

Plataforma Móvel para Inspeção de Superfícies Ferromagnéticas com Declive Variável

A. Leão Rodrigues¹, Pedro Pereira¹

¹ Departamento de Engenharia Electrotécnica
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Universidade Nova de Lisboa
2825-114 Caparica PORTUGAL

Tel: +351 212948545 Fax: +351 21294 8532

endereço electrónico: leao@uninova.pt, pmp@fct.unl.pt

Resumo. O artigo apresenta o cálculo, construção e ensaio de uma plataforma móvel capaz de navegar sobre uma superfície ferromagnética com qualquer declive. A locomoção da plataforma é feita por meio de dois motores de indução trifásicos independentes, com controlo U/f , permitindo variar a velocidade e o rumo da plataforma sobre a superfície a inspeccionar.

Palavras-chave:

Robôs subaquáticos; Controlo U/f de motores de indução.

1. Introdução

Actualmente existe uma grande variedade de robôs marítimos [1],[2], que têm muita aplicação em meios aquáticos. Os motores de tracção utilizados vão desde os motores de corrente contínua até a motores lineares de indução [3]. No entanto, para realizarem trabalho sobre uma superfície é necessário a existência de um ponto de aplicação, caso contrário, o robô sofrerá, por reacção, um deslocamento em sentido contrário ao da aplicação da força. Este é um dos maiores problemas nas aplicações dos robôs marítimos subaquáticos.

A plataforma apresentada neste artigo é capaz de navegar sobre o costado do navio em material ferromagnético, de razoável permeabilidade magnética, com qualquer inclinação, com vista a executar tarefas de manutenção e inspeção, não só na zona das águas mortas como nas águas vivas do navio. Para isso, a plataforma é provida de magnetos permanentes que contribuem para a sua adesão à superfície ferromagnética a inspeccionar.

2. Configuração da plataforma

A plataforma consiste fundamentalmente numa estrutura com duas rodas motoras dianteiras de 240 mm de diâmetro, com rodados em material aderente, e uma roda traseira dirigível, de menor diâmetro. O chassis deste veículo é construído com tubos de alumínio de secção rectangular que lhe dão bastante rigidez e diminuição de peso. A figura 1 mostra o perfil e a planta da plataforma

com a indicação da colocação dos motores de accionamento e dos magnetos permanentes para fixação do veículo ao costado do navio. A fim de poder transportar equipamento de inspeção (câmara de vídeo) e manutenção (soldadura e pintura), a plataforma apresenta as dimensões principais de 1100 x 600 x 250 mm.

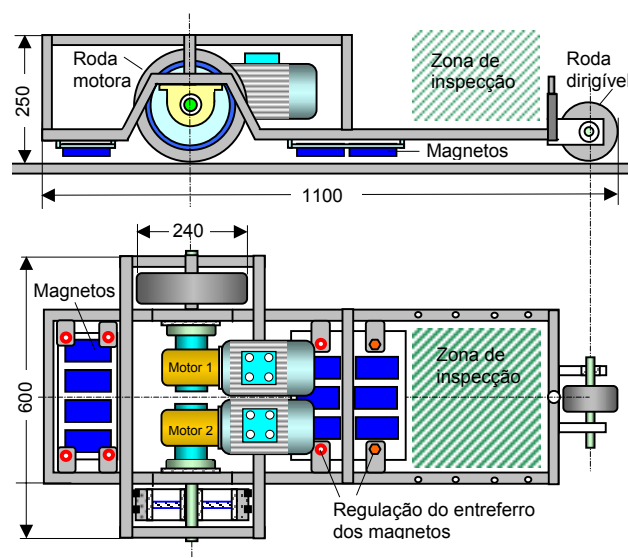


Fig. 1 – Aspecto geral e dimensões da plataforma

A plataforma é accionada por dois servo-motores de indução trifásicos tetrapolares, de rotor em curto circuito, que estão providos de uma caixa redutora a 90° de razão 1/40, como mostra a projecção ortogonal da figura 2.

