

ACIONAMENTOS AC

1. Características dos motores de indução

Tentaremos restringir ao mínimo as deduções matemáticas nesta apresentação, recomendando aos interessados a bibliografia citada [1,2,3,4,15,16]. Algumas das idéias centrais na análise clássica dos motores de indução são:

- existe um campo magnético girante no entreferro do motor. Este campo magnético gira com velocidade síncrona ω_s , definida pela frequência elétrica da rede e pelo número de polos magnéticos do motor. Além disso, os enrolamentos do estator do motor são concebidos de forma a produzir uma distribuição senoidal de campo magnético ao longo do entreferro.
- existem dois tipos de motores de indução: os motores "gaiola de esquilo" e os "de rotor bobinado". Os motores de indução "gaiola de esquilo" são o tipo mais frequente. No caso dos motores de indução "de rotor bobinado" os enrolamentos do rotor são construídos de forma similar aos enrolamentos do estator. O acesso aos terminais destes enrolamentos rotóricos é feito através de escovas de carvão que deslizam sobre anéis condutores, o que dá origem ao nome de "motores de anéis", por vezes utilizado para designar tais motores.

- o mecanismo de produção de torque dos motores de indução pode ser explicado da seguinte forma: "ao aplicarmos tensão no estator do motor, estabelecemos um campo girante no entreferro. Este campo magnético induz correntes no rotor que circulam em uma posição (em relação ao campo magnético) tal que aparece conjugado, fazendo com que o rotor tente acompanhar o campo girante do entreferro". A figura ao lado ilustra tal situação:

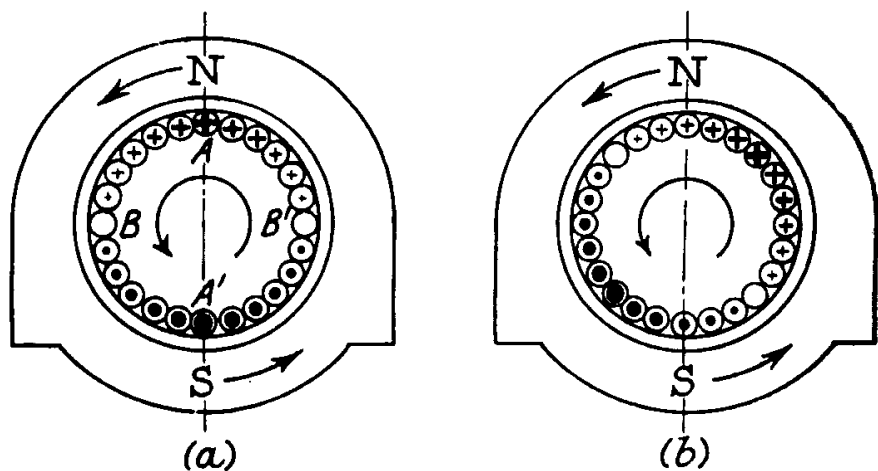


Fig. 1 Mecanismo de funcionamento de motores de indução. (a) Distribuição de fem induzida no rotor; (b) Distribuição de correntes no rotor.

- Nestes diagramas consideramos que o estator (que não está representado) produz um campo girante cujos polos Norte/Sul estão nas posições indicadas, girando com velocidade constante. Em (a), indicamos a distribuição das tensões induzidas nas barras do rotor e em (b) apresentamos a distribuição de correntes. Analisando (b) notamos que o eixo magnético do rotor está desalinhado (menos do que 90°) em relação ao campo magnético do estator, o que resulta na produção de torque.
- em condições "normais" de funcionamento, o rotor gira em uma velocidade ω_r , bastante próxima da velocidade síncrona ω_s . Define-se o escorregamento s do motor, que é uma grandeza fundamental para a análise do motor, por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1)$$

- a análise do motor de indução (tanto em regime permanente como em regimes transitórios "lentos" é feita considerando-se que o seu comportamento possa ser descrito por um circuito elétrico equivalente por fase:

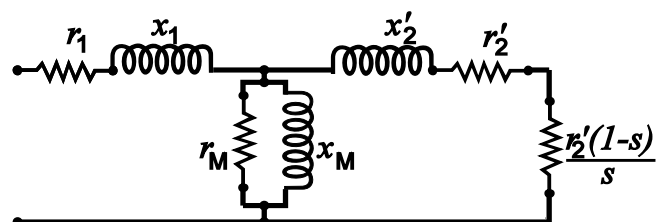


Fig. 2 Circuito equivalente do motor de indução.

- os parâmetros do circuito equivalente dependem da temperatura, saturação e efeito pelicular, sendo que tais efeitos devem ser considerados em análises mais elaboradas [4, 10,11,12,13,14] . Tais efeitos são particularmente significativos em situações de elevado escorregamento.

- a partir do circuito equivalente determinam-se as características de conjugado, corrente, rendimento e fator de potência [15,16]. Algumas destas expressões matemáticas são bastante complexas mas os resultados podem ser visualizados de forma gráfica, adotando-se um sistema de unidades PU baseado nos valores nominais do motor. Os resultados que apresentaremos a seguir se referem ao motor descrito no Anexo I.
- as curvas características conjugado×rotação e corrente×rotação de uma máquina de indução estão dadas abaixo. Nestes gráficos os asteriscos correspondem aos pontos declarados pelo fabricante em seu catálogo:

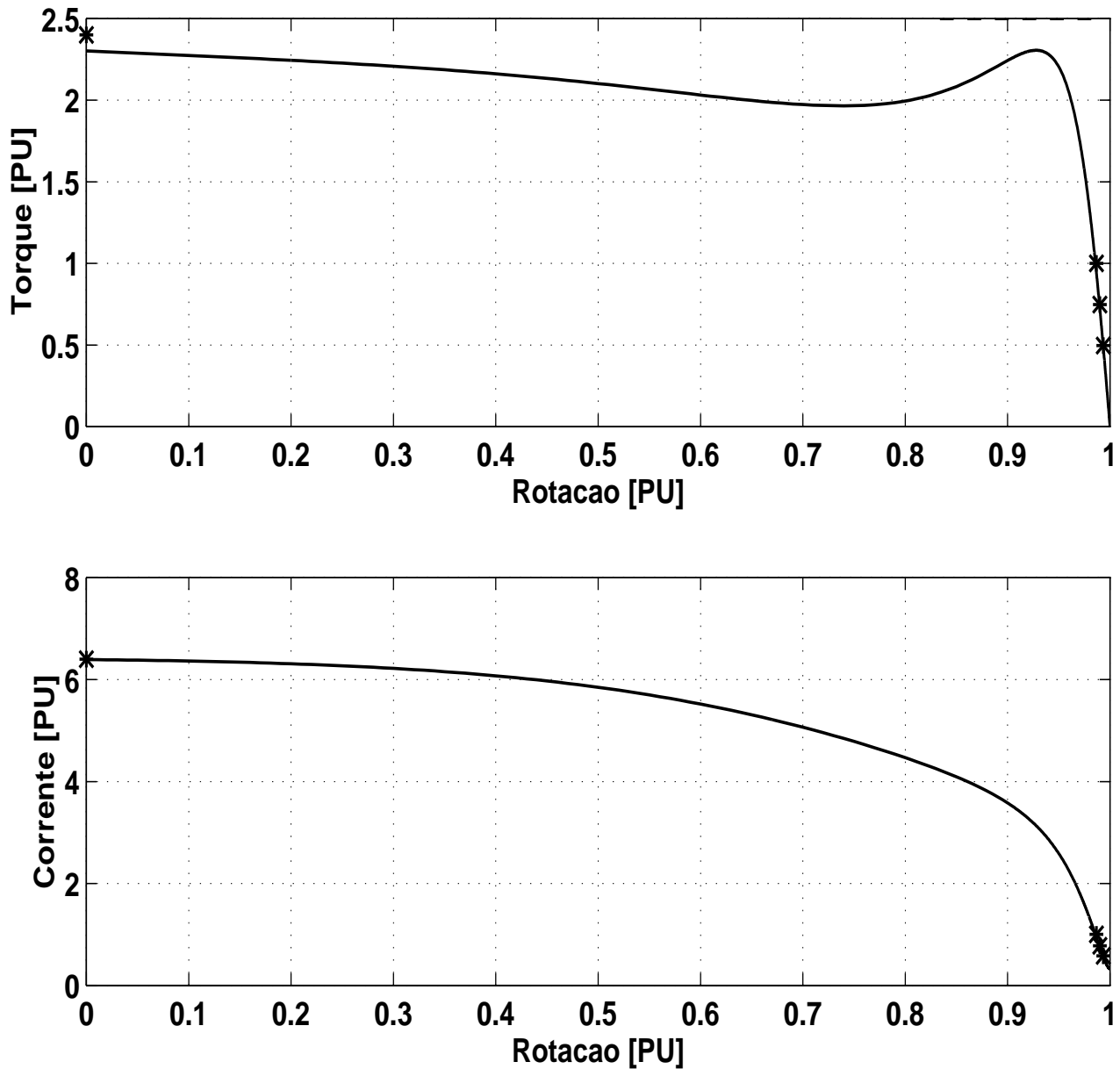


Fig. 3 Curva conjugado×rotação e corrente×rotação para um motor de indução.

- um gráfico que pode ser obtido dos fabricantes de motores apresenta simultaneamente as características de conjugado, corrente, fator de potência e rendimento, variando-se a rotação do motor na região próxima à velocidade nominal do motor. O aspecto típico deste gráfico é:

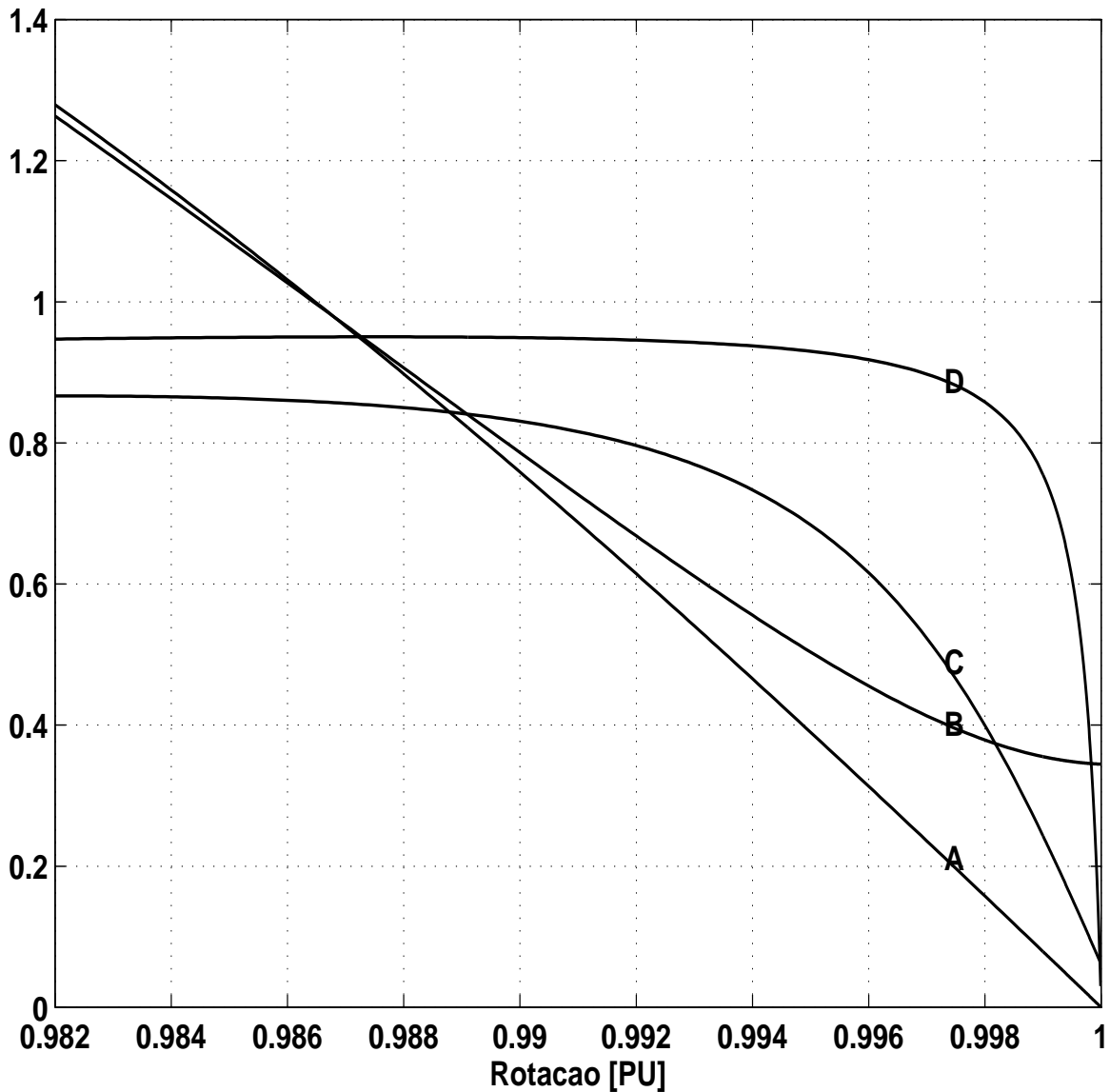


Fig. 4 Curvas características do motor de indução perto do sincronismo. (A) Conjugo; (B) Corrente; (C) Fator de potência e (D) Rendimento.

