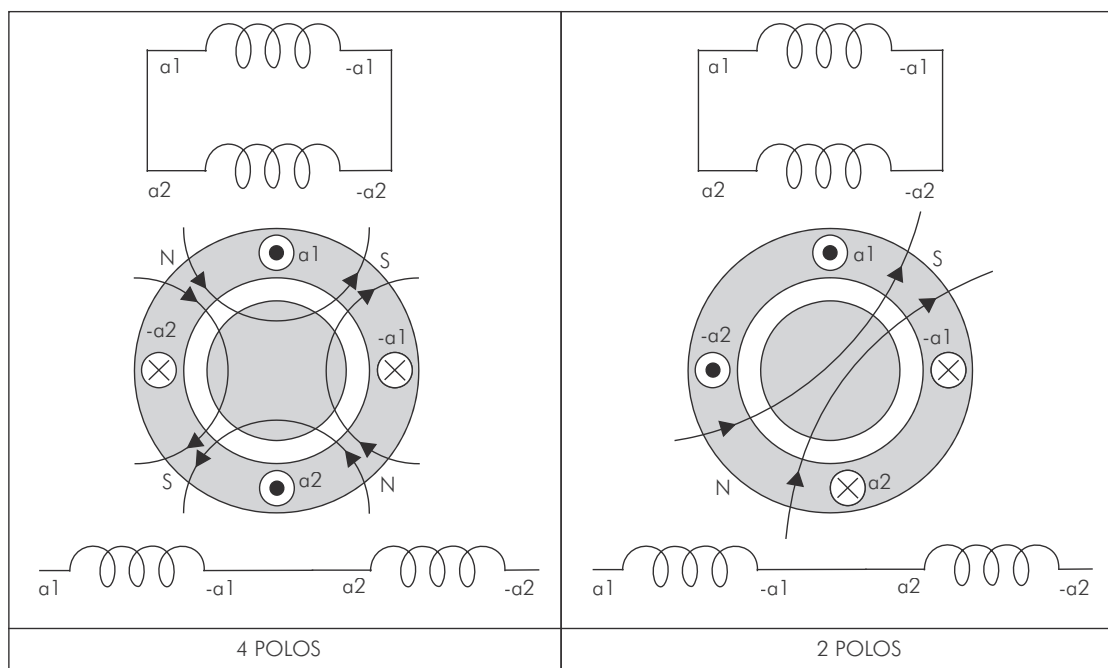


**Figura 6.3** - Duplicação do número de polos em função do sentido das correntes na fase "a"

Para a formação do enrolamento da fase “a”, estas bobinas podem ser conectadas em série ou em paralelo (Figura 6.3) e, além disso, dispostas de modo a produzir, neste exemplo ilustrativo, 2 e 4 polos. Outras disposições permitiriam formar 4 e 8 polos, sempre dobrando o número.

A conexão do sistema trifásico, quando são incluídas as fases “b” e “c”, ainda pode ser arranjada em delta ou em estrela, totalizando 8 combinações.

A velocidade de rotação depende do número de polos. Por outro lado, considerada a dispersão constante, o torque é aproximadamente proporcional ao quadrado da tensão aplicada a cada bobina e ao número de polos.

Na ligação em delta, a tensão sobre cada fase é a tensão de linha, na ligação em estrela, a tensão sobre cada fase fica dividida por  $\sqrt{3}$ . Bobinas em paralelo recebem toda a tensão de fase, bobinas em série, a metade. Assim, pode-se montar a Tabela 6.1, que resume estas informações.

**Tabela 6.1** - Fator de proporcionalidade do torque

| '2n' POLOS<br>(baixa velocidade) |                    | 'n' POLOS<br>(alta velocidade) |                  |                              |
|----------------------------------|--------------------|--------------------------------|------------------|------------------------------|
| $\Delta$                         | Y                  | $\Delta$                       | Y                |                              |
| 1 (a)<br>4                       | 1/3 (c)<br>4/3 (b) | 1/2 (b)<br>2                   | 1/6<br>2/3 (a,c) | - - (série)<br>// (paralelo) |

Para aplicações industriais, as conexões das bobinas de um motor Dahlander já vêm parcialmente fornecidas nas configurações apresentadas na Figura 6.4 e classificadas como torque constante (a), potência constante (b) e torque ventilador (c). As curvas de torque aproximadas, apresentadas na mesma Figura 6.4, justificam esta nomenclatura.

Os fatores de proporcionalidade de torque da Tabela 6.1 são apenas aproximações, no entanto, permitem o entendimento das curvas apresentadas na Figura 6.4.

Em cada uma destas situações, consegue-se a mudança de baixa velocidade para alta velocidade com uma simples alteração nas conexões de 6 terminais disponíveis. Evidentemente, se fossem disponibilizados os terminais de todas as bobinas (ao todo 12 em lugar de 6) um mesmo motor Dahlander poderia ser conectado nas 8 possibilidades apresentadas na Tabela 6.1 e não apenas para os casos (a), (b) e (c), também indicados na tabela. O procedimento adotado industrialmente limita o uso do motor Dahlander, mas evita erros de ligação.

Além disso, as conexões em delta paralelo, que não estão contempladas nos casos (a), (b), e (c) anteriores, trabalham com correntes muito elevadas. A última conexão restante (estrela série de alta velocidade) apresenta baixíssimo torque.

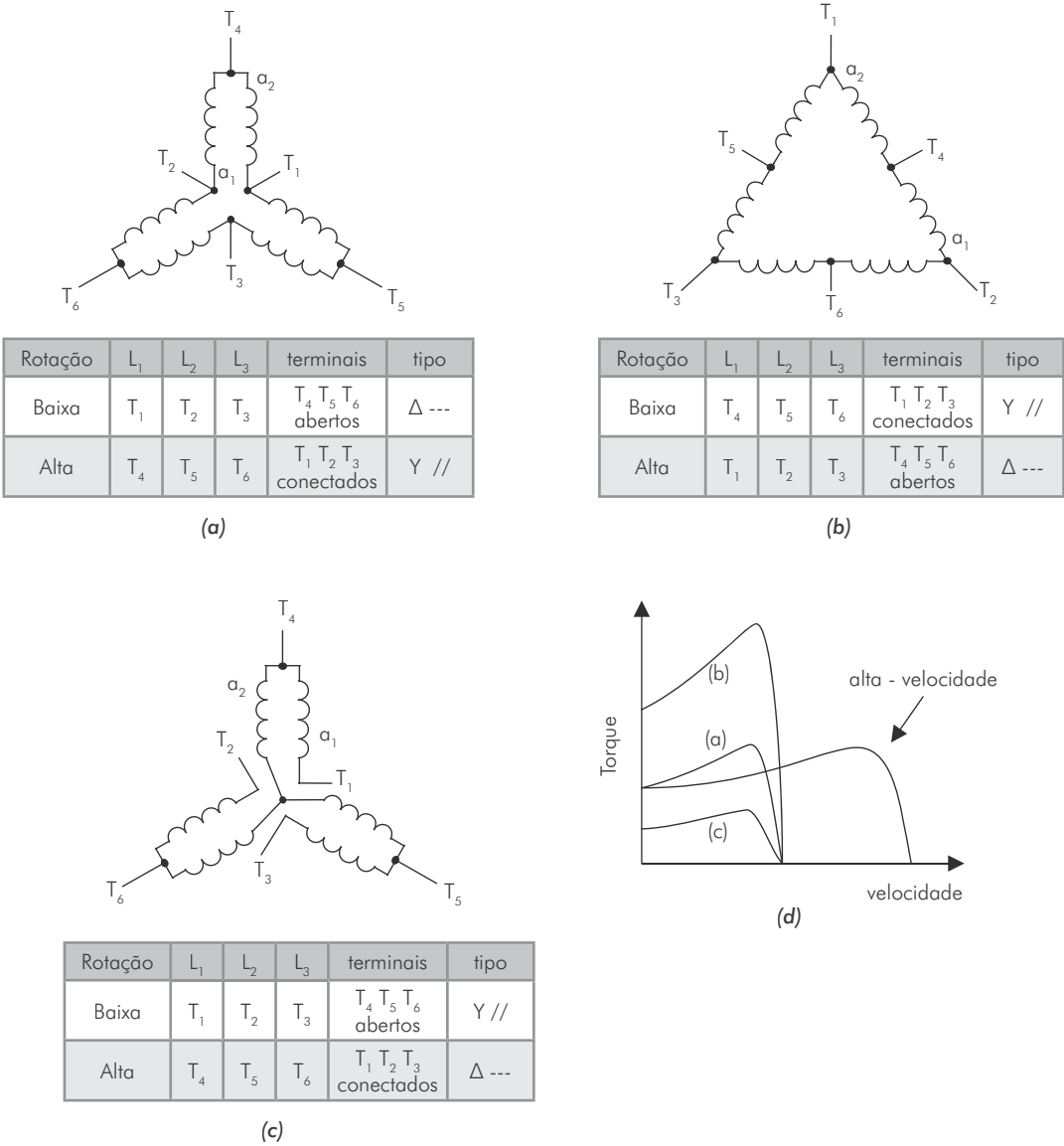


Figura 6.4 - Conexões industriais de motores Dahlander

Procedimento 6:

Motor de Indução de Rotor Bobinado. Como apresentado através da Figura 3.6b, as curvas de torque deste tipo de motor podem ser ajustadas pela variação da resistência rotórica. Este fato pode ser aproveitado na partida, iniciando-se com resistências adicionais que permitem um maior torque em baixas velocidades e gradativamente reduzindo-se o valor destas resistências na medida que a velocidade aumenta.

O exercício 6.3 deduz uma interessante propriedade da partida de Motores de Indução.

6.4 Partida do Motor Síncrono

Como apresentado no capítulo 3, os motores síncronos não apresentam torque de partida. Para contornar este fato são propostas três alternativas

Procedimento 1:

Partida com motor auxiliar. Como o próprio nome sugere, um motor auxiliar é empregado para se atingir a velocidade síncrona e, a partir daí, pode ser feita a conexão com a rede elétrica.

*Procedimento 2:*

Partida como motor de indução. Motores síncronos com gaiola de amortecimento podem partir como motores de indução. O enrolamento de campo deve ser curto-circuitado para facilitar a operação de partida.

*Procedimento 3:*

Conversor eletrônico. Este procedimento é similar ao procedimento 3 para Motores de Indução.

### 6.5 Frenagem

Existem métodos de frenagem mecânica, como por exemplo os freios de sapatas, que não serão discutidos neste texto. Dos métodos de frenagem elétrica para Motor de Indução, destacam-se o método por contra-corrente e o método por injeção de corrente contínua.

No primeiro, aplica-se uma seqüência de fases oposta a da alimentação regular provocando elevadas correntes e uma rápida frenagem. Deve existir um sistema que desconecte a rede de alimentação quando a velocidade passar por zero. Caso contrário, o motor reverterá o seu sentido de rotação. Na injeção de corrente contínua, estabelece-se um campo que impõe uma posição de equilíbrio apenas na velocidade zero.

Quando o motor for alimentado por um conversor eletrônico, torna-se possível uma frenagem com dissipação de potência na forma elétrica (frenagem dinâmica) ou, dependendo do conversor, uma frenagem com regeneração de energia para a rede.

## DIAGRAMAS DE COMANDO DE MOTORES ELÉTRICOS

### 7.1 Introdução

Entende-se por comando a operação sem necessidade de realimentação. O estudo de sistemas que empregam realimentação (sistemas de controle) será abordado mais adiante nos capítulos 9 e 10.

### 7.2 Contator

O elemento básico nos circuitos de comando é o contator. Ele serve para a conexão dos circuitos de potência e também para o estabelecimento da lógica de acionamento. A Figura 7.1 apresenta um contator, cujo princípio de operação baseia-se na atração eletromagnética promovida pela bobina de um relé quando energizada.

O contator possui contatos principais, dimensionados para estabelecer e interromper correntes de motores, e contatos auxiliares, dimensionados para a sinalização e intertravamento elétrico.

Os contatos podem ser normalmente abertos (NA) ou normalmente fechados (NF), em função do estado que se encontram quando a bobina do contator está desenergizada.

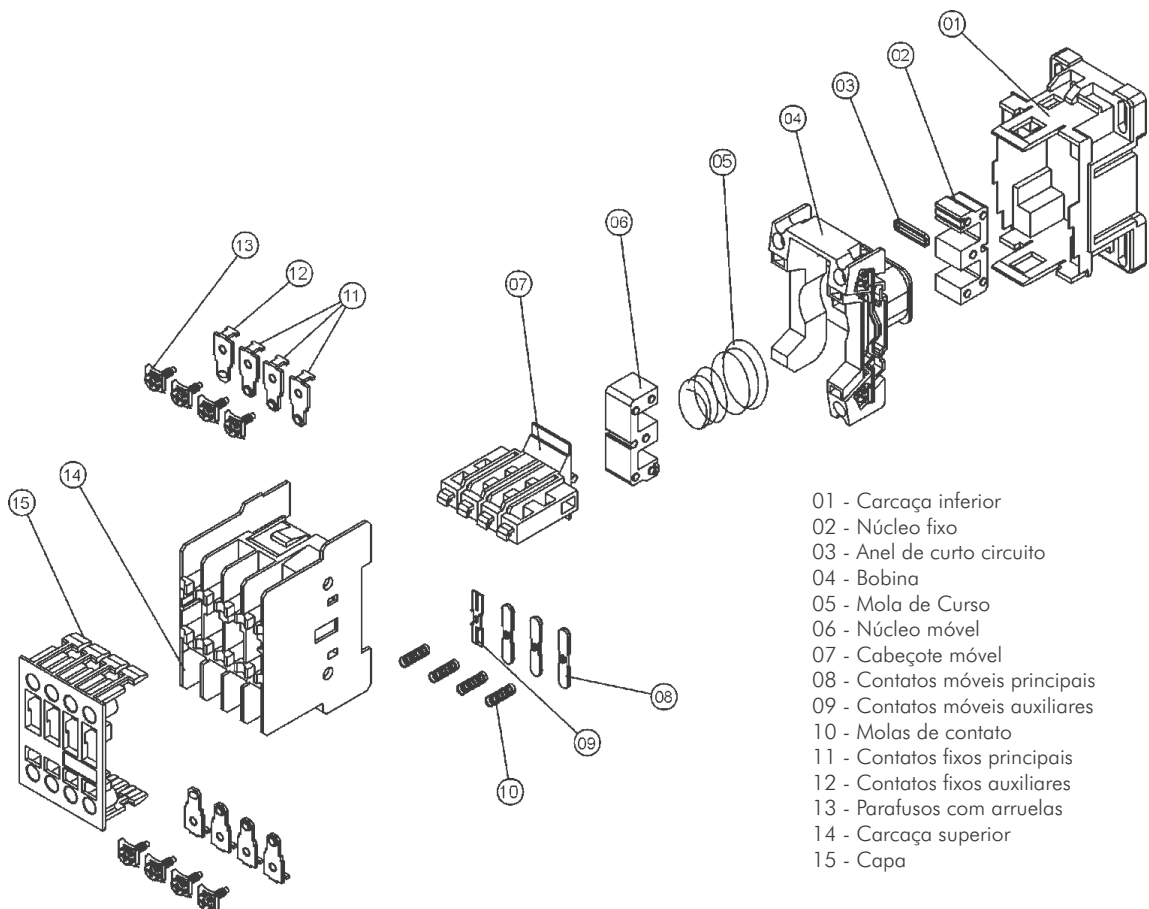


Figura 7.1 - Contator WEG

As representações empregadas nos diagramas de comando estão resumidas na Tabela 7.1

Tabela 7.1 - Simbologias para contatores

|                    |  |  |
|--------------------|--|--|
| Contato NA         |  |  |
| Contato NF         |  |  |
| Bobina ou relé M   |  |  |
| Lâmpadas           |  |  |
| Bobina temporizada |  |  |

7.3 Botoeiras

Muito comum ainda nos circuitos de comando são as botoeiras que permitem ou desfazem contatos quando pressionadas. Elas trabalham sob a pressão de uma mola. Os contatos podem ser normalmente abertos (NA) ou normalmente fechados (NF), como indicado na simbologia apresentada na Tabela 7.2.

Tabela 7.2 - Simbologia para botoeiras

| NA | NF |
|----|----|
|    |    |

O comando com botoeiras e contatores (chaves magnéticas) apresenta as seguintes vantagens sobre o comando com chaves mecânicas:

- ✓ após uma falta de energia, a reenergização não é automática, exigindo a presença de um operador.
- ✓ o comando pode ser remoto.
- ✓ um comando pode fechar vários contatos.

Deve-se ressaltar que a característica de necessidade de interferência do operador para reenergizar pode ser desvantajosa como em alguns casos de refrigeradores, ventiladores e bombas.

O comando de motores elétricos será ilustrado a seguir através de três exemplos.

Exemplo 1:  
Comando de motor de diferentes pontos de uma instalação.  
Abaixo está ilustrada a situação de três pontos.

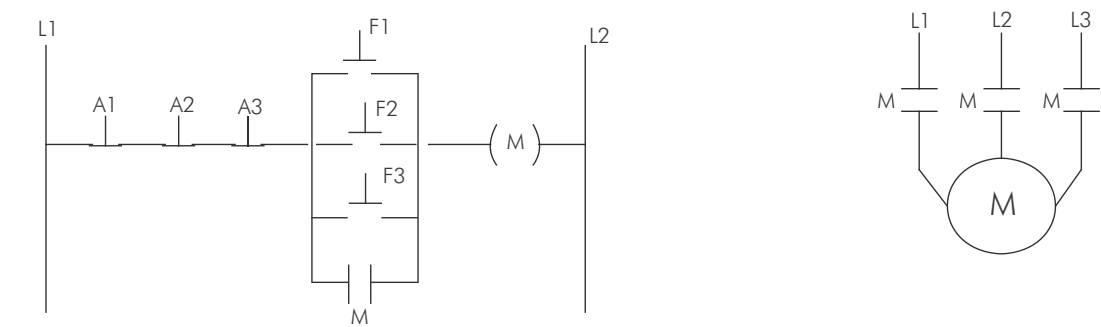


Figura 7.2 - Circuitos do exemplo 1 (comando e força)

Para a execução deste sistema de comando, são necessários os seguintes componentes:

- ☑ três botoeiras (A1, A2 e A3) com um contato normalmente fechado (NF).
- ☑ três botoeiras (F1, F2 e F3) com um contato normalmente aberto (NA).
- ☑ um relé (M) com um contato NA para controle e três contatos NA para potência.
- ☑ fiação.

Em paralelo às botoeiras F, é colocado um contato de grude ou selo para memorizar o comando de ligar o motor.

Nos esquemas não foram indicadas as proteções do motor e do circuito de comando.

Exemplo 2:

Comando para reversão de velocidade de motor de indução trifásico com intertravamento elétrico.

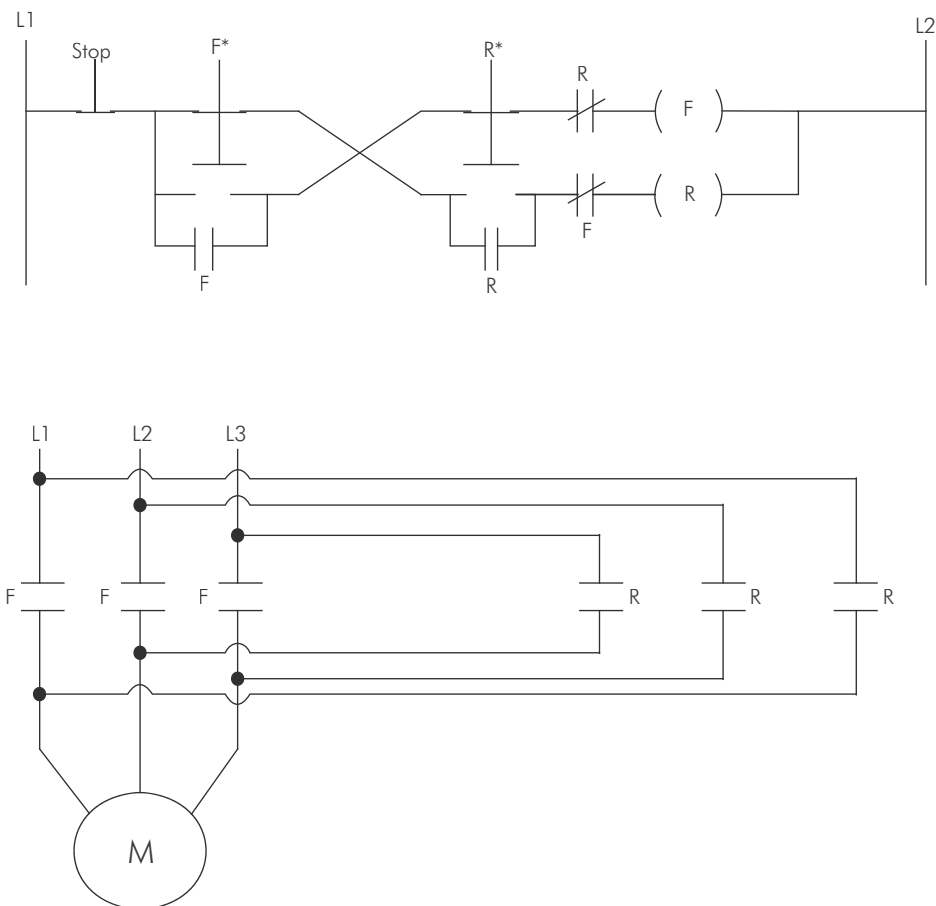


**Figura 7.3** - Circuitos do exemplo 2 (comando e força)

Para a execução deste sistema de comando, são necessários os seguintes componentes:

- ☑ duas botoeiras (F\* e R\*) com um contato NA (normalmente aberto) e um contato NF (normalmente fechado).
- ☑ uma botoeira (Stop) com contato NF.
- ☑ dois relés (F e R) com um contato NA e um contato NF para controle e três contatos NA para potência.
- ☑ fiação.

Em paralelo às botoeiras F\* e R\*, são colocados contatos de grude para memorizar os comandos de operação direta e reversa, respectivamente.

Para uma maior segurança, pode ser providenciado um intertravamento mecânico que também impeça a operação simultânea dos contatos F e R.

Nos esquemas não foram indicadas as proteções do motor e do circuito de comando.

Exemplo 3:

Comando para uma partida estrela-triângulo.

Inicialmente é necessário um motor com acesso aos terminais de todas as bobinas(1-4, 2-5, 3-6).

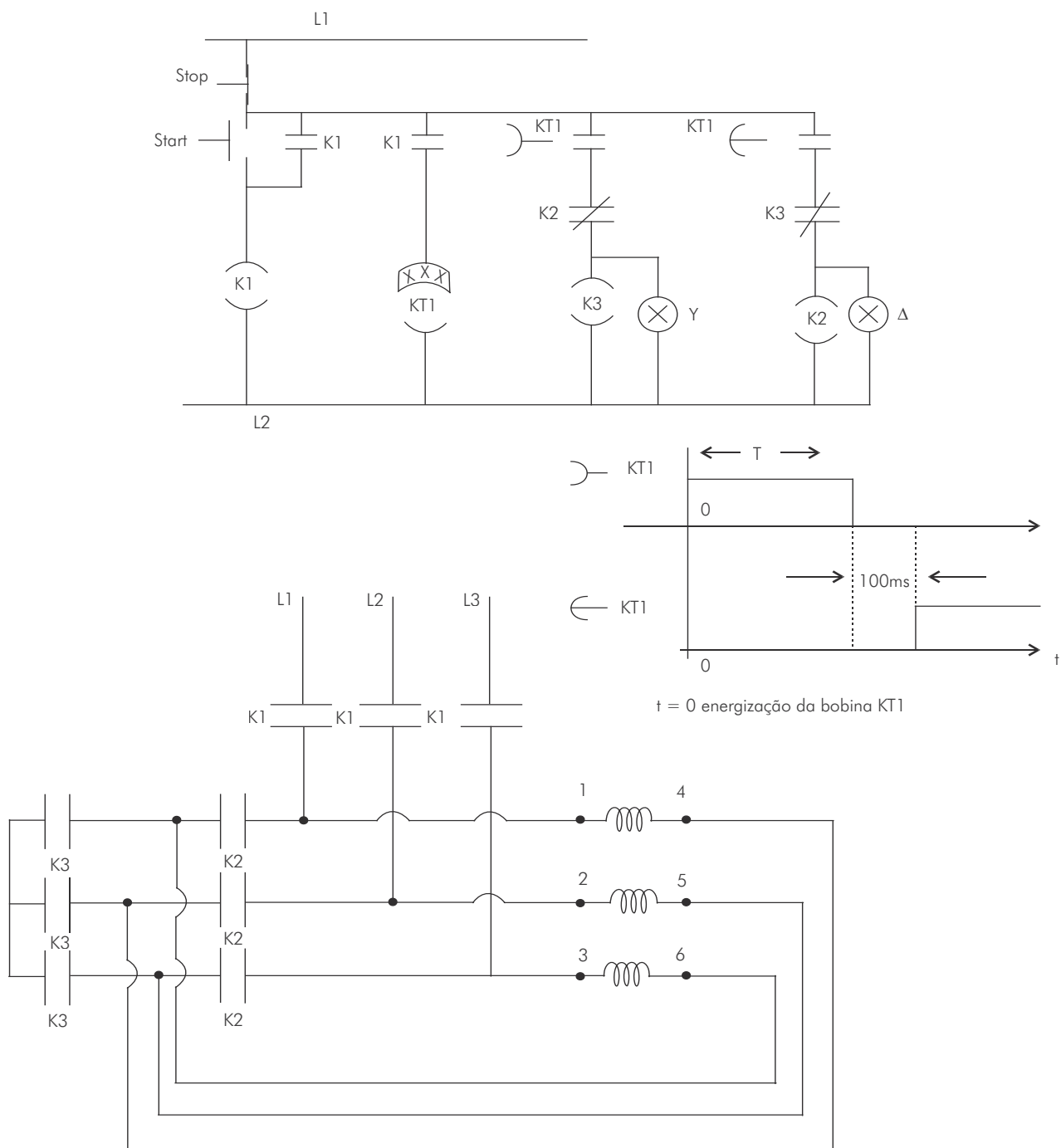


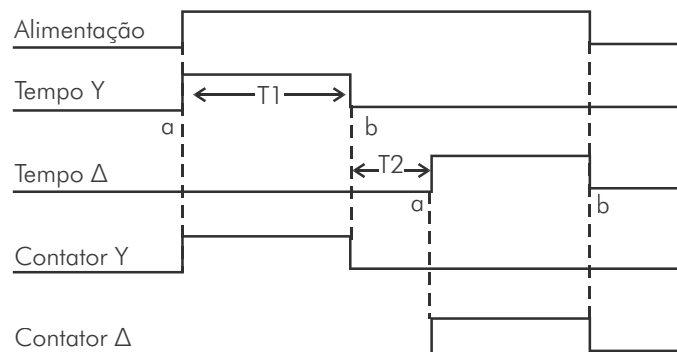
Figura 7.4 - Circuitos do exemplo 3 (comando e força)

Para a execução deste sistema de comando, são necessários os seguintes componentes:

- ☑ uma botoeira (Stop) com contato normalmente fechado (NF)
- ☑ uma botoeira (Start) com contato normalmente aberto (NA)
- ☑ três reles (K1, K2, K3) com três contatos NA para potência e os seguintes contatos de controle:
  - K1 → dois NA
  - K2 → um NF
  - K3 → um NF
- ☑ duas lâmpadas sinalizadoras
- ☑ fiação
- ☑ um relé temporizado (KT1) com dois contatos de controle NA.

Especialmente fabricado para utilização em chaves de partida estrela-triângulo, este relé possui dois contatos reversores e dois circuitos de temporização em separado, sendo um de tempo variável para controle do contator que executa a conexão estrela, e outro, com tempo pré-estabelecido e fixo (100ms) para controle do contator que executa a conexão triângulo (Figura 7.5).

Após aplicada tensão nominal aos terminais A1 e A2, o contato de saída da etapa de temporização estrela comuta (15–18). Após decorrida a temporização selecionada (0 a 30s), o contato de saída da etapa estrela retorna ao repouso (15–16), principiando então a contagem do tempo fixo (100ms), ao fim do qual é atuado o contato de saída da etapa triângulo (25–28).



a - instante da comutação;  
b - retorno ao repouso;  
T1 - tempo ajustável para conexão estrela;  
T2 - tempo fixo para conexão triângulo (100ms)

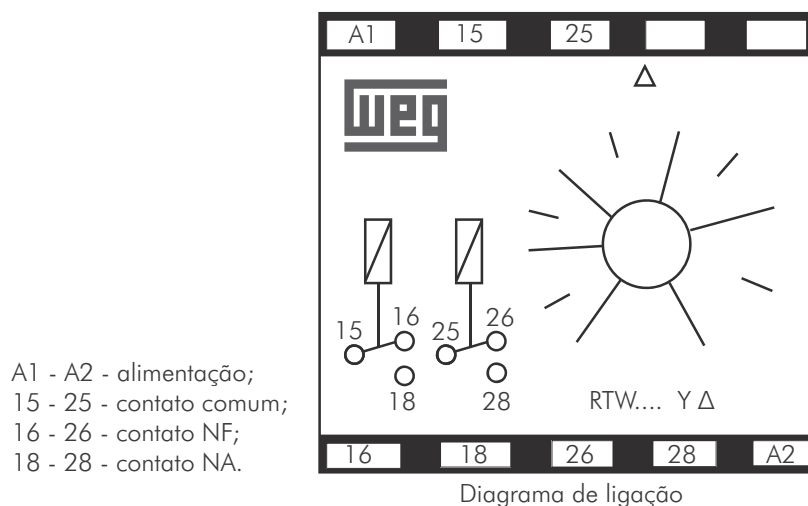


Figura 7.5 - Relé para partida YΔ

O tempo T1 deve ser escolhido de modo que a transição estrela-triângulo ocorra como o menor impacto de corrente. O relé KT1 estabelece um tempo de transmissão dos contatos de 100ms para garantir a troca das ligações sem risco de curto-circuito entre as fases. O relé K1 tem a finalidade de desconectar completamente o motor quando ele estiver parado.

Nos esquemas, não foram indicadas as proteções do motor e do circuito de comando.

Outros exemplos de comando de motores elétricos e escolha de componentes podem ser obtidos diretamente da página da WEG:

<http://catalogo.weg.com.br>

acessando as informações sobre dimensionamento da “Partida e Proteção de Motores”.

Os exercícios 7.1, 7.2, 7.3 reproduzem três situações típicas.

### 7.4 Circuitos Lógicos

Circuitos com lógicas de comando complexas, como os necessários em elevadores ou linhas de produção automatizadas, naturalmente precisam de ferramentas mais sofisticadas de projeto e dificilmente poderiam ser implementados da forma intuitiva aqui apresentada, válida apenas para as situações mais simples. Estas ferramentas de projeto são objeto de estudo dos chamados circuitos Combinacionais e Seqüenciais (Uyemura, 2002; Lind & Nelson, 1979).

Entende-se por circuito combinacional, o circuito lógico cujas saídas dependem apenas do estado dos sinais de entrada. Já nos circuitos seqüenciais, como o próprio nome sugere, a ordem ou seqüência dos sinais de entrada são determinantes na obtenção das saídas.

Um exemplo simples são os segredos de cadeados ou cofres. Nos segredos combinacionais, basta a colocação adequada de determinados números para a abertura. Nos segredos seqüenciais, a ordem com que os números são fornecidos também precisa ser respeitada. Vê-se daí que os circuitos seqüenciais necessitam de memória.

Em eletrônica digital, esta função de memória pode ser obtida com circuitos “flip-flop”. Atualmente, circuitos lógicos genéricos, conhecidos como FPGA's (Field Programmable Gate Array), permitem a implementação de circuitos seqüenciais complexos utilizando ferramentas CAD (Computer Aided Design) de programação.

No capítulo 8, mais adiante, serão apresentados os CLP's (Controladores Lógicos Programáveis), que são utilizados largamente em processos industriais para a realização de lógicas seqüenciais.

Deve-se destacar que os circuitos seqüências podem ser classificados ainda como:

- ☒ circuitos seqüenciais comandados pelo tempo
- ☒ circuitos seqüenciais comandados por eventos.

O primeiro grupo pode ser descrito por equações de diferenças, já o segundo foge completamente dos recursos de sistemas discretos lineares. Sua análise pode ser feita com as conhecidas Redes de Petri.

CONTROLADORES DIGITAIS<sup>(3)</sup>

## 8.1 Introdução

Durante muito tempo, a tecnologia analógica dominou os acionamentos elétricos. Nas últimas duas décadas, com o desenvolvimento dos microprocessadores e circuitos periféricos, a tecnologia digital vem substituindo gradualmente a analógica nas funções convencionais de controle, e é hoje considerada a abordagem privilegiada para sistemas de alto desempenho, por causa das possibilidades únicas que ela oferece.

As desvantagens e limitações dos sistemas digitais são devidas principalmente a características inerentes de sistemas discretos que resultam em amostragem, quantização e erros de truncamento. Esses erros podem afetar seriamente os limites de rejeição de distúrbios de carga. Os atrasos de computação podem também limitar a largura de banda do sistema e a estabilidade do controle.

Um acionador elétrico controlado digitalmente é composto basicamente por três componentes: o motor elétrico, o conversor de potência, e o sistema de controle digital. A carga mecânica é acionada, diretamente ou através de engrenagens redutoras, pelo motor elétrico que é alimentado pelo conversor de potência.

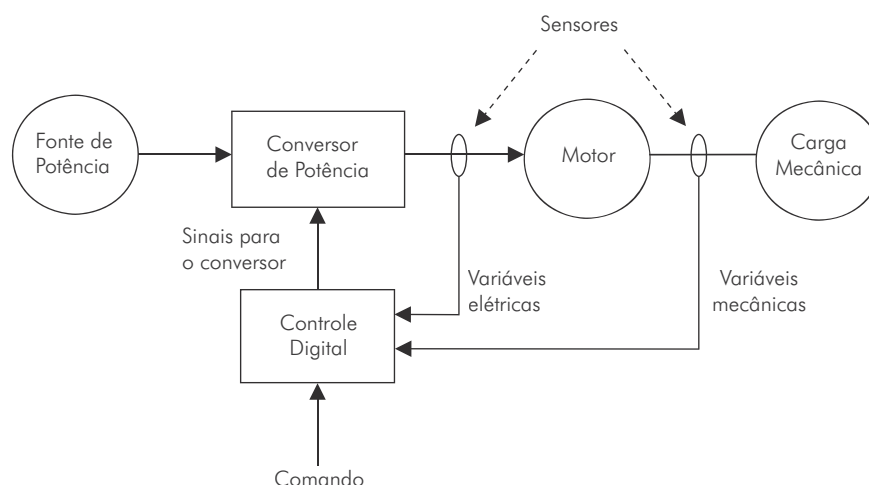


**Figura 8.1** - Acionamento elétrico controlado digitalmente

O conversor controla a potência vinda da fonte para o motor, ativando as chaves de acordo com os sinais de acionamento gerados pelo controlador.

Devido à crescente disponibilidade de melhores dispositivos eletrônicos de potência e processadores digitais, existe uma tendência em obter-se alto desempenho de sistemas acionados por máquinas elétricas através da concepção de softwares de controle mais sofisticados. Existem, no entanto, desafios significativos neste contexto, já que: a dinâmica de máquinas elétricas exhibe, em geral, não-linearidades importantes; nem todas as variáveis de estado são necessariamente medidas; os parâmetros do sistema podem variar significativamente de seus valores nominais.

### 8.2 Plataformas Digitais

As características fundamentais do sistema de controle digital são:

- a) receber os sinais de comando do computador de coordenação;
- b) ler e estimar as variáveis mecânicas e elétricas; e
- c) implementar os algoritmos de controle e a lógica do sistema.

Dependendo da aplicação específica, o controle pode ser efetuado sobre o torque, aceleração, velocidade e posição.

O sistema de controle digital, que pode envolver um ou mais processadores, processa os dados e implementa o controle sob forma digital. Sua estrutura pode ser apresentada por dois aspectos: hardware e software. A configuração do hardware depende do processador e do sistema de barramento utilizado. A configuração do software depende principalmente das funções realizadas pelo sistema de controle digital. As funções básicas podem ser classificadas em cinco grupos:

- ☑ Aquisição e processamento de dados
- ☑ Comunicação
- ☑ Sistema lógico e algoritmos de controle
- ☑ Interface do circuito de potência
- ☑ Funções auxiliares (Armazenamento, monitoração e proteção, teste e diagnóstico, e interface gráfica)

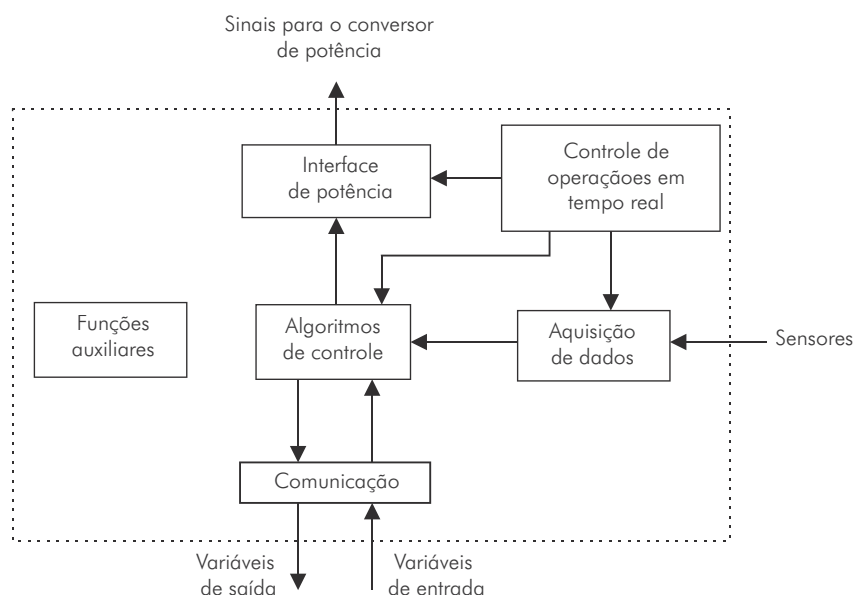


**Figura 8.2** - Sistema de controle digital

A escolha do processador para aplicações em sistemas de controle do motor é crítica e deve-se considerar fatores tais como: tamanho de palavra e tipo de dados; velocidade de processamento; recursos matemáticos, recursos de temporização e interrupção. Nestas aplicações, impõe-se aos processadores características especiais em vários aspectos incluindo:

- a) Operações matemáticas. Na implementação de filtros e algoritmos de controle, as operações mais utilizadas são as aritméticas e trigonométricas. Em estratégias mais complexas envolvendo, por exemplo, observadores de estado e controladores adaptativos, necessitam-se em alguns casos de operações matriciais.

- b) Operação em tempo real. Deve-se empregar os recursos de interrupção de forma a sincronizar o programa de controle com os eventos externos. O tempo de latência da interrupção (intervalo entre a sua requisição e o início do atendimento) deve ser o menor possível comparado com o período de amostragem. Temporizadores são imprescindíveis para operações como a geração de sinais para o conversor de potência, medição periódica, modulação PWM, etc.
- c) Chaveamento de contexto. Esta é uma operação importante em controle motor multitarefa. O contexto de uma tarefa é caracterizado pelo estado dos registradores do processador bem como o endereço de partições especiais da memória (tabelas, dados privados, etc.). O processador deve ser capaz de manipular a mudança de contexto num tempo mínimo evitando a degradação do desempenho.
- d) Recursos de comunicação. Isto é essencial na maioria dos sistemas de controle motor, para coordenar a operação de vários processadores.

### 8.3 Microcontroladores

#### *Constituição Básica do Controlador Eletrônico*

O controle de equipamentos para acionamentos industriais é comumente realizado por intermédio de um microprocessador embarcado no produto, o qual carrega um programa armazenado composto de algoritmos dedicados à aplicação em questão. Muitas vezes um único processador acumula, além das funções de controle, também as funções de diálogo com o operador e comunicações com outros dispositivos, através de redes industriais (também conhecidas como barramentos de campo).

Para que seja possível integrar em software as sofisticadas técnicas de controle utilizadas atualmente no acionamento de máquinas elétricas, juntamente com outros módulos de programas que assegurem conectividade em rede e interface amigável com o operador, tudo isso a custo competitivo, é necessário escolher adequadamente o processador a ser utilizado.

O tipo de microprocessador que melhor se presta a esta categoria de aplicações costuma ser aquele que integra na mesma pastilha de silício, além da unidade central de processamento (CPU), também circuitos de memória e uma diversidade de circuitos auxiliares (periféricos) dedicados a funções de entrada e saída (E/S) específicas, tais como conversão analógico-digital (A/D) e saídas digitais moduladas por largura de pulso (PWM). Tal tipo de processador é usualmente chamado de microcontrolador. Com relação à arquitetura interna da CPU, os microcontroladores atualmente disponíveis no mercado podem ser classificados em três grupos principais:

- ☒ os que possuem arquitetura de von Neuman;
- ☒ os de arquitetura de Harvard;
- ☒ os de arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computer).

Devido à simplicidade dos seus circuitos internos, os microcontroladores com CPU do tipo RISC tendem a operar com maior eficiência (menor consumo de energia) com frequências de clock mais elevadas. Também por este motivo, é possível integrar quantidades muito maiores de memória junto com a CPU e os circuitos periféricos na pastilha de silício (chip) que constitui o microcontrolador. Com isso, torna-se viável a incorporação de novas facilidades ao software de controle do produto, com menor impacto nos custos de produção.

Outra importante diferença encontrada entre famílias distintas de microcontroladores reside no comprimento de palavra da CPU, que normalmente vai de 8 a 32 bits. De um modo geral, os microcontroladores com palavras maiores são mais eficientes na execução de algoritmos matemáticos, como por exemplo os que costumam ser empregados para o acionamento de máquinas elétricas. Isto pode acabar se refletindo na precisão e no desempenho dinâmico dos controles efetuados pelo microcontrolador.

Em aplicações típicas de controle digital, a execução dos algoritmos de controle precisa ocorrer a intervalos de tempo regulares. No caso particular do controle de dispositivos eletromecânicos, é comum que estes intervalos de tempo sejam muito reduzidos, da ordem de  $10^{-4}$ s, além de não serem toleráveis grandes variações nos mesmos. Estes aspectos caracterizam o software a ser utilizado como sendo de tempo real crítico. Em programas assim, a sincronização da execução dos algoritmos de controle é freqüentemente obtida através de mecanismos de interrupções produzidas por circuitos temporizadores internos ao microcontrolador.

Interrupção é um mecanismo de hardware disponível na maioria dos microprocessadores, cuja finalidade é desencadear a execução de uma rotina de software em resposta a um evento ocorrido em circuitos internos ou externos à CPU. As interrupções externas são usualmente disparadas por transições de nível lógico em determinados pinos do circuito integrado (CI) que contém a CPU, ou em determinados bits de registradores associados a circuitos periféricos internos ao CI.

Ocorre porém que atrasos inerentes ao próprio sistema de interrupções (também chamados latências) e atrasos devidos à execução de determinadas operações podem prejudicar o desempenho do software em aplicações de tempo real crítico. Por isso o microcontrolador e o software devem ser cuidadosamente especificados para programas desse tipo e, mais uma vez, a arquitetura RISC com comprimento de palavra de 32 bits oferece vantagens para aplicações como essa.

Em uma aplicação de controle de servoacionamento, o microcontrolador é responsável pelas seguintes tarefas de tempo real:

- ☑ Aquisição de sinais de posição e velocidade para fins de controle, através de interfaces digitais para sensores do tipo resolver ou encoders (geradores de pulsos)
- ☑ Execução do algoritmo de controle de velocidade ou posição
- ☑ Aquisição de sinais de corrente para fins de controle e proteção (conversão A/D)
- ☑ Execução do algoritmo de controle em coordenadas síncronas (d-q)
- ☑ Cálculo de valores de referência para modulação PWM das tensões produzidas pelo conversor (PWM senoidal ou vetorial)

Algumas dessas tarefas são executadas por circuitos periféricos específicos integrados no próprio CI do microcontrolador, enquanto que outras são feitas por sub-rotinas ativadas por interrupção, que são chamadas rotinas de serviço de interrupção (RSI).

*Memórias (Eprom – EEprom – RAM)*

As instruções de um programa de controle, assim como os dados processados pelo mesmo, são armazenados em circuitos de memória, que podem ser basicamente classificados em dois tipos: volátil e não-volátil. Numa aplicação onde o microcontrolador esteja embarcado em um equipamento, instruções de programa e parâmetros invariantes são normalmente armazenados em memória não-volátil, enquanto os dados (cujos valores podem variar durante a execução do programa) residem em memória do tipo volátil.

O conteúdo da memória volátil é perdido quando o suprimento de energia é desligado, enquanto que a memória não volátil retém seu conteúdo mesmo na ausência de alimentação. Historicamente, circuitos de memória não-volátil foram denominados read-only memory (ROM), enquanto a memória volátil foi batizada de random-access memory (RAM).

A sigla RAM pretende sugerir que uma célula qualquer de um bloco de memória possa ser acessada aleatoriamente, praticamente sem variação no tempo de acesso. Na verdade, essa característica se aplica também às memórias do tipo ROM. Porém, no passado, era comum a utilização de outros tipos de dispositivo de armazenamento de dados cuja forma de acesso não era aleatória e sim sequencial (e.g. fita magnética). A denominação RAM surgiu então com o propósito de enfatizar a diferença de forma de acesso com relação a estes dispositivos sequenciais, tendo perdurado até hoje.

Nos circuitos de memória ROM originais, o conteúdo armazenado era definido no momento da fabricação do CI, não podendo ser alterado posteriormente. Com o desenvolvimento da tecnologia, foram surgindo outros tipos de memória ROM, que podiam ser programadas e até mesmo reprogramadas após a fabricação. Com isso, as memórias fabricadas já programadas passaram a ser conhecidas como mask ROM, enquanto os demais tipos de memória foram assim denominadas:

- ☑ PROM (programmable ROM) ou OTP-ROM (one-time programmable ROM): memórias programáveis apenas uma vez, pelo próprio usuário
- ☑ EPROM (erasable and programmable ROM): memórias reprogramáveis, cujo conteúdo pode ser apagado por meios diversos antes de uma nova programação.

As primeiras memórias EPROM eram apagáveis somente através de exposição à luz ultravioleta. Posteriormente, foram desenvolvidas memórias EPROM cujo apagamento e reprogramação podem ser feitos eletricamente, através da aplicação de níveis de tensão diferentes das tensões normais de operação. Memórias desse tipo ficaram conhecidas como EEPROM ou E2PROM (erasable and programmable ROM). Contudo, a reprogramação desse tipo de memória requer que o CI que as contém seja removido do circuito de aplicação e colocado em um dispositivo programador específico.

Tecnologias desenvolvidas mais recentemente permitem que memórias EPROM sejam reprogramadas sem que seja necessário removê-las do circuito de aplicação, mediante aplicação das próprias tensões normais de operação. Memórias desse tipo são conhecidas como FLASH-EPROM ou simplesmente memórias FLASH.

Com relação às memórias RAM há também diferentes tecnologias, classificadas em dois grupos distintos: as memórias RAM dinâmicas e as estáticas. A diferença básica entre os dois tipos está ligado ao tempo de retenção do conteúdo. Nas memórias estáticas o conteúdo se mantém enquanto o circuito estiver energizado, enquanto nas dinâmicas o conteúdo se perde após algum tempo, mesmo que a alimentação seja mantida. As memórias dinâmicas exigem então uma constante atualização do conteúdo (o assim chamado refresh), que precisa ser executada por um circuito auxiliar.

As memórias dinâmicas costumavam ser associadas a custos de produção mais baixos, mas ultimamente as memórias estáticas vêm sendo utilizadas a custos competitivos. Independentemente do tipo de memória empregado, um parâmetro importante para o desempenho do sistema de processamento é o tempo de acesso à memória. Para obter máximo desempenho do processador, é importante que a memória utilizada tenha tempos de acesso compatíveis com as temporizações dos sinais gerados pela CPU para controle do acesso à memória. Caso contrário precisam ser inseridos estados de espera (wait states) durante os acessos,

o que degrada o desempenho na execução dos programas. A situação ideal é que a memória utilizada possa ser acessada sem estados de espera, sendo as memórias que atendem a estas especificações comumente denominadas “zero wait state”.

### *Sistema de Entrada e Saída de Dados*

Os circuitos de entrada e saída (E/S) que costumam ser integrados nos CI's de microcontroladores compreendem funções bastante diversificadas tais como:

- ☑ Entrada de sinais analógicos
- ☑ Entrada e saída digital paralela (controle de bits individuais)
- ☑ Comunicação serial síncrona e assíncrona
- ☑ Entradas para contagem e captura de eventos
- ☑ Interface para **encoder** incremental (gerador de pulsos)
- ☑ Saídas temporizadas
- ☑ Saídas com modulação por largura de pulso (PWM)

No controle de servoacionamentos, os dispositivos de E/S que se associam mais diretamente aos circuitos eletrônicos de potência responsáveis pelo comando do servomotor são as entradas analógicas e as saídas PWM. Como características típicas das entradas analógicas de microcontroladores tem-se: resolução de 10 bits, tempos de conversão da ordem de  $10^{-6}$ s, disparo por software ou hardware, sincronizado ou não, diversos canais de entrada multiplexados e circuito de amostragem e retenção (sample & hold) integrado. Alguns microcontroladores permitem a aquisição simultânea de pares de sinais.

Quanto às saídas PWM, são tipicamente disponíveis em quantidade suficiente para o comando de uma ou mais pontes inversoras trifásicas, sendo configuráveis quanto ao nível ativo dos sinais de saída, permitindo a geração de sinais complementares para as chaves semicondutoras de uma mesma fase, com tempo morto gerado automaticamente.

É através das entradas analógicas que as correntes nas bobinas das fases do motor, depois de serem processadas por transdutores e circuitos de condicionamento de sinais, são convertidas em dados numéricos para serem utilizados como valores medidos nos algoritmos de controle realimentado de corrente. Como resultado dos cálculos desses algoritmos, os níveis de modulação das saídas PWM são variados em tempo real, a cada intervalo de amostragem do sistema de controle digital da corrente.

A produção dos sinais de saída PWM é feita a partir de um contador/temporizador dedicado, ao qual são associados circuitos internos de comparação digital. Para a geração de sinais PWM trifásicos são necessários três registradores de comparação. O contador associado a eles deve operar em modo crescente/decrecente, i.e. a contagem vai de zero até um valor máximo, correspondente a metade do período de modulação, e retorna em seguida a zero com a mesma taxa de variação que na subida. Como resultado pode-se imaginar a variação do conteúdo do contador como um sinal triangular quantizado.

Quando o valor da contagem (conteúdo do contador) ultrapassa o valor armazenado em um registrador de comparação, produz-se automaticamente uma mudança de estado nos pinos de saída correspondentes.

Comparando-se então a operação do circuito gerador de PWM de um microcontrolador com o método tradicional de geração de PWM por comparação seno/triângulo (portadora triangular e sinal modulante senoidal), tem-se que o conteúdo do contador é análogo ao papel da portadora, enquanto que o papel do sinal modulante é desempenhado pela variação do valor armazenado no registrador de comparação.

Outras características encontradas em microcontroladores incluem facilidades especiais em capturar rapidamente sinais nas linhas de entrada e gerar sinais de disparo para ativar periféricos externos. Estas são características visadas na temporização de máquinas rotativas e no sensoriamento através de transdutores.

## 8.4 Processadores Digitais de Sinais (DSP)

Os DSPs são processadores equipados com instruções especiais implementadas em hardware. As operações são também otimizadas de forma que a maioria das instruções são executadas num único ciclo. Devido à sua capacidade avançada de processamento, os controladores implementados em DSPs são capazes de executar complexos algoritmos em tempo real possibilitando, por exemplo, controles de posição ou velocidade sem sensoriamento mecânico.

Com o auxílio de DSPs é possível adotar-se soluções avançadas de controle, incluindo as seguintes características:

- ☑ controle multi-variável utilizando métodos inteligentes tais como redes neurais ou lógica nebulosa.
- ☑ controle adaptativo.
- ☑ monitoração e diagnóstico baseado em análise por FFT.
- ☑ implementação de filtros sintonizados com a finalidade de eliminar ressonância mecânica.

## 8.5 Circuitos ASIC

Projetos desenvolvidos segundo a metodologia ASIC (Application Specific Integrated Circuits) e a disponibilidade de núcleos do tipo DSP e RISC (Reduced Instruction Set Computer) permitam a flexibilidade de integrar soluções completas em poucos circuitos ASIC. Pode-se encontrar no mercado pastilhas mistas contendo componentes analógicos e digitais, incluindo conversores A/D e D/A e filtros ativos, substituindo placas inteiras de circuitos descentralizados. Os projetos de circuitos ASIC utilizam tipicamente o HDL (hardware description language). Esta linguagem de alto nível proporciona documentação e permite a simulação das funções do circuito em desenvolvimento.

Uma classe especial de ASIC são os FPGAs (field-programable gate arrays). Esses são circuitos programados diretamente pelos utilizadores, aplicando-se sinais elétricos externamente à pastilha. A utilização destes dispositivos em controle pode otimizar o nível de integração de forma a melhorar o desempenho. Em produções de pequeno volume e em protótipos, o FPGA oferece uma alternativa realística na implementação de funções específicas de média complexidade requerendo menos de 20000 portas.

Estão disponíveis hoje no mercado ASICs que executam algumas funções complexas em controle de acionadores, tais como: conversão de coordenadas (a-b-c/d-q); modulação por largura de pulso (PWM) e controladores PID.

## 8.6 Controladores Lógicos Programáveis

### Diagramas LADDER

Os Controladores Lógicos Programáveis (CLP) são essencialmente microcontroladores destinados à programação de uma seqüência lógica de operações. Eles foram introduzidos por volta de 1970 para substituir comandos dados por relés.

A norma NEMA define CLP como “suporte eletrônico digital para armazenar instruções de funções específicas, como de lógica, seqüencialização, contagem e aritméticas: todas dedicadas ao controle de máquinas e processos.”

