

7. CONVERSORES PARA ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

7.1 Modelagem da máquina de indução trifásica

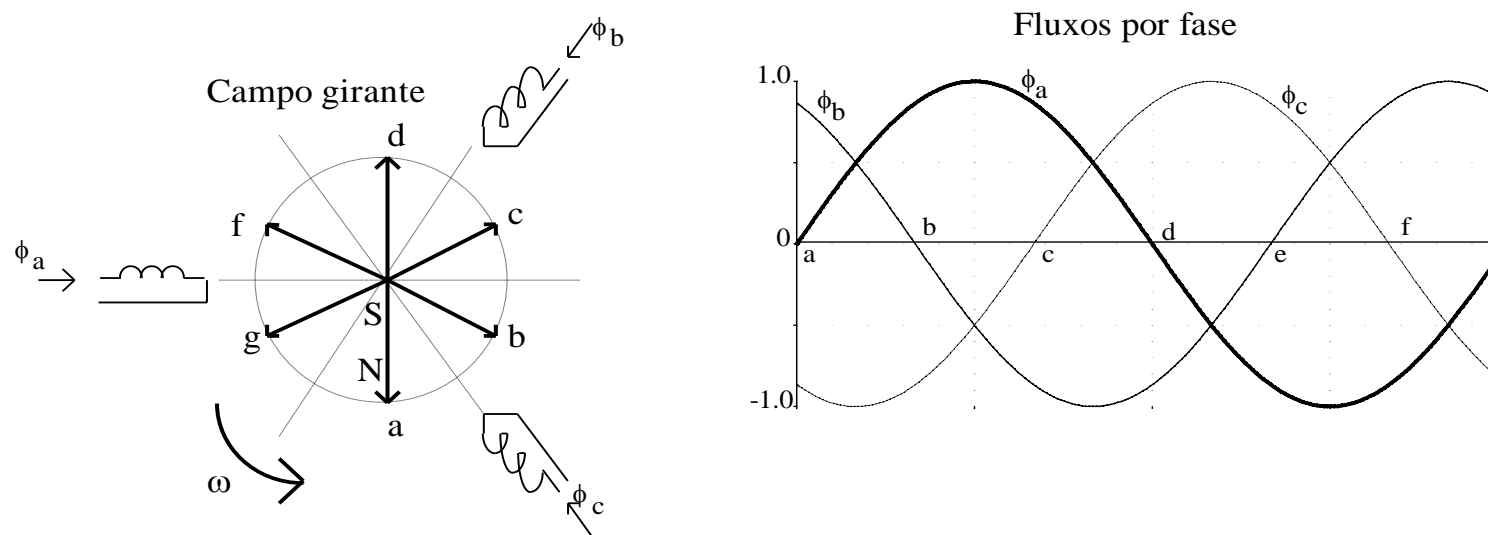


Figura 7.1 Formação de campo girante.

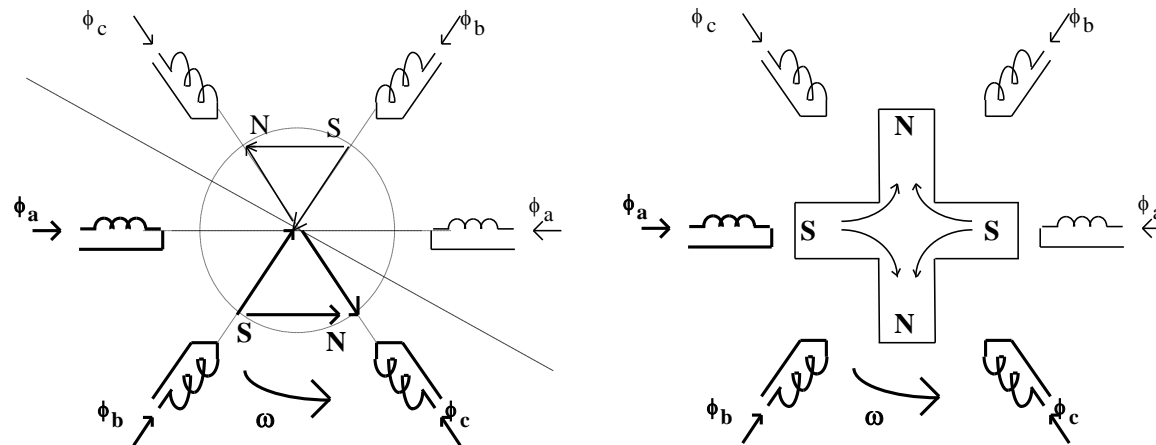


Figura 7.2 Campo girante em máquina de 4 pólos.