- a corrente do motor "em vazio", ou seja, a corrente de magnetização do motor, é cerca de 33% da corrente nominal do motor o fator de potência do motor cai significativamente em condições de baixa carga, o mesmo ocorrendo com o rendimento

2. Partida de motores de indução

Para a análise de regimes transitórios do motor de indução é frequente usar como fundamento teórico o que se denomina de "Teoria geral das máquinas elétricas" [17,18]. Nesta tipo de análise o comportamento da máquina é descrito por um conjunto de equações diferenciais que relacionam as grandezas fluxo, corrente, tensão, torque e velocidade do motor.

- a partida do motor de indução é estudada simulando-se numericamente as equações diferenciais. Um resultado típico mostra as variáveis velocidade, conjugo e corrente durante a partida de um motor, ligado diretamente à rede:

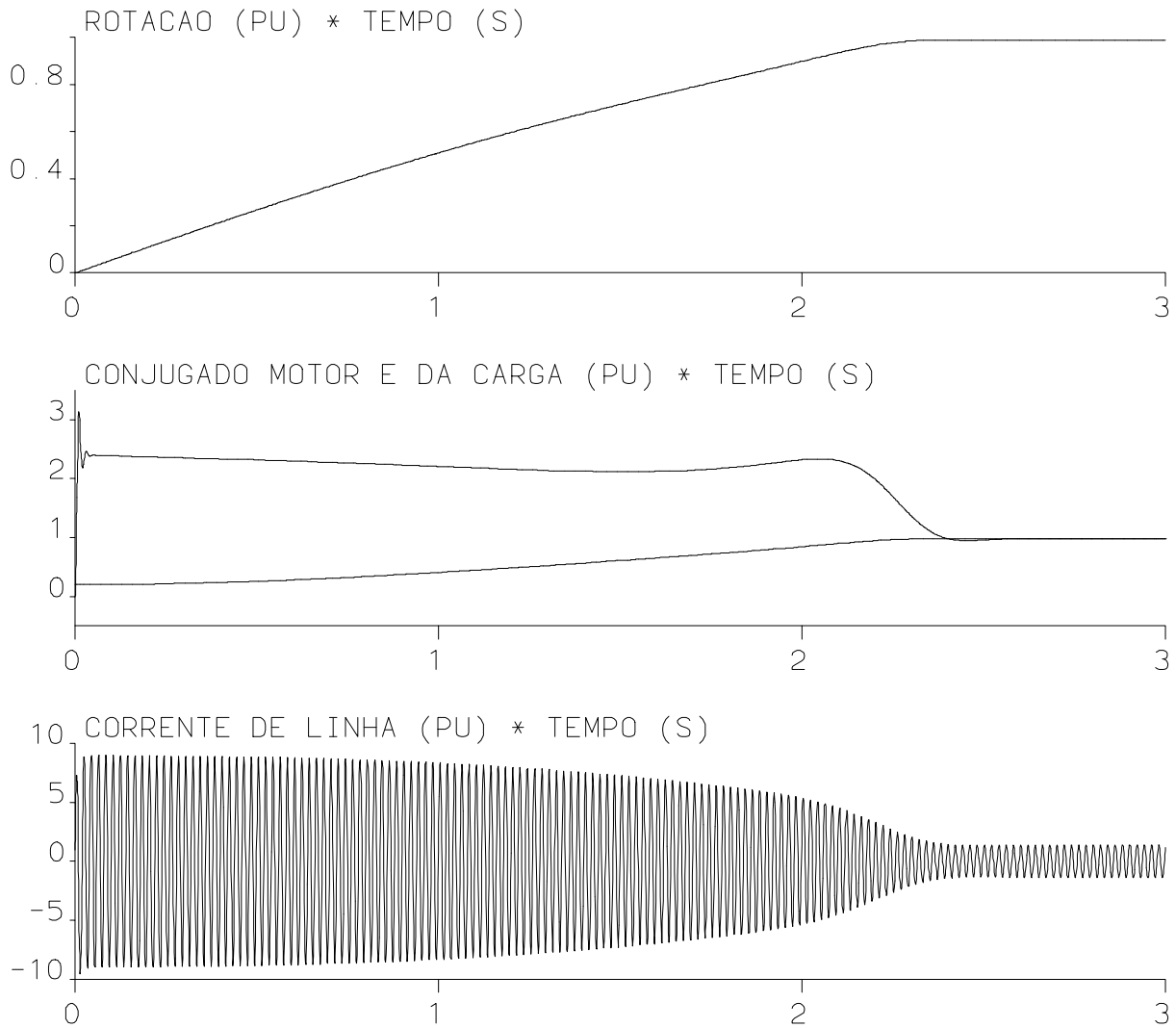


Fig. 5 Partida direta de um motor de indução.

- a partida do motor envolve vários aspectos que podem ser discutidos considerando-se o diagrama de blocos abaixo:

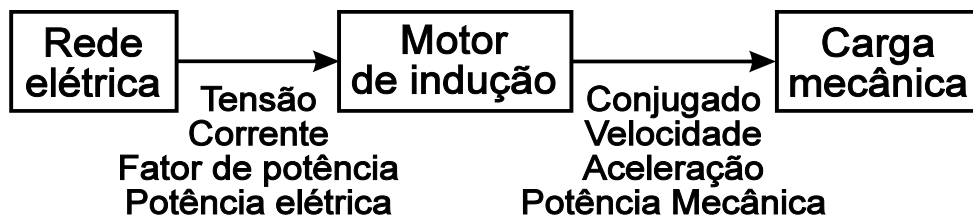


Fig. 6 Diagrama de blocos ilustrando a partida direta do motor de indução.

- ocorre uma transferência muito grande de energia da rede elétrica em direção à carga mecânica. Esta transferência de energia se dá em um período muito curto de tempo, o que se traduz em elevado nível de potência.
- do ponto de vista de rede elétrica, o que esta observa é uma carga elétrica muito elevada, de baixo fator de potência.
- do ponto de vista da carga mecânica, o que esta observa é um conjugado mecânico muito elevado, acarretando esforços mecânicos e acelerações muito altas.
- do ponto de vista do motor, a conversão de energia elétrica em energia mecânica é feita de forma ineficiente, acarretando um aquecimento acentuado do motor e esforços mecânicos elevados dentro do motor.

3. Dispositivos eletromecânicos para a partida de motores de indução

- as soluções "eletromecânicas" para a partida do motor podem ser representadas segundo o diagrama de blocos abaixo:

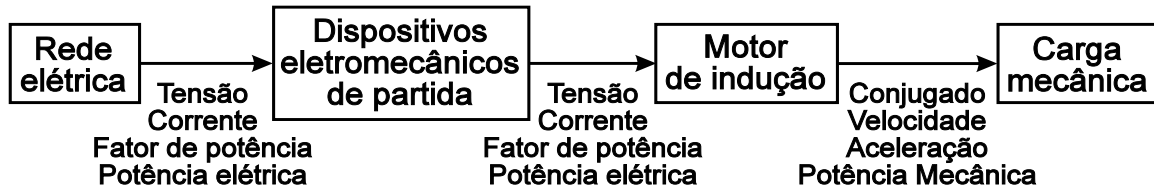


Fig. 7 Partida do motor de indução utilizando dispositivos eletromecânicos.

- Entre os dispositivos eletromecânicos de partida usuais encontramos:
 - a) Chave estrela-triângulo. Apesar de aplicarmos ao motor a tensão de linha, a chave estrela-triângulo altera as ligações internas do motor, fazendo com que cada fase do motor "enxergue" uma tensão de valor $1/\sqrt{3} = 57\%$ da tensão de linha.
 - b) Chave compensadora. A redução de tensão no caso de chaves compensadoras depende de projeto, sendo frequente uma redução de 50%, 65% e 80% da tensão de linha.
- Considere que a tensão aplicada se reduz de um fator β . A corrente do motor se reduz na mesma proporção enquanto que o conjugado diminui β^2 vezes.
- Esta redução significativa de conjugado do motor deve ser comparada com a curva característica da carga para se julgar adequadamente a "aplicabilidade" destes métodos de redução de tensão.
- Uma vez concluído o processo de partida, tais dispositivos são eliminados e o motor passa a operar conectado diretamente à rede. No caso da chave estrela-triângulo esta transição é uma possível causa de problemas pois ocorre um desligamento momentâneo do estator da rede. No momento da reconexão podem aparecer surtos de corrente e conjugado muito intensos. O uso de chaves estrela-triângulo de transição fechada, que minimizam tal tipo de problema, é muito mais dispendioso e raro.

4. Dispositivos eletrônicos para a partida de motores de indução

- as soluções "eletrônicas" ("soft-starter") para a partida do motor podem ser representadas segundo o diagrama de blocos abaixo:

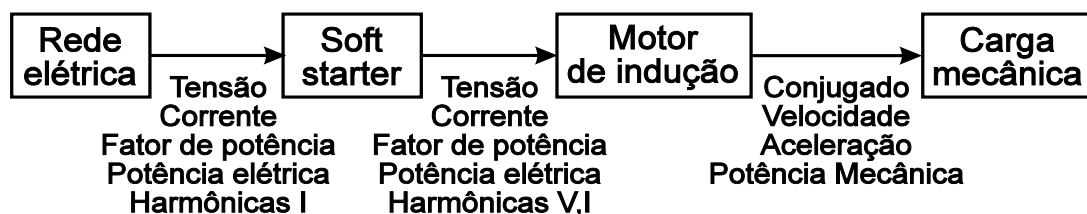


Fig. 8 Dispositivos eletrônicos para partida de motor de indução.

- Entre a rede elétrica e o motor de indução foi inserido um "soft-starter" que reduz o nível de tensão visto nos terminais do motor, reduzindo por conseguinte a corrente do motor. Entretanto, os aspectos que diferenciam o "soft-starter" dos dispositivos eletromecânicos são:
 - a) a tensão pode ser ajustada (idealmente) de forma contínua entre 0 a 100% do valor da tensão de linha.
 - b) as tensões/correntes do motor, apesar de reduzidas, passam a apresentar um conteúdo harmônico.
- O funcionamento do "soft-starter" pode ser analisado a partir dos seguintes pontos:

1) Em primeiro lugar temos uma equação de conjugado:

$$T_{Motor} - T_{Load} = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

2) O conjugado resistente da carga pode ser expresso como uma função genérica da velocidade do motor:

$$T_{Load} = f(\omega_r) \quad (3)$$

3) O conjugado do motor depende de diversos fatores. Em primeiro lugar, depende do escorregamento em um dado instante, ou seja, da velocidade do rotor ω_r . Em segundo lugar, o conjugado é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos seus terminais, que por sua vez varia em função do tempo. Resulta então:

$$T_{Motor} = K_{Motor}(\omega_r)[V_{Motor}(t)]^2 \quad (4)$$

4) Agrupando as equações 2) até 4) obtemos:

$$K_{Motor}(\omega_r)[V_{Motor}(t)]^2 - f(\omega_r) = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

5) A pergunta é: "como comandar a tensão do motor $V_{Motor}(t)$ de modo a conseguir uma dada aceleração?". Matematicamente a resposta seria:

$$V_{Motor}(t) = \sqrt{\frac{J \frac{d\omega_r}{dt} - f(\omega_r)}{K_{Motor}(\omega_r)}} \quad (6)$$

Ou seja, não existe uma resposta única pois a solução desta equação depende de inúmeros fatores, tanto da carga como do motor. Ocorre que os fabricantes (quer analiticamente, quer empiricamente) acabaram "criando" funções $V_{Motor}(t)$ adequadas para conseguir uma aceleração suave do motor e fazer com que este alcance a velocidade nominal em um tempo pré-fixado. No caso de motores acionando bombas hidráulicas, onde o conjugado resistente $f(\omega_r)$ da carga é bastante conhecido, os fabricantes "customizaram" curvas particulares de $V_{Motor}(t)$ para evitar pressões excessivas ao nível da tubulação.

