

7. CONVERSORES CC-CA PARA ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

As máquinas de corrente alternada, especialmente a máquina de indução, são construtivamente muito mais simples e robustas do que as 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 manutenção do que as máquinas cc equivalentes.

Quando se trata de realizar um acionamento controlado, no entanto, os conversores e sistemas de controle necessários se tornam bem 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 do 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 técnicas de controle, como o controle vetorial, tem possibilitado às máquinas ca apresentarem comportamento similar ao das máquinas cc, eliminando, também neste aspecto, as vantagens anteriores das máquinas de corrente contínua.

Este capítulo analisará as máquinas de indução trifásicas e os conversores cc-ca utilizados em seu acionamento, uma vez que representam a grande maioria das aplicações industriais neste campo.

7.1 Modelamento 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. De qualquer forma, por efeito transformador, o campo magnético produzido pelos enrolamentos do estator induzem correntes no rotor, de modo que, da interação de ambos campos magnéticos será produzido o torque que levará a máquina à rotação.

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. O campo produzido pelas correntes induzidas no rotor terá a mesma característica, procurando sempre acompanhar o campo girante do estator.

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 diferente do que a velocidade do campo girante. A figura 7.1 ilustra a formação 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).

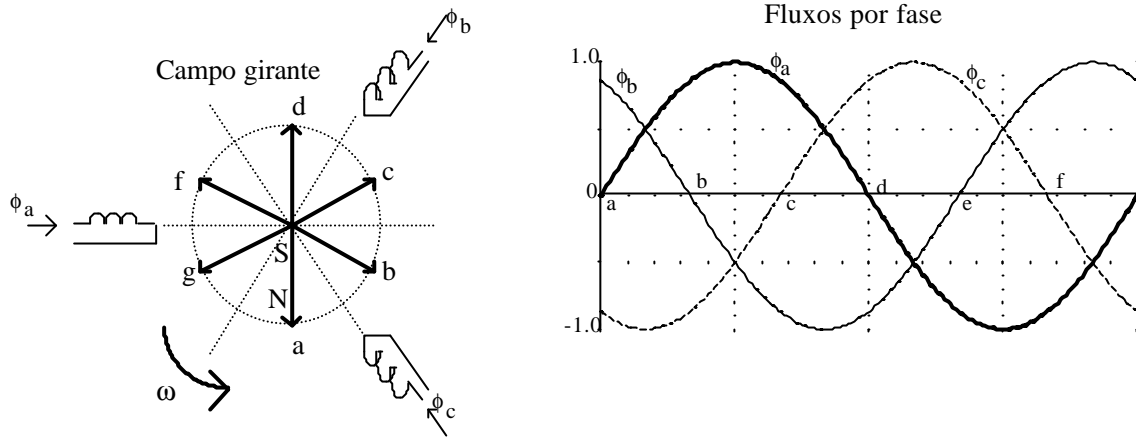


Figura 7.1 Formação de campo girante.

O campo girante possui 2 pólos norte e 2 pólos sul, distribuídos simetricamente e intercalados. A figura 7.2 ilustra tal situação. Dada a simetria circular das máquinas, tem-se que o campo resultante, visto no entreferro da máquina, apresenta os pólos resultantes deslocados 90 graus (espacial) um do outro. Note-se, ainda, que a resultante no centro do arranjo é sempre nula. No entanto, o que importa é o fluxo presente no entreferro.

A cada ciclo completo das tensões de alimentação (360 graus elétricos) corresponde uma rotação de 180 graus no eixo.

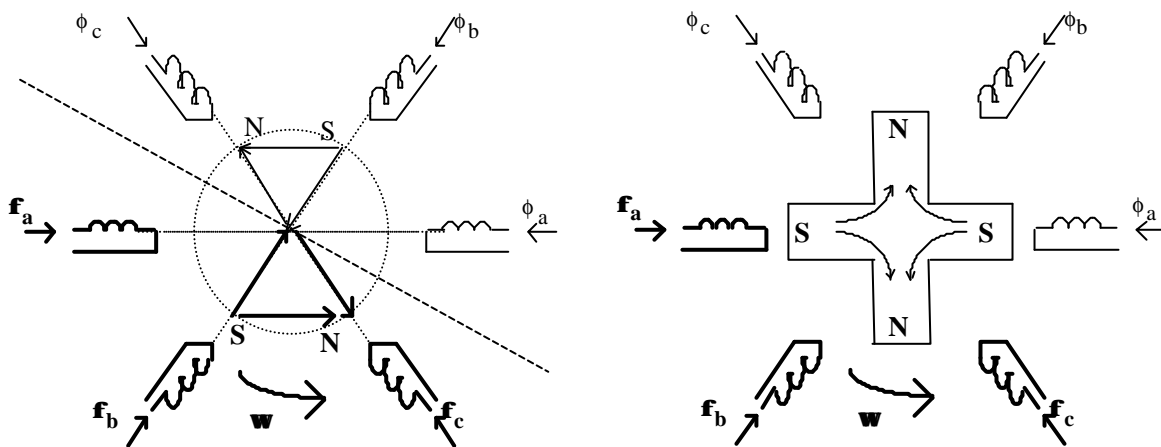


Figura 7.2 Campo girante em máquina de 4 pólos.