Sendo p o número de pólos e ω a frequência angular (em rd/s) das tensões de alimentação da máquina, a velocidade de rotação do campo girante, chamada de velocidade síncrona, é dada por:

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \omega}{p}$$

Para uma tensão de fase aplicada ao estator do tipo $v_s(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t)$, o fluxo concatenado com o rotor é dado por:

$$\phi(t) = \phi_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \delta - \omega_s \cdot t)$$

A tensão induzida por fase nos enrolamentos do rotor é (supondo rotor bobinado):

$$e_r(t) = N_r \cdot \frac{d\phi}{dt} = -N_r \cdot \phi_m \cdot (\omega_s - \omega_m) \cdot \sin[(\omega_s - \omega_m) \cdot t - \delta]$$

Esta equação pode ser reescrita como: $e_r(t) = -s \cdot \sqrt{2} \cdot E_r \cdot \sin(s \cdot \omega_s \cdot t - \delta)$

N_r é o número de espiras de cada fase do rotor

ω_m é a velocidade angular do rotor

δ é a posição relativa do rotor

E_r é o valor eficaz da tensão induzida no rotor por fase (para velocidade do rotor igual a zero):

$$E_r = N_r \cdot \phi_m \cdot \omega_s$$

s é o escorregamento definido por:

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

O modelo por fase de um motor de indução é mostrado na figura 7.3.

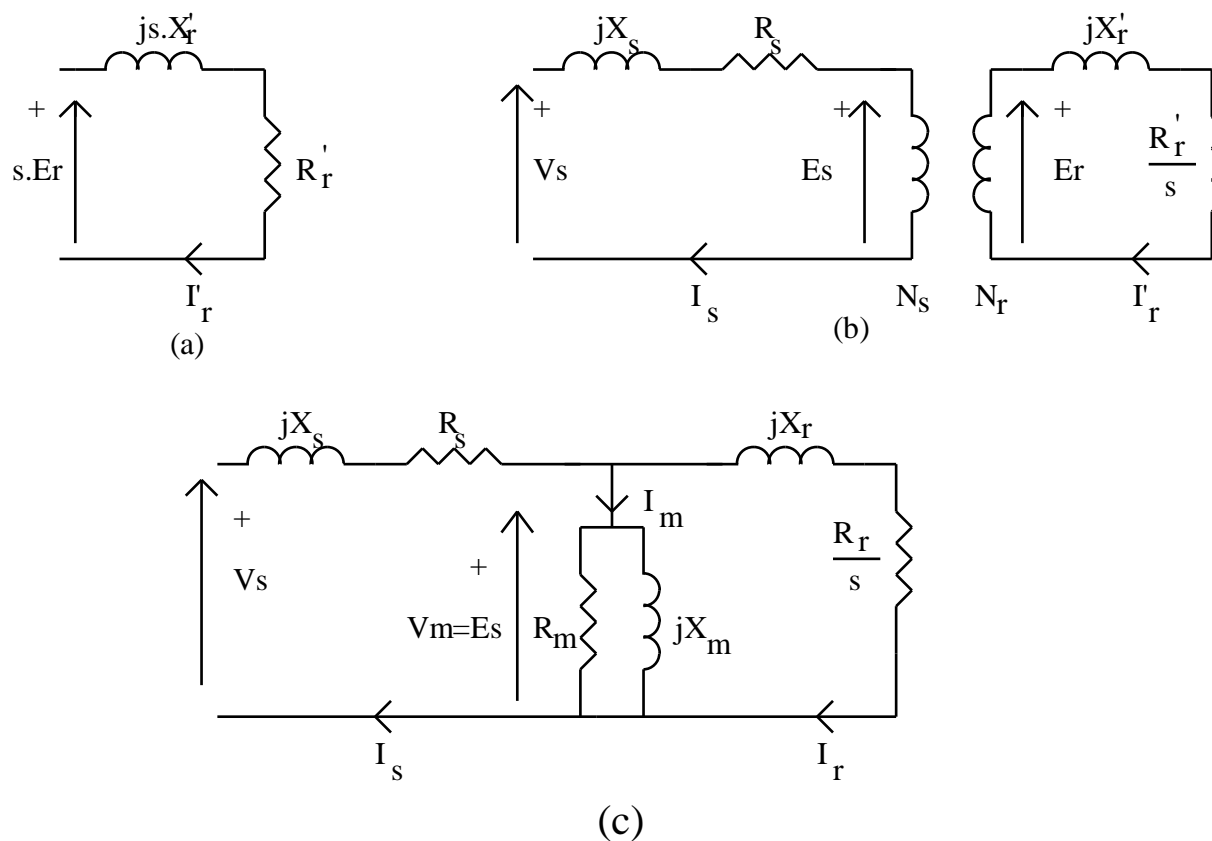


Figura 7.3 Modelos circuitais para motor de indução: a) circuito do rotor; b) com rotor e estator separados, c) com rotor refletido ao lado do estator.