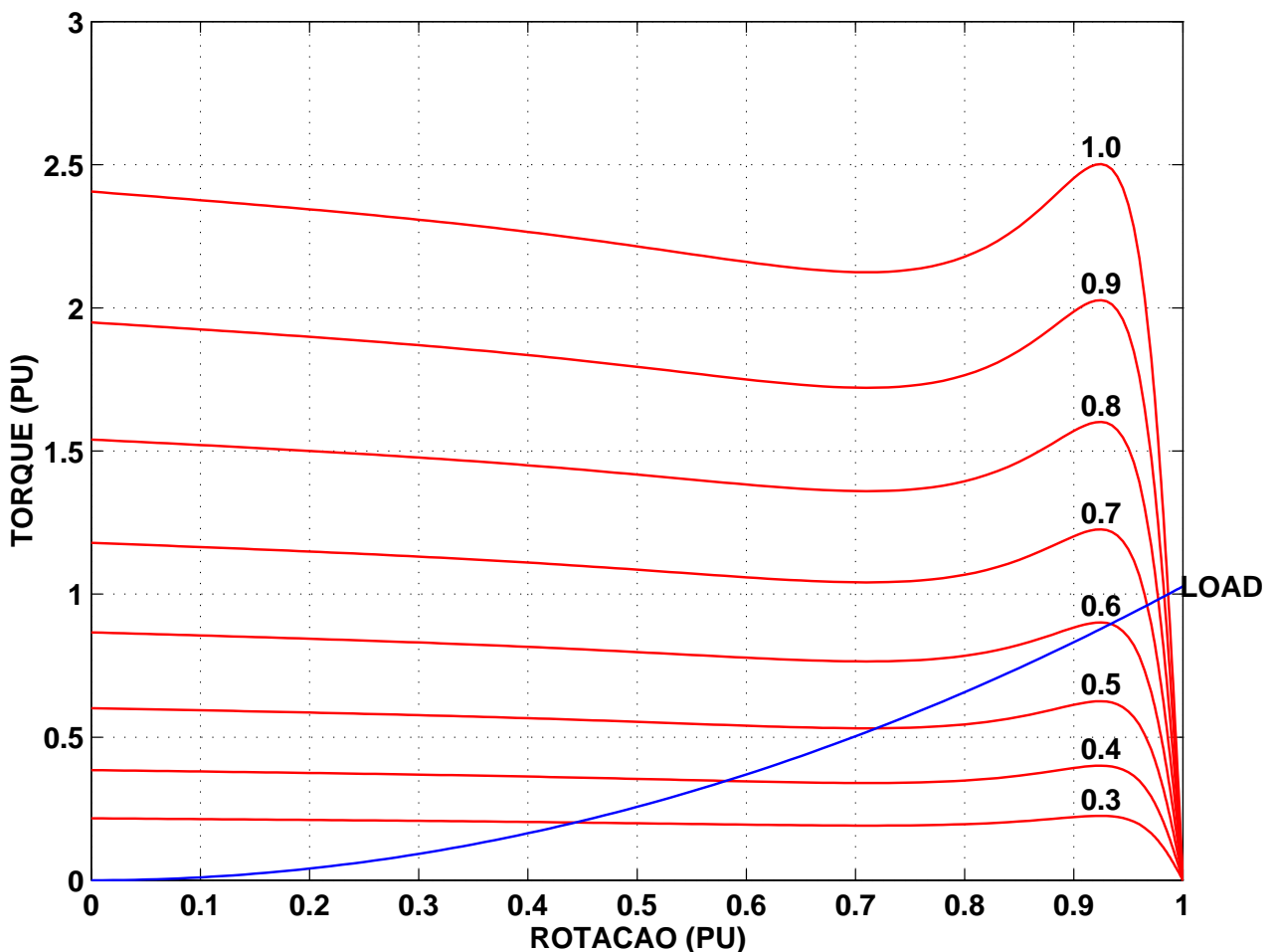


Fig. 9 Curvas conjugado×rotação, variando a tensão do estator.

6) Uma outra forma de visualizar o problema exposto no item anterior é:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{K_{Motor}(\omega_r)[V_{Motor}(t)]^2 - f(\omega_r)}{J} \quad (7)$$

Esta expressão tem uma interpretação gráfica simples: "em cada momento do período de aceleração deverá ser escolhida a tensão de alimentação que faça com que o conjugado de aceleração permaneça constante."

- Para variar a tensão do motor o arranjo eletrônico utilizado é:

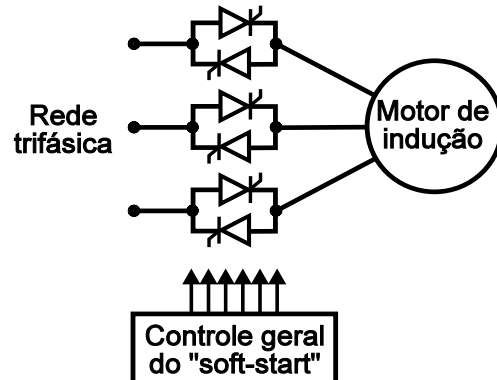


Fig. 10 Diagrama de blocos de um "soft-starter".

A corrente e a tensão aplicadas ao motor não são ondas senoidais puras. Para que se tenha uma idéia apresentamos a figura abaixo, extraída de [19], correspondendo à simulação de um motor de 1/3 HP, 4 polos, 50 Hz, operando à velocidade de 1325 rpm.

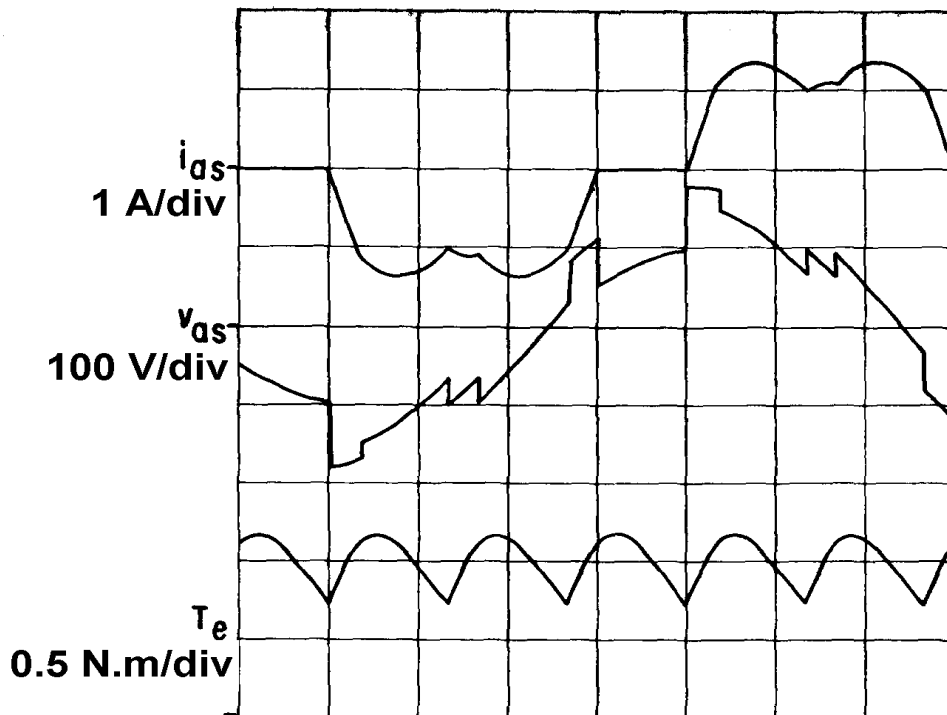


Fig. 11 Tensão, corrente e conjugado em motor de indução utilizando chave estática de partida.

- o uso de "soft-starters" diminui os esforços mecânicos sobre a carga e motor, evitando danos a estes equipamentos;
- o uso de "soft-starters" diminui o impacto da partida do motor sobre a rede elétrica
- o dimensionamento dos "soft-starters" é feito basicamente considerando:
 - a) a corrente que este deverá controlar, ou seja, uma característica vinculada à corrente de partida do motor de indução
 - b) a duração da partida, ou seja, uma característica vinculada à curva característica da carga mecânica e à inércia total do sistema mecânico

5. Controle de "soft-starters"

Algumas das características dos controladores de "soft-starters" disponíveis no mercado merecem comentários:

- toda e qualquer característica de controle dos "soft-starters" está vinculada à política de disparo dos tiristores
- a utilização de controladores microprocessados para "soft-starters" tornou-se uma tendência geral. O uso de

microprocessadores permite que um grande número de funções de controle sejam implementadas através de controles muito versáteis, compactos e confiáveis.

- função "soft-start": o tempo de aceleração do motor pode ser controlado;
- função "limitação de corrente" é uma função básica encontrada em quase todos os controladores;
- função "partida de bombas hidráulicas", que minimiza o chamado "golpe de aríete" existente em sistemas hidráulicos;
- função "soft-stop", permitindo que o tempo de desaceleração do motor pode ser controlado. Isto é feito reduzindo gradualmente a tensão do motor ao invés de um desligamento repentino;
- função "energy-saver": o controle de tensão pode atuar de forma a tentar melhorar o fator de potência, em condições de baixa carga mecânica. Quando esta função está ativa, o controlador observa o fator de potência do motor. Lentamente o controlador reduz a tensão aplicada ao motor observando o fator de potência para verificar se este aumenta. O processo continua até que o fator de potência se estabilize. Este tipo de otimização afeta não apenas o fator de potência mas também a eficiência do sistema, de forma indireta, dando origem ao nome de "energy-saver" para este tipo de função. Em certa medida o que se faz é reduzir as perdas de magnetização do motor, pois o nível de fluxo diminui quando se reduz a tensão;
- função "kick-start": a tensão aplicada ao motor aumenta rapidamente durante os instantes iniciais da partida, com a finalidade de produzir um conjugado elevado, suficiente para vencer os atritos do sistema mecânico. Após este período inicial, o controle de tensão volta a seguir a curva "normal" de crescimento;
- função "braking": o disparo dos tiristores pode ser feito de forma assimétrica, aplicando no motor uma tensão trifásica desequilibrada. Este desequilíbrio de tensão pode ser interpretado como se estivessemos aplicando ao motor uma componente de sequência negativa ou de sequência zero. O resultado deste tipo de política de disparo é fazer com que o motor atue como freio elétrico;
- função "slow-speed": o disparo dos tiristores pode ser feito usando políticas do tipo "integral-cycle control" associadas a políticas de "phase-control". Neste caso, o resultado é que a tensão vista pelo motor passa a ter uma frequência que é um sub-múltiplo da frequência da rede, que passa a girar em velocidade reduzida;
- algumas das funções de proteção do motor, tais como "falta de fase", "relé térmico", "detecção de sobrecarga mecânica" podem ser incorporadas ao "soft-starter";
- o uso de "soft-starters" sempre acarreta algum tipo de impacto sobre os motores de indução, em função do nível de harmônicas existente. Os fornecedores de tais equipamentos alertam e orientam os usuários sobre tais efeitos, que devem levar em conta tais considerações;

6. Controle de motores de anéis

- Uma alternativa existente para o controle de motores de indução de anéis, conhecida há muito tempo, é a variação da resistência do rotor.
- A inserção de um reostato de partida em motores de anéis altera a curva característica conjugado rotação do motor na forma ao lado.
- Durante o processo de partida o reostato de partida vai sendo progressivamente curto-circuitado à medida que a velocidade aumenta.
- A potência dissipada sobre este reostato é muito elevada, sendo basicamente uma função do escorregamento do motor. Em muitos casos são utilizados reostatos líquidos, que permitem um ajuste contínuo e suportam uma grande dissipação de potência.

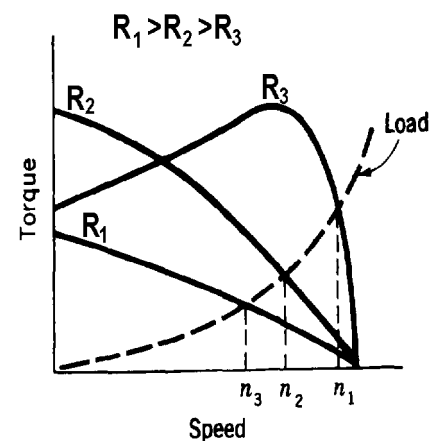


Fig. 12 Curva característica do motor de indução variando-se a resistência rotórica.

- Em motores de grande porte, a potência envolvida é tão elevada que o mecanismo utilizado passa a ser devolver ("regenerar") esta energia para o sistema trifásico. Tal tipo de sistema é chamado de "cascata sub-síncrona" ou "static Kramer drive" [6,7,8] e está representado no diagrama ao lado, onde se indica o fluxo de energia existente no sistema:
- O controle deste tipo de acionamento é feito de acordo com o diagrama de blocos ao lado:
- Esquemáticamente o controle "define" em cada instante o valor da "resistência" existente no rotor. Considere que o motor esteja girando a uma dada velocidade, ou seja, com um certo escorregamento, definindo portanto uma certa tensão DC nos terminais do retificador. O ajuste no ângulo de disparo da ponte de tiristores fará aumentar/diminuir a corrente que circula no rotor, variando deste modo a "resistência efetiva do rotor". O motor irá produzir mais/menos torque. Por conseguinte será possível controlar a aceleração do motor fazendo com que este atinja a velocidade desejada.
- A aplicação usual deste tipo de acionamento ocorre em sistemas de bombeamento de elevada potência onde é necessário variar a velocidade dentre de uma faixa limitada de operação. Em alguns casos a "cascata sub-síncrona" aparece associada a reostatos rotóricos, cada um atuando em uma faixa específica de velocidades.
- Algumas das vantagens que a cascata sub-síncrona são:
 - a) alta eficiência
 - b) a eletrônica de potência utilizada no rotor não precisa estar dimensionada para a potência nominal do motor, bastando estar dimensionada para a potência do rotor.
 - c) o estator do motor de indução pode ser projeto para alta tensão, o que é usual em motores com potências da ordem de milhares de CV.

