

## CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DO MOTOR DE RELUTÂNCIA COMUTADO

### Resumo

O motor de indução trifásico continua a ser a principal opção nos sistemas de força-motriz, mas outros tipos de motores têm vindo a conquistar espaço. O motor de relutância comutado é uma alternativa possível em certas aplicações. Trata-se de uma máquina não convencional, simples e robusta, com capacidade de funcionar em altas velocidades. O seu funcionamento é caracterizado por binários pulsantes e ruído acústico, sendo os principais inconvenientes desta máquina.

Este artigo pretende ser uma introdução ao MRC, focando-se em algumas das suas características construtivas básicas e princípio de funcionamento. A modelização e dificuldades inerentes são abordadas, sendo apresentado um modelo linear.

### 1. Introdução

Atualmente, o consumo de energia dos acionamentos eletromecânicos é estimado em cerca de 46% da energia elétrica consumida mundialmente [1].

Os motores de indução trifásicos (MIT) continuam a ser dominantes, mas há outras opções cuja relevância tem vindo a aumentar, sendo de destacar os motores de ímanes permanentes.

Um exemplo imediato são os veículos híbridos e elétricos, onde a opção por motores síncronos de ímanes permanentes (MSIP) ultrapassa o MIT.

Com efeito, apresentam maiores densidade de potência e rendimento, sobretudo na gama das baixas e médias velocidades. Por seu turno, o preço, robustez e fiabilidade dos MIT são as suas principais vantagens [2].

A disponibilidade e elevado custo dos elementos de terras raras (e.g., NdFeB e SmCo) – constituintes essenciais dos ímanes permanentes (IPs) que compõem os MSIP – têm motivado uma procura crescente de alternativas que prescindam ou, pelo menos, limitem a necessidade desses elementos [3].

Os motores de relutância comutados (MRC) têm vindo a ser identificados como uma alternativa aos MSIP e MIT. São máquinas simples, baratas, robustas e com elevada tolerância a falhas. No rotor não existem IPs nem enrolamentos, não necessitando de anéis e escovas [4]. Podem atingir velocidades muito elevadas (> 50 000 rpm), o que permite funcionar numa ampla zona de potência constante, com rendimentos elevados.

A Figura 1 compara os três tipos de motores nas zonas de maiores rendimentos.

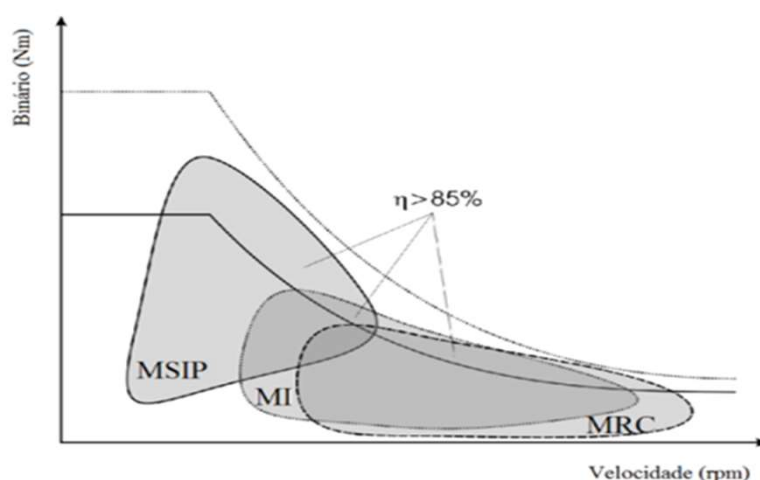


Figura 1– MSIP, MI e MRC: Zonas de Funcionamento com Elevados Rendimentos

O MRC tem vindo a ser usado na indústria automóvel, em eletrodomésticos e em sistemas de ar condicionado. É também reconhecido o seu potencial para os veículos elétricos. No entanto, a sua operação apresenta algumas desvantagens, sendo de destacar o ruído sonoro e binários pulsantes. Estes inconvenientes têm motivado consideráveis esforços, com vista a eliminá-los ou, pelo menos, mitigá-los [5]. Tal verifica-se ao nível da configuração do motor [6], do conversor de potência [7] e estratégias de controlo [8], [9].

É também de destacar a necessidade de conversores de potência com arquiteturas e métodos de controlo específicos, distintos das máquinas convencionais. Um aspeto chave está no facto do MRC, o conversor e respetivo controlador serem um sistema único, tal como ilustrado na Figura 2.

