

**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO - UNICAMP
EE-833 - ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**

MÓDULO 7

CONVERSORES PARA ACIONAMENTO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

ASPECTOS TEÓRICOS

7.1 Introdução

As máquinas de corrente alternada, especialmente a máquina de indução, são construtivamente muito mais simples e robustas do que as máquinas de corrente contínua. Quando comparadas a máquinas de corrente contínua, apresentam menor massa (20 a 40% a menos), para uma mesma potência, o que leva a um custo menor de aquisição e de manutenção em relação a máquinas CC equivalentes.

Quando se trata de realizar um acionamento controlado, no entanto, os conversores e sistemas de controle necessários se tornam mais sofisticados do que aqueles utilizados para as máquinas CC, o que faz necessário analisar o custo global, e não apenas o relativo à máquina. Entretanto, o custo dos conversores e circuitos eletrônicos tem diminuído com o passar o tempo, enquanto o custo de produção das máquinas tem tido uma variação muito menos significativa. Por esta razão, o custo total do sistema máquina + acionamento tende cada vez mais a ser vantajoso para a máquina CA.

Em termos de desempenho dinâmico, novas técnica de controle tem possibilitado às máquinas CA apresentarem comportamento similar ao das máquinas CC, eliminando, também neste aspecto, as vantagens anteriores das máquinas de corrente contínua.

Esta experiência analisará o uso de conversores CC-CA utilizados no acionamento de máquinas de corrente alternada e que representam a grande maioria das aplicações industriais neste campo.

7.2 Excitação senoidal de um circuito magnético

É usual em máquinas elétricas e em transformadores que as tensões e , conseqüentemente, os fluxos magnéticos variem senoidalmente com o tempo. Considere o circuito magnético mostrado na figura 7.1. Uma tensão senoidal $e(t)$ alimenta um enrolamento de N espiras. A corrente que circula (desprezando a saturação do material magnético), chamada de corrente de magnetização, também tem forma senoidal, o mesmo ocorrendo com o fluxo $\phi(t)$.

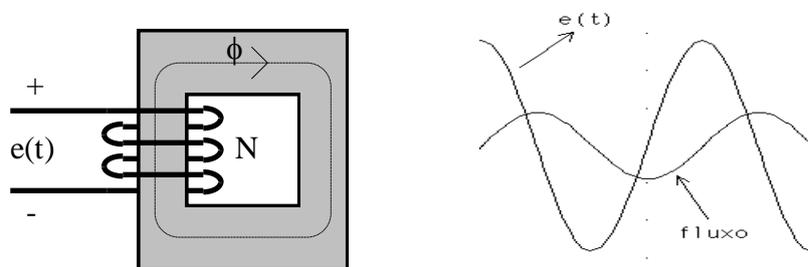


Fig. 7.1 Excitação senoidal de um núcleo ferromagnético (sem saturação)

$$e(t) = E_p \cos(\omega t) \quad (7.1)$$

$$\phi(t) = \Phi_p \sin(\omega t) \quad (7.2)$$

$$e(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (7.3)$$

$$\Phi_p = \frac{E_p}{2\pi f N} \quad (7.4)$$

Note-se que, mantida a tensão, uma redução na frequência leva a um aumento no fluxo. Caso o elemento magnético não seja linear, ou seja, apresente saturação, isto significa que o fluxo não pode aumentar acima de um certo valor máximo, de modo que a eq. (7.2) não seja mais válida, mantida a tensão senoidal.

7.3 Modelagem da máquina de indução trifásica

Uma máquina de indução trifásica possui enrolamentos de estator nos quais é aplicada a tensão alternada de alimentação. O rotor pode ser composto por uma gaiola curto-circuitada ou por enrolamentos que permitam circulação de corrente.

Dada a característica trifásica da alimentação do estator e à distribuição espacial dos enrolamentos, o campo produzido pelo estator é girante, ou seja, sua resultante possui um movimento rotacional. Por efeito transformador, os campos magnéticos produzidos pelos enrolamentos do estator induzem correntes no rotor. O campo produzido pelas correntes induzidas no rotor terá a mesma característica rotacional, procurando sempre acompanhar o campo girante do estator de modo que, da interação de ambos campos magnéticos será produzido o torque que levará a máquina à rotação.

Se o rotor girar na mesma velocidade do campo girante, não haverá corrente induzida, uma vez que não haverá variação de fluxo pelas espiras do rotor. Não havendo corrente, não haverá torque. Desta análise qualitativa pode-se concluir que a produção de torque no eixo da máquina deriva do fato de que a velocidade do rotor ser sempre menor do que a velocidade do campo girante.