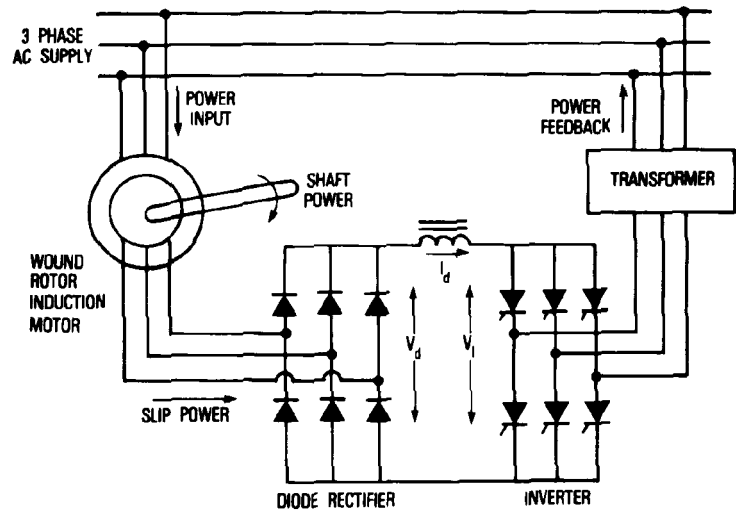


Fig. 13 Diagrama esquemático de cascata sub-síncrona em motor de indução de anéis.

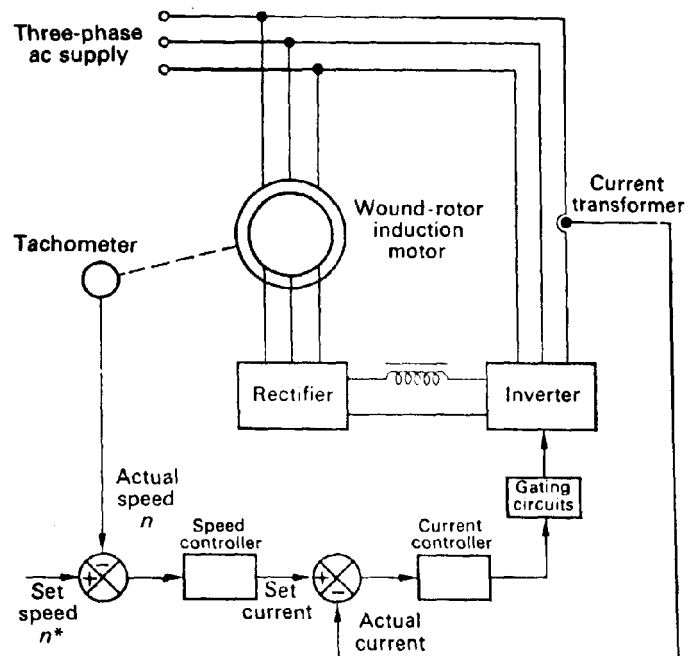


Fig. 14 Controle de cascata sub-síncrona.

7. Controle com variação de tensão e frequência

- Este tipo de controle aplicado a motores de indução também é conhecido há muito tempo. O que é novo é a possibilidade de sintetizar de forma simples uma tensão trifásica com tensão e frequência ajustáveis.
- A idéia central é variar a **velocidade do campo girante** do motor, mantendo sua amplitude "nominal" (ou seja, conservando o fluxo magnético no valor especificado pelo fabricante).
- Vamos considerar que esta tensão trifásica, de amplitude e frequência variáveis, possa ser feita de forma "perfeita", ou seja, resultando ondas senoidais puras, sem conteúdo harmônico.
- Vamos considerar que a relação entre tensão e frequência seja mantida constante. Esta idéia, conhecida como "Volts/Hz" constante, é uma tentativa de manter o fluxo constante, e pode ser deduzida facilmente a partir de uma lei básica do eletromagnetismo (a Lei de Lenz):

$$v(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (8)$$

Considerando que a tensão e o fluxo sejam senoidais, teremos:

$$V_0 \cos(\omega t) = \frac{d\phi_0 \sin(\omega t)}{dt} = \phi_0 \omega \cos(\omega t) \quad (9)$$

Resulta desta última expressão:

$$\phi_0 = \frac{V_0}{\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_0}{f} \quad (10)$$

Ou seja, para conservar a intensidade de fluxo magnético constante, a relação ideal para a tensão e frequência seria "Volts/Hz" constante.

- As curvas características do motor de indução passam a ser dadas por:

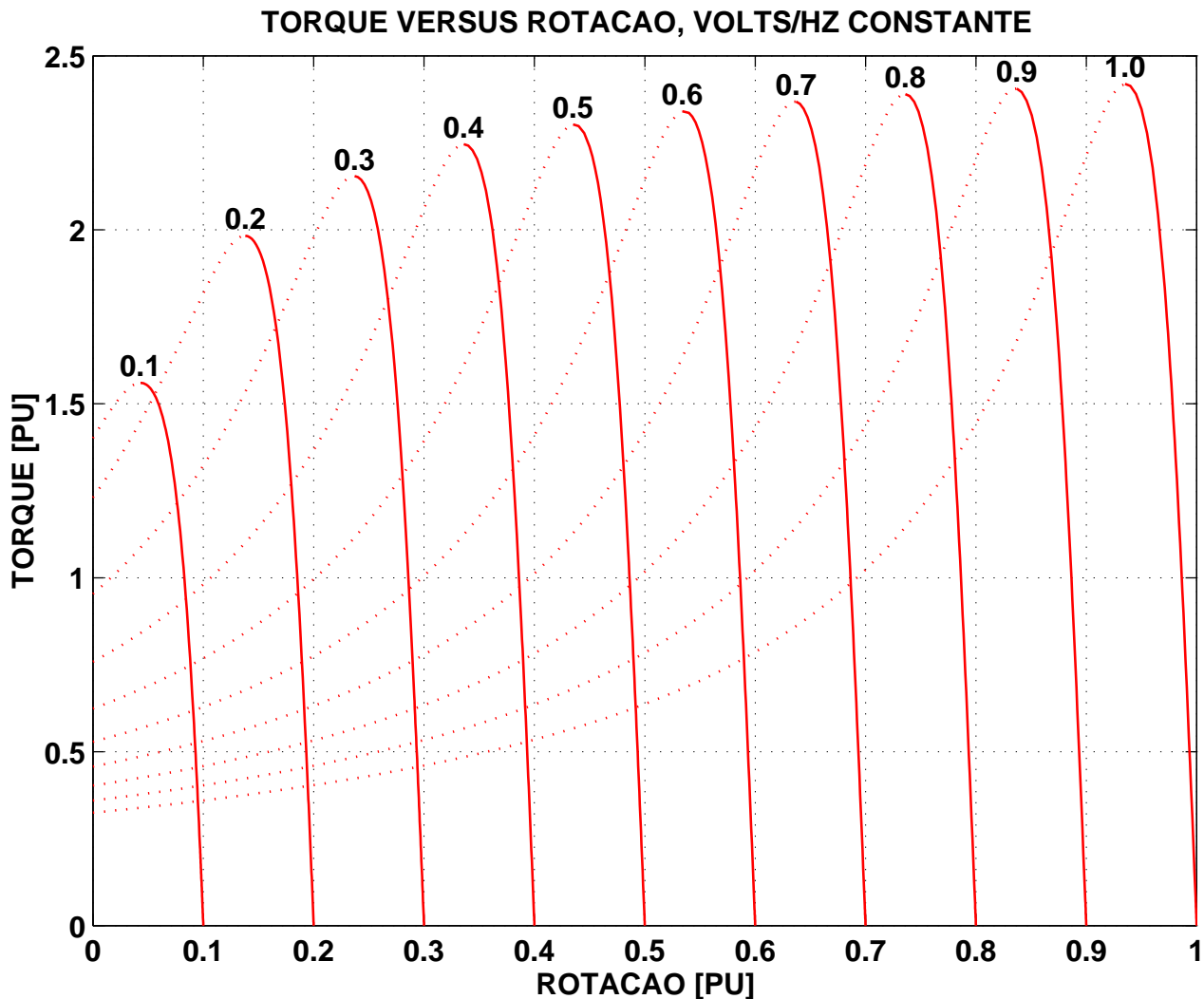


Fig. 15 Curvas características conjugado×rotação para motor de indução, considerando Volts/Hz constante.

- Notamos que o motor será capaz de girar em qualquer velocidade abaixo da nominal.
- Entretanto, em rotações muito baixas, o motor perde capacidade de produção de torque. Isto ocorre em função das perdas existentes na resistência do estator (ver circuito equivalente). Apenas para exemplificar, considere que em condições nominais de operação (220 Volts/ 60 Hz) a queda de tensão sobre a resistência do estator seja de 5 Volts, o que é desprezível. Entretanto, quando estivermos operando em baixa rotação (22 Volts/6 Hz) estes mesmos 5 Volts correspondem a uma perda elevada em termos de fluxo, causando uma diminuição na capacidade de produção de torque.
- Uma das soluções possíveis é modificar a curva Volts/Hz, de modo a compensar este efeito. Quando isto é feito de forma "perfeita", resulta a Fig. 16.

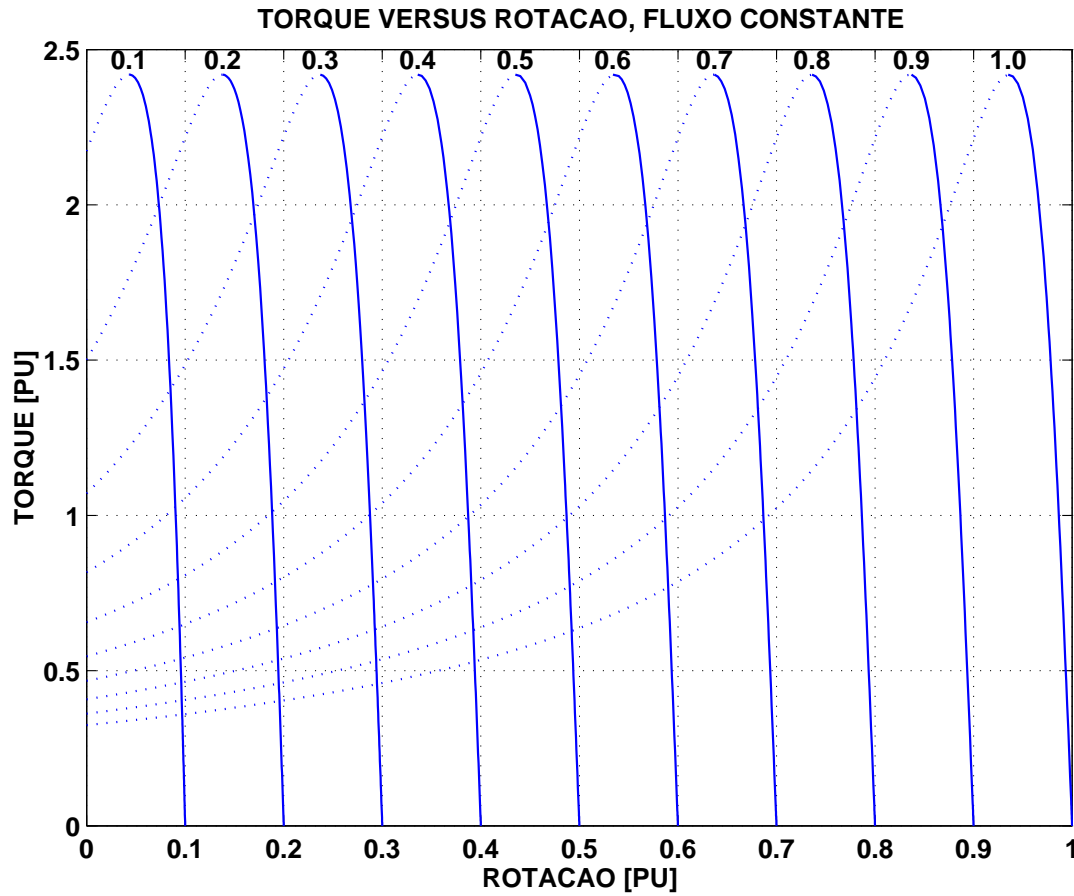


Fig. 16 Curvas características conjugado×rotação para motor de indução, mantendo **fluxo** constante.