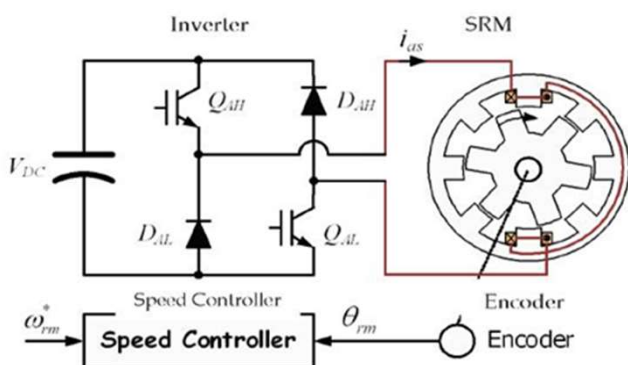


Figura 2– Drive de MRC (estrutura do inversor para uma fase)

Deste modo, a referência ao MRC tem implícita o próprio drive. O seu rendimento é indissociável das características do motor, da topologia do conversor e do tipo de controlo.

Neste texto somente o MRC será abordado. Os diferentes tipos de conversores e métodos de controlo serão temas a tratar em futuras oportunidades. O presente artigo está estruturado do seguinte modo:

A secção 2 refere algumas das características comuns das máquinas de relutância, em particular MRC e motores síncronos de relutância (MSR).

Na Secção 3 são abordados os princípios básicos do funcionamento do MRC. A Secção 4 refere-se à modelização do MRC e suas dificuldades. A conversão de energia é abordada através de um modelo linear. Finalmente, a Secção 5 trata das conclusões.

## 2. MOTORES DE RELUTÂNCIA

Em qualquer motor de relutância, a produção de binário está associada à tendência do rotor se alinhar segundo uma posição de relutância mínima, associada ao trajeto das linhas de força do campo magnético desenvolvido. O seu princípio de funcionamento é distinto das máquinas ditas convencionais – corrente contínua, indução, síncronas com enrolamento de excitação (rotor cilíndrico): nestas, o binário desenvolvido resulta da combinação de dois campos magnéticos distintos, no estator e no rotor.

Em geral, existem apenas enrolamentos no estator (concentrados ou distribuídos pelas suas ranhuras), formando vários enrolamentos de fase, independentes entre si. Podem ser alimentados separadamente (e.g., MRC e motor de passo de relutância variável) ou em simultâneo (e.g., MSR e MRC).

O rotor é constituído por chapas de material ferromagnético, eletricamente isoladas entre si, não havendo enrolamentos ou IP; A geometria/constituição das chapas tem como objetivo maximizar a variação do coeficiente de autoindução das fases do estator, em função da posição do rotor. Por outras palavras, trata-se de circuitos magnéticos fortemente anisotrópicos, sendo esta uma característica fundamental destas máquinas.

A simplicidade do rotor é a principal vantagem das máquinas de relutância, quando comparada com outras. Tal reflete-se num menor custo, elevada robustez e fiabilidade; Uma vez que as perdas ocorrem principalmente no estator, a sua refrigeração torna-se mais fácil [10]. Como tal, são máquinas indicadas para ambientes agressivos, com temperaturas elevadas (e.g., veículos híbridos e elétricos).

## 2.1. Aspectos Construtivos do MRC e do MSR

Na Figura 3 estão representadas duas configurações distintas do MRC.



a) MRC trifásico: 12 polos no estator e 8 no rotor (12/8)



b) MRC trifásico: 6 polos no estator e 4 no rotor (6/4)

Figura 3– Motores de Relutância Comutados

Os enrolamentos de cada fase são do tipo concentrado, colocados em torno dos polos do estator (normalmente, 2 polos/fase – ver Tabela 1). O rotor é composto por polos salientes, sendo constituído apenas por chapas de material ferromagnético, isoladas eletricamente entre si.

Nas máquinas de construção regular, normalmente verificam-se as seguintes condições:

- Nº polos do estator ( $N_s$ ) > nº de polos do rotor ( $N_r$ ) [ $N_s$  e  $N_r$  são nº pares];
- Arco polar rotórico  $\geq$  arco polar estatórico.

Existem várias combinações possíveis de polos no estator e rotor, bem como de nº de fases ( $m$ ). Na Tabela 1 estão indicadas as mais usuais.