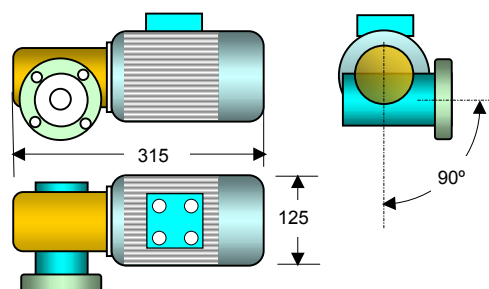


Fig. 2 – Aspecto geral e dimensões da plataforma

Cada motor tem uma potência estipulada de 200 W e estão acoplados independentemente através da caixa redutora às rodas motoras o que permite, por meio de regulação de velocidade e inversão do sentido de marcha de cada unidade a navegação da plataforma com qualquer rumo sobre a superfície ferromagnética com qualquer declive.

3. Cálculo dos magnetos permanentes

Para fixar a plataforma à superfície ferromagnética inclinada foram instalados dois conjuntos de 4 e 6 magnetos permanentes de NdFeB, colados com resina epoxy a peças em ferro macio, que permitem a regulação do entreferro, como mostra a figura 3.

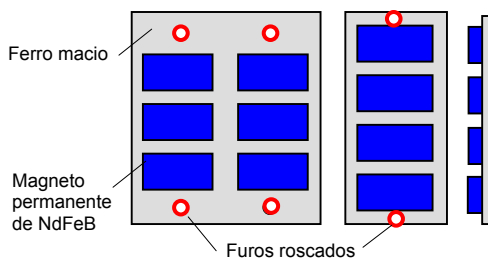


Fig.3 – Conjunto de magnetos permanentes para fixação da plataforma ao costado

O volume dos magnetos foi otimizado por meio de um programa de Elementos Finitos com vista a produzirem uma força magnética de atracção, com entreferros até 15 mm, de forma a plataforma não se deslocar pela acção da gravidade. A figura 4a mostra o resultado do andamento das linhas de força do campo de indução magnética produzidas pelos magnetos permanentes e a figura 4b o respectivo perfil da força exercida em Nm entre o conjunto e a superfície ferromagnética para um entreferro de 5 mm. A permeabilidade relativa foi medida numa amostra da pista que deu um valor médio de $\mu_r = 1500$.

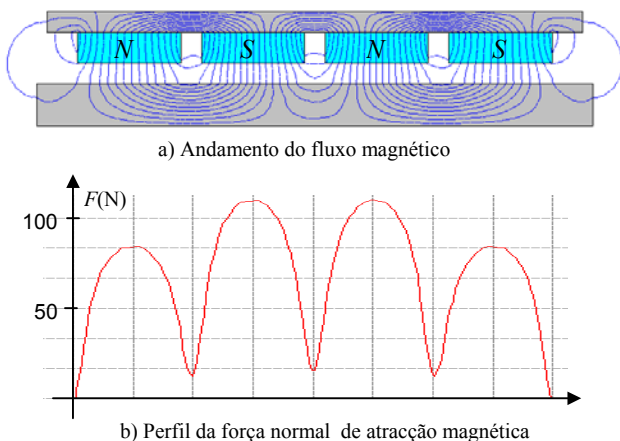


Fig. 4 – Andamento do fluxo e da força magnética de atracção

Cada magneto de NdFeB foi projectado com um volume de $V_{\text{mag}} = 100 \times 50 \times 20$ mm. Para um entreferro de 10 mm a força magnética máxima produzida por cada magneto central foi de 100 N ou seja cerca de 1000 N para o

conjunto dos 10 magnetos. Para um coeficiente de atrito rodas/pista $\alpha=20\%$ (as rodas têm um pneu em borracha) os magnetos poderão suportar um peso na vertical de $1000 \times 0,2 = 200 \text{ N} = 20 \text{ kg}$ que é superior ao peso de 15 kg da plataforma. Logo, o conjunto pode manter-se atraído na vertical ao costado do navio.

A figura 5 mostra duas fotografias da plataforma durante a fase de ensaio no laboratório e navegando numa superfície ferromagnética vertical.