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:

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \omega}{p} \tag{7.1}$$

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:

$$\phi(t) = \phi_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \delta - \omega_s \cdot t) \tag{7.2}$$

A tensão induzida por fase nos enrolamentos do motor é:

$$e_r(t) = N_r \cdot \frac{d\phi}{dt} = -N_r \cdot \phi_m \cdot (\omega_s - \omega_m) \cdot \sin[(\omega_s - \omega_m) \cdot t - \delta] \tag{7.3}$$

Esta equação pode ser reescrita como:

$$e_r(t) = -s \cdot \sqrt{2} \cdot E_r \cdot \sin(s \cdot \omega_s \cdot t - \delta) \tag{7.4}$$

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)

s é o escorregamento definido por:

$$s = \frac{(\omega_s - \omega_m)}{\omega_s} \tag{7.5}$$

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

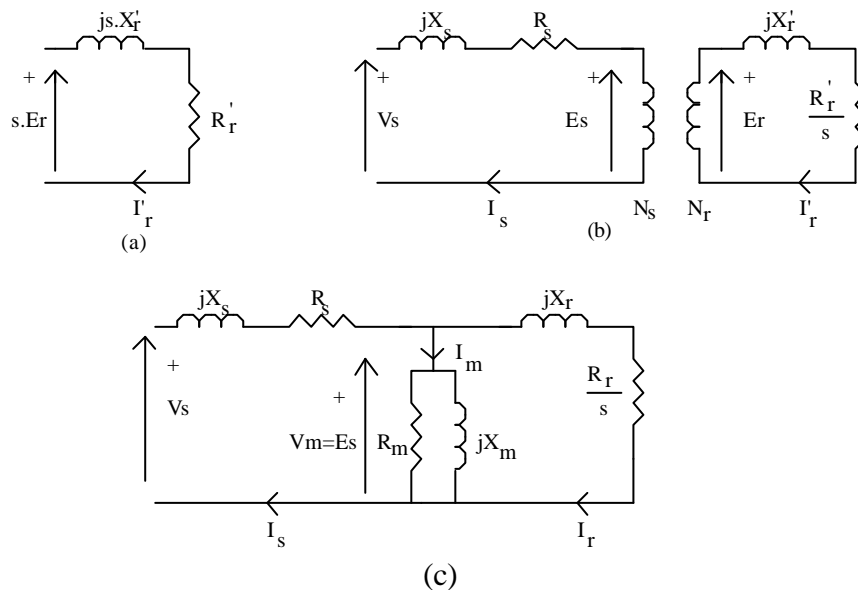


Figura 7.3 Modelos circuitais para motor de indução: a) circuito do rotor; b) com rotor e estator separados, c) com rotor refletido ao lado do estator.

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:

$$I_r' = \frac{s \cdot E_r}{R_r' + j \cdot s \cdot X_r'} \quad (7.5)$$

$$I_r' = \frac{E_r}{\frac{R_r'}{s} + j \cdot X_r'} \quad (7.5.a)$$

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 inclui-se também 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:

$$P_s = 3 \cdot I_s^2 \cdot R_s \quad (7.6)$$

$$P_r = 3 \cdot I_r'^2 \cdot R_r \quad (7.7)$$

As perdas no material ferromagnético são estimadas por:

$$P_c = \frac{3 \cdot V_m^2}{R_m} \approx \frac{3 \cdot V_s^2}{R_m} \quad (7.8)$$

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

$$P_g = 3 \cdot I_r'^2 \cdot \frac{R_r}{s} \quad (7.9)$$

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

$$P_d = P_g - P_r = P_g \cdot (1 - s) \quad (7.10)$$

O torque desenvolvido é:

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (7.11)$$

A potência de entrada é:

$$P_i = P_c + P_s + P_g = 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos \theta_s \quad (7.12)$$

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):

$$P_o = P_d - P_x \quad (7.13)$$

A eficiência será:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_x}{P_c + P_s + P_g} \quad (7.14)$$

Sendo $P_g \gg (P_c + P_s)$ e $P_d \gg P_x$, a eficiência é, aproximadamente:

$$\eta \approx 1 - s \quad (7.15)$$

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.

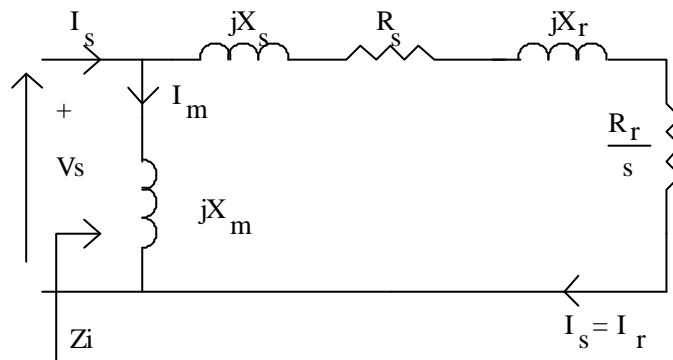


Figura 7.4. Modelo simplificado, por fase, de motor de indução.

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

$$Z_i = \frac{-X_m \cdot (X_s + X_r) + j \cdot X_m \cdot (R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j \cdot (X_m + X_s + X_r)} \quad (7.16)$$

A defasagem entre tensão e corrente na entrada será:

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \right) \quad (7.17)$$

Da figura 7.4, a corrente de rotor é:

$$I_r = \frac{V_s}{\left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (7.18)$$

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

$$T_d = \frac{3 \cdot R_r \cdot V_s^2}{s \cdot \omega_s \cdot \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (7.19)$$

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 ($1 \leq s \leq 2$)

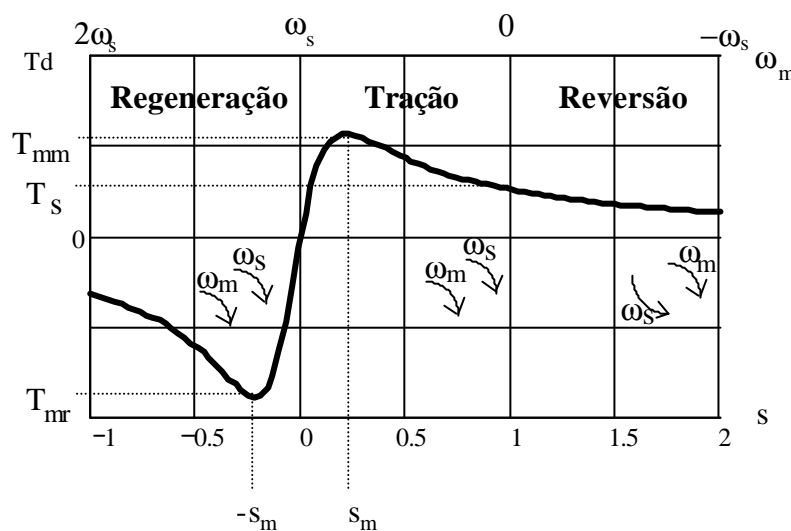


Figura 7.5 Característica torque-velocidade de máquina de indução.

