

CONTROLO ESCALAR DE VELOCIDADE NO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**1. Introdução**

Por ser uma máquina robusta e de baixo custo de produção, o motor assíncrono ou de indução é dos mais utilizados na indústria. Uma grande fatia da energia elétrica consumida anualmente em qualquer país desenvolvido deve-se à utilização de motores elétricos. Estima-se que cerca de 70% da energia consumida no setor industrial e cerca de 30% da energia elétrica consumida no setor do comércio e serviços se deva a este tipo de cargas¹.

No motor de indução, o campo magnético girante produzido no estátor induz f.e.m. nos condutores do rotor. Uma vez que estes estão em curto-circuito, vão circular correntes que, por sua vez, criam o campo magnético do rotor. Este campo do rotor vai interagir com o campo magnético do estátor dando origem a um binário que será aplicado a uma carga mecânica para produzir trabalho.

Os principais constituintes deste tipo de máquina estão ilustrados na Figura 1.

À medida que o rotor acelera e se aproxima da velocidade do campo girante do estátor, a velocidade relativa entre o rotor e o fluxo do estátor diminui, levando a uma diminuição da energia que é convertida em binário. Desta forma o binário desenvolvido vai diminuindo até ao ponto de equilíbrio que acontece quando este iguala o binário de carga.

Estes motores encontram-se em funcionamento nas mais variadas indústrias, desde a química, a metalúrgica, extração, papel até às de tratamento de água, entre outras. A sua aplicação tanto pode ser em sistemas de velocidade fixa ou variável, como é o caso de elevadores, ventilação e ar condicionado, bombas hidráulicas, compressores, tapetes rolantes, etc.

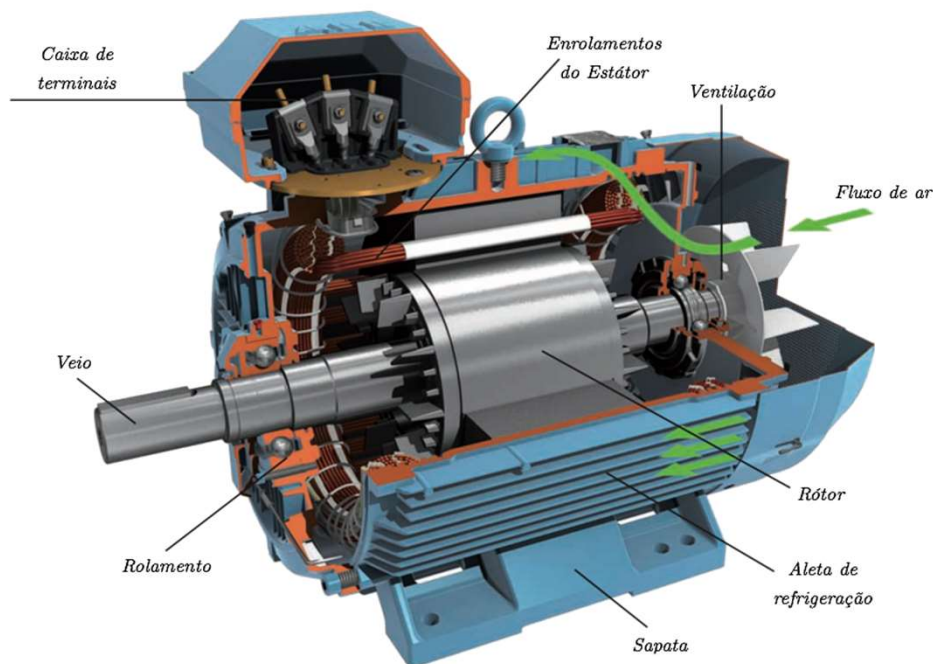


Figura 1. Principais constituintes do motor de indução

¹ https://www.edp.pt/media/107660/motoresaltorendimento_edp_pme.pdf

Quando se trata de sistemas com velocidade variável, é necessário ter em consideração alguns aspetos, como acelerações, desacelerações, velocidades de funcionamento permitidas, tipo de carga, entre outros. No que se refere à velocidade de funcionamento, esta pode ser alterada de várias formas.

A velocidade do rotor de um motor de indução trifásico é dada pela seguinte expressão:

$$n = 60 \frac{f}{p} (1 - s) \quad (1)$$

onde:

n – Velocidade do rotor;

f – Frequência da tensão aplicada ao estator;

p – Número de pares de pólos da máquina;

s – Deslizamento.

O deslizamento pode ser obtido a partir da seguinte equação:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2)$$

onde:

$n_s = 60 \frac{f}{p}$ é a velocidade do campo magnético girante produzido no estator.

De acordo com (1), verifica-se que é possível variar a velocidade do motor atuando em três parâmetros:

- Número de pólos: implica um sobredimensionamento do motor sendo a variação de velocidade é discreta;
- Deslizamento: variação de velocidade contínua, numa pequena gama de valores, com perdas rotóricas consideráveis;
- Frequência: variação contínua de velocidade numa gama alargada utilizando conversores eletrónicos.

Nos dois primeiros casos, a variação de velocidade implica maiores perdas de energia, sendo a gama de velocidades de funcionamento reduzida.

Para se conseguir uma variação contínua de velocidade numa gama alargada de valores utilizam-se os conversores eletrónicos de potência. Estes conversores utilizam técnicas de modelação da largura de impulsos (*PWM – Pulse Width Modulation*) que permitem a variação contínua da frequência da tensão de alimentação, conseguindo-se, desta forma, uma variação contínua da velocidade do campo magnético girante e, conseqüentemente, da velocidade do rotor.

Os métodos de controlo de frequência podem ser divididos em dois tipos: controlo escalar e controlo vetorial. Os principais métodos de controlo utilizados ilustram-se na Figura 2.

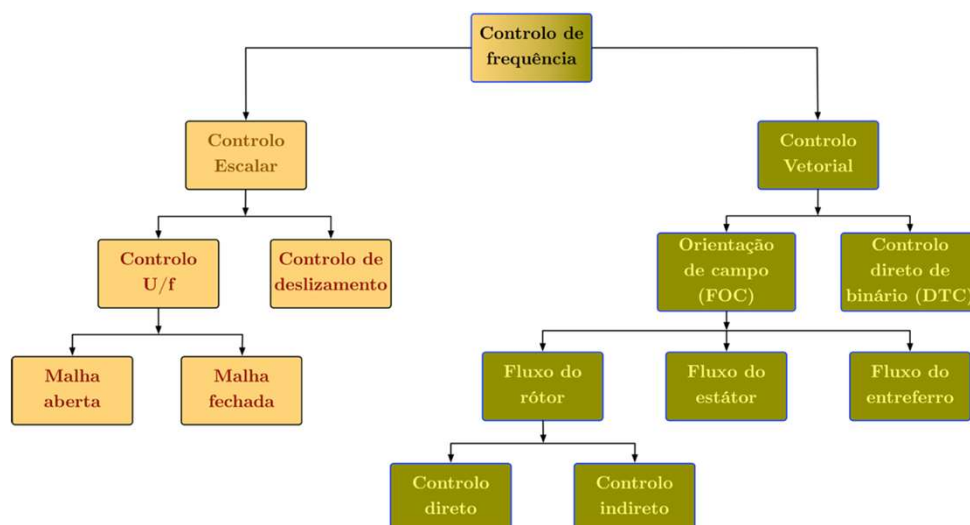


Figura 2. Classificação dos métodos de controlo mais usuais (adaptado de [1])

No controlo escalar, a velocidade do motor de indução é controlada ajustando as amplitudes das grandezas escalares tensão e frequência, de forma a que, em regime permanente, o fluxo no entreferro se encontre no valor desejado.