A corrente induzida no rotor possui uma frequência que é a diferença das frequências angulares do campo girante e do rotor. Assim, na partida, com a máquina parada, as correntes serão de 60Hz (supondo esta a frequência de alimentação da máquina). À medida que a máquina ganha velocidade, tal frequência vai caindo, até chegar, tipicamente, a poucos Hz, quando atingir a velocidade de regime.

A velocidade angular do campo girante depende, além da frequência de alimentação, do chamado número de pólos da máquina. O número de pólos indica quantos enrolamentos, deslocados espacialmente (simetricamente) no estator, são alimentados pela mesma tensão de fase. Assim, se 3 enrolamentos (1 para cada fase) estiverem dispostos num arco de 180 graus e outros 3 enrolamentos ocuparem os outros 180 graus do perímetro do estator, diz-se que esta é uma máquina de 4 pólos (ou 2 pares de pólos).

O modelo *por fase* de um motor de indução é mostrado na figura 7.2. O ramo em derivação, composto por R_m e X_m representa, respectivamente, a resistência de perdas no material ferromagnético e a reatância de magnetização (a corrente que circula por X_m é a responsável por criar o fluxo no material ferromagnético). R_s e R_r representam as resistências dos enrolamentos do estator e do rotor, enquanto X_s e X_r são as reatâncias de dispersão de estator e de rotor, ou seja, representam as parcelas de fluxo que não enlaçam ambos enrolamentos.

A figura 7.3 mostra um circuito simplificado, no qual desprezam-se as perdas ferromagnéticas e a queda de tensão no enrolamento do estator, de modo que a tensão de alimentação (V_s) é igual à tensão E_s . Esta última, por sua vez, relaciona-se com o fluxo, de acordo com as equações (7.1 a 7.4).

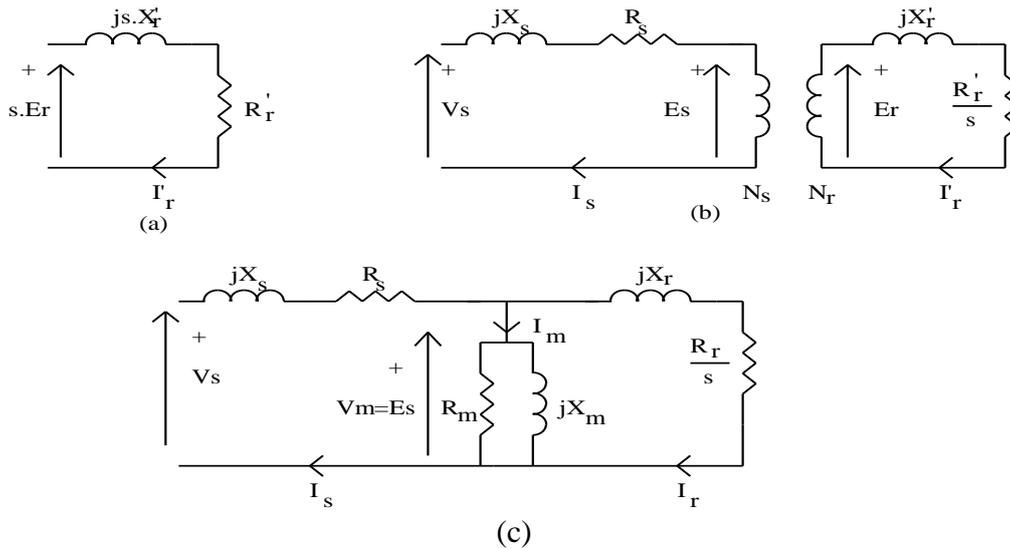


Figura 7.2 Modelos circuitais para motor de indução: a) circuito do rotor; b) com rotor e estator separados, c) com rotor refletido ao lado do estator.

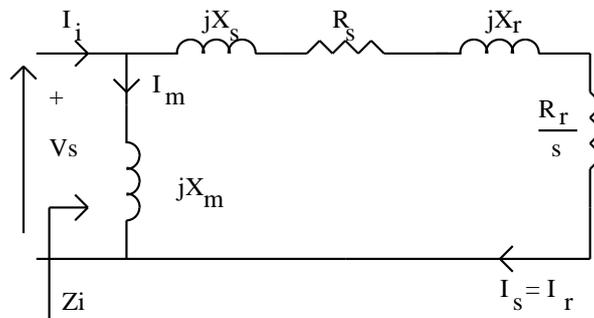


Figura 7.3 Modelo simplificado, por fase, de motor de indução.