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.

A corrente do rotor é dependente da tensão nele induzida e de sua impedância. A variação da tensão induzida é linear com o escorregamento, enquanto a da impedância não o é. Para valores pequenos de s (até cerca de 10%, tipicamente), a reatância do rotor pode ser desconsiderada ($s \cdot X_r$, na equação 7.5). Sendo o rotor praticamente resistivo (e variando minimamente), a corrente do rotor cresce de modo linear com o escorregamento, o mesmo ocorrendo com a potência. Dado que a velocidade é praticamente constante (próxima a ω_s), o torque varia de forma praticamente linear com o aumento de s.

Quando as hipóteses acima deixam de serem válidas, ou seja, quando a reatância do rotor se torna significativa e a resistência equivalente passa a diminuir de modo mais marcante, tem-se uma

redução da potência (seja pela diminuição da corrente, seja pela menor fração de tensão aplicada à parte resistiva), levando a menores potência e torque.

A operação normal do motor se dá na 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.

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.

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

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\left[R_s^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (7.20)$$

Substituindo estes valores na expressão do torque, obtém-se os máximo torques possíveis:

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s \cdot \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]} \quad (7.21)$$

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s \cdot \left[-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]} \quad (7.22)$$

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:

$$T_d = \frac{3R_r \cdot V_s^2}{s \cdot \omega_s \cdot \left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (7.23)$$

$$T_s = \frac{3R_r \cdot V_s^2}{\omega_s \cdot \left[(R_r)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (7.24)$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r} \tag{7.25}$$

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3 \cdot V_s^2}{2\omega_s \cdot (X_s + X_r)} \tag{7.26}$$

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

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2 \cdot s \cdot s_m}{s_m^2 + s^2} \tag{7.27}$$

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2 \cdot s_m}{s_m^2 + 1} \tag{7.28}$$

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

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = 2 \frac{\omega_s - \omega_m}{s_m \cdot \omega_s} \tag{7.29}$$

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

$$\omega_m = \omega_s \cdot \left(1 - \frac{s_m \cdot T_d}{2 \cdot T_{mm}} \right) \tag{7.30}$$

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.

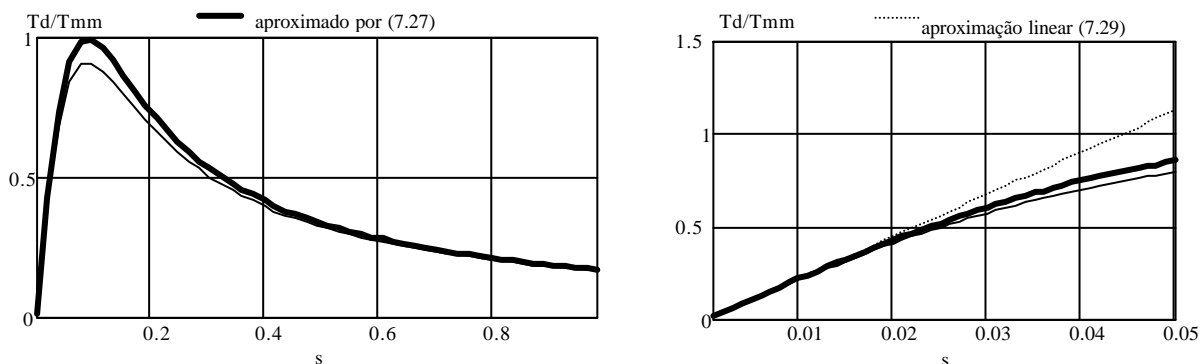


Figura 7.6 Característica torque-escorregamento aproximada (desprezando R_s) e linearizada.

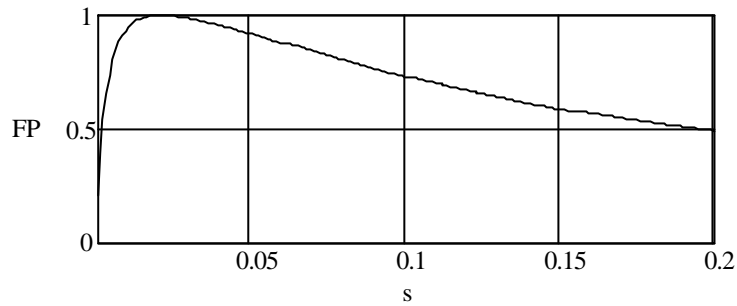


Figura 7.7 Fator de potência do motor.

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. Os resistores podem ser substituídos por um retificador trifásico que “enxerga” uma resistência variável, determinada, por sua vez, pelo ciclo de trabalho do transistor de saída, como mostrado na figura 7.9.b.

Outros arranjos, utilizando retificadores controlados, permitem que, ao invés de dissipar energia sobre a resistência externa, se possa enviá-la de volta para a rede. A relação entre a tensão cc definida pela retificador e a corrente I_d refletem para os enrolamentos do rotor a resistência equivalente. Este arranjo é mostrado na figura 7.9.c.

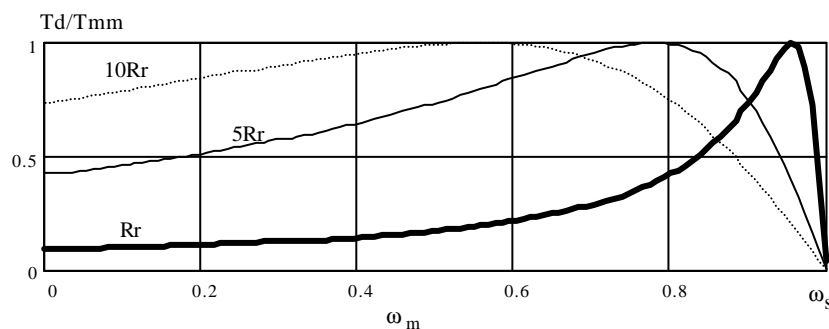


Figura 7.8 Característica torque - velocidade para diferentes valores de resistência de rotor.