Fig.5 – Plataforma na vertical durante a fase

A necessidade de entreferros elevados prende-se com a necessidade da plataforma navegar em pistas ferromagnéticas com superfícies encurvadas e com alguma rugosidade.

4. Controlo de velocidade dos motores

Construída a plataforma torna-se necessário o estudo do seu controlo de velocidade segundo um rumo pré determinado sobre a superfície ferromagnética. Como os dois motores atacam independentemente as rodas motoras basta controlar a velocidade e o sentido de rotação de cada motor para se programar o rumo desejado para a plataforma.

Existem vários métodos de controlo de velocidade de motores de indução de rotor em gaiola ou curto circuito [4]. Notando que a velocidade do rotor quando o estator de $2p$ pólos é alimentado com a frequência f , é dada pela expressão

$$N_r (\text{rpm}) = N_s (\text{rpm})(1 - S) = \frac{60f}{p}(1 - S) \quad (1)$$

onde S representa o escorregamento, ou deslizamento, do rotor em relação à velocidade do campo girante $60f/p$ produzido pelo estator. A expressão (1) mostra que a velocidade do motor pode ser variada através do número de pólos $2p$ do motor, do escorregamento S e da frequência de alimentação f .

A. Variação da velocidade pelo número de pólos

A variação da velocidade N_r é possível através da variação do número de pólos desde que o enrolamento do estator seja provido de tomadas acessíveis que permitam

a comutação do número de pólos. Mesmo assim a velocidade varia de uma maneira discreta e não contínua.

B. Variação da velocidade pelo escorregamento

Quando se aplica a tensão simples U_s de frequência f a um motor trifásico simétrico o binário electromagnético desenvolvido é dado pela expressão

$$T(S, f) = \frac{3p}{2\pi} \cdot \frac{U_s^2}{f} \cdot \frac{R'_2}{(SR_1 + R'_2)^2 + \left[S \frac{f}{f_o} (X_1 + X'_2) \right]^2} \cdot S \quad (2)$$

onde R_1 e X_1 são respectivamente a resistência e a reactância de dispersão do estator e R'_2 e X'_2 são a resistência e a reactância de dispersão do rotor reduzidas ao estator por fase. As reactâncias de dispersão ou de fuga X_1 e X'_2 são medidas à frequência f_o . Assim, para outra frequência de funcionamento f , as reactâncias deverão ser multiplicadas pela razão f/f_o .

Para o funcionamento como motor ($0 < S \leq 1$) a expressão (2) apresenta um valor máximo T_{max} para $\partial T / \partial S = 0$ ou seja, quando o escorregamento valer

$$S_{T_{max}} = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + \left[\frac{f}{f_o} (X_1 + X'_2) \right]^2}} \quad (3)$$

Para frequências industriais, o valor da resistência do estator R_1 é alguns dígitos menor que a reactância de fugas $X_1 + X'_2$ do estator e portanto pode escrever-se aproximadamente

$$S_{T_{max}} \approx \frac{R'_2}{\frac{f}{f_o} (X_1 + X'_2)} \quad (4)$$

isto é, o escorregamento para o qual o binário do motor é máximo dá-se quando a resistência do rotor for aproximadamente igual à reactância total de fugas do motor. A substituição de (4) em (2) dá para valor do binário máximo a seguinte expressão

$$T_{max} = \frac{3p}{2\pi} \frac{U_s^2}{f \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left[\frac{f}{f_o} (X_1 + X'_2) \right]^2} \right]} \quad (5)$$

que, curiosamente, é independente da resistência R'_2 do rotor. Se o rotor for bobinado, como ilustra a figura 5, o

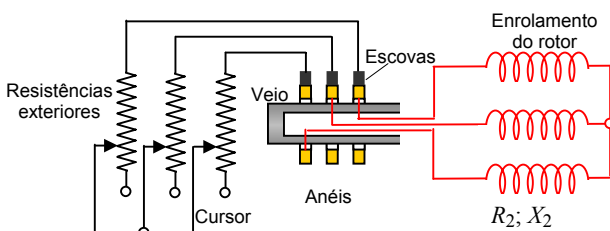


Fig. 5 - Regulação da resistência rotórica

escorregamento S para um dado binário resistente aplicado ao veio pode ser controlado variando a resistência exterior R'_{ext} a adicionar à resistência R'_2 por fase do rotor. Logo, para tensão e frequência constantes, é possível obter sempre o mesmo binário máximo por variação da resistência exterior R'_{ext} o qual ocorre a diversos escorregamentos.