Tabela 1 – Configurações de MRC

$m$	$N_s$	$N_r$
3	6	4
3	12	8
4	8	6
5	10	8
6	12	10
7	14	12

Em geral, quanto mais elevados forem  $N_s$  e  $N_r$ , maior será o binário médio desenvolvido, sendo menor o *ripple*. No entanto, o conversor necessitará de um maior número de semicondutores e as perdas no ferro serão mais elevadas, para uma dada velocidade. Com efeito, a frequência ( $f_s$ ) dos impulsos da corrente numa fase é dada por:  $f_s = \omega_r \cdot N_r$  ( $f_s$  [Hz];  $\omega_r$ : velocidade do rotor [ $s^{-1}$ ]).

O MRC tem uma estrutura semelhante à do motor de passo de relutância variável. No entanto, há diferenças significativas: o MRC tem normalmente um menor número de polos e o rotor roda em modo contínuo; a sua operação requer o conhecimento da posição instantânea do rotor. Finalmente, têm potências muito superiores às dos motores de passo [10].

Na Figura 4 é ilustrado um exemplo de um MSR, incluindo uma vista segundo um corte seccional.



Figura 4– Motor Síncrono de Relutância trifásico (4 polos)

O estator é semelhante ao das máquinas AC polifásicas convencionais: ranhurado na periferia interior, com enrolamentos de fase distribuídos, de modo sinusoidal, pelas ranhuras. Normalmente, no rotor são colocadas barreiras de fluxo axiais (visíveis na Figura 4), que lhe conferem características anisotrópicas, isto é, propriedades magnéticas distintas segundo as direções radiais  $d$  e  $q$ . Ao contrário do MRC, o nº de polos no estator e rotor são iguais. Podem ser alimentados com tensões sinusoidais, simétricas e equilibradas. No entanto, é frequente serem alimentados através de um conversor de potência, de modo a regular a velocidade e otimizar a sua exploração.

### 3. PRINCÍPIO E CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO DO MRC

O seu desenvolvimento e aplicação devem-se à revolução tecnológica associada aos semicondutores de potência de estado sólido (inícios da década de 1960), bem como ao desenvolvimento dos sistemas de controlo digital.

No que se refere à capacidade de conversão de energia, os MRC têm uma limitação estrutural, associada à ausência de IPs e enrolamentos no rotor (limitação comum às máquinas de relutância). A sua densidade de potência está limitada pela alimentação dos enrolamentos estatóricos, mas também pelas suas características geométricas, magnéticas e pelo tipo de controlo aplicado [11]. A geometria particular do circuito magnético torna o MRC muito sensível aos efeitos dos campos magnéticos na periferia dos polos e da saturação magnética – esta última tem uma influência importante na capacidade de conversão de energia.

Nos MRC de construção regular a indutância mútua entre fases apresenta valores baixos. Este é também uma característica muito relevante desta máquina: as fases são magneticamente independentes entre si, ao contrário das máquinas polifásicas convencionais. As consequências são várias, sendo de destacar os cenários de avarias. Por exemplo, um curto-circuito numa fase não afeta as restantes; o impacto da falta de uma fase fica circunscrito, sendo possível manter o funcionamento da máquina sem alterações significativas – maior tolerância a falhas.

Naturalmente, o número de fases da máquina e as condições de carga são determinantes (quanto maior o número de fases, menor o impacto da fase afetada).

Nas altas velocidades, os cenários são diferentes: as correntes em fases adjacentes podem coexistir por períodos consideráveis. Os fluxos de ligação entre as fases poderão ter efeitos não desprezáveis, pelo que deverão ser considerados.

#### 3.1. Análise Qualitativa

Com base na máquina elementar da Figura 5, os princípios de criação de binário no MRC são a seguir descritos. Nos 4 cenários considerados, a bobina estatórica (1-1') é percorrida por corrente.

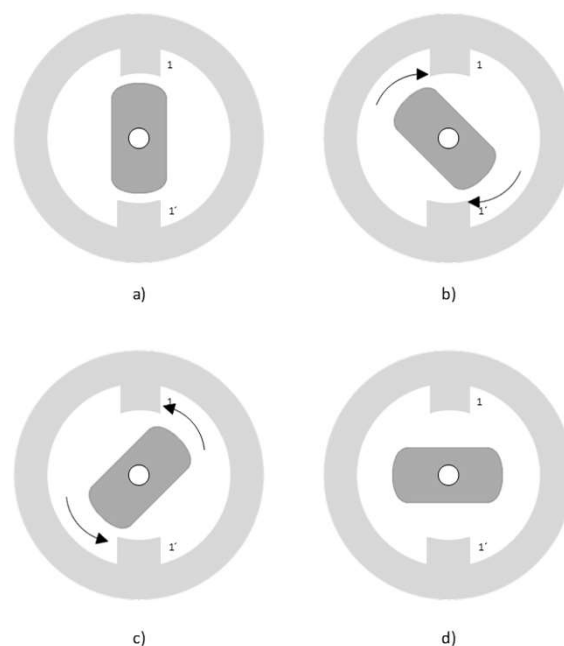


Figura 5– MRC elementar

**Cenário a):** os polos do rotor e do estator estão totalmente alinhados entre si, pelo que a relutância equivalente do circuito magnético do motor é mínima. Como tal, o binário é nulo;