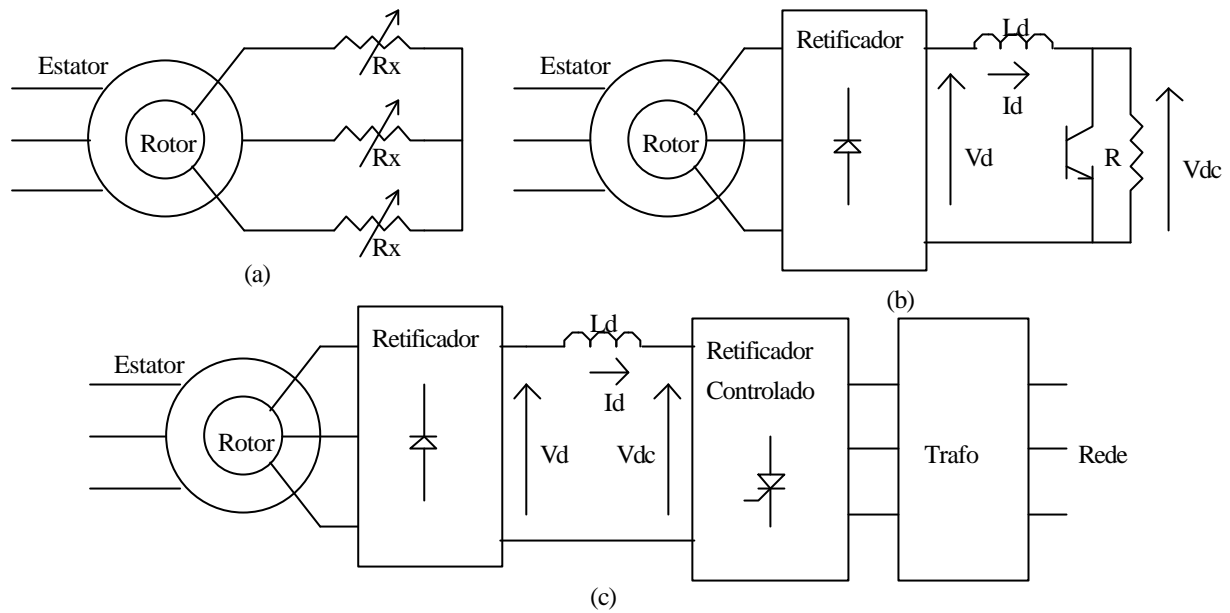


Figura 7.9 Controle de velocidade por variação da resistência da armadura.

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.

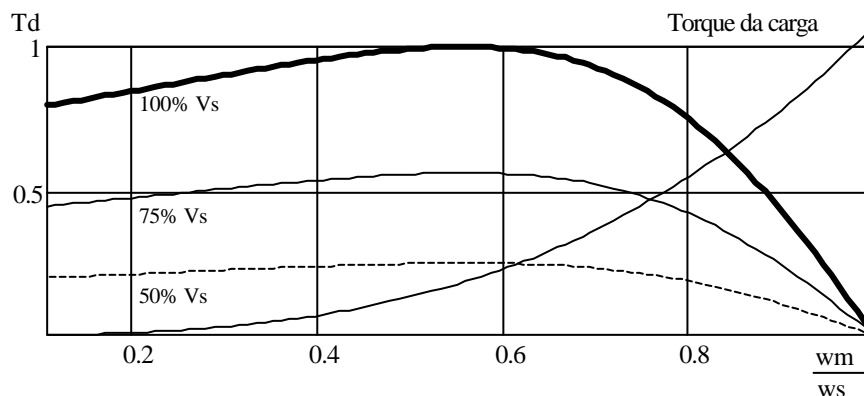


Figura 7.10. Características torque - velocidade para diferentes valores de tensão de alimentação.

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, seja 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.

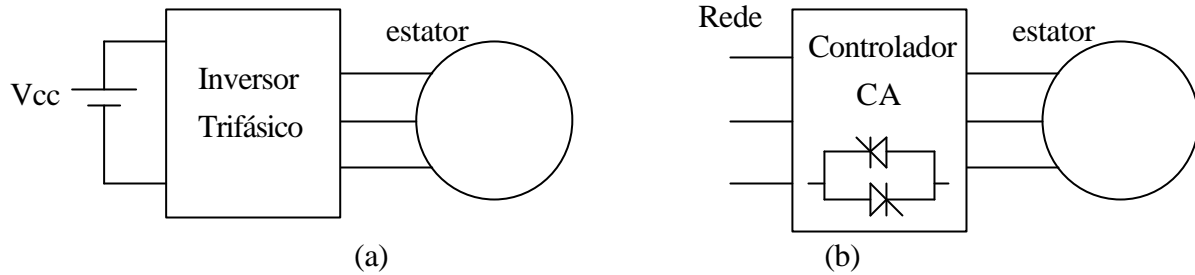


Figura 7.11 Controle da tensão de estator por inversor (a) e controlador ca (b).

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 é 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:

$$\omega_s = b \cdot \omega_b \tag{7.31}$$

$$s = \frac{b \cdot \omega_b - \omega_m}{b \cdot \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{b \cdot \omega_b} \tag{7.32}$$

A expressão para o torque será:

$$T_d = \frac{3 \cdot R_r \cdot V_s^2}{s \cdot b \cdot \omega_b \cdot \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (b \cdot X_s + b \cdot X_r)^2 \right]} \tag{7.33}$$

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.

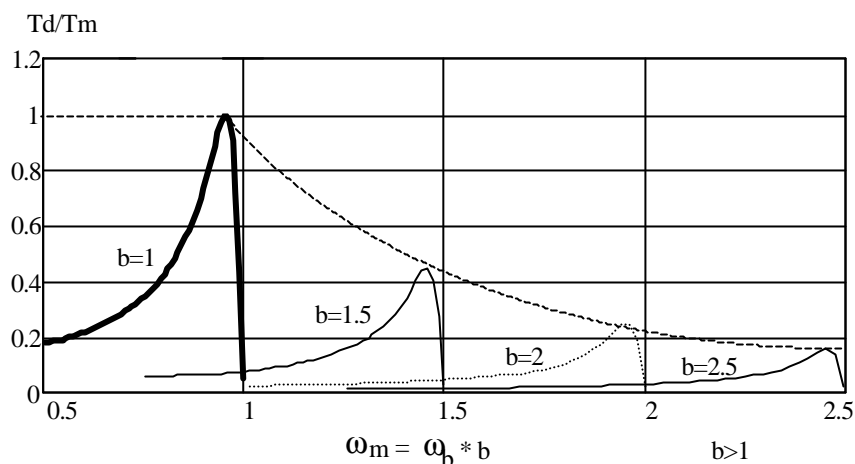


Figura 7.12 Característica torque - velocidade com controle da frequência.