Utilizando o modelo do rotor, onde X_r' representa a indutância de dispersão (na frequência ω_s) e R_r' é a resistência do enrolamento, obtém-se a corrente do rotor:

$$I_r' = \frac{s \cdot E_r}{R_r' + j \cdot s \cdot X_r'} \rightarrow I_r' = \frac{E_r}{\frac{R_r'}{s} + j \cdot X_r'}$$

O modelo do rotor pode, então, ser modificado, a fim de que o escorregamento afete apenas a resistência do rotor, como se vê na figura 7.3.b, onde se inclui um circuito equivalente para o estator.

Refletindo o lado do rotor para o do estator, tem-se o circuito equivalente mostrado em 7.3.c. Indica-se nesta figura a reatância de magnetização, X_m e a resistência relativa às perdas no ferro da máquina, R_m . A resistência do enrolamento do estator é R_s e a reatância de dispersão, X_s .

As perdas no cobre podem ser estimadas por:

$$P_s = 3 \cdot I_s^2 \cdot R_s \quad \text{e} \quad P_r = 3 \cdot I_r^2 \cdot R_r$$

As perdas no material ferromagnético são estimadas por: $P_c = \frac{3 \cdot V_m^2}{R_m} \approx \frac{3 \cdot V_s^2}{R_m}$

A potência presente no entreferro da máquina, que é aquela que se transfere para o rotor, é:

$$P_g = 3 \cdot I_r^2 \cdot \frac{R_r}{s}$$

A potência desenvolvida pela máquina (e que efetivamente produz o torque eletromagnético) é:

$$P_d = P_g - P_r = P_g \cdot (1 - s)$$

O torque desenvolvido é: $T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g}{\omega_s}$

A potência de entrada é: $P_i = P_c + P_s + P_g = 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos \theta_s$, onde θ_s é o ângulo entre I_s e V_s .

A potência de saída é a potência desenvolvida subtraída das perdas mecânicas, P_x (atrito e ventilação):

$$P_o = P_d - P_x$$

A eficiência será: $\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_x}{P_c + P_s + P_g}$

Sendo $P_g \gg (P_c + P_s)$ e $P_d \gg P_x$, a eficiência é, aproximadamente: $\eta \approx 1 - s$

Sendo, normalmente, R_m muito grande e $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$, o ramo relativo à magnetização pode ser representado apenas pela reatância e colocado na entrada do circuito, como mostrado na figura 7.4.

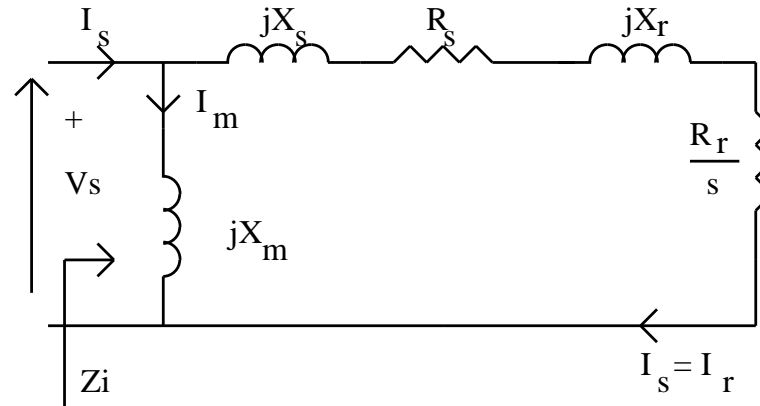


Figura 7.4. Modelo simplificado, por fase, de motor de indução.

A impedância de entrada do motor (com modelo simplificado) é:

$$Z_i = \frac{-X_m \cdot (X_s + X_r) + j \cdot X_m \cdot (R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j \cdot (X_m + X_s + X_r)}$$

A defasagem entre tensão e corrente na entrada será:

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \right)$$

Da figura 7.4, a corrente de rotor é:

$$I_r = \frac{V_s}{\left[\left(R_s + R_r/s \right)^2 + \left(X_s + X_r \right)^2 \right]^{1/2}}$$

Substituindo I_r na expressão da potência no entreferro e, esta, na expressão do torque desenvolvido, tem-se:

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

A figura 7.5 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 ($1 \leq s \leq 2$)