Na prática, é costume exprimir o binário não em função do escorregamento

$$S = 1 - \frac{N_r}{N_s} \quad (6)$$

mas em função do número de rotações do rotor N_r . Por combinação de (2) e (6) resulta a função. $T(N_r, f)$

Por meio de um ensaio em vazio e um ensaio com o rotor bloqueado foram medidos os parâmetros de cada motor dando: $R_1 = 0,1 \Omega$; $R'_2 = 0,15 \Omega$; $X_1 = 0,8 \Omega$; $X'_2 = 0,7 \Omega$.

Para estes valores e uma tensão simples eficaz de $U_s = 230 \text{ V}$, a figura 6 mostra o traçado das características binário/velocidade $T(N_r)$ do motor para diferentes valores da resistência exterior R'_{ext} .

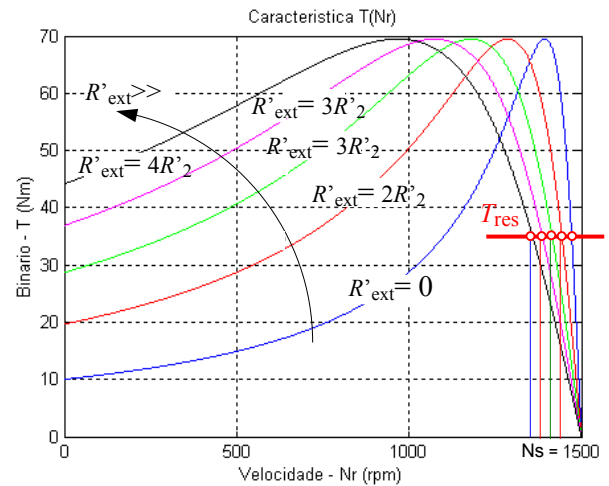


Fig. 6 - Características binário/velocidade a R'_{ext} variável

O resultado mostra que para um dado binário resistente T_{res} aplicado ao veio a velocidade varia muito pouco em virtude da característica na zona de estabilidade ter um grande declive. O método tem no entanto o mérito de se variar o binário de arranque ($N_r = 0$) por correcto ajuste de R'_{ext} .

C. Variação da velocidade pela tensão U_s aplicada

Um modo indirecto de variar o escorregamento, e portanto a velocidade do rotor, é variar o valor eficaz da tensão U_s aplicada ao estator. Mantendo a frequência de alimentação constante e a resistência R'_2 do rotor também constante, é possível variar a velocidade N_r do motor variando o valor da tensão U_s de alimentação do motor. De acordo com (2) o binário desenvolvido pelo motor é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação U_s . Para f e R'_2 constantes a figura 7 mostra o andamento da característica de binário/velocidade para vários valores da

tensão aplicada U_s ao estator. Note-se que como f e R'_2 são constantes a velocidade a que se dá o binário máximo é sempre a mesma, apenas o valor do binário varia quadraticamente com o valor da tensão de alimentação.