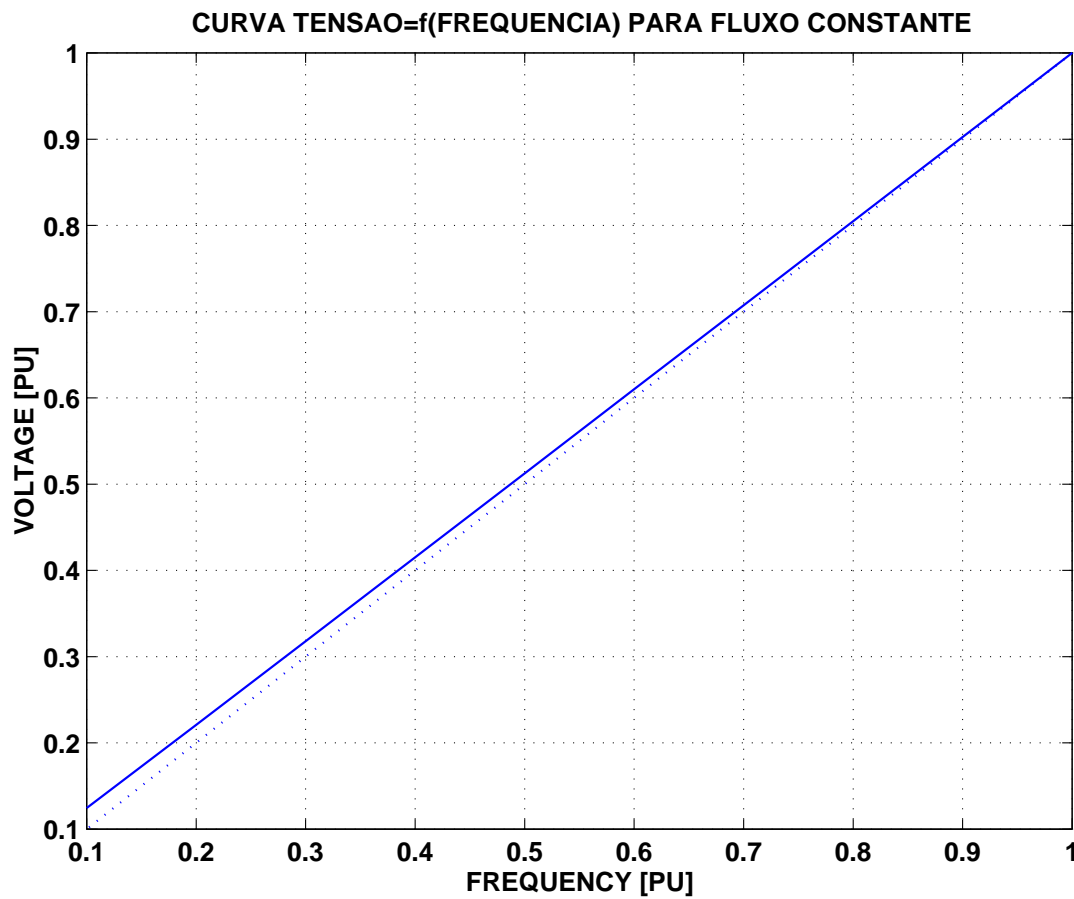


Fig. 17 Curvas características conjugado×rotação para motor de indução, mantendo **fluxo** constante.

- A região de operação do motor de indução mostrada na Fig. 16 é denominada de "região de torque constante", onde a "capacidade de produção de torque" é constante.
- Para que o fluxo do motor se mantivesse constante, a curva de "Volts/Hz" foi ajustada na forma mostrada na Fig. 17. Nesta figura, a reta pontilhada corresponde à relação linear ideal entre tensão e frequência, enquanto que a curva contínua nos dá a tensão necessária para manter o fluxo constante, compensando as quedas na resistência do estator. Notar que é sempre dado um pequeno acréscimo ("boost") na tensão.
- Existe uma outra região de operação do motor de indução em frequência variável, denominada de região de "enfraquecimento de campo". Considere que exista um aumento de frequência, sem o correspondente aumento de tensão, o que corresponde a uma redução de fluxo magnético. Isto é feito acima da velocidade nominal do motor. As curvas características neste modo de operação são:

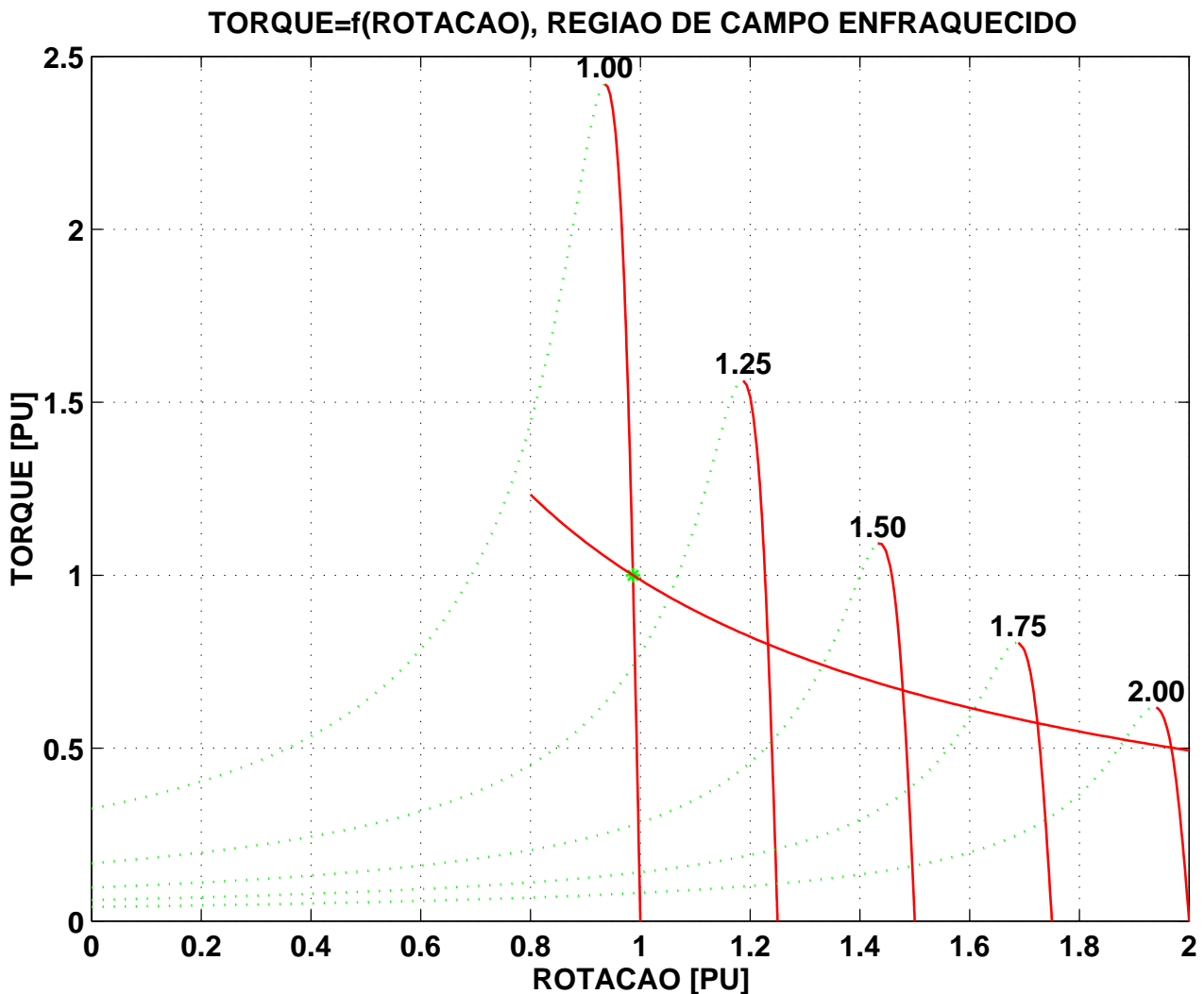


Fig. 18 Curvas conjugado×rotação acima da rotação nominal, com enfraquecimento de campo.

- Notamos que a capacidade de produção de torque cai de modo significativo. Isto ocorre pois a relação entre fluxo e conjugado é quadrática. Para ressaltar tal efeito, traçamos no gráfico anterior uma curva que corresponde à uma carga de potência constante. À medida que aumentamos a frequência de operação, o risco de ocorrer "pull-out" aumenta, dada a diminuição da margem existente entre o conjugado máximo e o conjugado da carga.
- Algumas questões que já podem ser levantadas (mesmo considerando que estamos aplicando ondas senoidais "puras" ao motor):
 - a) A maior parte dos motores de indução são concebidos como motores auto-ventilados. Ao operar em regime de baixa velocidade durante longos períodos de tempo, existe o sério risco de ultrapassar os limites térmicos do motor, dada a queda significativa na ventilação do motor. O uso de relés térmicos não impede tal situação pois este sobreaquecimento poderá ocorrer mesmo que a corrente esteja abaixo dos valores nominais do motor. O uso de detetores de temperatura internos ao motor é o tipo de proteção mais efetivo.
 - b) A faixa de sobrevelocidade possível de ser alcançada com enfraquecimento de campo fica largamente dependente

da curva característica da carga mecânica. Outro ponto a considerar é a rigidez mecânica do motor de indução, em particular do ventilador (que em motores pequenos é feito com plástico injetado).

8. Técnicas de geração de tensões trifásicas de amplitude e frequência variáveis.

- Iremos considerar o arranjo mais frequente, que corresponde aos inversores PWM, cuja configuração está dada abaixo:

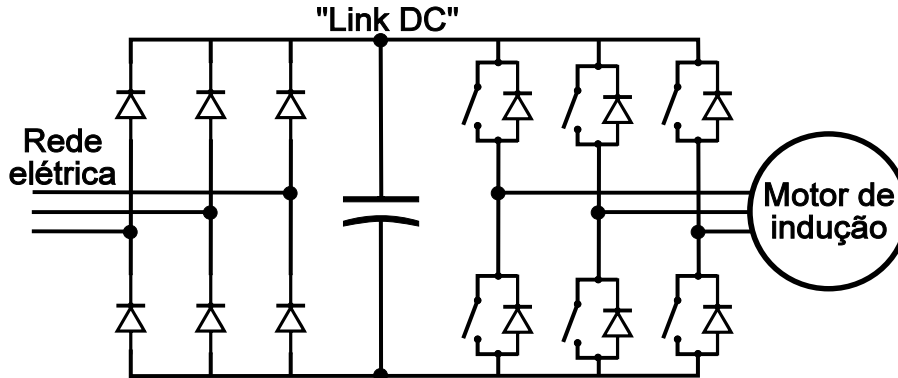


Fig. 19 Diagrama de inversor PWM para motor de indução.

- Para produzir um sistema trifásica de tensão e frequência variáveis a energia elétrica sofre duas transformações sucessivas: de AC (rede elétrica) para DC e posteriormente de DC para AC (tensão e frequência ajustáveis). Existe um filtro DC (capacitivo) entre estes dois estágios de transformação.
- A tensão trifásica (eventualmente monofásica, no caso de pequenos motores) da rede elétrica é retificada por uma ponte de diodos convencional e filtrada, resultando em uma fonte de tensão fixa.
- A partir desta tensão DC (tensão do "link DC") é que deverá ser produzida/"sintetizada" uma tensão trifásica AC de tensão e frequência variáveis, utilizando de técnicas de modulação (PWM-"Pulse width modulation"). Isto é feito pelo inversor, construído a partir de 6 "chaves eletrônicas". Preferimos adotar o nome genérico de "chaves eletrônicas" pois existem diversos tipos de componentes semicondutores que tem sido utilizados em inversores (BJT, IGBT, MOSFET, GTO, MCT, etc).
- Para explicar o princípio de funcionamento do inversor é necessário analisar o funcionamento do circuito abaixo:

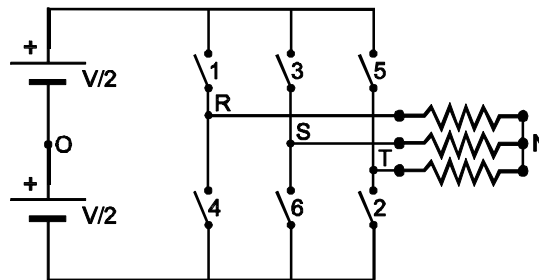


Fig. 20 Diagrama para análise de inversor PWM.

- Este circuito possui 8 configurações possíveis de operação, das quais 6 são estados "ativos" e os 2 restantes são estados "neutros". A Tabela I abaixo mostra estas configurações.