Pode-se demonstrar que a expressão do torque desenvolvido pelo motor é:

$$T_d = \frac{3 \cdot R_r \cdot V_s^2}{s \cdot \omega_s \cdot \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \tag{7.5}$$

ω_s é a velocidade angular do campo girante (velocidade síncrona)
 s é o escorregamento definido por:

$$s = \frac{(\omega_s - \omega_m)}{\omega_s} \tag{7.6}$$

ω_m é a velocidade angular do rotor

A figura 7.4 mostra uma curva torque - velocidade típica para um motor alimentado a partir de uma fonte de tensão senoidal de frequência e amplitude fixas. Existem 3 regiões de operação:

- tração ($0 \leq s \leq 1$)
- regeneração ($s < 0$)
- reversão ($1 \leq s \leq 2$)

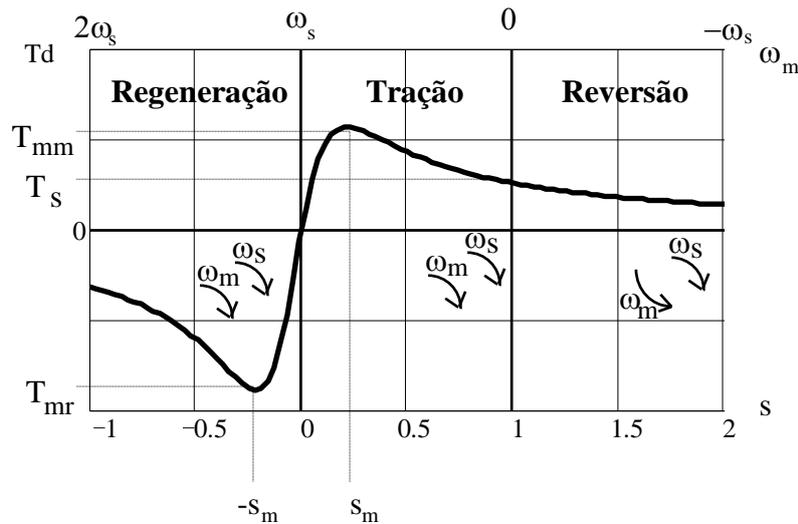


Figura 7.4 Característica torque-velocidade de máquina de indução.

Em tração, o rotor roda no mesmo sentido do campo girante e, à medida que o escorregamento aumenta (partindo do zero), o torque também aumenta, de maneira praticamente linear, enquanto o fluxo de entreferro se mantém constante.

A operação normal do motor se dá nesta região linear, uma vez que, se o torque de carga exceder T_{mm} , o motor, perdendo o seu torque, parará, levando a elevadas perdas no rotor, devido às altas correntes induzidas no rotor. Neste caso o motor se comportaria como um transformador com o secundário (rotor) curto-circuitado.

Na região de regeneração, o rotor e o campo girante movem-se no mesmo sentido, mas a velocidade mecânica, ω_m , é maior do que a velocidade síncrona, levando a um escorregamento negativo. Como a resistência equivalente do rotor é negativa, isto significa que a máquina está operando como gerador, entregando potência para o sistema ao qual está conectado o estator. A característica torque - velocidade é similar àquela da operação em tração, mas com um valor de pico maior (uma vez que o numerador é menor do que no caso de tração).

No modo de reversão, o campo girante gira em sentido oposto ao rotor, levando a um escorregamento maior do que 1. Isto pode ocorrer quando se faz a inversão na conexão de 2 fases do estator, provocando a mudança no sentido de rotação do campo. O torque produzido (que tende a acompanhar o campo girante) se opõe ao movimento do rotor, levando a uma frenagem da máquina. O torque presente é pequeno, mas as correntes são elevadas. A energia retirada da massa girante é dissipada internamente na máquina, levando ao seu aquecimento, que pode ser excessivo. Tal modo de operação não é normalmente recomendado.

7.4 Métodos de controle da velocidade de máquina de indução

Do ponto de vista do acionamento, a velocidade de um motor de indução pode ser variada das seguintes maneiras

- Controle da resistência do rotor
- Controle da tensão do estator
- Controle da frequência do estator
- Controle da tensão e da frequência do estator
- Controle da corrente

7.4.1 Controle pela resistência

Para uma máquina de rotor enrolado é possível, externamente, colocar resistências que se somem à impedância própria do rotor, como mostrado na figura 7.5.a.

Para melhorar a eficiência, os resistores podem ser substituídos por um retificador controlado que, ao invés de dissipar energia sobre a resistência externa, possa enviá-la de volta para a rede. A relação entre a tensão cc definida pelo retificador e a corrente I_d refletem para os enrolamentos do rotor a resistência equivalente. Este arranjo é mostrado na figura 7.5.b.

A variação de R_x permite mover a curva torque - velocidade da máquina, como mostrado na figura 7.6. Note que, para um dado torque, o aumento da resistência do rotor leva a uma diminuição na velocidade mecânica. Este método permite elevar o torque de partida e limitar a corrente de partida. Obviamente este é um método de baixa eficiência devido à dissipação de potência sobre as resistências. O balanceamento entre as 3 fases é fundamental para a boa operação da máquina. Este tipo de acionamento é ainda usado especialmente em situações que requeriam grande número de partidas e paradas, além de elevado torque, como em pontes rolantes.