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.

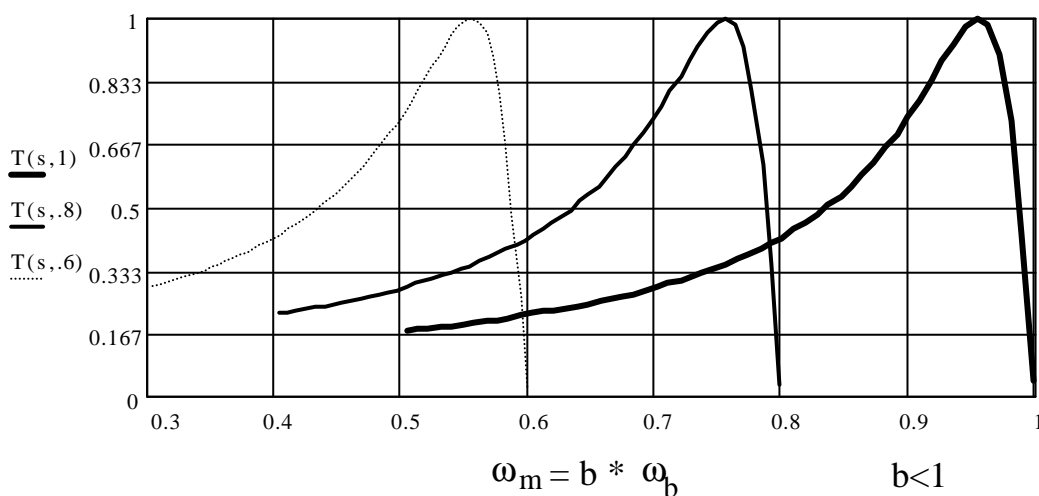


Figura 7.13 Característica torque - velocidade com controle de tensão/frequência.

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 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. Para velocidades muito baixas pode-se ainda fazer uso de cicloconvertores (convertidores ca-ca).

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.

7.2.5 Controle da corrente

O torque do motor de indução pode ser controlado variando-se a corrente do rotor. No entanto, como tem-se acesso à corrente do estator, é ela que pode ser objeto de controle direto. A corrente e o torque produzido podem ser rescritos como:

$$I_r = \frac{jI_i \cdot X_m}{R_s + \frac{R_r}{s} + j(X_m + X_s + X_r)} \tag{7.34}$$

$$T_d = \frac{3R_r \cdot (X_m \cdot I_i)^2}{s \cdot \omega_s \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]} \tag{7.34.a}$$

O torque de partida (s=1) é dado por:

$$T_s = \frac{3R_r \cdot (X_m \cdot I_i)^2}{\omega_s \left[(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]} \tag{7.35}$$

O escorregamento para o torque máximo é:

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2}} \tag{7.36}$$

Desprezando o efeito da impedância do estator, o torque máximo é expresso por:

$$T_m = \frac{3 \cdot L_m^2}{2(L_m + L_r)} \cdot I_i^2 \tag{7.37}$$

A figura 7.14 mostra a característica torque - velocidade para diferentes valores de corrente de entrada.

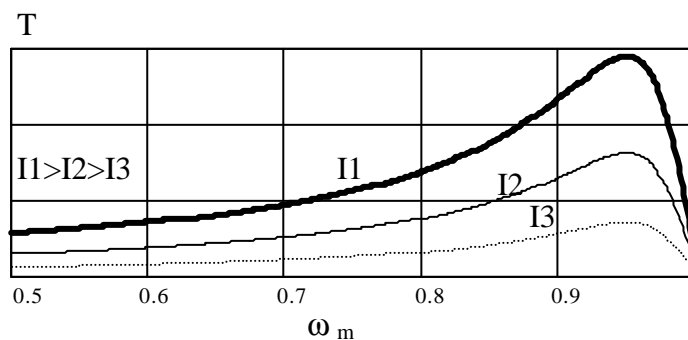


Figura 7.14 Característica torque - velocidade com acionamento por controle de corrente.

O torque máximo é praticamente independente da frequência. Na partida (s=1) o valor R_r/s é reduzido, de modo que a corrente que flui pela indutância de magnetização é pequena, produzindo

um baixo fluxo e, conseqüentemente, um pequeno torque. À medida que a máquina se acelera o escorregamento diminui e aumentam a corrente de magnetização, o fluxo e o torque, caminhando no sentido da saturação do material ferromagnético.

A fim de evitar saturação, o motor é normalmente acionado na região instável da curva torque - velocidade, o que só é possível em malha fechada e com controle sobre a tensão terminal da máquina (para impedir a sua saturação).

Uma corrente constante pode ser suprida por inversores de corrente. Tais inversores são obtidos tendo no barramento cc uma fonte de corrente contínua, tipicamente realizada por um indutor, sobre o qual é controlada a corrente. Técnicas tipo MLP são também possíveis, desde que o inversor seja adaptado para tal situação. Isto significa que as chaves devem permitir passagem de corrente em apenas um sentido, sendo capazes de bloquear tensões com ambas polaridades. A figura 7.15 mostra as chaves semicondutoras utilizadas nos diferentes tipos de inversores.