Tabela I - Estados "ativos" de inversor PWM

ESTADO 1	ESTADO 2	ESTADO 3	ESTADO 4	ESTADO 5	ESTADO 6
123	234	345	456	561	612

- Existem dois estados "neutros": as chaves 1,3,5 estão todas ligadas ou as chaves 2,4,6 estão ligadas. Em ambos os casos a tensão aplicada no motor é nula.
- Uma idéia simples é comandar o inversor sucessivamente através dos 6 estados indicados acima, resultando na tensão chamada "six-step". A tensão fase-neutro do motor e a corrente típica que resulta sobre o motor é:

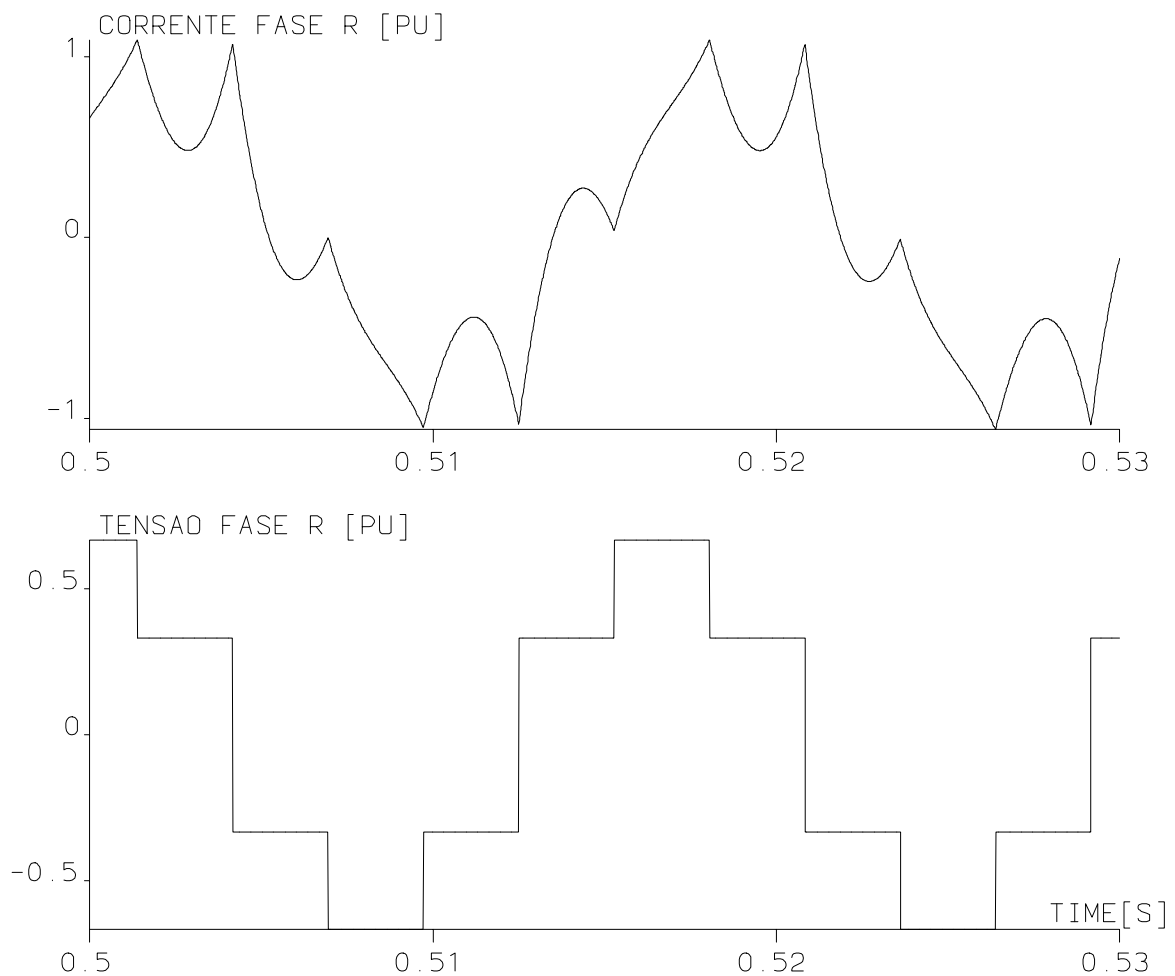


Fig. 21 Motor de indução acionado por inversor "six-step".

- Estas tensões constituem um sistema trifásico equilibrado cuja frequência pode ser controlada. Esta técnica de comando tem pelo menos um defeito e uma virtude. O defeito é que a tensão possui um conteúdo harmônico elevado, o que faz com que a corrente também tenha um conteúdo harmônico. A virtude é que o valor eficaz da tensão é mais alto possível.
- A operação do motor ficava prejudicada em função da presença de conjugados pulsantes e em função do sobreaquecimento do motor.
- O problema que existe com esta técnica de comando é controlar a tensão AC na saída. No passado uma solução encontrada era variar a tensão do "link DC", utilizando um retificador controlado no lugar da ponte de diodos. A diversas técnicas de modulação também oferecem uma solução.
- Uma das técnicas primitivas de modulação era sobrepor ao "six-step" um "duty-cycle", fazendo com que as chaves ficassem desligadas (em algum dos estados "neutros") durante uma parte do tempo. Variando o "duty-cycle" controlava-se a tensão aplicada ao motor. O resultado típico obtido é:

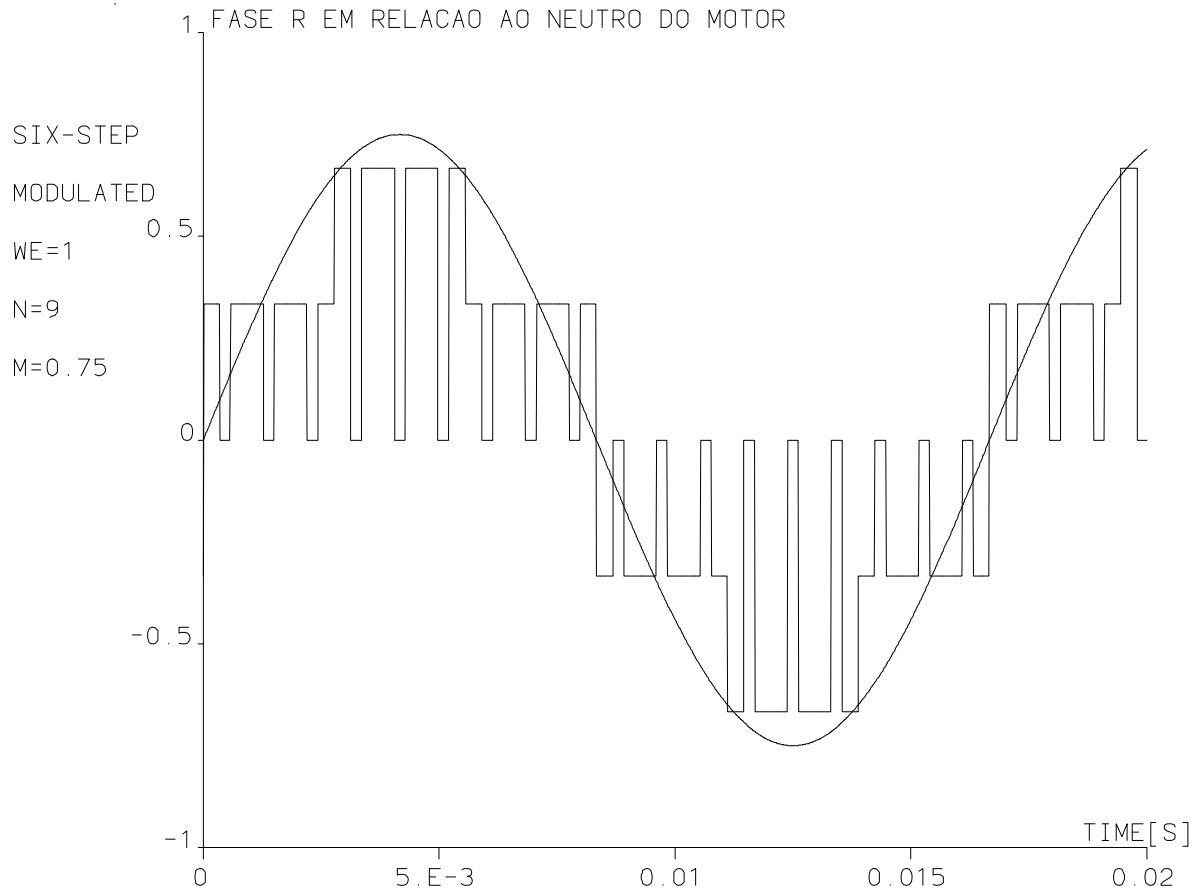


Fig. 22 Técnica de modulação "primitiva", sobrepondo ao "six-step" um "duty-cycle".

- Com a técnica descrita acima, controlava-se a amplitude da tensão mas o conteúdo harmônico pouco se alterava em relação ao "six-step".
- Uma possibilidade, que dá origem a todas as técnicas de modulação modernas, é que os "zeros" (os períodos de desligamento) **não** devem ser distribuídos igualmente ao longo do ciclo. Ao contrário, devemos distribuir os "zeros" de modo a diminuir o conteúdo harmônico da tensão.
- Existem inúmeras técnicas de PWM propostas na literatura técnica, tendo ocorrido enorme progresso desde 1960. Iremos nos limitar a apresentar algumas das variantes principais:
 - a) "Natural sampling"
 - b) "Regular sampling"
 - c) "Optimal sampling"
 - d) "Current controlled PWM"
- Uma das técnicas clássicas é o "natural sampling", que podia ser implementado de forma simples com circuitos analógicos. Nesta técnica os períodos de desligamento eram definidos pelo cruzamento de uma onda triangular ("portadora") com uma onda senoidal de amplitude m (denominado índice de modulação) variável. O número de ondas triangulares existentes por período da onda senoidal definia o número de pulsos resultantes na saída. A relação:

$$n = \frac{\text{número de triângulos da portadora}}{\text{ciclo da senóide}} \quad (11)$$

é chamada de índice da portadora.

- Esta estratégia de modulação está mostrada no diagrama abaixo, considerando um dado índice de modulação m e um índice da portadora n :

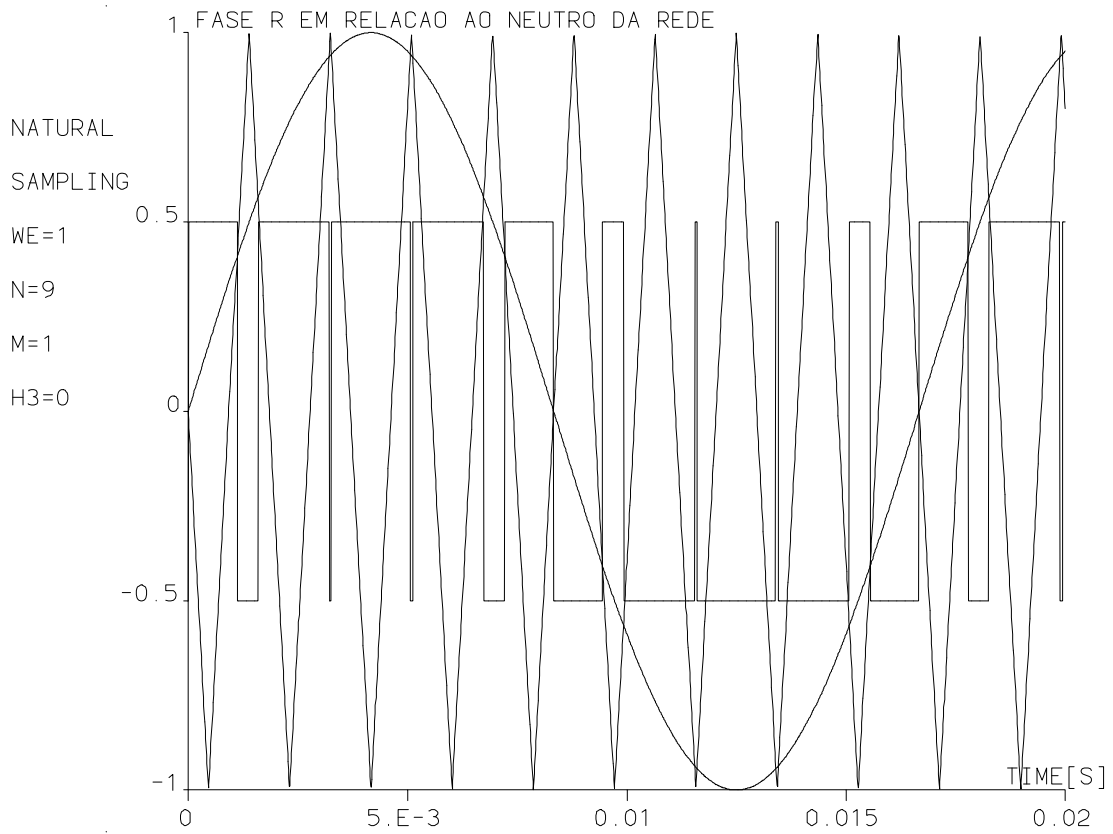


Fig. 23 Estratégias de modulação "natural sampling".