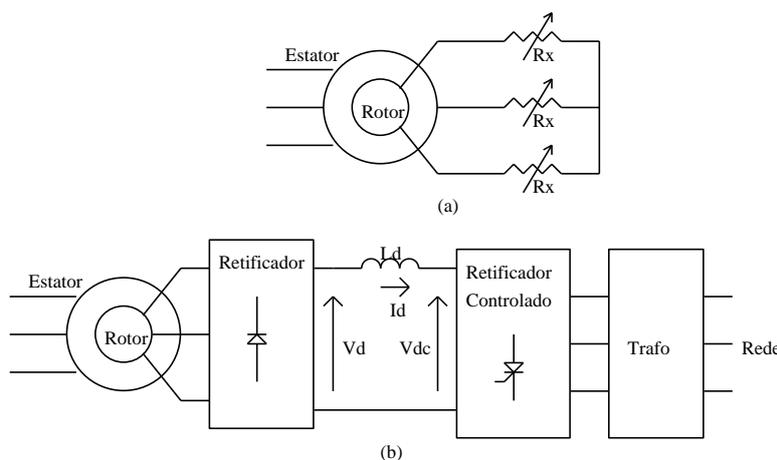


Figura 7.5 Controle de velocidade por variação da resistência da armadura.

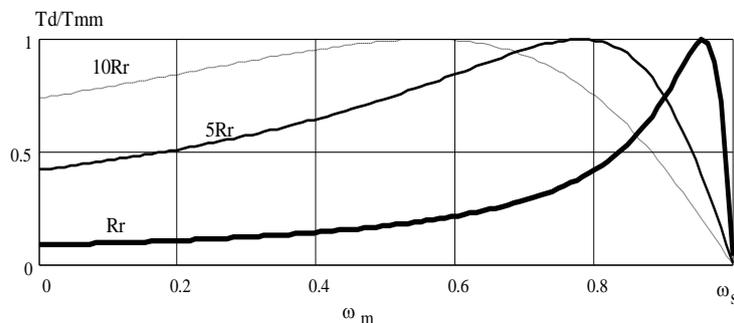


Figura 7.6 Característica torque - velocidade para diferentes valores de resistência de rotor (normalizada em relação ao torque máximo)

7.4.2 Controle pela tensão de alimentação do estator

Da equação do torque vê-se que ele é proporcional ao quadrado da tensão aplicada ao estator. Assim para um dado torque, uma redução na tensão produz uma diminuição na velocidade (um aumento no escorregamento), como mostrado na figura 7.7.

Este tipo de acionamento em geral é utilizado em cargas cujo torque varia com a velocidade, como em ventiladores, e não é aplicável quando se necessita de torque constante, nem elevado conjugado de partida. A faixa de ajuste de velocidade é relativamente estreita e é feita ao custo de uma redução significativa do torque disponível. Quando a curva do torque da carga cruza a curva da máquina além do ponto de torque máximo, não é possível o acionamento.

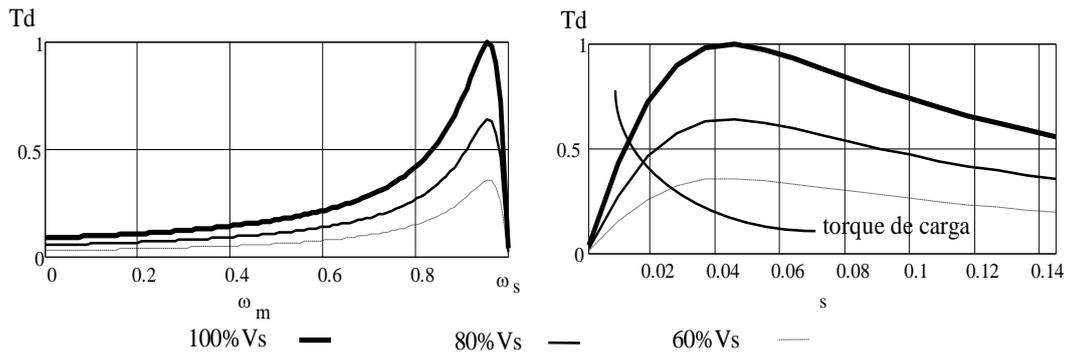


Figura 7.7 Características torque - velocidade para diferentes valores de tensão de alimentação.