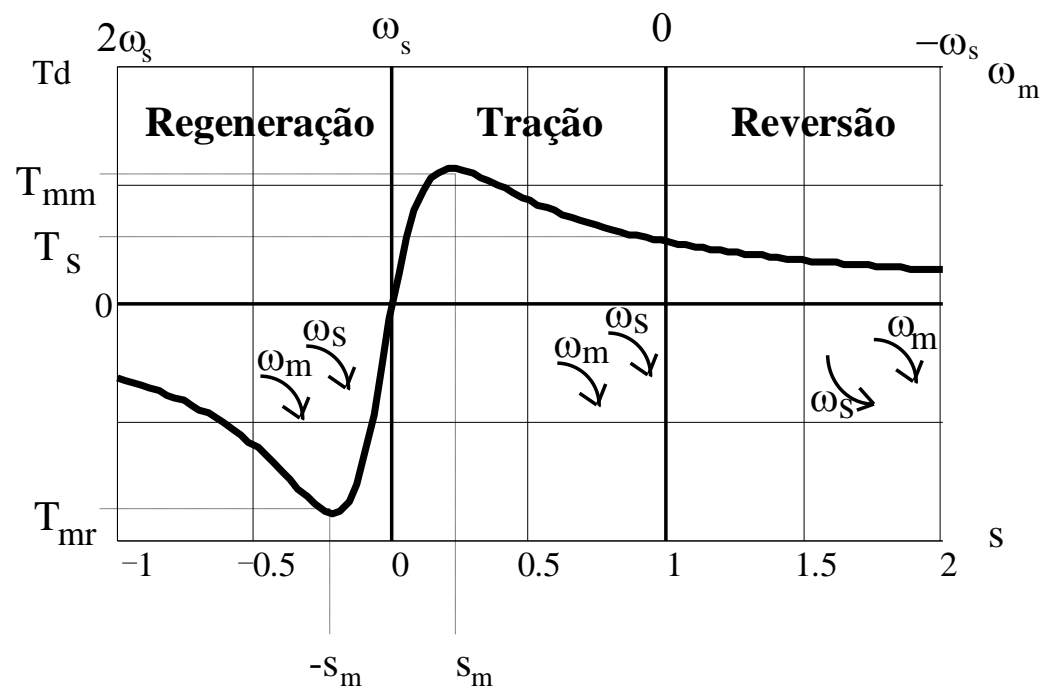


Figura 7.5 Característica torque-velocidade de máquina de indução.

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.

O torque de partida, T_s , é obtido quando $s=1$. O escorregamento que dá o máximo torque é obtido fazendo $dT_d/ds=0$:

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\left[R_s^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}}$$

Substituindo estes valores na expressão do torque, obtêm-se os máximos torques possíveis:

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s \cdot \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]}$$

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s \cdot \left[-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]}$$

Para motores de potência superior a 1kW, é razoável supor que R_s é desprezível em relação às outras impedâncias do circuito. Isto permite simplificar as expressões, conforme indicado a seguir:

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

$$T_s = \frac{3R_r \cdot V_s^2}{\omega_s \cdot \left[(R_r)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]}$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r}$$

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3 \cdot V_s^2}{2\omega_s \cdot (X_s + X_r)}$$

Normalizando (7.23) e (7.24) em relação ao torque máximo:

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2 \cdot s \cdot s_m}{s_m^2 + s^2}$$

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2 \cdot s_m}{s_m^2 + 1}$$

Para $s < 1$ e $s^2 \ll s_m^2$, o torque normalizado pode, ainda, ser aproximado por:

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = 2 \frac{\omega_s - \omega_m}{s_m \cdot \omega_s}$$

A relação linearizada entre torque e velocidade, nesta região, é:

$$\omega_m = \omega_s \cdot \left(1 - \frac{s_m \cdot T_d}{2 \cdot T_{mm}} \right)$$

A figura 7.6 mostra as curvas aproximadas (desprezando R_s) e linearizada, na região de baixo escorregamento. Na figura 7.7 tem-se o comportamento do fator de potência.

Na região de operação em que o escorregamento é menor do que s_m , o motor opera de modo estável. Quanto menor a resistência do rotor, menor será o valor de s_m e mais próxima estará a velocidade mecânica da velocidade síncrona. Assim, nesta região, o motor opera praticamente a velocidade constante.