Esta abordagem parte do princípio que, mantendo o fluxo no entreferro constante, o valor do binário máximo disponível vai ser constante até se atingir a frequência nominal.

Para melhor se perceber esta técnica de controlo escalar, consideremos a equação de binário (3).

O binário desenvolvido pelo motor depende do fluxo e da corrente do rotor da seguinte forma [2]:

$$T_{el} = \frac{3p}{2} \psi_m I_r \sin \delta \quad (3)$$

Por outro lado, o fluxo depende de:

$$\psi_m \cong K \frac{V_s}{f} \quad (4)$$

Se este for mantido constante, o binário máximo disponível será constante. (Notar que aqui se está a desprezar a queda de tensão na impedância do estátor).

Assim, a tensão aplicada à máquina terá que variar proporcionalmente com a frequência até ao seu valor nominal.

O controlo escalar U/f ou V/Hz, por ser um método mais simples, está bastante implementado no mercado em sistemas de variação de velocidade como ventiladores e bombas hidráulicas que não requerem respostas dinâmicas rápidas.

Para sistemas que necessitem de elevados desempenhos com respostas rápidas a variações de binário, devem ser utilizados outros tipos de controlo, nomeadamente o controlo vetorial, onde se enquadra o controlo do fluxo ou controlo de binário. Essencialmente, o controlo vetorial consiste na decomposição da corrente do estátor em duas componentes: uma parte responsável pela produção do fluxo e a outra responsável pela produção do binário.

2. Conversor eletrónico

Como já referido, o controlo da frequência de alimentação do motor de indução permite uma variação de velocidade do sistema de forma contínua, desde baixos valores até frequências superiores à da rede (50Hz). Para isso será necessário um conversor eletrónico que permita a variação da amplitude da tensão e da frequência. Estes conversores eletrónicos são normalmente designados por inversores, podendo se tratar de inversores de tensão ou de corrente. Neste artigo apenas serão abordados os primeiros.

A Fig. 3 mostra o diagrama genérico da parte de potência de um conversor eletrónico, ligado a um motor, que permite a variação da amplitude de tensão a ele aplicada, para uma gama de frequências alargada.

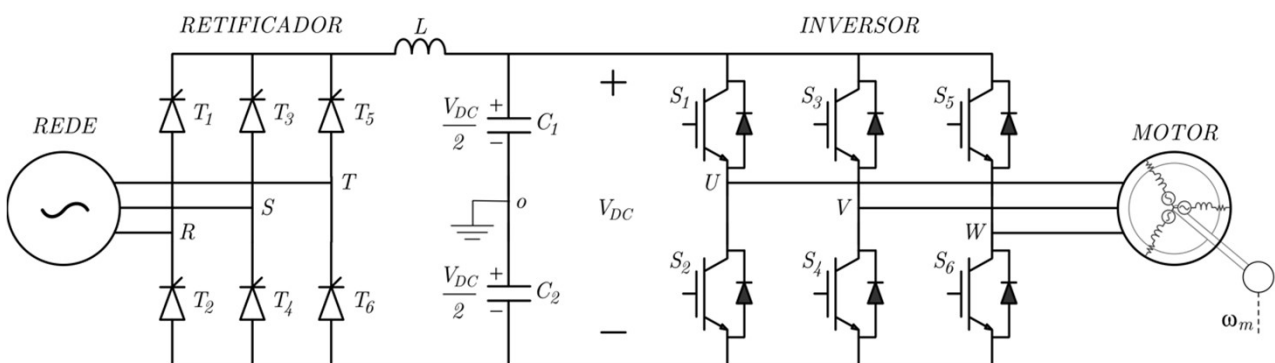


Figura 3. Diagrama genérico de um conversor (parte de potência, sem sistemas de aquisição de sinais e controlo)

Este tipo de conversores é constituído por um retificador, um filtro e um inversor.

O retificador serve para converter o sinal de corrente alternada para corrente contínua, que é depois filtrado pelo circuito LC. O retificador pode ser constituído por uma ponte de díodos, mas o circuito a tirístores da figura permite a regulação do valor da tensão média que é aplicada ao filtro.

Essa regulação é conseguida variando o ângulo de disparo dos tirístores. O valor médio desta tensão será dado por:

$$V_m = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} \cos \alpha \quad (5)$$

Onde V_{rms} é o valor eficaz da tensão entre duas fases da rede.

O inversor tem a função de converter o sinal CC para um sinal CA de padrão comutado, com uma componente fundamental com amplitude e frequência variáveis.

Embora a tensão tenha um padrão comutado, a corrente será praticamente sinusoidal quando se trata de motores, devido à sua característica indutiva.

Para converter um sinal CC para CA, é necessário gerar uma sequência de impulsos a aplicar ao terminal 'gate' dos transístores {S1, ..., S6}. Isso pode ser conseguido utilizando a técnica de modulação da largura de impulsos (*PWM – Pulse Width Modulation*).

Os transístores de cada braço do inversor são controlados por sinais complementares para evitar, ao mesmo tempo, curto-circuito do barramento DC e que os dois transístores fiquem em circuito aberto.

A modelação da largura de impulsos é uma técnica aplicada em inversores (conversores CC/CA) para obter uma tensão e frequência variáveis passíveis de utilizar na maioria dos sistemas de controlo de velocidade de motores CA.

O que se pretende com esta técnica é modular a duração dos impulsos aplicados aos interruptores (transístores) para obter uma tensão e frequência controladas.

Como em todas as técnicas de modulação, além de uma tensão com amplitude e frequência variáveis, pretende-se uma taxa máxima de utilização da tensão do barramento CC, com o mínimo de harmónicos [3].

Em relação aos harmónicos, eles vão surgir do lado da rede e também do lado do motor. No caso dos últimos, estes podem ser suavizados aumentando a frequência de comutação dos transístores.