**Cenários b) e c):** o binário desenvolvido tende a colocar o rotor na posição “a”. O binário tem sentidos contrários em b) e c), o que revela a importância crucial de alimentar as fases do estator, consoante a posição do rotor;

**Cenário d):** o rotor está posicionado segundo a direção correspondente à relutância máxima do circuito magnético (eixos magnéticos dos polos do estator e do rotor em quadratura (desalinhados)). Sendo uma posição de equilíbrio (tal como a)), o binário desenvolvido é nulo. Mas trata-se de um equilíbrio instável, ao contrário de a): uma perturbação na posição do rotor, leva ao desenvolvimento de um binário conducente ao cenário a). A mesma perturbação no cenário a) faz desenvolver um binário que tende a manter o rotor na posição inicial (equilíbrio estável).

Estes cenários evidenciam algumas características essenciais do funcionamento do MRC:

- i) De modo a evitar as situações a) e d), tem de se verificar a condição:  $N_s \neq N_r$ ;
- ii) O binário desenvolvido resulta da alimentação sequencial das fases do estator, em função da posição do rotor. Cada fase deve ser alimentada para posições do rotor que correspondam a uma variação do seu coeficiente de auto-indução ( $L_s$ ) entre os valores mínimo ( $L_{\text{não\_alinhado}}$ ) e máximo ( $L_{\text{alinhado}}$ ) (Motor) ou entre  $L_{\text{alinhado}}$  e  $L_{\text{não\_alinhado}}$  (Gerador).
- iii) A polaridade dos impulsos de corrente em cada fase não tem influência no sentido do binário desenvolvido (binário de relutância).

### 3.2. Características Geométricas: Impacto no Funcionamento do MRC

O valor de  $L_s$  é dependente da corrente (devido ao efeito da saturação) e da posição angular do rotor ( $\theta$ ). Os valores não saturados de  $L_{\text{não\_alinhado}}$  e  $L_{\text{alinhado}}$  têm uma importância de “primeira linha” para qualquer MRC, em particular a razão  $L_{\text{alinhado}} / L_{\text{não\_alinhado}}$  [10]. As características geométricas assumem particular importância, sendo de destacar a forma e dimensões dos polos do estator e do rotor, bem como os entreferros. Na Figura 6 estão indicadas algumas das características mais relevantes.

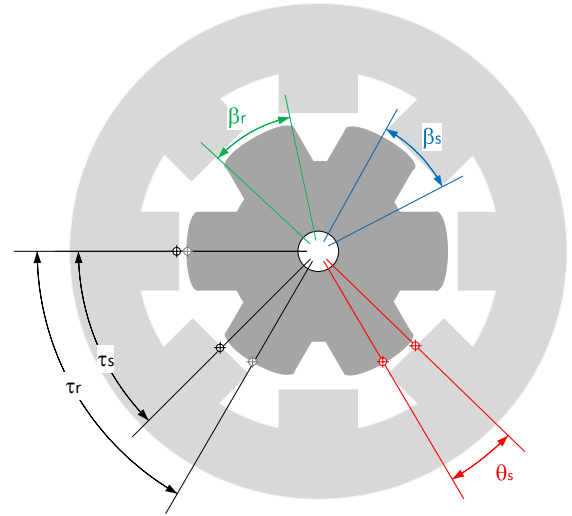


Figura 6– Características de  $L_s$ , corrente (motor & gerador) e zonas de binário (referidas a uma fase), em função de  $\theta$

Para além de evidenciar os arcos polares do estator ( $\beta_s$ ) e do rotor ( $\beta_r$ ), os restantes ângulos são definidos do seguinte modo:

$$\tau_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (1)$$

$$\tau_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2)$$

$$\theta_s = 2\pi \left( \frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad \text{sendo: } N_r < N_s \quad (3)$$

Os passos polares estatórico e rotórico são, respetivamente,  $\tau_s$  e  $\tau_r$ . O ângulo  $\theta_s$  corresponde ao desfasamento espacial entre indutâncias de fases consecutivas. De notar que este é igual ao deslocamento angular mínimo ( $\varepsilon$  - *stroke angle*), associado a um impulso de corrente numa fase. Considerando o cenário de 2 polos/fase, a expressão (3) pode ser apresentada do seguinte modo:

$$\varepsilon = \frac{1}{m} \frac{2}{N_r}, \quad m: \text{n}^\circ \text{ de fases} \quad (4)$$

De notar que o número total de impulsos numa rotação corresponde ao denominador de  $\varepsilon$ .