A tensão do estator pode ser variada por meio de um controlador de tensão ca, formado por tiristores, operando com controle de fase. Sua simplicidade justifica seu uso em sistemas de baixa performance e potência, como ventiladores e bombas centrífugas, que precisam de baixo torque de partida. Outra possibilidade é o uso de um inversor trifásico, operando com frequência constante e tensão ajustável, seja variando a tensão cc, seja por uso de MLP. O fato de a tensão de partida ser reduzida permite uma limitação na corrente de partida. A figura 7.8 mostra, esquematicamente, os acionamentos.

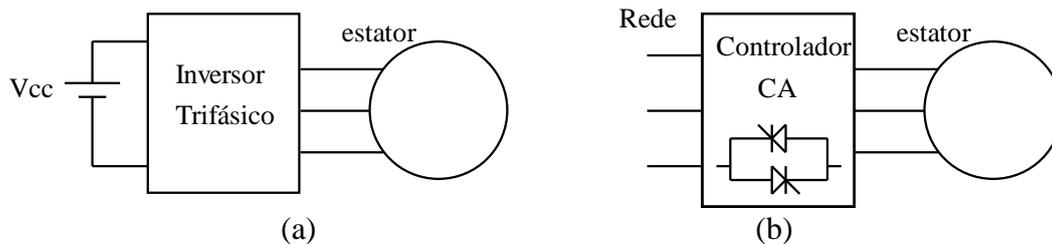


Figura 7.8 Controle da tensão de estator por inversor (a) e controlador ca (b).

7.4.3 Controle pela variação da frequência

Como se vê na eq. 7.5, o torque e a velocidade de um motor de indução podem ser variados controlando-se a frequência da fonte de alimentação.

Nos valores nominais de tensão e frequência, o fluxo de entreferro da máquina também estará em seu valor nominal. Se a tensão for mantida constante e a frequência diminuída, o fluxo aumentará, levando à saturação da máquina, alterando os parâmetros da máquina e a característica torque - velocidade. Em baixas frequências, com a queda das reatâncias, as correntes tendem a se elevar demasiadamente. Este tipo de controle não é normalmente utilizado.

Se a frequência é aumentada acima do valor nominal, fluxo e torque diminuem. Sendo ω_s a velocidade síncrona à frequência nominal, as curvas típicas de torque - velocidade para diferentes valores de b ($\omega_s = b \cdot \omega_b$) estão mostradas na figura 7.9. Abaixo da velocidade síncrona nominal o torque deve ficar limitado ao seu valor nominal. A elevação da frequência permite aumentar a velocidade, às custas da perda do torque. Esta característica é similar à dos motores de corrente contínua quando se faz a elevação da velocidade pelo método do enfraquecimento do campo.

Uma alimentação deste tipo pode ser obtida por meio de um inversor que forneça uma tensão constante (valor eficaz), variando apenas a frequência.

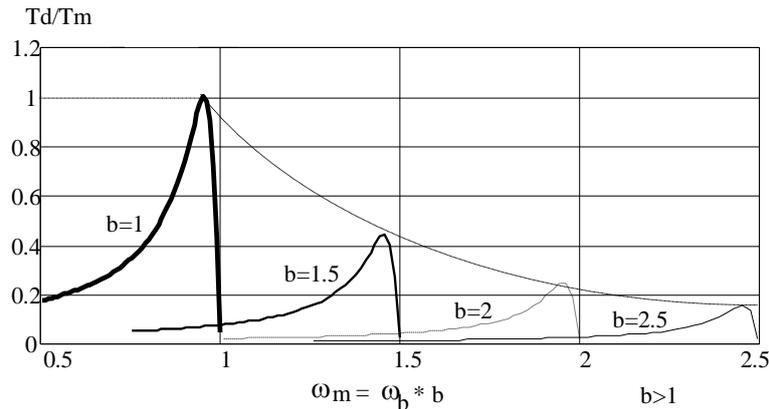


Figura 7.9 Característica torque - velocidade com controle da frequência.

7.4.4 Controle da tensão e da frequência

Se a relação entre a tensão e a frequência da alimentação do motor é mantida constante, o fluxo de entreferro não se altera, de modo que o torque máximo não se altera. A figura 7.10 mostra a característica torque - velocidade para uma excitação deste tipo, para velocidades abaixo da velocidade base.