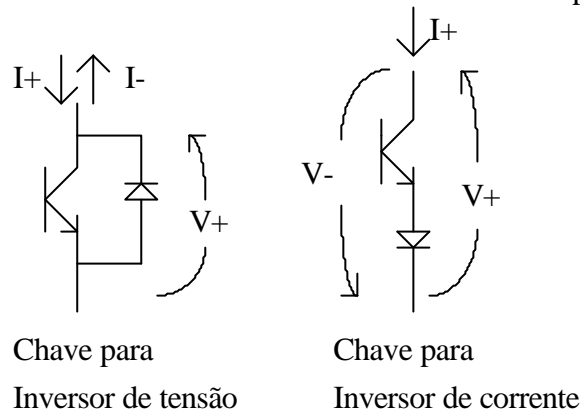


Figura 7.15 Chaves semicondutoras para inversores de tensão e de corrente.

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.

7.4 Inversores de corrente

O uso de inversores de corrente ocorre principalmente em aplicações de grande potência, nas quais não é necessária uma rápida resposta dinâmica, tais como: ventiladores e bombas, guindastes, esteiras rolantes, acionamento de veículos pesados. Dada a alta potência envolvida, soluções topológicas que utilizam SCRs e GTOs (Gate Turn-Off Thyristors) são interessantes. No primeiro caso (SCRs) como a alimentação é em corrente contínua, faz-se necessário o uso de algum tipo de comutação forçada para permitir o desligamento dos tiristores. Com GTOs é possível utilizar técnicas do tipo MLP.

A tensão observada na entrada das máquinas é praticamente senoidal. Este fato indica o uso destes conversores para o acionamento de máquinas elétricas (especialmente as de construção mais antiga) cuja isolamento da fiação, em função do isolante utilizado, não admite taxas de variação da tensão (dv/dt) muito elevadas.

Uma estrutura genérica para um sistema de acionamento de motores ca em corrente é mostrada na figura 7.16. O nível da corrente cc sobre a indutância de alisamento, L , é ajustado pelo

retificador (conversor ca-cc) de entrada. A frequência das correntes alternadas na saída do inversor (conversor cc-ca) é determinada pelo circuito de comando do inversor. Este inversor pode possuir diferentes topologias, como se verá a seguir.

Esta estrutura permite, pelo ajuste adequado do ângulo de disparo da ponte retificadora, a regeneração de energia, ou seja, a energia retirada do motor acionado pode refluir para a rede, bastando para tanto que, momentaneamente, a tensão média na saída do retificador seja negativa.

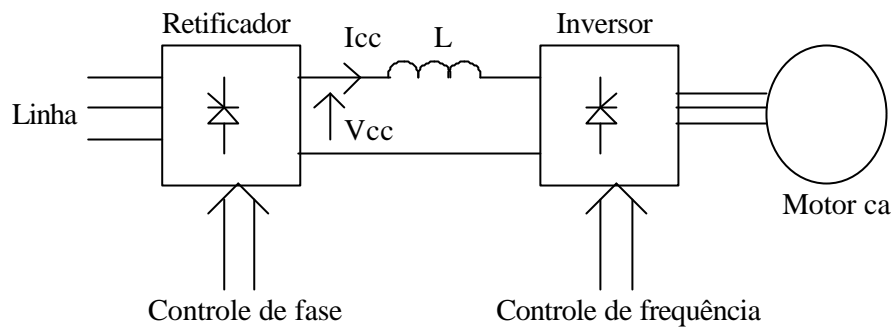


Figura 7.16 Estrutura básica de sistema para acionamento em corrente de máquina ca.

7.4.1 Inversor a tiristores

A figura 7.17 mostra a topologia de um inversor de corrente trifásico utilizando SCRs. A máquina é representada por um circuito RL e uma tensão E , de forma senoidal. A operação adequada do conversor exige que exista, a todo instante, pelo menos uma fase de cada semi-ponte (superior e inferior) em condução, para dar vazão à corrente. Em caso de necessidade, a chave auxiliar Sw propicia um caminho alternativo para a corrente. Os capacitores utilizados são os responsáveis pela comutação dos tiristores, como se verá na seqüência.

A seqüência dos sinais de comando dos tiristores está indicada na figura 7.18, para um dado sentido de rotação. Mostra-se também a forma das correntes no motor para conexões em estrela e em triângulo.

Para analisar o funcionamento deste circuito, consideremos que, inicialmente, os tiristores $T1$ e $T2$, bem como os diodos $D1$ e $D2$, estejam em condução. A corrente flui pelas fases A e C. A figura 7.19.a mostra esta situação topológica. O capacitor $C1$ está carregado com a polaridade indicada, $C5$ está carregado com a mesma tensão de $C1$, com a polaridade indicada na figura 7.19.a. $C3$ está descarregado.

No instante $t1$ cessa-se de enviar o sinal de acionamento para $T1$ e comanda-se a entrada em condução de $T3$. Para que $T1$ efetivamente desligue é necessário que sua corrente vá a zero. Com a condução de $T3$, a corrente circula pelos capacitores como indicado na figura 7.19.b, ou seja, descarregando $C1$ e $C5$ e carregando $C3$. Por $C1$ circula $2/3$ da corrente, enquanto por $C3$ e $C5$ (que aparecem em série) circula o restante $1/3$. A corrente da fase A permanece inalterada e $D1$ segue conduzindo. A variação das tensões nos capacitores é linear.

A tensão em $C1$ se inverte e quando o potencial do ponto b se torna maior do que em B, o diodo $D3$ se torna diretamente polarizado, levando ao desligamento de $D1$. Como a carga é indutiva, a transferência da corrente de uma fase para outra não é instantânea, de modo que, por alguns instantes a corrente coexiste em ambas as fases, embora sua soma seja constante, como indicado na figura 7.19.c.

Neste intervalo, ocorre uma ressonância entre as capacitâncias do circuito e as indutâncias da carga, levando a uma elevação importante na tensão V_{BA} acima do valor da tensão produzida

pela máquina (E). Estes picos de tensão são típicos destes conversores e devem ser considerados no dimensionamento dos elementos. Este intervalo termina com os capacitores C1 e C3 carregados como mostrado na figura 7.19.d estando C5 com tensão nula. A figura 7.20 mostra uma forma de onda típica da tensão entre fases deste tipo de inversor.