- A tensão fase-neutro do motor e a corrente típica resultante no motor são:

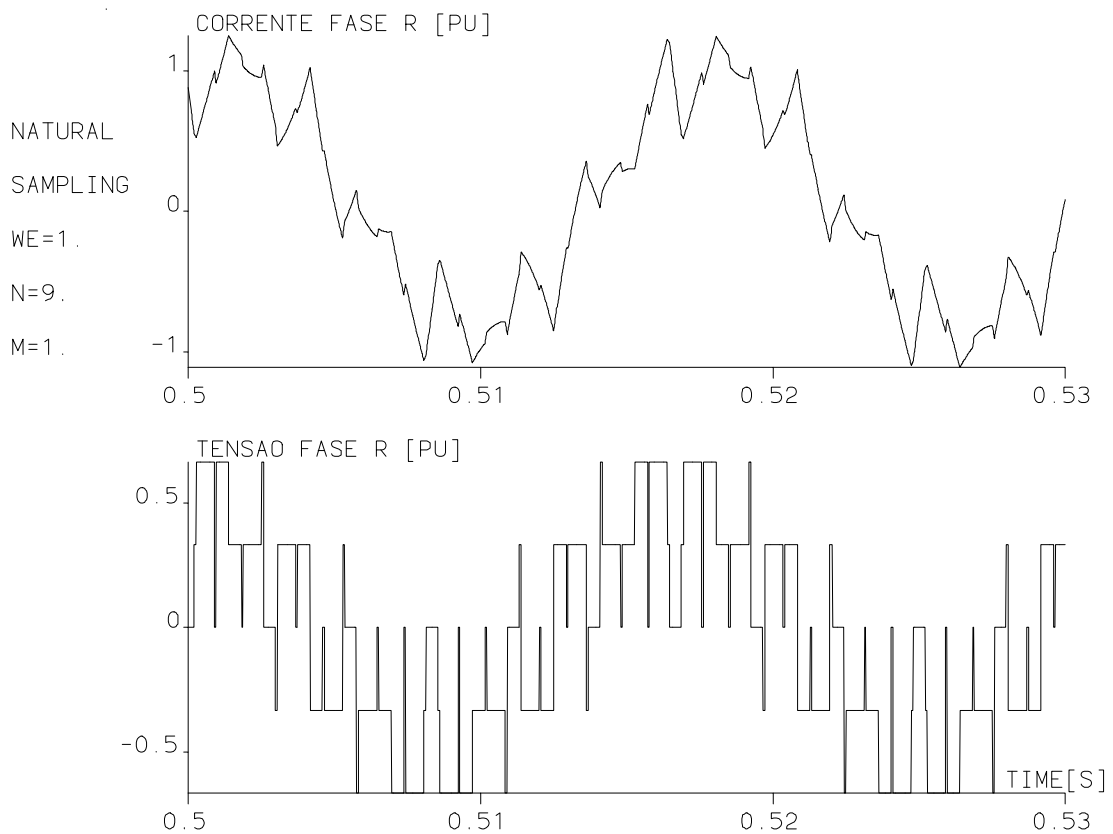


Fig. 24 Corrente e tensão fase-neutro em motor de indução, considerando PWM "natural sampling" com $n=9$.

- Quando utilizamos mais pulsos por ciclo (uma frequência maior de chaveamento, o que estava relacionado com o tipo de chave eletrônica adotada) os resultados se tornavam ainda melhores:

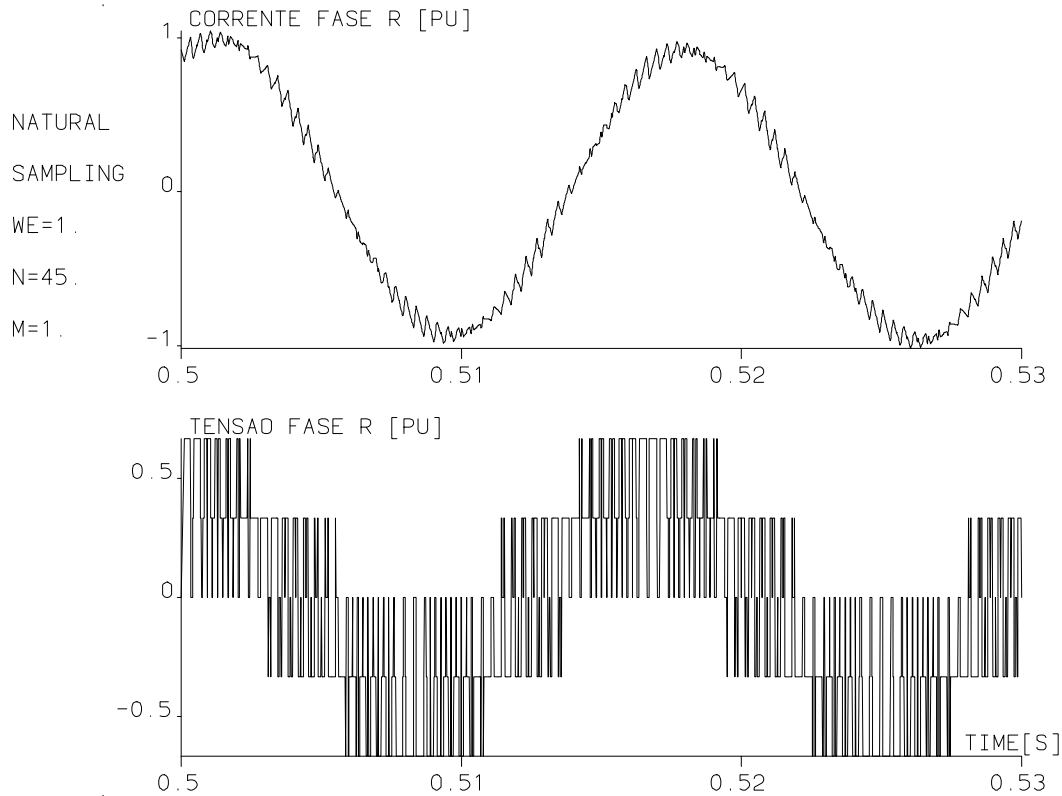


Fig. 25 Corrente e tensão fase-neutro em motor de indução, considerando PWM "natural sampling" com $n=45$.

- Um técnica que rapidamente se generalizou foi o uso de diferentes índices de portadora n , (ou p , como indicado na figura abaixo) para cada faixa de frequência a ser "sintetizada". Esta técnica recebeu o nome de "gear shifting".

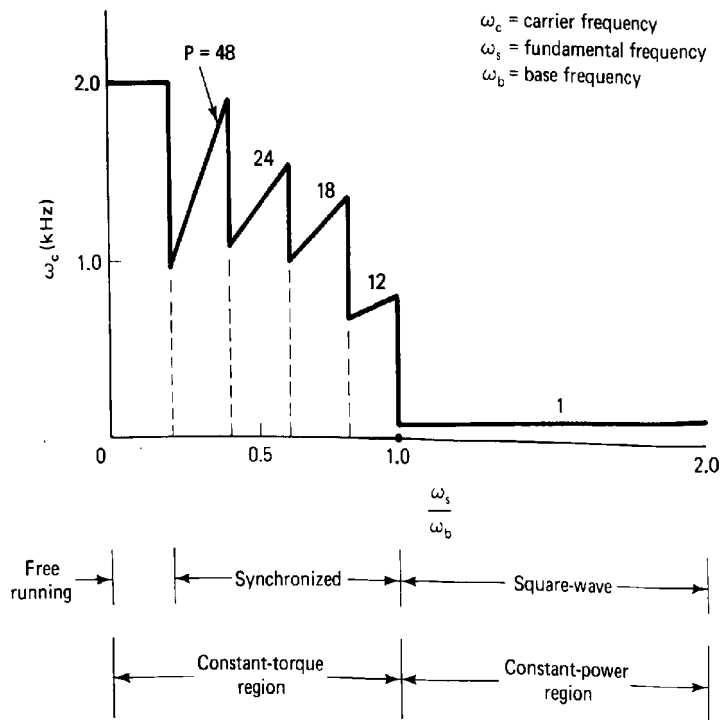


Fig. 26 Mudança no valor de n para cada faixa de operação de frequência ("Gear shifting").

- A possibilidade do uso de microprocessadores para a "síntese do PWM" foi objeto de inúmeros estudos. Uma das abordagens iniciais foi de transcrever de forma direta a técnica de "natural sampling". Esta tentativa de transcrição direta fracassou, dando origem a uma variante chamada de "regular sampling".
- Ao invés de cruzar a onda senoidal com uma onda triangular, a idéia básica é cruzar a onda senoidal com uma onda senoidal "discretizada", na forma indicada abaixo. Esta pequena mudança permitiu que os microprocessadores executassem, em tempo real, a síntese do PWM, pois o software resultante era muito "compacto":

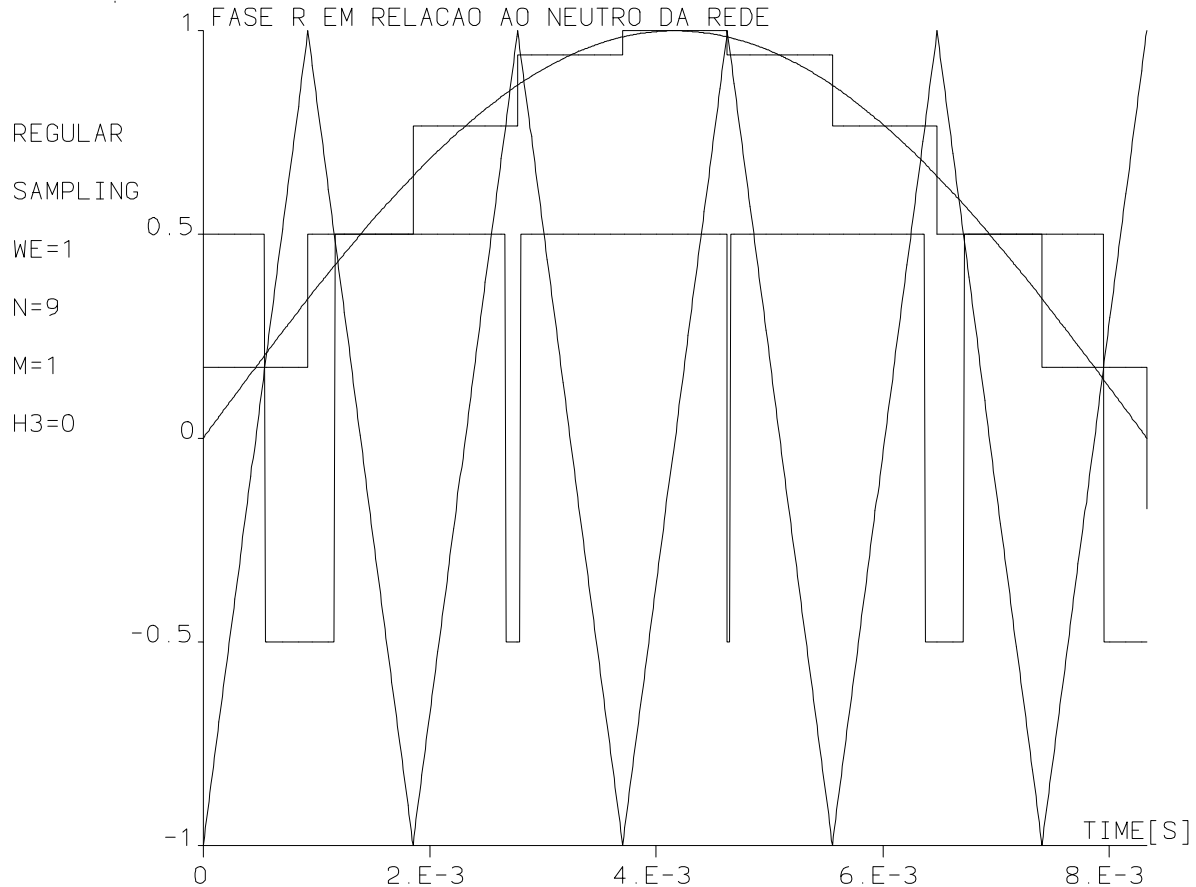


Fig. 27 Técnica de modulação "regular sampling".

- A técnica de "regular sampling", implementada em microprocessadores, permite obter resultados muito próximos aos obtidos com o "natural sampling", utilizando circuitos de controle muito mais compactos e versáteis.
- Tanto o "natural sampling" como o "regular sampling" são duas técnicas que podem ser classificadas no mesmo grupo onde se estabelece "a priori" um perfil de modulação de tensão. Ou seja, são inversores na qual a forma de tensão é pré-programada. A corrente que resulta não é controlada diretamente, apesar de depender da qualidade da modulação adotada.
- Um "caso limite" de uma forma de tensão pré-programada de tensão são as técnicas "ótimas de modulação". Estas técnicas apareceram na literatura técnica na forma de um teorema matemático mostrando que "se for definido um critério de otimalidade, será possível calcular um conjunto de valores de ângulos ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$) que irá produzir um resultado ótimo segundo tal critério".

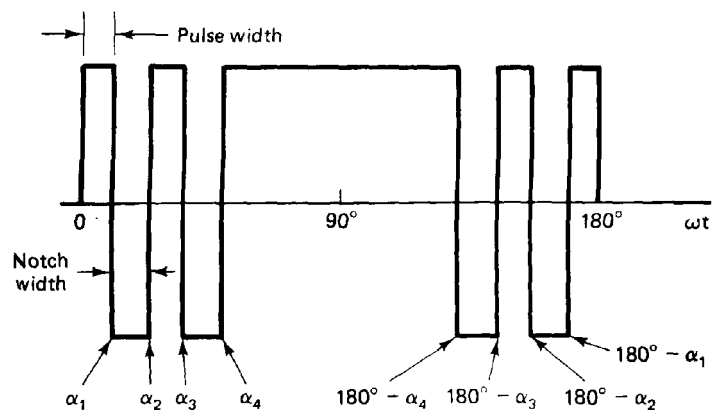


Fig. 28 Forma de tensão pré-programada.