Na Figura 7 são analisados os princípios básicos do funcionamento da máquina, relacionando-os com as suas características geométricas. Com efeito, os impulsos de corrente e binário estão representados de modo a evidenciarem a correlação com  $L_s(\theta)$ , isto é, com a posição do rotor. De referir que esta representação assume condições ideais (ausência de saturação no núcleo e resistência nula do enrolamento de fase).

É visível que  $L_s(\theta)$  varia periodicamente com a posição do rotor ( $\theta$ ), sendo o período igual a  $\tau_r$ . De notar que a origem considerada para  $L_s(\theta)$  na Figura 3 é coincidente com a posição desalinhada.

Assim, tem-se:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{N_r} - \left( \frac{\beta_s + \beta_r}{2} \right) \quad (5)$$

$$\theta_2 - \theta_1 = \beta_s \quad (6)$$

$$\theta_3 - \theta_2 = \beta_r - \beta_s \quad (7)$$

$$\theta_4 - \theta_3 = \beta_s \quad (8)$$

$$\theta_5 - \theta_4 = \frac{\pi}{N_r} - \left( \frac{\beta_s + \beta_r}{2} \right) \quad (9)$$

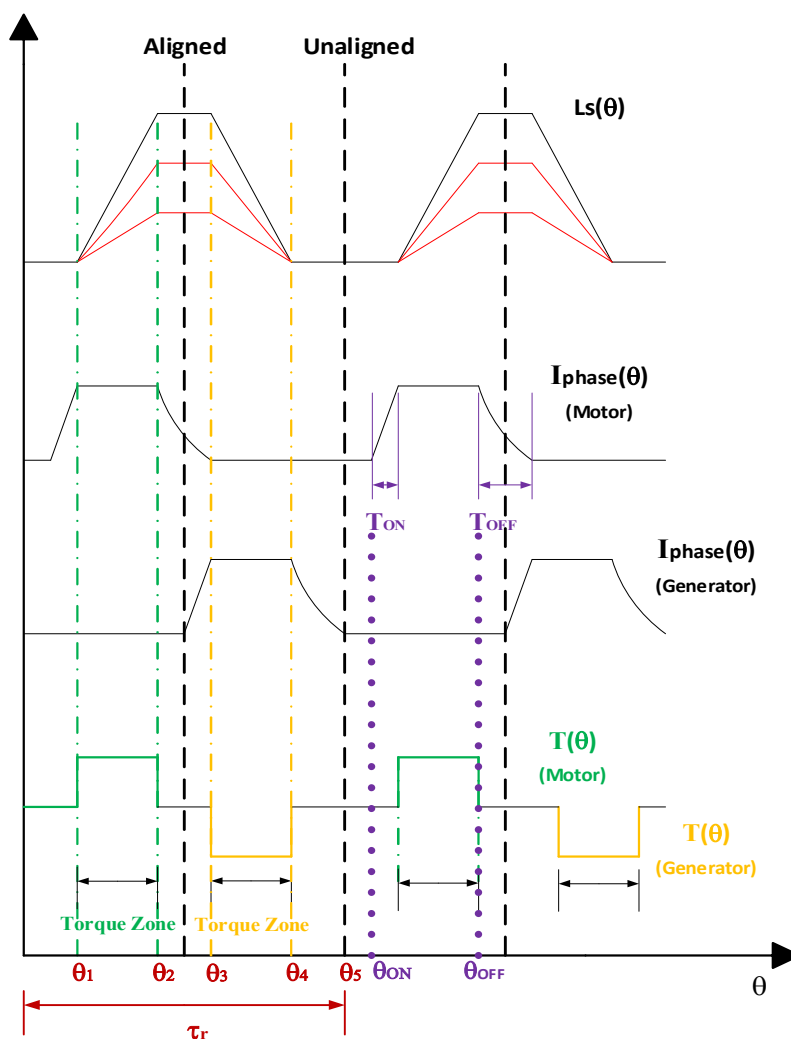


Figura 7– Características de  $L_s$ , corrente (motor & gerador) e zonas de binário (referidas a uma fase), em função de  $\theta$

No funcionamento da máquina (Motor e Gerador)<sup>(1)</sup>, os binários desenvolvidos surgem nas zonas caracterizadas por:  $dL_s/d\theta \neq 0$  (i.e., quando há sobreposição de pólos). As correntes de fase são comutadas eletronicamente, em função da posição do rotor. Como consequência, surgem campos magnéticos pulsantes, responsáveis pelo *ripple* no binário resultante.