De facto, o contínuo desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência permite também um aumento da frequência de comutação dos inversores levando a rendimentos superiores nestes sistemas e facilidade na redução de harmónicos. Por outro lado, este aumento da frequência leva ao aparecimento de correntes nos rolamentos, causando problemas de isolamento dos motores e interferências eletromagnéticas. Assim, mitigar estes efeitos secundários tornou-se uma das principais preocupações no desenvolvimento deste tipo de inversores [4].

Existem várias técnicas PWM desenvolvidas, mas a mais básica é a Sinusoidal (SPWM).

Esta técnica de modulação baseia-se na comparação de um sinal triangular de frequência elevada com um sinal sinusoidal de modulação para gerar os sinais apropriados que são aplicados aos terminais "gate" dos transístores. Outra técnica de modulação conhecida é a space vector (SVPWM) onde os tempos de condução dos interruptores são calculados diretamente a partir de equações analíticas [3].

Uma outra técnica que é muito utilizada em inversores trifásicos é a que consiste na injeção do terceiro harmónico no sinal de tensão de modulação (THIPWM).

Embora existam outras técnicas de modulação, apenas se irá abordar a SPWM.

A modulação sinusoidal (SPWM) é talvez a mais desenvolvida e utilizada em conversores aplicados na indústria [1].

A ideia desta técnica é a comutação entre os diferentes estados do inversor de forma a que a variação temporal da tensão comutada seja próxima da referência. Uma vez que o nível de tensão é fixo, a modulação é conseguida à custa da largura dos impulsos.

Como ilustrado na Figura 4, os sinais das tensões de referência V_x^* são comparados com o sinal triangular da portadora V_p (neste caso com uma frequência de 1kHz) para gerar a sequência de impulsos a aplicar aos transístores do inversor.

Na figura mostra-se a sequência de impulsos a aplicar ao transístor S1.

Nesta simulação utilizou-se um índice de modulação igual à unidade.

O sinal V_{U0} representa o sinal da tensão entre a fase U e o ponto neutro (0) do barramento DC quando se aplicam aos respetivos interruptores os impulsos obtidos da comparação entre o sinal de referência e a portadora.

É importante referir que estes são sinais comutados onde está também ilustrada a componente fundamental do sinal.

Os sinais de tensão entre a fase U e o neutro (N) do motor e a respetiva corrente estão ilustrados na Fig. 5 (parte superior).

Como é notório, embora a tensão seja um sinal comutado, a corrente é bastante sinusoidal, devido à característica indutiva do motor.

Na parte inferior da mesma figura encontra-se representado o sinal da tensão entre duas fases que será aplicado ao motor.

De notar que são sinais (em p.u.) obtidos para frequência de 50Hz, cujo valor máximo depende do valor de tensão no barramento DC.