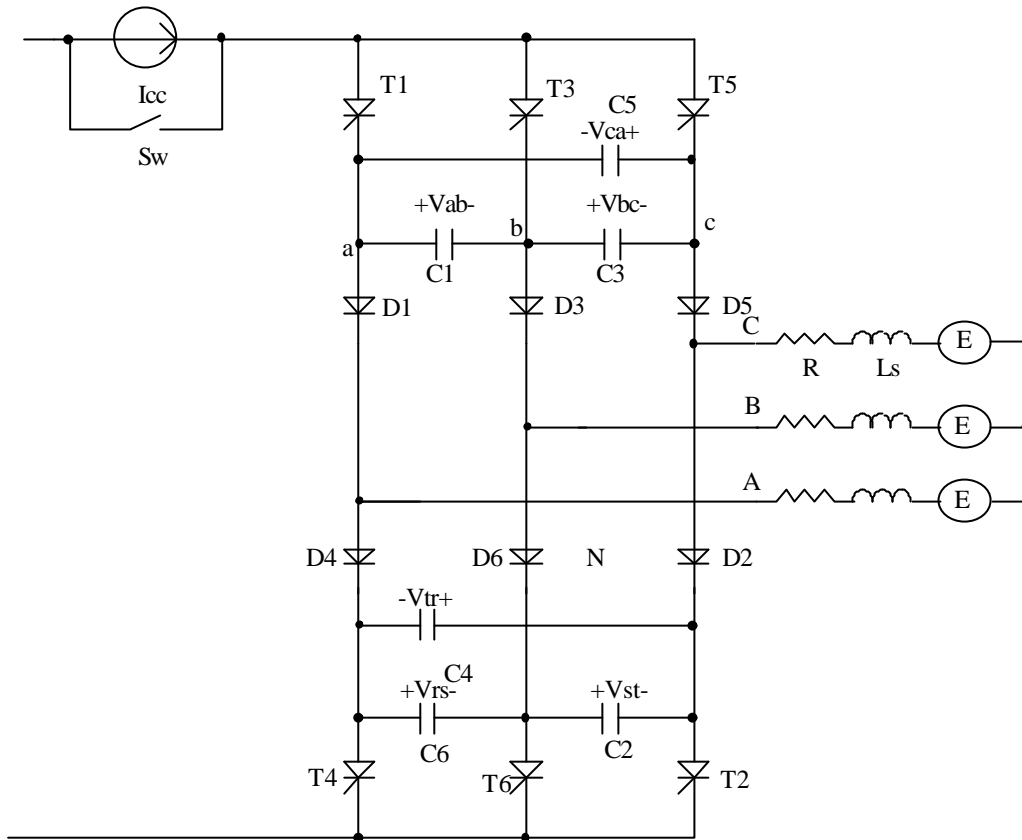


Figura 7.17 Topologia de um inversor de corrente trifásico utilizando SCRs

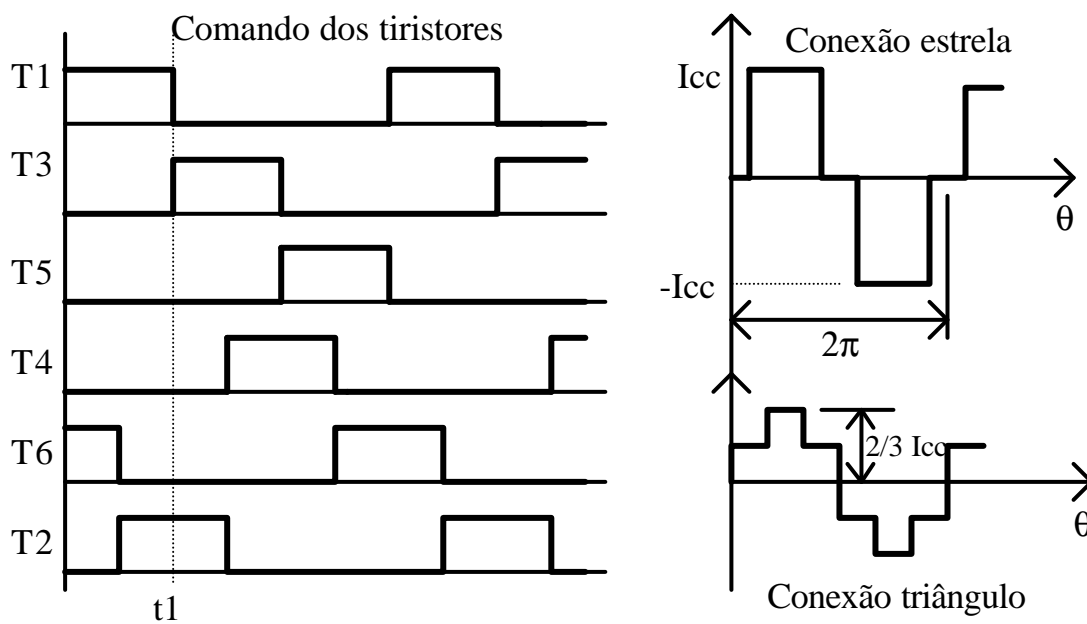


Figura 7.18. Condução dos tiristores e formas de corrente na carga.

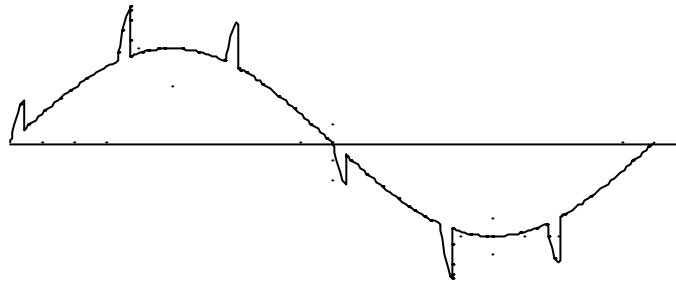


Figura 7.20 Forma de onda típica de tensão de linha para inversor de corrente a tiristores.