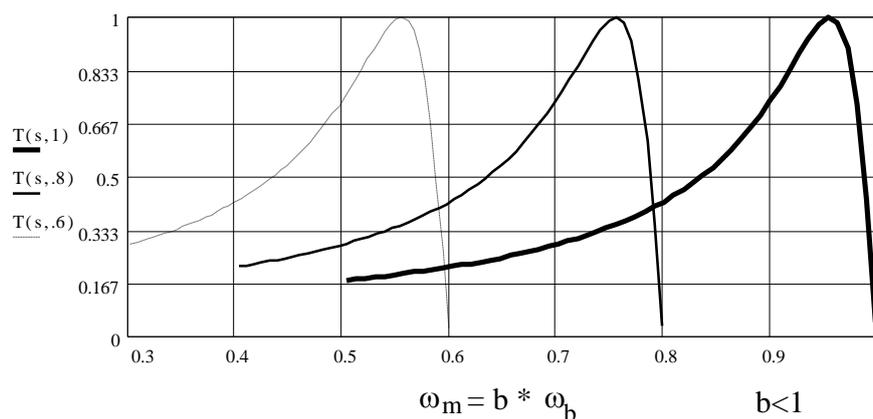


Figura 7.10 Característica torque - velocidade com controle de tensão/frequência.

Uma vez que a tensão nominal da máquina não deve ser excedida, este tipo de acionamento aplica-se para velocidades abaixo da velocidade síncrona nominal. O acionador mais usual é do tipo inversor com controle MLP ou de onda quase-quadrada, que permita ajustar simultaneamente tensão e frequência. Um inversor de onda quadrada necessita de uma tensão no barramento cc variável.

Em baixas frequências, para compensar o aumento nas perdas e elevar o torque de partida, mantém-se uma tensão mínima (fig. 7.11). A máxima frequência (velocidade) é limitada por características mecânicas do motor e pela perda de torque decorrente da diminuição do fluxo magnético (aumento de f para um V constante).

7.5 Inversores de tensão

As topologias dos inversores de tensão utilizadas no acionamento de máquinas elétricas não possuem diferenças significativas em relação àquelas já descritas para a realização de inversores de frequência fixa. O que os diferencia é o circuito de controle que deve produzir, quando necessário, um sinal de referência com frequência variável.

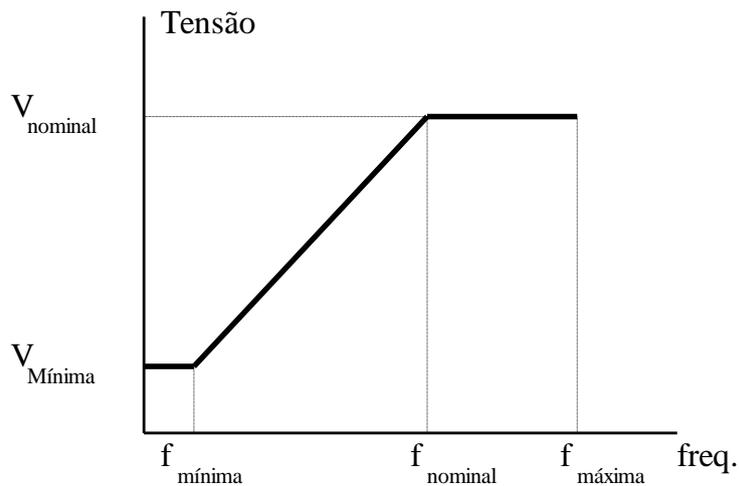


Figura 7.11 Característica V/Hz típica de acionamento de motor CA.

7.6 Plataforma Digital

O módulo 7 utiliza uma plataforma digital para realizar o comando e o controle do módulo inversor.

O circuito de potência é o mesmo utilizado no módulo 6, com o circuito integrado IRAM, que realiza um inversor trifásico.

O aproveitamento de apenas dois dos três braços do inversor permite realizar um inversor monofásico em ponte completa.

A placa digital possui um microcontrolador PIC18f4431e diversos outros dispositivos digitais que permitem estabelecer comunicação com um computador (para visualização de grandezas observadas pelo controlador e para ajuste de parâmetros de acionamento – esta facilidade não será utilizada neste experimento). Um outro canal de comunicação possibilita a programação do microcontrolador na própria placa.

A placa digital possui também um display LCD para configuração local do modo de funcionamento. Uma entrada de “encoder” e outra entrada para um tacômetro permitem a leitura de sinais de velocidade de motores. Os canais analógicos do conversor A/D estão disponíveis para a implementação de funções de controle e proteção.

Para a realização da parte experimental deste módulo, o ajuste de parâmetros (tensão e frequência) é feito através de um potenciômetro que ajusta cada uma das variáveis, a depender de qual destas foi selecionada através dos “push-bottoms” localizados abaixo do “display”.