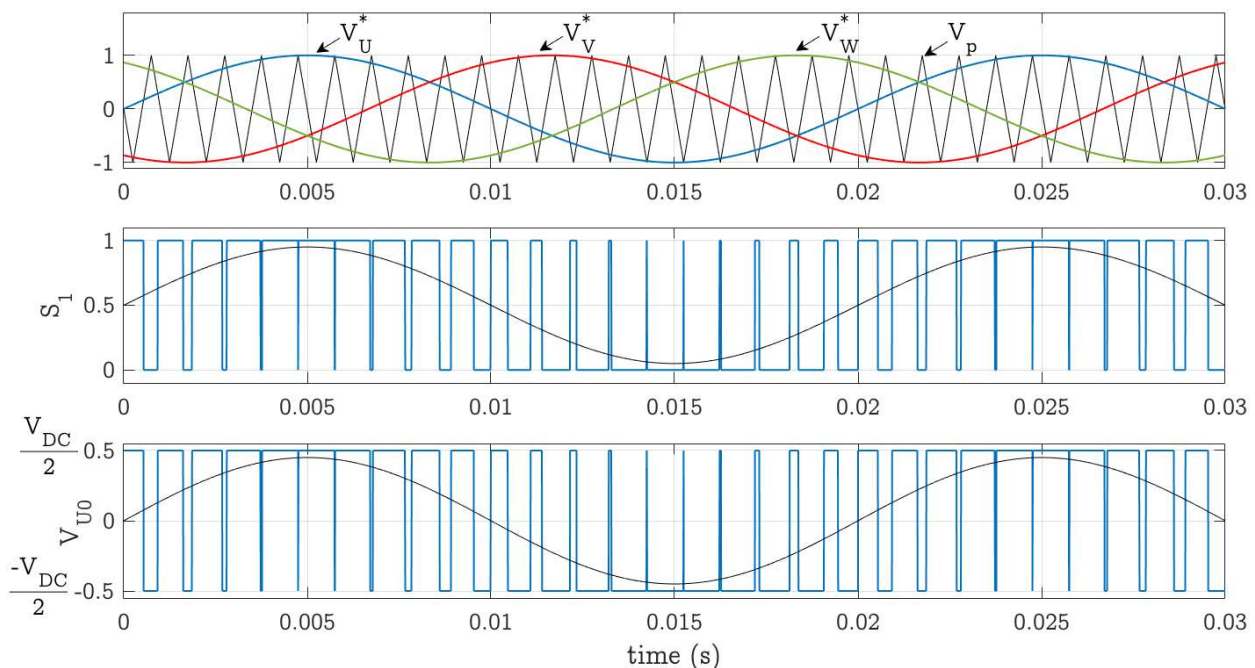


Figura 4. PWM Sinusoidal bipolar para inversor de tensão trifásico

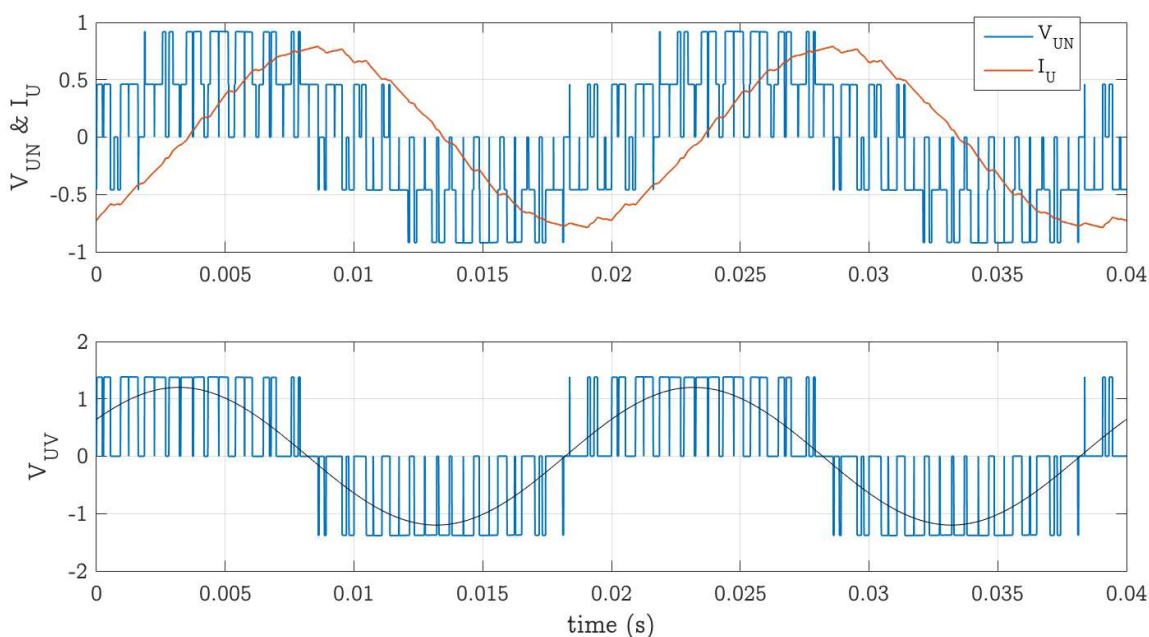


Figura 5. Sinais de tensão e corrente aplicados ao motor

3. Modelo do motor de indução trifásico (regime permanente)

O circuito equivalente ou modelo por fase de um motor de indução trifásico constitui uma boa ferramenta para a análise do seu desempenho em regime permanente.

Como o próprio nome sugere, o princípio de funcionamento do motor de indução baseia-se na lei da indução. De fato, a energia é transferida do estator para o rotor, através do entreferro, por indução eletromagnética.

Como o estator e o rotor estão acoplados magneticamente, esta máquina assemelha-se a um transformador com o secundário rotativo.

Esta semelhança é ainda mais evidente se o rotor se encontrar parado ($s=1$).

No entanto, devido ao entreferro existente nesta máquina, a relutância do circuito magnético é superior o que vai fazer com que seja necessária uma maior corrente para se conseguir o mesmo nível de fluxo que no transformador.

Se o rotor do motor for impossibilitado de rodar, podemos considerar que o seu circuito equivalente por fase é semelhante ao do transformador.

Esse circuito encontra-se representado na Fig. 6, onde os circuitos do estator e rotor estão interligados por um transformador ideal.

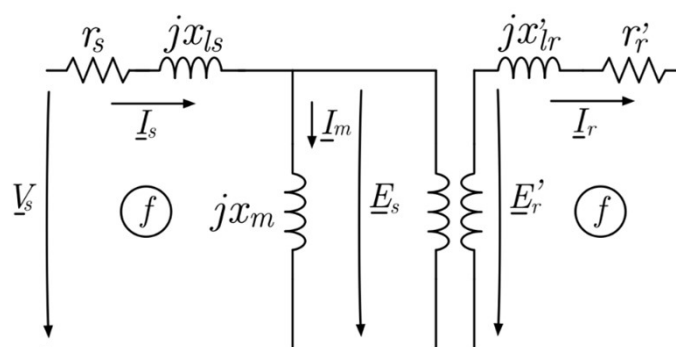


Figura 6. Circuito equivalente por fase do motor de indução com o rotor travado

Na figura temos (valores por fase):

- V_s Tensão aplicada ao circuito do estátor;
- r_s Resistência do enrolamento estatórico;
- $x_{ls} = 2\pi f L_{ls}$ Reatância de fugas do enrolamento estatórico;
- $x_m = 2\pi f L_m$ Reatância de magnetização;
- $x'_{lr} = 2\pi f L'_{lr}$ Reatância de fugas do enrolamento rotórico;
- r'_r Resistência do enrolamento rotórico;
- $E_s = 4,44f N_s K_{ws} \psi_m$ f.e.m. induzida no estátor;
- $E'_r = 4,44f N_r K_{wr} \psi_m$ f.e.m. induzida no rotor, com este parado;
- I_s Corrente absorvida no estátor;
- I_m Corrente de magnetização;
- I'_r Corrente no rotor;

Neste circuito desprezou-se a resistência associada às perdas no ferro (r_0).

No motor de indução, quanto maior a diferença de velocidade entre o campo magnético girante e o rotor, maior será a f.e.m. induzida no rotor e a sua frequência.

Com o rotor em movimento, a amplitude da f.e.m. induzida vai ser proporcional ao deslizamento. Assim, se o motor estiver a rodar, a frequência das correntes induzidas no rotor vai ser igual a $f_r = sf$.

Da mesma forma, a reatância de fugas do rotor será igual a sx'_{lr} e a f.e.m. induzida no rotor igual a sE'_r .

Consequentemente, podemos considerar o circuito

equivalente da Figura 7 para ilustrar o que acontece com o rotor em movimento, embora com diferentes frequências no estátor e rotor.

Esta diferença de frequências entre estátor e rotor torna o circuito equivalente anterior inconveniente para o estudo do desempenho do motor de indução em regime permanente. Analisando este circuito, pode obter-se o valor eficaz da corrente no rotor da seguinte forma:

$$I'_r = \frac{sE'_r}{\sqrt{r_r'^2 + (sx_r')^2}} \quad (6)$$

Fazendo uma divisão por s no numerador e denominador da fração, o valor da corrente não será alterado.

Desta forma a corrente no rotor pode ser escrita como:

$$I'_r = \frac{E'_r}{\sqrt{\left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + (x_r')^2}} \quad (7)$$

que é equivalente à corrente que circula quando a frequência da f.e.m. induzida e da corrente é igual à frequência do estátor f .

Com esta manipulação, podemos alterar o circuito equivalente anterior para o circuito da Figura 8, onde temos a mesma frequência no estátor e no rotor.

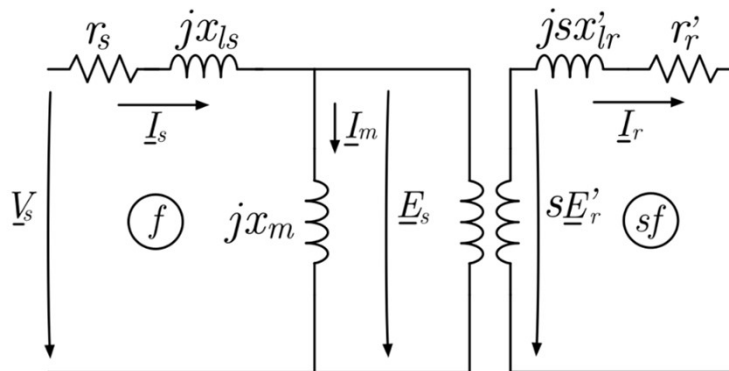


Figura 7. Circuito equivalente por fase do motor de indução com frequências diferentes no estátor e rotor