7.4.1.1 Funcionamento na partida

É importante analisar também o comportamento do circuito no início de operação, quando todos os capacitores estão descarregados. A tensão E vale zero e não há queda sobre as indutâncias da carga (pois a corrente é suposta constante)

Consideremos que T1 e T2 estejam conduzindo uma corrente I_{cc} . Num primeiro momento a corrente da semi-ponte superior circula por 2 caminhos:

- T1, D1, fase A, fase C, D2, T2
- T1, capacitores, D5, D2, T2

O capacitor C5 se carrega até o valor da tensão $V_{AC} = 2.I_{cc}.R$, quando D5 deixa de conduzir. Como os capacitores C1 e C3 estão conectados em série, sobre cada um deles tem-se a metade de tal tensão.

Quando T3 é acionado, a tensão sobre C1 polariza reversamente T1 e, com a corrente passando a fluir por T3, T1 desligará. Ao mesmo tempo D3 entra em condução e a corrente vai se transferindo da fase A para a fase B. Assim, nesta primeira comutação não existe o intervalo em que os capacitores se carregam linearmente (pois $E=0$). Quando o motor inicia a girar, surge uma tensão induzida E e as próximas comutações seguem a seqüência descrita anteriormente.

A tensão sobre o capacitor C1 deve ser suficiente para manter T1 reversamente polarizado durante o tempo necessário para garantir seu desligamento (tipicamente, dezenas de microsegundos). Ou seja, para uma dada corrente, há uma tensão mínima que permite o funcionamento correto do conversor. Um aumento nesta tensão pode ser obtido se a corrente I_{cc} apresentar (nos primeiros ciclos) uma ondulação significativa, o que faz com que a componente indutiva da carga também contribua com a tensão.

A figura 7.21 mostra uma estrutura em ponte dupla e que opera segundo o mesmo princípio descrito. Neste caso, deve haver um circuito adicional para fazer uma pré-carga nos capacitores. As polaridades marcadas nos capacitores indicam as polaridades necessárias para a comutação dos tiristores em condução. A figura ilustra um exemplo de comutação de T3, quando T5 entra em condução. Os tiristores auxiliares (T1a, T2a, etc.) servem para proceder ao desligamento dos tiristores principais, atuando apenas durante as comutações.

7.4.2 Inversor com IGBT (ou GTO)

Se a chave semicondutora permite desligamento comandado, como é o caso dos transistores e GTOs, pode-se aplicar técnicas de modulação de largura de pulso, à semelhança do que se faz com os inversores de tensão. A figura 7.22 mostra uma topologia deste tipo.

O interruptor deve permitir passagem de corrente num único sentido e ser capaz de bloquear tensões com ambas polaridades. Deve-se garantir que haja sempre uma chave em condução em cada semiponte.

Como a impedância da carga é indutiva, é necessária a colocação de capacitores na saída do inversor de modo a acomodar as diferenças instantâneas dos valores das correntes de entrada e da carga. Tais capacitâncias podem provocar ressonâncias com as componentes indutivas do circuito, devendo-se controlar a tensão sobre os capacitores.

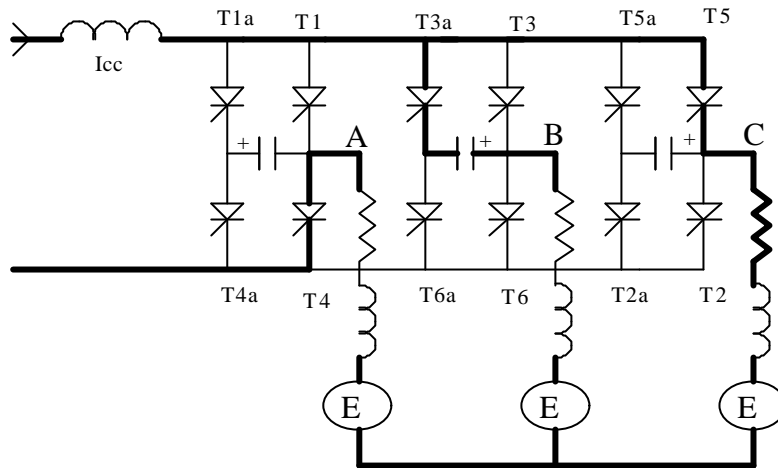


Figura 7.21 Inversor fonte de corrente trifásico em ponte dupla.

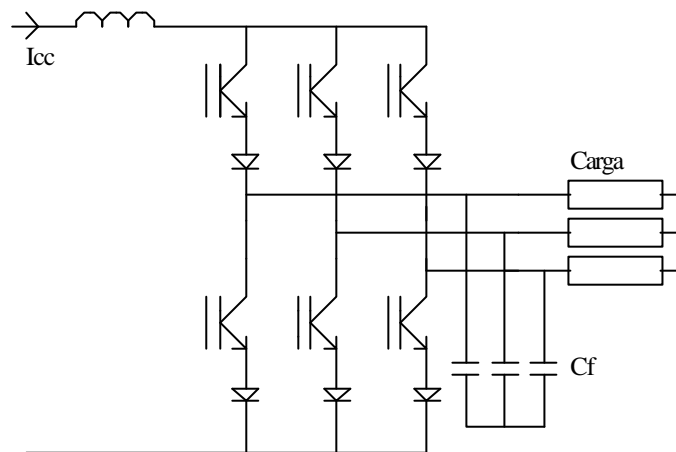


Figura 7.22 Inversor fonte de corrente MLP utilizando IGBT.

7.5 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, 1993.

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

7. CONVERSORES CC-CA PARA ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA.....	7-1
7.1 Modelamento da máquina de indução trifásica.....	7-1
7.2 Métodos de controle da velocidade de máquina de indução	7-9
7.2.1 Controle pela resistência	7-9
7.2.2 Controle pela tensão de alimentação do estator.....	7-10
7.2.3 Controle pela variação da frequência	7-11
7.2.4 Controle da tensão e da frequência	7-12
7.2.5 Controle da corrente	7-13
7.3 Inversores de tensão.....	7-14
7.4 Inversores de corrente.....	7-14
7.4.1 Inversor a tiristores.....	7-15
7.4.2 Inversor com IGBT (ou GTO).....	7-18
7.5 Referências Bibliográficas.....	7-19