É de realçar a importância dos ângulos de comutação dos impulsos da corrente ( $T_{ON}$  e  $T_{OFF}$ ), bem como dos períodos de subida ( $T_{ON}$ ) e descida ( $T_{OFF}$ ): idealmente, a corrente deverá atingir o valor máximo no início da zona de binário (torque zone, na Figura 7); por seu turno, a corrente deve anular-se antes de ser atingida a região caracterizada por  $dL_s/d\theta < 0$ . Caso contrário, surge um binário frenante. Estes são alguns dos desafios colocados ao conversor e controlador do drive do MRC.

Em síntese, o seu funcionamento está intimamente associado às características geométricas e magnéticas do núcleo, da arquitetura do conversor e do algoritmo de controlo. O conhecimento instantâneo de  $\theta$  e a forma dos impulsos da corrente, em particular, os instantes de comutação, têm um papel fulcral no desempenho do MRC. Finalmente, importa ainda referir que a análise anterior é extensível ao modo de funcionamento como gerador.

#### 4. MODELIZAÇÃO E CONVERSÃO DE ENERGIA NO MRC

Os fluxos magnéticos têm evoluções temporais e distribuições não sinusoidais, que dependem das características de cada máquina e do sistema de controlo. Mesmo numa determinada máquina, as formas de onda dos fluxos magnéticos variam consoante o troço do núcleo considerado. Como tal, a sua modelização traz desafios complexos, exigindo abordagens diferentes das máquinas convencionais [12].

#### 4.1. Modelização

Sendo um conversor eletromecânico, a modelização do MRC pode ser feita com base num conjunto de equações diferenciais de parâmetros concentrados, semelhante aos modelos dinâmicos amplamente usados nas máquinas elétricas convencionais. Deste modo, tem-se:

##### Equação de Tensão

$$V_{fase} = R_s \cdot i + \frac{d(i, \theta)}{dt} \quad (10)$$

$V_{fase}$ : tensão instantânea aplicada aos terminais de fase;

$R_s$ : a resistência de uma fase do estator;

$i$ : a corrente instantânea na fase;

$\Psi(i, \theta)$ : fluxo magnético total de uma fase.

##### Equação Magnética

$$\Psi = L_s(i, \theta) \cdot i \quad (11)$$

$L_s(i, \theta)$ : coeficiente de autoindução de uma fase do estator.

##### Equação Eletromecânica (binário instantâneo)

$$T = \sum_{j=1}^m \frac{\partial W_c^j(i, \theta)}{\partial \theta}, \quad i = \text{constante} \quad (12)$$

$W_c^j$ : co-energia associada à fase  $j$ , sendo  $m$  o nº de fases do motor.

Para  $i=i_1$ , a função co-energia ( $W_c$ ) é definida como:

$$W_c(i_1, \theta) = \int_0^{i_1} (i, \theta) \cdot di \quad (13)$$

(1) De notar o mesmo sentido da corrente em ambos os modos de funcionamento.



#### ▪ Equação Mecânica (Motor)

$$T - T_{carga} = J \frac{d\omega}{dt} + K_f \omega \quad (14)$$

$T_{carga}$ : binário da carga;

$J$ : momento de inércia equivalente do sistema mecânico;

$\omega$ : velocidade angular do rotor;

$K_f$ : coeficiente de viscosidade (função do tipo de rolamentos e fluido lubrificante).

A maior dificuldade na modelização do MRC reside na equação magnética, fortemente não-linear e dependente da posição do rotor ( $\theta$ ). A Figura 8 representa as curvas de magnetização ( $\psi=f(i, \theta)$ ), para uma fase do estator.

A zona de binário está bem definida, limitada pelas posições “alinhado” e “não alinhado” dos polos do estator e do rotor. O efeito da saturação é bem visível, o que torna exigente a modelização e controlo. Há outras dificuldades a considerar (e.g., distribuição não uniforme do campo magnético pelo núcleo, função do modo de operação do motor), mas esses assuntos não serão abordados neste texto. De referir que as características da Figura 8 são normalmente obtidas com recurso a métodos de elementos finitos (MEF) ou ensaios experimentais. Ambos são exigentes, quer do ponto de vista da formulação numérica, capacidade de processamento requerida na sua aplicação (MEF), bem como de tempo requerido.