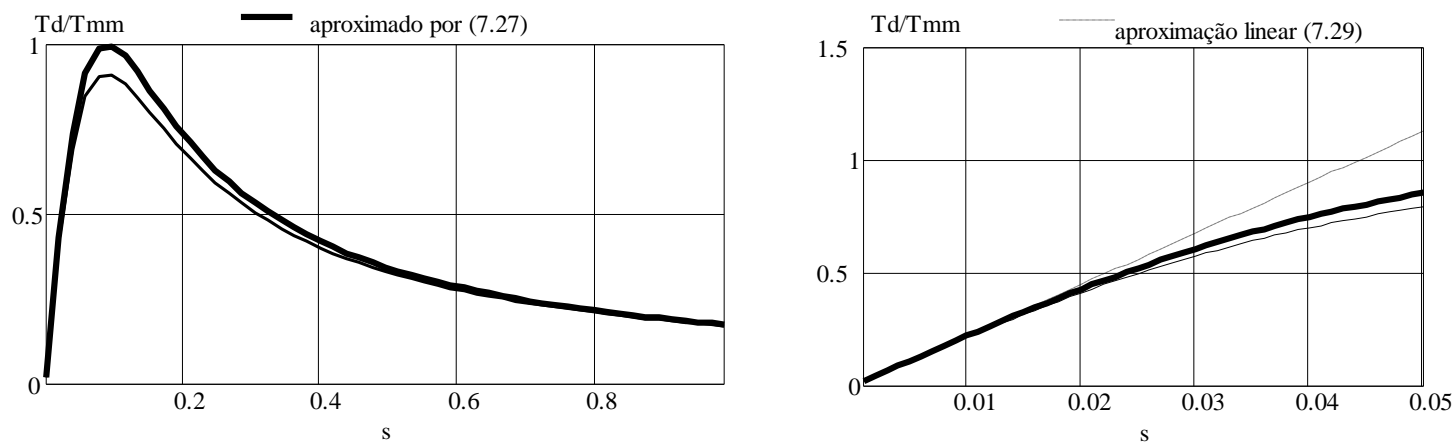


Figura 7.6 Característica torque-escorregamento aproximada (desprezando R_s) e linearizada.

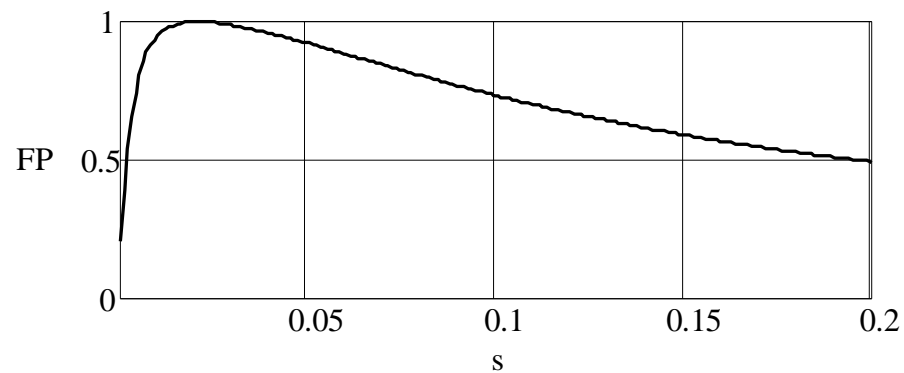


Figura 7.7 Fator de potência do motor.

7.2 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.

7.2.1 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 7.9.a. A variação de R_x permite mover a curva torque - velocidade da máquina, como mostrado na figura 7.8. 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 foi usado especialmente em situações que requeriam grande número de partidas e paradas, além de elevado torque.

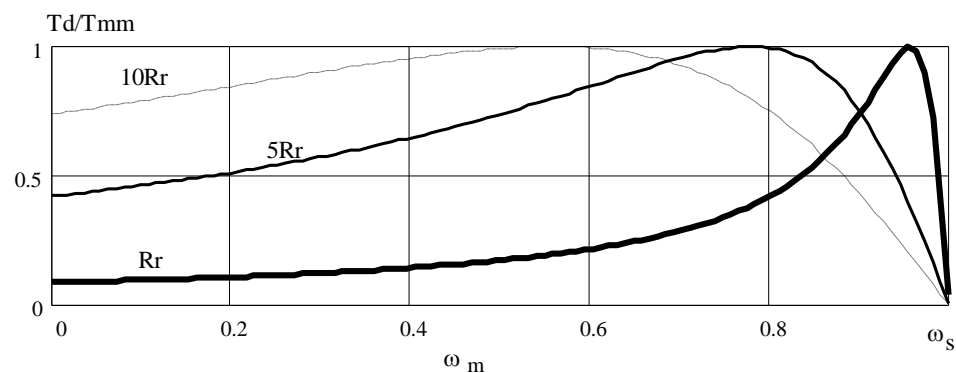


Figura 7.8 Característica torque - velocidade para diferentes valores de resistência de rotor.