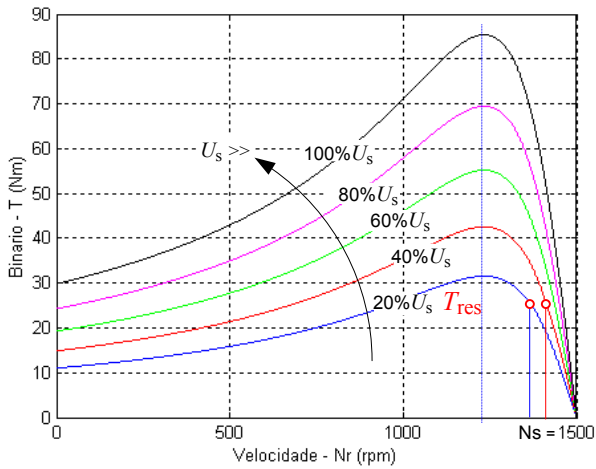


Fig. 7 - Características binário/ velocidade a U_s variável

Tal como no caso anterior, para um dado binário resistente T_{res} aplicado ao veio a velocidade varia muito pouco em virtude da característica na zona de estabilidade ter também um grande declive e por isso a gama de ajuste de velocidade é relativamente estreita sendo feita à custa de uma redução significativa de binário disponível. Por isso este método é pouco utilizado na prática.

C. Variação da velocidade pela variação da frequência f

Como a rede de alimentação tem uma tensão eficaz e frequência constantes, o controlo de velocidade por variação de frequência só é possível através de um conversor de frequências, como ilustra a figura 8.

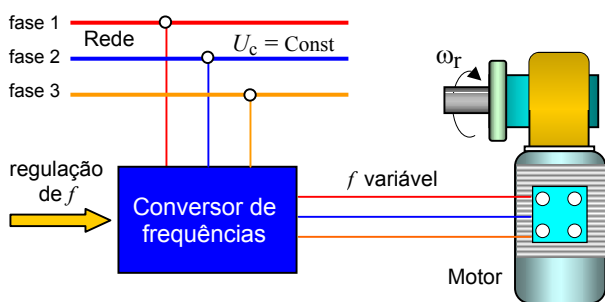


Fig. 8 - Variação da velocidade por variação da frequência

Actualmente existem vários tipos de conversores electrónicos de frequência construídos com elementos semicondutores como o "Tiristor", o "Triac", o "IGBT" e o "GTO". Os conversores de frequência são classificados em "conversores indirectos" (AC/DC/AC) e "conversores directos" (AC/AC), também chamados de "cicloconversores".

Neste método, o binário máximo também não se mantém constante, o que implica uma variação da corrente no estator para um dado binário resistente aplicado ao veio o

acarreta uma diminuição do rendimento do motor. Adicionalmente, o custo do conversor de frequência pode ser da ordem ou mesmo superior ao do próprio motor.

A figura 9 mostra a característica $T(N_r)$ apenas por variação da frequência, mantendo a tensão eficaz de alimentação U e a resistência rotórica R'_2 constantes.

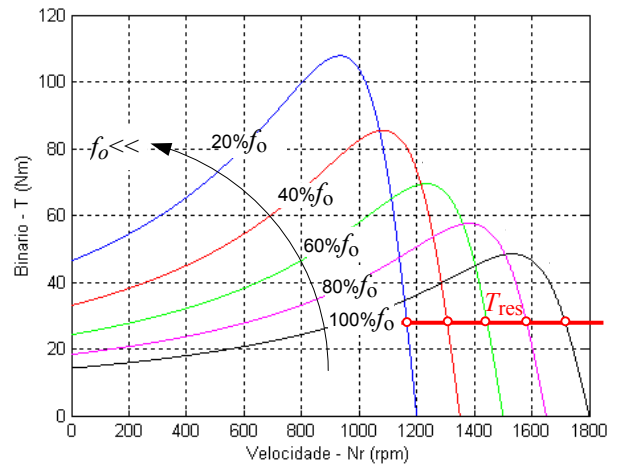


Fig. 9 - Variação da velocidade por variação da frequência

O método de variação de velocidade pela variação da frequência apresenta alguns inconvenientes. Com efeito mantendo o valor eficaz da tensão constante, ao diminuir a frequência o fluxo magnetizante aumentará o que leva à saturação magnética do circuito magnético do motor com conseqüente aumento das perdas no ferro. Se a frequência aumentar de forma a ser superior ao seu valor nominal, o fluxo e o binário obviamente diminuem.