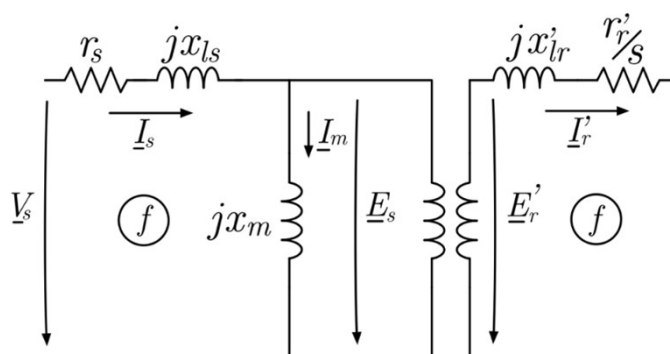


Figura 8. Circuito equivalente por fase do motor de indução com o rotor em movimento (frequências iguais)

Adicionalmente, podemos transferir os parâmetros do rotor para o estator eliminando o transformador ideal do circuito equivalente. Neste caso, os parâmetros serão multiplicados pelo quadrado da razão efetiva do número de espiras, que é dada por:

$$a = \frac{N_s K_{ws}}{N_r K_{wr}} \quad (8)$$

Onde N_s e N_r são o número de espiras dos enrolamentos do estator e rotor e K_{ws} e K_{wr} são os fatores de bobinagem dos enrolamentos do estator e rotor respectivamente.

Embora a razão efetiva do número de espiras possa ser facilmente obtida para um motor de indução com rotor bobinado, o mesmo já não acontece quando se trata de um motor de indução com rotor em gaiola de equilo.

De qualquer maneira, esse fator deve ser considerado na obtenção do circuito equivalente referido ao estator.

O circuito equivalente resultante destas transformações está desenhado na Fig. 9.

A este circuito pode ser adicionada uma resistência em paralelo com a reatância de magnetização para incluir as perdas no ferro do estator e rotor. Neste circuito, a corrente I_r será o equivalente da corrente no rotor, embora referida ao estator.

A resistência fictícia r'_r/s pode ser decomposta em duas componentes:

- a resistência do rotor r_r (referida ao estator);
- uma resistência adicional $\frac{1-s}{s}r_r$ que traduz a potência eletromecânica desenvolvida pelo motor, que varia com o deslizamento.

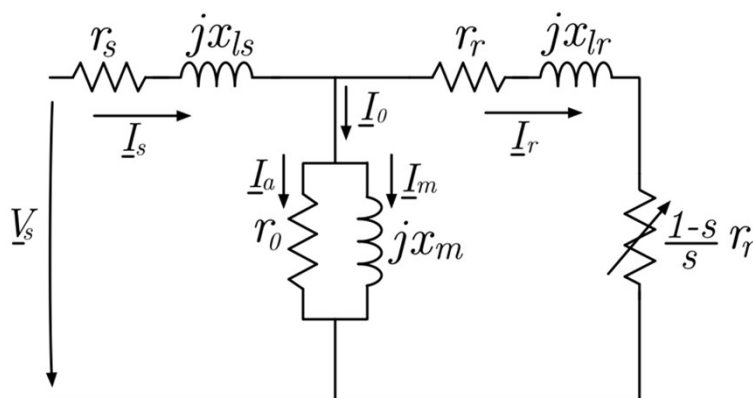


Figura 9. Circuito equivalente por fase referido ao estator

O diagrama fasorial correspondente a este circuito equivalente está ilustrado na Figura 10.

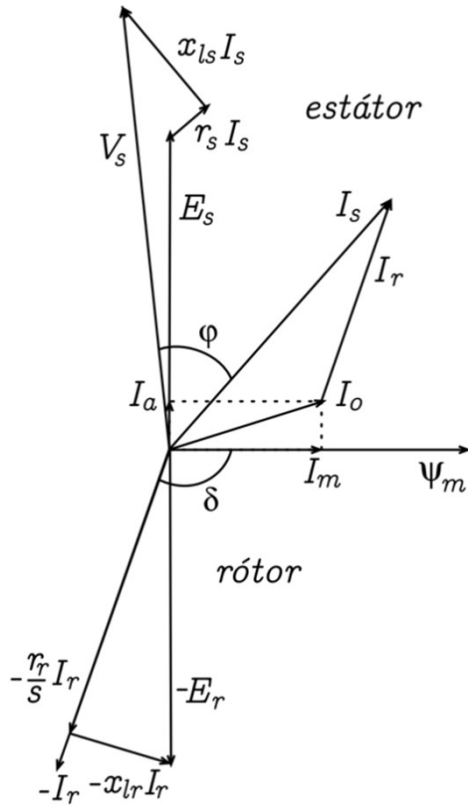


Figura 10. Diagrama fasorial para o circuito equivalente do motor (adaptado de [2])

Analisando o circuito da Figura 9, podemos obter o valor da potência eletromecânica desenvolvida pelo motor de indução trifásico calculando a potência dissipada na resistência variável $r_r^*(1-s)/s$. Assim, como são três fases, temos:

$$P_{el} = 3 \frac{1-s}{s} r_r I_r^2 \quad (9)$$

Por outro lado, para se obter o valor do binário utiliza-se a seguinte relação: $T=P/\omega$

Desta forma, valor do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser obtido por:

$$T_{el} = \frac{3}{\omega_m} \frac{1-s}{s} r_r I_r^2 = 3 \frac{p}{\omega_e} \frac{r_r}{s} I_r^2 \quad (10)$$

Onde $\omega_m = (1 - s) \frac{\omega_e}{p}$ é a velocidade mecânica do rotor e $\omega_e = 2\pi f$ é a velocidade elétrica do campo girante, ambas em rad/s.

A partir de (10) podemos obter a característica mecânica do motor, que está desenhada na Figura 11 para um motor de classe de eficiência IE3, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 1.

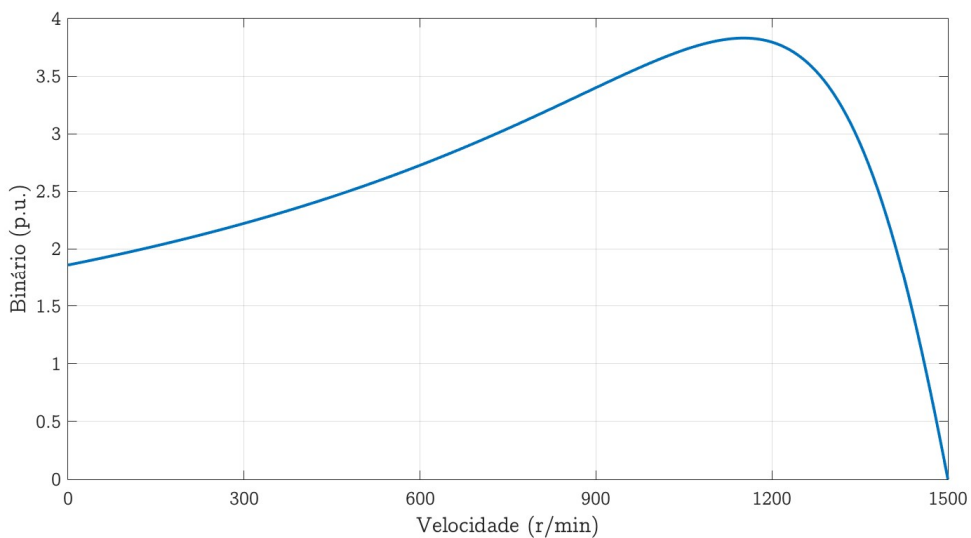


Figura 11. Característica mecânica do motor de indução para a frequência nominal e tensão nominal