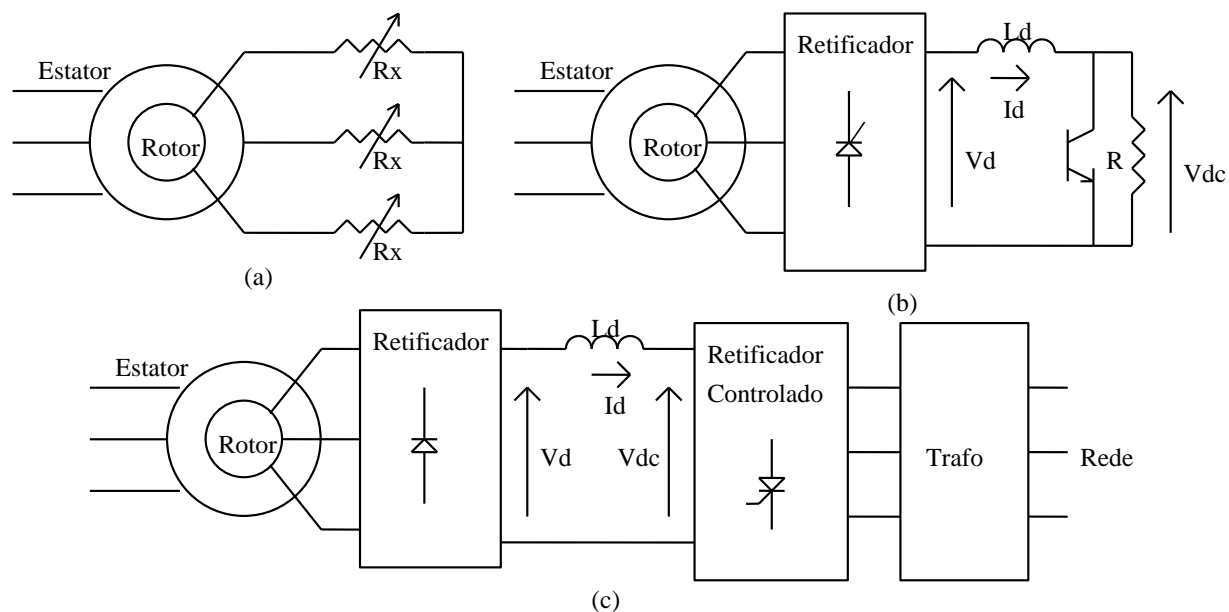


Figura 7.9 Controle de velocidade por variação da resistência da armadura.

7.2.2 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 7.10.

Este tipo de acionamento não é aplicável a cargas que necessitem 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. Motores construídos para este tipo de acionamento são denominados de classe D e possuem elevada resistência de rotor, de modo que a faixa de variação de velocidade se torne maior e não seja muito severa a perda de torque em baixas velocidades.

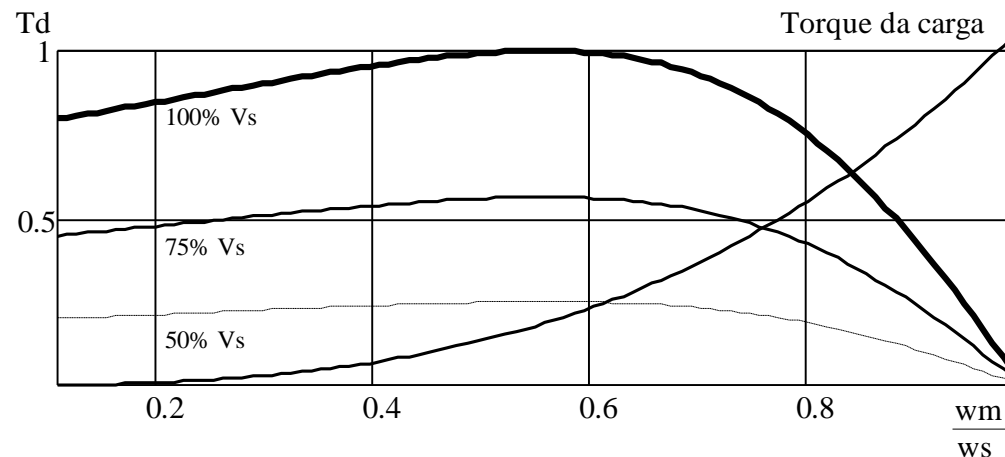


Figura 7.10. Características torque - velocidade para diferentes valores de tensão de alimentação.

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, por uso de MLP. O fato de a tensão de partida ser reduzida permite uma limitação na corrente de partida. A figura 7.11 mostra, esquematicamente, os acionamentos.