5. Controlo de velocidade $U/f = \text{Const.}$

A teoria do controlo de velocidade pela relação *tensão/frequência* = constante do motor eléctrico de indução é bem conhecida [5],[6]. É um dos métodos que elimina as desvantagens descritas anteriormente nos diversos processos e por isso é um dos mais utilizados actualmente na indústria.

Basicamente este método consiste em manter o fluxo magnetizante constante no entreferro quando se varia simultaneamente a tensão e a frequência. À parte a resistência óhmica das fases do estator a tensão aplicada U satisfaz a relação $U = \omega \Psi = 2\pi f \Psi$ onde

$$\Psi = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{U}{f} \quad (6)$$

é o fluxo magnetizante. A expressão (6) mostra então que mantendo a relação $U/f = \text{const}$ o fluxo de magnetização se mantém praticamente constante tendo como conseqüência manter o binário electromagnético máximo T_{max} praticamente constante. Por outro lado, variando f , varia a velocidade $N_s = 60f/p$ e portanto desloca-se a posição da velocidade de sincronismo da característica ao longo do eixo da velocidade mantendo o binário máximo praticamente quase constante.

Na realidade o valor do binário máximo decresce à medida que a velocidade do motor diminui ou seja, quando f e U diminuem da mesma proporção. Este fenómeno é devido à existência da resistência R_1 do estator. Com efeito, tendo em atenção o valor do binário máximo dado por (5) calcule-se o seu valor para a tensão U_s e frequência f_o e para $2U_s$ e $2f_o$ de forma a manter a relação $Uf = \text{Const}$. A relação entre os dois binários máximos é então

$$\frac{T'_{\max}(2U_s, 2f_o)}{T_{\max}(U_s, f_o)} = \frac{4U_s^2}{2f_o \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + 4(X_1 + X'_2)^2} \right]} \cdot \frac{f_o \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2} \right]}{U_s^2} = \frac{4 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2} \right]}{2 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + 4(X_1 + X'_2)^2} \right]} \quad (7)$$

Para o motor de indução utilizado é $X_1/R_1 = 5$ (próprio de uma máquina de média potência) e portanto a relação entre binários máximos vem

$$\frac{T'_{\max}(2U_s, 2f_o)}{T_{\max}(U_s, f_o)} = \frac{4(1 + \sqrt{1 + 25})}{2(1 + \sqrt{1 + 100})} = \frac{12}{11}$$

donde se conclui que os binários máximos para tensões e frequências diferentes são praticamente iguais desde que se mantenha a relação $Uf = \text{Const}$. A figura 10 mostra o andamento das características de binário para diversos valores da relação $Uf = \text{Const}$

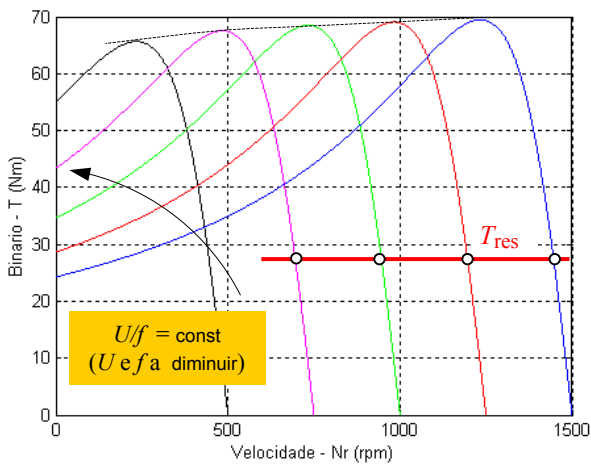


Fig. 10 - Variação da velocidade por variação de $Uf = \text{Const}$

No caso particular de $R_1 = 0$ então de (7) conclui-se que o valor máximo do binário é sempre o mesmo para qualquer valor da relação $Uf = \text{Const}$.