² No diagrama está implícito que $|E_s| = |-E_r|$

Tabela 1. Dados de motor de indução trifásico, classe IE3

Valores nominais e parâmetros			
Valores nominais		Parâmetros do circuito equivalente	
P_N	7,5kW	r_s	1,6Ω
U_N	400V	r_r	1,7Ω
f_N	50Hz	r_0	2970Ω
h_N	91,2%	x_{ls}	3,72Ω
$\cos\phi_N$	0,85	x_{lr}	3,72Ω
s_N	0,0267	x_m	113,4Ω

4. Controlo escalar (V/Hz)

O método de controlo V/Hz ou U/f encontra-se entre os mais divulgados e utilizados quando se pretende controlo de velocidade em acionamentos de baixo desempenho.

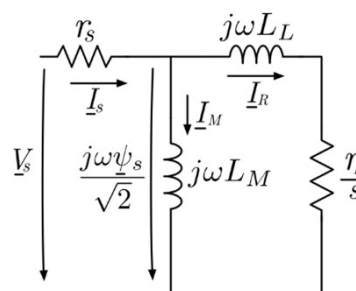
Uma vez que é um método relativamente simples, o seu desempenho dinâmico não vai ser o melhor no que se refere por exemplo aos tempos de resposta e perturbações [5].

Neste método, a variação de velocidade acontece em duas zonas distintas.

Na primeira, chamada de binário constante, a variação de velocidade é obtida atuando na frequência, mantendo o valor do fluxo aproximadamente constante. Para valores de velocidade superiores, mantém-se a tensão no seu valor nominal variando apenas a frequência. Nesta fase entra-se na zona de enfraquecimento de campo.

Este, é um método que utiliza características da máquina válidas em regime permanente, obtidas a partir do circuito equivalente simplificado [6].

No entanto, surgiram esquemas equivalentes mais apropriados para a o controlo escalar [6], [7], como é o caso do circuito equivalente simplificado do motor de indução ilustrado na Figura 12, também chamado de circuito equivalente em Γ .

Figura 12. Circuito equivalente em Γ (adaptado de [8])

Para se obter o circuito em Γ' a partir do circuito em Γ , é necessário definir em primeiro lugar o coeficiente de transformação γ , que é dado por:

$$\gamma = \frac{x_{ls} + x_m}{x_m} \quad (11)$$

A nova resistência do rotor fica:

$$r_R = \gamma^2 r_r \quad (12)$$

A reatância de magnetização será igual a:

$$x_M = \gamma x_m \quad (13)$$

A reatância total de fugas será obtida da seguinte forma:

$$x_L = \gamma x_{ls} + \gamma^2 x_{lr} \quad (14)$$

A corrente do rotor referida ao estator será:

$$I_R = \frac{I_r}{\gamma} \quad (15)$$

Neste novo circuito, que é equivalente ao circuito em Γ , a tensão do estator é dada por:

$$\underline{V}_s = r_s \underline{I}_s + j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_s \underline{\psi}_s \quad (16)$$

Se a resistência do estátor for desprezada ($r_s \cong 0$), (16) fica:

$$\underline{V}_s = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_s \underline{\psi}_s \quad (17)$$

Ou seja, a relação entre a amplitude da tensão e frequência vai ser dada por:

$$\frac{V_s}{f_s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \psi_s \quad (18)$$

Também a corrente de magnetização, que cria o fluxo no estátor, pode ser obtida pela seguinte equação:

$$I_M \cong \frac{V_s}{j\omega L_M} \quad (19)$$

Conseqüentemente, se for mantida a razão V/f com a variação da frequência, o fluxo do estátor mantém-se constante e independente da tensão de alimentação do estátor.

Com o aumento da frequência, a tensão deve ser aumentada proporcionalmente para que a razão V/f se mantenha constante.

Se o fluxo no estátor for mantido constante, o binário eletromagnético pode ser obtido a partir da seguinte equação:

$$T_{el} = 3p \frac{\psi_s^2}{r_R} \frac{\omega_r}{(\tau\omega_r)^2 + 1} \quad (20)$$

Onde: $\tau = \frac{L_L}{r_R}$ e $\omega_r = \omega s = 2\pi f s$.

A partir desta equação de binário, podem obter-se as características mecânicas para os diferentes valores de frequência que se encontram desenhadas na Figura 13.

De notar que, como ilustrado, o controlo V/Hz constante apenas foi mantido até ao valor da frequência nominal.

Para valores acima da frequência nominal, como a tensão não pode ser aumentada por se encontrar no seu valor nominal, o fluxo no estátor vai diminuir o que leva também a uma diminuição do binário disponível. Esta chama-se a região de enfraquecimento de campo. Assim, a razão tensão-frequência não é sempre linear.

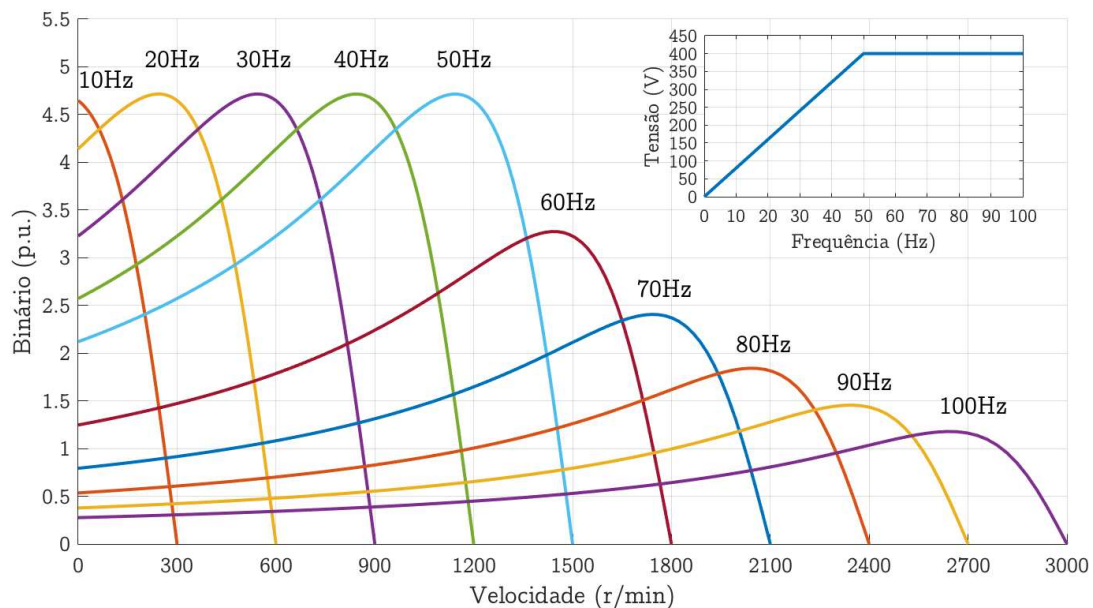


Figura 13. Curvas de binário para diferentes frequências desprezando a queda de tensão na resistência do estátor