- Existem várias variantes, visto que o "critério de ótimo" pode ser definido de diversas formas. Estes cálculos são efetivamente complexos e as implementações desta técnica calculavam ("off-line", usando computadores com razoável capacidade matemática) estes ângulos para um grande número de situações e armazenavam os resultados tabelados em EPROMS. Durante a operação do inversor, bastava utilizar um microcontrolador (simples e de baixo custo) para acessar a tabela correta, recriando o padrão de modulação calculado.
- Uma outra abordagem mais recente (e que possui várias variantes) é o chamado "current-controlled PWM". Nesta solução não existe nenhuma tensão estabelecida "a priori". O controle age da seguinte forma: "considerando que se deseja um certo perfil de correntes (i_A, i_B, i_C) no motor, qual dentre os 8 estados de tensão possíveis deverá ser aplicado ao motor de modo a alcançar o meu objetivo". Os controladores de histerese, são uma das variantes desta técnica. No controle de histerese "puro", a chaveamento em cada fase é controlado de forma independente, de forma a acompanhar a referência de corrente daquela fase.

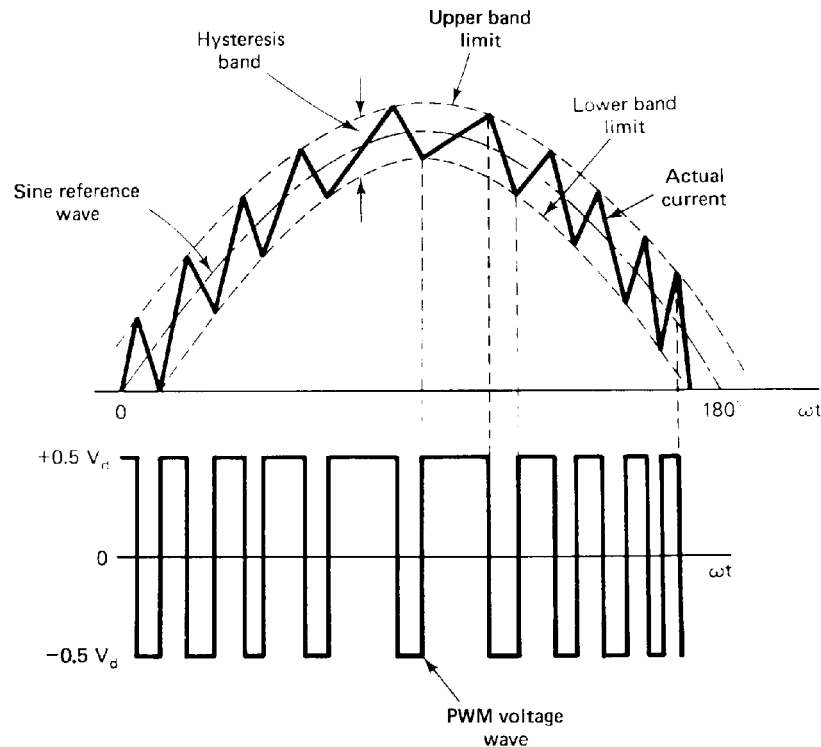


Fig. 29 Controlador de histerese, um exemplo de "current-controlled PWM".

9. Controle escalar de inversores PWM

- Não é possível abordar neste trabalho todas as técnicas escalares de controle de inversores PWM. Iremos apenas ilustrar algumas das idéias básicas.
- Muitos dos controles de inversores PWM disponíveis comercialmente são controles em "malha aberta". Tenta-se manter o fluxo "constante" através do ajuste de uma curva Volts/Hz.
- O escorregamento do motor é considerado como a grandeza fundamental do motor (implícita ou explicitamente). Tenta-se fazer com que o motor nunca "tente" operar com valores altos de escorregamento. Para tanto inclui-se no controle um sistema que define os valores de aceleração/frenagem do motor.
- Os valores de f^* (referência de frequência) e de V^* (referência de tensão) atuam no controle que realiza a síntese do sinal PWM. Este último gera os sinais de comando que serão enviados aos transistores.
- O diagrama que representaria o controle em malha aberta "puro" está dado ao lado. Convém salientar que nenhum fabricante utiliza tal arranjo nesta forma "pura".

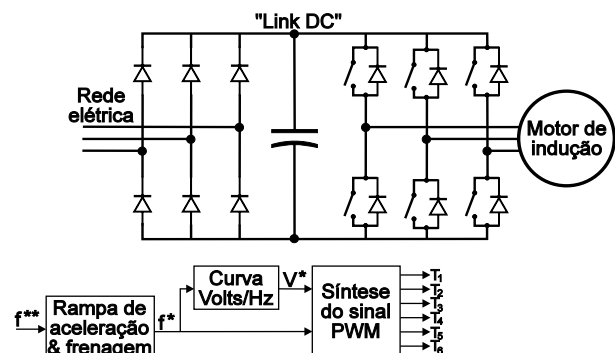


Fig. 30 Diagrama de controle em "malha aberta" de inversor PWM.

- Este arranjo possui vários defeitos:

- a) qual é a garantia de que o motor não irá operar em elevados níveis de escorregamento?
- b) caso o motor tente operar com alto escorregamento como é que o controle fica sabendo?
- c) caso ocorra algum problema no motor (sobrecarga/curto) como é feita a proteção da eletrônica de potência?
- d) no caso da frenagem, quando o motor regenera para o "link DC", como se evita sobretensão no "link DC" ?

- Uma parte das respostas pode ser dada no diagrama abaixo :

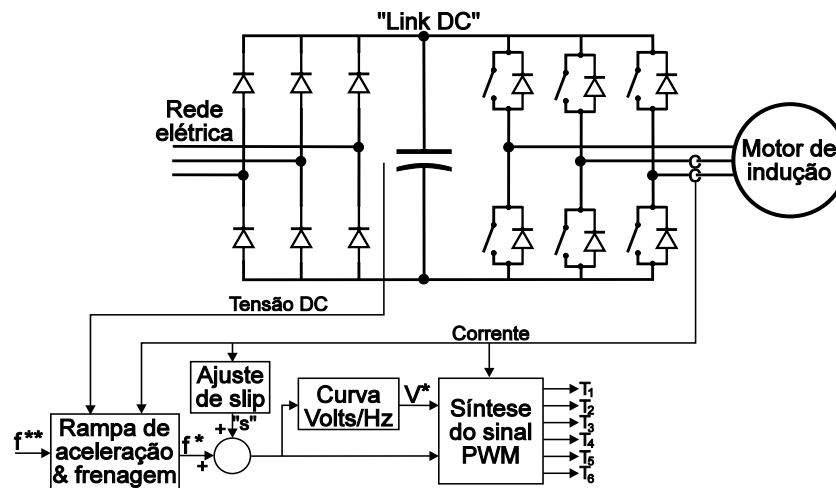


Fig. 31 Diagrama de controle "típico" de inversor PWM. Esta configuração é típica de inversores com controle escalar, nos quais se tenta limitar o escorregamento, monitorando tensões e correntes.

- O ajuste de fluxo do motor ainda é feito em malha aberta, através de uma curva de Volts/Hz.
- Considere inicialmente que não exista o bloco "Ajuste de slip".
- Medindo-se a corrente do motor é possível extrair, com relativa precisão o valor do escorregamento do motor. Com isto é possível atuar sobre a rampa de aceleração, fazendo com que o valor de f^* (referência de frequência) aumente mais lentamente, evitando níveis elevados de escorregamento. Ao ajustar a taxa de aceleração desta forma estamos "limitando a corrente do motor".
- Medindo-se a corrente do motor é possível atuar diretamente sobre a síntese do PWM em caso de necessidade, eventualmente desligando todos os transistores, o que corresponde a uma proteção instantânea.
- Quando as taxas de frenagem são muito elevadas, a tensão do "link DC" sobe rapidamente. Como esta tensão está sendo medida, será possível atuar sobre a rampa de frenagem, fazendo com que o valor de f^* (referência de frequência) diminua mais lentamente. Ao ajustar a taxa de aceleração desta forma estamos "limitando a tensão do link DC".
- Já foi mencionada a possibilidade de extrair o valor de escorregamento do motor a partir do sinal de corrente. Quando utilizamos o bloco "Ajuste de slip" estamos tentando corrigir a velocidade do rotor, aumentando ligeiramente a frequência do campo girante. Ou seja, o sinal de corrente do motor atua como tacômetro "virtual".
- É usual permitir que seja feita a "reversão eletrônica" do motor. Para tanto, basta trocar os sinais de comando dos transistores de duas das fases do inversor.
- Para evitar níveis muito elevados de tensão no "link DC" durante a frenagem é possível incorporar um resistor de frenagem ao sistema, com seu respectivo controle.
- Existem uma infinidade de sofisticações possíveis ao arranjo básico descrito acima e que podem ser encontradas em diversos inversores disponíveis comercialmente.

10. Bibliografia

- [1] E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans, **Electric Machinery**, McGraw Hill, 5th Edition, 1992.
- [2] S.J. Chapman, **Electric Machinery Fundamentals**, McGraw-Hill, 1991.
- [3] O.S.Lobosco, J.L.P.C. Dias, **Seleção e Aplicação de motores elétricos**, McGraw-Hill/Siemens, 1988.
- [4] P.L.Alger, **Induction Machines**, Gordon and Breach Science Publishers, 1970.
- [5] P.L.Alger, **The History of Induction Motors in America**, pp.1380-83, Proc. IEEE, Vol. 64, N° 9, September, 1976.
- [6] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, **Power Electronic Control of AC Motors**, Pergamon Press, 1988.
- [7] B.K. Bose, **Adjustable Speed AC Drive Systems**, IEEE Press, 1981.
- [8] B.K. Bose, **Power Electronics and AC Drives**, Prentice-Hall, 1986.
- [9] W. Leonhard, **Control of Electrical Drives**, Springer-Verlag, 1985.
- [10] C. Goldemberg, O.S. Lobosco, **Determination of induction motor characteristics from manufacturer data sheets**, ICEM 90 "International Conference on Electrical Machines", Cambridge, USA, pp. 458-463, Agosto 1990.
- [11] C. Goldemberg, O.S. Lobosco, **Determinação do circuito equivalente para análise estática e dinâmica de motores de indução a partir de catálogos de fabricantes**, II SIMEAR, Vol. IV, pp. 25-40, São Paulo, Maio 1991.
- [12] C. Goldemberg, O.S. Lobosco, **Non-linear fitting method for obtaining induction motor characteristics from manufacturer data sheets**, SPEEDAM, Positano, Italia, pp. 133-138, Maio 1992.
- [13] C. Goldemberg, **Determinação dos parâmetros funcionais de motores de indução a partir de catálogos de fabricantes**, Dissertação de mestrado UNICAMP, sob orientação do Prof. Dr. Yaro Burian Jr., em Junho 1992.
- [14] C. Goldemberg, O.S. Lobosco, **Numerical fitting method for obtaining induction motor characteristics from manufacturer data sheets**, ICEM-92, pp. 552 a 556, Manchester, Inglaterra, Setembro 1992.
- [15] ABNT, **NBR-5383 Máquinas Polifásicas de indução - Determinação das características - Método de Ensaio**.
- [16] ABNT, **NBR-7094 Máquinas Elétricas Girantes - Motores de Indução - Especificação**.
- [17] B. Adkins, **The general theory of electrical machines**, Chapman & Hall Ltda., 1964.
- [18] P.C. Krause, **Analysis of electric machinery**, McGraw-Hill, 1986.
- [19] T.A.Lipo, **The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors**, IEEE PAS-90, pp. 515-525, Março/Abril, 1971.

ANEXO I - DADOS DO MOTOR DE INDUÇÃO UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES

Fabricante:	SIEMENS
Dados gerais:	4 polos/ 100 CV/ 380 volts/ 50 Hz
Rotação nominal:	1480 rpm
Corrente nominal:	140 A
Corrente partida:	6.40 PU
Conjugado nominal:	484 N.m
Conjugado partida:	2.40 PU
Conjugado máximo:	2.50 PU
Inércia do motor:	1.30 kg.m ²
Rendimento a 50% de carga:	93.50 %
Rendimento a 75% de carga:	94.50 %
Rendimento a 100% de carga:	94.70 %
Cosphi a 50% de carga:	75.00 %
Cosphi a 75% de carga:	83.00 %
Cosphi a 100% de carga:	86.00 %

PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE

R1	=	0.013 PU
R2	=	0.014 PU
X1	=	0.111 PU
X2	=	0.111 PU
XM	=	2.794 PU
RM	=	47.48 PU
Variação R2 na partida = +256 % de R2/PU de velocidade		
Variação X1 na partida = -24 % de X1/PU de velocidade		
Variação X2 na partida = -48 % de X2/PU de velocidade		