De modo a simplificar a análise, as perdas da máquina não serão consideradas.

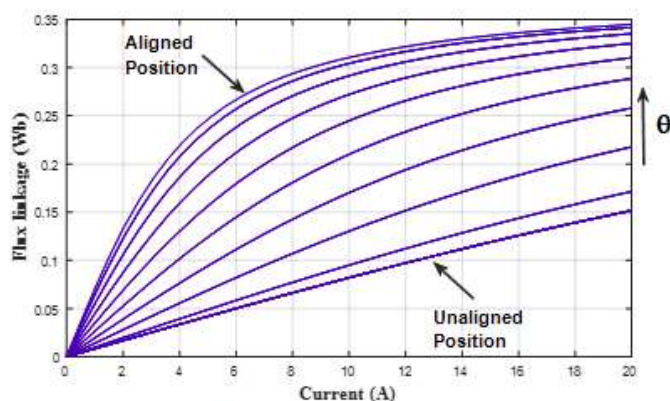


Figura 8 – Características magnéticas do MRC, em função da posição do rotor ( $\theta$ )

#### 4.2. Conversão de Energia: Aproximação Linear

Em cada instante, o princípio da conservação de energia (1ª lei da termodinâmica) rege a conversão de energia no interior da máquina. No modo motor, uma variação infinitesimal da energia elétrica absorvida por uma fase ( $dW_{fonte}(i, \theta)$ ) corresponderá a uma variação infinitesimal da energia armazenada no campo magnético da referida fase ( $dW_{mag}(i, \theta)$ ), bem como a uma variação infinitesimal da energia mecânica convertida ( $dW_{mec}(i, \theta)$ ):

$$dW_{fonte}(i, \theta) = dW_{mag}(i, \theta) + dW_{mec}(i, \theta) \quad (15)$$

$$\text{Sendo: } dW_{fonte}(i, \theta) = i \cdot d(i, \theta) \quad (16)$$

e

$$d(i, \theta) = \frac{\partial(i, \theta)}{\partial i} di + \frac{\partial(i, \theta)}{\partial \theta} d\theta \quad (17)$$

Na ausência de saturação magnética, as características de magnetização correspondem a retas. Na Figura 9 estão representadas duas características magnéticas, correspondentes à posição inicial  $\theta_0$  e a um deslocamento infinitesimal ( $d\theta$ ), a partir daquela posição, para  $i=i_1$ .

Sendo  $\Psi(i, \theta) = L_s(\theta) \cdot i$ , através de (17) tem-se:

$$d(i_1, \theta) = i_1 \cdot dL_s(\theta) \quad (18)$$



Pelo que (16) pode ser formulado como:

$$dW_{fonte}(i_1, \theta) = i_1^2 \cdot dL_s(\theta) \quad (19)$$

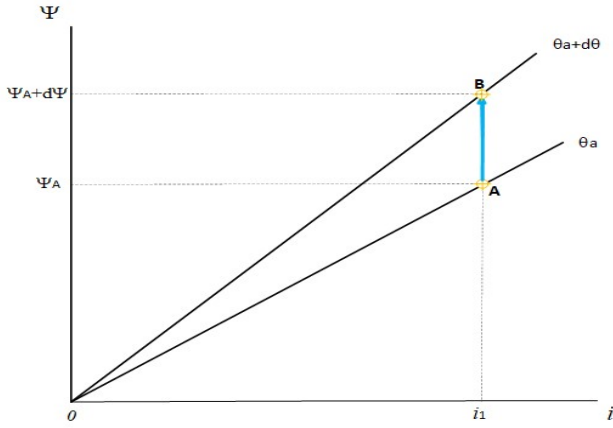


Figura 9 – Características magnéticas para  $\theta_a$  e  $\theta_a+d\theta$

Com base em (16), é evidente que a diferença entre as áreas dos retângulos  $(0-\Psi_A+d\Psi-B-i_1)$  e  $(0-\Psi_A-A-i_1)$  é igual a  $dW_{fonte}(i_1, \theta)$ . Por outro lado, a diferença entre as áreas das diagonais superiores dos dois retângulos, corresponde à variação da energia armazenada no campo magnético da fase ( $dW_{mag}(i_1, \theta)$ ) entre as posições rotóricas  $\theta_a$  e  $\theta_a+d\theta$ . Com base em (15), verifica-se que a diferença entre as áreas das diagonais inferiores dos retângulos corresponde a  $dW_{mec}(i_1, \theta)$ .