No entanto, se for considerada a queda de tensão na resistência do estator, aplicando a mesma relação entre tensão e frequência leva a que o fluxo no estator não seja sempre igual. Desta forma, as características obtidas ficariam como as que se apresentam na Figura 14.

Para compensar esta diminuição do fluxo a baixas frequências, a relação entre a tensão e frequência tem que ser diferente. Uma maneira simples de compensar a queda de tensão na resistência do estator é utilizar a seguinte expressão para calcular a tensão de alimentação em função da frequência:

$$V_s = \begin{cases} (V_{sN} - V_{s0}) \frac{f}{f_N} + V_{s0} & \text{se } f < f_N \\ V_{sN} & \text{se } f \geq f_N \end{cases} \quad (21)$$

Onde V_{sN} e f_N são os valores nominais da tensão e frequência, e V_{s0} é o valor da tensão inicial a adicionar.

Na prática, a razão entre tensão e frequência é normalmente obtida a partir dos valores nominais da máquina a controlar. Para valores baixos de frequência, para compensar a queda de tensão na resistência do estator (que foi desprezada no cálculo das curvas da Figura 13), é necessário aplicar uma tensão inicial V_{s0} , conforme está ilustrado na Figura 15.

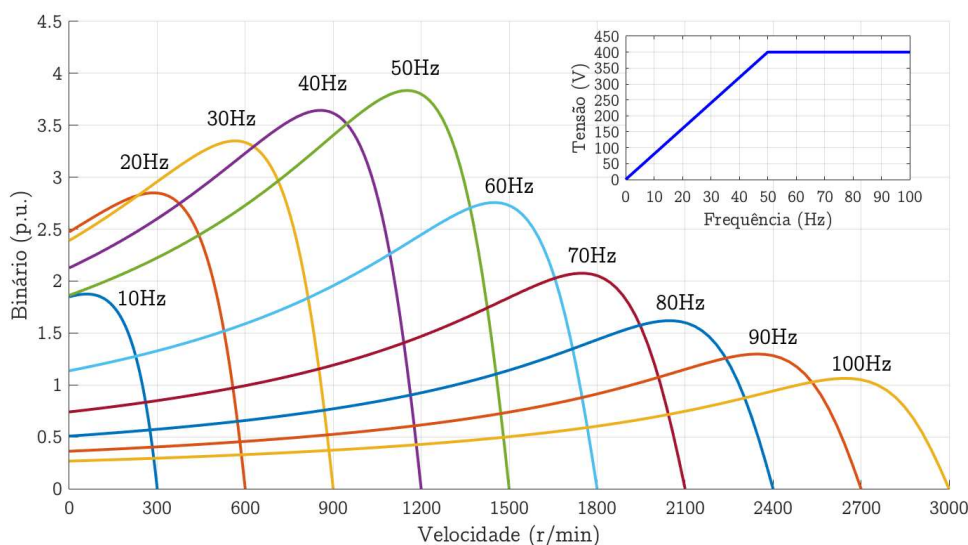


Figura 14. Curvas de binário considerando a queda de tensão na resistência do estator

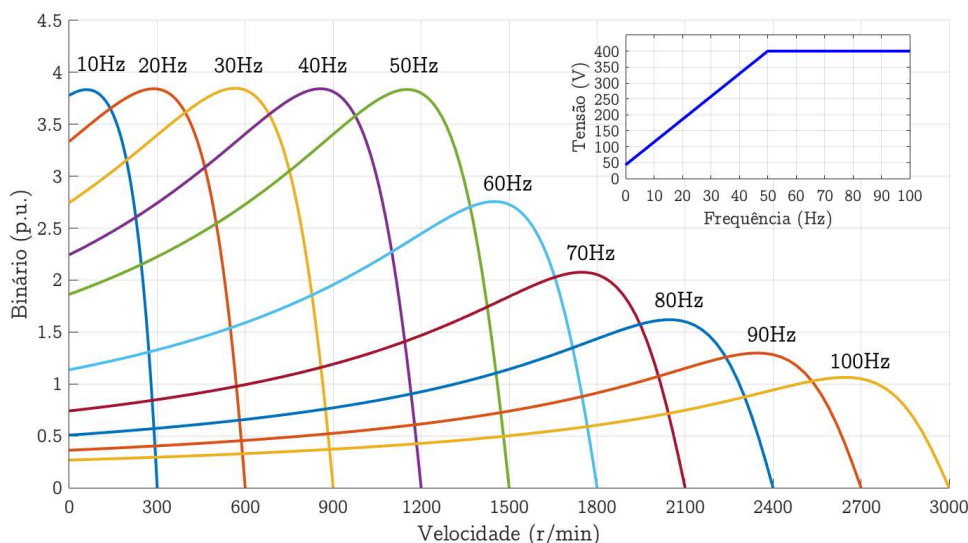


Figura 15. Curvas de binário compensando a queda de tensão na resistência do estator

Como já referido, este é o mais simples método de controlo eletrónico de velocidade do motor de indução.

A Figura 16 mostra um diagrama de blocos de um destes controladores, onde não há medição de velocidade, também chamado de controlo em malha aberta.