Esta seqüência lógica pode ser apresentada por meio de diferentes linguagens de programação como, por exemplo, o GRAFSET ou a programação LDI (Linha De Instrução). Mais detalhes são apresentados no exercício 8.2.

Uma linguagem bem aceita, por ser conhecida dos projetistas de sistemas a relés, é o diagrama LADDER, que recebe este nome por se parecer com uma escada.

Na linguagem LADDER, os contatos podem assumir apenas dois estados: abertos  $\neg/$  ou fechados  $/\neg$ . O diagrama fica contido entre duas barras verticais, que correspondem aos pontos de alimentação do circuito de comando. Cada linha do diagrama é constituída por uma série de contatos e de um relé. Estas linhas são como degraus de uma escada. Contatos em série fazem o papel de conexões "e", contatos em paralelo fazem o papel de conexões "ou". Se houver um caminho contínuo entre as barras verticais, a bobina do relé será energizada e, com isto, o encadeamento lógico se estabelece.

A seguir, o emprego do CLP será exemplificado por meio do CLP Clic da WEG e de sua programação LADDER.

A Tabela 8.1 apresenta os principais contatos lógicos e funções deste CLP.

**Tabela 8.1 - CLP Clic**

|                                     | $\neg/$ | $/\neg$ |                   |
|-------------------------------------|---------|---------|-------------------|
| Contato de entrada                  | I       | i       |                   |
| Contato auxiliar                    | M       | m       |                   |
| Contato de saída                    | Q       | q       |                   |
| Contato de temporizador             | T       | t       | 7 modos distintos |
| Contato RTC (relógio de tempo real) | R       | r       | 3 modos distintos |
| Contato de contador                 | C       | c       | 4 modos distintos |
| Contato de comparação analógica     | G       | g       | 7 modos distintos |
| Relé de saída                       | Q       |         |                   |
| Relé auxiliar                       | M       |         |                   |

Os modos de operação, existentes em alguns tipos de contato, são programados nos chamados Blocos de Função, cujo detalhamento está descrito no manual deste equipamento.

Tomando como exemplo o comando para reversão de velocidade de motor de indução trifásico visto no capítulo 7, tem-se o correspondente diagrama LADDER.

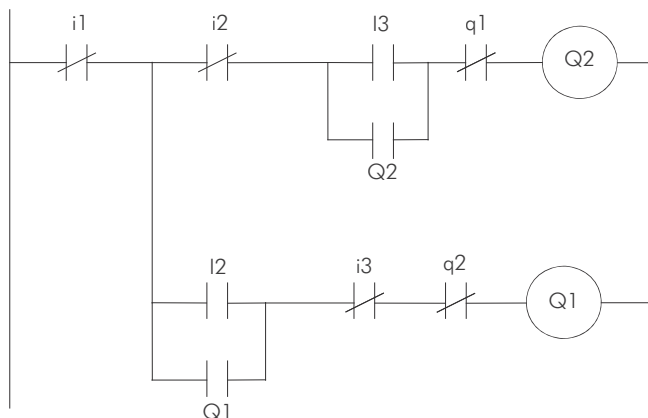


**Figura 8.3** - Diagrama LADDER para reversão de velocidade de MI

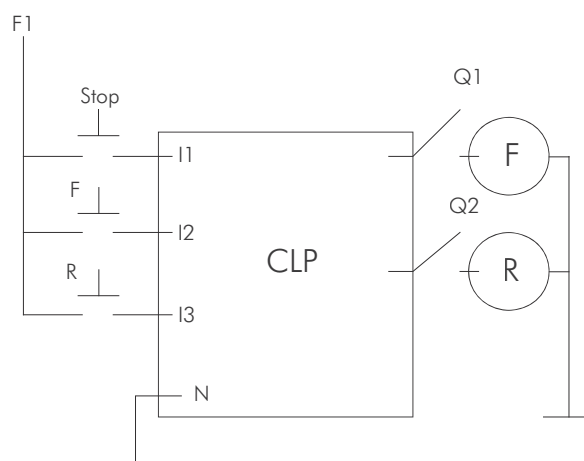


**Figura 8.4** - Conexões ao CLP

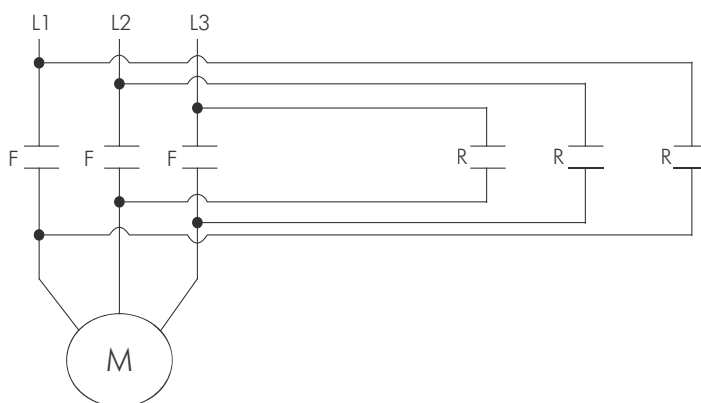


**Figura 8.5** - Conexões de potência

Para a execução deste sistema são necessários os seguintes componentes:

- ☑ três botoeiras com um contato NA
- ☑ um CLP
- ☑ dois relés com três contatos NA para potência
- ☑ fiação.

Comparando-se com o exemplo 2 do capítulo 7, constata-se que o emprego do CLP simplifica as ligações dos circuitos de comando. Quanto mais complexa a lógica, mais marcante fica esta simplificação. A parte de potência permanece a mesma.

Ainda comparando-se com o exemplo do capítulo 7, verifica-se que a programação LADDER tem um relacionamento bastante estreito com os diagramas de comando.

Nos exercícios resolvidos (Exercício 8.1), apresenta-se um projeto mais elaborado do caso de um elevador de dois andares. Situações complexas exigem uma metodologia específica de projeto como a oferecida pelas redes de Petri [ Moraes e Costrucci, 2001].

CLP's mais poderosos incorporam também funções aritméticas e reguladores PID, além de permitirem programação em diferentes linguagens.

### 8.7 Redes Industriais

A conexão dos inúmeros equipamentos empregados nas indústrias realiza-se atualmente através de redes e protocolos de comunicação. As redes podem ser organizadas em diferentes topologias, na forma de barramentos, estrelas ou anéis, por exemplo.

Os protocolos de comunicação ainda não obedecem a uma padronização única, o que seria o ideal. Entre os mais empregados, encontram-se o Field Bus, o Profibus e a Ethernet. Este assunto está além das pretensões deste livro e os interessados devem procurar livros específicos, por exemplo, Moraes e Castrucci, 2001.

## FUNDAMENTOS DE CONTROLE CLÁSSICO

### 9.1 Introdução

O controle de um processo só se dá definitivamente após as etapas de modelagem e análise. Esta seqüência está esquematizada na Figura 9.1 e apresenta o procedimento regular adotado em projetos de engenharia.

Quando a análise não fornece resultados compatíveis com a realidade, o modelo precisa ser aprimorado através de métodos de identificação. Quando o comando ou controle implementado não funciona, deve-se suspeitar de uma análise superficial ou de um modelo inadequado. Estas reavaliações estão sugeridas na figura através das linhas de retorno.

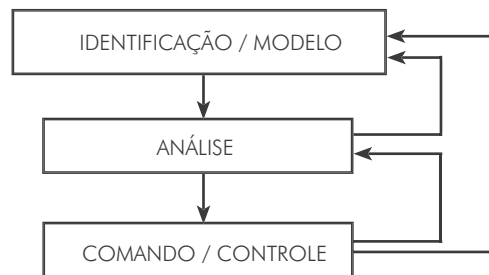


**Figura 9.1** - Procedimento de projetos em engenharia

Os sistemas de comando ou controle à malha aberta exigem um conhecimento muito preciso do processo em estudo.

Graças à realimentação, os sistemas de controle à malha fechada apresentam como vantagens:

- ☑ Rejeição de perturbações externas.
- ☑ Compensação de variações dos parâmetros do processo.
- ☑ Imposição de uma dinâmica diferente da apresentada pelo processo original.

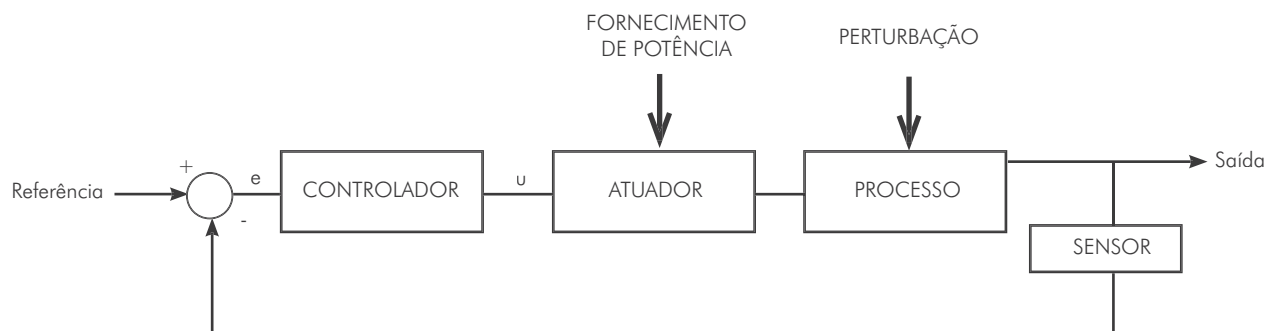


**Figura 9.2** - Sistema de controle à malha fechada

Como ponto negativo, os sistemas à malha fechada são mais caros uma vez que, para sua implementação, são necessárias:

- ☑ Sensores (transdutores).
- ☑ Controladores.
- ☑ Atuadores, que convertem os sinais de baixa potência dos controladores em entradas do processo.

O projeto do controlador também exige técnicas especiais. Intuitivamente, percebe-se que o sinal de erro obtido pela diferença entre um sinal de referência desejado e a atual saída do processo, indicado por "e" na Figura 9.2, permitirá que se tomem as ações adequadas para obter os sinais de entrada do processo. No entanto, o processamento do sinal de erro, se não for corretamente escolhido, pode ser catastrófico para o desempenho do sistema realimentado. Vários exemplos da vida cotidiana servem para ilustrar estes inter-relacionamentos. Por exemplo, basta pensar nas ações tomadas por um pai quando percebe que o comportamento de determinado filho está se distanciando de uma referência desejada. A forma como este desvio é processado e as ações daí resultantes podem fazer com que o filho se recupere ou se perca totalmente. Este exemplo figurativo mostra também que o conhecimento do processo a ser controlado (no caso, o filho) facilita muito as ações do controlador (no caso, o pai).

Para os processos industriais, o processamento do sinal de erro através de ações proporcional, integral e derivativa costuma ser suficiente. Este tipo de controlador é conhecido como PID e sua função de transferência dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right], \quad (9.1)$$

onde

$K_p$  - Ganho proporcional,  $T_i$  - Tempo integral,  $T_D$  - Tempo derivativo.

$$u_{(t)} = K_p \left[ e_{(t)} + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_{(t)} dt + T_D \frac{de_{(t)}}{dt} \right] \quad (9.2)$$

A parcela proporcional fornece uma resposta imediata para sinais de erro.

A parcela derivativa reage em função da taxa de variação do erro e influencia principalmente os instantes transitórios.

A parcela integral garante erro zero em condições de regime permanente com referências e perturbações constantes. Isto porque, a saída do integrador só fornece um sinal constante se sua entrada for nula. Naturalmente, estas conclusões partem do princípio que o sistema realimentado é estável, o que nem sempre acontece. Por isto mesmo, a escolha do controlador precisa se apoiar em métodos de projeto.

Além da condição de estabilidade que se impõe como pré-requisito de qualquer projeto, outras características permitem definir o comportamento dinâmico de um sistema linear. Usualmente, para uma entrada em degrau, quantifica-se a resposta dinâmica através do tempo de subida ( $t_r$ ), do tempo de assentamento ( $t_s$ ), do tempo de pico ( $t_p$ ) e do sobrepasso ( $M_p$ ), apresentados na Figura 9.3 para um sistema com erro de regime zero.

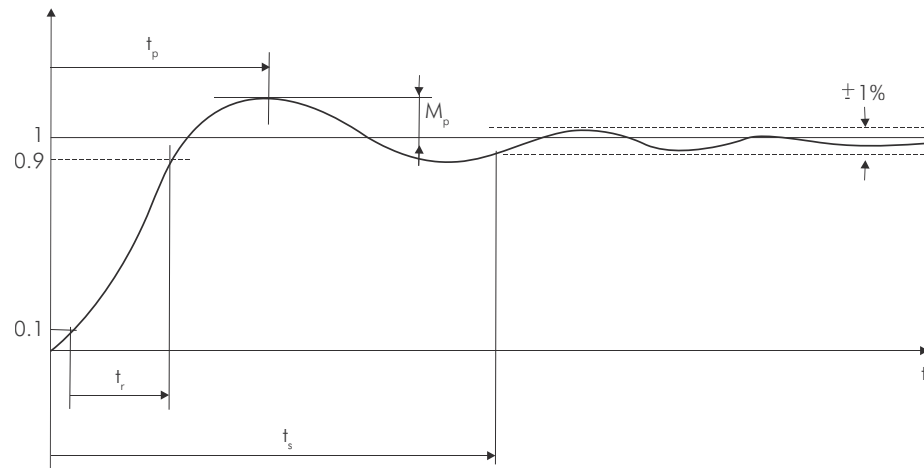


**Figura 9.3** - Características de desempenho para uma entrada em degrau unitário e sistema com erro de regime zero

Para os sistemas lineares, existem duas técnicas clássicas de projeto de controladores, que serão repassadas nos próximos itens, conhecidos como:

- ☑ Projeto por Lugar das Raízes (LR).
- ☑ Projeto por Resposta em Frequência.

Estas técnicas permitem que, a partir do conhecimento do processo a ser controlado, se escolha um controlador de tal forma que o sistema realimentado apresente um comportamento pré-estabelecido.

## 9.2 Lugar das Raízes

### 9.2.1 Conceituação

O método do Lugar das Raízes foi proposto por W.R. Evans em 1948 e permite determinar a posição dos pólos de um sistema realimentado a partir do conhecimento dos pólos e zeros do sistema à malha aberta e em função do ganho da malha.

Para o entendimento do método, considere-se o sistema da Figura 9.4.

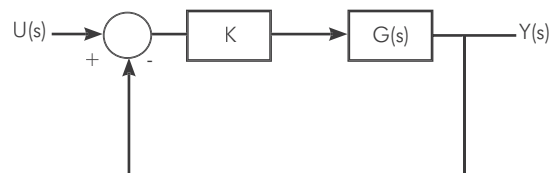


**Figura 9.4** - Estrutura básica para o entendimento do Lugar das Raízes

A função de transferência do sistema à malha fechada vale:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{KG(s)}{1 + KG(s)} \quad (9.3)$$

O método permite determinar a posição das raízes de  $1 + KG(s) = 0$  a partir do conhecimento de  $G(s)$ .

Um breve exemplo servirá para ilustrar esta ferramenta. Tomando  $G(s) = \frac{1}{s(s+2)}$ , a função de transferência à malha fechada vale:  $G_{MF}(s) = \frac{K}{s^2 + 2s + K}$ .

Os pólos desta função de transferência encontram-se em:

$$s_{1,2} = -1 \pm \sqrt{1 - K}.$$

Para  $0 \leq K \leq 1$ , as raízes são  $s_{1,2} = -1 \pm \sqrt{1 - K}$ .

Para  $K > 1$ , as raízes são  $s_{1,2} = -1 \pm j\sqrt{K - 1}$ .

Este resultado está apresentado graficamente na Figura 9.5.

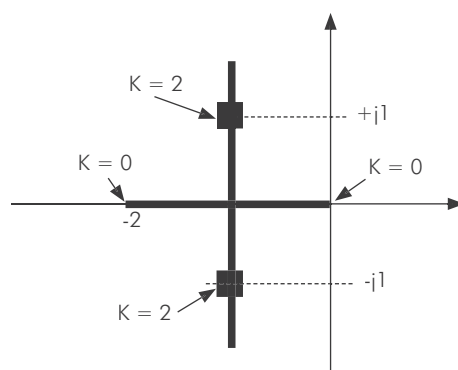


Figura 9.5 - Exemplo de Lugar das Raízes

As raízes do sistema à malha fechada assumem posições diferentes no plano complexo em função do valor de  $K$ . Chama-se Lugar das Raízes (LR) o diagrama que apresenta o lugar que as raízes do sistema realimentado ocupam no plano complexo em função de  $K$ .

Evans estabeleceu uma série de regras para o traçado deste lugar geométrico sem a necessidade do cálculo das raízes, como foi feito no exemplo anterior. Atualmente, existem vários programas de computador que fazem este cálculo. No entanto, é útil conhecer as regras mais simples, uma vez que a partir delas já se torna possível esboçar algumas curvas.

Considerando  $G(s) = N(s) / D(s)$ , as raízes de  $1 + KG(s)$  são as raízes de  $D(s) + KN(s) = 0$ .

Assim, para  $K=0$ , esta igualdade reduz-se a  $D(s) = 0$ . Os valores de " $s$ " que atendem esta condição são os pólos do sistema à malha aberta (REGRA 1).

Para  $K \rightarrow \infty$ , a igualdade será satisfeita se  $N(s) = 0$ . Os valores de " $s$ " que satisfazem esta igualdade são os zeros do sistema à malha aberta (REGRA 2).

Conclui-se, assim, que o LR inicia nos pólos do sistema à malha aberta e termina nos zeros e que existem tantos ramos quantos são os pólos.

Como usualmente o número de pólos de um sistema é o maior do que o número de zeros, as regras 1 e 2 sugerem que alguns ramos devem tender a infinito quando  $K \rightarrow \infty$ , pois esta seria uma forma de também atender à equação  $D(s) + KN(s) = 0$ .

Demonstra-se que estes ramos se encontram em um ponto do eixo real dado por:

$$\alpha = \frac{\sum_{i=1}^{n_p} p_i - \sum_{i=1}^{n_z} z_i}{n_p - n_z} \quad (\text{REGRA 3}),$$

em que  $p_i$  são os pólos do sistema à malha aberta e  $z_i$  seus zeros,  $n_p$  o número de pólos e  $n_z$  o número de zeros.

Estas  $n_p - n_z$  assíntotas formam com o eixo real ângulos dados por

$$\phi_i = \frac{180^\circ + 360^\circ (i - 1)}{n_p - n_z}, \quad i = 1, 2, \dots, (n_p - n_z) \quad (\text{REGRA 4}).$$

Para os demais valores de  $K$ , considerando  $K > 0$ , verifica-se que:

$$\angle G(s) = \angle -1 = -180^\circ.$$

Esta simples relação permite concluir que existirão raízes sobre o eixo real sempre que existir um número ímpar de pólos mais zeros à direita do ponto considerado (REGRA 5).

Por outro lado, se  $\angle G(s) = -180^\circ$  então  $\angle G(s^*) = 360^\circ - \angle G(s) = -180^\circ$ .

Portanto, o LR é simétrico em relação ao eixo real (REGRA 6).

Quando dois ramos do LR se encontram em um ponto do eixo real, os ramos explodem para o plano complexo com ângulos de  $\pm 90^\circ$ . O exemplo anterior ilustrou este fato (REGRA 7).

### 9.2.2 Posição de Pólos e Resposta no Tempo

Numerosos processos podem ser aproximados como possuindo dois pólos dominantes. A função de transferência parametrizada em termos do coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) e da frequência natural não amortecida ( $\omega_n$ ) permite o estabelecimento de critérios de projeto com base no LR. Assim, para  $H(s)$  dado por:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9.4)$$

pode-se obter a resposta ao degrau unitário e apresentá-la com o tempo normalizado ( $\omega_n t$ ) e parametrizada em função de  $\xi$  (Figura 9.6).

Os pólos deste sistema são dados por:

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (9.5)$$

e apresentados no plano complexo na Figura 9.7 para  $\xi \leq 1$ .

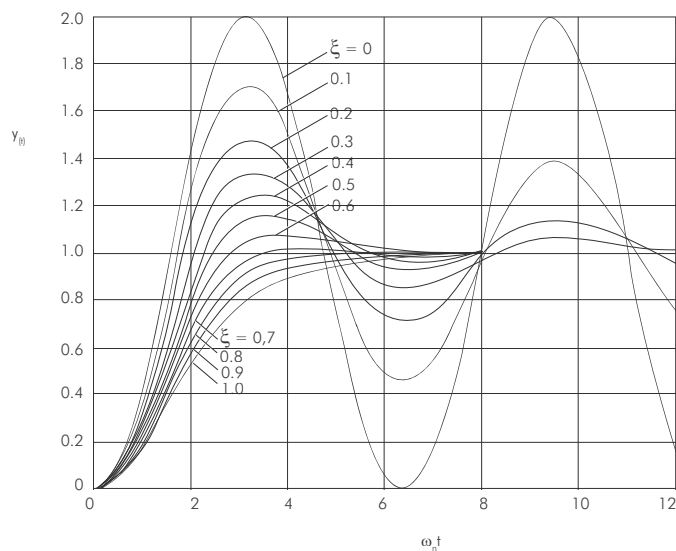


Figura 9.6 - Respostas ao degrau para um sistema de segunda ordem

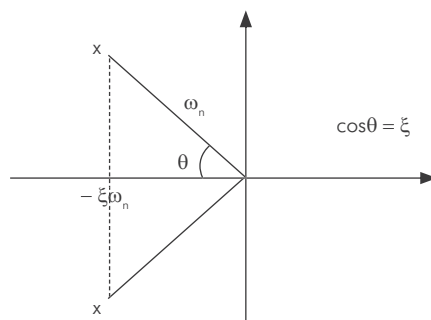


Figura 9.7 - Posição dos pólos do sistema de segunda ordem

De um modo geral, a posição dos pólos e a resposta no tempo podem ser qualitativamente relacionadas como na Figura 9.8.

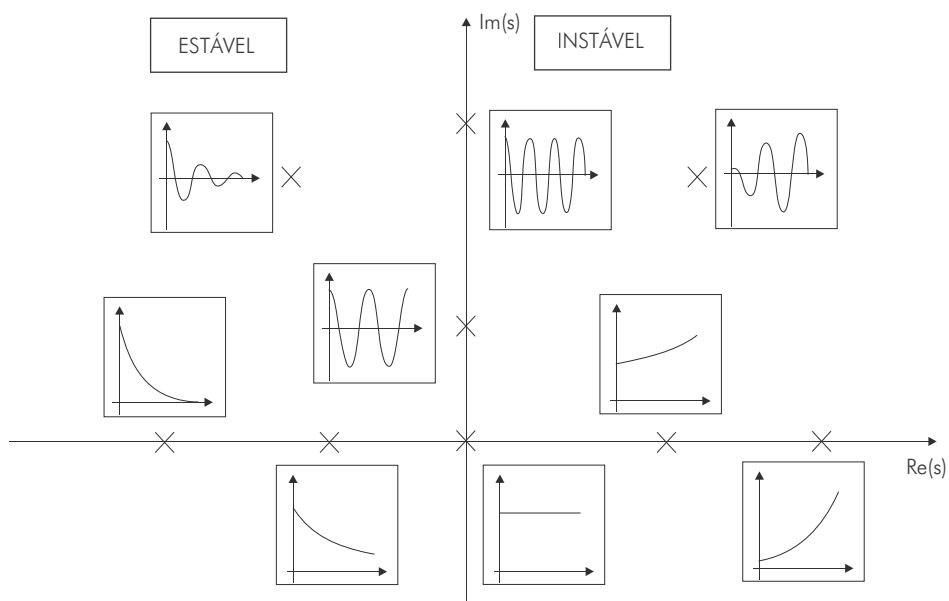


Figura 9.8 - Posição de pólos e resposta no tempo

Deste conjunto de observações, percebe-se que a resposta no tempo pode ser inferida a partir do posicionamento dos pólos dominantes. Por exemplo, para coeficientes de amortecimento maiores que 0,7, o ângulo  $\theta$  (Figura 9.7) deve ser menor que  $45^\circ$ . Os tempos de assentamento estão intimamente relacionados à parte real das raízes, portanto ao produto  $\xi\omega_n$ . Por sua vez, o sobrepasso  $M_p$  (Figura 9.3) depende de  $\xi$ .

### 9.2.3 Procedimentos para projeto

A partir de determinada especificação dada em termos de sobrepasso ou tempo de assentamento, pode-se delimitar uma região do plano complexo onde devem se situar as raízes dominantes do sistema realimentado.

As seguintes relações são bastantes úteis:

$$t_{s(1\%)} = \frac{4,6}{\xi\omega_n} \rightarrow | \text{parte real dos polos} | > \frac{4,6}{t_s}$$

$$M_p = 5\% \rightarrow \xi = 0,7 \rightarrow \theta = \cos^{-1} \xi = 45^\circ$$

$$M_p = 15\% \rightarrow \xi = 0,5 \rightarrow \theta = \cos^{-1} \xi = 60^\circ$$

Uma vez delimitada esta região, cabe ao projetista, engenhosamente, encontrar o compensador e o ganho da malha de controle de modo que as raízes fornecidas pelo traçado do LR se encontrem na região pré-estabelecida.

Para esta tarefa, o auxílio propiciado por programas de computador facilita extremamente o trabalho. Por exemplo, no MATLAB, existem disponíveis as ferramentas RLTOOL e SISOTOOL. Diferentes tipos de compensadores podem ser testados, o valor do ganho variado e a resposta no tempo observada.

O projetista, no entanto, precisa de uma boa noção do que está sendo calculado. Assim, o conhecimento das regras básicas do LR ajuda bastante. Por exemplo, se for necessário trazer as raízes do sistema realimentado para a esquerda do plano complexo, a REGRA 2 ensina que deve-se introduzir um zero na malha aberta. Em outras palavras, isto significa um compensador PD, cuja função de transferência é dada por:

$$G_R(s) = K(1 + T_D s). \quad (9.6)$$

O compensador lead, dado por:

$$G_C(s) = K \frac{1 + T_D s}{1 + \alpha T_D s} \quad (9.7)$$

com  $\alpha < 1$ , fornece uma realização da operação Proporcional Derivativa com atenuação da ação derivativa em altas frequências, portanto, mais realista.

## 9.3 Resposta em Frequência

### 9.3.1 Conceituação

Os métodos por frequência são provavelmente os mais empregados em projetos industriais. Apresentam como vantagem o fato de poderem ser empregados sem a necessidade do conhecimento dos pólos e zeros do sistema a ser controlado (conhecimento indispensável no caso do método pelo Lugar das Raízes) e de fornecerem bons resultados mesmo em face de incertezas no modelo da planta em estudo.

Dado um sistema estável, linear e invariante no tempo, a resposta em regime permanente para uma excitação senoidal representada por:

$$u(t) = A \sin \omega t \quad (9.8)$$

vale

$$y(t) = A |G(j\omega)| \sin [\omega t + \angle G(j\omega)]. \quad (9.9)$$

$$A \sin \omega t \rightarrow \boxed{G(s)} \rightarrow A |G(j\omega)| \sin [\omega t + \angle G(j\omega)]$$

**Figura 9.9** - Resposta em frequência para um sistema linear invariante no tempo

Ou seja, a saída, em regime permanente, tem a mesma frequência da excitação, porém com uma alteração de amplitude e fase que só dependem de  $G(s)$  para  $s = j\omega$ .

A forma de representação de  $G(j\omega)$ , que será enfatizada neste texto, chama-se diagrama de Bode. Existe o diagrama de Bode de amplitude e o diagrama de Bode de fase. Ambos colocam as frequências em escala logarítmica no eixo das abscissas. No diagrama de amplitude, o módulo de  $G(j\omega)$  ocupa o eixo das ordenadas também em escala logarítmica, na forma:

$$20 \log |G(j\omega)|. \quad (9.10)$$

Valores apresentados pela Eq. (9.10) levam a unidade decibel (dB).

No diagrama de fase, o ângulo de  $G(j\omega)$ ,  $\angle G(j\omega)$ , usualmente em graus, é colocado no eixo das ordenadas em uma escala linear.

Esta representação facilita muito o traçado das curvas de resposta em frequência. Da mesma forma que existem regras simples para o traçado do LR, existem também procedimentos rápidos para o traçado dos diagramas de Bode, que não serão discutidos neste texto. Atualmente, com diversos programas que se encarregam desta tarefa, o trabalho não é tão grande, mas esta situação apresentava-se de forma muito diferente em meados dos anos 40, quando estabeleceu-se esta técnica.

Diagramas de Bode para o sistema descrito pela Eq. 9.4 estão apresentados na Figura 9.10.

### 9.3.2 Estabilidade

Os diagramas de Bode não são úteis apenas para informar as mudanças de amplitude e fase em condições de regime permanente e excitação senoidal. Eles servem principalmente para determinar o comportamento dinâmico de sistemas realimentados, segundo a topologia dada na Figura 9.4, a partir do conhecimento da resposta em frequência de  $G(s)$ .

Tomando-se o caso de um sistema para o qual o aumento do ganho leva à instabilidade do sistema realimentado, o LR ensinou que o valor crítico de ganho  $K_c$  ocorre quando as raízes encontram-se sobre o eixo imaginário (Figura 9.11). Nesta situação,  $s = \pm j\omega_c$ . Além disso, a condição  $1 + KG(s) = 0$  tem que ser satisfeita. Ou seja,  $K_c G(j\omega) = -1$ . A amplitude do sistema à malha aberta é unitária ou, segundo a Eq. (9.10), 0dB. A fase, em  $\omega_c$ , por seu lado, vale  $-180^\circ$ .

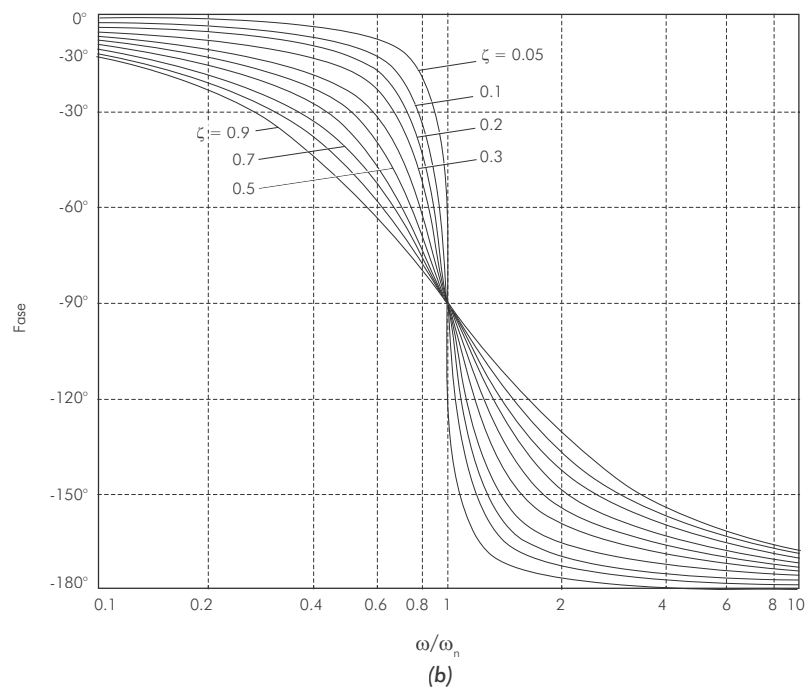
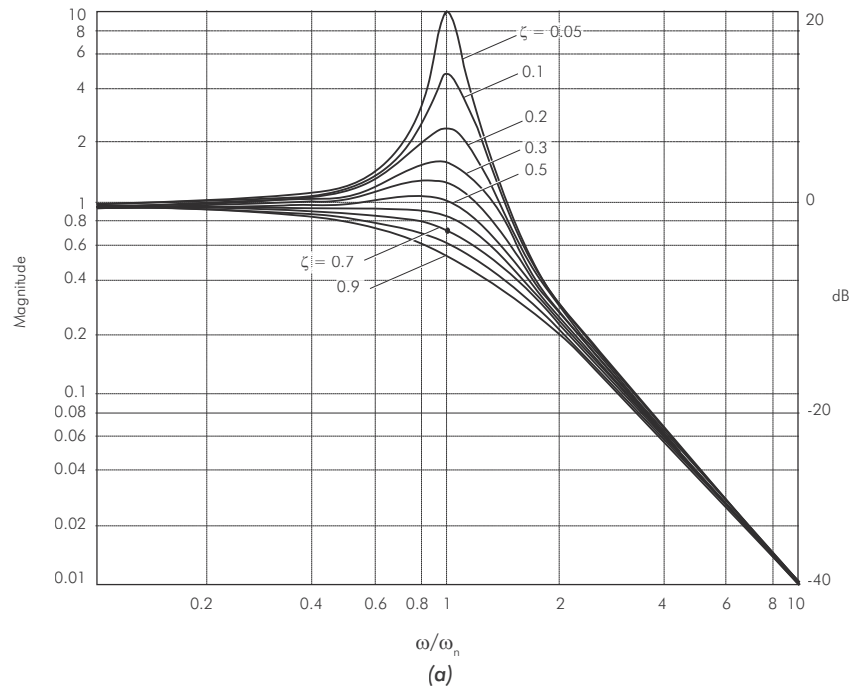


Figura 9.10 - Diagramas de Bode para o sistema dado pela Eq. 9.4

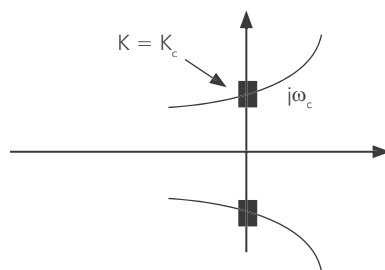


Figura 9.11 - Fronteira da estabilidade

Para valores de  $K < K_c$ , o LR mostra que o sistema realimentado é estável, e para  $K > K_c$ , instável. Pode-se assim estabelecer um critério de estabilidade do sistema à malha fechada a partir curvas de resposta em frequência do sistema à malha aberta.

Se, na frequência onde  $\angle G(j\omega) = -180^\circ$ ,  $|KG(j\omega)| < 1$  então o sistema realimentado será estável, uma vez que há uma margem para se aumentar o ganho antes de se atingir a situação limítrofe de estabilidade.

Se, no entanto, na frequência onde  $\angle G(j\omega) = -180^\circ$ , o ganho da malha aberta  $|KG(j\omega)|$  for maior do que 1, o sistema realimentado será instável, uma vez que já se ultrapassou o ganho da situação limítrofe de estabilidade.

Há casos em que o aumento de ganho pode levar o sistema da instabilidade para a estabilidade. Em outros casos, podem ocorrer mais de um cruzamento com a linha de  $-180^\circ$  ou com a linha de 0dB (ganho unitário). Nestes casos, o simples critério enunciado acima e baseado nos diagramas de Bode, não é válido.

Pode-se então recorrer ao critério de Nyquist, que é uma ferramenta de resposta em frequência mais elaborada. Como estes casos são menos comuns, eles ultrapassam o objetivo deste texto. Além do que, através do método do LR, já se dispõe de uma ferramenta de análise.

### 9.3.3 Procedimentos para projeto

No item anterior, foi estabelecido um relacionamento entre a resposta em frequência do sistema à malha aberta e a estabilidade do sistema realimentado. Admitindo-se um sistema  $G(s)$  dado por:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)} \quad (9.11)$$

O sistema realimentado com  $K=1$ , vale

$$\frac{G}{1+G} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9.12)$$

Chama-se Margem de Fase (MF) o quanto de fase está disponível na frequência em que o ganho do sistema for unitário. Chama-se Margem de Ganho (MG) o quanto de ganho está disponível na frequência em que a fase for  $-180^\circ$ . A Figura 9.12 ilustra estas definições.

O cálculo da MF, para o sistema descrito pela Eq. (9.11), permite chegar à relação aproximada.

$$\xi \cong \frac{MF \text{ (em graus)}}{100} \quad (9.13)$$

válida para  $MF < 70^\circ$ .

Os resultados apresentados na Figura 9.6 também estabeleceram, para o sistema descrito pela Eq. (9.12), uma ligação entre o sobrepasso ( $M_p$ ) e o amortecimento. Assim:

$$\begin{aligned} M_p = 5\% &\rightarrow \xi = 0,7 \rightarrow MF = 70^\circ \\ M_p = 15\% &\rightarrow \xi = 0,7 \rightarrow MF = 50^\circ \end{aligned}$$

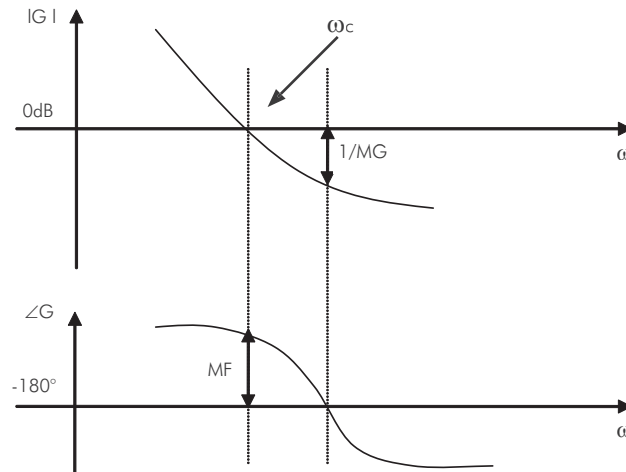


Figura 9.12 - Margens de fase (MF) e ganho (MG)

Por outro lado, a frequência  $\omega = \omega_c$  para a qual  $G(j\omega)$  tem módulo unitário, pode ser diretamente determinada.

$$\left| \frac{\omega_n^2}{j\omega_c(j\omega_c + 2\xi\omega_n)} \right| = 1 \rightarrow \omega_c = \omega_n \sqrt{\sqrt{1+4\xi^2} - 2\xi^2} \quad (9.14)$$

A Tabela 9.1 apresenta alguns valores da Eq. (9.14).

Tabela 9.1 - Frequência de corte da malha aberta em função da frequência natural não amortecida da malha fechada

| $\xi$ | $\omega_c$       |
|-------|------------------|
| 0,0   | $\omega_c$       |
| 0,2   | $1,001 \omega_c$ |
| 0,5   | $1,046 \omega_c$ |
| 0,7   | $1,161 \omega_c$ |
| 0,9   | $1,508 \omega_c$ |
| 1,0   | $2,058 \omega_c$ |

Portanto, a frequência natural não amortecida ( $\omega_n$ ) situa-se aproximadamente entre  $\omega_c$  e  $2 \omega_c$ , sendo muito próxima de  $\omega_c$  para  $\xi < 0,7$ .

O relacionamento com o tempo de assentamento ( $t_s$ ) já foi apresentado no item 9.2.3.

$$t_{s(1\%)} = \frac{4,6}{\xi\omega_n} \quad (9.15)$$

Naturalmente, estas relações foram todas obtidas a partir da Eq. (9.11). No entanto, de uma forma geral, pode-se associar a margem de fase ao sobrepasso do sistema à malha fechada e a frequência de corte à frequência natural não amortecida do sistema à malha fechada.

Estas são as diretrizes que devem orientar o projetista na hora de moldar a curva de resposta em frequência do sistema à malha aberta. Curioso também é o fato que todo o raciocínio se concentra em torno da região onde a curva de amplitude corta a linha de 0dB.

De fato, pode-se considerar que um sistema à malha aberta com frequência de corte no valor desejado e que tenha curva de amplitude com inclinação de -20dB/dec na região em torno do cruzamento pela linha de 0dB terá um bom desempenho à malha fechada. Isto porque a MF, nestas condições, será próxima de 90°.

## 9.4 Sistemas Eletromecânicos

A escolha e sintonia de um regulador serão tanto melhor quanto maior for o conhecimento que se tenha do processo a ser controlado. Os acionamentos eletromecânicos comumente podem ser modelados como dois sistemas de primeira ordem em série, com constantes de tempo de ordem de grandeza distintas, conforme ilustrado na Figura 9.13.

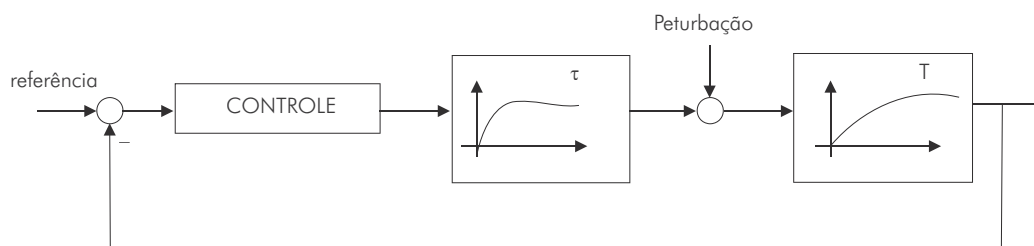


**Figura 9.13** - Diagrama de blocos típico de um acionamento eletromecânico  $\tau \ll T$

O ajuste dos parâmetros do regulador PID, para este caso, foi proposto por Kessler (1955, 1958) e ficou conhecido pelos nomes Amplitude Ótima (Betrags Optimum) e Simétrico Ótimo (Symetrische Optimum).

O ajuste dos parâmetros pelo método da Amplitude leva a uma resposta ao degrau com pequeno sobrepasso e o ajuste pelo método Simétrico mostra-se conveniente para a rejeição de perturbações (Umland, Safuddin, 1990).

A Tabela 9.2 resume o resultado deste estudo clássico para reguladores PI, que são os mais empregados em acionamentos.

**Tabela 9.2** - Ajuste dos parâmetros de um Regulador PI  $G(s) = K [1 + (1/T_n s)]$   
 $K_s$  - ganho do sistema à malha aberta  $T$  - maior constante de tempo  $\tau$  - menor constante de tempo

|                 | $K$                            | $T_n$   |
|-----------------|--------------------------------|---------|
| Amplitude Ótima | $T / (2 \cdot K_s \cdot \tau)$ | $T$     |
| Simétrico Ótimo | $T / (2 \cdot K_s \cdot \tau)$ | $4\tau$ |

## 9.5 Saturação após Integradores

Em geral, os controladores possuem uma parcela integral para garantir erro zero em regime permanente no caso de referências ou perturbações constantes. Além disso, os atuadores apresentam limitações físicas que se traduzem em valores máximos de tensões ou correntes (atuadores elétricos), posições ou forças (atuadores de natureza mecânica), apenas exemplificando alguns casos.

A combinação de uma função integral seguida de um limitador dá origem a um problema conhecido como "wind up", ilustrado com o auxílio da Figura 9.14.

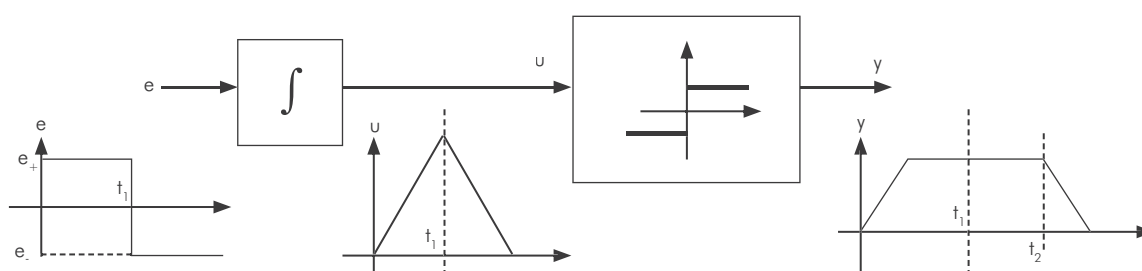


**Figura 9.14** - Problema da integração seguida de limitador

Admitindo-se que o sinal de entrada assuma os valores:

$$\begin{aligned} 0 \leq t \leq t_1 & \quad e = e_+ > 0 \\ t > t_1 & \quad e = e_- < 0 \end{aligned}$$

a saída do integrador ( $u$ ) será uma rampa crescente até  $t = t_1$  e decrescente a partir deste instante. O problema surge pelo fato da saída do limitador só perceber a variação ocorrida no instante " $t_1$ " algum tempo depois, como indicado na figura com o tempo " $t_2$ ". Este atraso é tanto maior quanto maior for a capacidade de integração do controlador.

Se a integração for realizada eletronicamente, com amplificadores operacionais, a capacidade de integração fica limitada aos valores das tensões de alimentação, no entanto, no caso de uma realização numérica, em computador, os limites são elevados e os retardos significativos.

Para resolver este problema, é preciso bloquear a integração assim que o limite do atuador for atingido. Chama-se de "anti-reset wind up" esta solução e diversas são as estratégias propostas. Com esta simples providência, o comportamento (Figura 9.15) não apresenta mais retardo.

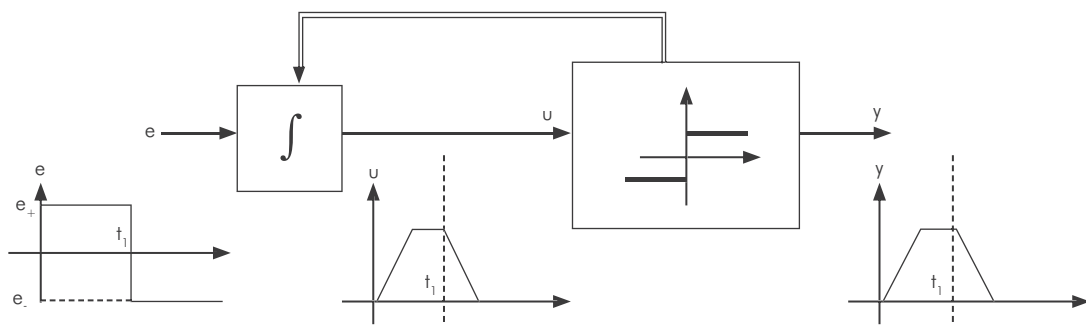


Figura 9.15 - Anti-reset windup

## 9.6 Amostradores após Derivadores

Atuadores que só percebem alterações da entrada amostradamente, como são os circuitos retificadores ou inversores largamente empregados em circuitos chaveados de eletrônica de potência, não devem ser precedidos de controladores com ação derivativa.

A origem deste erro encontra-se ilustrada na Figura 9.16. Para um sinal de entrada com variação em degrau no instante " $t_1$ ", a saída do derivador fornece um impulso no mesmo instante. Se não houver amostragem em " $t_1$ ", a saída do atuador será indiferente ao ocorrido. Portanto, a ação derivativa torna-se inócua nestas situações.

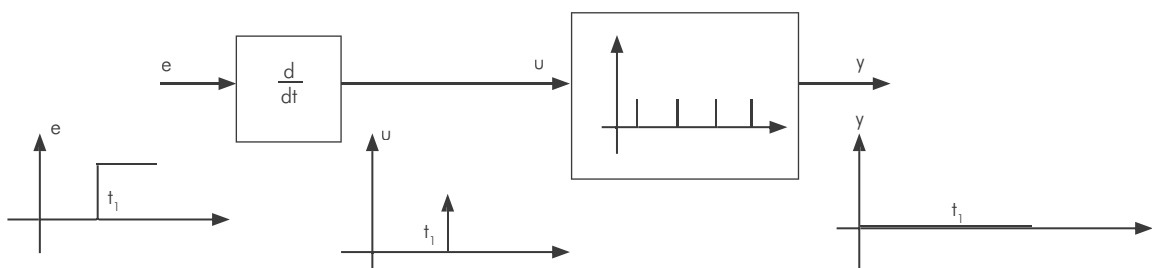


Figura 9.16 - Problema da derivada seguida de atuação amostrada

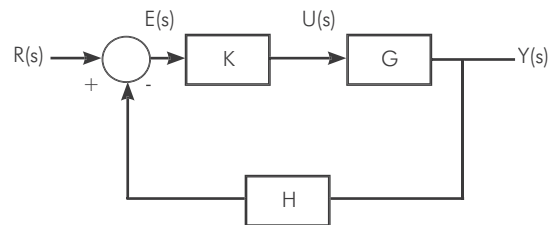
### 9.7 Conclusão

Neste capítulo, foram revistos os fundamentos de Controle Clássico para Sistema Lineares e Invariantes no Tempo. Não foram abordadas situações especiais como as oriundas da influência dos zeros na dinâmica do sistema, em particular, dos sistemas com zeros de parte real positiva, conhecidos como sistemas de fase não mínima, ou as peculiaridades dos sistemas para os quais o aumento do ganho não implica necessariamente em instabilidade, chamados de condicionalmente estáveis. Para os sistemas eletromecânicos, que são o foco deste texto, estas condições raramente acontecem. Existe uma vasta bibliografia de controle, onde os interessados podem encontrar subsídios para aprofundamento [e.g. Franklin et al., 2002].

## ANEXO 1

## Conceitos Essenciais sobre Diagramas de Blocos e Transformada Inversa de Laplace

## 1) Diagramas de Bloco



$$G = \frac{N_1}{D_1}$$

$$H = \frac{N_2}{D_2}$$

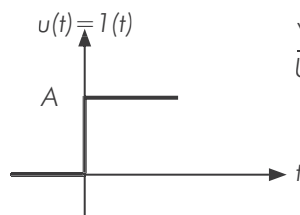
$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{KG}{1 + KGH} = \frac{KN_1N_2}{D_1D_2 + KN_1N_2}$$

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + KGH} = \frac{D_1D_2}{D_1D_2 + KN_1N_2}$$

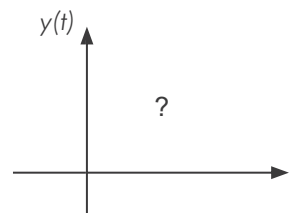
$$\frac{U(s)}{R(s)} = \frac{K}{1 + KGH} = \frac{KD_1D_2}{D_1D_2 + KN_1N_2}$$

Nota-se que o denominador das funções de transferência à malha fechada é sempre o mesmo. O numerador, no entanto, depende do sinal tomado como saída.