Atendendo à simetria das áreas superior e inferior dos retângulos, tem-se:

$$dW_{mag}(i_1, \theta) = dW_{mec}(i_1, \theta) \quad (20)$$

Pelo que a variação da energia absorvida pela fase, entre  $\theta_a$  e  $\theta_b$ , é decomposta em:

$$dW_{fonte}(i_1, \theta) = \underbrace{\frac{1}{2}i_1^2 \cdot dL_s(\theta)}_{dW_{mag}(i_1, \theta)} + \underbrace{\frac{1}{2}i_1^2 \cdot dL_s(\theta)}_{dW_{mec}(i_1, \theta)} \quad (21)$$

Esta aproximação linear permite obter uma expressão analítica geral, para o binário desenvolvido numa fase ( $T_f$ ).

Com efeito, sendo:

$$T_f = \frac{dW_{mec}}{d\theta} \quad (22)$$

Vem que:

$$T_f = \frac{1}{2} \frac{dL_s(\theta)}{d\theta} \cdot i^2, \quad i = \text{constante} \quad (23)$$

De notar que esta expressão de  $T_f$  pode ser obtida através de (13) e (12), sabendo que  $\Psi(i, \theta) = L_s(\theta) \cdot i$ .

Esta expressão evidencia algumas das observações feitas na secção 3.1:

- A polaridade da corrente de fase não tem impacto no sentido do binário desenvolvido. Esta é uma característica importante, pois a operação do MRC pode ser feita com impulsos de corrente (e fluxo magnético) unidirecionais. Isto permite o uso de conversores e controladores mais simples do que os usados noutras máquinas;
- Binários não nulos (i.e., a conversão de energia) ocorrem quando  $dL_s/d\theta \neq 0$ ; o modo como varia (crescente ou decrescente) condiciona o binário desenvolvido (motor ou frenante).

## 5. CONCLUSÕES

Sendo uma máquina simples, barata, robusta e com elevada tolerância a falhas, o MRC é claramente uma opção a considerar em diversas aplicações.

As principais desvantagens na sua operação são os binários pulsantes e o ruído, limitações que continuam a motivar a procura de soluções mais eficazes.

É também de destacar a necessidade de conversores de potência com arquiteturas distintas das máquinas convencionais, bem como métodos de controlo específicos. As características do circuito magnético do MRC fazem com que os modos de operação sejam fortemente não-lineares. Como tal, a sua modelização e controlo têm exigências particulares. De notar que sendo o MRC+conversor+controlador um sistema único e indissociável, a integração da máquina e do conversor, juntamente com o método de controlo usado, tornam este assunto ainda mais complexo.

Este artigo abordou apenas o MRC, procurando contribuir para uma introdução a este motor não convencional. Em oportunidades futuras incidir-se-á também nas características do conversor e nos tipos de controlo.

#### REFERÊNCIAS

- [1] P. Waide and C. U. Brunner, "Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems," 2011.
- [2] K. Rajashekara, "Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 3-10, 2013.
- [3] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa, and D. Dorrell, "Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 10, pp. 5696-5711, 2014.
- [4] R. Vrenken et al., "Switched reluctance motor drive for full electric vehicles-part I: Analysis," in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2013 8th International Conference and Exhibition on, 2013, pp. 1-7: IEEE.
- [5] J.-W. Ahn, "Switched Reluctance Motor " Torque Control, Prof. Moulay Tahar Lamchich (Ed.), ISBN:978-953-307-428-3, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/torque-control/switched-reluctance-motor>, p. 53, 2011.
- [6] T. Ishikawa, Y. Hashimoto, and N. Kurita, "Optimum design of a switched reluctance motor fed by asymmetric bridge converter using experimental design method," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 2, pp. 781-784, 2014.
- [7] J. Ye and A. Emadi, "Power electronic converters for 12/8 switched reluctance motor drives: A comparative analysis," in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014 IEEE, 2014, pp. 1-6: IEEE.
- [8] H. Hannoun, M. Hilairet, and C. Marchand, "Design of an SRM speed control strategy for a wide range of operating speeds," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2911-2921, 2010.
- [9] V. P. Vujicic, "Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 1, pp. 388-399, 2012.
- [10] T. J. E. Miller, *Switched reluctance motors and their control*. Magna Physics Lebanon, OH, 1993.
- [11] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC press, 2001.
- [12] J. Faiz, B. Ganji, C. Carstensen, and R. De Doncker, "Loss prediction in switched reluctance motors using finite element method," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 19, no. 5, pp. 731-748, 2009.