Na figura 11 está representado o esquema de blocos do controlo de velocidade do motor de indução pelo método Uf . Estão omitidos neste esquema os circuitos geradores de onda e frequência variável u_1^* , u_2^* , u_3^* e u_{port} . O quociente entre a frequência da onda portadora e da moduladora é designado por “razão da portadora rp ” e é igual ao número de impulsos da onda de saída do comparador durante um período da onda modulante. O

quociente entre a amplitude da onda moduladora e da portadora é designado por “índice modulação M ” e dá a indicação do comprimento dos cortes na forma de onda da tensão aplicada à carga.

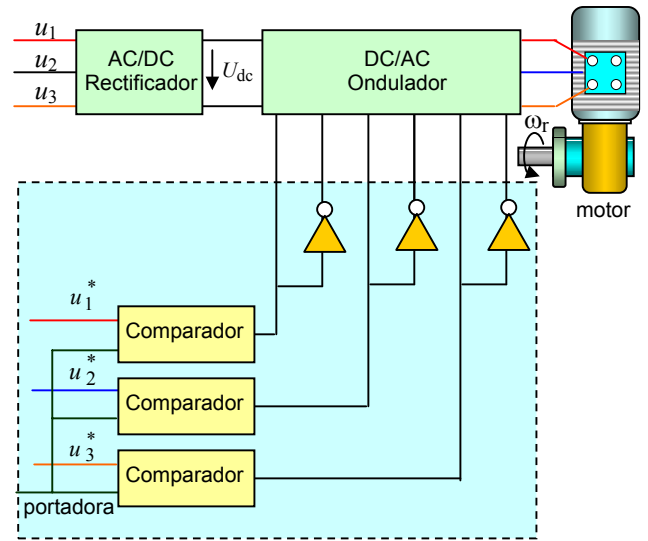


Fig. 11 - Esquema de blocos da variação da velocidade do motor por variação de $Uf = \text{Const}$

Para variar a amplitude da tensão aplicada ao motor, ajusta-se a amplitude da onda moduladora. A amplitude da onda portadora permanece constante em todo o processo. A frequência da tensão aplicada ao motor é igual à frequência da onda moduladora. A variação de frequência realiza-se variando simultaneamente as frequências da portadora e da moduladora, preservando sempre o valor da razão portadora rp .

6. Controlo vectorial

O controlo vectorial ou controlo por orientação do campo constitui o método de variação de velocidade mais sofisticado e moderno dos motores de indução [7].

Na figura 12 estão representados os vectores espaciais da máquina assíncrona onde \mathcal{F}_r e \mathcal{F}_s representam respectivamente as f.m.s do rotor e do estator, as quais estão

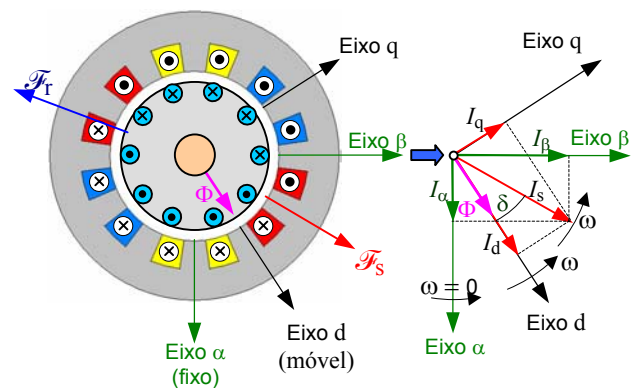


Fig. 12 - Vectores espaciais da máquina assíncrona.

praticamente em oposição de fase, tal como acontece num transformador com o secundário em curto circuito.

O binário electromagnético desenvolvido pela máquina resulta então

$$T = k \cdot \Phi \mathcal{F}_s \cdot \text{sen} \delta \quad (8)$$

onde δ representa o ângulo entre a f.m.m. do estator e o fluxo magnético no entreferro. Como \mathcal{F}_s é proporcional à corrente I_s do estator então (8) pode escrever-se na forma

$$T = K \cdot \Phi I_s \cdot \text{sen} \delta \quad (9)$$

Como a corrente estatórica I_s se pode decompor na componente do eixo directo $I_d = I_s \cos \delta$ e na componente do eixo em quadratura $I_q = I_s \text{sen} \delta$ então (9) resulta

$$T = K \cdot \Phi I_q \quad (10)$$

Observando a figura 12 verifica-se que o fluxo Φ se encontra no eixo directo e portanto está em quadratura com a componente I_q . O resultado é análogo ao do motor de corrente contínua, embora aqui o fluxo e a f.m.m. do induzido sejam fixas no espaço, enquanto no motor de indução estas grandezas são girantes.