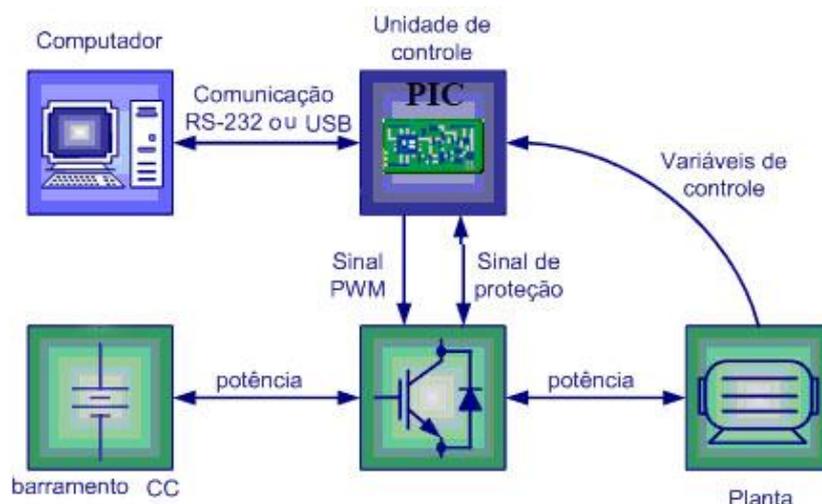


Figura 7.12 Diagrama geral do sistema

Microcontrolador PIC18f4431

O microcontrolador escolhido para este projeto foi o PIC18f4431. Este microcontrolador é de baixo custo e possui as seguintes características, importantes na escolha:

- Seis saídas PWM, para controlar os seis transistores de potência do inversor trifásico. Poderíamos também utilizar apenas três saídas do microcontrolador e usar um inversor lógico para obter as outras três, porém desta maneira temos uma operação mais flexível (podemos, por exemplo, ajustar o tempo morto por software) e segura, pois podemos manter todos os transistores desligados.
- Entrada para capturar o sinal de um sensor de velocidade (“Motion Feedback Module”) que facilita a aquisição da informação de velocidade do tacômetro.
- Memória flash e possibilidade de programação In-Circuit (isto é, sem tirar o microcontrolador do circuito) que aceleram o processo de desenvolvimento.
- Disponibilidade de um compilador C.
- Módulo de comunicação serial RS232.
- Pinos de I/O suficientes para a interface com o usuário (LCD e botões).
- Disponibilidade de conversores A/D para o potenciômetro usado como referência e para monitoração e realimentação de variáveis de interesse.
- Operação em 8 bits e até 40MHz (ou 10mips), suficiente para atualização do PWM, rotinas de controle, comunicação e interface.

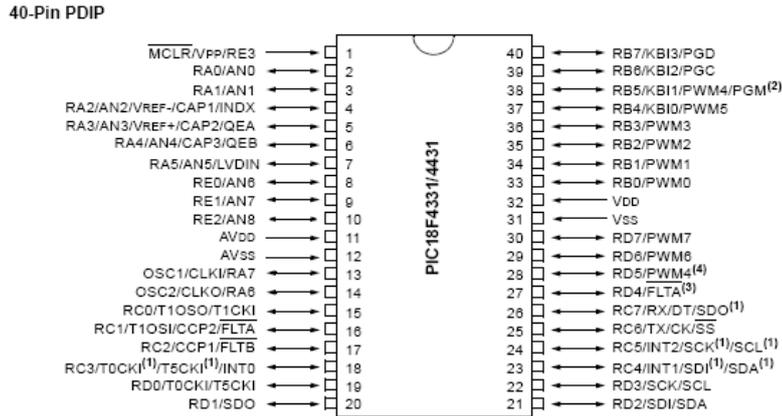


Figura 7.13 Microcontrolador PIC18f4431

7.7 Circuito Integrado de Potência

O circuito integrado de potência utilizado como inversor é o IRAMS10UP60A, mostrado abaixo:



Figura 7.14 Módulo Integrado de Potência IRAM

Este módulo consiste em seis transistores (IGBT's) ligados em uma ponte inversora trifásica, os circuitos de acionamento dos transistores (*drivers*) com tempo morto e um circuito de proteção térmica baseado em um termistor (NTC).

Este módulo foi escolhido por atender aos requisitos de tensão de até 600 V e corrente eficaz de até 5 A_{rms} (na pior condição de temperatura T=100°C) suficientes para acionar um motor trifásico de até 750 W (~1 HP).

7.7.1 Interface Através de LCD

Esta interface em um *display* de LCD, com 2 linhas e 16 caracteres por linha, um potenciômetro e três botões, identificados na placa pelos números de 1, 2 e 3, bem como pelas etiquetas Run/Stop, Fwd/Rev e OK, respectivamente. A disposição destes dispositivos de interface é mostrada abaixo:

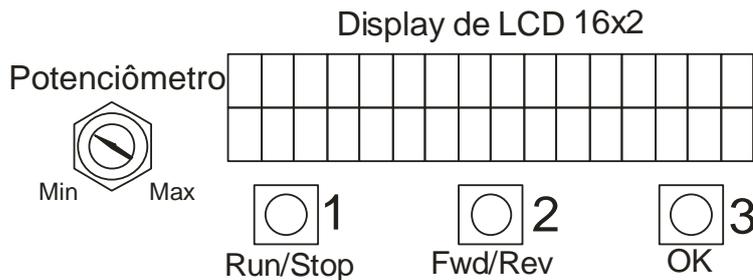


Figura 7.15 Organização dos dispositivos de interface

As funções do potenciômetro e de cada botão dependem da etapa do programa em que o usuário se encontra. Inicialmente (ao ligar ou resetar o microcontrolador) é exibida uma mensagem com o nome da experiência que está sendo realizada.