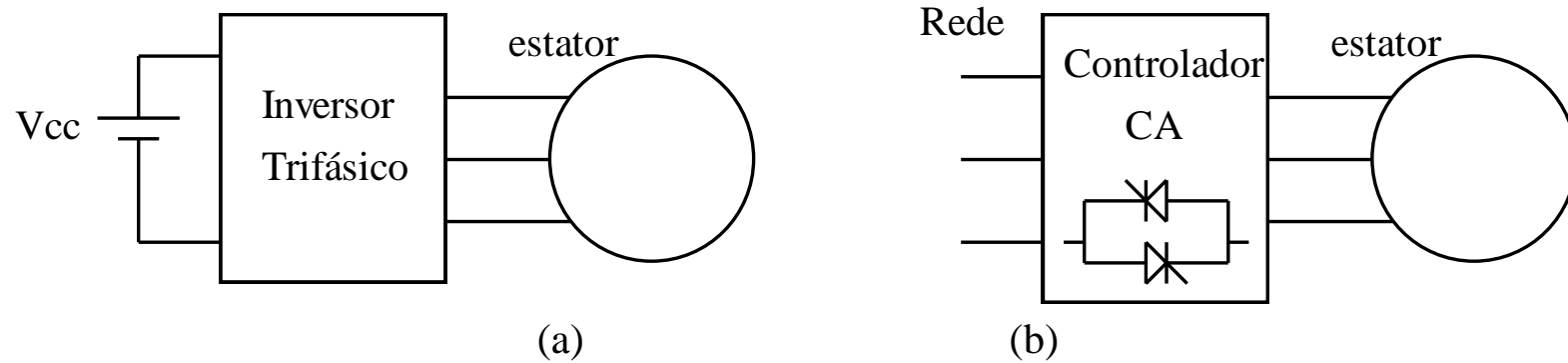


Figura 7.11 Controle da tensão de estator por inversor (a) e controlador CA (b).

7.2.3 Controle pela variação da frequência

Como se vê na eq. 7.19, 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 no valor das reatâncias, as correntes tendem a se elevar demasiadamente. Este tipo de controle não é normalmente utilizado.

Se a frequência for aumentada acima do valor nominal, fluxo e torque diminuem. Se a velocidade síncrona à frequência nominal for denominada ω_b (velocidade base), a velocidade síncrona e o escorregamento em outras frequências de excitação serão:

$$\omega_s = b \cdot \omega_b \quad s = \frac{b \cdot \omega_b - \omega_m}{b \cdot \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{b \cdot \omega_b}$$

A expressão para o torque será:

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

As curvas típicas de torque - velocidade para diferentes valores de b estão mostradas na figura 7.12. Abaixo da velocidade base 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.

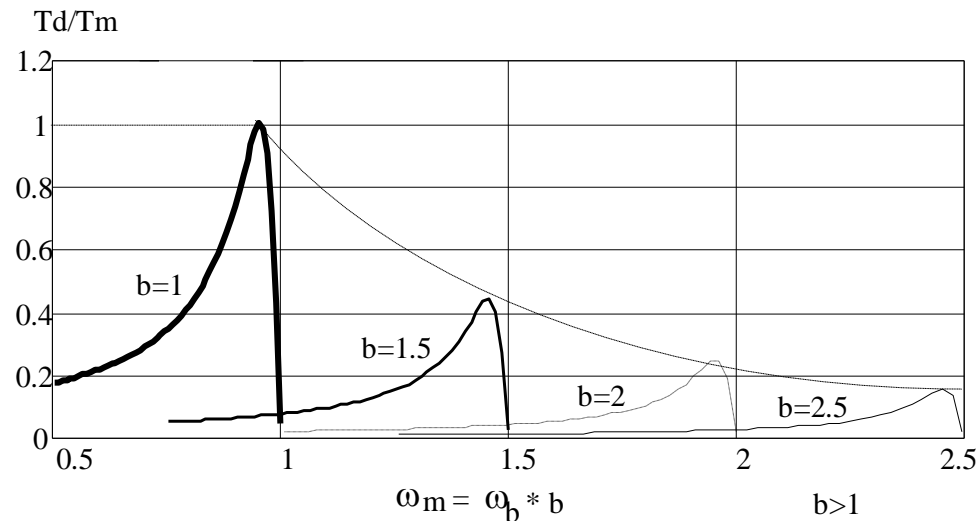


Figura 7.12 Característica torque - velocidade com controle da frequência.