## 2) Transformada Inversa de Laplace



$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)$$



$$2.1) \quad G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}, \quad U(s) = \frac{A}{s}$$

$$Y(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{A}{1 + \tau s} = \frac{A}{s} + \frac{-\tau A}{1 + \tau s}$$

$$y(s) = A \cdot 1(t) - Ae^{-t/\tau}$$

$$2.2) \quad G(s) = \frac{(1 + \tau_1 s)}{(1 + \tau_2 s)}, \quad U(s) = \frac{A}{s}$$

$$Y(s) = \frac{(1 + \tau_1 s)}{(1 + \tau_2 s)} \cdot \frac{A}{s} = \frac{A}{s} + \frac{-(\tau_2 - \tau_1)A}{(1 + \tau_2 s)}$$

$$y(t) = A \cdot 1(t) - A(\tau_2 - \tau_1)e^{-t/\tau_2}$$

Verifica-se que se  $\tau_2 \cong \tau_1$ , a amplitude da parte exponencial é muito pequena.

$$2.3) \quad G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad U(s) = \frac{A}{s}, \quad \text{com } \xi < 1$$

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{A}{s} = \frac{A}{s} + \frac{-A(s + 2\xi\omega_n)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{A}{s} - \frac{As}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} - \frac{A2\xi\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

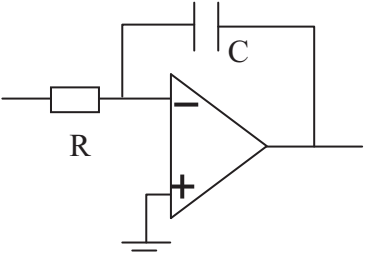
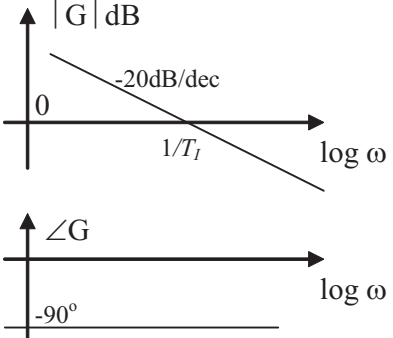
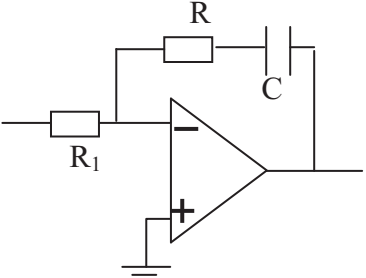
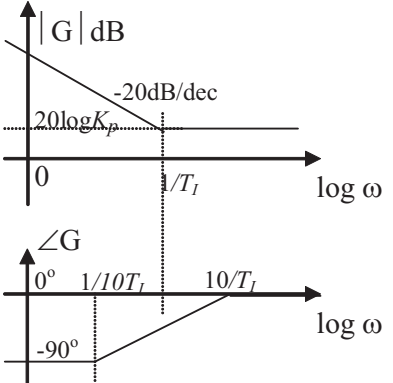
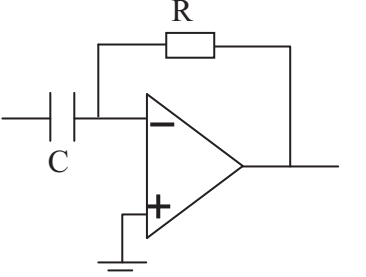
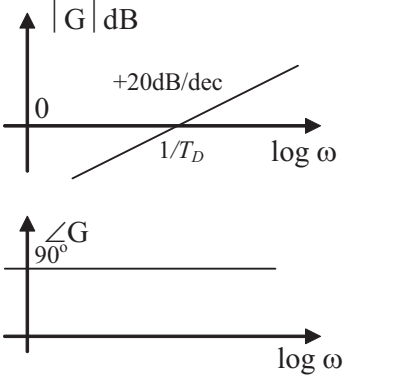
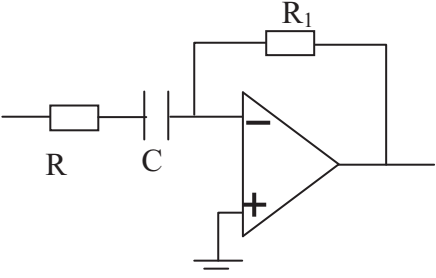
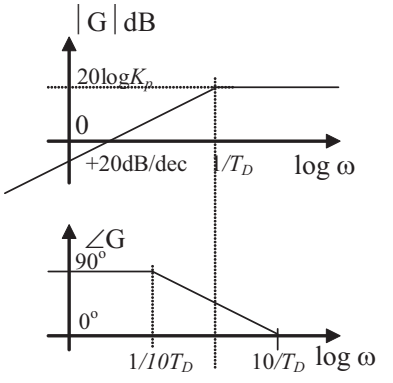
$$y(t) = A \cdot 1(t) - Ae^{-\xi\omega_n t} \left[ \cos \omega_d t + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \omega_d t \right] = A \cdot 1(t) - \frac{A}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_d t + \theta)$$

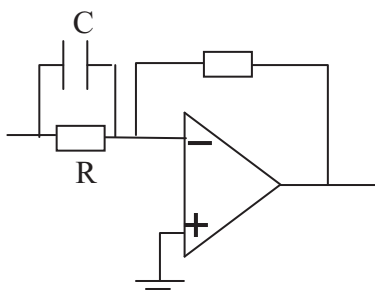
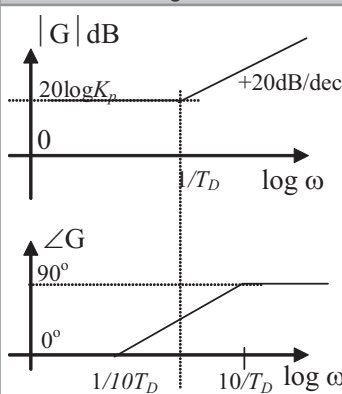
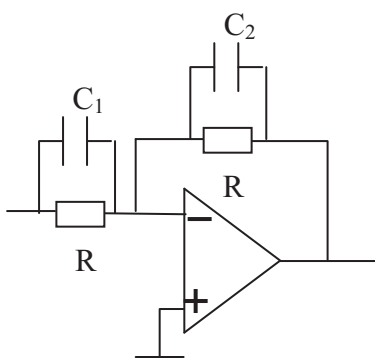
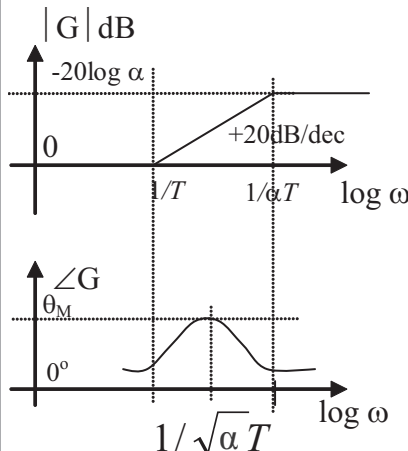
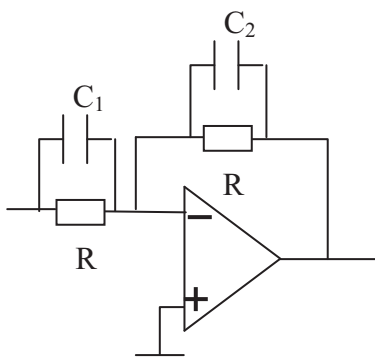
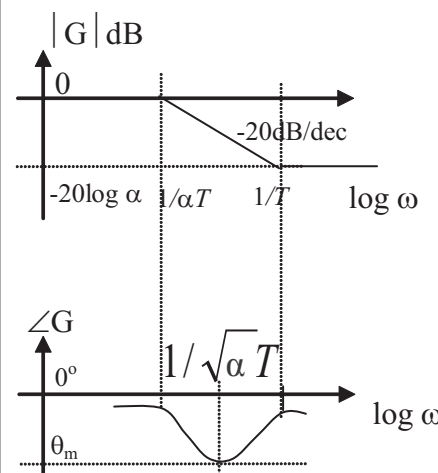
$$\text{com } \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

$$\theta = \arctg \left( \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} \right)$$

## ANEXO 2

## Implementação de Reguladores com Amplificadores Operacionais

| Tipo   | Realização com Amplificador Operacional                                             | Função de Transferência                                                                   | Diagramas de Bode                                                                     |
|--------|-------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| I      |    | $\frac{U(s)}{E(s)} = \left[ \frac{1}{T_I s} \right]$ $T_I = RC$                           |    |
| PI     |   | $\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_I s} \right]$ $T_I = RC$ $K_p = R/R_1$     |   |
| D      |  | $\frac{U(s)}{E(s)} = [T_D s]$ $T_D = RC$                                                  |  |
| D-real |  | $\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[ \frac{T_D s}{1 + T_D s} \right]$ $T_D = RC$ $K_p = R_1/R$ |  |

| Tipo            | Realização com Amplificador Operacional                                             | Função de Transferência                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | Diagramas de Bode                                                                  |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
|-----------------|-------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|------------|---|------|---|------|----|------|----|------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| PD              |    | $\frac{U(s)}{E(s)} = K_p [1 + T_D s]$ $T_D = RC$ $K_p = R_f / R$                                                                                                                                                                                                                                                                                        |  |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| Lead<br>PD-real |   | $\frac{U(s)}{E(s)} = \left[ \frac{1 + T s}{1 + \alpha T s} \right]$ $0 < \alpha < 1$ $T = RC_2$ $\alpha T = RC_1$ $\alpha = C_1 / C_2$ <table><tr><th><math>\alpha</math></th><th><math>\theta_M</math></th></tr><tr><td>3</td><td>30°</td></tr><tr><td>5</td><td>42°</td></tr><tr><td>10</td><td>55°</td></tr><tr><td>15</td><td>62°</td></tr></table> | $\alpha$                                                                           | $\theta_M$ | 3 | 30°  | 5 | 42°  | 10 | 55°  | 15 | 62°  |   |
| $\alpha$        | $\theta_M$                                                                          |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 3               | 30°                                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 5               | 42°                                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 10              | 55°                                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 15              | 62°                                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| Lag             |  | $\frac{U(s)}{E(s)} = \left[ \frac{1 + T s}{1 + \alpha T s} \right]$ $\alpha > 1$ $T = RC_2$ $\alpha T = RC_1$ $\alpha = C_1 / C_2$ <table><tr><th><math>\alpha</math></th><th><math>\theta_m</math></th></tr><tr><td>3</td><td>-30°</td></tr><tr><td>5</td><td>-42°</td></tr><tr><td>10</td><td>-55°</td></tr><tr><td>15</td><td>-62°</td></tr></table> | $\alpha$                                                                           | $\theta_m$ | 3 | -30° | 5 | -42° | 10 | -55° | 15 | -62° |  |
| $\alpha$        | $\theta_m$                                                                          |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 3               | -30°                                                                                |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 5               | -42°                                                                                |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 10              | -55°                                                                                |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |
| 15              | -62°                                                                                |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                    |            |   |      |   |      |    |      |    |      |                                                                                      |

**Obs.:** Para sistemas estáveis e de fase mínima (i.e. todos os pólos e zeros posicionados no semi-plano da esquerda), o diagrama de fase pode ser deduzido diretamente do diagrama de amplitude. Por exemplo, inclinações de -20dB/dec por mais de uma década correspondem a ângulos de aproximadamente -90°. Este fato pode ser comprovado nos diagramas acima apresentados.

## CONTROLE DE MOTORES ELÉTRICOS

### 10.1 Introdução

O controle de um processo só se dá definitivamente após as etapas de modelagem e análise. No capítulo 3, foram apresentados os modelos dos motores CC, dos motores de indução e das máquinas síncronas. As principais características das curvas torque x velocidade também foram analisadas neste capítulo. Outras características dos motores e da sua alimentação foram abordados nos capítulos anteriores. Assim, tem-se agora disponível a base necessária para o entendimento das estruturas de controle, que serão discutidas nos próximos itens.

### 10.2 Motor CC

O controle dos motores CC pode ser feito através das tensões de campo ou de armadura pois, como foi visto no capítulo 3, através destas grandezas pode-se controlar o torque da máquina. Como as constantes de tempo do circuito de campo são bem maiores que as constantes de tempo do circuito de armadura, os controles eficientes devem ser feitos pela armadura, deixando o controle do campo apenas para estabelecer a situação de enfraquecimento de campo.

O esquema de controle de motores CC proposto por Ward-Leonard no final do século XIX tornou-se um padrão de referência e encontra-se ilustrado na Figura 10.1 abaixo. O esquema pode ser empregado para o controle de torque, posição ou outra grandeza de um processo cuja dinâmica dependa do motor CC.

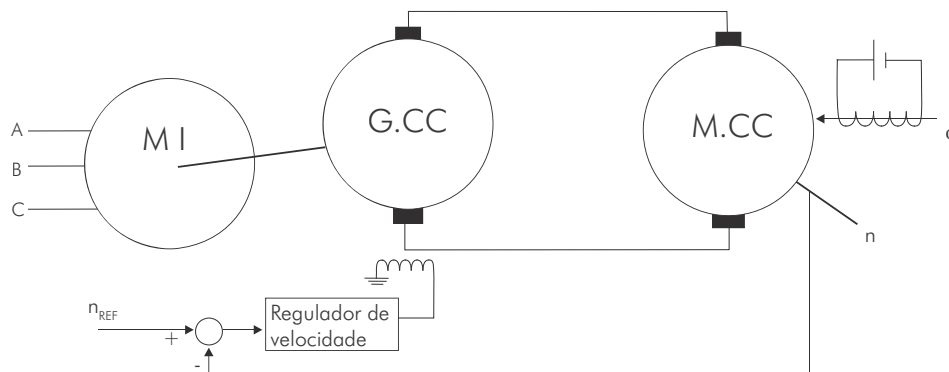


**Figura 10.1** - Sistema de controle de velocidade de motor CC baseado no esquema Ward-Leonard

A versatilidade do controle fica aumentada se for empregada uma malha interna de controle de corrente, estabelecendo o controle em cascata sugerido na Figura 10.2.

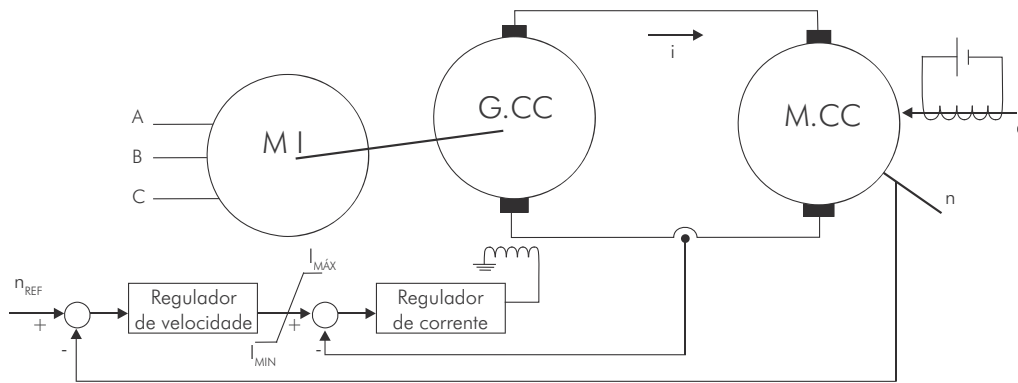


Figura 10.2 - Sistema de controle de velocidade com malha interna de corrente

Com o advento da eletrônica de potência tornou-se possível melhorar significativamente a qualidade do acionamento elétrico. O primeiro passo foi certamente a evolução do tradicional sistema Ward-Leonard [Owen, 1995] para o sistema conhecido como Ward-Leonard estático, que permitiu substituir o grupo Motor de Indução – Gerador CC por uma parte retificadora a tiristores como mostra a Figura 10.3. Com isto, ganha-se em rendimento, economia de material (ferro e cobre), espaço, velocidade de resposta e níveis de ruído acústico.

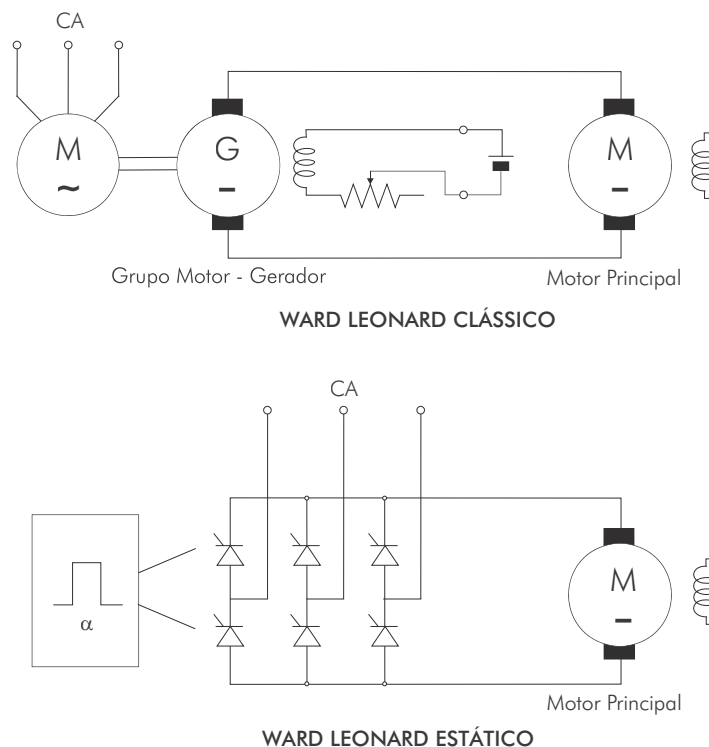


Figura 10.3 - Sistema Ward-Leonard estático

A tensão retificada é função do cosseno do ângulo de disparo " $\alpha$ " dos tiristores. Como o fator de potência do sistema retificador - motor depende também do ângulo  $\alpha$ , valores baixos de tensão retificada, que impliquem em ângulo de disparo superiores à  $30^\circ$ , corresponderão situações de baixo fator de potência.

O principal problema introduzido pelo sistema de acionamento eletrônico origina-se no fato da corrente que circula pela ponte retificadora só ter um sentido de circulação. Para contornar isto, são necessárias duas pontes ligadas em oposição como sugere a Figura 10.4. O sistema de controle deve escolher convenientemente a ponte que recebe os pulsos de disparo.

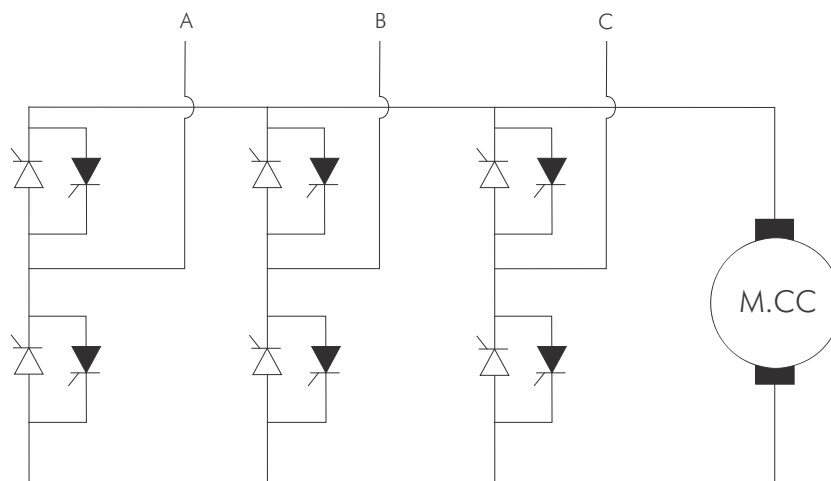


**Figura 10.4** - Pontes retificadoras em anti-paralelo

Outra dificuldade oriunda da ponte retificadora a tiristores encontra-se no chamado modo de condução descontínuo de corrente. Esta forma de condução de corrente é uma consequência direta do fato da corrente nos tiristores só poder circular em um sentido. Assim, quando a solicitação de torque for baixa e, conseqüentemente, o nível médio da corrente também for baixo, a corrente assume a forma pulsante apresentada na Figura 10.5, pois não pode ser negativa.

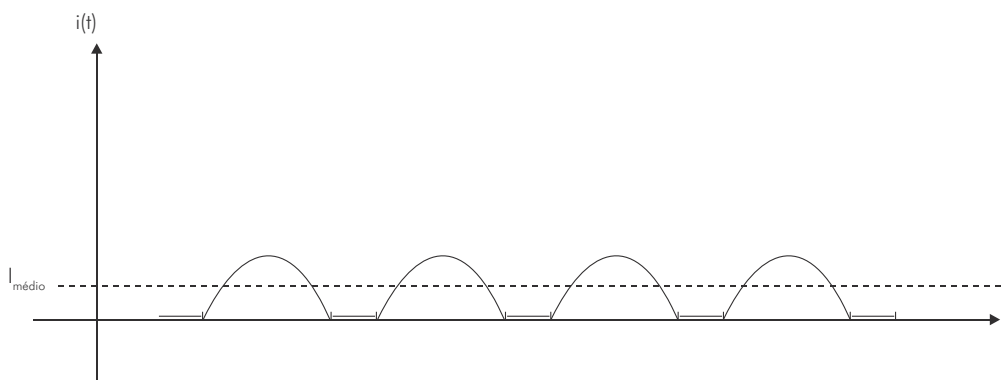


**Figura 10.5** - Corrente de armadura no modo descontínuo

O modo de condução descontínua pode levar o sistema de controle de velocidade à instabilidade. Em 1970, Buxbaum propôs um controle adaptativo de corrente que solucionou elegantemente este problema [Buxbaum, Schierau, 1980]. Esta proposta mantém a dinâmica do laço de corrente idêntica, independente do modo de condução de corrente. Uma abordagem didática deste procedimento encontra-se apresentada em Stephan (1991a).

O acionamento dos motores CC pode ainda ser efetuado através de choppers empregando chaves semicondutoras com capacidade de condução e bloqueio como ilustrado nas Figuras 10.6 e 10.7. Uma vantagem deste tipo de acionamento encontra-se no fato do chaveamento se dar em freqüências superiores à 1 kHz, condição que praticamente elimina o modo de condução descontínuo de corrente.

Por outro lado, o retificador a diodos, que faz a interface deste conversor com a rede, garante um fator de potência superior ao do retificador à tiristores estudado anteriormente.

O exercício 10.1 solidifica estas informações aqui apresentadas.

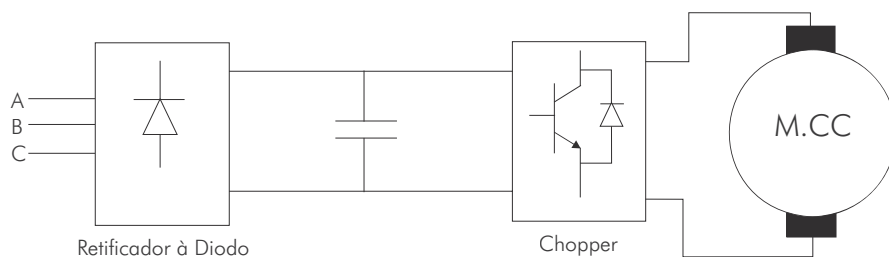


Figura 10.6 - Esquema de um acionamento de motor CC com chopper

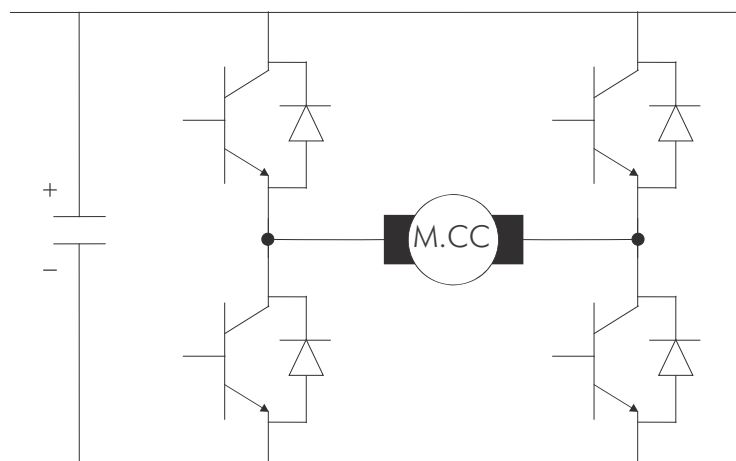


Figura 10.7 - Chopper de 4 quadrantes

### 10.3 Motor de Indução Gaiola

Com as chaves semicondutoras da chamada 2ª. geração foi possível construir inversores eletrônicos comercialmente atraentes. A partir daí, os motores CA, que eram vistos como de difícil controle, passaram a ser usados em acionamentos de velocidade controlada ocupando o espaço dos motores CC. Na verdade, o grande problema sempre residiu nas limitações da fonte de alimentação e não nos motores CA. A variação da tensão e da frequência de alimentação do motor permite hoje o controle de velocidade sem perda da capacidade de torque (ver exercício 10.2).

No caso específico dos MI, as curvas de torque x velocidade para variações da tensão e frequência já foram apresentadas no capítulo 3.

Nota-se que, para velocidades de escorregamento inferiores ao valor da velocidade de escorregamento de máximo torque, o leque de curvas obtido é semelhante ao das máquinas de corrente contínua apresentado na Figura 3.4 (a). Isto sugere um esquema de controle como o indicado na Figura 10.8.

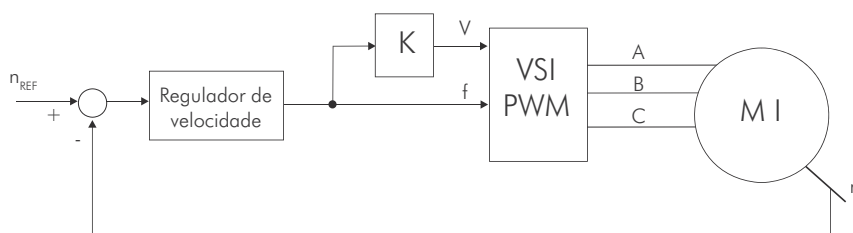


Figura 10.8 - Esquema intuitivo de controle de MI

O problema deste esquema de controle reside na relação não - linear entre a freqüência de alimentação do motor e o torque elétrico obtido. No entanto, o torque elétrico está linearmente relacionado com a velocidade de escorregamento. Este fato sugere o novo esquema de controle da Figura 10.9.

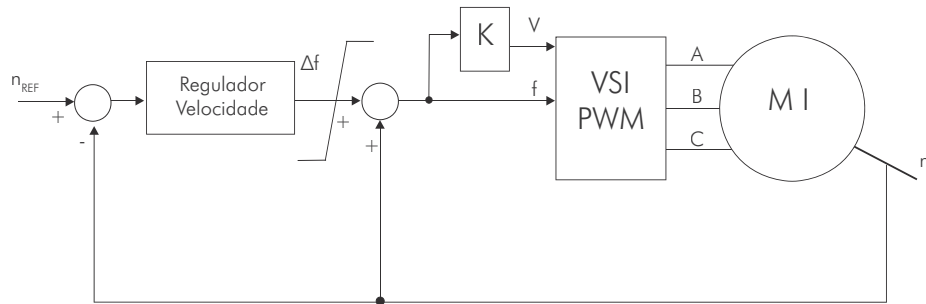


Figura 10.9 - Esquema linearizado de controle de MI

O projeto do regulador de velocidade, nesta última estrutura, pode ser obtido a partir do diagrama de blocos da Figura 10.10.

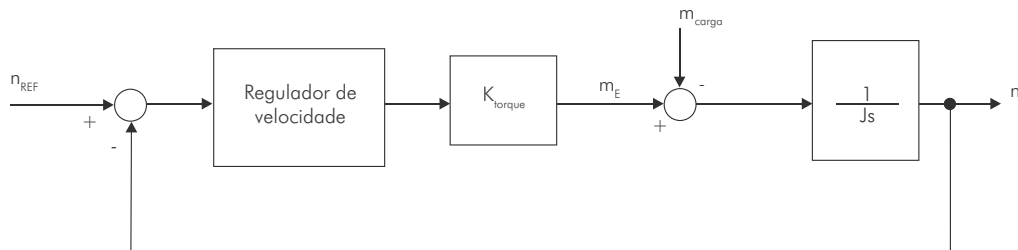


Figura 10.10 - Diagrama de blocos de controle de um MI

Para um regulador PI, de função de transferência  $G_{REG}(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right)$ , a escolha dos parâmetros pode se dar pela análise do lugar das raízes traçado na Figura 10.11.

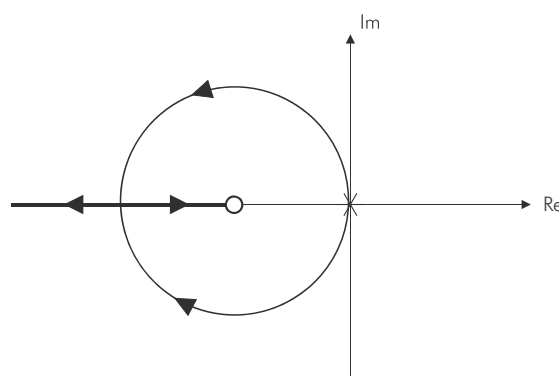


Figura 10.11 - Lugar das raízes do sistema de controle de velocidade

Seguindo paralelamente ao que foi visto no controle dos motores de corrente contínua, uma melhoria pode ser obtida com a introdução de uma malha interna de controle de corrente, o que acarreta uma atuação direta sobre o torque da máquina.

O modelo da Figura 3.5 permite determinar o valor da corrente de estator  $|I_s|$ , para uma corrente de magnetização  $|I_m|$  constante, em função da velocidade de escorregamento  $\omega_2$ :

$$|I_s| = \sqrt{1 + (\omega_2 T_R)^2} I_m$$

em que  $T_R$  é a constante de tempo do rotor dada pela razão da indutância pela resistência rotórica.

A partir daí, pode-se propor o seguinte esquema de controle:

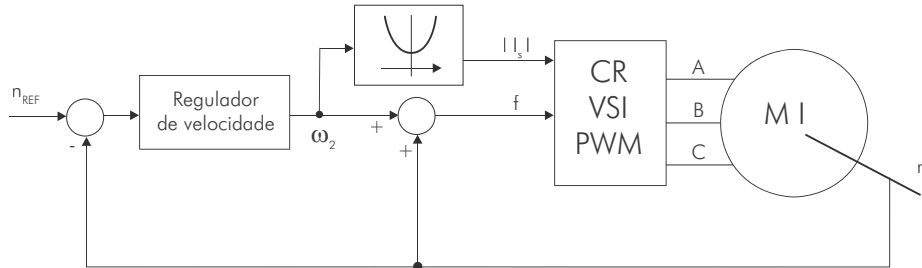
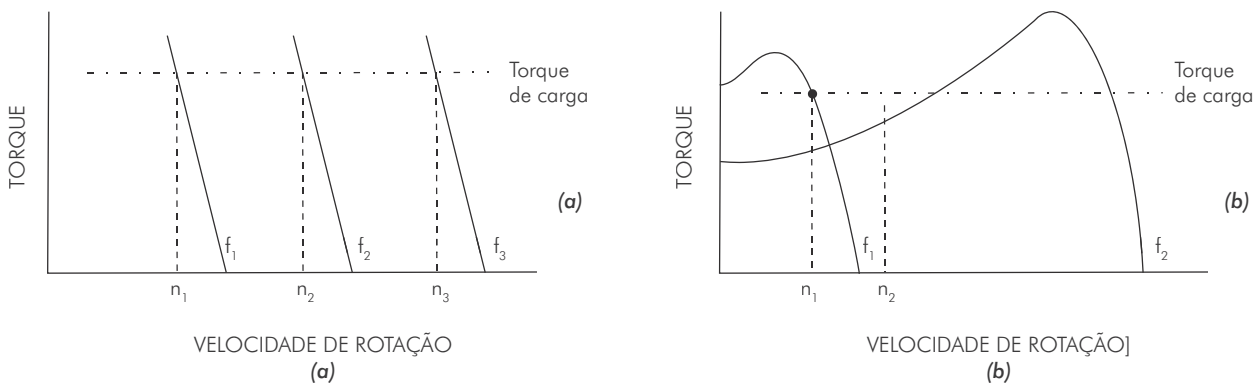


Figura 10.12 - Controle escalar com imposição de corrente

Os esquemas de controle apresentados anteriormente estão calcados no modelo elétrico de regime permanente do motor de indução.

Na operação do motor diretamente conectado à rede de alimentação, a perda de sincronismo ocorre quando o torque da carga é maior que o máximo torque do motor. Na operação com inversor, a perda de sincronismo pode também ocorrer em situações de aceleração e frenagem, caso a velocidade mecânica de rotação não acompanhe a variação de frequência do inversor.

Isto fica melhor ilustrado pela Figura 10.13. A Figura 10.13 (a) sugere uma situação em que a frequência do inversor é alterada de tal forma que a velocidade mecânica acompanhe a variação de frequência atendendo sempre o torque de carga. A Figura 10.13 (b) ilustra a situação em que a frequência de alimentação é variada bruscamente de  $f_1$  para  $f_2$  e a velocidade mecânica muda, no mesmo intervalo de tempo, apenas de  $n_1$  para  $n_2$ . Com isso, o motor não consegue um ponto de operação estável para atender ao torque de carga.



Figuras 10.13 - Relação entre torque, velocidade e frequência de alimentação em acionamento eletrônico de motor de indução

Assim sendo, não se deve esperar um excelente comportamento dinâmico, que só pode ser atingido a partir de equações que considerem também o comportamento elétrico transitório.

Estas equações guardam uma certa complexidade pois devem levar em conta tanto as correntes de estator quanto as corrente de rotor e as indutâncias próprias e mútuas entre estes enrolamentos, lembrando-se ainda que as indutâncias mútuas entre estator e rotor dependem de uma posição relativa variante no tempo.

O tratamento usual para contornar este tipo de equacionamento na modelagem de máquinas elétricas consiste em aplicar uma transformação de variáveis que conduz a uma simplificação nas equações do modelo. A primeira proposta deste tipo foi apresentada por R. H. Park em 1929 para máquinas síncronas e ficou conhecida como Transformada de Park. Deve-se destacar que estas transformadas não são lineares. Na verdade, toda transformação de variáveis pode ser interpretada como uma mudança de referencial. No caso de uma transformação linear, os referenciais mantêm a mesma posição relativa. Nas transformações não lineares, vantajosas no estudo das máquinas elétricas, o novo referencial desloca-se em relação ao referencial original. É como um observador que se alojasse em um referencial não-inercial para analisar um fenômeno físico. As não-linearidades não mais existem neste novo referencial, apenas ele guarda toda a complexidade do processo.

Na década de 70, Blascke propôs o referencial adequado para observar o comportamento elétrico dos MI. Trata-se do "referencial do fluxo enlaçado pelo rotor".

Aqui cabem algumas observações.

- 1) Inicialmente, fluxo é um escalar. A conceituação de "vetor fluxo", formalizada por Kovacz e Racz em 1959, permite o entendimento do termo "referencial do fluxo". Basicamente, são tomados os fluxos que enlaçam as três fases de um motor trifásico e feita uma composição espacial vetorial como explicado na Figura 10.14, atribuindo-se direções perpendiculares às linhas centrais das respectivas fases. Chama-se de "vetor fluxo" a resultante dos fluxos das três fases.

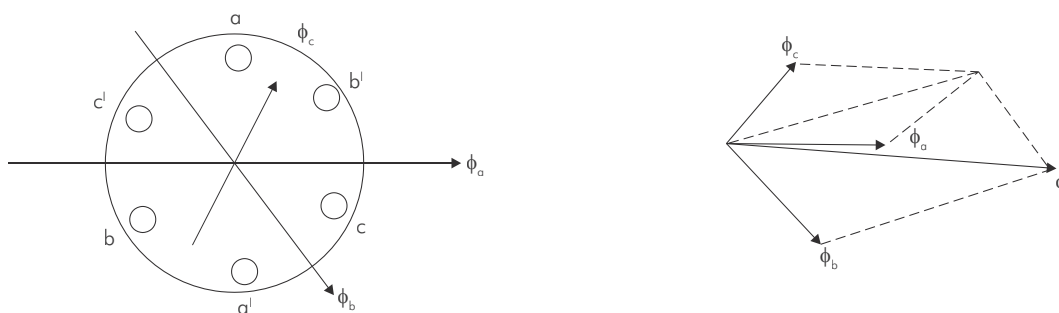


Figura 10.14 - Conceituação de vetor fluxo

Procedimento similar permite definir "vetor corrente" e "vetor tensão" de sistemas trifásicos.

- 2) Na Transformada de Park, o referencial escolhido é solidário ao rotor da máquina, portanto de simples determinação. Na transformação proposta por Blascke, a determinação do referencial reveste-se de uma certa dificuldade, uma vez que o "fluxo enlaçado pelo rotor" depende não só das correntes de rotor, como também das correntes de estator, além de indutâncias mútuas variantes no tempo.

Esta dificuldade, aparentemente intransponível, fica reduzida à simples Eq. (10.1) como pode se demonstrar (e.g. Leonhard, 2001).

$$\rho = \int_0^t \left( \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}} + n \right) dt \quad (10.1)$$

em que  $\rho$  fornece a posição do referencial do fluxo enlaçado pelo rotor,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  são as componentes das correntes de estator neste referencial (Figura 10.15) e  $i_{mR}$  é regido pela Eq. (10.2).

$$i_{sd} = i_{mR} + T_R \frac{di_{mR}}{dt} \quad (10.2)$$

com  $T_R$  chamada "constante de tempo do rotor", obtida da razão da indutância pela resistência rotórica.

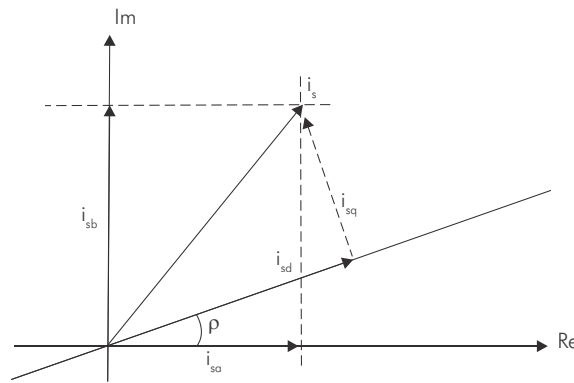


Figura 10.15 - Componentes de corrente

3) Finalmente, o torque neste novo referencial é dado por:

$$m = K_i i_{sq} \cdot i_{mR} \quad (10.3)$$

A Eq. (10.3) é semelhante à Eq. (3.1) do torque do Motor CC estabelecido o paralelo:

$$i_{sq} \sim i_a \quad (10.4)$$

$$i_{mR} \sim \phi \quad (10.5)$$

Por sua vez, a Eq. (10.2) guarda as mesmas características dinâmicas da equação de campo de um motor CC. Portanto, todos os procedimentos de controle de motores CC podem ser aplicados agora aos MI, a dificuldade maior residindo na solução da Eq. (10.1).

A Figura 10.16 apresenta um esquema de controle vetorial. A malha de controle de corrente está embutida no conversor CR-VSI-PWM apresentado no capítulo 5, Figura 5.16. A malha de controle de velocidade fornece a componente de corrente  $i_{sq}$  que faz o papel da corrente de armadura de um motor CC. A malha de controle de campo fornece a componente  $i_{sd}$  que só deve ser alterada na condição de enfraquecimento de campo.

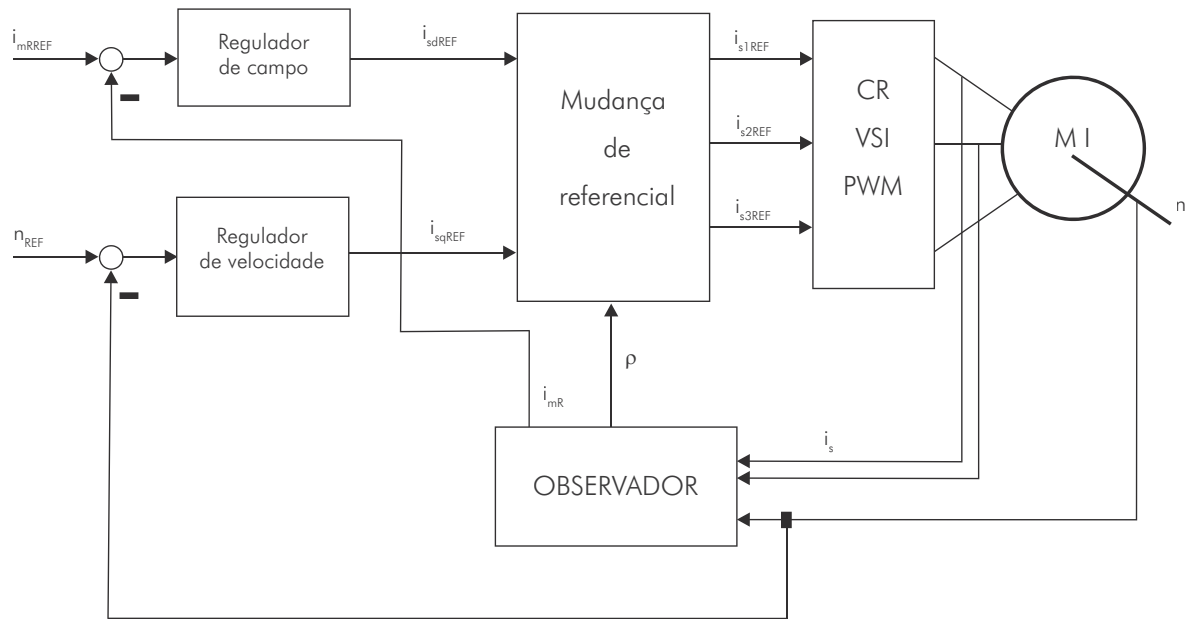


Figura 10.16 - Controle Vetorial do MI

Finalmente, o observador retrata as informações contidas nas Eqs.(10.1) e (10.2), conforme mostra a Figura 10.17. Trata-se de um observador não-linear (existem divisões e operações trigonométricas) com realimentação do ângulo  $\rho$ .

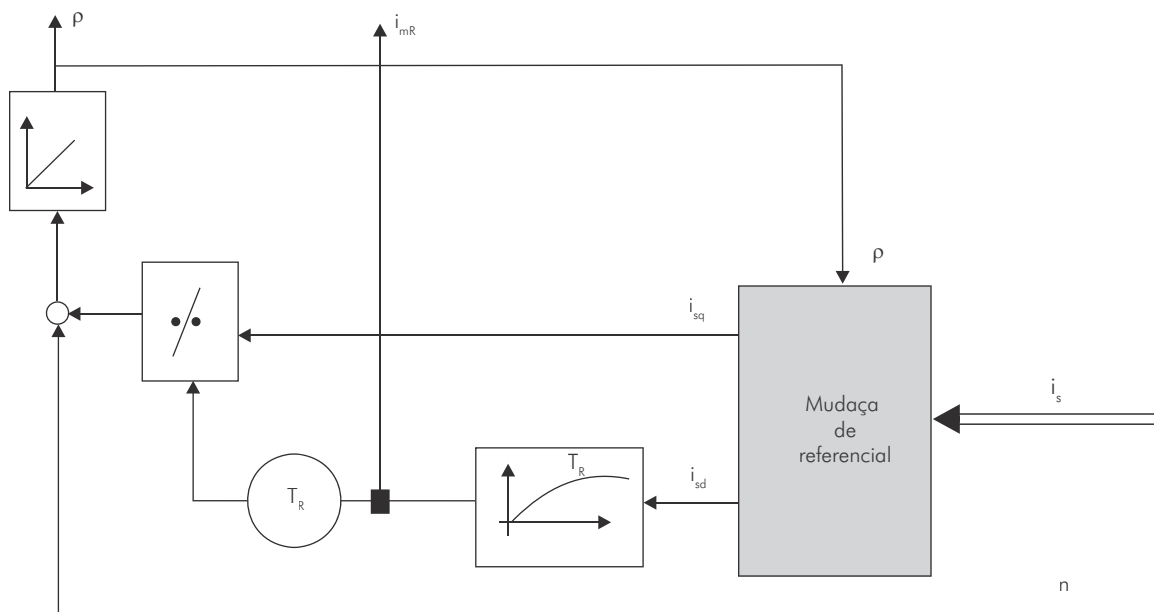


Figura 10.17 - Observador do fluxo enlaçado pelo rotor

Assim, as chamadas técnicas de “controle vetorial” de motores vieram preencher a lacuna existente em termos de desempenho dinâmico. Elas passaram do nível acadêmico para a utilização industrial num período de menos de 20 anos [Leonhard, 1991]. Vários fabricantes oferecem atualmente não apenas o conhecido controle escalar como também a opção vetorial.

A proposta de controle vetorial (FOC - Field Oriented Control) apresentada por Blaschke (1972,1973) na sua tese de doutorado foi logo comercializada sob o nome de TRANSVEKTOR. Na década de 80 surgiram novas propostas como o controle FAM (Field Acceleration Method) de Yamamura (1986), DSC (Direct Self Control) de Depenbrock (1988), UFO (Universal Field Oriented Control) de De Doncker & Novotny (1988) e outras [e.g. Takahashi & Noguchi, 1986]. Todas estas técnicas podem ser agrupadas conforme resumido na Figura 10.18.

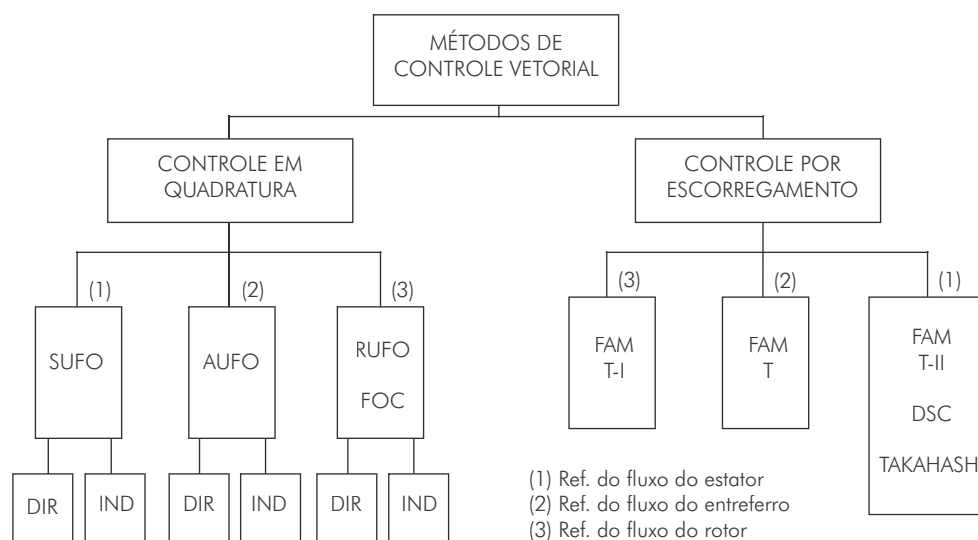


**Figura 10.18** - Classificação das técnicas de controle vetorial

Vários trabalhos técnicos se preocupam em mostrar o relacionamento entre elas [e.g. Stephan, 1991b; Santisteban & Stephan, 2001; Ribeiro et al., 1993]. Fundamental é reconhecer que a base destas técnicas consiste em observar o comportamento dinâmico dos motores CA de um referencial não estacionário. Idealmente, toma-se o vetor fluxo enlaçado pelo rotor como referencial. A partir deste referencial, o motor CA pode ser visto como um motor CC (Figura 10.19). As demais técnicas vetoriais tomam outros referenciais e usam simplificações ou compensações para atingir a situação ideal do referencial do fluxo rotórico.

Os resultados são surpreendentes. A Figura 10.20 mostra respostas dinâmicas que foram obtidas nos laboratórios da COPPE/UFRJ comparando um dos métodos de controle vetorial mais simples (Controle Orientado pelo Campo Indireto -IND-FOC) com o método de controle escalar da Figura 10.12 (Escorregamento Controlado com Corrente Imposta - SC). Nestas figuras, apenas os instantes iniciais de aceleração para uma variação em degrau da referência de velocidade são mostrados.

No controle SC o atraso até o início da variação da rotação do eixo é 15 vezes maior que no caso IND-FOC. A superioridade no controle da velocidade se revela também no tempo total de resposta e no sobrepasso [Garcia, 1990]. Mais surpreendente ainda seja talvez a constatação que os dois controles acima mencionados foram implementados com o mesmo hardware exigindo apenas um pequeno acréscimo no software [Garcia et al., 1994].

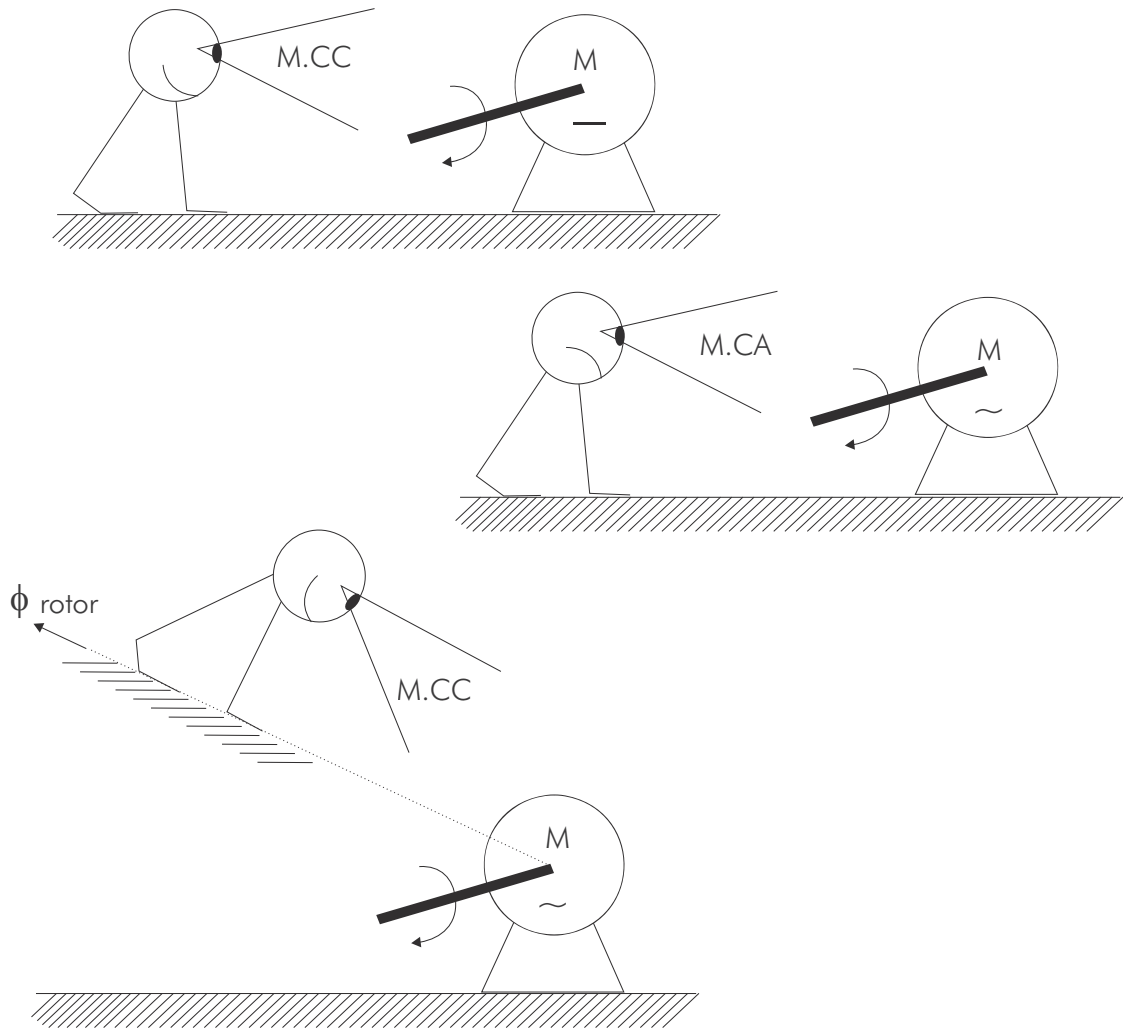


Figura 10.19 - Idéia básica do controle vetorial

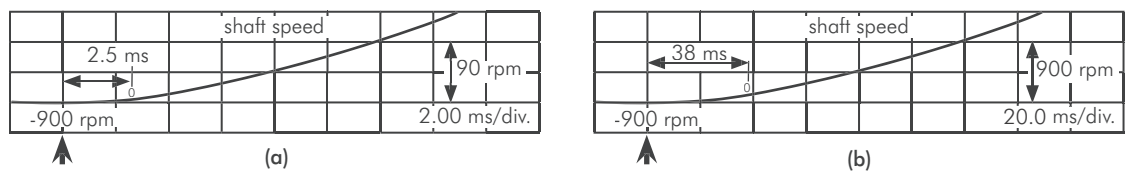


Figura 10.20 - Resposta de velocidade para uma variação em degrau do sinal de referência.

Motor de indução trifásico de 2 HP sem carga.

(a) controle IND-FOC (escala horizontal 2,0 ms/div), escala vertical 45 rpm/div.

(b) controle SC (escala horizontal 20,0 ms/div.) escala vertical 450 rpm/div.

Obs.: A seta indica o instante de aplicação da variação da referência.

Por tudo isto, estas técnicas permitem a substituição dos caros motores CC pelos robustos e mais baratos motores CA, mesmo em aplicações que requerem alto desempenho dinâmico, como, p.ex., robótica, máquinas ferramenta ou indústria têxtil.

Uma das grandes dificuldades destes métodos de controle consiste justamente na determinação do referencial do fluxo enlaçado pelo rotor. Esta determinação exige pelo menos o conhecimento da velocidade e depende de parâmetros da máquina, alguns dos quais variam com a saturação e a temperatura. Mais uma vez aqui a micro-eletrônica tem auxiliado para a implementação de métodos de identificação e processamento de sinais que eliminam até a necessidade de sensor de velocidade. Alguns fabricantes já anunciam os seus acionamentos com estas facilidades.

O exercício 10.3 reforça as informações aqui apresentadas.

### 10.4 Motor Síncrono

As máquinas síncronas só produzem torque na chamada velocidade síncrona. Com o advento da eletrônica de potência, tornou-se possível empregar um conversor eletrônico que produz sinais CA de frequência ajustável para alimentar o motor.

O esquema abaixo ilustra as diferentes possibilidades de acionamento eletrônico de máquinas síncronas. Os sistemas de controle estão relacionados à estes acionamentos.

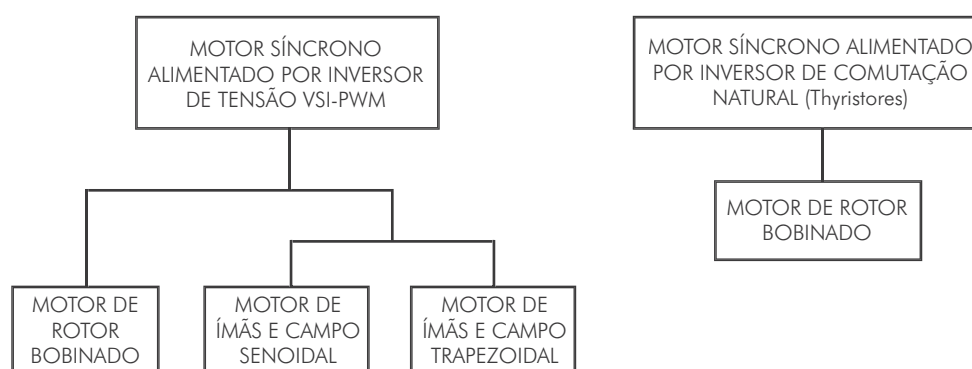


**Figura 10.21** - Acionamento eletrônico de máquinas síncronas

Do mesmo modo que no caso do motor de indução, a relação  $V/f$  deve ser mantida para não haver perda na capacidade de torque (ver exercício 10.2). Como estas máquinas operam sem escorregamento, o controle, a princípio, é mais simples. Para os motores de ímã permanente, a principal diferença com relação aos esquemas com motores de indução está no fato da referência nos esquemas de controle vetorial ser dada pela posição do rotor e não do fluxo enlaçado pelo rotor. Isto dispensa o estimador de fluxo e representa uma grande simplificação.

Nos motores com fluxo de entreferro senoidal, a determinação da posição do rotor necessita ser estabelecida com uma precisão maior do que no caso do fluxo trapezoidal. Em contra-partida, os motores de fluxo senoidal apresentam um desempenho melhor e são os preferidos para sevoacionamentos.

O controle dos motores síncronos alimentados por inversores de comutação natural a tiristores fica restrito à aplicações de alta-potência. A topologia desta configuração é idêntica a da transmissão em corrente contínua ilustrada na Figura 10.22.

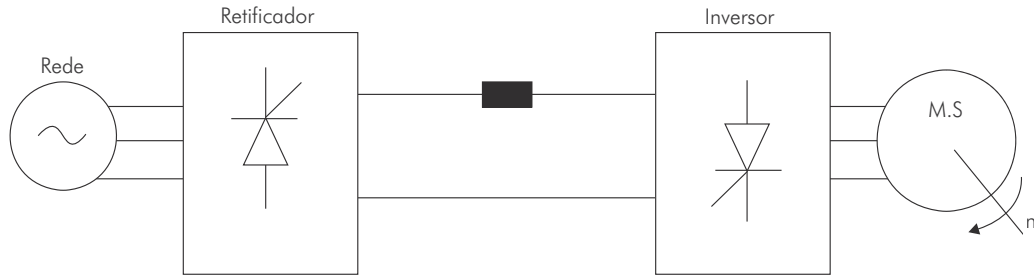


**Figura 10.22** - Motor síncrono alimentado por inversor de comutação natural

A ponte retificadora opera com ângulos de disparo inferiores a  $90^\circ$  e a ponte inversora com ângulos de disparo entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$ . Como a operação da ponte inversora necessita que já exista uma tensão nos terminais de tensão alternada e isto só ocorre a partir da movimentação do rotor, a partida deste sistema bem como todo o seu controle vem acompanhado de uma gama de peculiaridades que não serão tratadas neste trabalho.

### Motor Síncrono de Imã Permanente

As correntes de armadura de um Motor Síncrono de Imã Permanente (MSIP) podem ser ajustadas por meio de uma malha de controle com tempo de resposta bem menor que as constantes de tempo mecânicas do sistema. Neste caso, pode-se admitir que as correntes de armadura são impostas à máquina. Estas correntes produzem um campo magnético que irá interagir com o campo magnético do imã. O valor máximo de torque ocorre quando estes campos forem ortogonais, como sugere a Figura 10.23.