Para conhecer as componentes I_d e I_q da corrente do estator necessita-se conhecer, com exactidão, a posição do vector Φ no entreferro. Para isso necessita-se de dispor de um sinal de realimentação da amplitude e da posição instantânea do fluxo no entreferro o que pode ser feito dos seguintes modos:

- **Controlo vectorial directo**, que incorpora transdutores magnéticos colocados no entreferro que se baseam no efeito de Hall
- **Controlo vectorial indirecto**, no qual se calcula a amplitude e a orientação do fluxo a partir dos parâmetros do motor.

O controlo vectorial directo, embora possível, tem problemas de implementação em ambiente industrial. Na prática, para o controlo de velocidade do motor assíncrono, usa-se o controlo vectorial indirecto.

No controlo de velocidade dos motores de accionamento da plataforma em estudo implementou-se o controlo vectorial indirecto medindo a sua velocidade por meio de um disco codificado, ou “encoder”, montado no eixo da roda dirigível da plataforma.. Este método, embora bastante preciso, é mais complexo e oneroso do que o método U/f .

7. Conclusões

Os resultados experimentais obtidos até agora permitem concluir que é possível a navegação da plataforma sobre uma superfície ferromagnética com qualquer inclinação.

O controlo do rumo da plataforma é feito directamente pelos controladores U/f .

O método de controlo por variação do escorregamento S não é muito eficaz, pois apesar de manter um binário máximo constante, permite apenas uma ligeira variação da sua velocidade. O controlo por variação da frequência apresenta a desvantagem de variar o binário desenvolvido, aumentando a corrente e diminuindo o rendimento. O controlo por variação da tensão eficaz aplicada U_s tem pouca influência na variação da velocidade do motor. O método de controlo de velocidade por variação simultânea de U e f , torna-se portanto a opção correcta neste tipo de accionamento. Com este método o motor apresenta um bom factor de potência e razoável rendimento, sendo ainda barato e fiável.

Neste método foram utilizadas frequências entre 20 e 150 Hz. Efectivamente, para frequências $f > 150$ Hz é necessário utilizar tiristores de corte rápido, com velocidades de corte cerca de três vezes a normal.

Sendo os motores de accionamento completamente estanques é possível fazer a navegação sobre a superfície ferromagnética parcialmente imersa.

Agradecimentos

Agradece-se à Fundação da Ciência para a Tecnologia o financiamento do Projecto POSI/33994/SRI/2000 no âmbito do qual este trabalho foi desenvolvido no Uninova. Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica da FCT/UNL fica o grato reconhecimento pelo apoio dado durante os ensaios experimentais da plataforma.

Referências

- [1] Pinheiro Pita et al: “Projecto Octopus: JETC’99” pp V-9 a V14, Lisboa 28 e 29 de Outubro de 1999.
- [2] A. Steiger Garção: “Robótica na Indústria Naval” .
- [3] A. Leão Rodrigues: “Design and construction of a flat linear induction motor to drive a robot for steel ships inspection”, The Fourth International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, (LDIA2003), Birmingham, UK, September 2003.
- [4] Stephen J. Chapman, “Electric Machinery Fundamentals”, Second Edition, McGraw-Hill.
- [5] Armando Pires, “A Máquina Assíncrona de rotor em curto-circuito em accionamentos de velocidade variável”, Dissertação para obtenção do grau de Doutor, IST-UTL, 1993.
- [6] R. E. Steven: Electrical Machines and Power Electronics”, Van Nostrand Reinhold (UK).
- [7] J. Fraile Mora: “Máquinas Eléctricas”, Quinta Edicion, McGraw-Hill

*

* *