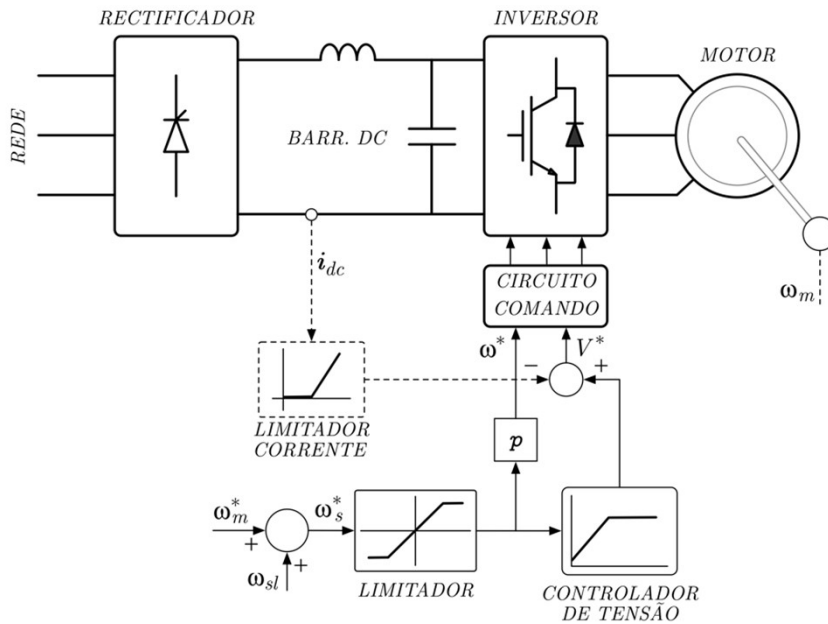


Figura 16. Controlo escalar em malha aberta (adaptado de [8])

Neste controlador, é adicionado um valor de deslizamento constante à velocidade de referência ω_m^* para compensar a carga acoplada ao veio do motor. Estes dois sinais formam a velocidade de sincronismo de referência, que é aplicada ao controlador de tensão (V/f) para gerar a tensão correspondente a essa frequência. A mesma velocidade é multiplicada pelo número de pares de pólos para gerar a velocidade elétrica de referência para o circuito de comando que, com o valor de tensão, gera os impulsos para os transístores do inversor.

Como opção, pode ser aplicado um limitador de corrente para reduzir o valor de tensão de referência quando a corrente ultrapassa um limite pré-estabelecido.

O controlo escalar em malha aberta é usado em aplicações de baixo desempenho onde não é necessário um controlo preciso da velocidade.

No entanto, a frequência ou a velocidade do campo magnético girante não é igual à velocidade do rotor devido ao deslizamento.

Como a velocidade real é desconhecida (não é medida), não é possível manter o deslizamento dentro dos limites, o que

pode levar ao funcionamento na zona instável da curva de binário, uma vez que quando a carga mecânica acoplada ao veio varia, o valor do deslizamento também se vai alterar.

Desta forma o controlo escalar em malha aberta não é a melhor opção para situações onde o aconteçam grandes variações de binário de carga. Para compensar o deslizamento, pode ser implementado um controlo em malha fechada.

O diagrama de blocos de um controlador em malha fechada está ilustrado na Figura 17.

A velocidade do rotor é medida e é comparada com a velocidade de referência. Esse erro de velocidade é aplicado ao controlador PI (Proporcional Integral) que gera o sinal da velocidade de deslizamento de referência. Este valor tem que ser limitado por questões de estabilidade.

A velocidade de deslizamento de referência é adicionada ao valor da velocidade do rotor para produzir a velocidade de sincronismo de referência. Esta segue para o controlador de tensão (V/f) para gerar a tensão de referência e é multiplicada pelo número de pares de pólos para gerar a velocidade elétrica de sincronismo de referência. As duas são aplicadas ao circuito de comando para gerar os impulsos para os transístores do inversor.

Assim, o controlo escalar em malha fechada, uma vez que utiliza o valor medido da velocidade do rotor, oferece uma melhor solução no que se refere ao controlo de velocidade. Além disso, o controlo em malha fechada permite controlar também o binário, o que não é efetuado no controlo em malha aberta. Este método de controlo contém uma malha de controlo do deslizamento, uma vez que o binário é proporcional ao deslizamento.

5. Conclusões

O controlo escalar é um método bastante usado quando se trata de aplicações de baixo desempenho.

É um método fácil de implementar e não necessita de muitos recursos computacionais devido a apenas se atuar nas grandezas escalares tensão e frequência.

Dependendo da aplicação pode efetuar-se um controlo em malha aberta ou malha fechada. Para a sua implementação é necessário um conversor eletrónico, pois será necessário obter sinais de tensão variáveis em amplitude e frequência.

6. Bibliografia

- [1] M. P. Kazmierowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, Control in Power Electronics, Academic press, 2002, p. 529.
- [2] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives," Prentice Hall, Inc., New Jersey, 2002.
- [3] A. Iqbal, H. Abu-Rub and J. Guzinski, High Performance Control of AC Drives with Matlab / Simulink Models, India: John Wiley & Sons Ltd, 2012, p. 500.
- [4] D. S. Spirov, "Comparison of PWM Strategies for Inverter-fed Induction Motor," Annual Journal of Electronics, p. 4, 2009.
- [5] H. Razik, Handbook of Asynchronous Machine with Variable Speed, Wiley, 2011, p. 418.
- [6] G. Marques, "Controlo de Motores Eléctricos," IST, Lisboa, 1999.
- [7] I. Boldea and S. A. Nasar, The Induction Machine Handbook, Washington, D.C.: CRC Press, 2002.
- [8] A. Trzynadlowski, Control of Induction Motors, Nevada: Academic Press, 2000.
- [9] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Elsevier Inc., 2007, p. 1989.
- [10] R. Krishnan, Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control, Prentice Hall, 2001, p. 653.

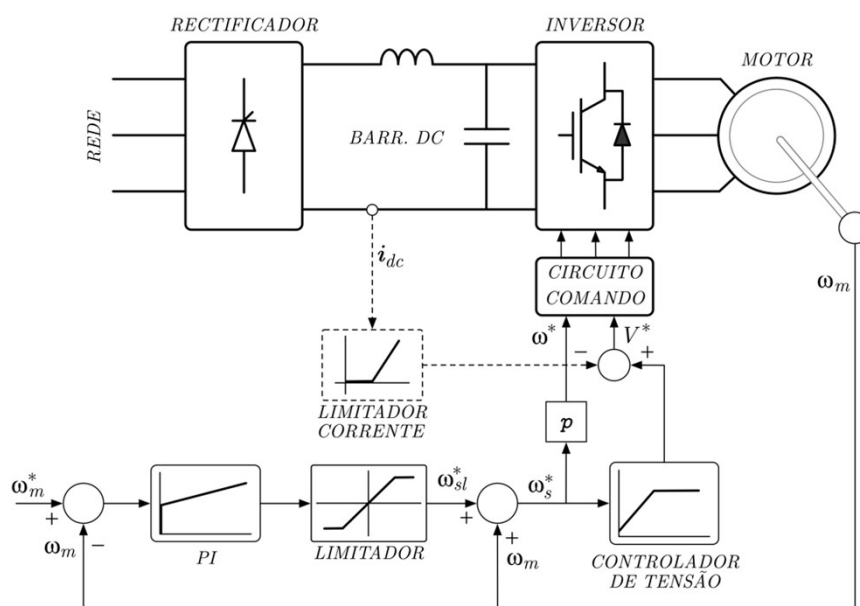


Figura 17. Controlo escalar em malha fechada (adaptado de [8])