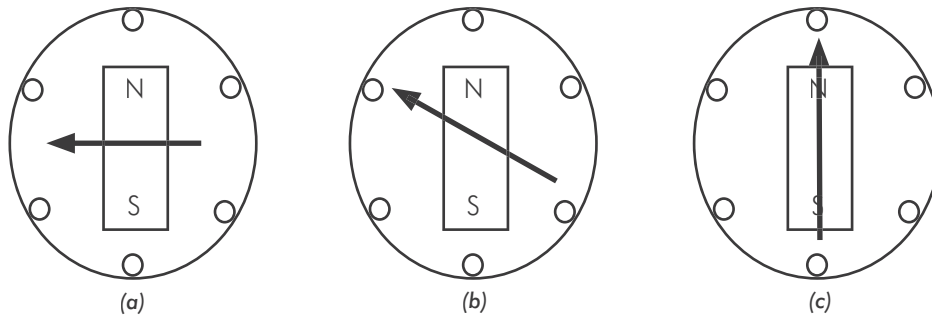


**Figura 10.23** - Campos de estator e rotor de uma MSIP (a) torque máximo (b) torque médio (c) torque nulo

A partir da informação da posição do rotor é possível implementar um sistema de controle que imponha convenientemente as correntes de armadura na condição (a) acima descrita. Empregando a nomenclatura de Park, pode-se escrever:

$$I_{sd} = 0, \quad (10.6)$$

$$I_{sq} = I \quad (10.7)$$

$$\text{torque} = m = k I_{sq} \phi_F \quad (10.8)$$

$\phi_F$  é o campo magnético dos imãs permanentes do rotor. É interessante notar a semelhança desta última equação com a Eq. (3.1), que fornece o torque de um motor CC.

Pode-se demonstrar que a tensão nos terminais do motor, na condição de regime estacionário, é dada por:

$$V_s = E + (R_s + j \omega L_s) I_s \quad (10.9)$$

$V_s$  é o fasor da tensão terminal

$I_s$  é o fasor da corrente de armadura,  $I_s = I_{sd} + j I_{sq}$

$R_s$  é a resistência de estator

$L_s$  é a indutância de estator

$\omega$  é a freqüência angular da alimentação

$$E = j 0,707 \omega \phi_F \quad (10.10)$$

A Figura 10.21 representa estas relações.

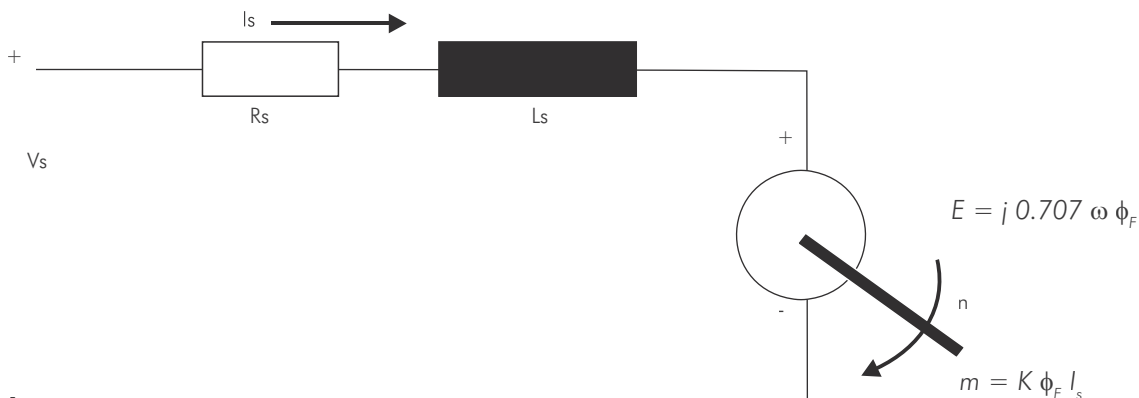


**Figura 10.24** - Circuito equivalente de um MSIP em regime estacionário

A comparação desta figura com a Figura 3.2 revela a similaridade elétrica entre os motores síncronos de ímã permanente e os motores CC. Os primeiros, no entanto, apresentam características mecânicas muito mais vantajosas que os segundos.

O diagrama fasorial correspondente encontra-se na Figura 10.25

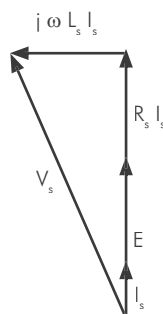


**Figura 10.25** - Diagrama fasorial na condição de torque máximo

Uma das dificuldades da MSIP é que ela não admite naturalmente a condição de enfraquecimento de campo como ocorre com uma Máquina Síncrona de Rotor Bobinado ou com uma Máquina de Corrente Contínua de Excitação Independente ou mesmo com um Motor de Indução.

O enfraquecimento de campo corresponderia a uma diminuição de  $\phi_F$ , o que não pode ser diretamente realizado por ser este campo dado por um ímã permanente. Esta hipotética diminuição acarretaria uma perda de torque, mas, em contra partida, permitiria um aumento na velocidade de rotação, para uma amplitude de  $V_s$  constante, como pode ser concluído a partir das Eqs. (10.9) e (10.10).

O recurso de enfraquecimento de campo pode ser desejável em algumas aplicações onde se faz necessária uma rotação superior à nominal com solicitação reduzida de torque.

Um efeito semelhante ao enfraquecimento de campo na MSIP pode, no entanto, ser obtido com a imposição de uma componente negativa de  $I_{sd}$ . O novo diagrama fasorial, correspondente a esta situação está apresentado na Figura 10.26.

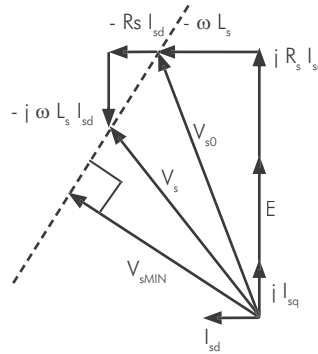


**Figura 10.26** - Diagrama fasorial na presença de uma componente negativa de  $i_{sd}$

Deste diagrama fasorial, percebe-se que esta componente negativa da corrente na direção do eixo direto permite uma diminuição do valor de  $V_s$ . O lugar geométrico das extremidades do fasor  $V_s$  está indicado pela linha pontilhada na Figura 10.26.

O valor mínimo ocorre quando  $V_s$  for perpendicular à esta linha. Se  $|V_s|$  for mantido constante, raciocínio semelhante permite concluir que uma componente negativa de  $I_{sd}$  conduz a um aumento de  $E$  e, portanto, da velocidade de rotação.

O torque, dado pela Eq. (10.8), sofre uma diminuição pois a presença da componente  $I_{sd}$  implica em uma diminuição da componente  $I_{sq}$  de modo a respeitar o valor máximo da corrente total de armadura  $|I_s|$ , dada por:

$$|I| = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (10.11)$$

Este encadeamento, ainda que não enfraqueça efetivamente  $\phi_F$ , corresponde a exatamente uma operação de enfraquecimento de campo.

#### Equação Mecânica do Rotor

No item anterior, foi apresentado o modelamento elétrico do MSIP. O comportamento mecânico da máquina é regido pela equação de Newton:

$$m - m_L = J (1/p) (d^2\omega / dt^2) \quad (10.12)$$

com  $m_L$ , torque de carga,

$J$ , momento de inércia das partes girantes,

$p$ , número de pares de pólos do motor,

$\omega$ , frequência angular da alimentação elétrica.

### Sistemas de Controle

As equações trabalhadas nos itens anteriores podem ser apresentadas como diagrama de blocos, Figura 10.27.

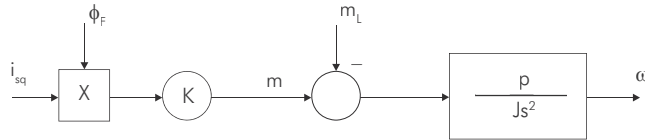


**Figura 10.27** - Diagrama de blocos da MSIP

O “hardware” correspondente encontra-se na Figura 10.28.

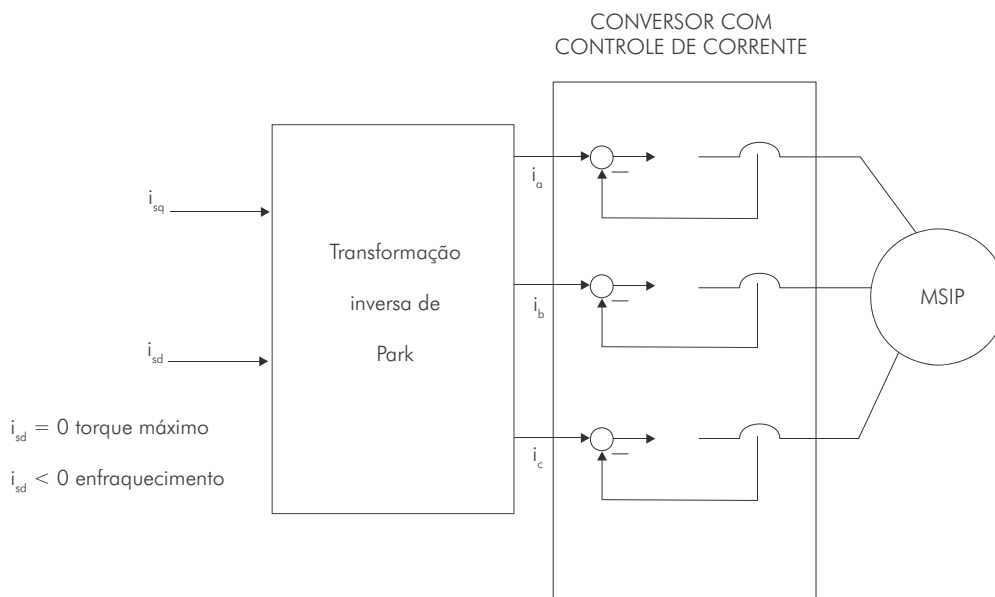


**Figura 10.28** - Acionamento eletrônico de um MSIP

O controle industrial desta máquina é feito por meio de malhas em cascata, com as malhas internas controlando as variáveis com dinâmica mais rápida.

Esta estrutura de controle apresenta uma série de vantagens sobre esquemas diretos, destacando-se:

- ☑ a facilidade de projeto dos diversos controladores, que podem ser simples P, PI ou PID,
- ☑ a simplicidade na colocação em operação a partir das malhas mais internas e
- ☑ os procedimentos simples para diagnóstico de falhas.

À malha mais interna de controle de corrente já apresentada na Figura 10.28, sobrepõe-se uma malha de controle de velocidade e a esta uma malha de controle de posição, como apresentado na Figura 10.29.

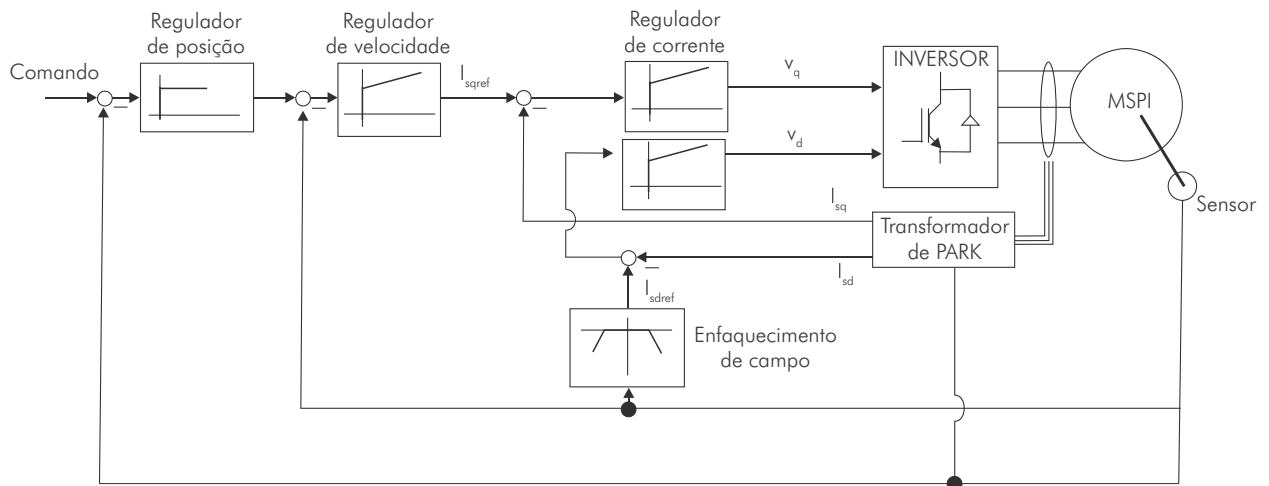


Figura 10.29 - Controle em cascata de um MSIP

## 10.5 Sensores de Posição e Velocidade

Os esquemas de controle vetorial necessitam de informações de posição ou velocidade. Estas informações podem ser estimadas ou medidas. Nas aplicações de maior precisão, impõe-se o emprego de medição por meio de sensores. Os principais tipos serão descritos a seguir.

### Encoders

Os chamados “encoders” podem ser de dois tipos: incrementais ou absolutos. A Figura 10.30 ilustra estas duas possibilidades.

No “encoder” absoluto, cada posição do disco corresponderá a uma combinação de sinais (‘bits’), em geral fornecidos por sensores óticos ou magnéticos que percebem a passagem pelas marcas do disco. É preferível empregar uma codificação tal que só ocorra a mudança de um ‘bit’ a cada alteração de posicionamento, como o código Gray. Isto evita ambigüidades, facilitando a detecção de erros.

O “encoder” incremental apresenta construção mais simples. São gerados pulsos oriundos de duas marcações radiais, igualmente espaçadas, que permitem a detecção da posição, pela contagem dos pulsos, e do sentido de rotação. Uma marca de zero, localizada em uma terceira marcação radial, fornece a indicação do término de uma volta e do início da contagem.

Por ocasião de uma perda de energia ou desligamento, o sensor incremental necessita da passagem pela marca de zero para reiniciar sua contagem após o religamento. Já o sensor absoluto pode disponibilizar a informação da posição logo que energizado. Há dispositivos comercializados que chegam a ter resolução superior a 10 ‘bits’. A informação da velocidade pode facilmente ser obtida a partir da derivada da informação da posição, programada digitalmente.

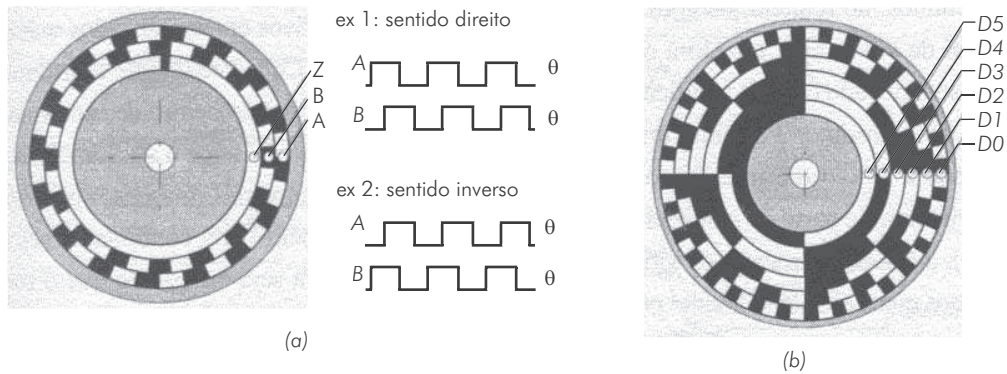


Figura 10.30 - (a) Encoder incremental (b) Encoder absoluto

### Tacogeradores

Os tacogeradores são geradores CC de imã permanente ou geradores síncronos CA, também de campo produzido por imãs, conhecidos como alternadores. Os tacogeradores CC apresentam uma tensão proporcional à velocidade, positiva ou negativa, dependendo do sentido de rotação e, como toda máquina CC, trabalham com escovas. Os alternadores não necessitam de escovas, o que representa uma vantagem. Em geral, a tensão de saída é retificada por uma ponte de diodos, o que faz com que a tensão retificada tenha sempre o mesmo sinal, independentemente do sentido de rotação.

### Resolvers

Os “resolvers” são transformadores de alta frequência conforme sugere a Figura 10.31. O primário está situado no rotor e existem dois secundários em quadratura no estator. As amplitudes e fases das tensões induzidas nos secundários são função da posição do rotor. Um circuito condicionador processa as tensões induzidas nos secundários fornecendo uma tensão proporcional à posição. Os sincro transformadores, empregados em tradicionais malhas de controle, podem ser vistos como “resolvers” alimentados em 60Hz.

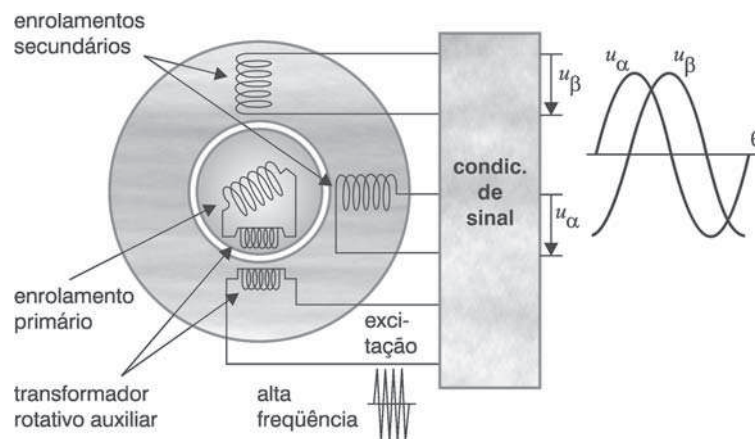


Figura 10.31 - “Resolver”

## EFEITOS ADVERSOS DOS ACIONAMENTOS ELETRÔNICOS

### 11.1 Introdução

Os acionamentos eletrônicos, como visto anteriormente, trouxeram uma grande flexibilidade para o condicionamento das grandezas elétricas de alimentação dos motores. Como toda solução técnica, no entanto, esta vantagem vem acompanhada de novos problemas que precisam ser conhecidos e controlados. Estes problemas podem ser divididos em dois grandes grupos, que serão abordados a seguir nos itens 11.2 e 11.3.

### 11.2 Influência dos Acionamentos Eletrônicos nas Máquinas Elétricas

#### 11.2.1 Curvas de Torque

Normalmente, as características torque x velocidade de um motor de indução não levam em conta a existência de um inversor. A sua presença representa uma limitação em termos da corrente máxima que pode ser fornecida ao motor. A Figura 11.1, ilustra o exemplo de um motor de 7,5 kW, 60 Hz, 4-pólos[JEM, 1986]. A curva tracejada indica os valores de torque para o caso de operação de curta duração com o inversor escolhido para a potência do motor. A curva "traço longo- traço curto" indica os limites no caso do inversor escolhido ser de uma faixa de potência superior a do motor.

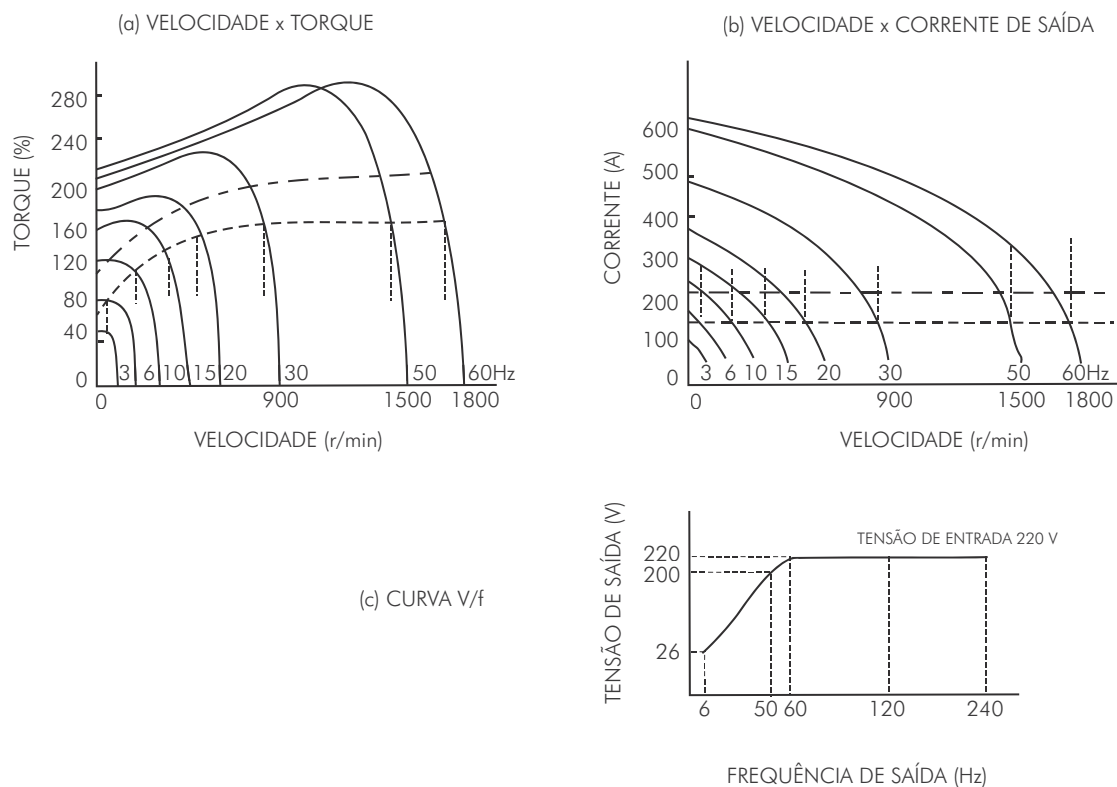


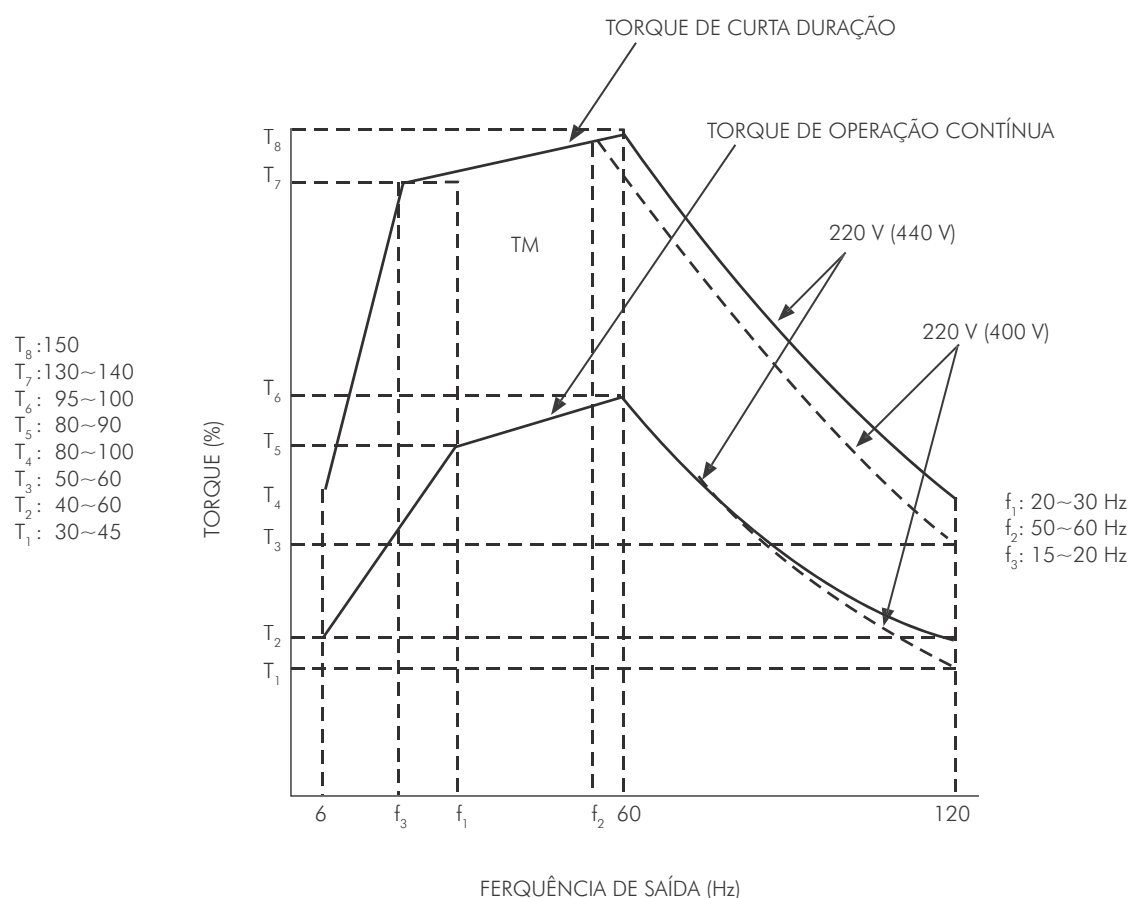
**Figura 11.1** - Características do motor em função da velocidade Motor de 7,5 kW, 60 Hz, 4 polos.  
 (-----) operação de curta duração com inversor escolhido na potência do motor  
 (— - -) operação de curta duração com inversor escolhido em uma faixa de potência superior a do motor

As curvas apresentadas na Figura 11.1 estão parametrizadas pela frequência de alimentação. É interessante apresentar curvas que tenham a frequência de alimentação não como parâmetro, mas sim como variável independente do eixo das abscissas. Neste caso, o torque indicado no eixo das ordenadas representa o valor máximo disponível. A Figura 11.2 ilustra este tipo de informação para operação contínua e para operação de curta duração.

Na região de frequência de alimentação superior à frequência nominal, a capacidade de torque decresce, tendo em vista que a tensão de alimentação é mantida em seu valor máximo e, portanto, a razão  $V/f$  não fica constante. Na região central, o torque disponível é praticamente constante, voltando a decair na região de baixas frequências de alimentação, quando a queda de tensão na resistência do estator começa a tornar-se significativa.

Exemplo: Considere o problema de selecionar um motor para acionar uma carga que solicita, em operação contínua, 19 Nm dentro de uma faixa de velocidade de 600 rpm a 1900 rpm. Para a partida do sistema, são necessários 30 Nm.

Inicialmente, é razoável escolher um motor de 4 pólos, uma vez que a velocidade síncrona (1800 rpm) encontra-se dentro da faixa de operação desejada. Um motor de 6 pólos, com velocidade síncrona de 1200 rpm, também estaria dentro da faixa de velocidades, mas, como será visto adiante, haveria uma grande perda na capacidade de torque nas velocidades mais elevadas. Assim, a escolha do acionamento será feita para um motor de 4 pólos com faixa de frequência de operação de 20 Hz, correspondente a 600 rpm, a 63,5 Hz, correspondente a 1905 rpm.



Obs.: O torque base (100%) corresponde ao torque nominal 60Hz

Figura 11.2 - Característica de torque de saída em função frequência

Em termos de torque, a Figura 11.2 informa que o torque disponível no acionamento eletrônico para a frequência de alimentação de 63,5 Hz é da ordem de 90% do torque nominal. Já para a frequência de 20 Hz é da ordem de 80% do torque nominal. Tomando o caso mais desfavorável, o motor especificado deve ter um torque nominal de:

$$T_{\text{motor}} = \frac{19Nm}{0,8} = \underline{\underline{24Nm}}$$

É preciso ainda verificar se esta escolha seria suficiente para a partida do sistema. Segundo o gráfico da Figura 11.2, é possível atingir um torque de 130% para curta duração e baixa frequência de alimentação. Assim:

$$T_{\text{partida}} = 24 \times 1,3 = \underline{\underline{31,2Nm}}$$

que é suficiente para partir o sistema deste exemplo.

Sumarizando, o acionamento escolhido consiste de um motor de torque nominal 24 Nm, 4 pólos, 60 Hz, o que corresponde a uma potência nominal de:

$$P_{\text{motor}} = 24.1800. \frac{2\pi}{60} = \underline{\underline{4,5kW}}$$

A escolha de um motor de 6 pólos conduziria à faixa de frequência de 30 Hz (600 rpm) a 95 Hz (1900 rpm). Portanto, da Figura 11.2, percebe-se que existe uma perda da ordem de 80% do torque nominal, na operação a 600 rpm, e, na operação a 1900 rpm, a perda de capacidade de torque chega a 50%!!! Isto levaria à escolha de um motor de torque nominal.

$$T_{\text{motor}} = \frac{19Nm}{0,5} = 38Nm$$

portanto, bem pior que a escolha anterior.

Se a carga fosse do tipo ventilador, uma vez que o torque solicitado não seria mais constante, porém proporcional ao quadrado da velocidade, a seleção do motor poderia ser feita considerando apenas o caso de maior velocidade, o que é mais simples que o exemplo apresentado.

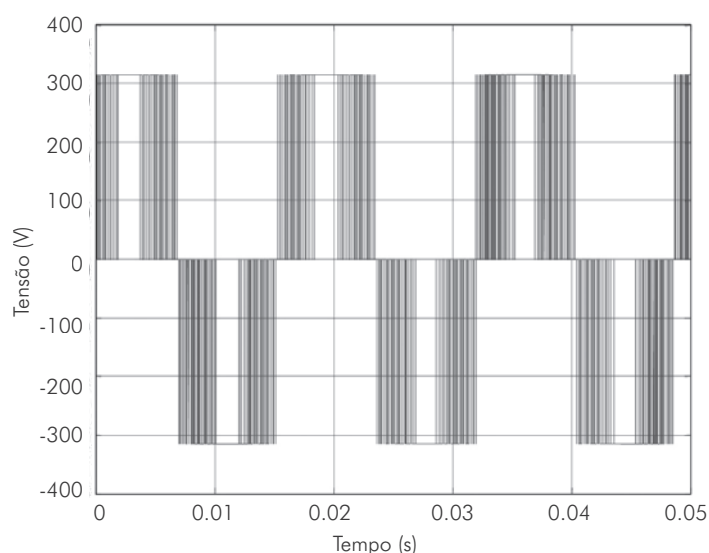
### 11.2.2 Efeito dos sinais harmônicos

Essencialmente, os sinais de tensão e corrente produzidos pelos Acionamentos Eletrônicos podem ser vistos, na condição de regime permanente, como um sinal fundamental, que se deseja, acompanhado de uma série de sinais em frequências harmônicas não desejáveis. Este conhecimento resulta diretamente da aplicação da série de Fourier sobre sinais periódicos. As componentes harmônicas produzirão:

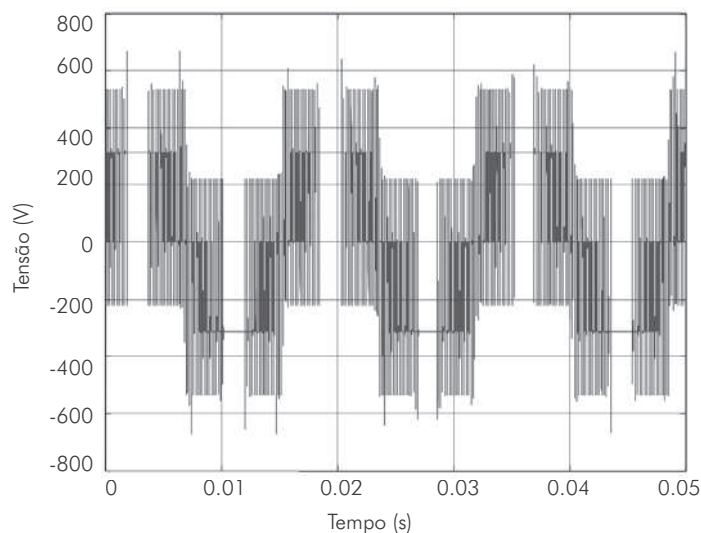
- ☑ maior aquecimento dos motores, fator que deve ser considerado se o motor estiver operando no limite da sua capacidade,
- ☑ torques pulsantes,
- ☑ interferências eletromagnéticas,
- ☑ correntes de alta frequência circulantes entre estator e rotor, principalmente através dos mancais [Kreutzfeld, 1997].

### 11.2.3 Sobreensões

Além dos problemas mencionados anteriormente, os chaveamentos, com transições em tempos inferiores a microsegundos, produzem ondas trafegantes nos cabos de alimentação dos motores elétricos. Para cabos de alimentação com centenas ou milhares de metros, estas ondas, que se refletem nos terminais dos motores, podem resultar em picos de tensão, algumas vezes até maiores que a tensão de alimentação. Este problema está ilustrado nas Figuras 11.3 (a) e (b) para o caso de um motor situado à 200m do inversor [Costa, 2004].



(a) Saída do inversor



(b) Tensão sobre o motor

**Figura 11.3** - Resposta sem filtro

Para contornar este problema, podem ser aplicados filtros junto ao motor ou junto ao acionamento eletrônico, bem como aplicadas técnicas de chaveamento ou adotadas topologias adequadas de conversores eletrônicos. Aqui ilustra-se, na Figura 11.4, a solução com um filtro casador de impedâncias conectado aos bornes do motor.

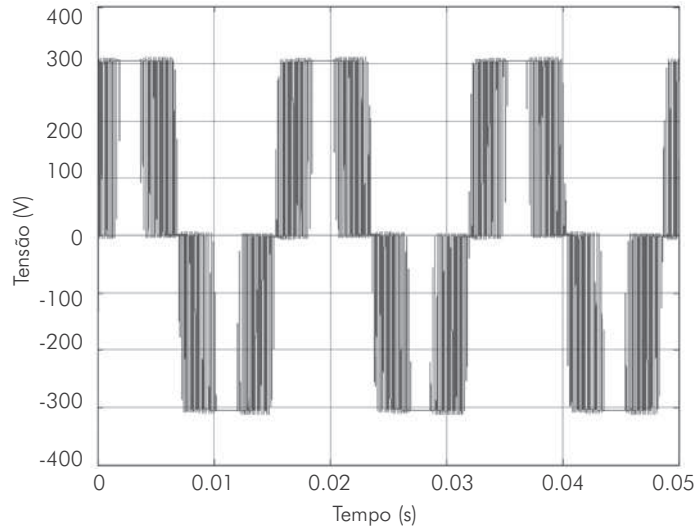


Figura 11.4 - Resposta com filtro: tensão sobre o motor

O exercício 11.1 facilita o entendimento deste fenômeno.

## 11.3 Influência dos Acionamentos Eletrônicos nos Sistemas de Potência

### 11.3.1 Conceituação

A interface entre o sistema de potência e o conversor eletrônico, na grande maioria dos casos, consiste de uma ponte retificadora a diodos ou tiristores. Admitindo-se que as tensões da rede de alimentação são senoidais na frequência fundamental, a presença de correntes distorcidas, com conteúdo harmônico, resultante deste tipo de interface, permite a seguinte formulação, na situação de regime permanente.

$$v_{(t)} = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \quad (11.1)$$

$$i_{(t)} = \sqrt{2}I_1 \sin (\omega t - \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (11.2)$$

onde  $v$  e  $i$  representam tensão e corrente. Admitiu-se que a tensão só possui a componente fundamental.

O valor eficaz ou valor médio quadrático ("root mean square") destas grandezas é dado por:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{(t)}^2 d(\omega t)} = V_1 \quad (11.3)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{(t)}^2 d(\omega t)} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (11.4)$$

Esta última igualdade resulta do fato do valor médio do produto de senoides de frequências diferentes ser zero.

Conhecidamente, a potência da parcela fundamental é dada por:

$$\underline{S}_1 = \underline{V}_1 \underline{I}_1^* = V_1 I_1 \cos \phi_1 + j V_1 I_1 \sin \phi_1 = P + jQ \quad (11.5)$$

onde:  $V_1$  e  $I_1$  são os fasores representativos das grandezas  $v_{(t)}$  e  $i_{1(t)}$ ,  $P$  é chamada potência ativa,  $Q$  potência reativa,  $\underline{S}_1$  potência aparente fundamental e  $\cos \phi_1$  fator de potência fundamental ou fator de deslocamento. Estas grandezas costumam ser colocadas no chamado triângulo de potências:

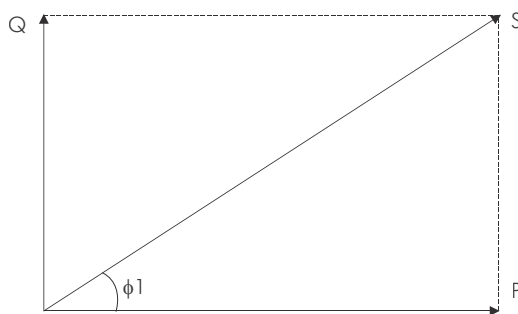


Figura 11.5 - Triângulo de potências

Expandindo-se agora estes conceitos para englobar a presença das harmônicas, define-se a potência harmônica  $H$  por:

$$H = V_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (11.6)$$

Chamando de potência aparente total:

$S = V_{rms} I_{rms}$ , verifica-se facilmente que:

$$S_1 = V_1^2 \left( I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right) = V_1^2 I_1^2 + V_1^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (11.7)$$

o que pode ser resumido no tetraedro de potências da Figura 11.6.

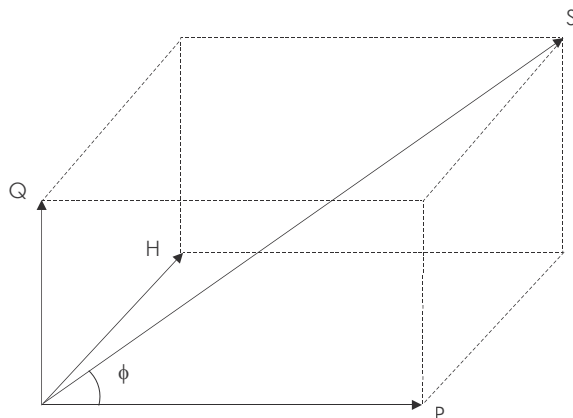


Figura 11.6 - Tetraedro de potências

Define-se fator de potência total como:

$$\cos\phi = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos\phi_1}{V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \cos\phi_1 \frac{I_1}{I_{rms}} = \cos\phi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}}} \quad (11.8)$$

Define-se Distorção Harmônica Total de Corrente (THD<sub>i</sub>) por:

$$THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (11.9)$$

Semelhantemente, para o caso de uma tensão com conteúdo harmônico, define-se Distorção Harmônica Total de Tensão (THD<sub>v</sub>) por:

$$THD_v = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{V_1^2}} \quad (11.10)$$

Assim, o fator de potência total também pode ser dado por:

$$\cos\phi = \cos\phi_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (11.11)$$

No caso de uma ponte de diodos em condução contínua de corrente,  $\cos\phi_1 = 1$ , mas o fator de potência total sempre será menor do que um em função da distorção harmônica de corrente (exercício 11.2).

Para um retificador a tiristores em condução contínua de corrente,  $\cos\phi_1 = \cos\alpha$ , onde " $\alpha$ " é o ângulo de disparo da ponte. Claramente, o fator de potência de um conversor com retificador a tiristores facilmente pode ficar abaixo do desejado 0,92.

### 11.3.2 Correção do Fator de Potência

Como foi visto, o fator de potência é definido como a razão da potência ativa pela potência aparente de entrada do conversor. Como a potência aparente depende do conteúdo harmônico dos sinais, o fator de potência depende não apenas do defasamento entre tensão e corrente fundamentais, conhecido como fator de deslocamento, mas também da distorção harmônica.

Idealmente, o fator de potência pode ser feito aproximadamente unitário escolhendo o método de conversão CA-CC de modo a minimizar a diferença de fase entre a tensão de alimentação e a corrente fornecida, além de manter a forma desta corrente praticamente senoidal. Soluções deste tipo são caras e só se justificam em aplicações especiais. Em seguida, serão apresentadas algumas informações básicas relativas ao fator de potência com inversores PWM e PAM.

*Inversor PWM (Pulse Width Modulation)*

Este inversor está ilustrado pela Figura 11.7 os reatores DCL e ACL são usados para atenuar as variações bruscas de corrente e com isso alterar o conteúdo harmônico e, portanto, o fator de potência. Normalmente, o fator de potência pode ser corrigido para aproximadamente 0,9 ajustando a queda de tensão em ACL para 3 a 5% da tensão de alimentação na corrente nominal do motor.

É importante observar que o fator de potência não pode ser significativamente corrigido com a inclusão de um capacitor em paralelo com a fonte de alimentação, uma vez que este componente só permite uma modificação no defasamento das componentes fundamentais de tensão e corrente (fator de deslocamento), que, no caso de uma ponte retificadora a diodos, praticamente não existe nas aplicações usuais.

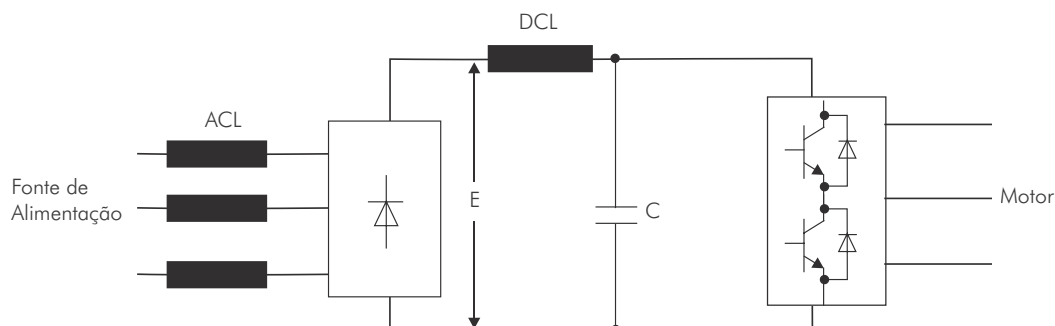


**Figura 11.7** - Inversor PWM

### Inversor PAM ( Pulse Amplitude Modulation)

Comparativamente à Figura 11.7, a diferença está no retificador de entrada, que na configuração PAM usualmente consiste de um retificador a tiristores controlado. Neste caso, o fator de deslocamento sofre grandes variações em função do ângulo de disparo dos tiristores, que, por sua vez, controla a tensão na malha intermediária CC. Aqui, em oposição ao que ocorre no inversor PWM, o fator de potência pode ser efetivamente melhorado pela inclusão de um capacitor de correção de fator de potência. Deve-se, no entanto, estar atento às perdas harmônicas neste capacitor.

Quando o inversor PAM for construído com o uso de um "chopper" para controlar a tensão da malha intermediária CC (Figura 11.8), em lugar da ponte retificadora controladora, a entrada do circuito é novamente uma ponte com diodos, como no caso do inversor PWM, e as considerações sobre o fator de potência são então similares às apresentadas anteriormente.

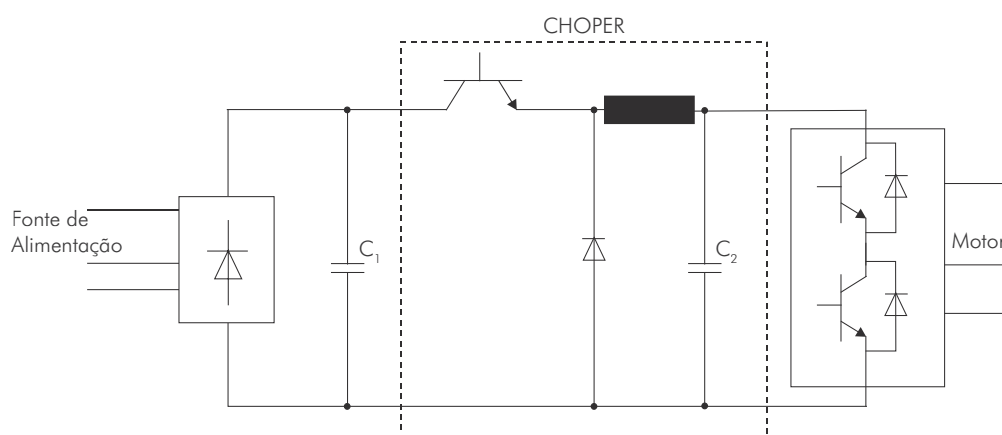


**Figura 11.8** - Inversor PAM com "chopper"

### 11.3.3 Distorções nas Formas de Onda

Além destas considerações sobre fator de potência, procura-se estabelecer limites aceitáveis de  $THD_i$  e  $THD_v$ . A norma IEEE-519, bastante aceita para este fim, deposita a responsabilidade do controle dos harmônicos de tensão sobre a concessionária de energia e a responsabilidade do controle dos harmônicos de corrente sobre o consumidor.

Deve-se destacar que nos sistemas de potência os harmônicos usualmente são de ordem ímpar e sobre os harmônicos de ordem par são colocadas maiores restrições. As tabelas abaixo reproduzem as especificações da norma IEEE-519.

*Harmônicos Ímpares de Corrente ( $I_h/I_1$ , %)*

| $I_{sc}/I_1$ | $11 > h$ | $17 > h \geq 11$ | $23 > h \geq 17$ | $35 > h \geq 23$ | $h \geq 35$ | $THD_i$ (%) |
|--------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|-------------|
| < 20         | 4,0      | 2,0              | 1,5              | 0,6              | 0,3         | 5,0         |
| 20-50        | 7,0      | 3,5              | 2,5              | 1,0              | 0,5         | 8,0         |
| 50-100       | 10,0     | 4,5              | 4,0              | 1,5              | 0,7         | 12,0        |
| 100-1000     | 12,0     | 5,5              | 5,0              | 2,0              | 1,0         | 15,0        |
| > 1000       | 15,0     | 7,0              | 6,0              | 2,5              | 1,4         | 20,0        |

**Obs.:**  $I_{sc}$  é o valor da corrente de curto-circuito no ponto de conexão com a concessionária.

Os harmônicos pares estão limitados à 25% dos valores de harmônicos ímpares da tabela.

*Harmônicos de Tensão ( $V_h/V_1$ , %)*

|                             | 2,3-69 kV | 69-138 kV | > 138 kV |
|-----------------------------|-----------|-----------|----------|
| Máximo harmônico individual | 3,0       | 1,5       | 1,0      |
| $THD_v$                     | 5,0       | 2,5       | 1,5      |

Os retificadores a tiristores apresentam ainda outro efeito adverso sobre a tensão nos seus terminais, conhecido como "notch". Os "notches" são oriundos das indutâncias do lado CA dos retificadores e que impedem uma comutação instantânea da corrente de uma fase para a outra durante o processo de retificação.

Durante os períodos de comutação de corrente, duas fases ficam curto-circuitadas originando formas de onda de tensão como as apresentadas na Figura 11.9.

A norma IEEE-519 também limita a profundidade e a área destas regiões em função do tipo de carga alimentada.

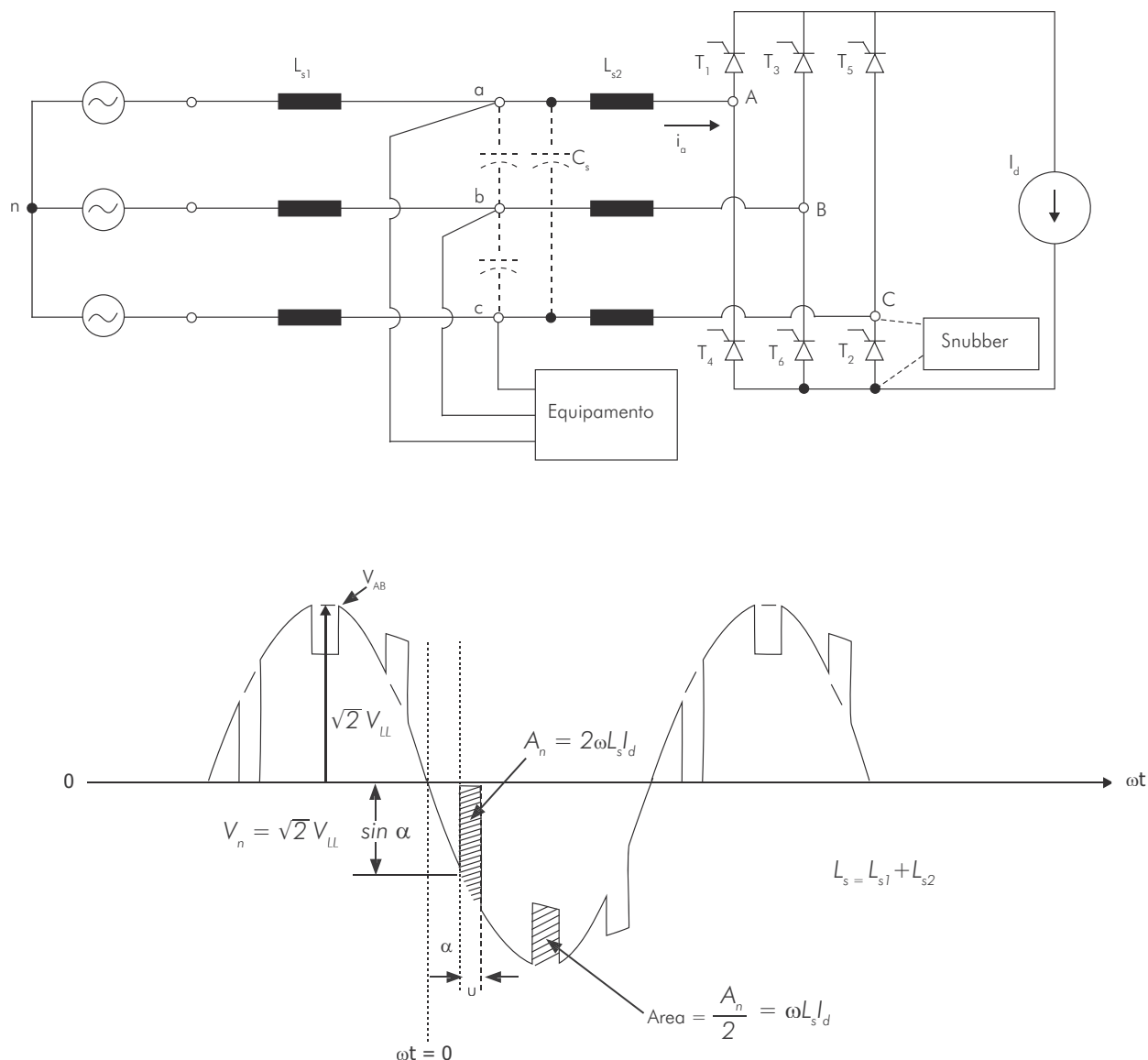


Figura 11.9 - "Notches" de tensão

## 11.4 Perspectivas Futuras

As solicitações por uma engenharia menos agressiva ao meio ambiente vêm marcando as últimas décadas. A eletrônica de potência apresenta muitos dos requisitos necessários para enfrentar este desafio. A substituição dos motores CC por motores CA representa, sem dúvida, um menor consumo de matéria prima e energia. As aplicações de acionamentos de velocidade variável para conservação de energia são várias [e.g., Americo et al, 1995]. Os campos de aplicação vão do industrial ao doméstico, com grandes possibilidades no setor de transportes, comercial e de sistemas de potência.

As usuais pontes retificadoras a diodos, usadas na maioria dos acionamentos eletrônicos CA, garantem, em condução contínua de corrente, apenas fator de potência fundamental ( $\cos \phi_1$ ) unitário, mas o fator de potência total (Potência Ativa/Potência Aparente) pode estar em valores bem inferiores à 0,92. Para contornar este problema, a eletrônica de potência oferece soluções do tipo mostrado na Figura 11.10, já comercializada no Brasil pela WEG e conhecidos como "Active Front End".

Nestes conversores, em lugar de uma ponte de diodos ou tiristores na conexão com a rede, emprega-se um retificador com a mesma estrutura que um inversor e garante-se, com um controle de chaveamento adequado, fator de potência total unitário e formas de onda de corrente praticamente senoidais. Naturalmente, trata-se de uma solução mais cara, porém dispensa filtros de correção.

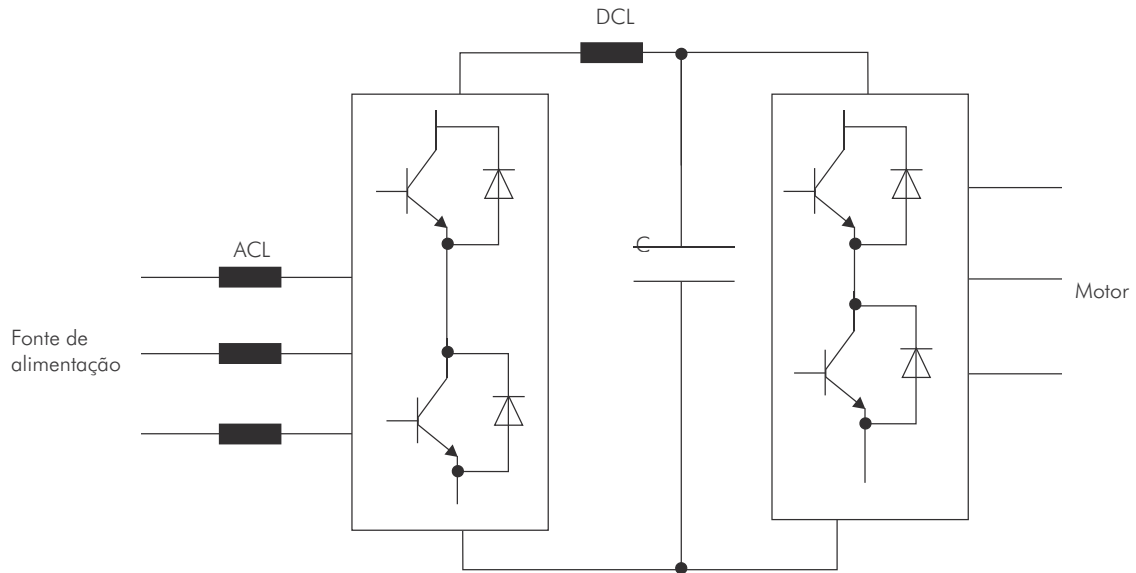


Figura 11.10 - Conversor com fator de potência unitário

De qualquer modo, o desenvolvimento dos acionamentos estáticos de máquinas elétricas continuará fortemente relacionado aos avanços da eletrônica de potência e da micro-eletrônica [Forst,1992].

Novos dispositivos com capacidade de comando para condução e bloqueio possivelmente substituirão os conversores que empregam tiristores até para potências de 10MW ou superiores.