Em qualquer momento do programa, caso seja detectada alguma falha na operação, o microcontrolador desligará os pulsos PWM e o sinal de ativação do inversor e exibirá uma mensagem indicando que a proteção foi ativada. Neste caso o usuário deverá verificar o problema ocorrido e reiniciar o programa.

Após a etapa de configuração, o usuário deverá pressionar o botão Run/Stop para iniciar o envio de pulsos para o inversor.

7.7.2 Descrição do circuito de potência

O circuito de potência é mostrado se baseia no módulo integrado IRAMS10UP60A.

O acionamento das chaves superiores é feito através de um circuito de *bootstrap* e por isto são necessários os capacitores C11, C12 e C13.

Os resistores R7, R8 e R9 são conectados em série com o emissor dos transistores inferiores, possibilitando a medição de corrente. Foram especificados em 0,1 Ohm, 5 Watts, o que permite medir correntes de até aproximadamente $7A_{rms}$. A tensão sobre estes resistores será utilizada pelo circuito de proteção.

Considerando a segurança do usuário, optou-se por isolar eletricamente o circuito de Controle e Interface do circuito de Potência e Proteção. Para transmitir os sinais entre os dois sistemas utilizamos opto-acopladores.

Os opto-acopladores numerados de 2 até 7 têm a função de transmitir os seis pulsos PWM para as seis chaves. O opto-acoplador número 8 transmite ao inversor o sinal de ativação (ativa o pino Itrip). O opto-acoplador número 1 transmite ao microcontrolador um sinal de proteção do inversor (informa a ocorrência de falha).

O resistor R18 calibra o nível de atuação da proteção térmica do módulo inversor e foi escolhido com o valor de 6.8 k Ω .

7.7.3 Descrição do circuito de proteção

O circuito de proteção engloba duas proteções: de sobrecorrente e de subtensão.

A proteção de sobrecorrente tem a função de proteger o circuito (principalmente as chaves - IGBT's - mas também as trilhas, conectores, a fonte de potência) contra correntes potencialmente perigosas e que, em geral, indicam operação incorreta do sistema (curto-circuito, tentativa de partir o motor em velocidades altas etc).

O funcionamento se baseia na medição da tensão em resistores colocados em série no circuito (chamados de "shunt"). O sinal medido é amplificado por op-amps e, em seguida, comparado com uma referência ajustada pelo usuário. Quando a corrente medida excede a

referência, o comparador muda de estado e a proteção se mantém ativada pela ação de um flip-flop, até que o usuário reinicie a proteção.

Como a proteção de sobrecorrente é feita por *hardware* e com componentes rápidos, ela age de forma bastante rápida e precisa. O ajuste da corrente de atuação é feito pelo usuário por meio de um trimpot. Uma vez ultrapassado o limite, em qualquer um dos braços do inversor, a proteção atuará em alguns microssegundos.

Esta proteção funciona em complemento à proteção térmica. A proteção térmica é lenta e tem a função de atuar em caso de sobrecarga prolongada.

O princípio de funcionamento da proteção por subtensão é o seguinte: no momento em que a fonte auxiliar é desligada, seus capacitores começam a descarregar. Na fonte de 15 V são colocados diodos zeners para o GND, polarizados em sua região reversa pela corrente que os atravessa, limitada por um resistor. A tensão deste resistor, quando menor que certo valor de limiar, ativa a proteção pois está conectada na entrada de um flip-flop. Desse modo, quando a tensão da fonte for menor que algo em torno de 13 V, a proteção atuará.

Referências Bibliográficas

Dewan, S. B.; Slemon, G. R. e Straughen, A.: “Power Semiconductor Drives”, John Wiley & Sons, New York, USA, 1984.

N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins: “Power Electronics, Converters, Applications and Design”, 2nd Edition, John Willey & Sons, USA, 1994

M. P. Kazmierkowski and H. Tunia: “Automatic Control of Converter-Fed Drives”. Elsevier, Amsterdam, 1994.

M. H. Rashid: “Power Electronics: Circuits, Devices and Applications”, Prentice Hall International, Inc., Englewood Cliffs, 1993.

P. C. Sen: “Principles of Electrical machines and Power Electronics”, John Wiley & Sons, 1997.