7.2.4 Controle da tensão e da frequência

Se a relação entre a tensão e a frequência da alimentação do motor for mantida constante, o fluxo de entreferro não se altera, de modo que o torque máximo não se altera. A figura 7.13 mostra a característica torque - velocidade para uma excitação deste tipo, para velocidades abaixo da velocidade base.

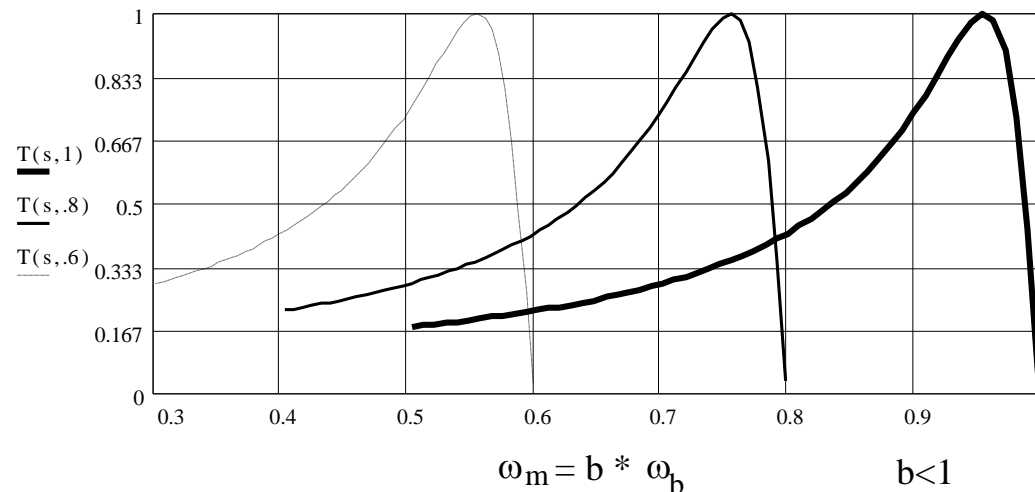


Figura 7.13 Característica torque - velocidade com controle de tensão/frequência.

Uma vez que a tensão nominal da máquina não deve ser excedida, este tipo de acionamento aplica-se para velocidades abaixo da velocidade base. O acionador mais usual é do tipo inversor com controle MLP que permita ajustar simultaneamente tensão e frequência.

À medida que a frequência se reduz, o fluxo de entreferro tende a diminuir devido à queda de tensão na impedância série do estator, levando à redução na tensão aplicada sobre a reatância de magnetização, o que conduz à necessidade de se elevar a tensão em tais situações para se manter o torque.

7.3 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.

Tipicamente na saída do inversor não é necessário uso de um filtro pois a própria característica RL do motor atua na filtragem da corrente. Ou seja, mesmo que a tensão aplicada ao motor seja PWM, como mostra a figura a seguir, a corrente tende à forma senoidal, o que implica em um fluxo magnético senoidal e torque constante.

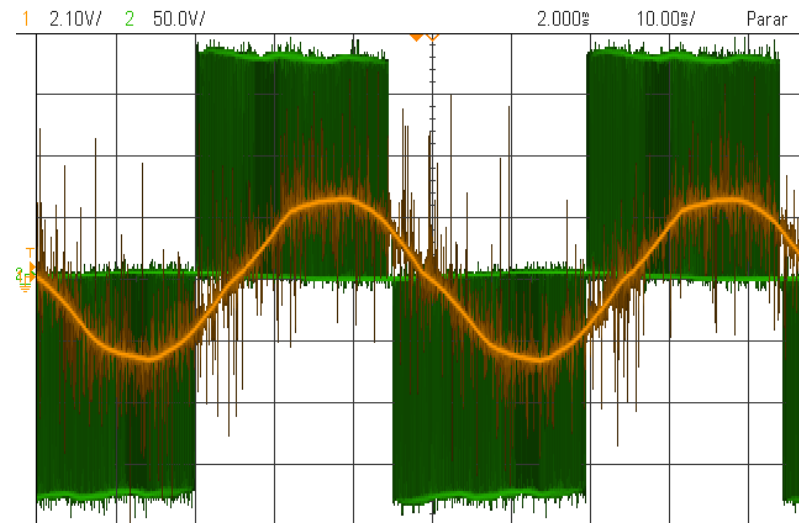


Figura 7.16 Formas de onda de tensão de linha (verde) e corrente de fase em motor de indução alimentado por inversor fonte de tensão.

7.4 Referências Bibliográficas

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

N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins: “Power Electronics: Converters, Applications and Design”. John Wiley & Sons, New York, 1994.

M. H. Rashid: “Power Electronics: Circuits, Devices and Applications”, Prentice Hall International, Inc., Englewood Cliffs, 1999.

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