O grande avanço presenciado na capacidade de processamento de sinais favorecerá o uso, em larga escala, de acionamentos de motores CA, mesmo para baixas potências. Métodos de identificação de parâmetros, auto-comissionamento, eliminação de sensores de posição e velocidade, controle adaptativo e controle fuzzy serão acessíveis comercialmente.

Novas tecnologias, como os mencionados "módulos de potência inteligentes", apontam para uma integração do processamento de sinais com a eletrônica de potência. A disponibilidade destes componentes contribuirá para a diminuição do volume e possivelmente dos preços dos conversores estáticos.

Outras topologias de inversores, que permitem o uso de chaves semicondutoras em níveis de potência mais elevadas sem a necessidade da conexão de dispositivos em série ou paralelo, já são encontradas a nível industrial. Um bom exemplo é o conversor de três níveis [Nabae et al.,1981].

Deverá ocorrer um grande esforço na padronização dos protocolos de comunicação entre os conversores estáticos e os sistemas digitais de controle distribuído, bem como na comunicação homem-máquina.

Normas para utilização de acionamentos eletrônicos bem como para a determinação de índices de eficiência e de interferência com a rede elétrica, atualmente ainda pouco discutidas, deverão receber maior atenção da comunidade técnica [e.g. Daugherty & Wennerstrom, 1991; Stephan & Lima, 1993].

Os avanços nos materiais magnéticos, nos materiais supercondutores e nos programas de simulação de circuitos magnéticos e elétricos por elementos finitos devem trazer ao mercado motores elétricos mais compactos e eficientes.

## MOTORES ELÉTRICOS DEPENDENTES DE CONVERSORES ELETRÔNICOS

### 12.1 Introdução

No Capítulo 3, foram apresentados os tradicionais motores CC, motores de indução e máquinas síncronas quando conectadas a fontes CC e CA fixas. Mais adiante, no Capítulo 5, foram vistas diferentes possibilidades de alimentar estas máquinas de forma mais flexível com conversores eletrônicos. No Capítulo 10, demonstrou-se como estes conversores eletrônicos podem ser empregados para ampliar as possibilidades de controle deste conjunto tradicional de máquinas elétricas. Como será visto no presente capítulo, o advento da eletrônica de potência permitiu, além disso, a disponibilidade de máquinas elétricas que para operar dependem necessariamente de um conversor eletrônico.

### 12.2 Motor de Passo e SR Drive

A estrutura destes motores é muito semelhante. A sigla SR vem do inglês "Switched Reluctance" por apresentar a idéia da operação desta máquina, ilustrada na Figura 12.1. Trata-se de um tipo de motor elétrico que, diferentemente dos apresentados anteriormente, depende necessariamente de um circuito de eletrônica de potência para sua alimentação.

O número de pólos (saliências) do estator deve ser diferente do número de pólos do rotor para permitir a movimentação na medida em que as fases do estator forem seqüencialmente alimentadas. Os enrolamentos dos pólos do estator diametralmente opostos são conectados em série ou paralelo de tal modo que um dos pólos atua como Norte, o outro atua como Sul.

Não há bobinas no rotor.

Combinações usuais são, por exemplo, 6/8 e 12/8 polos. Nisto reside a maior diferença em relação aos motores de passo que são fabricados com configurações para permitir pequenos passos, visando aplicações de posicionamento de precisão. Além desta versão básica do tipo relutância variável, os motores de passo apresentam-se ainda em uma versão com ímãs permanentes e outra híbrida, que combina os efeitos do torque de relutância e do torque eletromagnético dos ímãs.

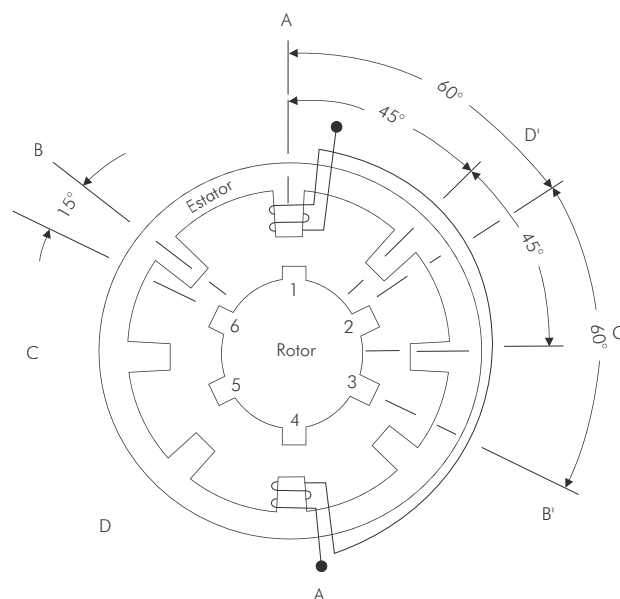


Figura 12.1 - SR - Drive com 8 pólos de estator e 6 pólos de rotor, com indicação de apenas um enrolamento

Os motores deste tipo apresentam as seguintes vantagens:

- ☑ construção simples e de baixo custo em função de não possuírem enrolamentos no rotor e empregarem enrolamentos concentrados no estator.
- ☑ refrigeração eficiente, por estarem no estator os enrolamentos por onde circula corrente.
- ☑ adequação para altas velocidades de rotação, devido à construção robusta do rotor e por não possuírem escovas.
- ☑ circuitos de alimentação simples, por só dependerem de correntes uni-direcionais.
- ☑ operação independente das bobinas de alimentação, de forma que a perda de uma fase ainda permite operação com redução de potência.

A maior desvantagem diz respeito à natureza de torque pulsante, principalmente prejudicial em baixas velocidades. O desempenho é inferior ao dos motores CC, de indução ou síncronos de imã permanente, mas o custo e robustez justificam o seu emprego em algumas aplicações.

### 12.2.1 Equação do Torque de Relutância

O entendimento da força de atração entre um eletro ímã (i.e. bobina percorrida por corrente) e um material ferromagnético, fato que justifica o funcionamento dos motores de relutância, como os SR-Drives, será explicado a seguir.

Considere o SR-Drive como um sistema eletromecânico genérico (Figura 12.2).

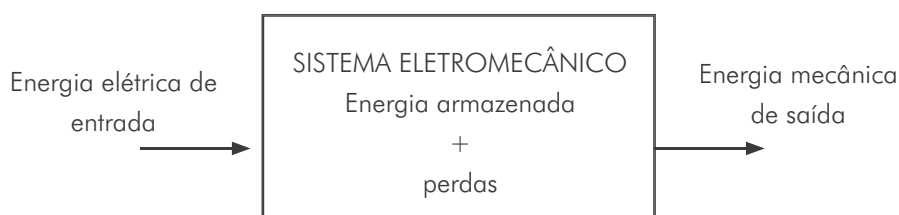


**Figura 12.2** - Motor elétrico visto como um sistema eletromecânico genérico

Desprezando-se as perdas, pode-se escrever:

$$E_{\text{elétrica}} = E_{\text{armazenada}} + E_{\text{mecânica}} \rightarrow dE_{\text{elétrica}} = dE_{\text{armazenada}} + dE_{\text{mecânica}} \quad (12.1)$$

Seja  $\lambda$  o fluxo enlaçado por uma bobina e  $i$  a corrente que a percorre, logo:

$$e = d\lambda / dt$$

$$dE_{\text{elétrica}} = e \cdot i \cdot dt = i d\lambda. \quad (12.2)$$

$$\text{Por outro lado, } \lambda = Li. \quad (12.3)$$

$$E_{\text{armazenada}} = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2} i\lambda$$

$$dE_{\text{armazenada}} = \frac{1}{2} i d\lambda + \frac{1}{2} \lambda di \quad (12.4)$$

Substituindo-se (12.2) e (12.4) em (12.1) vem:

$$dE_{mecânica} = \frac{1}{2} i d\lambda - \frac{1}{2} i d\lambda \quad (12.5)$$

Agora, substituindo (12.3) na relação (12.5) acima, vem:

$$dE_{mecânica} = \frac{1}{2} i [L di + i dL] - \frac{1}{2} L i di = \frac{1}{2} i^2 dL$$

$$\text{Logo: } \frac{dE_{mecânica}}{dx} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx} \quad (12.6)$$

Ora

$$\frac{dE_{mecânica}}{dx} = \text{Força mecânica de deslocamento.}$$

Esta força é também a que rege a operação de relés, válvulas solenóides e diversos dispositivos eletromagnéticos empregados em automação e robótica.

No caso do torque, similarmente, tem-se:

$$m = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (12.7)$$

Tomando como exemplo a situação idealizada de um SR-Drive apresentada na Figura 12.3(a), se a corrente for mantida constante, o torque resultante encontra-se na Figura 12.3(b). Para a produção de um torque motriz, a corrente deve ser aplicada apenas nas regiões de  $dL/d\theta > 0$ . Para um torque de frenagem, a corrente deve ser aplicada quando  $dL/d\theta < 0$ .

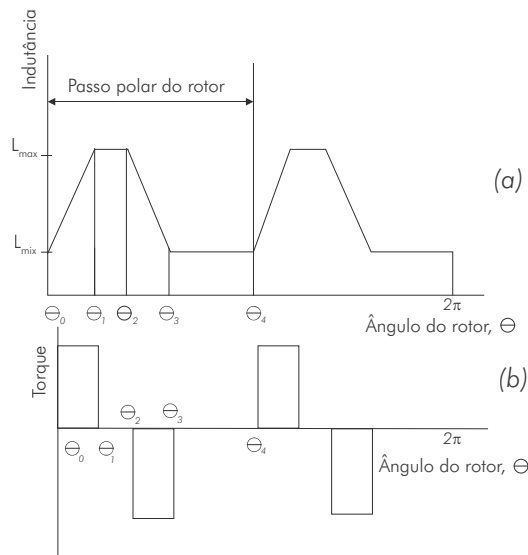


Figura 12.3 - Produção de torque de relutância

Um conversor eletrônico capaz de fornecer corrente para alimentação dos polos do SR-Drive encontra-se na Figura 12.4. O conversor é mais simples do que o empregado na alimentação de motores de indução ou máquinas síncronas (Figura 5.14) tendo em vista que a corrente pode ser unidirecional.

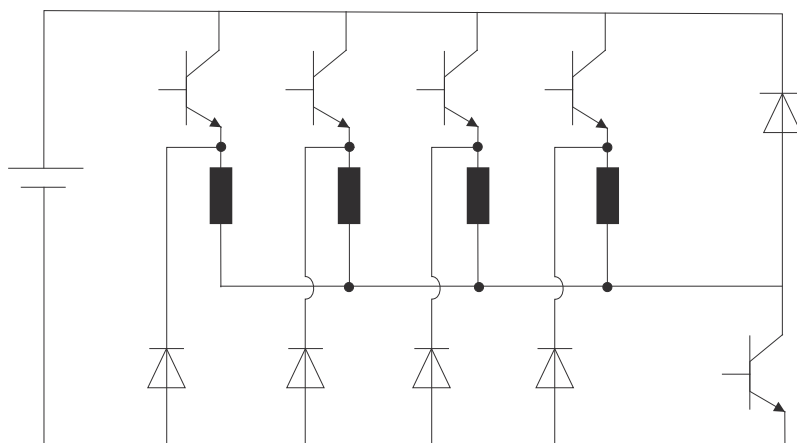


Figura 12.4 - Conversor para alimentação de um SR-Drive de quatro pares de polos (Conversor Miller)

### 12.2.2 Curvas Torque x Velocidade

Considerando-se agora a aplicação de uma tensão para a produção da corrente, pode-se escrever:

$$v = Ri + d\lambda / dt = Ri + d(Li) / dt = Ri + L di/dt + i dL/dt$$

onde  $\lambda$  é o fluxo enlaçado pela bobina onde se aplica a tensão  $v$ .

Na região em que  $dL/d\theta$  é constante, vale ainda:

$$dL/dt = dL/d\theta \cdot d\theta/dt = k \cdot n,$$

ou seja:

$$v = Ri + L di/dt + kni. \quad (12.8)$$

Paralelamente, para  $dL/d\theta$  constante, a Eq.(12.7) assume a forma:

$$m = k' i^2. \quad (12.9)$$

Comparando-se as Eqs. (12.8) e (12.9) com as Eqs. (3.1), (3.2) e (3.3), constata-se a similaridade com o motor CC de campo série, onde  $\phi$  na Eq. 3.1 é proporcional a  $i_a$ . Portanto, a curva de torque x velocidade dos SR-Drives guarda similaridade com a apresentada na Figura 3.4(b).

Naturalmente, esta dedução está calcada em algumas considerações simplificadoras, como, por exemplo, a linearidade da indutância e a não saturação do ferro. Na realidade, a dinâmica desta máquina é mais complexa, o que justifica o emprego de técnicas de controle sofisticadas para a sua utilização.

### 12.2.3 Controle

O torque eletromagnético origina-se da variação da relutância ou indutância do circuito, como visto na Eq. 12.7. Esta máquina apresenta como vantagem sua robustez e simplicidade do circuito de acionamento eletrônico, que só precisa admitir correntes em um sentido, tendo em vista que a força é proporcional ao quadrado da corrente.

A dificuldade reside na produção de um torque não pulsado, o que só pode ser obtido com técnicas sofisticadas de controle [Henriques et al., 2003].

Como visto na Figura 12.3, a corrente deve ser adequadamente fornecida em função da posição do rotor para a produção de um torque motriz ou de frenagem. Isto sugere o diagrama de bloco de controle apresentado na Figura 12.5.

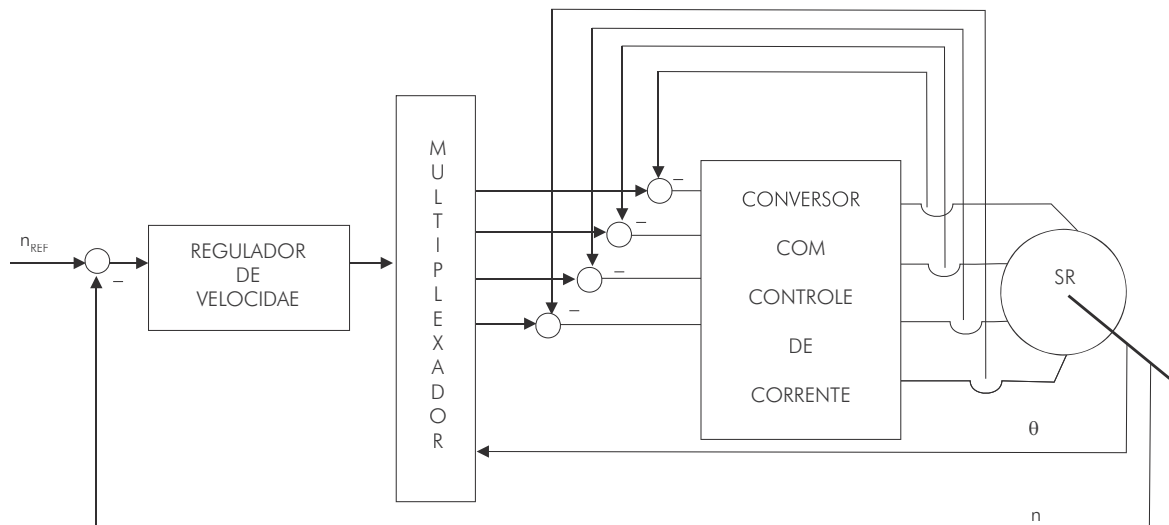


Figura 12.5 - Ilustração do esquema de controle de velocidade de um SR-Drive de 8 pólos no estator

## 12.3 Máquina de Indução de Dupla Alimentação

Os motores de indução de rotor bobinado podem ser empregados no controle de velocidade através da alteração da resistência rotórica, como foi visto no capítulo 3. Este método apresenta como desvantagem as perdas nas resistências rotóricas e a dificuldade de fechamento de uma malha de controle com necessidade de contatos mecânicos. Duas propostas clássicas para contornar este problema são os esquemas Kramer e Scherbius ilustrados Figura 12.6.

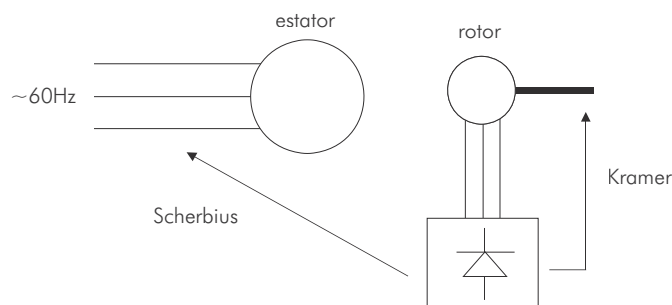


Figura 12.6 - Esquema Scherbius e Kramer

Essencialmente, estas propostas procuram reaproveitar a energia que, do outro modo, seria dissipada nas resistências rotóricas.

No esquema Kramer, a energia disponível no rotor é devolvida de forma mecânica ao eixo da máquina. No esquema Scherbius, a energia é devolvida para a rede elétrica. Esta idéia ganhou novas facetas com a possibilidade de emprego dos conversores eletrônicos.

Com a disponibilidade de inversores de freqüência, por exemplo VSI-PWM (Figuras. 5.7 e 5.8) e CR-VSI-PWM (Figura 5.16), tornou-se simples controlar a alimentação do rotor do motor de indução de rotor bobinado, inclusive com fluxo de potência em ambos os sentidos.

Neste caso, a máquina pode receber a designação de Máquina de Indução de Dupla Alimentação (MIDA). Com a imposição de freqüências no estator e no rotor, com a mesma seqüência de fases, a máquina apresenta velocidade de rotação ( $\omega_r$ ) dada por:

$$\omega_r = 2\pi (f_1 - f_2) / p \quad (12.10)$$

em que:  $p$  número de pares de pólos  
 $f_1$  freqüência de alimentação do estator  
 $f_2$  freqüência de alimentação do rotor.

A condição de velocidade de rotação superior à velocidade síncrona [ $\omega_r > (2\pi f_1)/p$ ] pode ocorrer revertendo-se a seqüência de fase do circuito do rotor. Neste caso, a Eq. (12.10) passa a ser:

$$\omega_r = 2\pi (f_1 + f_2) / p \quad (12.11)$$

A Figura 12.7 resume as diferentes possibilidades.

A Figura 12.7 resume as diferentes possibilidades. Em termos de fluxo de potência, ainda caberia a possibilidade de  $P_1$  e  $P_m$  sendo fornecidos para a máquina (entrando) e  $P_2$  saindo ou vice-versa. Estas situações não são interessantes uma vez que a potência do conversor conectado ao rotor seria elevada ( $P_2 = P_1 + P_m$ ), eliminando assim a vantagem da MIDA empregar um conversor de menor potência para o controle.

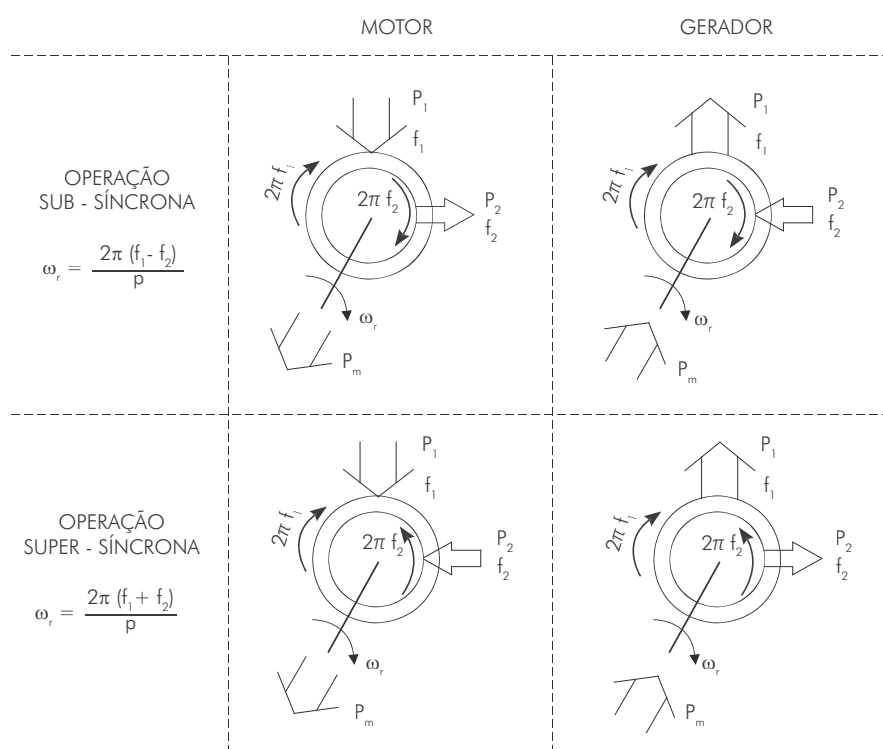


Figura 12.7 - Modos de operação da MIDA

$P_1, f_1$  – potência e freqüência do circuito elétrico do estator  
 $P_2, f_2$  – potência e freqüência do circuito elétrico do rotor  
 $P_m, \omega_r$  – potência e velocidade mecânica  
 $p$  – número de par de polos

Nos anos 80, foi proposta uma Máquina de Indução de Dupla Alimentação Sem Escovas (MIDAS). São empregadas duas alimentações pelo estator [Ferreira, 2003].

A Figura 12.8 ilustra as possibilidades de controle da família dos motores de indução. A vantagem da MIDA ou da MIDAS em relação ao Motor de Indução Gaiola encontra-se no fato da potência do conversor eletrônico, para variações de velocidade dentro de uma faixa limitada, ser menor.

De fato, da mesma forma que em um motor de indução (exercício 12.1), desprezadas as perdas de magnetização e no estator, vale a relação:

$$P_1 / f_1 = P_2 / f_2. \quad (12.12)$$

A máquina MIDAS é uma evolução da proposta do final do século XIX da conexão de dois motores de indução de rotor bobinado sumarizada na Figura 12.9.

Nesta figura, dois motores de indução de rotor bobinado com “p” e “q” pares de pólos têm seus eixos de rotação diretamente conectados. Além disso, as bobinas do rotor são interligadas. Este esquema dispensa anéis e escovas, o que justifica o fato de ser o precursor da MIDAS.

Sendo  $f_1$  e  $f_2$  as freqüências de alimentação dos motores de p e q pares de pólos, respectivamente, as freqüências de rotação síncrona destas máquinas são:

$$\omega_1 = (2\pi f_1)/p \quad \omega_2 = (2\pi f_2)/q. \quad (12.13)$$

Admitindo-se que o sistema atinja um ponto de equilíbrio com velocidade de rotação  $\omega_r$ , as respectivas velocidades de escorregamento, definidas na Eq. (3.9), são dadas por:

$$\omega_{1r} = |2\pi f_1 - p\omega_r| \quad (12.14)$$

$$\omega_{2r} = |2\pi f_2 - q\omega_r| \quad (12.15)$$

Na condição de regime permanente, as seguintes condições devem ser respeitadas pelo circuito do rotor:

- ☑ Mesma freqüência  $\rightarrow \omega_{1r} = \omega_{2r}$
- ☑ Mesma seqüência de fase. Esta condição é satisfeita pela transposição, ou não transposição, das conexões elétricas entre os rotores.

Para o entendimento da operação desta máquina, os valores de  $\omega_{1r}$  e  $\omega_{2r}$ , bem como de  $f_1$  e  $f_2$ , serão considerados sempre positivos. As seqüências de fase ficarão indicadas nos sentidos de rotação desenhados nas próximas figuras.

Inicialmente, as três condições de operação da máquina de “p” pares de polos (motor, gerador, plugging) estão apresentadas na Figura 12.10. Nesta figura, a situação de plugging está apresentada pela alteração da seqüência de fase do estator e correspondente alteração do sentido de rotação do campo girante ( $2\pi f_1$ ), representando uma condição transitória na operação de um motor de indução.

Considerando agora os dois motores de indução com o mesmo princípio construtivo, apenas diferenciados no número de pares de polos e na potência, a velocidade de rotação de regime permanente fica determinada pela imposição da condição  $\omega_{1r} = \omega_{2r}$ .

O resultado das nove possíveis condições de operação encontra-se resumido na Figura 12.11. Para ilustrar a dedução das expressões dadas nesta figura, será tomado o caso das duas máquinas operando como motor. Em geral, a máquina de maior potência fica diretamente conectada à rede (50Hz ou 60 Hz) e a máquina de menor potência, a máquina de controle, é alimentada através de um inversor eletrônico.

Como os motores (considerados construídos nos mesmos padrões) foram conectados um frente ao outro através do mesmo eixo de rotação, as alimentações de estator devem ser de seqüências de fase distintas. Caso contrário, rodariam no mesmo sentido e seria impossível conectá-los frente a frente. Com isto, as seqüências de fase do rotor também são distintas e a conexão dos enrolamentos do rotor necessita de uma transposição. Feitas estas considerações, pode-se escrever, a partir de (12.14) e (12.15):

$$2\pi f_1 - p\omega_r = 2\pi f_2 - q\omega_r \quad (12.16)$$

Logo:

$$\omega_r = 2\pi (f_1 - f_2) / (p - q) \quad (12.17)$$

Raciocínio similar aplicado às diferentes possibilidades conduz aos valores indicados na Figura 12.11.

Pode-se observar que:

- ☑ A transposição faz-se necessária quando, nos desenhos esquemáticos,  $\omega_{1r}$  e  $\omega_{2r}$  giram em sentidos opostos.
- ☑ Sempre que há transposição, o denominador é dado pela diferença do número de pares de polos. Sem transposição, o denominador é “p+q”.

Os valores indicados na Figura 12.11 mostram ser possível alterar a velocidade de rotação da MIDAS mantido  $f_1$  na máquina principal e variando-se  $f_2$  com o auxílio de um conversor eletrônico.

As máquinas de indução de dupla alimentação encontram na geração eólica espaço para aplicação. Para diferentes velocidades de vento, o ajuste adequado da freqüência de alimentação do enrolamento auxiliar ( $f_2$ ) permite geração com freqüência constante ( $f_1$ ). Deve-se destacar que nesta operação a potência do conversor eletrônico para ajuste de  $f_2$  pode ser bem menor que a potência entregue na freqüência  $f_1$ .

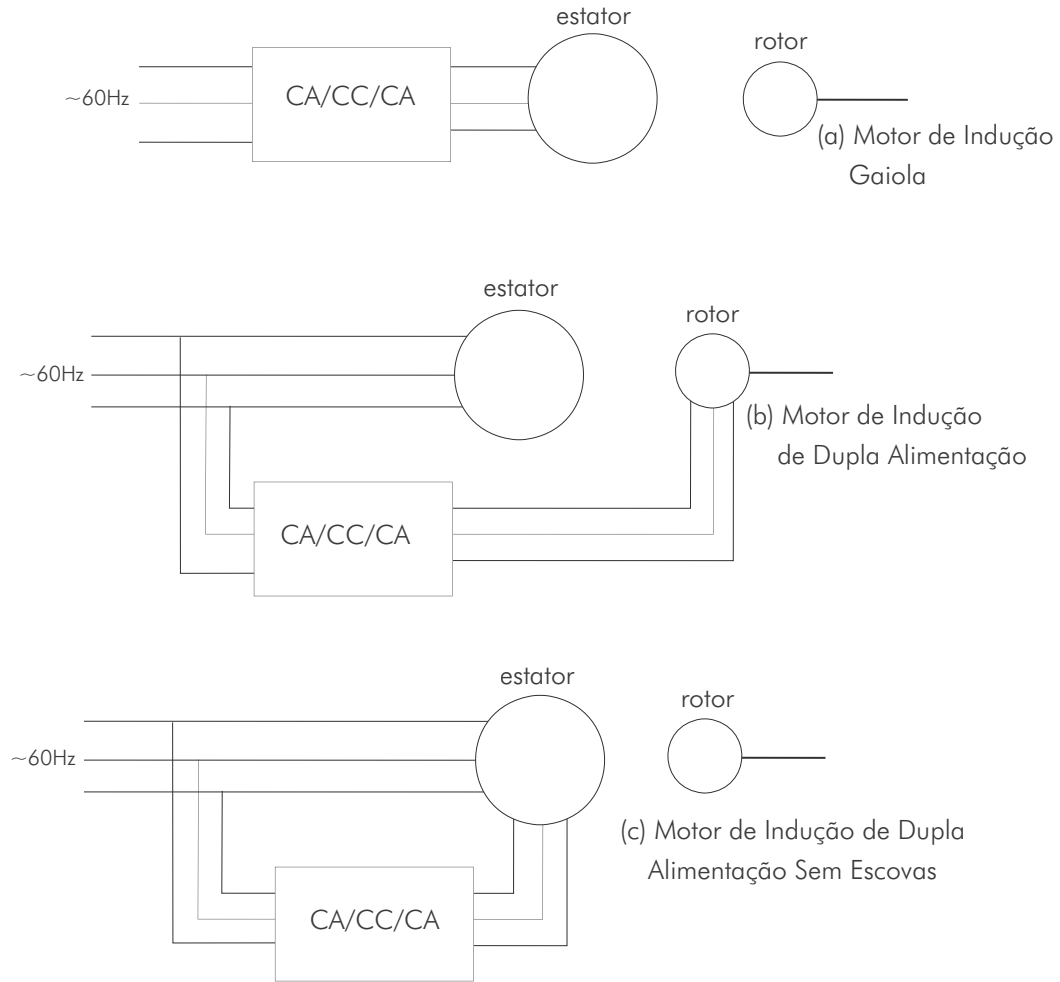


Figura 12.8 - Possibilidades de controle de motores de indução

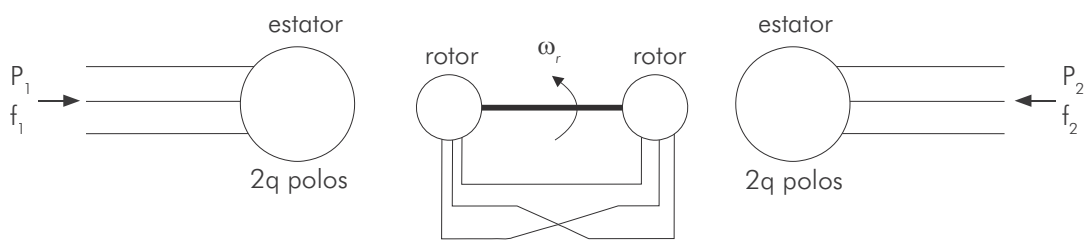


Figura 12.9 - Motores de indução em cascata. Precursor da MIDAS

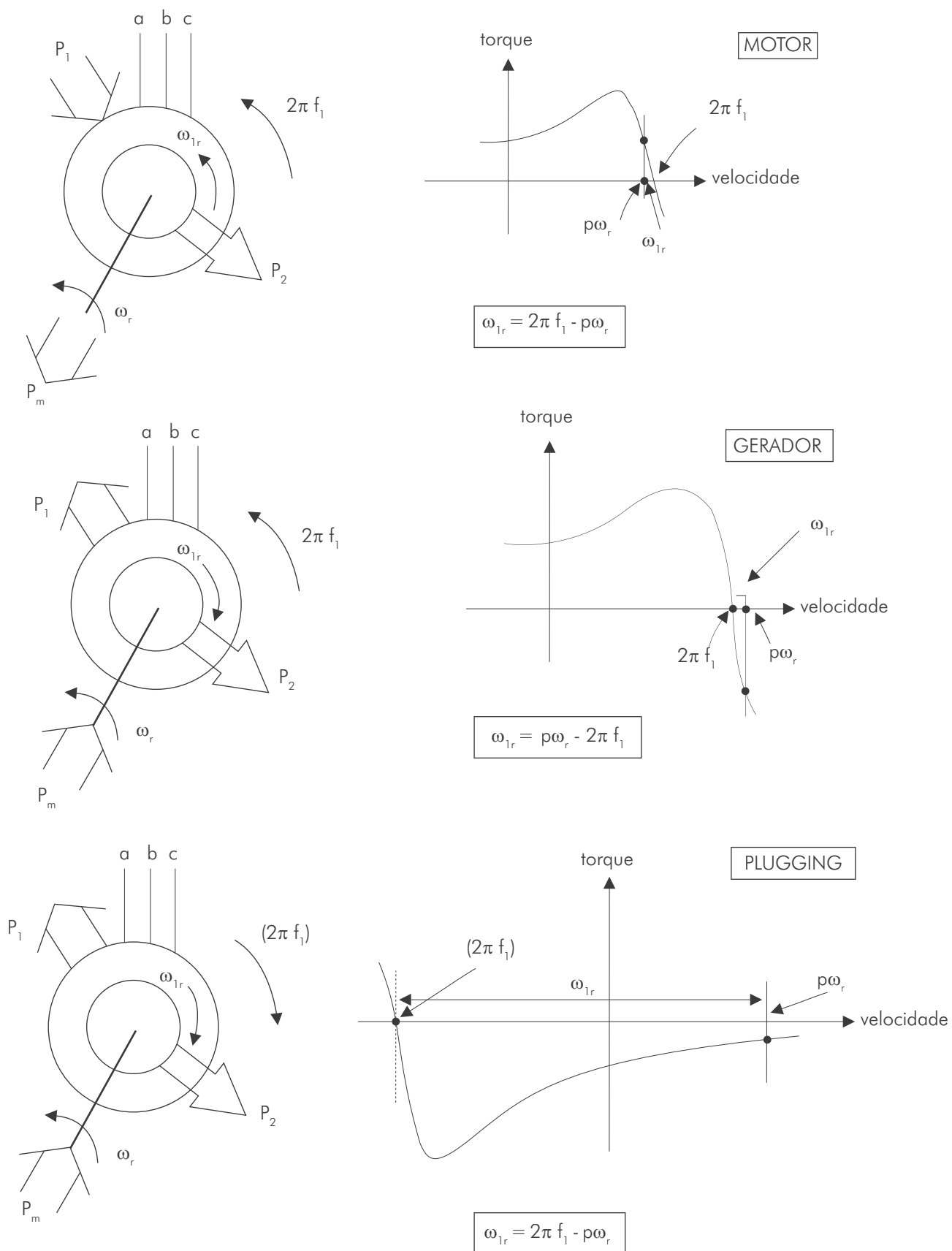


Figura 12.10 - Os três pontos de operação de uma máquina de indução gaiola de esquilo

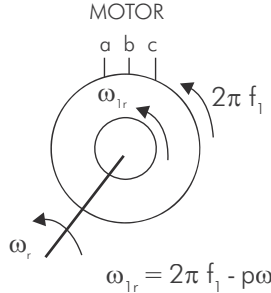
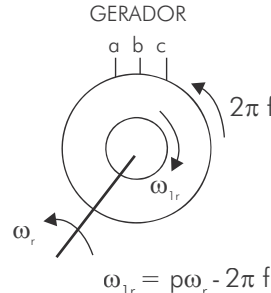
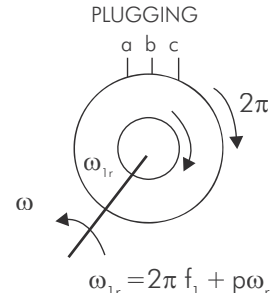
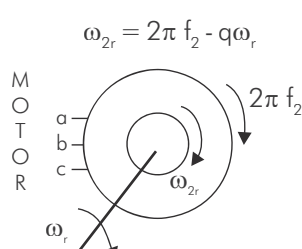
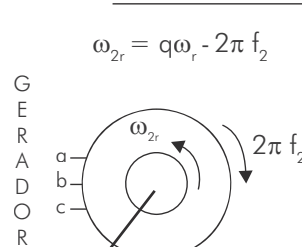
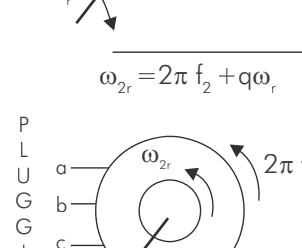
|                                                                                                                                                            |                                                                                                                                                       |                                                                                                                                                          |                                                                                                                                                            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                                                                                                                                                            |  <p>MOTOR</p> <p><math>\omega_{1r} = 2\pi f_1 - p\omega_r</math></p> |  <p>GERADOR</p> <p><math>\omega_{1r} = p\omega_r - 2\pi f_1</math></p> |  <p>PLUGGING</p> <p><math>\omega_{1r} = 2\pi f_1 + p\omega_r</math></p> |
|  <p>MOTOR</p> <p><math>\omega_{2r} = 2\pi f_2 - q\omega_r</math></p>      | $\frac{2\pi (f_1 - f_2)}{p - q}$ <p>TRANSPOR</p>                                                                                                      | $\frac{2\pi (f_1 + f_2)}{p + q}$ <p>NÃO - TRANSPOR</p>                                                                                                   | $\frac{2\pi (f_2 - f_1)}{p + q}$ <p>NÃO - TRANSPOR</p>                                                                                                     |
|  <p>GERADOR</p> <p><math>\omega_{2r} = q\omega_r - 2\pi f_2</math></p>   | $\frac{2\pi (f_1 + f_2)}{p + q}$ <p>NÃO - TRANSPOR</p>                                                                                                | $\frac{2\pi (f_1 - f_2)}{p - q}$ <p>TRANSPOR</p>                                                                                                         | $\frac{2\pi (f_2 + f_1)}{q - p}$ <p>TRANSPOR</p>                                                                                                           |
|  <p>PLUGGING</p> <p><math>\omega_{2r} = 2\pi f_2 + q\omega_r</math></p> | $\frac{2\pi (f_1 - f_2)}{p + q}$ <p>NÃO - TRANSPOR</p>                                                                                                | $\frac{2\pi (f_1 + f_2)}{p - q}$ <p>TRANSPOR</p>                                                                                                         | $\frac{2\pi (f_2 - f_1)}{p - q}$ <p>TRANSPOR</p>                                                                                                           |

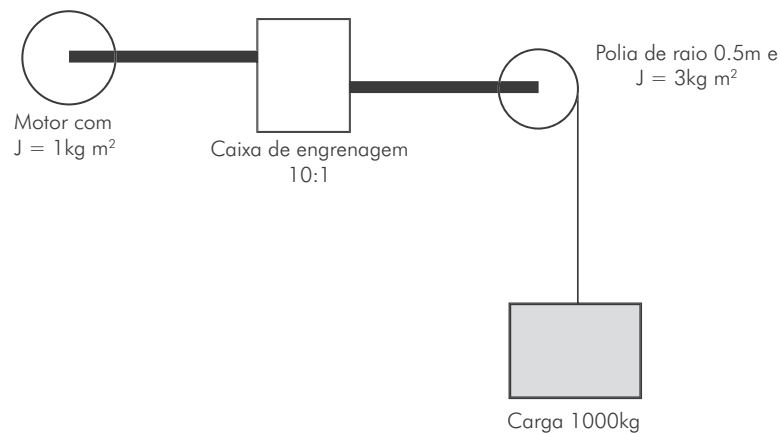
Figura 12.11 - Possibilidades de controle de velocidade da MIDAS



## EXERCÍCIOS RESOLVIDOS

Os exercícios seguintes estão numerados de acordo com os capítulos onde se encontra a teoria correspondente.

2.1. Calcule a inércia equivalente do sistema abaixo referida ao eixo do motor.



Solução:

Isolado a carga de 1000kg do sistema, temos:

$$F - P = M \frac{dv}{dt} \rightarrow F = Mg + M \frac{dv}{dt}$$

Para a primeira polia ( $r = 0,5\text{m}$ ) pode ser escrito:

$$T_1 - F \cdot r = J_1 \frac{d\omega}{dt} \text{ e } v = \omega \cdot r$$

$$T_1 = J_1 \frac{d\omega}{dt} + r \left( Mg + M \frac{dv}{dt} \right) \quad T_1 = J_1 \frac{d\omega}{dt} + rMg + r^2M \frac{d\omega}{dt}$$

$$T_1 = (J_1 + Mr^2) \frac{d\omega}{dt} + Mgr$$

O torque no eixo de entrada da caixa de engrenagem de relação "i" é:

$$T_2 = \frac{(J_1 + Mr^2)}{i^2} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{Mgr}{i}$$

O torque resultante no eixo do motor é igual a:

$$T_m = J_2 \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{(J_1 + Mr^2)}{i^2} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{Mgr}{i}$$

$$T_m = \left[ J_2 + \frac{(J_1 + Mr^2)}{i^2} \right] \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{Mgr}{i}$$

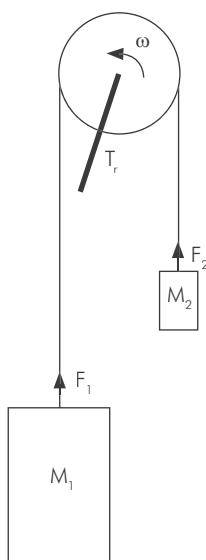
A inércia equivalente vista pelo motor é:

$$J_m = J_2 + \frac{(J_1 + Mr^2)}{i^2}$$

Substituindo os valores numéricos:

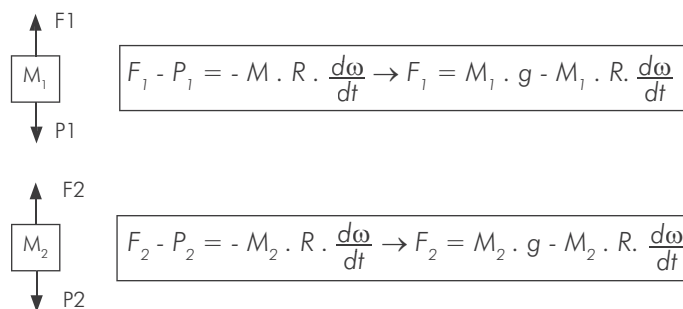
$$J_m = 1 + \frac{(3 + 1000 \cdot 0,5^2)}{10^2} = 3,53 \text{ kg.m}^2$$

**2.2.** Um elevador de massa  $M_1$  trabalha com um contra peso de massa  $M_2$ , como sugere a figura abaixo. Determine a inércia equivalente do sistema. Escreva a equação dinâmica que rege este movimento, considerando  $T$  o torque no eixo de acionamento e a polia de raio  $R$ . O momento de inércia da polia e do motor vale  $J$ .



Solução:

Isolando os corpos:



Como:

$$T_r - F_2 \cdot R + F_1 \cdot R = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$T_r = \left( M_2 g + M_2 R \frac{d\omega}{dt} \right) R - \left( M_1 g - M_1 R \frac{d\omega}{dt} \right) R + J \frac{d\omega}{dt}$$

Equação Dinâmica:

$$T_r = (M_2 R^2 + M_1 R^2 + J) \frac{d\omega}{dt} + (M_2 g - M_1 g) R$$

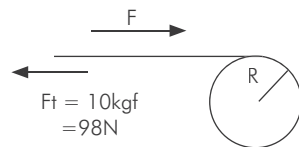
Momento de inércia equivalente:

$$J_{eq} = M_2 R^2 + M_1 R^2 + J$$

Verifica-se, portanto, que o contra-peso diminui o torque de carga mas aumenta o momento de inércia.

**2.3.** Uma fita, submetida a uma força de tração de 10kgf, deve ser enrolada em um tambor de raio 0,15m e inércia desprezível. Admitindo-se que a velocidade tangencial da fita é de 20m/s, determine a potência e a velocidade de rotação do motor necessário para este acionamento.

Solução:



$$v = \omega \cdot R$$

$$\omega = \frac{20}{0,15} = 133 \text{ rad/s} = \frac{133 \cdot 60}{2\pi} = 1270 \text{ rpm}$$

Potência do rotor:

$$P = T \cdot \omega = 98 \cdot 0,15 \cdot 133 = 1955 \text{ W}$$

**2.4.** No sistema mostrado na Figura 1, a relação de transmissão  $N_L/N_m = 2$ ,  $J_L = 10 \text{ kg.m}^2$  e  $J_m = 2,5 \text{ kg.m}^2$ . O atrito pode ser desprezado e pode-se assumir um acoplamento sem perdas. Desenhe a curva de torque em função do tempo, quando acionando uma carga com o perfil de velocidade da Figura 2.

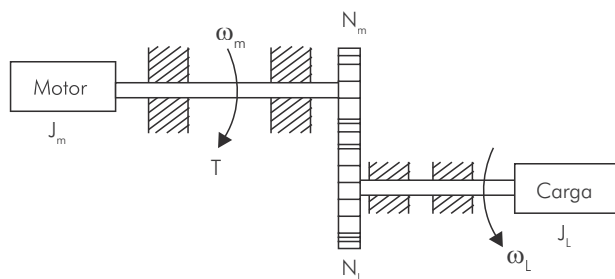


Figura 1

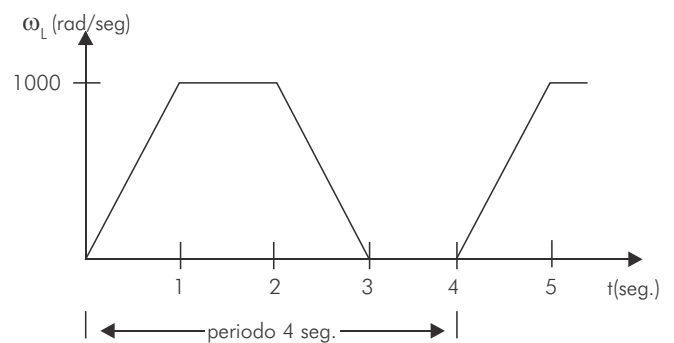


Figura 2

Solução:

$$\frac{N_L}{N_m} = 2; J_L = 10 \text{ kg.m}^2 \text{ e } J_m = 2,5 \text{ kg.m}^2$$

$$i = \frac{N_L}{N_m} = \frac{\omega_m}{\omega_L} = 2$$

Visto pelo lado do motor:

$$T_m - T_{L1} = J_m \frac{d\omega_m}{dt}; T_{L1} = \frac{J_L}{i^2} \frac{d\omega_m}{dt}$$

Logo:

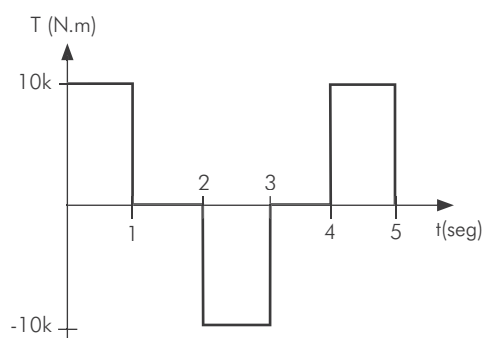
$$T_m = J_e \frac{d\omega_m}{dt}$$

Onde:

$$J_e = J_m + \frac{J_L}{i^2} = 2,5 + \frac{10}{2^2} = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

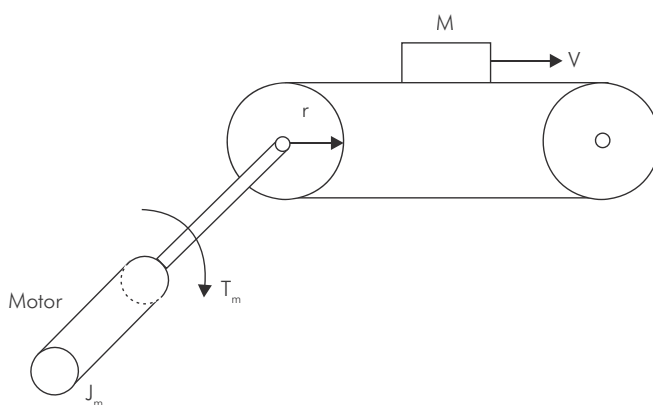
Então:  $T_m = 5 \frac{d\omega_m}{dt}$  e  $\omega_m = \omega_L \cdot i = 2000 \text{ rad/s}$

A partir da figura 2, o torque no motor em função do tempo será:



**2.5.** Considere o sistema de polia e correia mostrado abaixo, onde  $J_m = 0,006 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $M$  a massa da carga e  $r=0,1 \text{ m}$ . As outras inércias podem ser desprezadas.

Calcule o torque eletromagnético que o motor deve desenvolver para acelerar a carga de 0,5 kg do repouso a uma velocidade de 1 m/s no intervalo de 3 segundos. Assuma o torque do motor constante neste período.



Solução:

$$J_m = 0,006 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$r = 0,1 \text{ m}$$

Isolando os corpos:

$$F = M \cdot a = M \cdot \frac{dv}{dt} = Mr \frac{d\omega}{dt}$$

em que:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{l}{3} \frac{d\omega}{dt}$$

$$T_c = F \cdot r = Mr^2 \frac{d\omega}{dt}$$

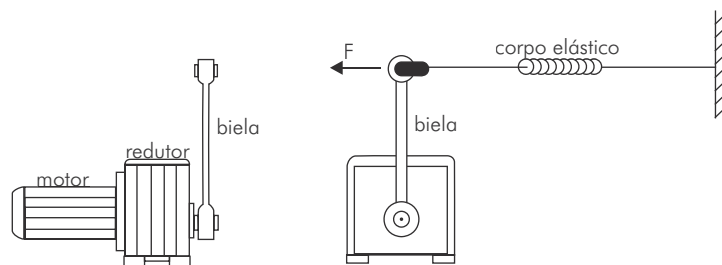
Escrevendo a equação dinâmica:

$$T_m - T_c = J_m \frac{d\omega}{dt} \rightarrow T_m = T_c + J_m \frac{d\omega}{dt} = (Mr^2 + J_m) \frac{d\omega}{dt}$$

Substituindo os valores numéricos:

$$T_m = 0,0367 \text{ N} \cdot \text{m}$$

**2.6.** Um motor acoplado a um redutor aciona uma manivela (braço) para tensionar um corpo elástico, conforme o esquema da Figura. O rotor do motor tem momento de inércia de  $0,001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  e coeficiente de atrito viscoso igual a  $0,0001 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ . O redutor tem relação de transmissão igual a 100 e a manivela tem 50cm de comprimento e massa desprezível. O corpo tensionado tem o coeficiente de elasticidade de  $1200 \text{ N/mm}$ .



- Qual o valor do binário motor necessário para tensionar o corpo com uma força de  $40000 \text{ N}$ ?
- Obtenha a equação de dinâmica referida à coordenada de velocidade do motor.

Solução:

$$\begin{aligned} a) \quad J_m &= 0,001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ K_d &= 0,0001 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \\ i &= 100 \\ d &= 100 \\ d &= 50 \text{ cm} \\ K &= 1200 \text{ N} / \text{mm} \end{aligned}$$

$$F = K \cdot X \rightarrow X = \frac{F}{K} = \frac{40000}{1200} = 33,33 \text{ mm}$$

$$\theta = \frac{X}{d} = \frac{0,0333}{0,5} = 0,0666 \text{ rad} \approx 3,8^\circ$$

$$T_2 = F \cdot d \cdot \cos \theta = 40000 \cdot 0,5 \cdot \cos(0,0666) = 19960 \text{ N} \cdot \text{m} \approx 20000 \text{ N} \cdot \text{m}$$

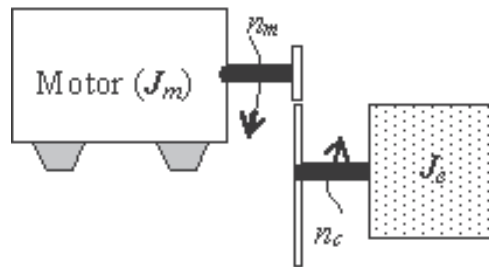
$$\frac{T_2}{T_1} = 100 \rightarrow T_1 = \frac{1}{100} T_2 = 200 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$b) T_m - K_d \frac{d\theta}{dt} - \frac{(Kd)\theta d}{i} = J_m \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

Substituindo os valores numéricos:

$$T_m = \left[ \frac{d^2\theta}{dt^2} + 0,1 \frac{d\theta}{dt} + 3 \times 10^6 \theta \right] \times 10^{-3} \text{ Nm}$$

**2.7.** Considere uma carga puramente inercial ( $J_c$ ), acoplada a um motor, com um momento de inércia  $J_m$ , através de uma engrenagem com razão de transmissão  $i_T = \frac{n_m}{n_c}$ . Demonstre que a razão de transmissão que minimiza o torque do motor, necessário para imprimir uma aceleração de carga constante  $\left(\frac{dn_c}{dt} = \text{constante}\right)$ , é dada por  $i_T = \sqrt{\frac{J_c}{J_m}}$ . Ou seja, o motor deve perceber um momento de inércia equivalente igual a  $2J_m$ .



Solução:

A equação que rege o movimento é dada por:

$$T_m = \left( J_m + \frac{J_c}{i_r^2} \right) \frac{dn_m}{dt}$$

$$i_T = \frac{r_s}{r_e} = \frac{n_e}{n_s} = \frac{n_m}{n_c}$$

$$T_m = \left( J_m + \frac{J_c}{i_r^2} \right) \cdot i_T \cdot \frac{dn_c}{dt} = \left( J_m i_T + \frac{J_c}{i_T} \right) \frac{dn_c}{dt}$$

$$\frac{dT_m}{di_T} = 0 \Rightarrow J_m \frac{J_c}{i_r^2} = 0 \Rightarrow i_T = \sqrt{\frac{J_c}{J_m}}$$

$$J_{eq} = J_m + \frac{J_c}{i_r^2} = 2J_m$$

**3.1.** Sabe-se que o enfraquecimento de campo de um motor CC de excitação independente permite a operação em velocidades superiores à velocidade nominal acompanhada de uma perda na capacidade de torque. Mostre que existe um valor de fluxo ( $\phi_m$ ) a partir do qual o enfraquecimento de campo não implica em um aumento de velocidade.

Solução:

Na situação de regime permanente, tem-se:

$$\begin{cases} m = k\phi i_a \\ e_a = k\phi n \\ v_a = R_a i_a + e_a \end{cases}$$

Para atender a determinado valor de torque " $m_1$ ", menor do que o torque nominal, pode-se trabalhar com um campo enfraquecido e tensão nominal,  $v_a = v_{aN}$

Das equações acima, chega-se a:

$$n = \frac{v_{aN}}{k\phi} - \frac{R_a m_1}{(k\phi)^2}$$

Esta relação apresenta um valor máximo obtido de:

$$\frac{dn}{d\phi} = 0 \rightarrow \phi_m = \frac{2R_a m_1}{kv_{aN}}$$

Valores de  $\phi$  menores do que  $\phi_m$  não conduzem a um aumento da velocidade.

**3.2.** Mostre que o fluxo  $\phi_m$  calculado no exercício anterior corresponde ao ponto de operação de máxima potência.

Solução:

A potência é dada por:

$$p = m_1 \cdot n$$

Procura-se o máximo desta função, sujeito à restrição:

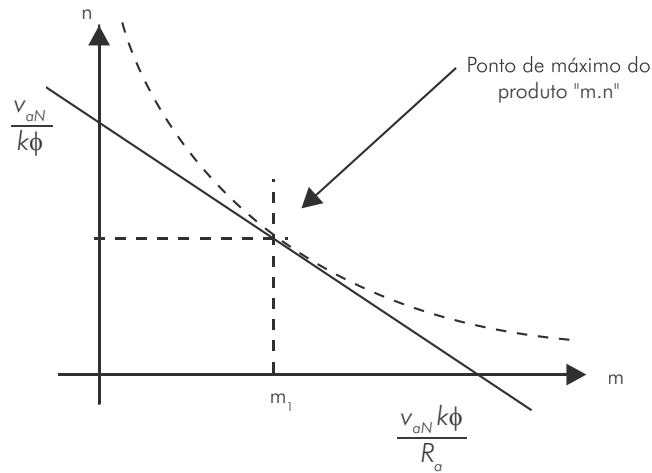
$$n = \frac{v_{aN}}{k\phi} - \frac{R_a m_1}{(k\phi)^2}$$

$$\text{Ora, para } m_1 \text{ fixo, } \frac{dp}{d\phi} = m_1 \frac{dn}{d\phi} = 0$$

Como calculado no exercício 3.4, vem

$$\phi = \phi_m = \frac{2R_a m_1}{kv_{aN}}$$

Este resultado pode ser melhor visto a partir do gráfico de  $n \times m$ .



Vale ainda observar o valor desta potência máxima:

$$P = \frac{v_{aN} k \phi}{2R_a} \cdot \frac{v_{aN}}{2k\phi} = \frac{v_{aN}^2}{4R_a}$$

Ou seja, independente de  $\phi$ .

**3.3.** As perdas de natureza elétrica nos motores podem ser separadas em perdas no ferro e perdas no cobre. Entende-se por perdas no ferro as oriundas de correntes parasitas e de laços de histerese. As perdas no cobre são as resultantes do efeito Joule nos condutores de corrente.

Controlando-se os valores de campo ( $\phi$ ) e corrente ( $i$ ) de alimentação, um motor elétrico pode operar de forma a fornecer o torque necessário com minimização das perdas elétricas.

O torque de um motor é dado pela expressão

$$M = k_m \phi i.$$

As perdas no ferro podem ser aproximadas por

$$P_f = k_f \phi^2,$$

e as perdas no cobre por

$$P_c = k_c i^2.$$

Demonstre que para um determinado torque de carga  $M_o$ , a relação  $\phi/i$  que minimiza as perdas vale  $(k_c / k_f)^{1/2}$

Solução:

Empregando multiplicadores de Lagrange, vem:

$$\begin{aligned} J &= k_f \phi^2 + k_c i^2 + \lambda (k_m \phi i - M_o) \\ dJ/d\phi &= 0 \rightarrow 2 k_f \phi + \lambda k_m i = 0 \\ dJ/di &= 0 \rightarrow 2 k_c i + \lambda k_m \phi = 0 \end{aligned}$$

Eliminando-se  $\lambda$  nas equações acima, chega-se a  $\phi/i = (k_c / k_i)^{1/2}$ .

Este exercício mostra que o enfraquecimento de campo também pode ser empregado com o objetivo de diminuição de perdas.

**3.4.** Com o auxílio do MATLAB trace as curvas de torque e de corrente em função da velocidade para um motor de indução de dois pólos, cujo modelo está dado na Figura 3.5, com os seguintes dados:

reatância de magnetização infinita;

$$X_s = 0,503 \text{ ohms};$$

$$X_r = 0,209 \text{ ohms};$$

$$R_r = 0.144 \text{ ohms};$$

$$V = 127 \text{ volts};$$

$$\omega_s = 3600 \text{ rpm}.$$

Aproveite o programa desenvolvido para estudar a influência da variação da:

- resistência rotórica
- tensão de alimentação
- tensão e frequência de alimentação mantida a razão  $V/f$  constante
- reatância de dispersão.

Solução:

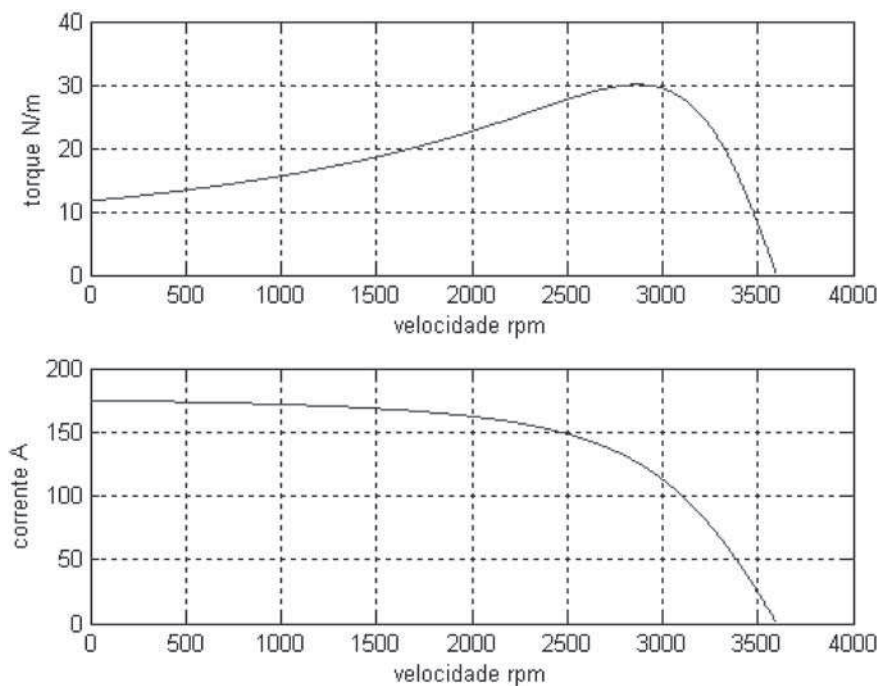
Programa fonte do MATLAB:

```
V=127;
rr=0.144;
xs=0.503;
xr=0.209;
x=xs+xr;
fs=60; % frequencia de alimentacao do estator
p=1; % pares de polos
ws= 60*fs/p % velocidade sincrona em rpm

for i = 1 : 1 : ws-1
    wm(i) = i;
    w2 = (ws-wm(i));
    s = w2/ws;
    lquadrado(i) = (V*V)/((x*x)+(rr/s)*(rr/s));
    torque(i) = rr* lquadrado(i) / (w2*2*pi/60);
end

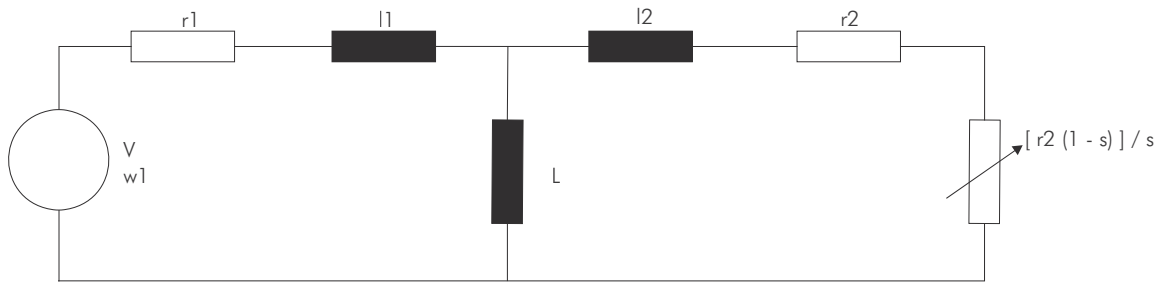
subplot(2,1,1),plot(wm,torque)
xlabel('velocidade rpm')
ylabel('torque N/m')
grid on
hold on
```

```
subplot(2,1,2),plot(wm,sqrt(Iquadrado))
xlabel('velocidade rpm')
ylabel('corrente A')
grid on
hold on
```



3.5. Considere o circuito equivalente por fase de um motor de indução trifásico, onde:

- r1    resistência do estator
- r2    resistência do rotor
- l1    indutância de dispersão do estator
- l2    indutância de dispersão do rotor
- L    indutância de magnetização
- s    escorregamento  $s = (w_1 - w_m) / w_1$
- w1    frequência angular da fonte de alimentação
- wm    frequência angular de rotação do rotor para uma máquina de dois polos
- V    tensão da fonte de alimentação.



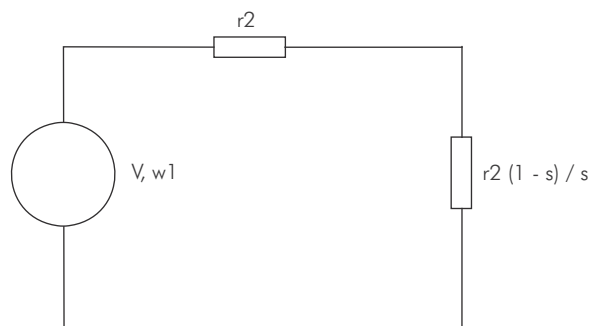
A potência dissipada na resistência  $r_2(1-s)/s$  representa a parcela de potência elétrica convertida em potência mecânica de rotação.

Em uma primeira aproximação, válida para pequenos valores de escorregamento, a indutância de magnetização pode ser considerada infinita, as indutâncias de dispersão nulas e a perda na resistência do estator desprezada. Portanto, só a resistência rotórica permanece no modelo.

A partir das informações e simplificações acima, deduza uma expressão para o torque (T) disponível no eixo da máquina em função da tensão (V) e frequência de alimentação ( $w_1$ ) e da velocidade de escorregamento  $w_2$ , definida por:  $w_2 = w_1 - w_m$ . Ou seja,  $T = f(V, w_1, w_2)$ .

Mostre que mantidos constantes os valores de V,  $w_1$  e  $r_2$ , o torque é proporcional à velocidade de escorregamento ( $w_2$ ).

Solução:



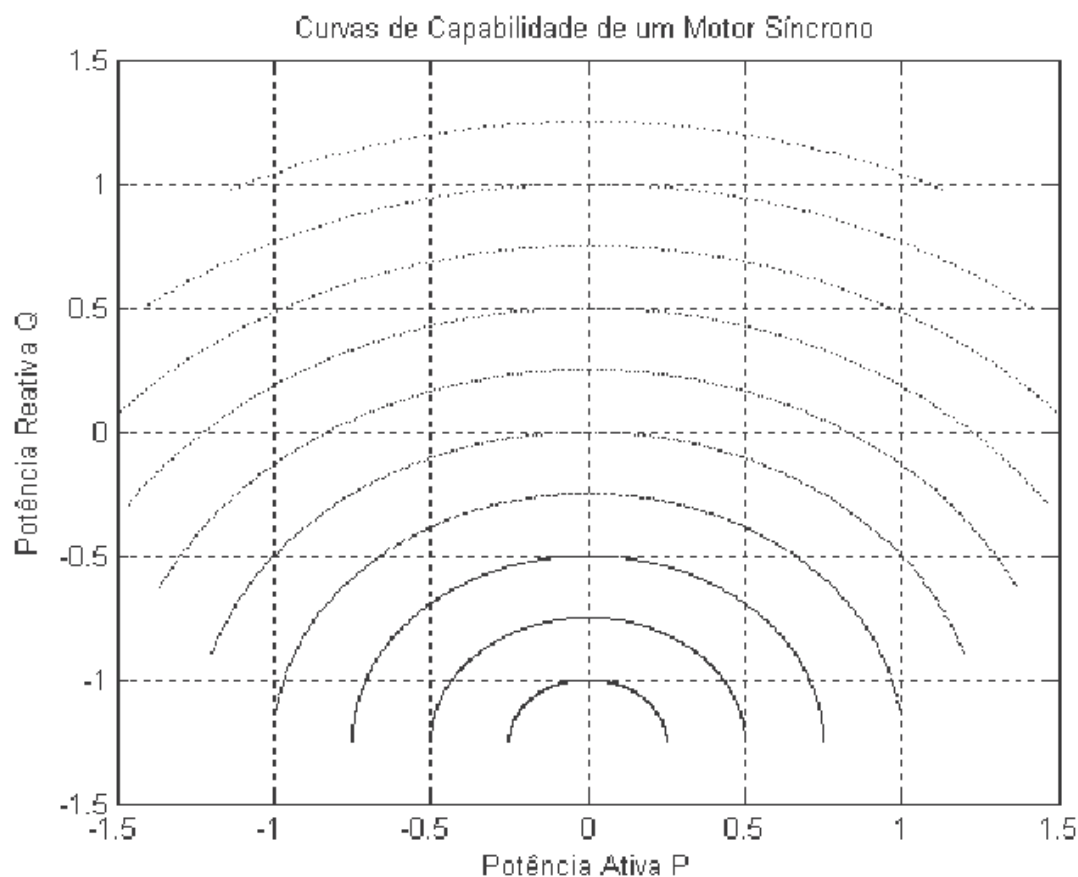
$$\text{Potência elétrica transformada em mecânica} = P_M = [V (1-s)]^2 / [r_2 (1-s)/s]$$

$$\text{Torque} = P_M / w_m = [V / w_1]^2 [w_2 / r_2]$$

O torque em um motor trifásico seria 3 vezes este valor.

3.6. Com o auxílio do MATLAB trace as curvas de capacidade de um motor síncrono com  $X_s$  igual a 0,8 pu e  $V = 1,0$  pu. Despreze a resistência do estator, como sugerido no modelo da Figura 3.10.

Solução:

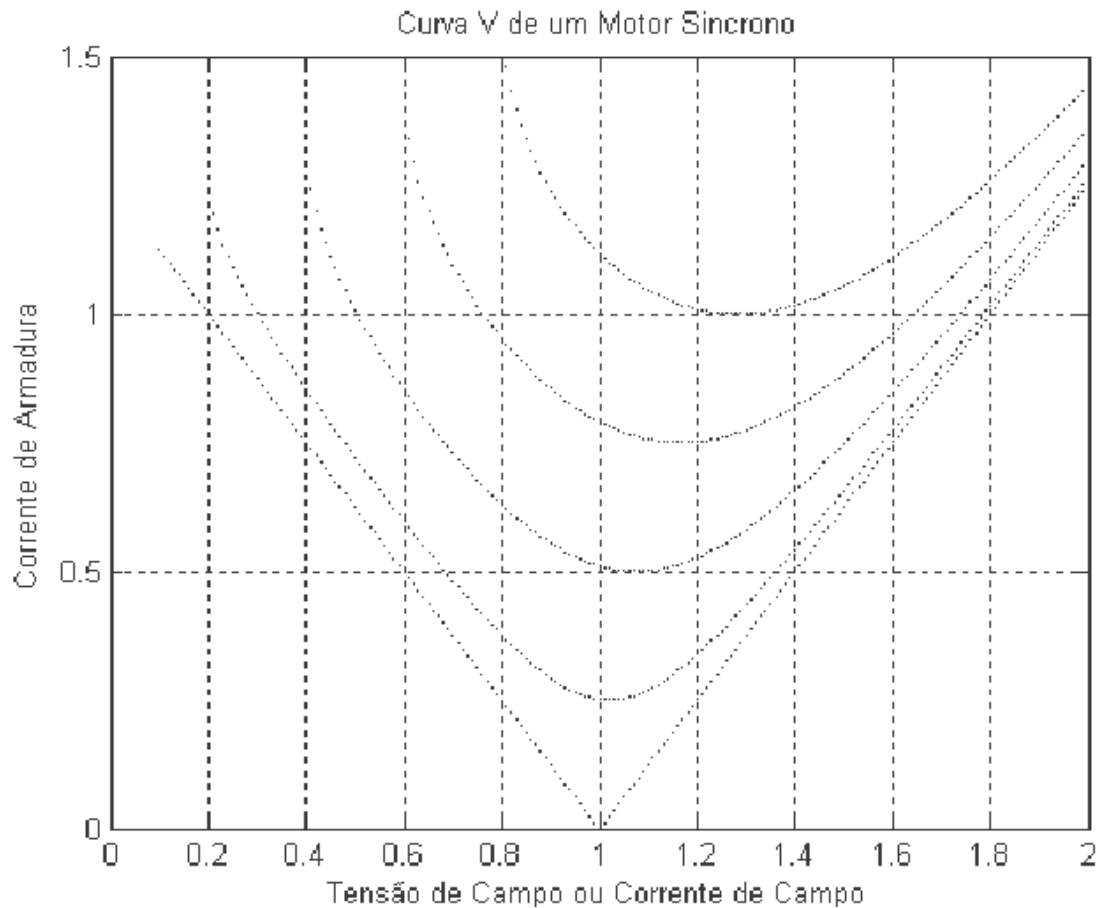


Programa fonte do MATLAB:

```
V=1;
X=0.8;
for k=1:1:10
    E=k/5;
    for delta=-pi/2:0.01:pi/2
        P=((E*V)/X)*sin(delta);
        Q=((V*V)/X)-((V*E)/X)*cos(delta);
        I=sqrt(P*P + Q*Q)/V; % corrente de armadura
        if I<1.5 %limite de corrente de armadura
            plot(P,Q,'k');
        end
    end
    hold on
end
end
grid
title('Curvas de Capacidade de um Motor Síncrono');
xlabel('Potência Ativa P');
ylabel('Potência Reativa Q');
```

**3.7.** Com o auxílio do MATLAB trace as curvas V de um motor síncrono com  $X_s$  igual a 0,8 pu desprezando a resistência do estator.

Solução:



Programa fonte do MATLAB:

```
X=0.8;
V=1.0;
for P=0:0.25:1
for E=0.1:0.01:2
seno =(P*X)/(V*E);
if abs(seno)<1 %limite de estabilidade estatica
delta=asin(seno);
I=abs(V-E*exp(-j*delta))/X;
plot(E,I,'k')
hold on
end
end
end
grid
title('Curva V de um Motor Síncrono');
xlabel('Tensão de Campo ou Corrente de Campo');
ylabel('Corrente de Armadura');
```

3.8. Uma bancada de teste para motores de indução (MI) está ilustrada abaixo:



A carga pode ser variada através de um banco de resistores (R) ou do campo de excitação (φ).

- Mostre que o torque de carga produzido no eixo do MI, para valores de R e φ constantes, varia linearmente com a velocidade de rotação (n), i.e. torque = k . n.
- Esboce a curva de torque de um MI. Avalie a estabilidade dos pontos de operação que podem ser obtidos com esta bancada de teste.

Solução:

- Para o gerador CC em regime permanente, pode-se escrever:

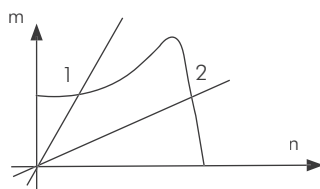
$$k\phi n = (R_o + R) i_a$$

O torque no eixo vale:

$$m = k\phi i_a = (k\phi)^2 \frac{n}{R_o + R}$$

Ou seja, o torque de carga é proporcional à velocidade:

- 

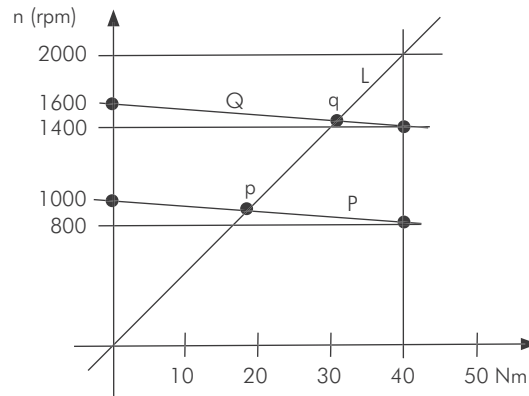


Os pontos de interseção da curva de torque do motor de indução com a curva de torque de carga são possíveis pontos de operação. No caso desta questão, ambos os pontos "1" e "2" são pontos de equilíbrio estável, como pode ser constatado pela explicação apresentada no item 3.3. A operação em "1", no entanto, seria desaconselhável pelas elevadas correntes induzidas do rotor.

Se o torque de carga fosse constante, apenas a interseção "2" seria estável.

3.9. A figura abaixo mostra os gráficos torque x velocidade de uma carga mecânica L e de duas curvas de operação de seu acionamento (P e Q). O momento de inércia das partes girantes vale  $J = 0,2 \text{ kgm}^2$ . Pode-se desconsiderar o atrito do sistema.

- Os pontos de operação representados por p e q são pontos de operação estáveis? Explique.
- Admita que o sistema está inicialmente operando no ponto p e os ajustes do acionamento são alterados de forma que a curva de operação passa para a condição descrita pela curva Q. Escreva a equação dinâmica que rege esta transição. Trace as curvas de torque x tempo e velocidade x tempo desta transição.



Solução:

- a) Os pontos  $p$  e  $q$  são estáveis, pois se a velocidade aumentar, o torque da carga será maior que o de operação, com isto o motor irá frear. Caso a velocidade diminua, o torque da carga será menor do que o de operação, acelerando o rotor. Com isso o sistema volta a operar nos pontos  $p$  e  $q$ . Este comportamento estável pode ser verificado também porque, como discutido no item 3.3:

$$\frac{dL}{dt} > \frac{dQ}{dt} \text{ e } \frac{dL}{dt} > \frac{dP}{dt}$$

- b) O comportamento dinâmico do sistema, é descrito por:

$$T_Q - T_L = J \frac{d\omega}{dt}$$

A partir da reta de carga ( $L$ ), temos que:

$$n_L = 50T_L \rightarrow T_L = \frac{1}{50} n_L$$

Considerando que:  $n \cong 10\omega$ , ( $n$  em rpm e  $\omega$  em rad/s) então:

$$T_L = \frac{1}{5} \omega$$

A partir da reta de operação  $Q$ , temos:

$$n_Q = -5T_Q + 1600$$

Rearranjando os termos e considerando que  $n \cong 10\omega$ , a equação da reta  $Q$  em função de  $\omega$  é:

$$T_Q = -2\omega + 320$$

Então:

$$T_Q - T_L = -2\omega + 320 - 0,2\omega = 0,2 \frac{d\omega}{dt}$$

logo:

$$\frac{d\omega}{dt} + 11\omega - 1600 = 0$$

Sol. Homogênea:

$$\omega_H(t) = Ke^{-11t}$$

$$\omega_0 = 95 \text{ rads / s}$$

Sol. Particular:

$$11A = 1600$$

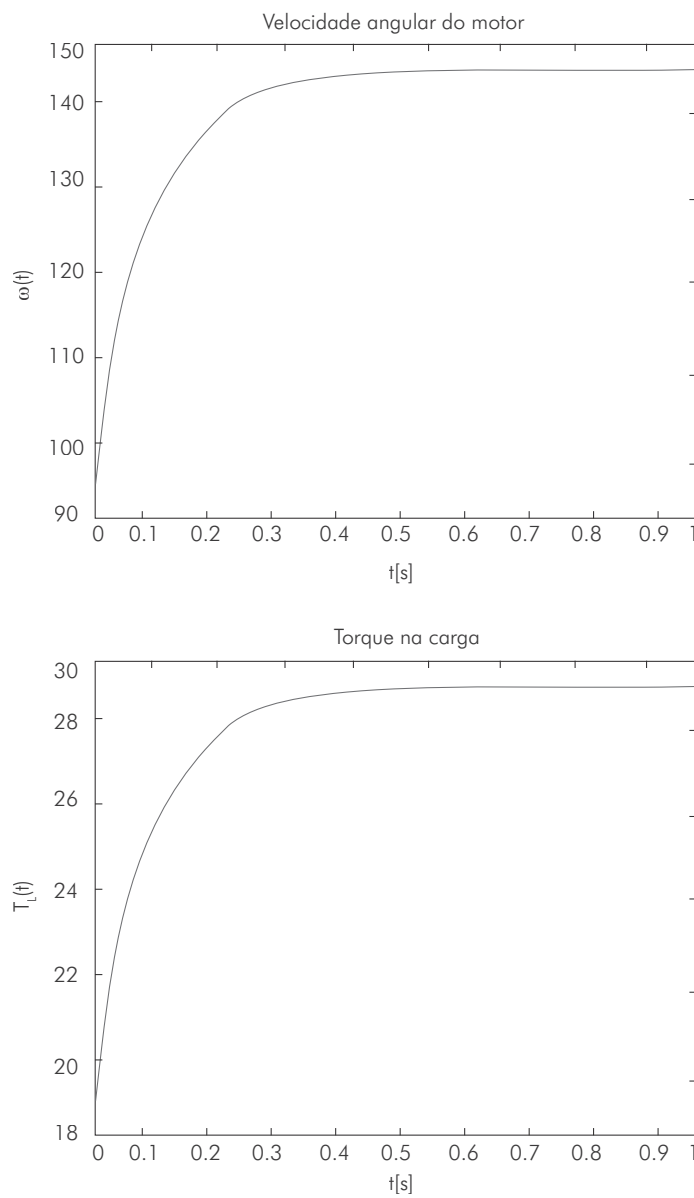
$$A = 145,45$$

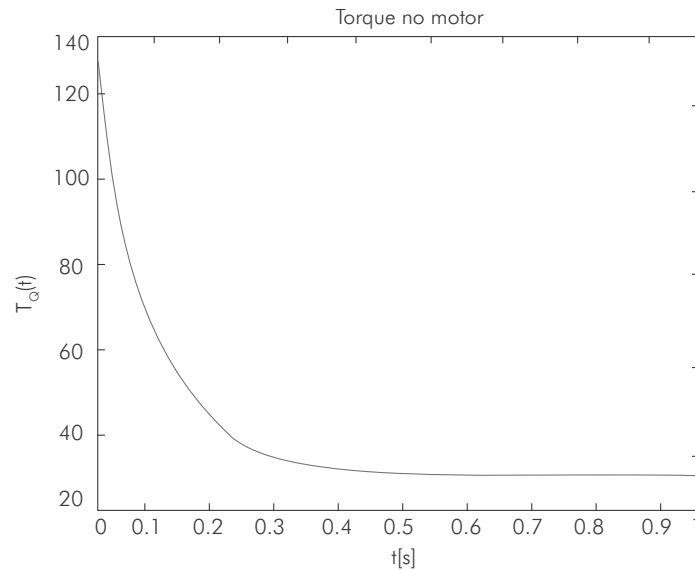
Sol. Completa:

$$w(t) = 145,45 + Ke^{-11t}$$

$$w_0 = 95 = 145,45 + K \rightarrow K = -50,45$$

$$w(t) = 145,45 - 50e^{-11t}$$



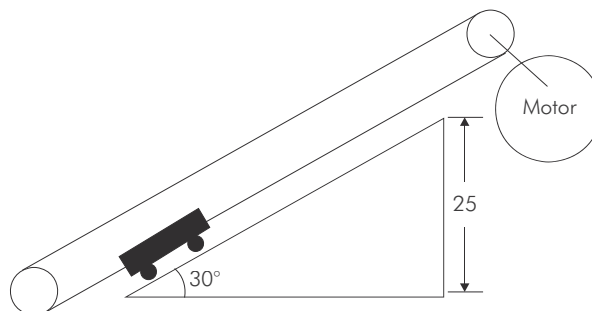


**3.10.** A figura ilustra um sistema de carga e descarga de carvão para um forno industrial. O carrinho de transporte pesa 400kg e a carga 1600kg. A velocidade de subida é de 5m/s e a de descida 10m/s. A trajetória tem 50m. O tambor de içamento tem 1m de raio e está acoplado ao motor elétrico de acionamento por meio de uma redução de engrenagens. Admita que o motor elétrico escolhido seja um motor de corrente contínua de velocidade nominal de 1150rpm, com corrente máxima igual a duas vezes a corrente nominal por um tempo de 1s.

O momento de inércia total visto pelo motor pode ser estimado em  $3,5\text{kg}\cdot\text{m}^2$ . O motor é acionado por uma ponte retificadora com possibilidade de frenagem regenerativa. Admita ainda que a velocidade de descida pode ser obtida por enfraquecimento de campo. O tempo de carga é de 10s e o de descarga é de 5s.

- Desprezando os tempos de aceleração e frenagem, determine:
  - A potência necessária para a subida.
  - A redução de engrenagens para esta operação.
  - O torque necessário no eixo do motor.
- Determine a potência regenerada na descida.
- Determine o torque necessário para acelerar o carrinho na trajetória de subida em 1s e desacelerar em 1s.
- Faça um gráfico da potência em função do tempo e determine a Potência eficaz.

**Obs.:** Considere a aceleração da gravidade  $10\text{m/s}^2$ .



Solução:

a) Tempo de subida  $50/5 = 10\text{s} \rightarrow$  velocidade do tambor  $= 5\text{ rad/s}$

Peso do sistema na subida  $= (400 + 1600) \times 10 = 20000\text{N}$

Trabalho para elevar carro e carga  $= 20000 \times 25 = 500\text{kJ}$

Potência requerida na subida  $= 500\text{kJ} / 10\text{s} = 50\text{kW}$

$1150\text{ rpm} = 1150 \times 2\pi / 60 = 120\text{ rad/s}$

Redução de engrenagem necessária  $i = 120/5 = 24$

Torque no tambor  $= 50\text{kW} / (5\text{rad/s}) = 10000\text{ Nm}$

Torque no motor  $= 50\text{ kW} / (120\text{rad/s}) = 10000 / i = 417\text{ Nm}$

b) Tempo de descida  $50/10 = 5\text{s} \rightarrow$  velocidade do tambor  $= 10\text{ rad/s}$

Velocidade do motor  $= 10 \times 24 = 240\text{ rad/s}$

Peso do sistema de descida  $= 4000\text{N}$

Trabalho  $= 4000 \times 25 = 100\text{ kJ}$

Potência desenvolvida  $= 100\text{kJ} / 5\text{s} = 20\text{ kW}$

Torque no tambor  $= 20\text{kW} / (10\text{rad/s}) = 2000\text{ Nm}$

Torque no motor  $= 2000 / i = 83\text{ Nm}$

**Obs.:** Enfraquecendo o campo à metade do valor nominal, é possível obter estas condições de descida com um motor que atenda às necessidades de subida. O torque de descida é obtido com corrente circulando no motor, que opera como gerador nesta fase de descida. Daí a necessidade de um conversor de 4 quadrantes.

O ajuste destas condições de torque, corrente, velocidade e enfraquecimento de campo só podem ser efetivamente realizadas através de um sistema de controle com realimentações em cascata. Delegar estes ajustes a um operador, com acesso aos valores de tensão de armadura e tensão de campo, certamente não garantiriam uma operação confiável, uma vez que dependeriam do operador ou da sua disposição na execução do serviço.

c) Aceleração: Torque de aceleração  $= J \times (\Delta n / \Delta t) = 3,5 \times 120 / 1 = 420\text{ Nm}$

O torque total necessário neste período de aceleração será dado por  $420 + 417 = 837\text{ Nm}$ , praticamente o dobro do torque calculado para a operação em regime permanente de subida. Como o motor admite um torque duas vezes o torque nominal por um período de 1s, pode-se ainda manter a mesma escolha do item a.

Frenagem: Como a variação de velocidade é a mesma, o torque é idêntico, mas de sinal contrário.

**Obs.:** No processo de descida, o momento de inércia será menor, uma vez que a massa do carro vazio é menor. No entanto, a variação de velocidade será maior. Vamos considerar então a necessidade de torque na descida, durante os transitórios, de  $420\text{Nm}$ .

d) Diagrama de torque considerando aceleração e frenagem

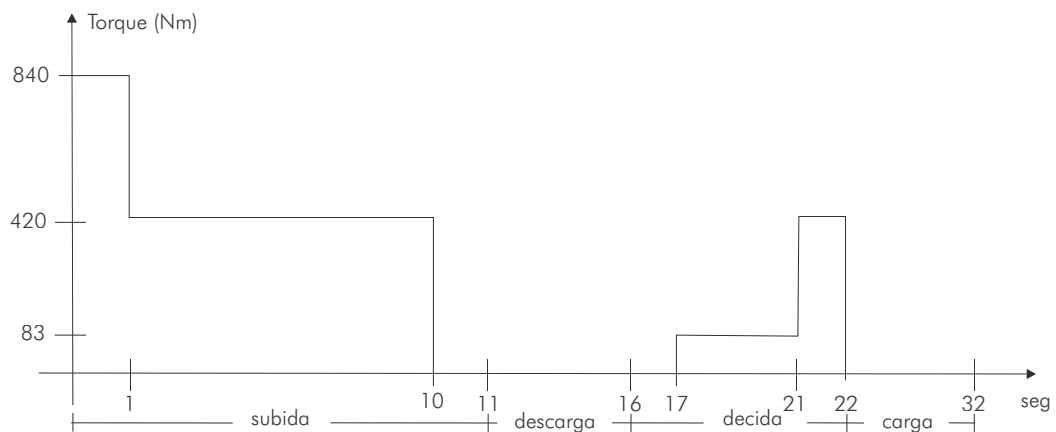
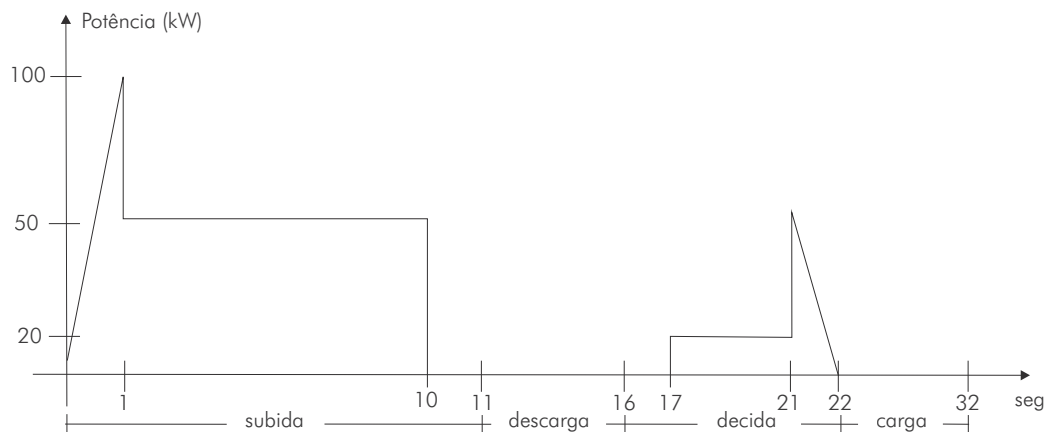


Diagrama de potência

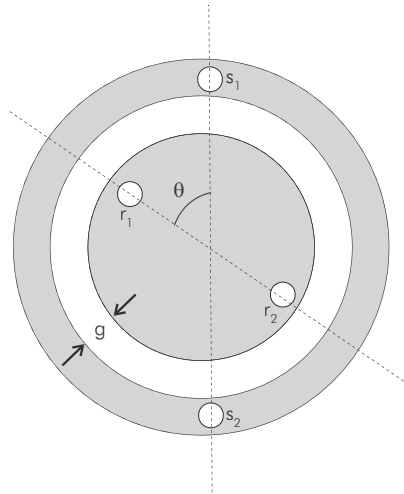


- essencial para a especificação é a potência, ou seja, a quantidade de trabalho com restrição de tempo.
- torque pode ser acomodado com a relação de engrenagem, mas, se houver imposição de velocidades, os compromissos podem ser incompatíveis.

As normas permitem especificar o motor pela potência eficaz, que está relacionada com o aquecimento do motor. Para o exercício em questão, aproximando a potência pelo valor de regime permanente, temos:

$$P_{\text{equivalente}} \cong \sqrt{\frac{10 \cdot 50^2 + 5 \cdot 20^2}{30}} = 30 \text{ kW}$$

3.11. A figura ao lado ilustra uma máquina elétrica ca monofásica. A bobina s de estator tem terminais indicados como  $s_1$  e  $s_2$  e  $N_s$  espiras. A bobina r de rotor tem terminais indicados como  $r_1$  e  $r_2$  e  $N_r$  espiras.



Considere ainda:

$$i_s = I_s \sin(\omega_s t)$$

$$i_r = I_r \sin(\omega_r t + \alpha)$$

$$\omega_m = d\theta/dt, \text{ a velocidade de rotação do rotor.}$$

R o raio do rotor e l o seu comprimento.

g a distância do entre-ferro ( $g \ll R$ )

- Esboce o gráfico da indutância própria do estator ( $L_s$ ) em função da posição do rotor  $\theta$ .
- Determine este valor em função de  $N_s$ , R, l, g,  $\mu_{ar}$ . Considere  $\mu_{Fe} \gg \mu_{ar}$
- Esboce o gráfico da indutância própria do rotor ( $L_r$ ) em função da posição do rotor  $\theta$ .
- Determine este valor em função de  $N_r$ , R, l, g,  $\mu_{ar}$ . Considere  $\mu_{Fe} \gg \mu_{ar}$
- Esboce o gráfico da indutância mútua entre estator e rotor ( $L_{sr}$ ) em função da posição do rotor  $\theta$ .
- Determine este valor em função de  $N_s$ ,  $N_r$ , R, l, g,  $\mu_{ar}$ . Considere  $\mu_{Fe} \gg \mu_{ar}$
- Estabeleça a equação de torque eletromagnético a partir da relação:  

$$m = \frac{1}{2} i_s^2 \frac{dL_s}{d\theta} + \frac{1}{2} i_r^2 \frac{dL_r}{d\theta} + i_s i_r \frac{dL_{sr}}{d\theta}$$
- Demonstre que o torque eletromagnético só terá valor médio diferente de zero para:  

$$\omega_m = \pm (\omega_s \pm \omega_r).$$



$$\sin(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} [\sin(a+b) + \sin(a-b)], \quad \sin(a) \cdot \sin(b) = \frac{1}{2} [\cos(a-b) - \cos(a+b)]$$

Solução:

a,b) Admitindo-se uma distribuição uniforme de campo magnético no entreferro e aplicando a lei de Ampere, tem-se:

$$N_s \cdot i_s = 2gH \rightarrow H = \frac{N_s i_s}{2g}, \quad B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 N_s i_s}{2g}$$

$$\phi = \pi R B \rightarrow L_s = \frac{N_s \phi}{i_s} = \frac{\pi \mu_0 R N_s^2}{2g}, \text{ constante.}$$

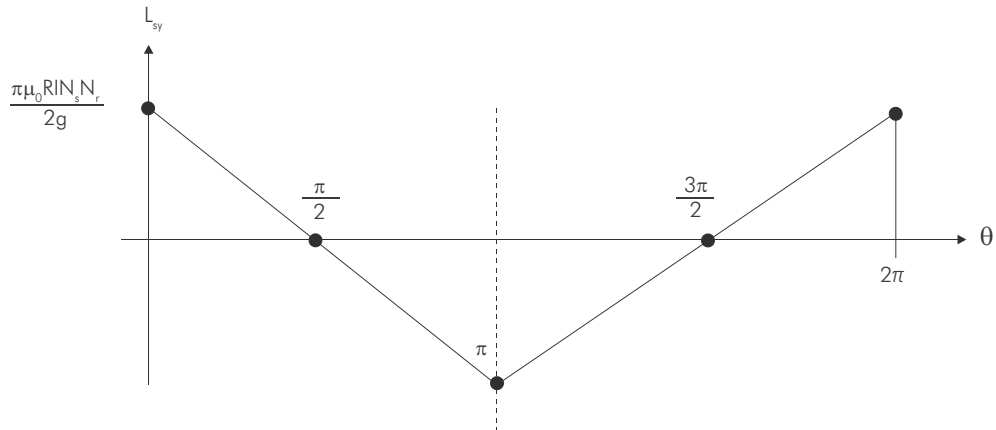
c,d) De forma similar aos itens anteriores:

$$L_r = \frac{\pi \mu_0 R I N_r^2}{2g}, \text{ constante.}$$

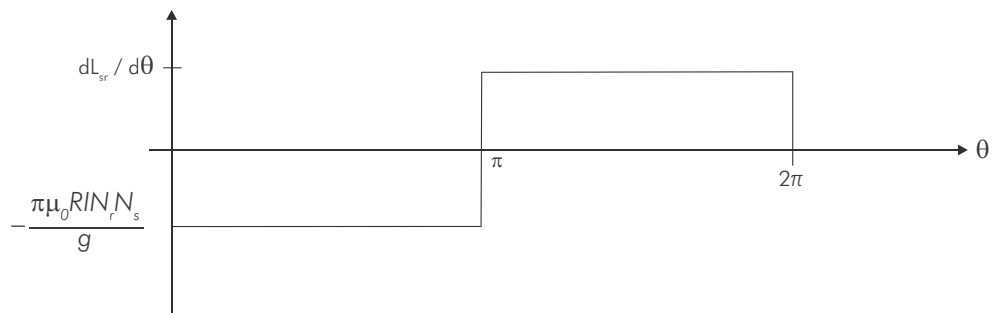
e,f) Considerando o fluxo concatenado pelas espiras do rotor e gerado pelas corrente de estator, vem:

$$\phi = (\pi - \theta) R I B - \theta R I B = (\pi - 2\theta) R I B$$

$$L_{sr} = \frac{N_r \phi}{i_s} = \frac{(\pi - 2\theta) \mu_0 R I N_r N_s}{2g}$$



g) Só existe contribuição de torque através da parcela dependente de  $dL_{sr} / d\theta$ .



$$m = i_s i_R \frac{dL_{sr}}{d\theta} = I_s I_r \text{sen}(\omega_r t) \cdot \text{sen}(\omega_r t + \alpha) \cdot \frac{dL_{sr}}{d\theta}$$

h) Em uma situação de regime permanente:

$$\theta = \omega_m \cdot t.$$

Assim, a parcela de torque oriunda da indutância mútua tem frequência  $\omega_m$ .

Sabe-se que o produto das funções seno pode ser transformado em soma através da relação:

$$\text{sen}(\omega_s t) \cdot \text{sen}(\omega_r t + \alpha) = \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_s - \omega_r) t - \alpha] - \cos[(\omega_s + \omega_r) t + \alpha] \}$$

Por sua vez, a parcela periódica de frequência  $\omega_m$  pode ser decomposta em série de Fourier e os produtos resultantes novamente transformados em somas de funções trigonométricas.

O resultado destes produtos só terá valor médio diferente de zero se algum dos argumentos depender do tempo. Tomando a componente fundamental, que é a de maior amplitude, isto se consegue com:

$$\omega_m = \pm (\omega_s \pm \omega_r)$$

4.1. Uma vez constatado que um motor elétrico atende à solicitação de uma determinada carga mecânica, o projetista ainda precisa levar em consideração aspectos relativos a:

- a) Regime de serviço (frequência de acelerações, frenagens, operação em regime, repouso)
- b) Altitude do local da instalação
- c) Temperatura ambiente no local da instalação
- d) Ambiente onde o motor será instalado considerando aspectos de poeira, água e gases.

Estes fatores estão todos regulamentados em normas brasileiras e internacionais, por exemplo NBR 7094 (Máquinas Elétricas Girantes, Motor de Indução, Especificação), NBR 9884 (Máquinas Elétricas Girantes, Graus de proteção proporcionados pelos invólucros), IEC 79-14 (Áreas Classificadas) e muitas outras.

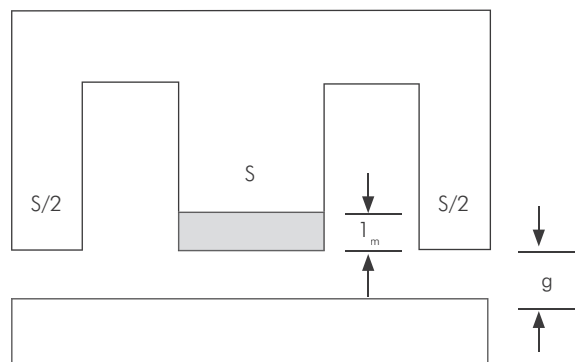
Explique a importância de cada um dos fatores acima mencionados, justificando porque influenciam a escolha do motor.

Solução:

Os itens "a", "b" e "c" estão todos relacionados ao aquecimento do motor. Temperaturas elevadas provocam a deteriorização do isolamento do motor e, com isto, representam risco para a operação normal. Em altitudes elevadas, o ar rarefeito prejudica o arrefecimento. O regime de serviço também tem implicações nas perdas e, portanto, no aquecimento do motor.

O item "d" diz respeito ao risco que um motor corre pela eventual penetração de corpos estranhos ou água no seu interior que podem prejudicar o isolamento ou as partes mecânicas do motor. Mais perigoso ainda pode ser a penetração de gases explosivos na presença de eventuais faíscas elétricas.

5.1. Considere o circuito magnético abaixo



A parte cinza representa um ímã permanente com magnetismo remanente  $B_r$ .

A perna central do núcleo de ferro tem área  $S$  e as laterais  $S/2$ .

A permeabilidade magnética do ferro é muitas vezes maior que a do ar.

Resolva o circuito magnético, considerando o ímã como um eletroímã equivalente, com uma única espira, percorrida pela corrente  $i_{eq}$ .

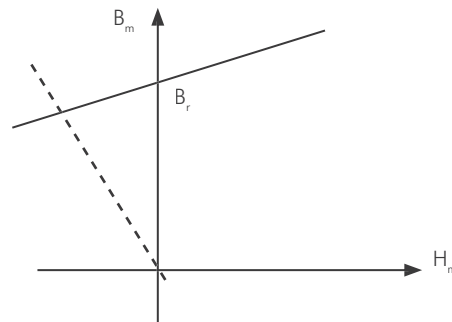
Mostre que:

$$a) i_{eq} = (B_r \cdot l_m) / \mu_0 \quad (1)$$

Admitindo que a região com imã se comporta como o entreferro, conclua que a densidade de campo magnético no entreferro vale:

$$b) B_g = B_r [l_m / (l_m + 2g)] \quad (2)$$

O mesmo problema pode ser abordado diretamente a partir da curva que caracteriza o imã permanente dada abaixo.



Aplicando a lei de Ampere ao circuito magnético, obtemos:

$$H_m l_m + 2 H_g g = 0. \quad (3)$$

Note que, nesta solução, não estamos considerando uma corrente equivalente.

Por outro lado, a densidade de campo magnético é praticamente a mesma no ar e no imã:

$$B_m = B_g = \mu_0 H_g \quad (4)$$

As equações (3) e (4) levam a:

$$B_m = (-\mu_0 l_m H_m) / (2g) \quad (5)$$

A Eq. (5) é conhecida como reta de carga e está representada em pontilhado na figura acima.

Agora, o ponto de operação pode ser obtido graficamente pela interseção da reta de carga com a curva de magnetização do imã.

c) Mostre que esta solução leva ao mesmo resultado da Eq.(2) para o caso da curva de magnetização do imã ser dada por  $B_m = B_r + \mu_0 H_m$ .

Solução:

a) Para determinar o valor da corrente equivalente, faz-se inicialmente o entreferro nulo. Aplicando a lei de Ampere vem:

$$H_m l_m = i_{eq}$$

Para manter a mesma densidade de fluxo magnético ( $B_r$ ), vem:

$$H_m = \frac{B_r}{\mu_0} \rightarrow i_{eq} = \frac{B_r l_m}{\mu_0}$$

Assim, quanto mais comprido o imã, maior a força magnetomotriz equivalente.

b) Admitindo-se agora um entre-ferro de comprimento "g" e pela simetria e dimensões do circuito pode-se escrever:

$$i_{eq} = \frac{B_r l_m}{\mu_0} = (g + l_m) \frac{B_g}{\mu_0} + g \frac{B_g}{\mu_0}$$

$$\text{Logo: } B_g = B_r \frac{l_m}{(l_m + 2g)}$$

Assim, a densidade de fluxo magnético no entre-ferro diminui com o seu aumento.

c) A interseção de  $B_m = B_r + \mu_0 H_m$  com  $B_m = \frac{-\mu_0 l_m H_m}{2g}$

$$\text{é } B_m = B_r \frac{l_m}{(l_m + 2g)}$$

Este exercício explica porque as curvas de magnetização são fornecidas no 2º quadrante.

**5.2.** Considere o circuito magnético da Fig.1 abaixo, constituído de um imã toroidal de comprimento  $l_m$  e área de secção  $A_m$  e uma região de ar de comprimento g e área  $A_g$ .

- Aplicando a lei de Ampere, relacione a intensidade de campo magnético no interior do material magnético ( $H_m$ ) com a intensidade no entre-ferro ( $H_g$ ).
- Lembrando-se da continuidade do fluxo magnético, relacione a densidade de fluxo magnético no interior do material magnético ( $B_m$ ) com a densidade no entre-ferro ( $B_g$ ).
- Determine o ponto de operação na curva  $B_m \times H_m$  do material magnético apresentada na Fig.2.
- Demonstre que o volume de imã necessário para o estabelecimento de uma determinada densidade de fluxo magnético ( $B_g$ ) em uma região de ar pré determinada ( $A_g \times g$ ) fica minimizado para o valor máximo do produto  $B_m \cdot H_m$ , ( $B_m \cdot H_m$ )<sub>max</sub>, conhecido como densidade de energia magnética do material, medida em J/m<sup>3</sup>.

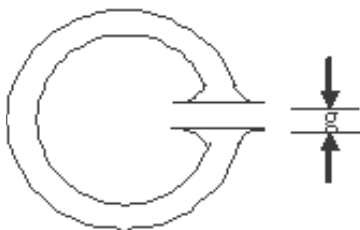


Fig. 1

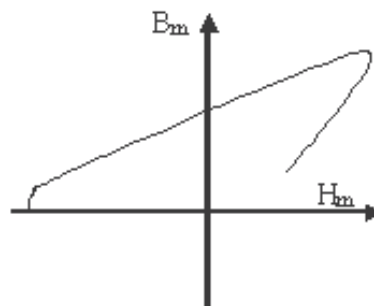


Fig. 2

Solução:

$$a) H_m l_m + H_g \cdot g = 0 \rightarrow H_m = -\frac{g}{l_m} H_g = -\frac{g}{\mu_0 l_m} B_g$$

$$b) B_m A_m = B_g A_g \rightarrow B_m = \frac{A_g}{A_m} B_g = \frac{A_g}{A_m} \mu_0 H_g$$

$$c) \frac{B_m}{H_m} = -\mu_0 \frac{A_g}{A_m} \cdot \frac{l_m}{g} \text{ Se } A_m = A_g \frac{B_m}{H_m} - \mu_0 \frac{l_m}{g}$$

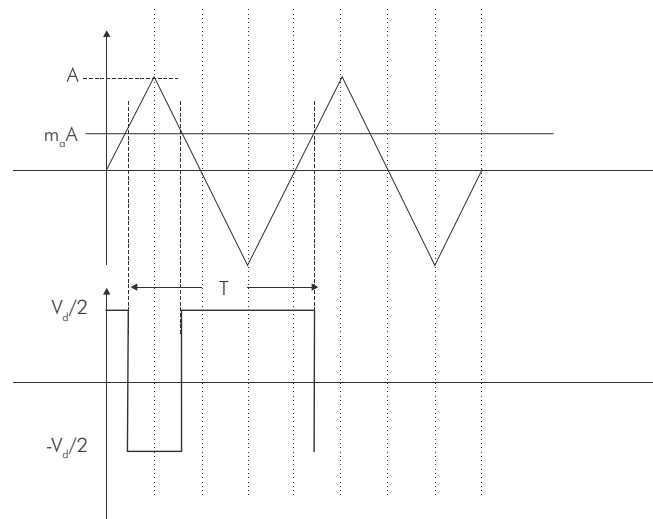
Basta determinar a interseção desta reta com a curva  $B_m \times H_m$  do material magnético, como já ilustrado no exercício anterior. Note que este ponto encontra-se na região de desmagnetização.

$$d) V_m = A_m l_m = \frac{A_g B_g}{B_m} \times \frac{g B_g}{H_m \mu_0} = \frac{A_g g B_g^2}{\mu_0 (B_m H_m)} = \frac{k}{B_m H_m}$$

Assim,  $V_m$  será mínimo quando  $(B_m H_m)$  for máximo.

**5.3.** Considere uma onda portadora triangular de frequência  $f$  e amplitude  $A$  e um sinal de referência constante de amplitude  $[m_a x A]$ . Mostre que o sinal gerado pela modulação tipo seno-triângulo apresentada no item 5.5 (Figuras. 5.7 e 5.8) possui valor médio igual a  $[m_a x (V_d/2)]$ .

Solução:



Basta considerar um período da onda triangular  $T = \frac{1}{f_\Delta}$ , como sugerido na Figura

Neste período:

$$\bar{v} = \frac{1}{T} \left\{ \left[ -\frac{V_d}{2} \cdot \frac{T}{2} (1 - m_a) \right] + \left[ \frac{V_d}{2} \cdot \frac{T}{2} (1 + m_a) \right] \right\} = \frac{V_d}{2} \cdot m_a$$

Conclusão: A partir deste exercício, pode-se entender porque um sinal de referência senoidal, com frequência muitas vezes menor ( $\approx 20$ ) do que a frequência da onda triangular, gera um sinal cuja componente fundamental é um sinal senoidal na frequência da referência. Basta entender o sinal de referência decomposto em uma série de valores constantes em pequenos intervalos.

5.4. Empregando os recursos do MATLAB, mostre que o espectro da Figura 5.9 está correto.

Solução:

Inicialmente o sinal PWM será gerado com o auxílio do diagrama SIMULINK da Figura 1.

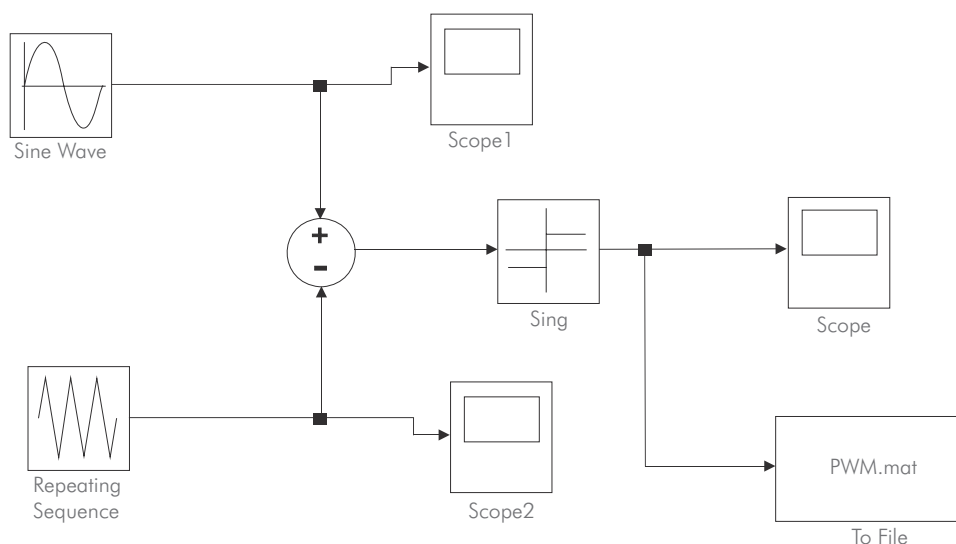


**Figura1** - Diagrama SIMULINK para geração do sinal PWM

O sinal senoidal foi escolhido com amplitude 1 e freqüência 50Hz.

A onda triangular foi gerada a partir do bloco “Repeating Sequence” com valores de tempo dados por [0, 0.25e-3, 0.5e-3, 0.75e-3, 1e-3] e valores de saída correspondentes [0 2 0 -2 0]. Assim, a onda triangular tem freqüência de 1000Hz, vinte vezes maior do que a freqüência do sinal senoidal, e amplitude 2. Portanto, o índice de modulação de amplitude vale para estes cálculos exemplo  $m_a=2$ .

Estes sinais são comparados com auxílio de um bloco somador e outro detetor de sinais. O resultado de uma simulação de 20ms, um período do sinal senoidal, encontra-se na Figura 2. O passo fixo de simulação escolhido foi de  $10^{-5}$  segundos.

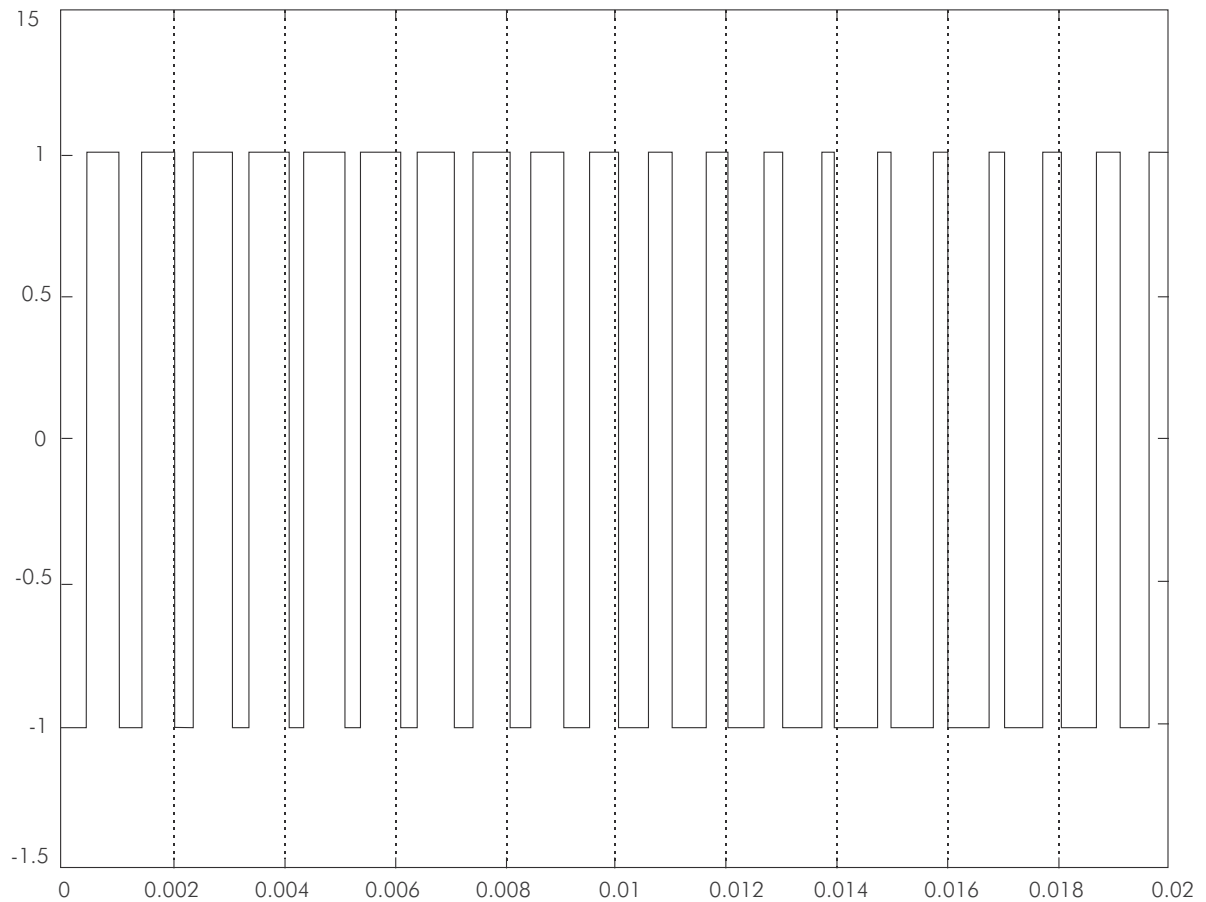


**Figura 2** - Sinal PWM gerado

Os valores foram armazenados no vetor 'sinalPWM'. Em seguida, este vetor foi tratado pela função FFT do MATLAB segundo a programação documentada abaixo:

`t = sinalPWM(1,:)` ; os valores de tempo são colocados no vetor 't'.

`y = sinalPWM(2,:)` ; os valores de amplitude são colocados no vetor 'y'.

`plot(y,t)` ; traça o sinal PWM apresentado na Figura 2.

`espectro = abs(fft(y))` ; calcula o modulo dos coeficientes da transformada rápida de Fourier.

`f = [0: 1/2000 : 1] * 1e-5` ; gera um vetor de freqüências com a mesma dimensão do vetor 'y' e com o maior valor estabelecido pelo passo de  $10^{-5}$  segundos.

`plot(espectro,f)` ; traça o gráfico da Figura 3.

O resultado, apresentado na Figura 3, confirma o que foi estudado no capítulo 5.

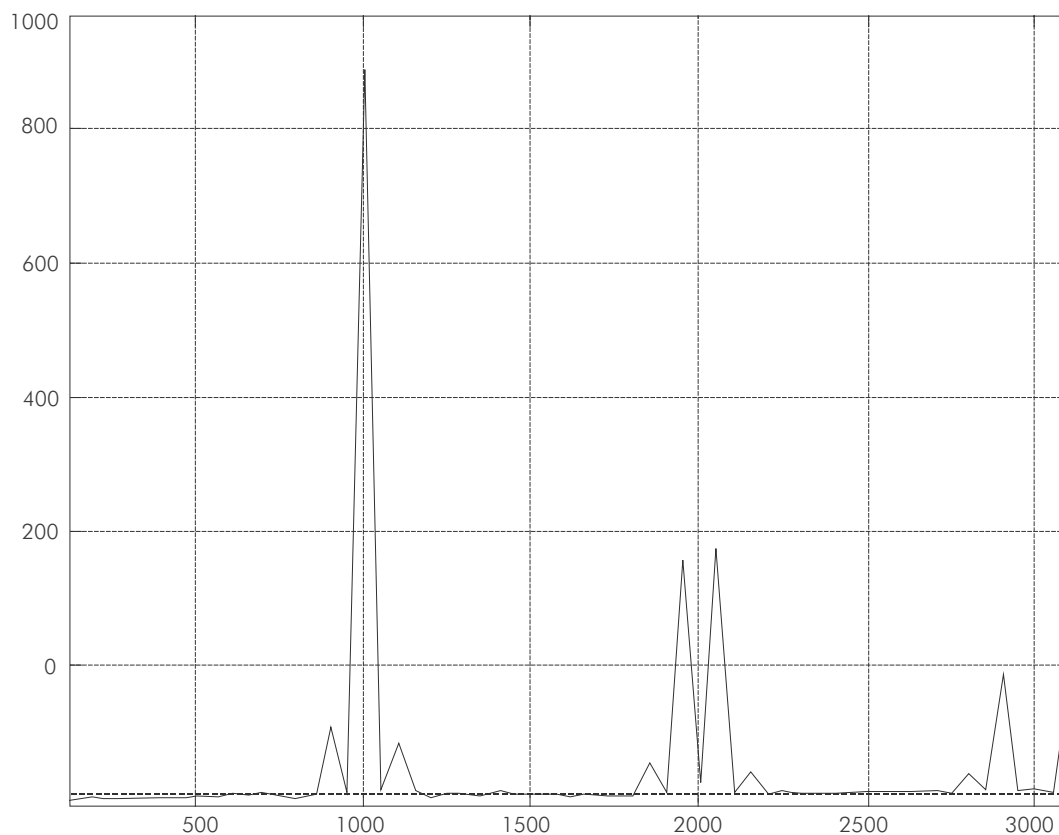


Figura 3 - Espectro harmônico do sinal PWM da Figura 2

5.5. Mostre que o vetor espacial, definido na Eq. (5.1), para o caso das tensões  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  serem sinais senoidais de frequência angular " $\omega$ " defasadas de  $120^\circ$ , resulta em um vetor de amplitude constante e velocidade angular " $\omega$ ".

Solução:

$$V_{AN} = V \cos \omega t$$

$$V_{BN} = V \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_{CN} = V \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$V_{AN} = V \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}, V_{BN} = V \frac{e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}}{2}, V_{CN} = V \frac{e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}}{2}$$

$$\underline{v} = V \frac{3e^{j\omega t}}{2} + \frac{e^{-j\omega t}}{2} + \frac{e^{-j\omega t + \frac{4\pi}{3}}}{2} + \frac{e^{-j\omega t + \frac{8\pi}{3}}}{2} = \frac{3V}{2} e^{j\omega t}$$

**5.6.** Considere um PWM-vetorial com período de amostragem  $T_s$ . Este período de amostragem faz o papel do período da onda triangular no chaveamento PWM-seno-triângulo. Mostre que a combinação dos chaveamentos  $(1,0,0)$  e  $(1,1,0)$ , da Fig. 5.15, conduz a valores médios de tensão situados sobre a aresta que liga as tensões  $V_1$  e  $V_2$ . Para tanto, faça  $\alpha$  variar de 0 até 1 na expressão do valor médio de tensão:

$$v = \frac{1}{T_s} [(1 - \alpha)T_s V_1 + \alpha T_s V_2].$$

Solução:

$$\underline{v} = x + jy$$

$$V_2 = V_1 e^{j\frac{\pi}{3}} = V_1 \cos 60^\circ + jV_1 \sin 60^\circ = \frac{V_1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_1$$

$$x = \frac{1}{T_s} \left[ (1 - \alpha)T_s V_1 + \alpha T_s \frac{V_1}{2} \right] = V_1 - \frac{1}{2}\alpha V_1$$

$$y = \frac{\alpha T_s \frac{\sqrt{3}}{2} V_1}{T_s} = \alpha \frac{\sqrt{3}}{2} V_1$$

Eliminando-se  $\alpha$  nas duas equações acima, resulta:

$$y = \sqrt{3}V_1 - \sqrt{3}x$$

que corresponde à equação da reta que liga as extremidades dos vetores  $V_1$  e  $V_2$ .

Este exercício mostra que qualquer vetor na região triangular delimitada pelos vetores  $V_1$  e  $V_2$  pode ser sintetizado na média pelo chaveamento dos vetores  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_0$  e  $V_7$ . Estes dois últimos vetores sendo empregados para reduzir o valor médio desejado.

**6.1.** Deseja-se limitar a corrente de partida de um motor CC usando um resistor de partida de três estágios de modo que esta não exceda a duas vezes o valor nominal. Um estágio do resistor deverá ser retirado a cada vez que a corrente atinja o valor nominal.

- Calcule os valores das resistências  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ , que devem ser colocadas em série com o circuito de armadura.
- A retirada dos estágios será comandada por relés de tensão ligado nos terminais da armadura. Para que valores de tensão devem ser ajustados os relés?

Dados do motor:

$$V_i = 230 \text{ V}$$

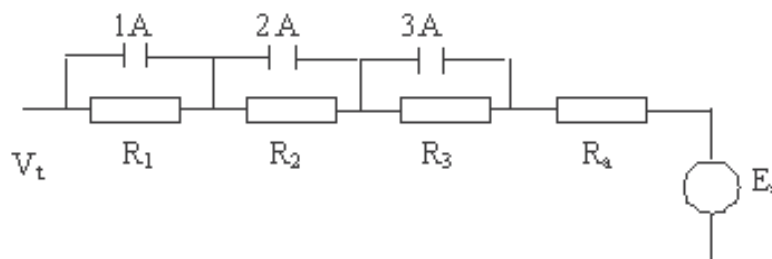
$$I_o \text{ nominal} = 37 \text{ A}$$

$$R_o = 0,40 \, \Omega$$

**Obs.:** 1 – O motor está partindo com fluxo nominal.

**Obs.:** 2 – A reação de armadura e a indutância de armadura podem ser desprezadas.

Solução:



$$R_1 + R_2 + R_3 + R_o = \frac{Vt}{I_{amax}} = \frac{230}{74} = 3,1\Omega$$

Quando a corrente chegar ao valor nominal,

$$E_{o1} = Vt - I_o (R_1 + R_2 + R_3 + R_o) = 230 - 37(3,1) = 115,3V$$

$$E_1 = 115,3 + R_o \cdot 37 = 130V$$

A chave 1A fecha, curto-circuitando R1. Então:

$$R_2 + R_3 + R_o = \frac{Vt}{I_{amax}} = \frac{230 - 115,3}{74} = 1,55\Omega$$

$$R_1 = 3,1 - 1,55 \rightarrow$$

$$R_1 = 1,55\Omega$$

Quando a corrente novamente chegar ao seu valor nominal:

$$E_{o2} = Vt - I_o (R_2 + R_3 + R_o) = 230 - 37(1,55) = 172,65V$$

$$E_2 = 172,65 + R_o \cdot 37 = 187,3V$$

A chave 2A fecha, curto-circuitando R2. Então:

$$R_3 + R_o = \frac{Vt}{I_{amax}} = \frac{230 - 172,65}{74} = 0,775\Omega$$

$$R_2 = 1,55 - 0,775 \rightarrow$$

$$R_2 = 0,775\Omega$$

$$R_3 = 0,775 - 0,4 \rightarrow$$

$$R_3 = 0,375\Omega$$

$$E_{o3} = Vt - I_o (R_3 + R_o) = 230 - 37(1,775) = 201,52$$

$$E_3 = 201,52 + R_o \cdot 37 = 216V$$

A chave 3A fecha, curto-circuitando R3.

**6.2.** Deduza que o valor da corrente de partida de motor de indução na ligação Y vale um terço da corrente de partida com ligação  $\Delta$ .

Solução:

Ligação Y

$$I_L = \frac{V_F}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{Z}$$

Ligação  $\Delta$

$$I_L = \frac{V_F}{Z} \cdot \sqrt{3}$$

Logo  $I_L$  (ligação  $\Delta$ ) =  $3I_L$  (ligação Y)

**6.3.** Mostre que a energia dissipada no rotor de um motor de indução durante uma partida sem carga é igual à energia cinética armazenada na velocidade final. Mostre também que na reversão de velocidade, de  $+n$  para  $-n$ , a energia dissipada no rotor equivale à quatro vezes a energia cinética armazenada na condição inicial.

Solução:

O modelo equivalente do MI ensina que:

- as perdas em  $R_R$  são aquecimento no rotor ( $P_R$ )
- as perdas em  $R_R \frac{(1-s)}{s}$  são potência transformada em mecânica ( $P_T$ ).

Como a corrente circulante por estas resistências é a mesma, pode-se escrever:

$$P_R = R_R I^2 \quad P_T = R_R \frac{(1-s)}{s} I^2$$

$$\text{Portanto: } \frac{P_T}{P_R} = \frac{1-s}{s} = \frac{\omega}{\omega_s - \omega}$$

Admitindo-se um sistema com torque de inércia apenas, pode-se escrever:  $T = J \frac{d\omega}{dt}$  ou  $P_T = T \cdot \omega = J\omega \frac{d\omega}{dt}$ .

Assim, a energia de perdas em qualquer situação de variação de velocidade é dada por:

$$E_R = \int_{t(w_1)}^{t(w_2)} P_R dt = \int_{t(w_1)}^{t(w_2)} \frac{\omega_s - \omega}{\omega} \cdot J\omega \frac{d\omega}{dt} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} (\omega_s - \omega) J d\omega = J\omega_s [\omega_2 - \omega_1] - \frac{J}{2} [\omega_2^2 - \omega_1^2]$$

1º Caso Partida de motor  $\omega_1 = 0$   $\omega_2 = \omega_s$

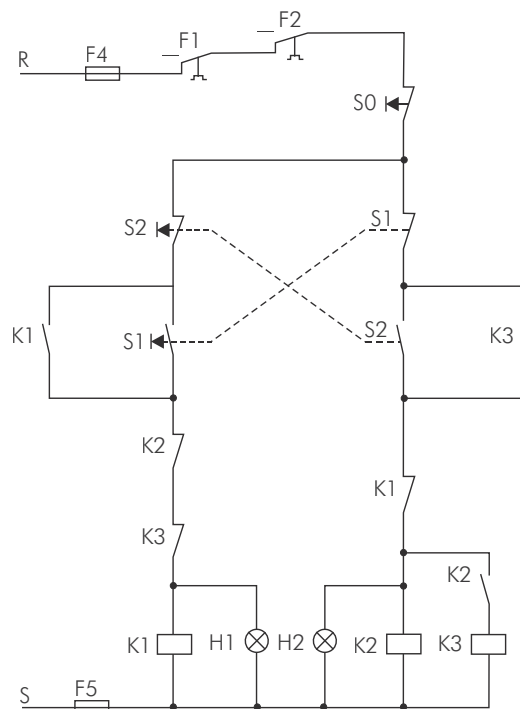
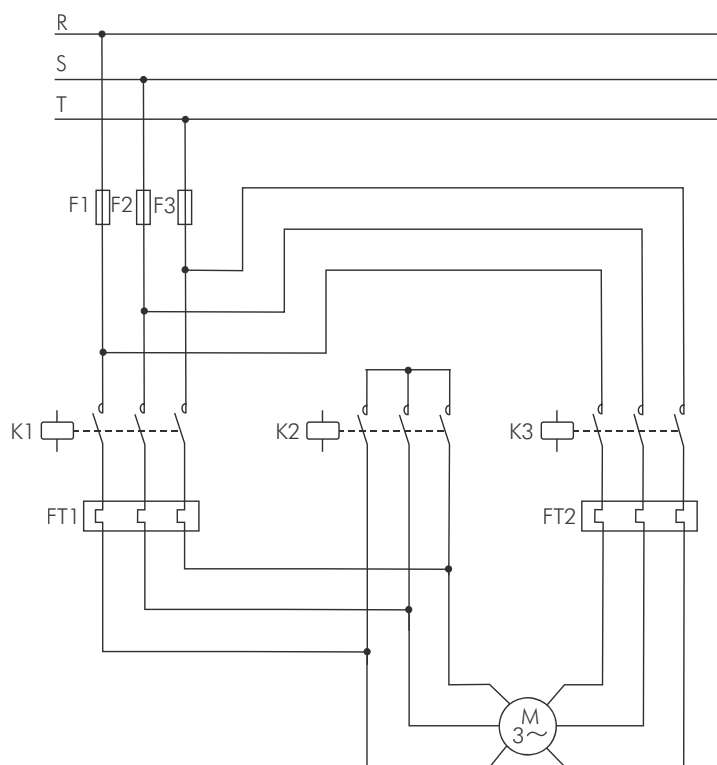
$$E_R = J\omega_s^2 - \frac{J}{2} \omega_s^2 = \frac{J}{2} \omega_s^2, \text{ ou seja, igual à energia cinética que será armazenada.}$$

2º Caso Reversão de velocidade  $\omega_1 = \omega_s$   $\omega_2 = -\omega_s$

$$E_R = J\omega_s \cdot 2\omega_s = 2J\omega_s^2, \text{ ou seja, igual à quatro vezes a energia cinética armazenada.}$$

## 7.1. Apresente o circuito de comando de uma partida de motor Dahlander.

Solução:



|                                                                   |                        |  |
|-------------------------------------------------------------------|------------------------|--|
| Eletrotécnica Industrial                                          | SISTEMA DE TREINAMENTO |  |
| Exercício 41 - Partida para motor de duas velocidades (DAHLANDER) |                        |  |

### Diagrama de Força

O esquema mostra as três fases protegidas pelos fusíveis F1, F2, F3. Conforme instruções na placa do motor, a operação com 4 polos corresponde aos contactores K2 e K3 acionados, a operação com 8 polos ocorre quando K1 está fechado e K2 e K3 abertos. FT1 e FT2 são relés térmicos de sobrecorrente.

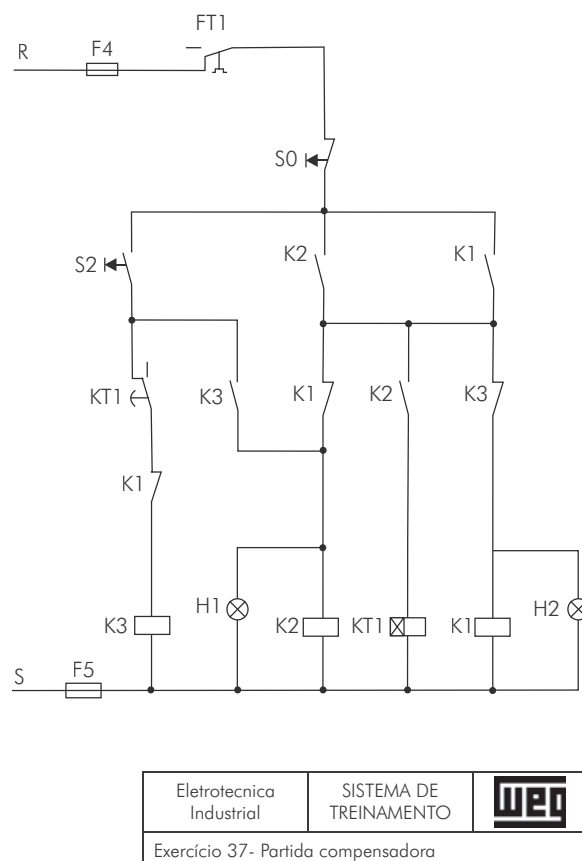
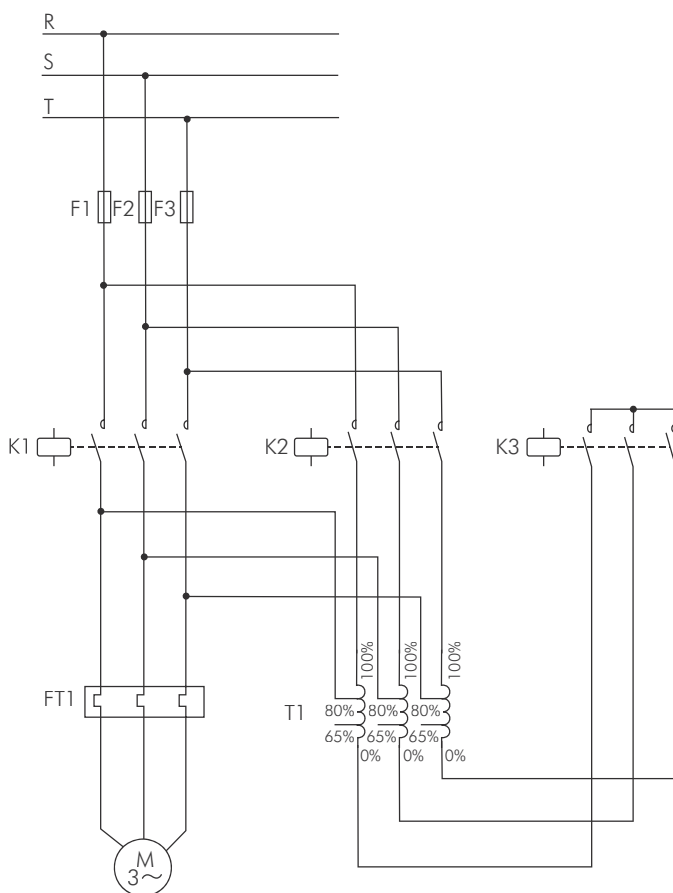
### Diagrama de Comando

F4 e F5 são fusíveis de proteção do circuito de comando. O circuito é desenergizado quando S0 é acionada ou quando os relés térmicos atuam. A botoeira S1 comanda a ligação de 8 polos (menor velocidade). A botoeira S2 comanda a ligação de 4 polos (maior velocidade).

Além do intertravamento mecânico, indicado pelas linhas pontilhadas, quando S1 é acionada, o circuito que alimenta as bobinas K2 e K3 é aberto e apenas K1 é energizado. Da mesma forma, quando S2 é acionada, o circuito que alimenta K1 abre e as bobinas K2 e K3 são alimentadas. As lâmpadas H1 e H2 indicam, respectivamente, operação de 8 polos e 4 polos.

7.2. Apresente o circuito de comando de uma partida compensada de motor de indução.

Solução:



### Diagrama de Força

O esquema mostra as três fases protegidas pelos fusíveis F1, F2, F3. Quando o contactor K1 é acionado a alimentação do motor é direta. Quando K2 e K3 estão acionados, a alimentação do motor se dá em tensão reduzida através do transformador. São necessárias duas contactoras (K2 e K3) para que o transformador fique totalmente desenergizado quando K1 estiver ligada. FT1 é um relé térmico de proteção de sobrecorrente.

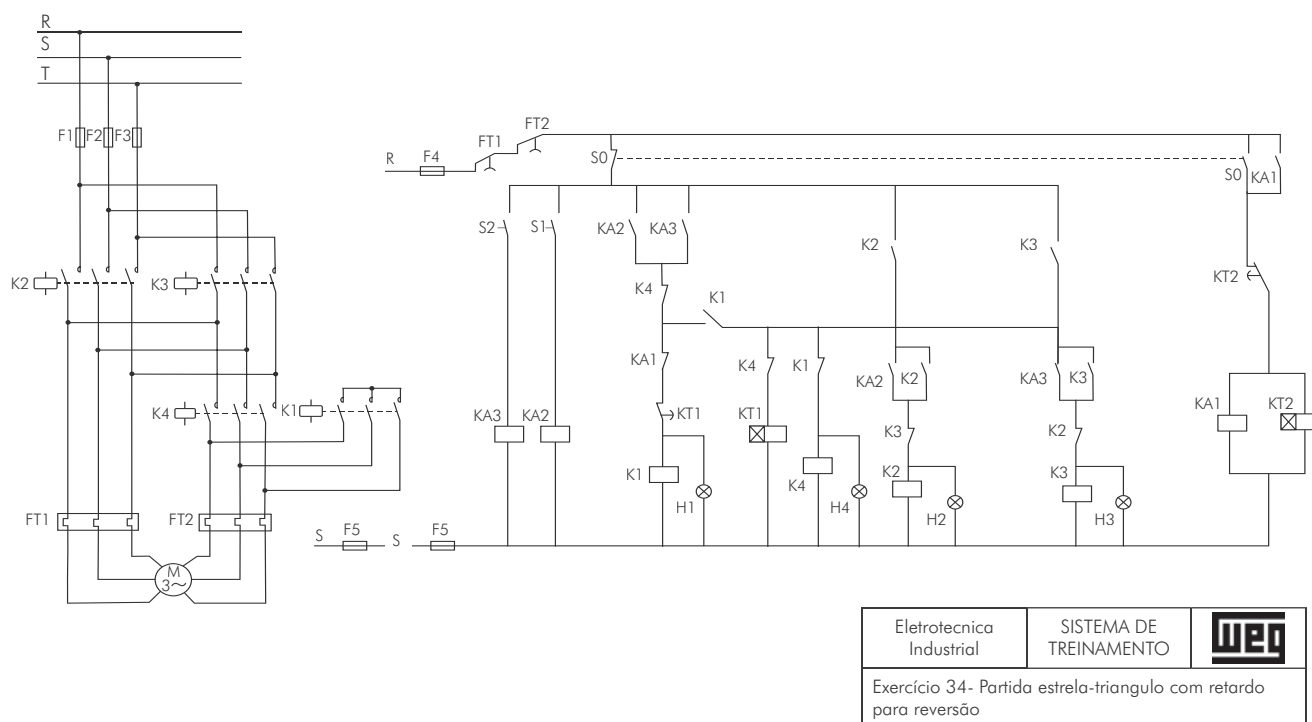
### Diagrama de Comando

F4 e F5 são fusíveis de proteção do circuito de comando. O circuito é desenergizado quando S0 é acionada ou quando o relé térmico atua. A botoeira S2 comanda a partida energizando a bobina K3 e como consequência a bobina K2 e o relé temporizado KT1. A lâmpada H1 acende indicando a operação com tensão reduzida. Passado o tempo de retardo, o contato K1 abre, desenergizando a bobina K3. Com isto, a bobina K1 é energizada, seguida da abertura do circuito que alimenta K2. Nesta condição, a lâmpada H2 acende e a H1 apaga. O motor está alimentado com tensão plena.

|                                    |                        |  |
|------------------------------------|------------------------|--|
| Eletrotécnica Industrial           | SISTEMA DE TREINAMENTO |  |
| Exercício 37- Partida compensadora |                        |  |

## 7.3. Apresente o circuito de comando de partida estrela-triângulo com retardo para reversão.

Solução:



## Diagrama de Força

O esquema mostra as três fases protegidas pelos fusíveis F1, F2, F3. As contactoras K1 e K4, que não podem estar energizadas simultaneamente, fazem a troca de estrela para triângulo. K1 liga em estrela e K4 em triângulo. As contactoras K2 e K3, que também não podem estar energizadas simultaneamente, são responsáveis pela inversão na sequência de fases. FT1 e FT2 são relés térmicos de sobrecorrente.

## Diagrama de Comando

F4 e F5 são fusíveis de proteção do circuito de comando. O circuito é desenergizado quando S0 é acionada ou quando os relés térmicos atuam. As lâmpadas H1, H2, H3 e H4 indicam, respectivamente, quando as bobinas principais K1, K2, K3 e K4 estão alimentadas. Para o funcionamento deste circuito ainda são empregadas três bobinas auxiliares KA1, KA2 e KA3 e duas bobinas com retardo KT1 e KT2. As bobinas KA1 e KT2 são empregadas para desenergizar o circuito objetivando o religamento com a sequência de fase alterada.

O retardo faz-se necessário para que a velocidade do motor caia a ponto de aceitar um religamento seguro. Já KA2 e KA3 são as bobinas auxiliares para energizar as bobinas principais K2 e K3, respectivamente. O retardo de KT1 deve ser ajustado para a transição suave de estrela para triângulo tanto para K2 quanto para K3.

As botoeiras S1 e S2 partem o motor, cada uma em um sentido de rotação. S0 desliga o motor, que só poderá ser reenergizado após o tempo de retardo ajustável. Sempre que S1 ou S2 forem acionadas, inicialmente a bobina K1 é energizada para propiciar a ligação estrela. Imediatamente em seguida K2 ou K3 são energizadas dependendo do sentido de rotação que se deseja. Neste momento, a bobina temporizada KT1 também inicia sua contagem de tempo de retardo. Decorrido este tempo, K1 é desenergizado e automaticamente K4 é energizado, fechando a ligação em triângulo.

7.4. Consulte o site <http://www.rubegoldberg.com> e constate que os circuitos de comando guardam algo de lúdico.

8.1. Uma residência de dois andares dispõe de um elevador para maior conforto dos moradores idosos. Apresente o diagrama Ladder de sua operação. Admita que existem dois contatos de fim de curso indicando quando o elevador atinge um dos andares.

No interior da cabine, existe uma botoeira para solicitar o movimento.

O elevador é acionado por um motor de indução trifásico com elevada redução de engrenagens, o que faz com que a parada seja praticamente instantânea quando o motor é desenergizado. Sapatas de frenagem mecânica garantem a parada a desenergização.

Por simplicidade, considere que as portas operem manualmente pelo usuário.

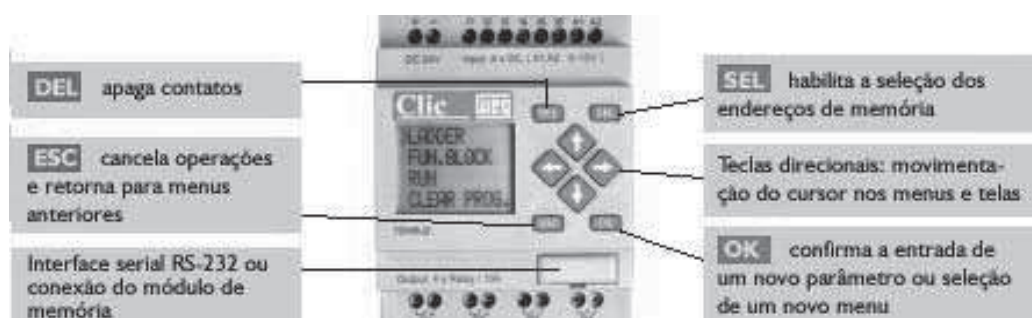
Solução:

Para a realização do exercício proposto foi utilizado o Micro Controlador Programável linha Clic da WEG.

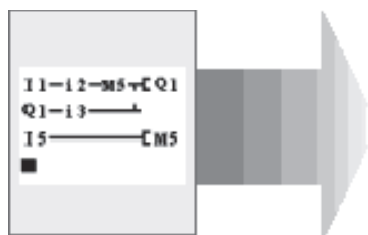
### Características do Micro Controlador Programável linha Clic da WEG

- ☑ Unidades com 10 ou 20 pontos de entradas e saídas (I/O) (2 Entradas Analógicas 0 – 10 Vcc / 8 Bits - Opcional)
- ☑ Display LCD (4 linhas x 12 caracteres)
- ☑ Relógio de Tempo Real (Opcional)
- ☑ Saídas Digitais a Relé (10 A carga resistiva)
- ☑ Alimentação em 24 Vcc ou 110 – 220 Vca – 50/60Hz

### Programação



**LADDER** – Edição e monitoração da programação em diagrama de contatos (LADDER).  
**FUN. BLOCK** – Edição dos parâmetros dos temporizadores, contadores, entradas analógicas e monitoração do estado dos mesmos.  
**RUN/STOP** – Quando o micro controlador estiver em operação aparecerá a opção STOP para passar o mesmo para o modo de edição. Quando o micro controlador *Clic* estiver em modo de edição aparecerá a opção RUN, para passar para o modo de edição.  
**CLEAR PROG.** – Apaga a memória de programa do microcontrolador *Clic*. Esta opção após selecionada irá solicitar a confirmação do usuário.  
**DOWN LOAD** – Transfere o programa do módulo de memória para o micro controlador *Clic*.  
**UP LOAD** – Transfere o programa do micro controlador *Clic* para o módulo de memória.  
**RTC SET** – Ajuste do relógio de tempo real, quando disponível no micro controlador *Clic*.  
**PASSWORD** – Bloqueia a visualização e edição do programa.  
 Obs.: Quando o programa estiver protegido, é necessário que seja digitada a senha correta para liberar a visualização ou edição. Para ativar novamente a proteção é necessário digitar novamente a senha.



### Editor LADDER

Para inserir um contato, posicione o cursor no local desejado com as teclas direcionais e pressione a tecla **SEL**. Utilize a tecla **OK** para confirmar. Com as teclas direcionais define-se o tipo e o número do endereço desejado. A primeira letra minúscula seleciona o contato NF.

Comando especiais:

|                                      |                                                                   |
|--------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|
| <b>SEL</b> + <b>DEL</b>              | apaga uma linha.                                                  |
| <b>SEL</b> + <b>OK</b>               | insere uma linha.                                                 |
| <b>SEL</b> + $\uparrow / \downarrow$ | exibe a tela anterior " $\uparrow$ " ou próxima " $\downarrow$ ". |



### Bloco de Função (Function Block)

Edição dos parâmetros dos temporizadores, contadores, comparadores de entradas analógicas e comparadores de RTC. Também utilizado para monitorar os mesmos.

Comandos especiais:

|                                      |                                             |
|--------------------------------------|---------------------------------------------|
| <b>SEL</b>                           | alterna entre os tipos de blocos de função. |
| <b>SEL</b> + $\uparrow / \downarrow$ | altera o endereço do bloco de função.       |

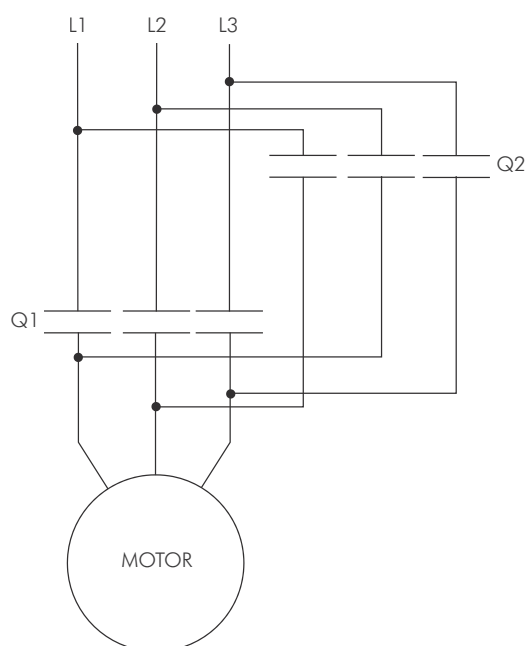


### Display de Monitoração das Entradas e Saídas Digitais

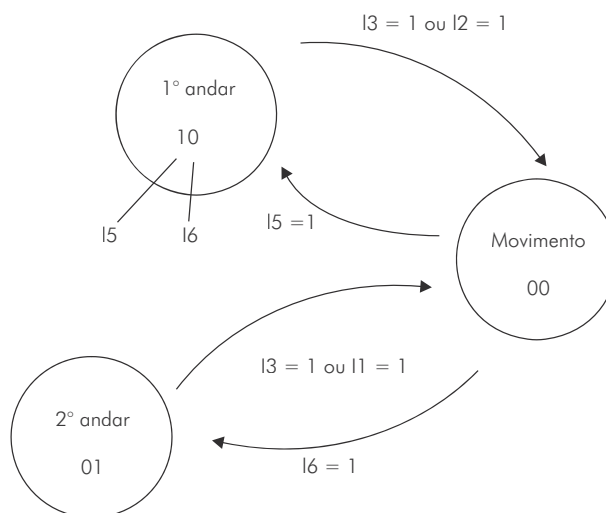
Indica o estado das entradas e saídas digitais.

Caso uma entrada seja acionada aparecerá uma indicação acima do número da mesma.

Caso uma saída seja acionada aparecerá uma indicação abaixo do número da mesma. Para retornar ao menu principal pressione a tecla **ESC**.



Circuito de potência



O elevador com passageiro só se movimenta após o comando dado por  $L_3$ .

- $L_1 \rightarrow$  chama primeiro andar (externo)
- $L_2 \rightarrow$  chama segundo andar (externo)
- $L_3 \rightarrow$  solicita movimento (interno)

Saída: Q1  $\rightarrow$  motor funciona para descer  
Q2  $\rightarrow$  motor funciona para subir

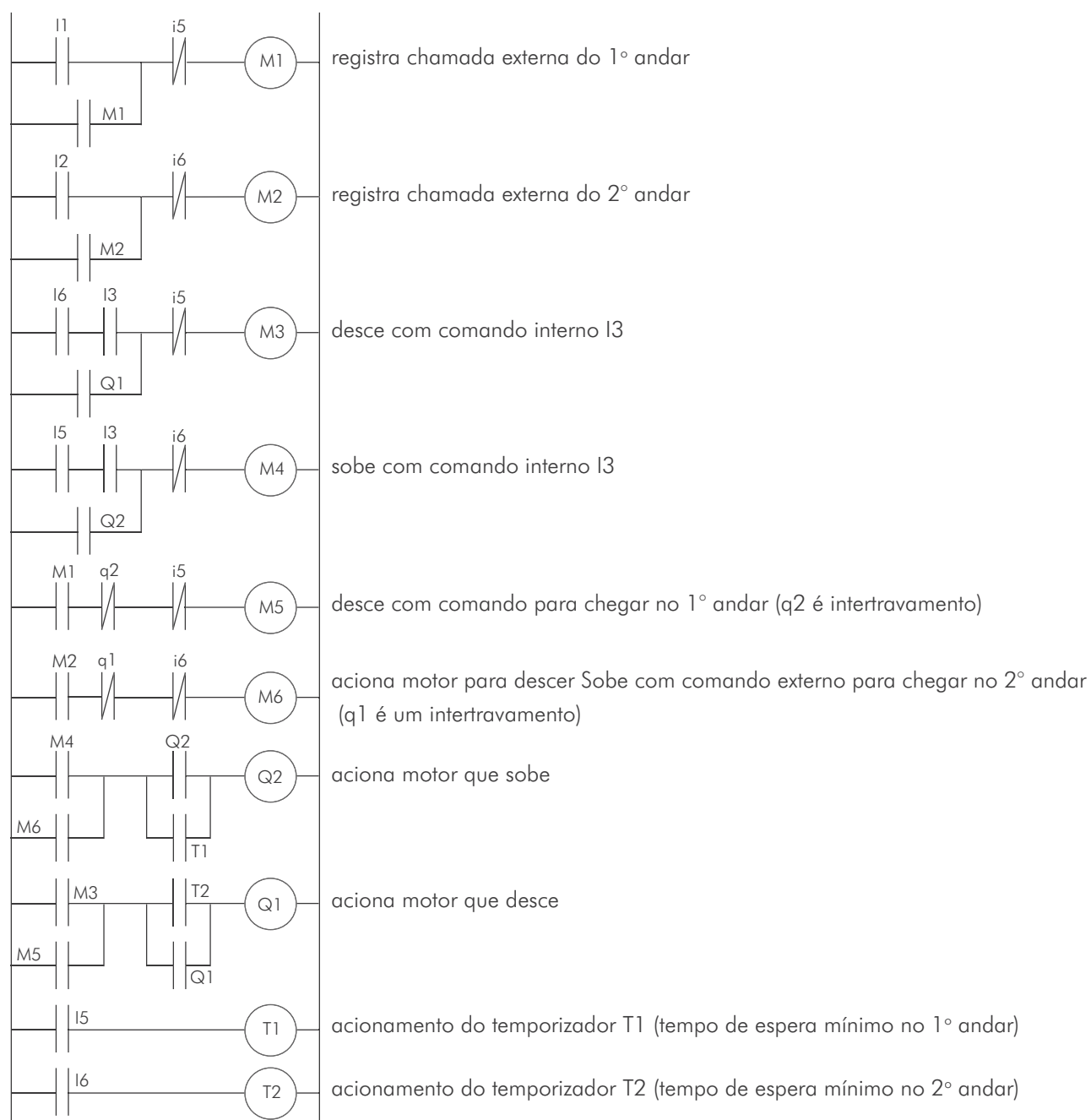
O estado é indicado pelos contatos de fim de curso  $I_5$  e  $I_6$ :

$I_5 \rightarrow$  fim de curso indicando primeiro andar (1 quando está no andar)

$I_6 \rightarrow$  fim de curso indicando segundo andar (1 quando está no andar)

Os contatos  $I_1$  e  $I_2$  acionam contatos auxiliares  $M_1$  e  $M_2$  que retêm seus comandos até a tarefa ter sido executada.

Diagrama Leader:



**8.2.<sup>1</sup>** Considere um motor de indução de duas velocidades obtidas a partir de dois enrolamentos independentes. Este exercício tem por objetivo analisar a lógica de relés utilizada na partida deste motor explorando a característica de dupla velocidade.

Além do circuito de controle implementado por relés, deseja-se uma solução empregando o equipamento Clic da WEG. Para esta implementação, pode-se utilizar programação por diagrama LADDER ou uma linguagem de programação por grafos (GRAFSET). Para CLP's mais completos a programação pode ainda ser feita em linguagem de instrução proprietária como será ilustrado também na solução do exercício.

Solução:

Abaixo o diagrama de potência proposto para o desenvolvimento do trabalho.

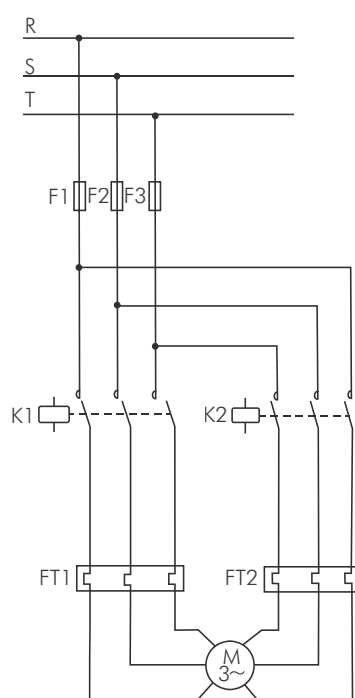


**Figura 1** - Diagrama de Potência do Motor

Para a partida desse motor, primeiro deverá ser ligada a contatora K1 e depois de algum tempo, que será definido pelo operador durante o funcionamento do circuito, desligando a contatora K1, deve ser ligada a contatora K2. Nesse circuito, está a representação das ligações e alguns componentes utilizados para tal.

Os fusíveis F1, F2 e F3 protegem o circuito contra curto-circuito e estão colocados no ramal de alimentação do motor. Abaixo dos fusíveis, estão as Contadoras e os Relés Térmicos. A contadora está representada pelos seus contatos de potência que tem como função fechar o circuito de força do motor. A função do relé térmico é impedir que o motor entre em sobre carga, desligando e evitando danos ao equipamento.

Abaixo está o diagrama de controle do motor. Esse diagrama utiliza a alimentação das fases R e S do sistema e também possui fusíveis para sua proteção (F4 e F5). Os demais componentes do circuito serão descritos a seguir.

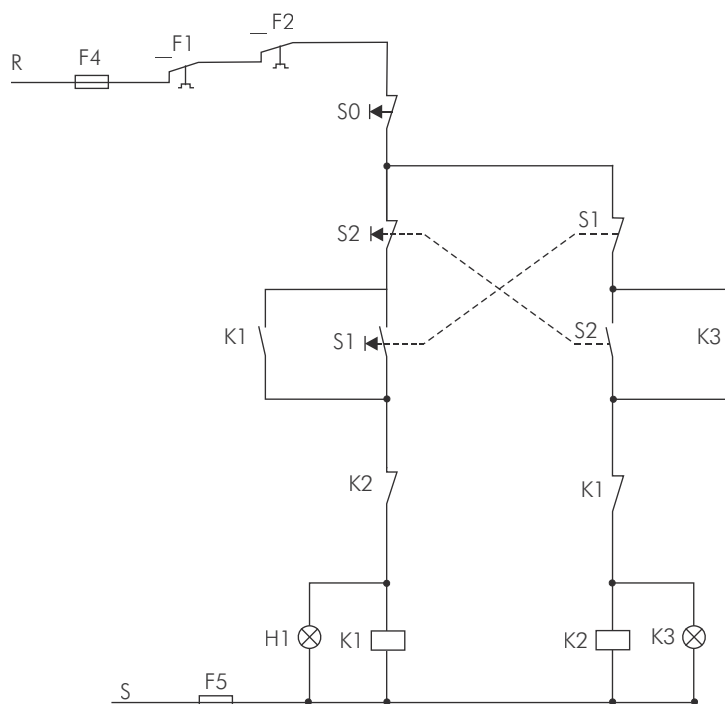


**Figura 2** - Diagrama de Controle do Motor

Esse tipo de acionamento pode ser feito de várias formas. Desde a utilização de equipamentos eletromecânicos até uso de controladores lógicos programáveis.

Nesse exercício, abordaremos ambas as soluções a fim de fazer comparações entre elas e traçar as vantagens e desvantagens de cada uma.

### OPÇÃO 1 - Solução utilizando Lógica de Relés

Essa é a solução mais simples, pois utiliza apenas botoeiras e equipamentos eletromecânicos de acionamento. A Figura 2 mostra as ligações elétricas do circuito de controle. A análise desse diagrama está descrita a seguir.

Os contatos  $S_0$ ,  $FT_1$  e  $FT_2$  estão em série com todo circuito de acionamento e tem por função desligar o motor em caso de anormalidade, defeito ou parada normal. Os contatos NF  $FT_1$  e  $FT_2$  param o motor caso esteja trabalhando em sobre carga.

Para o funcionamento do motor, as bobinas  $K_1$  e  $K_2$  devem ser energizadas de forma que o circuito do motor possa ser alimentado através de dois tipos de ligação de seus enrolamentos. A bobina  $K_1$  é responsável por fechar a contatora da Ligação 1 e a bobina  $K_2$  por fechar a contatora da Ligação 2.

Ao pressionar a botoeira  $S_1$ , a bobina  $K_1$  será energizada e os seus contatos auxiliares mudarão de estado. O contato NF de  $K_1$  em série com a bobina  $K_2$  será aberto impedindo que essa bobina seja energizada e o contato NA de  $K_1$ , em paralelo com a botoeira  $S_1$  será fechado, garantindo a continuidade na alimentação de  $K_2$  mesmo após  $S_1$  deixar de ser pressionado.

As funções representadas por esses dois contatos de  $K_1$  recebem os nomes de intertravamento e contato de selo.

Quando a botoeira  $S_1$  é pressionada, o contato NA é fechado e o contato NF é aberto. A função de  $S_1$  NA é alimentar o motor com a Ligação 1, conforme descrito anteriormente. A função de  $S_1$  NF é de intertravamento, afim de impedir que a bobina de  $K_2$  seja energizada ao mesmo tempo que a bobina de  $K_1$ , evitando danificar o motor por causa de ligação indevida.

No caso do CLP Clic da WEG, será utilizado apenas uma botoeira NA para  $S_1$  e  $S_2$ . Os demais contatos NA ou NF serão reproduzidos dentro do CLP através de software.

Se a botoeira  $S_2$  for acionada enquanto o motor estiver funcionando na Ligação 1, a bobina  $K_1$  será desligada, interrompendo o funcionamento do motor e, alguns milissegundos depois fechando o contato NF de  $K_1$  em série com a bobina  $K_2$ , e consequentemente ligando a bobina  $K_2$ , trocando a ligação do motor.

É importante observar que o tempo que o operador mantém o dedo sobre o botão, por mais rápido que seja, é suficiente para interromper uma ligação e estabelecer a outra ligação, visto que o tempo necessário para ligar/desligar as contadoras é bem mais rápido que a duração do acionamento exercido pelo operador sobre a botoeira.

Como o circuito é simétrico do ponto de vista dos ramais das bobinas de  $K_1$  e  $K_2$ , a mesma análise feita anteriormente para o ramal de  $K_1$  serve para o ramal de  $K_2$ .

$H_1$  e  $H_2$  são duas lâmpadas colocadas em paralelo com as bobinas  $K_1$  e  $K_2$ , com o objetivo de indicar qual circuito está operando.

### OPÇÃO 2 - Solução utilizando Software

#### a) Implementação da Lógica de Relés por software

A lógica de relé implementada no Clic através de software é feita da mesma forma como foi descrita anteriormente com a lógica de relés usando apenas botoeira e equipamentos eletromecânicos. A única diferença é que se faz necessário a utilização de bobinas auxiliares devido à limitação do Clic que permite apenas colocar 3 contatos em série por linha de ladder.

A figura abaixo mostra o diagrama de I/O do relé digital Clic CLW-01/10 HR A.

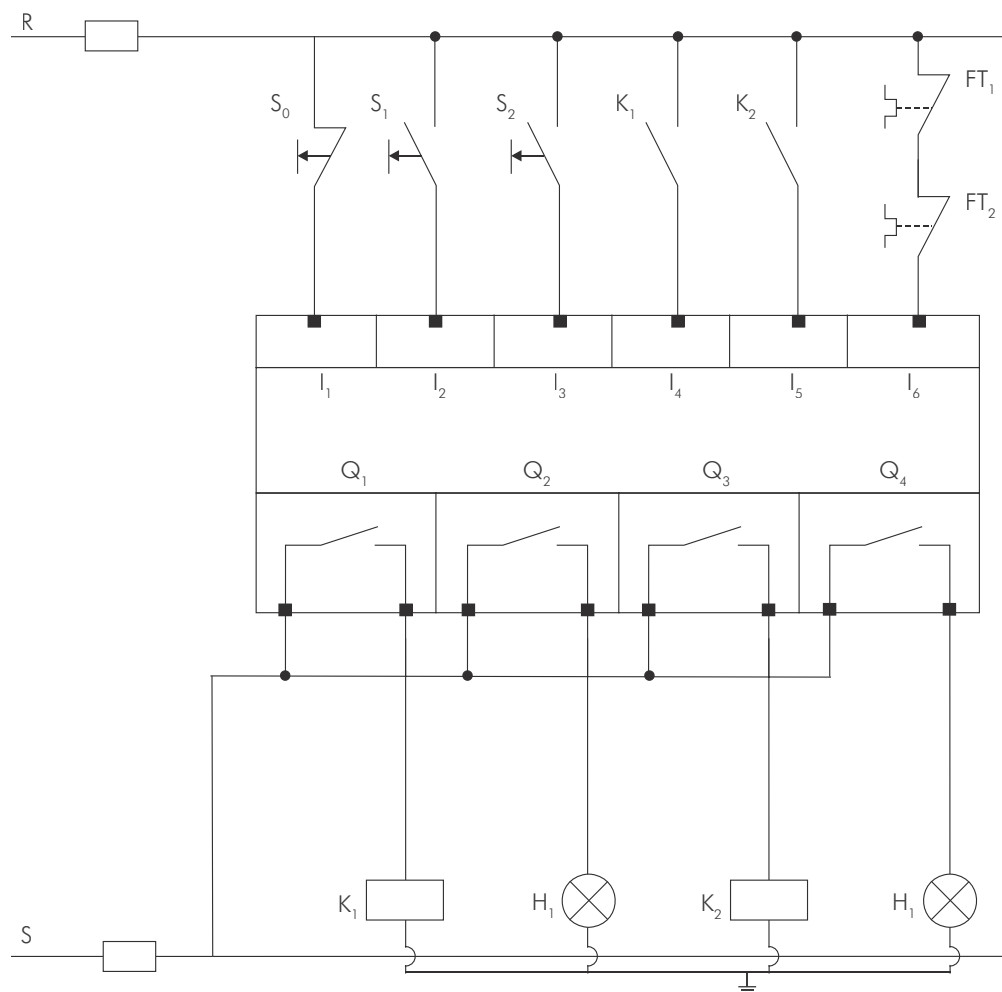
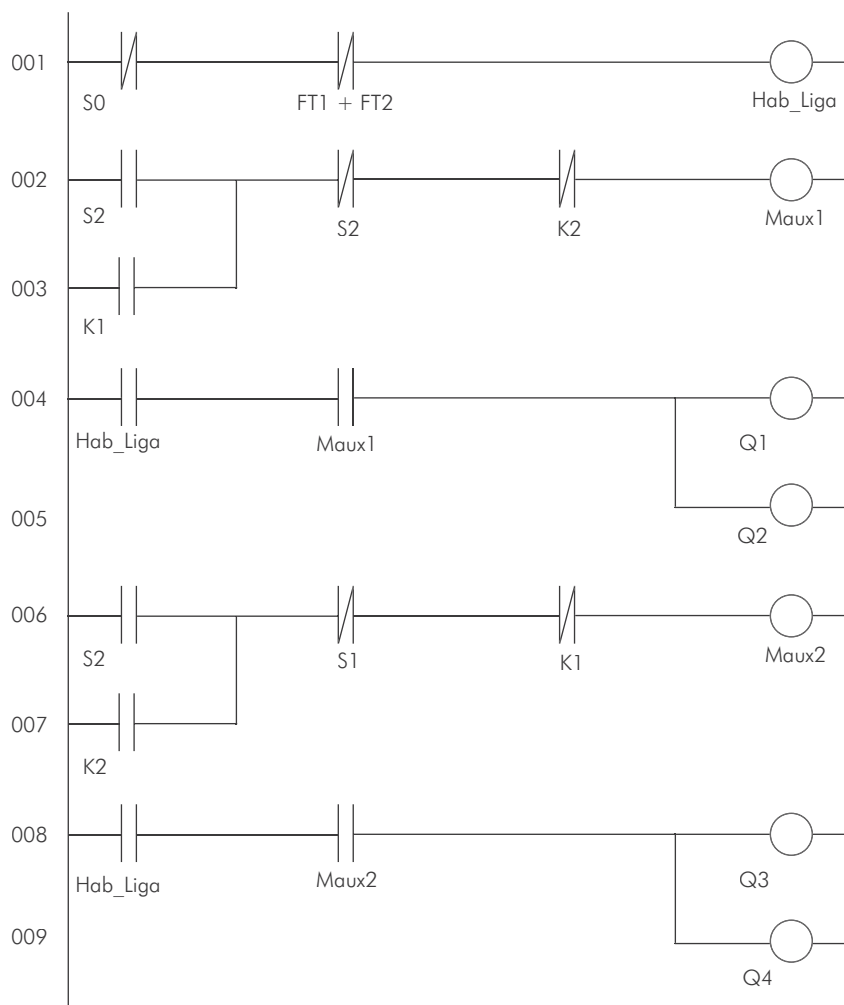


**Figura 3** - Diagrama de I/O do Relé Clic

A lógica de relé implementada diretamente por software está descrita a seguir.

Os contatos  $K_1$  e  $K_2$  na Figura 3 poderiam ser dispensados, uma vez que sua função já se encontra garantida pela programação LADDER. Sua presença representa apenas uma duplicação de segurança.



A implementação acima foi feita utilizando o programa LAD fornecido pela WEG, fabricante do relé digital.

A seguir uma fotografia do Clic da WEG.



Figura 4 - Relé Clic

## b) Implementação da Lógica por GRAFCET

GRAFCET é uma linguagem concebida na forma de autômato que permite criar fluxograma seqüencial do funcionamento da máquina/sistema. O nome GRAFCET é a abreviação de Gráfico Funcional de Comandos Etapa-Transição e pode ser transformado facilmente em um código ladder ou em linguagem de instrução LDI (LDI será discutido posteriormente). Abaixo o GRAFCET que representa o acionamento do motor para as duas ligações.

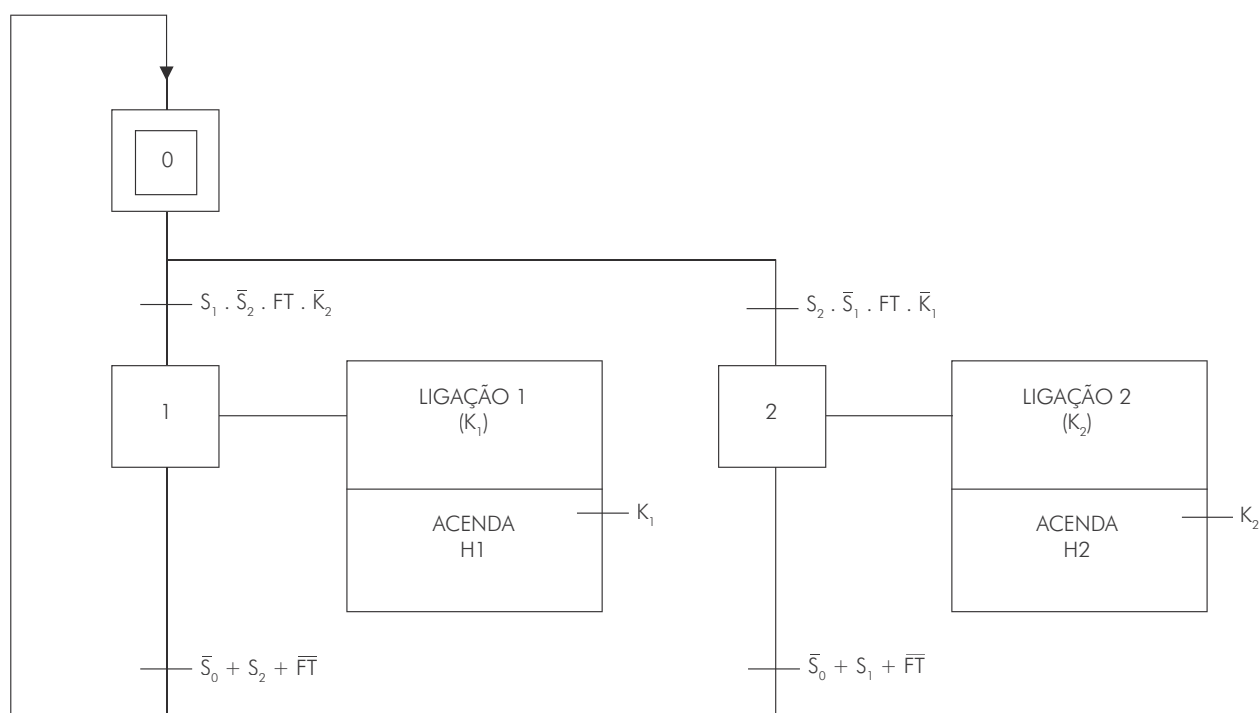


Figura 5 - GRAFCET para o funcionamento do motor

A forma de programação de GRAFCET é a forma mais fácil de fazer um projeto de automação. Como seu próprio nome sugere, os comandos e ações são executados após a ocorrência de transições.

Antes de prosseguir com a análise do grafo, definiremos as partes integrantes do GRAFCET.

- ☑ Etapa: Uma etapa é considerada como um estado do sistema. As etapas são os quadrados numerados por 0, 1 e 2. A etapa 0 (STEP0) sempre é a etapa inicial do GRAFCET que representa a máquina/sistema em repouso. A evolução ou troca de etapas ocorrerá caso as condições de evolução sejam verdadeiras. Em nosso projeto o GRAFCET só evoluirá para a STEP1 se a STEP0 estiver ativa e as condições de evolução forem verdadeiras. Nesse GRAFCET haverá apenas uma etapa setada por vez.
- ☑ Transição: As transições ou condições são representadas pelas operações lógicas representadas pelas linhas horizontais abaixo de cada STEP. Por exemplo, para que o GRAFCET possa evoluir da STEP0 para a STEP1 será necessário que esteja com a STEP0 ativa e ao mesmo tempo aconteça um AND lógico dos sinais S1, S2, FT e K2 (será padronizado que os contatos minúsculos representam o contato com lógica invertida, no grafo, um contato negado será representado com uma barra acima do contato).

- ☑ Ações: Os blocos de ações são os retângulos ao lado de cada STEP. Em nosso caso, a STEP1 tem como ação estabelecer a LIGAÇÃO 1 e ACENDER a lâmpada H1. A primeira ação ocorre sempre que a STEP1 esteja ativa. Já a ação de ACENDER a lâmpada precisa que a STEP1 esteja ativa e que a condição K1 seja atendida durante o tempo que a STEP1 estiver setada. A lâmpada H1 é uma indicação de que a LIGAÇÃO 1 foi estabelecida, portanto ACENDER H1 estará habilitada na STEP1 porém só ocorrerá se o contato auxiliar de confirmação do fechamento da contactora K1 for verdadeiro.

**Obs.:** Uma etapa ativa (setada) significa que uma vez estabelecida suas condições de ativação ela receberá valor lógico 1 e só será desativada quando as condições da etapa subsequente forem verdadeiras. Nesse ponto a etapa seguinte será setada e a etapa anterior será resetada.

A evolução de STEPs e as lógicas de intertravamento fazem parte do projeto e devem ser concebidas de acordo com as características do sistema.

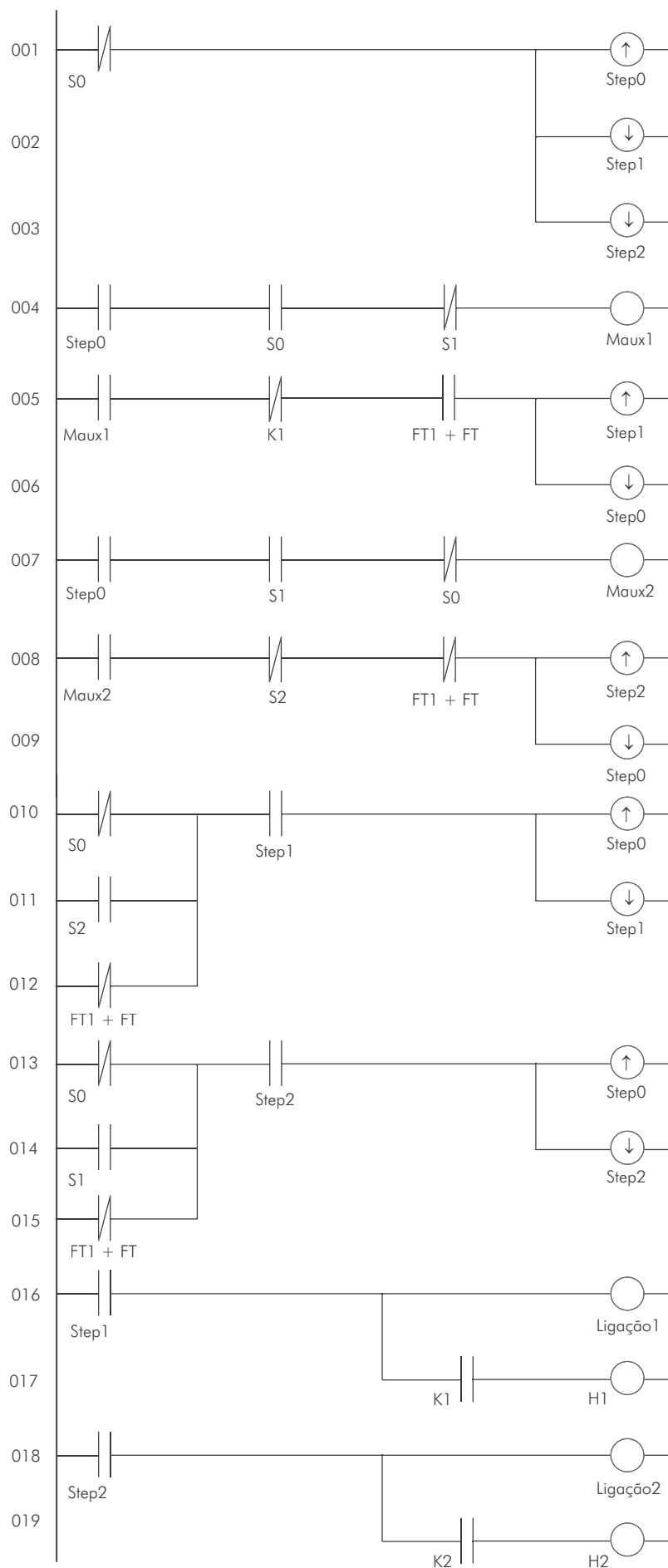
Nesse projeto, as STEPs 1 e 2 são as etapas que acionam as contactoras para as diferentes ligações.

Uma vez que a STEP0 esteja ativa, caso ocorra da botoeira S1 ser pressionada e da botoeira S2 não receber comando, a combinação dos relés térmicos estarem ativos (lógica invertida – vide mapa de I/O), ou seja, não haja nenhuma condição anormal com o motor e a contactora K2 NÃO esteja ligada, o GRAFCET evoluirá da STEP0 para a STEP1, acionando o motor com a Ligação 1. A lâmpada H1 acenderá após receber a confirmação de que K1 fechou. Para que o motor seja desligado (evolução da STEP1 para STEP0), será necessário que aconteça alguma condição anormal (ausência do contato NF FT) ou que a máquina receba ordem para parar (S0 acionado).

Se S2 for acionado quando a STEP1 estiver setada, o grafcet evoluirá para a STEP0, desfazendo qualquer Ligação 1 e imediatamente evoluindo para a STEP2 estabelecendo a Ligação 2. Observe que a STEP2 só poderá acontecer apenas quando a contactora K1 estiver aberta, evitando assim que as duas contactoras sejam ligadas ao mesmo tempo.

Como o GRAFCET é simétrico, a análise das condições de evolução da STEP2 é a mesma que as da STEP1, porém com os índices das chaves, contatos e saídas trocados de 1 para 2.

A implementação do GRAFCET em lógica LADDER é feita conforme mostrado a seguir.



- c) Da Solução Utilizando linguagem de programação LDI (Linha De Instrução) para um CLP (Controlador Lógico Programável)

Essa linguagem é bastante conhecida por profissionais de automação e representa fidedignamente um projeto concebido em LADDER ou em GRAFCET. É muito popular devido sua facilidade e rapidez de escrita. Escrever um programa em LADDER pode demorar de 5 a 7 vezes mais tempo do que escrever um programa em LDI. Abaixo a implementação da lógica apresentada em GRAFCET utilizando linhas de instrução.

Como se pode observar todos os blocos de programa começam sempre com a instrução LD (load) e finalizam com SET ou RESET ou ST (store). SET e RESET são instruções de ativação e desativação de uma memória. A memória do tipo ST só fica ligada se a condição que estabelece o circuito for verdadeira. Diferentemente das memórias tipo SET/RESET, quando a memória tipo ST for desenergizada, ela assume valor lógico zero.

Uma vez setada, a memória do tipo SET/RESET só assumirá valor lógico zero novamente quando for resetada.

As ligações em série e em paralelo são representadas pelas funções lógicas AND e OR (também podem ser negados – ANDNOT ou ORNOT).

Abaixo um exemplo de programação LDI. Esse tipo de programação é diferente para cada fabricante de CLP. As instruções abaixo fazem parte do grupo de instruções dos CLPs da Möeller Electric, fabricante alemão que atua no mercado brasileiro.

### Inicialização do GRAFCET

|       |       |
|-------|-------|
| LD    | S0    |
| SET   | STEP0 |
| RESET | STEP1 |
| RESET | STEP2 |

### Programa de Transição de Estados

|        |       |
|--------|-------|
| LD     | STEP0 |
| AND    | S1    |
| ANDNOT | S2    |
| AND    | FT    |
| ANDNOT | K2    |
| SET    | STEP1 |
| RESET  | STEP0 |

|        |       |
|--------|-------|
| LD     | STEP0 |
| AND    | S2    |
| ANDNOT | S1    |
| AND    | FT    |
| ANDNOT | K1    |
| SET    | STEP2 |
| RESET  | STEP0 |

|       |       |
|-------|-------|
| LDNOT | S0    |
| OR    | S2    |
| ORNOT | FT    |
| AND   | STEP1 |
| SET   | STEP0 |
| RESET | STEP1 |

|       |       |
|-------|-------|
| LDNOT | S0    |
| OR    | S1    |
| ORNOT | FT    |
| AND   | STEP2 |
| SET   | STEP0 |
| RESET | STEP2 |

### Bloco de Saídas

|    |          |
|----|----------|
| LD | STEP1    |
| ST | LIGAR_K1 |

|    |         |
|----|---------|
| LD | STEP1   |
| AN | K1      |
| ST | LAMP_H1 |

|    |          |
|----|----------|
| LD | STEP2    |
| ST | LIGAR_K2 |

|     |         |
|-----|---------|
| LD  | STEP2   |
| AND | K2      |
| ST  | LAMP_H2 |

### Conclusões

A solução apenas com botoeiras, chaves e relés eletromecânicos é, sem dúvida alguma, a solução mais barata para aplicações dessa natureza.

Em termos de número de linhas utilizadas nos códigos implementados no Clic, a linguagem concebida diretamente em LADDER tem vantagem sobre o GRAFCET pelo fato de possuir a escrita mais compacta.

A concepção em GRAFCET é de maior tamanho, pois sua essência utiliza a realização do processo em etapas ativadas não simultaneamente. Nesse caso, a diferença não foi tão grande, mas dependendo do projeto, as linhas utilizadas para a programação com esse modelo pode ocupar de 5 a 10 vezes mais espaço que o LADDER.

Comparando o tempo de concepção de cada uma dessas linguagens para o projeto em questão, não houve quase diferença, porém se o projeto envolver certa complexidade, a modelagem mais eficiente é o GRAFCET, seguido da concepção em LADDER, que necessita um tempo de engenharia bem maior do que a outra concepção. Quanto à escrita em código, a LDI é mais imediata que o LADDER.

9.1. A dinâmica de um sistema eletromecânico pode ser aproximada por dois sistemas de primeira ordem em série:

- O primeiro, com constante de tempo de 30ms e ganho 2.
- O segundo, com constante de tempo 500ms e ganho unitário.

O sinal de entrada pode ser considerado como a tensão de alimentação de um motor e a saída a velocidade de rotação.

Entre estes blocos, atua uma perturbação de torque de carga.

Com base nos critérios de Amplitude Ótima e Simétrico Ótimo, propostos por Kessler, projete um sistema de controle de velocidade em malha fechada para:

- Rejeitar rapidamente perturbações de torque de carga.
- Acompanhar sinais de referência de velocidade.

Para cada um destes casos:

- a) Apresente uma simulação do comportamento do sistema de controle em malha fechada para variações em degrau unitário.
- b) Determine a posição dos polos do sistema realimentado e os valores de amortecimento ( $\xi$ ).

Solução:

Para a rejeição de perturbações deve-se empregar o critério do Simétrico Ótimo. Os ganhos do regulador PI resultante são:

$$K = 4,2 \text{ e } T_i = 0,12 \text{ s.}$$

Os polos dominantes do sistema à malha fechada encontram-se em  $-10,4 \pm j 14,5 \text{ s}^{-1}$ .

$$\text{Assim } \xi = 0,58.$$

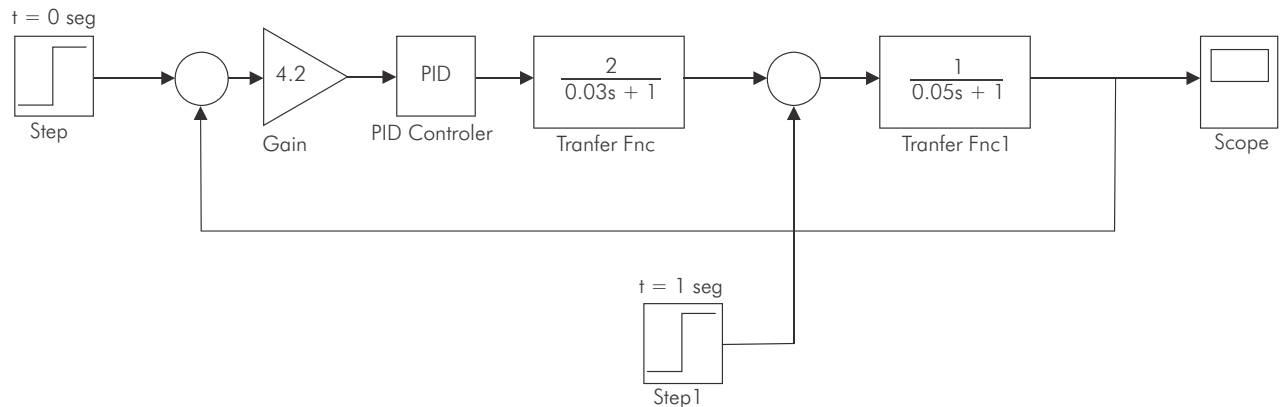
Para acompanhar sinais de referência deve-se empregar o critério da Amplitude Ótima, resultando:

$$K = 4,2 \text{ e } T_i = 0,5 \text{ s.}$$

Os polos do sistema realimentado ficam posicionados em  $-16,7 \pm j 16,7 \text{ s}^{-1}$ .

$$\text{Assim } \xi = 0,71.$$

As simulações podem ser obtidas com o diagrama de blocos SIMULINK abaixo.



**10.1** Na virada do século XIX para o século XX, Ward Leonard propôs o famoso método de controle de Motores CC de excitação independente que leva o seu nome. Neste método, o motor é controlado pela tensão de armadura, sendo a tensão de campo do motor ( $V_d$ ) mantida no seu valor nominal, só sendo alterada para enfraquecer o campo e permitir a expansão da faixa de operação da máquina no plano Torque x Velocidade ( $n$ ).

Com a invenção das válvulas de vapor de mercúrio e, mais tarde, dos tiristores, em meados do século XX, foi possível substituir o conjunto Motor de Indução-Gerador CC, do esquema Ward Leonard, por uma ponte retificadora, como ilustram os desenhos abaixo. Este fato pode ser considerado como um marco da revolução da Eletrônica de Potência nos Acionamentos Elétricos.

- Apresente um problema oriundo da substituição ilustrada nas figuras no que concerne ao sentido de condução da corrente de armadura do motor CC (i). Como este problema pode ser resolvido?
- Dentre alguns esquemas existentes, o controle de velocidade do motor CC pode ser feito diretamente com realimentação apenas do sinal de velocidade ( $n$ ) ou através de um esquema em cascata com realimentação interna de corrente e externa de velocidade. A partir da figura (b) fornecida, desenhe um diagrama de blocos para cada um destes esquemas de controle. Indique claramente, no seu diagrama, onde devem entrar os reguladores de velocidade e de corrente.

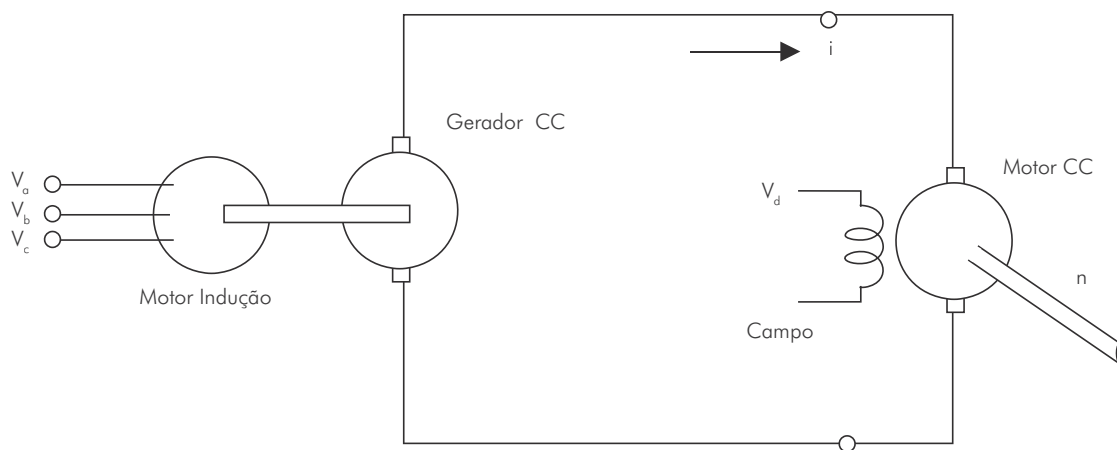


Figura (a)

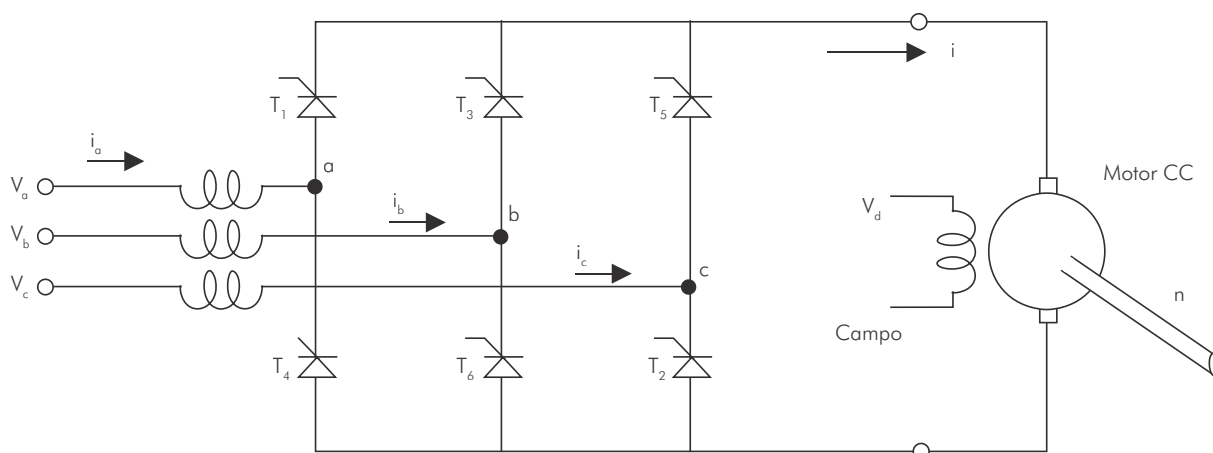
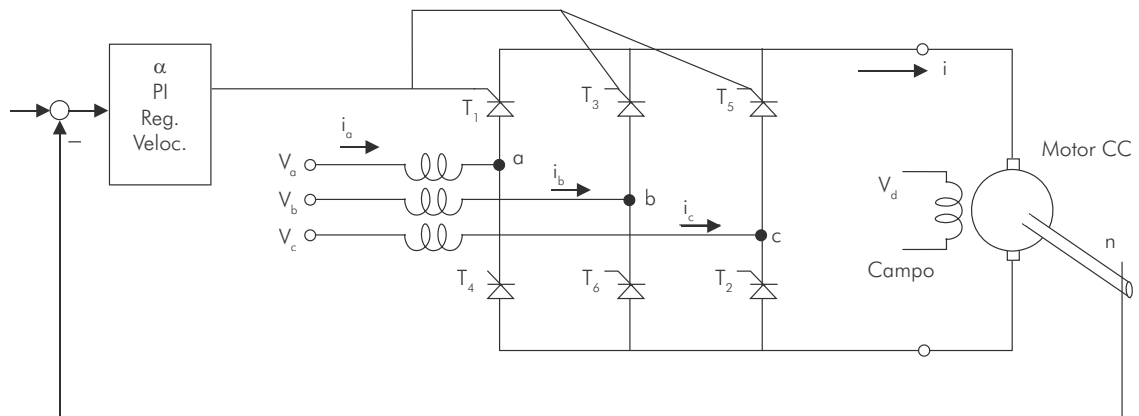


Figura (b)

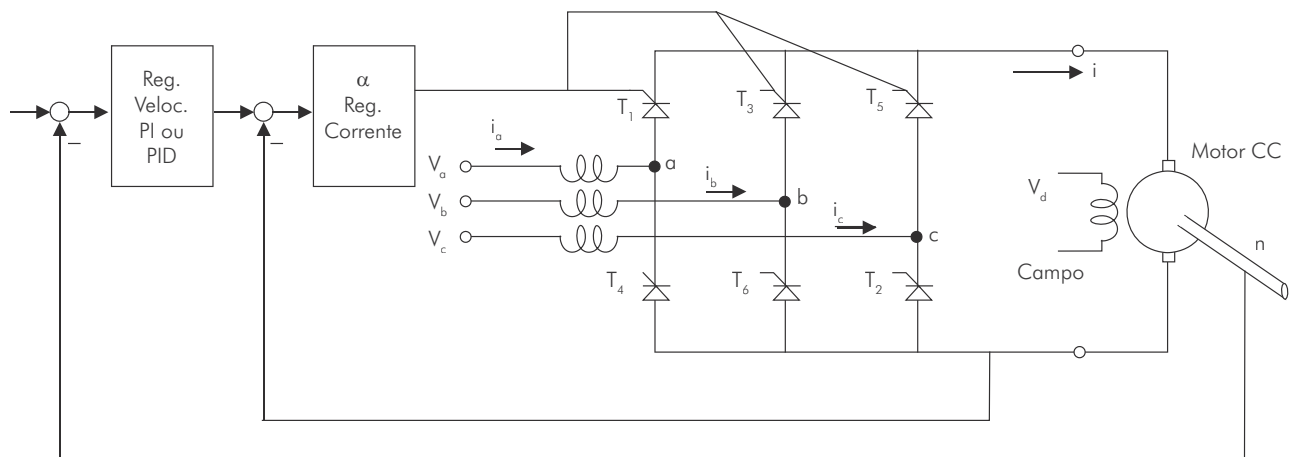
Solução:

- a) A ponte retificadora só permite condução de corrente em um sentido. Caso seja necessária condução de corrente nos dois sentidos, p. ex., para frenagem ou reversão do sentido de rotação do motor, pode-se empregar uma outra ponte retificadora em anti-paralelo, ou ainda uma comutação mecânica dos terminais do motor. Outra solução mais cara seria o emprego de um retificador com corrente continuamente circulante.

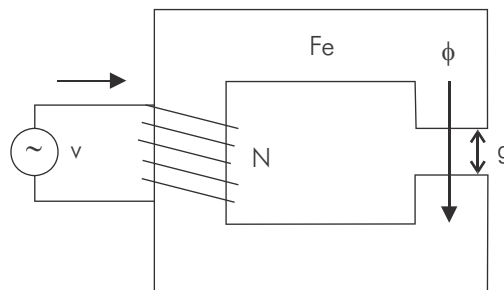
b) Realimentação direta da velocidade



Controle em cascata



**10.2.** Para o circuito magnético da figura abaixo, mostre que a amplitude do fluxo no entreferro será constante se for mantida a mesma razão entre a amplitude e a frequência da tensão de alimentação 'v'. Considere condições ideais, sem dispersão e com permeabilidade magnética do ferro infinita.



Solução:

O fluxo ( $\phi$ ) é proporcional à corrente.

$$\phi = \frac{\mu_0 AN}{g} \cdot i$$

Por outro lado,  $v = L \frac{di}{dt}$  onde  $L = N^2 \frac{\mu_0 A}{g}$

Tomando  $v = \sqrt{2}V \cos\omega t$ , tem-se  $i = \frac{\sqrt{2}}{L} \left( \frac{V}{\omega} \right) \sin\omega t$

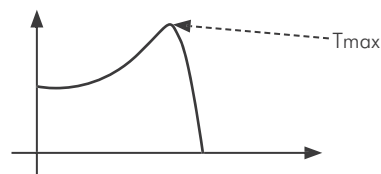
Isto mostra que a amplitude da corrente e, portanto, a amplitude do fluxo é mantida constante se a razão  $(V/\omega)$  for constante. Este exercício permite entender a motivação da técnica  $(V/f)$  no controle de motores elétricos.

**10.3.** Com o advento dos inversores CC-CA (conversor fonte de tensão - CFT) de eletrônica de potência, nas décadas de 70 e 80 do século XX, os motores de indução de gaiola de esquilo começaram a ser empregados em aplicações que requerem controle de velocidade.

- Esboce a curva Torque x Velocidade para um Motor de Indução típico com rotor gaiola de esquilo nas condições nominais de tensão e frequência de alimentação. Indique no seu gráfico o ponto de torque máximo.
- Qual a alteração nesta curva se a tensão de alimentação é reduzida à metade do valor nominal, mantida a frequência de alimentação. Há risco de saturação magnética neste caso? O que ocorre com o fluxo magnético no entre-ferro? E com o valor do torque máximo? E com a velocidade sem solicitação de carga (velocidade em vazio)? Indique estes valores no seu gráfico.
- Qual a alteração na curva do item 1 se tensão e frequência de alimentação do motor são reduzidas simultaneamente à metade. O que ocorre com o fluxo magnético no entre-ferro? E com o valor do torque máximo? E com a velocidade sem solicitação de carga (velocidade em vazio)? Indique estes valores no seu gráfico.
- Sugira um diagrama de blocos simples para o controle de velocidade de um Motor de Indução que explore a característica apresentada no item 3 acima e empregue um conversor CFT com controle PWM, ou seja, um conversor que permite o controle da amplitude e da frequência da sua tensão de saída.

Solução:

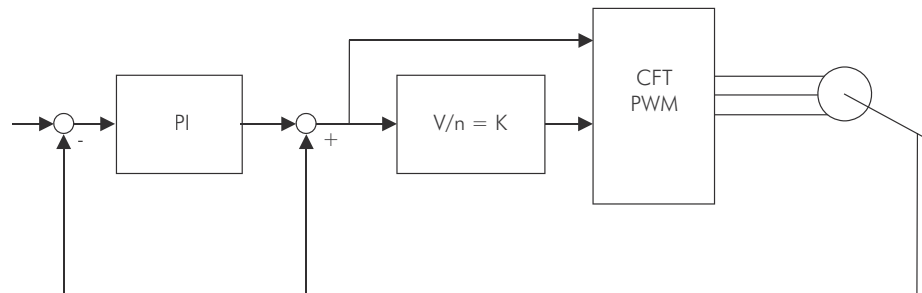
- Estas curvas encontram-se nas Figuras. 3.6 e 3.7 do capítulo 3.



- Não há risco de saturação pois o fluxo cai à metade.  
O torque máximo cai a  $\frac{1}{4}$  do valor anterior.  
Ele é proporcional à  $(V/n)^2$ .  
A velocidade em vazio continua a mesma.
- O fluxo no entre-ferro depende, em uma primeira aproximação, da razão  $V/n$  e ficará constante.  
O valor máximo do torque também não se alterará.

A velocidade em vazio cai à metade.

d)



11.1. Os surtos em linhas de transmissão e os efeitos adversos causados por raios são do conhecimento dos engenheiros eletricitas.

Para linhas de transmissão de resistência bem menor que a reatância, valem as relações:

$Z_c$  = Impedância característica =  $\sqrt{L/C}$ ,

$p_r$  = coeficiente de reflexão na carga =  $(Z_r - Z_c) / (Z_r + Z_c)$

$p_s$  = coeficiente de reflexão na fonte =  $(Z_s - Z_c) / (Z_s + Z_c)$

Em que:

$L$  é a indutância por unidade de comprimento da linha de transmissão

$C$  é a capacitância por unidade de comprimento da linha de transmissão

$Z_r$  é a impedância equivalente da carga

$Z_s$  é a impedância equivalente da fonte.

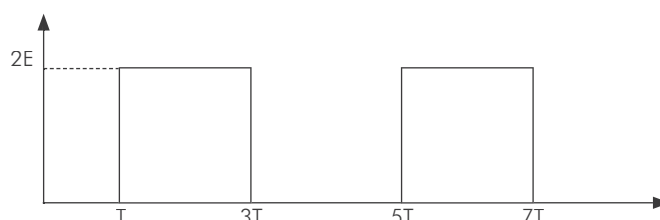
a) Mostre que para uma carga de impedância elevada ou circuito aberto,  $p_r = 1$ .

b) Mostre que para uma fonte ideal,  $p_s = -1$ .

Nos acionamentos eletrônicos de motores elétricos com cabos longos, estão surgindo problemas devido a sobre tensões que aparecem nos terminais dos motores. Estes problemas são oriundos da utilização de chaves semicondutoras com baixíssimos tempo de transição que permitem elevadas frequências ( $>5\text{kHz}$ ) empregadas atualmente nos chaveamentos por modulação de largura de pulso (PWM).

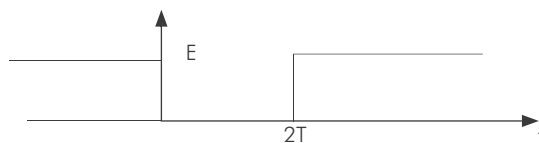
As questões que se seguem procuram encaminhar seu raciocínio, de uma forma simplificada, para a melhor compreensão deste fenômeno.

c) Considere uma linha de transmissão sem perdas e com uma carga de impedância muito superior à sua impedância característica. Considere ainda que uma fonte ideal de amplitude constante,  $E$  volts, seja conectada a esta linha no instante zero. Considere ainda que o pulso de tensão demore  $T$   $\mu\text{s}$  para trafegar da fonte até a carga. Através do conhecimento dos coeficientes de reflexão na carga e na fonte, mostre que a forma de onda de tensão na carga tem a forma:



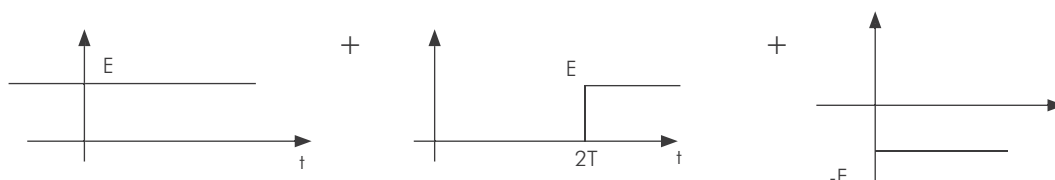
Isto demonstra que a tensão nos terminais da linha pode ser até duas vezes maior que a tensão da fonte. Em uma condição real, esta tensão oscilaria até convergir para o valor final  $E$ .

d) Agora considere um pulso de um chaveamento PWM na forma indicada na figura abaixo:



Note que este pulso tem uma largura de  $2T$ , ou seja, o tempo que um pulso de tensão necessita para trafegar da fonte até a carga e retornar à fonte.

Observe ainda que este pulso pode ser decomposto na soma de três sinais, como sugere a figura abaixo.



Trace o gráfico da tensão nos terminais do motor. Mostre que esta tensão pode chegar agora até a três vezes a tensão da fonte de alimentação.

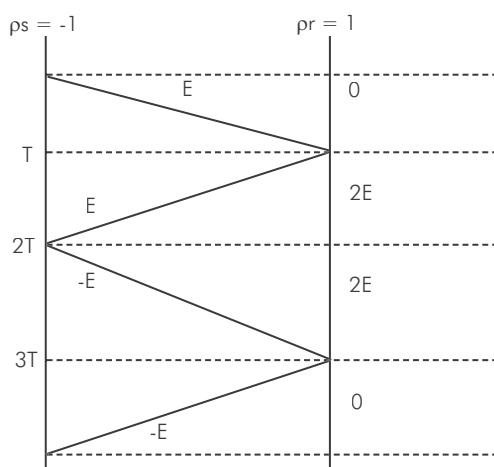
A linha de transmissão pode ser considerada como um sistema linear de parâmetros distribuídos.

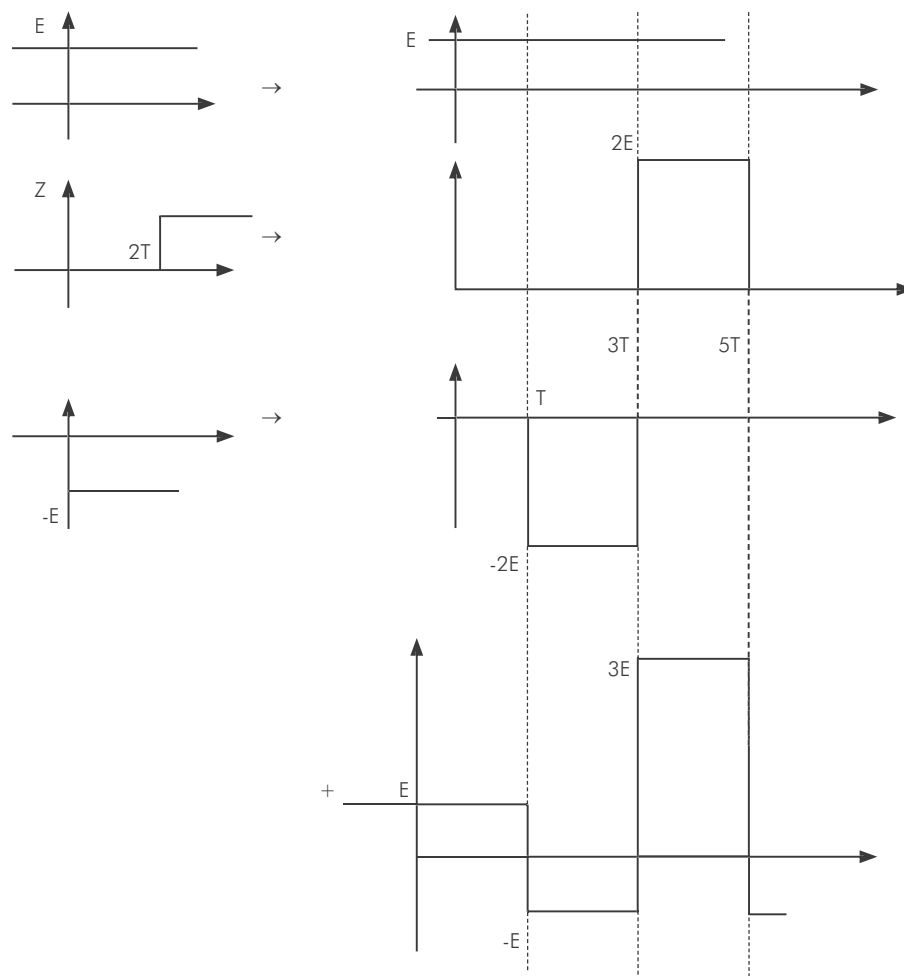
Solução:

a)  $p_r = Z_r/Z_c = 1$

b)  $p_s = -Z_c/Z_c = -1$

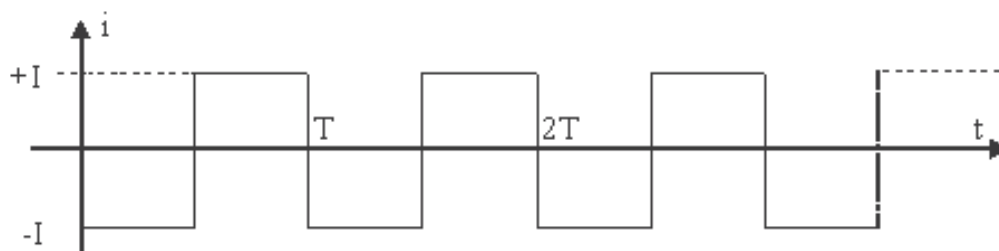
c)





11.2. Considere a onda quadrada mostrada abaixo.

- Determine o valor eficaz ou rms (root mean square).
- Determine o valor do THD.



Solução:

- O quadrado do sinal de entrada é contante e vale  $I^2$ . Portanto, o valor médio também vale  $I^2$ . Sua raiz quadrada é  $I$ . Ou seja, o valor rms vale  $I$ .
- Calculando-se as componentes da série de Fourier da onda quadrada, verifica-se que a amplitude da fundamental vale  $(4/\pi) I$ , portanto, o valor eficaz desta componente é igual a  $0,91$ .

O valor eficaz das demais componentes pode ser obtido valendo-se da Eq. 11.4, como:

$$I_h^2 = I^2 - (0,9I)^2 = 0,19 I^2 \rightarrow I_h = 0,436 I$$

Segue:

$$THD = 0,436/0,900 = 0,484 \rightarrow THD = 48,4\%$$

Este valor não seria aceitável à luz de qualquer situação discutida no item 11.3.3. Aqui deve-se destacar que a norma IEEE-519 não estabelece limites para equipamentos individualmente e sim limites a serem respeitados no ponto de conexão com a concessionária, onde aparece a contribuição de todas as cargas do consumidor.

**12.1.** Desprezando a resistência de estator e a indutância de magnetização, mostre que para um motor de indução vale a relação:

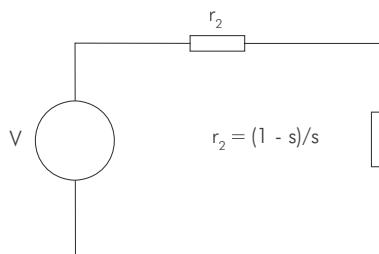
$$P_1 / f_1 = P_2 / f_2$$

onde  $P_1$ ,  $f_1$  são a potência entregue no estator e a frequência do estator

$P_2$ ,  $f_2$  são a a potência dissipada no rotor e a frequência do rotor.

Solução:

As suposições deste exercício são as mesmas tomadas no Exercício 3.5. O circuito equivalente está reproduzido abaixo.



A potência dissipada no rotor vale:  $P_2 = r_2 \cdot I^2$ .

A potência entregue no estator vale:  $P_1 = (r_2 / s) I^2$ .

Lembrando-se que  $s = f_2 / f_1$ , chega-se ao resultado pedido.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

## 14.1 Trabalhos Referenciados

- Américo, M.; Stephan, R.M.; Lima, A.G.G.; Rodrigues, A. (1995), Motores-bombas com Acionamento Eletrônico na Indústria Petroquímica, *Revista Eletricidade Moderna*, No.251, pp.26-42.
- Bastos, J.P. A.(1989), *Eletromagnetismo e Cálculo de Campos*, Editora da UFSC, Florianópolis, Brasil.
- Benchimol A. (1995), *Uma Breve História da Eletrônica*, Ed. Interciência.
- Blaschke, F. (1972), The principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed loop system for rotating field machines, *Siemens Review*, pp.217.
- Blaschke, F. (1973), *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*, Diss., TU Braunschweig, Germany.
- Bose, B.K. (1992), Evaluation of Modern Power Devices, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.28, No.2, pp.403-413.
- Bose, B.K. (1995), Recent Advances and Future Trends in Power Electronics and Drives, *TEPCO-KEIO LECTURE*, Tokyo.
- Buxbaum, A., Schierau, K. (1980), Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik, *AEG-Telefunken*.
- Costa, A. I. (2004) Minimização de Sobretensões em Acionamentos Industriais, Tese de M. Sc., COPPE/UFRJ.
- Daugherty, R.H.; Wennerstrom, C.H.(1991), Need for Industry Standards for AC Induction Motors Intended for Use with Adjustable Frequency Controllers, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, No.6, pp.1175-1185.
- De Doncker, R.W.; Novotny, D.W.(1988), The Universal Field Oriented Controller, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp.450-456.
- Depenbrock, M.(1988), Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine, *IEEE Trans. Power Elect.*, Vol.3, No.4, pp.420-429.
- Evans, W.R. (1948), Graphical Analysis of Control Systems, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 67, pp.547-551.
- Ferreira, A.C. (2003), Brushless Doubly-Fed Induction Machines: Operating Characteristics and Applications, *Eletrônica de Potência*, Vol. 8, n.1, pp. 42-48.
- Forst, Hans-Josef (Ed.) (1992), *Frequenzgeregelte Antriebe*, VDE-Verlag, Berlin.
- Franklin, G.; Powell, J.; Naeini, A., *Feedback Control of Dynamic Systems*, Prentice Hall, 2002.
- Garcia, G. (1990), Controle de Velocidade de Motor de Indução Usando as Técnicas de Orientação pelo Campo e Escorregamento Controlado, Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ.
- Garcia, G. ; Stephan, R.M.; Watanabe, E. (1994), Comparing the Indirect Field Oriented Control with a Scalar Method, *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 41, No.2, pp. 201-207.
- Hanitsch, R.(1990), Anwendung von Permanentmagneten in rotierenden und linearen Maschinen, in *Magnetische Werkstoffe*, Förster & Hanitsch(Ed.), Verlag TÜV Rheinland, pp.49-76.
- Henriques, L. O. P.; Rolim, L. G.; Suemitsu, W. I.; Branco, P. J.(2003), Uma Revisão das Estratégias de Ondulações de Conjugado no Motor de Relutância Chaveado, *Eletrônica de Potência*, Vol. 8, No. 1, pp. 16-24.
- Holtz, J.(1992), Pulsewidth - A Survey, *IEEE Trans. I.E.*, Vol. 39, No. 5, pp 410-420.
- IEEE 519, *Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*, 1992.
- JEM TR 148, *Application Guide for Inverter Drive*, Japan Electrical Manufacture's Association, 1986.
- Kessler, C. (1955), Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise, *Regelungstechnik*, Vol. 3, pp. 40-48.
- Kessler, C. (1958), Das Symmetrische Optimum, *Regelungstechnik*, Vol. 6, pp. 395-400, 432-436.
- Kiel, E.; Schumacher, W. (1995), VeCom: A High Performance Single Chip Servocontroller for AC Drives, *Proc. IPEC, Yokohama 95*, pp 1289-1294.
- Kovacz, K.P., Racz, J. (1959), Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, *Ung. Akad. Wiss.*, Budapest.
- Kreutzfeld, S. (1997), Como Especificar Motores de Indução com Conversores de Frequência, *Revista Eletricidade Moderna*, outubro 97, pp. 50-60.

- Leonhard, W.(1991), 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC drives, EPE Journal, Vol. 1, No.1, pp.13-20, No.2, pp.89-102.
- Leonhard, W.(2001), Control of Electrical Drives, Springer Verlag.
- Lind, L.; Nelson, J.(1979), Analysis and Design of Sequential Digital Systems, Mac Millan Press.
- Moraes, C.C; Castrucci, P.(2001), Engenharia de Automação Industrial, LTC.
- Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H.(1981), A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter; IEEE Trans. Ind. Appl.; Vol.17, No. 5, pp.518-523.
- Owen, E.L. (1995), History, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 1, No. 2, pp 61-62.
- Ribeiro, R.; Jacobina, C.; Lima, A. (1992), Controle Vetorial em Sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona, 9o. Congresso Brasileiro de Automática, Vitória, Brasil, pp. 1119-1124.
- Santisteban, J. A.; Stephan, R.M. (2001), Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview, IEEE Trans. Edu., Vol.44, No. 2, pp. 170-175.
- Schulze, G.; Tscharn, M. (1994), The technique of intelligent modules, EPE Journal, Vol.4, No.2, pp.27-32.
- Stephan, R.M. (1991a), A Simple Model for a Thyristor Driven DC Motor Considering Continuous and Discontinuous Current Modes, IEEE Trans. Edu.,Vol.34, No.4, pp.330-335.
- Stephan, R.M.(1991b), Field Oriented and Field Acceleration Control for Induction Motors: Is There a Difference?, Int. Conf. Ind. Elect., Cont. and Instr., Kobe, Japão, pp.567-572.
- Stephan, R.M.; Lima, A.G.G. (1993), Acionamento Eletrônico de Motores de Indução : A necessidade de normas técnicas específicas, Congresso Internacional de Sinalização, Telecomunicações e Energia, ABNT/CB06, Rio de Janeiro, Brasil.
- Takahashi, I.; Noguchi, T. (1986), A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol.22, No.5, pp.820-827.
- Umland, J.W.; Safuddin, M. (1990), Magnitude and Symmetric Optimum criterion for the design of linear control systems: What is it and how does it compare with the others?, IEEE Trans. On Ind. Appl., 26, pp. 489-497.
- Uyemura, J.(2002), Sistemas Digitais, Thomson.
- Yamamura, S.(1986), AC Motors for High-Performance Application, Marcel Dekker.

## 14.2 Livros para Aprofundamento

- Alerich, W., *Electric Motor Control*, Delmar, 1988.
- Boldea, I.; Nasar, S.A., *Electric Drives*, CRC Press, 1999.
- Bose, B., *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, 2002.
- Chapman, S., *Electric Machinery Fundamentals*, Mc Graw Will, 1991.
- Dewan, S.B., Slemon, G.R., Straughen, A., *Power Semiconductor Drives*, John Wiley, New York, 1984.
- Dubey, G., *Power Semiconductor Controlled Drives*, Prentice-Hall, 1989.
- Herman, S.; Alerich, W., *Industrial Motor Control*, Delmar, 1999.
- Hughes, A., *Electric Motors and Drives*, Newnes, Amsterdam, 2003.
- Kazmierkowski, M.; Tunia, H. *AutomaticControl of Converter-Fed Drives*, Elsevier, 1994.
- Kenjo, T., *Electric Motors and their Controls*, Oxford, 1991.
- Keuchel, U.; Stephan, R.M., *Microcomputer-based Adaptive Control Applied to Thyristor Driven DC Motors*, Springer, 1993.
- Kissell, T.E., *Industrial Electronics*, Prentice Hall, New Jersey, 2003.
- Kovacs, K.P.; Racz, J., *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*, Ung. Akad. Wiss., Budapest, 1959.
- Krause, P.C., *Analysis of Electric Machinery*, Mc Graw-Hill, 1986.
- Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, 2001.
- Lobosco, O.; Costa Dias J.L.P., *Seleção e Aplicação de Motores Elétricos*, Vol. 1 e 2, Mc Graw Hill, São Paulo, 1988.
- Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W., *Power Electronics*, John Wiley & Sons, 1995.
- Moreton, P., *Industrial Brushless Servomotors*, Newnes, 2000.
- Murphy, J.M.D.; Turnbull, F.G., *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, 1988.
- Novotny, D.W.; Lipo, T.A., *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford Press, 1996.
- Nürnberg, W.; Hanitsch, R., *Die Pruefung elektrischer Maschinen*, Springer, 2001.
- Palma, J., *Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*, Fundação Gulbenkian, Lisboa, 1999.
- Slemon, G., *Magnetolectric Devices*, John Wiley, 1966.
- Valentine, R., *Motor Control Electronics Handbook*, Mc Graw-Hill, 1998.
- Yamamura, S., *AC Motors for High-Performance Application*, Marcel Dekker, 1986.